

**Prototipagem e análise do conforto na condução de uma
bicicleta equipada com um amortecedor Magneto-Reológico**

Arlindo dos Santos Machado Pascoal

Dissertação apresentada à
Escola Superior de Tecnologia e Gestão
Instituto Politécnico de Bragança
para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Industrial – Ramo Engenharia Eletrotécnica

Este trabalho foi efetuado sob orientação de:
Professor Doutor José Alexandre de Carvalho Gonçalves
Professor Doutor Manuel Teixeira Braz César

novembro de 2016

Prototipagem e análise de conforto na condução de uma bicicleta equipada com um amortecedor Magneto-Reológico

Arlindo dos Santos Machado Pascoal

Relatório Final de Projeto apresentado na
Escola Superior de Tecnologia e Gestão
Instituto Politécnico de Bragança

Para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Industrial – Ramo Engenharia Eletrotécnica

Este trabalho foi efetuado sob orientação de:

Professor Doutor José Alexandre de Carvalho Gonçalves

Professor Doutor Manuel Teixeira Braz César

Constituição do Júri:

Arguente: **Professor Doutor João Paulo Coelho**

Presidente: **Professor Doutor José Luís Sousa de Magalhães Lima**

Orientador: **Professor Doutor José Alexandre de Carvalho Gonçalves**

novembro de 2016

Agradecimentos

A realização desta dissertação marca o fim de mais uma importante etapa da minha vida. É com muita satisfação que expresso aqui o mais profundo agradecimento a todos aqueles que tornaram a realização deste trabalho possível.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos Professores Doutores José Gonçalves e Manuel Braz César por toda a sua dedicação, conhecimento e pela disponibilidade em estarem presentes para a realização deste projeto.

Gostaria também de agradecer aos Mestres José dos Santos Teixeira Batista e José Daniel Vieira do Couto pela contribuição, não deixando de agradecer ao Professor Doutor João Paulo Coelho e ao técnico Pedro Geraldês pelo seu apoio e amizade.

Não menos importante queria agradecer aos meus pais, pelo seu incansável apoio em todo o percurso académico e, apesar de todos os obstáculos, estiveram sempre ao meu lado para chegar até esta fase final.

Um agradecimento muito especial à minha namorada que me tem apoiado ao longo de todo este percurso e tem sido uma ajuda preciosa em todo o desenrolar do projeto.

A todos, o meu muito obrigado!

Resumo

Desde a invenção da bicicleta como meio de transporte até à sua utilização em grande escala, tem aparecido diferentes soluções para as tornar mais seguras e cómodas. Uma das principais formas para conseguir com que sejam cómodas e seguras é integrar um sistema de suspensão.

Nos últimos anos, com o aumento da sua utilização, desde o lazer ao desporto de alta competição, acompanhada dos progressos na tecnologia, fez suscitar um grande interesse nos sistemas de suspensão, ativos e semi-ativos, dado que permitem adaptar a sua dureza às condições do terreno e à forma de condução.

Este tipo de suspensões permitem melhorar o conforto do passageiro, aumentando a estabilidade e absorção das vibrações transmitidas pelos pneus. Assim sendo, além de aumentar a segurança, desempenho e conforto do ciclista, ajudam a melhorar a estabilidade em todo o tipo de circunstâncias.

Desenvolvido em parceria com investigadores de engenharia mecânica, este projeto tem como principal objetivo desenvolver um protótipo de forma a investigar e aprofundar conhecimentos sobre as suspensões semi-ativas, mais concretamente sobre os amortecedores magneto-reológicos, estudando o seu comportamento e como permitem uma melhoria nas prestações dinâmicas do sistema.

Através de vários sensores estrategicamente posicionados, estudou-se o comportamento da nova suspensão (adaptada com um amortecedor magneto-reológico), obtendo uma variedade de dados em diferentes tipos de pisos, declives e velocidades, que permitiram compreender o desempenho do sistema para cada uma das situações.

Com a análise dos dados recolhidos com o protótipo completamente montado, e ainda que, com controlo da suspensão em malha aberta, foi possível encontrar os níveis de rigidez adequados para aplicar ao amortecedor em cada uma das situações. Após a realização deste estudo, verificou-se que o controlo em malha aberta não é o mais eficiente, sendo um objetivo de trabalho futuro a realização do controlo em malha fechada, justificando-se um estudo mais aprofundado.

Palavras-chave:

Amortecedor magneto-reológico, bicicleta com sensores, acelerómetros, análise de conforto, LVDT (Transformador Diferencial Variável Linear), Célula de carga.

Abstract

Since the invention of the bicycle as a means of transportation, and given its use on a large scale, different solutions have appeared to make it safer and more comfortable for users. One of the most common approaches applied with the purpose of the bicycle be more comfortable and safe at the same time, is to integrate a suspension system.

In the past years with the increase in its use, from recreational to top-level sport, together with the advances in technology, it raised a lot of interest in suspension systems, active and semi-active, as they make possible to adapt its hardness to the ground conditions and cycling style.

Such suspensions allow improvement in the rider comfort, increasing the stability and absorption of the vibrations transmitted by the tires. Therefore, in addition to increasing safety, comfort and cycling performance, they help improve stability in all types of circumstances.

Developed in partnership with researchers in mechanical engineering, this project aims to develop a prototype to research and increase knowledge of the semi-active suspensions, more particularly on the magneto-rheological dampers, studying their behaviour and how they allow an improvement in the dynamic performance of the system.

Through several sensors strategically placed, it is studied the behaviour of the new suspension, obtaining a variety of data in different types of floors, slopes and speeds, which allowed to understand the system's performance for each situation.

With the analysis of the collected data using the prototype fully assembled, even with the suspension control in open loop, it was possible to find the levels of rigidity appropriated to apply to the damper in each situation. After this study it was found that the control in open loop is not the most efficient approach, being proposed as future work to perform the closed loop, being justified a deeper study to be carried out in the future.

Keywords:

Magneto-rheological damper, Bike with sensors, Accelerometers, Comfort analysis, LVDT (Linear Variable Differential Transformer), Load cell.

Índice

Agradecimentos	I
Resumo	III
Abstract	V
Índice	VII
Ilustrações	XI
Tabelas	XV
Lista de Símbolos	XVII
Lista de Abreviaturas	XIX
1 Introdução	1
1.1 Objetivos e motivação	1
1.2 Organização do trabalho	4
2 Estado da arte	5
2.1 Evolução da bicicleta	5
2.2 Evolução dos sistemas de suspensão na bicicleta	7
2.3 Aplicações do amortecedor magneto-reológico MR	10
3 Amortecedor magneto-reológico	13
3.1 Fluidos magneto-reológicos	13
3.2 Tipos de controlo	14
3.2.1 Controlo passivo	14
3.2.2 Controlo ativo	15
3.2.3 Controlo semi-ativo	15
3.3 Funcionamento do amortecedor MR	16
4 Prototipagem da bicicleta	19
4.1 <i>Hardware</i>	19
4.1.1 Controlador e amortecedor Magneto-Reológico	20
4.1.2 Arduino	24

4.1.3	Acelerómetros.....	25
4.1.4	Sensor de corrente	27
4.1.5	Sensor de temperatura	29
4.1.6	<i>Encoder</i> / Velocímetro.....	30
4.1.7	Computador portátil.....	32
4.2	<i>Software</i>	33
4.2.1	Arduino <i>Software</i> (IDE)	33
5	LVDT Transformador Diferencial Variável Linear	35
5.1	Sensores de deslocamento	35
5.2	Funcionamento e constituição do LVDT.....	35
5.3	Placa de controlo excitação e condicionamento de sinal	38
5.3.1	Dimensionamento de componentes passivos	41
5.3.2	Placa de circuito impresso	45
5.4	Calibração do LVDT	46
6	Célula de Carga	47
6.1	Placa de aquisição de dados.....	48
6.2	Calibração da célula de carga	49
7	Análise de conforto.....	53
7.1	Vibrações & Conforto.....	53
7.2	Norma ISO 2631	54
7.3	Resultados para os três pontos de contacto: Guiador, Assento e Pedais	57
7.4	Análise de dados	60
8	Conclusões e trabalhos futuros	63
8.1	Conclusões	63
8.2	Trabalhos futuros	64
	Referências	65
	Anexos.....	67

Ilustrações

Figura 1-1 Bicicleta protótipo	3
Figura 2-1 Pneu Dunlop 1891	7
Figura 2-2 Bicicleta com quadro Schwinn Excelsior	8
Figura 3-1 (a) - Fuido sem campo magnetico (b) - Fuido com campo magnético baixo (c) - Fuido com campo magnético alto	13
Figura 3-2 Esquema do Amortecedor MR (a) - Interior (b) - Exterior.....	17
Figura 4-1 Diagrama de blocos do protótipo.....	19
Figura 4-2 Amortecedor Magneto-Reológico RD-1005-3	20
Figura 4-3 Amortecedor MR montado	20
Figura 4-4 Controlador Lord Wonder Box.....	22
Figura 4-5 Gráfico da tensão de controlo do amortecedor MR.....	22
Figura 4-6 Controlador instalado.....	24
Figura 4-7 Arduino Mega.....	25
Figura 4-8 Acelerómetro ADXL335	26
Figura 4-9 Acelerómetros montados na bicicleta	27
Figura 4-10 Sensor de corrente ACS712.....	27
Figura 4-11 Sensor de corrente instalado	28
Figura 4-12 NTC referência ND06.....	29
Figura 4-13 Sensores de temperatura ambiente e MR.....	30
Figura 4-14 Sensor de efeito de <i>hall</i> US1881	30
Figura 4-15 <i>Encoder</i> montado.....	31
Figura 4-16 Computador portátil Tsunami Ms-N011.....	32
Figura 4-17 Programa Arduino IDE ver.1.6.7.....	33
Figura 4-18 Aspeto dos dados recolhidos em <i>Notepad</i>	34
Figura 5-1 Sinais de saída e entrada	36
Figura 5-2 LVDT ACT-1000A.....	37
Figura 5-3 Dimensões do LVDT ACT-1000A.....	37
Figura 5-4 Ligações do LVDT ACT1000A	38
Figura 5-5 Modulo SCXI-15409	39
Figura 5-6 <i>Pinout</i> do AD598.....	40
Figura 5-7 Diagrama de bolcos	40
Figura 5-8 Esquema de montagem com alimentação simétrica	41

Figura 5-9 Gráfico de dimensionamento de R1.....	42
Figura 5-10 Tensão de saída V_{out} VS deslocamento	44
Figura 5-11 Codificador de sinal	45
Figura 6-1 Célula de carga HBM Typ U3	47
Figura 6-2 Cablagem célula de carga Typ U3	48
Figura 6-3 <i>Pinout</i> AD8556	48
Figura 6-4 Esquema de ligações AD8556	49
Figura 6-5 Calibração da célula de carga com prensa manual	50
Figura 7-1 Sistema de eixos considerado no estudo de vibrações no corpo humano (a) – sentado (b) – de pé (c) – deitado [J]	56

Tabelas

Tabela 1 Sinal de controlo aplicado	23
Tabela 2 Especificações do LVDT ACT1000A	37
Tabela 3 Reação de diferentes pessoas sentadas num veículo contra diferentes valores de a_{rms} de acordo com as normas BS6841 e ISO2361	61
Tabela 4 Valores a_{max} para os dois tipos de terreno	62
Tabela 5 Valores a_{rms} e RSS nos diferentes pisos.....	62

Lista de Símbolos

Símbolos	Descrição
f_a	Frequência dos harmônicos
f_c	Frequência de corte
f_{sw}	Frequência de comutação
f_I	Frequência de modulação
I_b	Corrente de base
V_b	Tensão de base
I_1	Componente fundamental da corrente
I_s^*	Corrente de referência à saída
I_s	Corrente de saída
I_q	Corrente em componente quadratura
I_d	Corrente em componente direta
V_d	Tensão em componente direta
V_q	Tensão em componente quadratura
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
g	Aceleração da gravidade
V_{rms}	Valor médio quadrático da tensão (<i>Voltage Root mean square</i>)
V_{out}	Tensão de saída
V_{exc}	Tensão de excitação
a_{rms}	Aceleração em valor eficaz

Lista de Abreviaturas

Símbolos	Descrição
AREF	Referência analógica
MR	Magneto-Reológico
LVDTs	<i>Linear Variable Differential Transformer</i>
AC	Corrente alternada
DC	Corrente contínua
VOC	Tensão de Controlo
PI	Controlador proporcional Integrador
PLL	<i>Phase locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
D	<i>Duty Cycle</i>
L	Impedância
RISC	<i>Reduced Instruction Set Compute</i>
BNC	<i>Conector Bayonet Neill Concelman</i>
BTT	Bicicleta todo o terreno
RMS	<i>Root mean square</i> (Valor médio quadrático)

1 Introdução

1.1 Objetivos e motivação

Durante muitos anos, a bicicleta foi vista sobretudo como um instrumento de lazer. No entanto, o aparecimento de problemáticas decorrentes de fatores como os crescentes níveis de poluição, a eficiência energética, a dificuldade *versus* a vontade de praticar desporto, o congestionamento das cidades e, até mesmo, a crise económica, fez com que a bicicleta tenha vindo a ganhar popularidade, chegando a ser um dos meios de transporte cada vez mais utilizados atualmente, quer em atividades de lazer e de deslocação, como o cicloturismo, bicicletas elétricas urbanas, até às modalidades de alta competição como, por exemplo, o ciclismo e BTT.

Este crescente uso, principalmente ao nível de alta competição, fez despoletar o interesse na contínua melhoria da sua tecnologia, não só de forma a tornar a estrutura mais leve e melhorar o *design*, como também aumentar a eficácia na sua utilização.

Muito tem sido feito ao nível de melhorar a resistência aos choques, ao peso, a aparência e até ao preço. Mas no que diz respeito ao conforto na condução, ainda há muito a desenvolver nessa área, principalmente quando falamos de bicicletas todo o terreno conhecidas como BTT.

As BTT disponíveis atualmente estão constantemente a sofrer melhorias ao nível de suspensão, pois este tipo de bicicleta pode percorrer percursos que vão, desde o pavimento liso, a caminhos fora de estrada com grandes irregularidades.

A realização deste projeto surge no âmbito do Mestrado de Engenharia Industrial ramo de Eletrotécnica em parceria com os alunos Gabriel Nicomedio e Ricardo Oliveira do mesmo mestrado no ramo da Engenharia Mecânica, na Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Bragança.

Como as investigações estavam a decorrer em simultâneo, foi prestado apoio ao nível de análise sensorial e prototipagem.

O investigador Gabriel Nicomedio trabalhou em parceria direta com este estudo, realizando a tese com o nome de “Prototipagem e modelação de sistema de suspensão semi-ativa para uma bicicleta BTT” [1].

Esta dissertação teve como principal objetivo o desenvolvimento e análise de um sistema de controlo semi-ativo dedicado a redução de vibrações em suspensões de bicicletas BTT, utilizando o amortecedor MR. Os dados resultantes dos ensaios experimentais, recolhidos nos diferentes tipos de piso, serviram de base para o desenvolvimento de um modelo numérico que permitiu simular em computador o comportamento histerético não linear, típico destes dispositivos.

Foram desenvolvidas um conjunto de simulações numéricas de forma a avaliar a robustez, estabilidade e desempenho dos controladores semi-ativos propostos, tendo em conta os valores dos dados obtidos pelos sensores do protótipo.

Este estudo foi submetido para avaliação, durante o mês de Setembro de 2016, na Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Bragança.

A tese do investigador Ricardo Oliveira teve como tema “Amortecedor eletromagnético para controlo passivo de vibrações” [2]. Neste sistema mecânico foi dado apoio ao nível da instrumentação sensorial, mais concretamente com os LVDTs e a célula de carga.

Neste trabalho projetou-se um novo tipo de amortecedor eletromagnético para dissipação de vibrações mecânicas. O amortecedor foi construído num tubo de cobre onde foram introduzidos um conjunto de ímanes permanentes de neodímio (NdFeB) suportados por um veio. Esta configuração permitiu aproveitar as correntes elétricas que são induzidas no condutor pela variação do fluxo do campo magnético, desta forma é possível reduzir o movimento do veio principal através do chamado amortecimento magnético.

Numa primeira fase, foi construído um modelo experimental projetado para satisfazer especificações pré-definidas, nomeadamente, a força de amortecimento, o nível máximo de carga e o seu custo. Foram acoplados os sensores no amortecedor e foi testado experimentalmente para obter o desempenho com várias frequências de excitações mecânicas. Com os resultados obtidos, foi possível desenvolver um modelo numérico que permitiu simular o comportamento dissipativo do dispositivo.

Este estudo, tal como o anterior, foi submetido para avaliação durante o mês de Setembro de 2016 na Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Bragança.

Depois de nos ter sido proposto o projeto, foi decidido pelo grupo de trabalho a sua realização tendo como objetivo adquirir conhecimento nas técnicas de controlo

ativo e semi-ativo, compreender a aplicação de amortecedores magneto-reológicos no controlo de vibrações e, por último, desenvolver suspensões que permitam avaliar o comportamento dinâmico de uma bicicleta baseado na análise do seu modelo numérico.

Foi adquirida uma bicicleta todo o terreno já equipada com *Full Suspension*, (Figura 1-1), isto é, reúne os dois tipos de suspensão: a dianteira e a traseira ou central. Cada vez mais presentes na modalidade de BTT, sendo adequadas para percursos longos e com muitos obstáculos.



Figura 1-1 Bicicleta protótipo

De forma a estudar um sistema de suspensão aplicado à bicicleta que se possa adaptar automaticamente ao tipo de piso, com o objetivo de aumentar a segurança e conforto na condução do utilizador, instalou-se um amortecedor magneto-reológico RD-1005-3 da empresa Lord [A] em uma BTT, (Figura 4-3) disponível no departamento de engenharia mecânica.

Contudo, o objetivo principal que persegue este projeto é a instrumentação de uma bicicleta com vários sensores para a aquisição de dados físicos sobre o comportamento dinâmico em diferentes tipos de piso. Passando-se depois à análise de dados recolhidos foi possível compreender de que modo é necessário atuar sobre o amortecedor MR para reduzir a vibração sentida pelo utilizador.

Esses sensores enviavam a informação recolhida para o Arduino a uma frequência de 100Hz dado a elevada dinâmica do sistema. A informação proveniente dos sensores é registada num computador portátil localizado na mochila do utilizador.

1.2 Organização do trabalho

Este projeto consta de 8 capítulos, sendo que o primeiro é a Introdução.

O segundo capítulo, Estado da Arte, descreve a evolução da bicicleta ao longo dos anos, tendo como foco os sistemas de suspensão ao largo da sua história, assim como as suas características mais relevantes. Serão também descritos outros estudos sobre a mesma problemática.

O terceiro capítulo, dedicado ao amortecedor Magneto-Reológico, faz uma breve descrição do fluido magneto-reológico, o seu funcionamento e implementação.

No quarto capítulo, Prototipagem da bicicleta, descreve-se o *hardware* usado, entre eles os diferentes tipos de sensores, o seu funcionamento, implementação e como foi estudada a sua localização, tendo em conta a recolha de dados, de forma a melhor entender o comportamento dinâmico da bicicleta usada. Também é feita uma breve abordagem ao *software* usado para realizar a interface com o computador.

O quinto e sexto capítulo foram desenvolvidos com vista a dar apoio às duas teses que estavam a decorrer em paralelo, tal como referido no início da introdução.

No sétimo capítulo, Análise de Conforto, são apresentados os resultados obtidos nas diferentes leituras, sendo que é feita uma análise dos dados recolhidos no programa *MatLab*, para melhor perceber qual rigidez aplicada ao amortecedor é a mais confortável para o utilizador.

O oitavo e último capítulo tem-se a conclusão e os trabalhos futuros dedicados ao conforto na condução utilizando a suspensão semi-ativa.

2 Estado da arte

2.1 Evolução da bicicleta

Para perceber como a suspensão tem influenciado ao longo do tempo todo o desenvolvimento da bicicleta, temos que remontar à história do veículo. Apesar de existirem muitas concordâncias nas referências aos seus inventores e construtores, o mesmo não acontece em relação às datas.

O veículo antepassado da bicicleta, que podemos considerar mais parecido com a que conhecemos hoje, foi inventado por um barão alemão residente na cidade de Karlsruhe, de nome Karl Friedrich Drais von Sauerbrenn [3]. Este já era conhecido por outras invenções relevantes como o moedor de carne, o sistema binário e uma máquina de escrever. A *Draisienne*, nome pelo qual ficou conhecido o veículo inventado, foi considerada na altura a sua reivindicação à fama. Este dispositivo rudimentar foi mostrado pela primeira vez ao público em 1817 e tinha sido projetado como uma máquina de andar (*Laufmaschine*). O utilizador equilibrava-se no assento colocando entre as duas rodas e utilizava as suas pernas para manter o equilíbrio e pôr a bicicleta em movimento.

As *Draisiennes*, e outros veículos semelhantes que foram sendo criados ao longo do tempo, não convenceram a comunidade científica que não reconheceram um meio de transporte revolucionário e eficiente.

Um importante passo para o reconhecimento da bicicleta como um veículo de tração humana a ser desenvolvido, foi o aparecimento de uma solução mecânica mais eficiente na transformação da força gerada em movimento. Esta revolução surgiu por volta do ano 1855 com a introdução do pedal e manivelas que permitiam tornar o veículo mais rápido e sobretudo tudo mais confortável.

Durante os anos de 1831 a 1881, houve a preocupação na redução das dimensões da roda da frente, na altura com um maior diâmetro, projetadas para obter uma maior distância por pedalada, na diminuição do peso e o possível colapso em situações de impacto. Foi James Starley que inventou a roda de raios, solução ainda usada nos dias de hoje.

Era evidente que existiam inúmeras características que a tornavam insegura e impossível de ser usada por todos, dado que era necessária uma grande agilidade e habilidade de manobra para a utilizar. Com o tempo, foram introduzidos novos guiadores, mas foi a introdução da corrente e da direção direta que transformou a bicicleta em um veículo mais seguro e fácil de manobrar.

A bicicleta que acabara de ser concebida tinha a preocupação principal de proporcionar ao utilizador maior segurança, conforto e melhor condução. Recursos como um assento suspenso por molas com alguma flexibilidade foram introduzidos, o que poderá ser considerado como a primeira característica de uma bicicleta, que mais se assemelha a um dispositivo parecido com uma suspensão.

No ano de 1888, os pneumáticos descobertos pelo veterinário escocês residente na cidade de Belfast, John Boyd Dunlop, era nada mais que um pneu para o triciclo do seu filho. Vindo esta invenção a ser aplicada às bicicletas, a indústria ficou um pouco receosa em seguir os passos do recém-criado Dunlop Pneumatic Tire Company. Mas rapidamente se aceitou o facto de o pneu ser dado as grandes prestações depois de, por ocasião de uma prova desportiva em Belfast, um atleta ganhar as quatro corridas realizadas. A roda livre foi uma invenção também pensada com vista ao conforto, pois permitia interromper a pedalada em descidas e trajetos com velocidade mais reduzida.

Em 1891, os irmãos Edouard e André Michelin lançam o pneu desmontável, em resposta os avanços de Dunlop (Figura 2-1), inventando um pneu de manutenção mais fácil e que se enchia através de uma válvula.



Figura 2-1 Pneu Dunlop 1891

Desde o final de 1880 até década de 1970, muitos passos foram dados permitindo à bicicleta tornar-se num veículo de transporte mais seguro. O constante desejo humano de realizar competições encorajaram os inventores a melhorar a velocidade, o rendimento e a segurança do utilizador.

2.2 Evolução dos sistemas de suspensão na bicicleta

Os sistemas de suspensão, como referido previamente, começaram por ser aplicados no selim das bicicletas, mas por volta do ano de 1970, uma nova modalidade acabava de surgir nas montanhas da Califórnia, o “*Mountain bike*”, o que veio a tornar esse sistema de amortecimento obsoleto e ineficaz para o desporto.

Essa modalidade conhecida como BTT, levou a que muitas alterações viessem a ser pensadas, visto que as bicicletas conhecidas como “de estrada” criadas até a data, não eram adequadas para suportar e superar os obstáculos da natureza, tendo que ultrapassar esforços gerados nas descidas íngremes e irregulares percorridas a grandes velocidades.

A Bicicleta Todo o Terreno surge pela necessidade de criar máquinas mais robustas que permitissem superar os obstáculos mais difíceis até à data.

No Monte Tamalpais em Mann Country, Califórnia, cidade natal de Gary Fisher, surge pelas mãos do mesmo o primeiro protótipo a ser equipado com estruturas próprias, Fisher decide fazer a sua máquina mais adequada aos trilhos irregulares e exigentes da montanha. Usou um quadro Schwinn Excelsior (Figura 2-2) que

proporcionava um melhor rendimento e possuía travões a tambor e manetes criadas para as motocicletas.



Figura 2-2 Bicicleta com quadro Schwinn Excelsior

Pouco depois foram introduzidos desviadores, para que os pilotos na altura não dependessem de um meio de transporte para subir a montanha, tornando assim a subida mais fácil, o que lhes permitia pedalar até ao topo.

Em 1979, Gary Fisher e Charlie Kelly fundaram a empresa que viria a ter o nome da modalidade “The Mountain Bikes” o que veio a tornar-se no nome genérico deste tipo de bicicleta. Vindo posteriormente a introduzir mais algumas alterações já implementadas na indústria das motorizadas.

Nos meados do ano 1996, o *mountain bike* é reconhecido como um desporto olímpico, levando a que uma série de inovações em *design* de bicicletas aparecessem no mercado. Aparecendo também no início dos anos 90 os primeiros estudos acerca dos sistemas de suspensão o que levou ao surgimento de algumas publicações relacionadas com estes assuntos.

A princípio modeladas a partir de inspirações nos garfos de suspensão de motorizadas, uma enorme variedade de suspensões de bicicletas foram criadas. Estas incluíam o simples sistema de mola, amortecedores de ar e óleo, montados em sistemas com um ou vários pontos de rotação.

Surgia depois a dúvida para o potencial proprietário de uma suspensão, pois não se sabia que tipo de suspensão e amortecimento deveria ser escolhido.

No ano de 1993, Olsen [4] fez um resumo sobre as diferenças entre os sistemas de amortecimento e explicou como a dissipação da energia era controlada. Sugeriu no seu estudo que o amortecedor hidráulico seria o mais comum usado na suspensão da roda da frente devido à diminuição do atrito. Além disso, sugere que as ligações deveriam possuir juntas de articulação, em vez das articulações de deslizamento.

Orendurff [5] dedicou-se ao estudo dos efeitos provocados pela alteração da rigidez da suspensão, no ano de 1996. Comparando três ajustes diferentes de rigidez da suspensão, através da análise da vibração induzida na bicicleta, recorrendo a 2 acelerómetros colocados no quadro e na forqueta.

O ensaio consistia em efetuar três saltos de bicicleta para cada um dos diferentes ajustes de rigidez, concluindo no final da experiência que o ajuste intermédio era o que obtinha melhores resultados, pois verificou-se o melhor amortecimento do impacto.

Seifert [6], em 1997, estudou a vantagem fisiológica da utilização de bicicletas com suspensão integrada, concluindo que existe uma redução no trauma muscular num percurso plano, mas, no estudo, não foram tidas em conta as diferenças comparativamente a um terreno acidentado. Seifert comparou também os efeitos de vários sistemas de suspensão passando por rígida, ar e óleo amortecida e suspensão total, tendo em conta o gasto de energia, esforço físico e desempenho em uma prova de BTT. O rendimento melhorou significativamente, quando se utilizou um sistema de suspensão dianteira, em vez de um sistema de suspensão rígida ou total.

Como conclusão, especularam que as diferenças observadas poderiam ser devidas a absorção de choques, traduzindo-se em uma perda mínima de energia e em um melhor conforto na condução.

Em 1998, um estudo de Gillespie [7] examinou pela primeira vez o deslocamento vertical máximo produzido pelo cubo da bicicleta ao passar ao longo de uma série de saliências com diferentes tipos de suspensão. Depararam-se com uma grande redução de velocidade durante os impactos da bicicleta em uma determinada série de irregularidades, mas não distinguiram as diferenças no desempenho nos vários tipos de suspensão.

Mcrae [8], em 2000, examinou os efeitos que uma suspensão dianteira e outra suspensão total tinham no desempenho de um ciclista durante uma subida contrarrelógio numa estrada pavimentada e num percurso fora de estrada.

Seis ciclistas profissionais foram cronometrados, usando ambos os sistemas de suspensão em ambos os percursos, durante os testes foi monitorizado continuamente através de um analisador de gases portátil o seu desempenho e a potência da pedalada. Concluiu-se que, apesar de diferenças significativas na potência necessária para produzir o deslocamento entre as duas bicicletas, as mesmas não se traduziam em diferenças significativas no consumo de oxigénios ou no tempo necessário para concluir o percurso.

2.3 Aplicações do amortecedor magneto-reológico MR

As propriedades dos fluidos magneto-reológicos admitem que a sua viscosidade seja alterada de forma reversível e em grande velocidade, logo permitem a construção de sistemas semi-ativos de controlo de vibrações com um elevado grau de aplicabilidade. Os amortecedores MR usam estes tipos de fluidos e têm sido utilizados em aplicações tão distintas que vão desde suspensões de carros, amortecedores sísmicos até às próteses médicas. Considerando que os amortecedores MR podem ser aplicados em diferentes áreas da engenharia, fez-se um levantamento de diferentes estudos realizados.

Os fluidos magneto-reológicos foram descobertos há aproximadamente 25 anos [9], vindo a ser utilizados com o intuito de melhorar o conforto, segurança e até para proporcionar uma melhor qualidade de vida a pessoas com deficiências físicas.

No ano de 1996, Spencer realiza um trabalho em que o seu objetivo de pesquisa é a utilização do amortecedor MR no controlo de vibrações em estruturas de betão. Neste estudo é utilizada apenas uma única frequência de excitação. Para isso, usou uma bancada equipada com um atuador hidráulico. Usando a modelação matemática encontrada em literatura anterior obteve resultados de alguma forma inconclusivos.

Bombard, no ano de 2000 [10], ensaia um amortecedor MR com um fluido desenvolvido no Brasil. Usando uma máquina universal de ensaios mecânicos, onde conclui que o fluido formulado utiliza mais energia do que os disponíveis

comercialmente à data. Concluindo que o problema se devia à reduzida permeabilidade magnética do fluido.

Em Lai e Liao 2001 [11], os investigadores têm como objetivo a aplicação de um sistema de suspensão de um automóvel, no qual usaram uma montagem experimental aplicando, através de um excitador mecânico, uma única frequência. Novamente é observado que foram consultados estudos na modelação matemática, já conhecidos entre estudos da mesma área.

No mesmo ano de 2001, Yao [9] e os seus investigadores elaboraram um estudo em tudo semelhante ao descrito no parágrafo anterior, mas com diferença na frequência de excitação usada variava, variando entre 1 Hz e 2 Hz usados anteriormente. De notar que os investigadores usaram apenas tensões de controlo compreendidas entre 0 e 2 V, não observando assim o comportamento do amortecedor com outros valores de tensão.

Muitos autores não recorreram a montagem de bandas experimentais do amortecedor MR em questão. Usando dados já publicados na sua modelagem teórica. O grande inconveniente de compreender o comportamento de outros trabalhos está em que cada investigador usa um modelo de amortecedor diferente, já que cada amortecedor tem um comportamento diferente.

Em Viota [12], os investigadores também estudaram a formulação de um fluido magneto-reológico, realizando uma abordagem parecida a de Bombard em 2000. Os estudos sobre a formulação de fluidos reológicos são de grande importância, pois atualmente poucas empresas detêm essa tecnologia. Existem mais pesquisas relacionadas com os amortecedores ao invés da formulação do fluido magneto-reológico tal como os trabalhos direcionados na aplicação de amortecedores MR em próteses médicas. No entanto, existem estudos com algum destaque como os de Kim e Oh em 2001, Joshi e anad 2005 e Buckley em 2007. Mais propriamente no estudo de Kim e Oh foi utilizado em vez de um amortecedor MR convencional, um dispositivo magneto-reológico de rotação, projetado pelos próprios pesquisadores. Porém, por não ser um dispositivo comercial, tornou-se mais caro, além de ser muito pesado para ser utilizado em próteses.

Através da revisão bibliográfica efetuada, pode-se concluir que normalmente a frequência de excitação usada anda a volta dos 2 Hz, o que torna os estudos bastante limitados.

O amortecedor MR é um dispositivo bastante versátil, logo é de todo interessante usar um espectro de frequências mais amplo para assim avaliar o seu comportamento em diversas circunstâncias de funcionamento.

3 Amortecedor magneto-reológico

3.1 Fluidos magneto-reológicos

Os fluidos magneto-reológicos, quando expostos a um campo magnético, têm a capacidade de mudar de líquidos a semissólidos em apenas alguns milissegundos. A consistência destes fluidos é muito semelhante à do óleo de motor, mas, quando expostos a presença de um campo magnético, as partículas férreas adquirem um momento de dipolo paralelo às linhas de fluxo do campo magnético.

Assim, as partículas, anteriormente dispersas sem qualquer organização, ficam alinhadas ao longo das linhas do campo magnético, dependendo da sua intensidade, formam uma estrutura em muito semelhante a correntes (Figura 3-1).

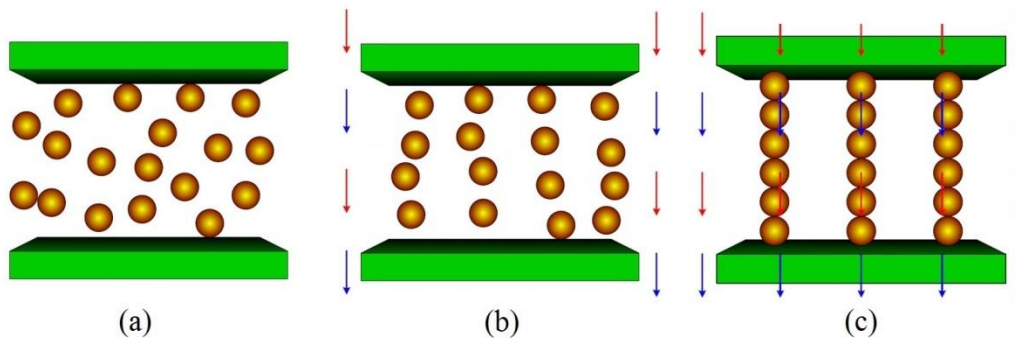


Figura 3-1 (a) - Fluido sem campo magnético (b) - Fluido com campo magnético baixo (c) - Fluido com campo magnético alto

Cada uma destas correntes de partículas formadas ao longo das linhas do campo magnético apresenta uma resistência para sair desta configuração, sendo que esta mesma força é proporcional a intensidade do campo magnético aplicado ao fluido. A velocidade do grau de mudança do fluido é proporcional à magnitude do campo magnético aplicado [13].

Um fluido MR pode conter de 20 a 40% de partículas férreas no seu volume. Estas partículas podem estar dissolvidas em óleo mineral, óleo sintético ou glicol.

A força do fluido MR depende diretamente do nível de saturação da magnetização das partículas suspensas. Os fluidos de melhor rendimento são compostos de partículas de ferro cobalto que têm um nível de saturação de magnetização em torno de 2,4 tesla, sendo o problema o seu elevado custo. Na maioria dos amortecedores MR,

as partículas mais usadas são as de ferro puro, têm uma saturação de magnetização de 2,15 tesla. Existem outros fluidos com níveis de saturação inferiores ao ferro, mas esses são mais fracos [13].

Os fluidos MR podem funcionar em temperaturas que variam entre -40°C a 150°C apresentando baixas variações de rendimento. Como a polarização magnética não é influenciada pela temperatura, também não são sensíveis a impurezas que possam surgir durante o processo de fabrico ou uso.

Existem três formas básicas de construção de equipamentos que utilizam fluidos MR: o modo válvula, modo de corte direto e o modo comprimido. Além destes, também pode ocorrer uma combinação entre os três modos.

3.2 Tipos de controlo

Os sistemas de controlo de vibrações encontram-se divididos em 3 grupos principais, de acordo como o modo como atuam: controlo passivo, semi-ativo e ativo. Dentro das mais várias aplicações destes dispositivos pode-se destacar a atenuação de ruídos, o amortecimento de vibração e, por último, os sistemas de suspensão.

3.2.1 Controlo passivo

O controlo passivo é o mais antigo e simples dos controlos. Este mecanismo não necessita de fontes externas de energia para atuar sobre o sistema a ser controlado. O mecanismo atua no sistema através de forças opostas realizadas em resposta ao movimento sofrido, ou seja, funciona através do armazenamento ou dissipação de energia do sistema.

A energia controlada passivamente num determinado sistema não pode ser variada pela ação do mecanismo. Desta forma o mecanismo depende muito da fase de projeto inicial de todo o sistema. Pode-se então concluir que a sua gama de operação é restringida às propriedades como amortecimento, rigidez e elasticidade, que foram definidas *a priori*, sem permitir mudanças em tempo real.

As principais vantagens são: a simplicidade, baixos custos de aquisição e implementação, estabilidade e durabilidade, são também muito fiáveis pois atuam no sistema em qualquer tipo de situação, uma vez que não dependem de fontes de energia externa.

Em contrapartida, trabalham dentro de uma largura de banda bastante restrita, isto é, não se adaptam a diferentes condições de operação.

Estes mecânicos de controlo passivo são compostos por elementos como molas, amortecedores e travões que tenham as propriedades constantes.

Normalmente são usados na suspensão automóvel, onde o sistema é composto por molas e amortecedores a óleo. A maior desvantagem deste sistema é a incapacidade de adaptação, uma vez que as propriedades de fabrico são fixas.

3.2.2 Controlo ativo

Com uma capacidade de armazenar e dissipar energia como no mecanismo anterior, o mecanismo de controlo ativo possuía capacidade de injetar energia no sistema onde é aplicado. No entanto, para isso, está dependente de uma fonte de energia externa, que alimente os atuadores, permitindo assim que exerça o efeito mais desejado no controlo do sistema. Estas forças podem ser usadas para libertar a energia produzida pelo sistema ou então para dissipar a energia do sistema controlada.

Este mecanismo funciona a partir de dados recolhidos pelos sensores de vibração, desta forma além da fonte externa de energia, necessita também de sensores e atuadores.

Comparativamente ao mecanismo passivo, o ativo apresenta elevada complexidade, grande consumo de energia externa, altos custos de manutenção e implementação. A fiabilidade também é baixa dado que depende de uma fonte externa de energia para atuar.

Os atuadores pneumáticos, eletromagnéticos e hidráulicos, são exemplos de mecanismos com controlo ativo.

Apesar de este mecanismo trabalhar dentro de uma largura de banda mais ampla que o anterior, tem como contrapartida estar vulnerável a uma eventual falta de energia.

3.2.3 Controlo semi-ativo

Mecanismos com o controlo semi-ativo estão compreendidos nos dois tipos apresentados anteriormente, e como tal, apresenta características de ambos.

Neste tipo, a força de controlo é gerada de forma passiva através do armazenamento ou dissipação de energia no sistema, tal como acontece no dispositivo passivo, mas este permite que a intensidade desta força seja controlada em tempo real por um sinal de controlo.

Um amortecedor semi-ativo pode ser controlado pela intensidade da força gerada, para isso basta ajustar as suas propriedades mecânicas a cada instante.

Este mecanismo não injeta energia no sistema, simplesmente a dissipa de forma controlada, conferindo-lhe estabilidade. A principal característica deste mecanismo é a baixa quantidade de energia para atuar. Desta forma, é possível realizar um controlo numa largura de banda maior, com um consumo de energia muito mais reduzido que o sistema anterior.

A fiabilidade deste sistema é a sua característica mais importante, pois em caso de ocorrer uma falha de energia, vai-se comportar como um mecanismo passivo.

Um amortecedor semi-ativo, por exemplo, pode variar a sua rigidez alterando-se a viscosidade do fluido do amortecedor, ou abrindo e fechando a válvula por onde ele passa. Este tipo de amortecedor é denominado de magneto-reológico e será um dos principais objetos de estudo durante esta dissertação.

Este tipo de amortecedor MR, como é vulgarmente chamado, é um amortecedor de controlo semi-ativo e tem mostrado um grande potencial para na sua aplicação prática, tendo atraído a atenção da comunidade científica mais recentemente.

No capítulo seguinte, é feita uma análise mais detalhada ao funcionamento do fluido magneto-reológico e do amortecedor MR.

3.3 Funcionamento do amortecedor MR

Como foi visto no capítulo anterior, uma grande aplicação dos fluidos magneto-reológicos é precisamente no desenvolvimento de amortecedores MR. Por isso, são considerados dispositivos semi-ativos relativamente recentes. A capacidade de alterar, de forma reversível, a sua viscosidade faz com que tenham uma grande potencialidade em aplicações relacionadas com o controlo de vibrações.

Existem diferentes fabricantes e tipos de amortecedores MR dedicados a diferentes tipos de aplicações, mesmo que o princípio de funcionamento seja o mesmo.

O esquema do amortecedor magneto-reológico usado é apresentado na (Figura 3-2).

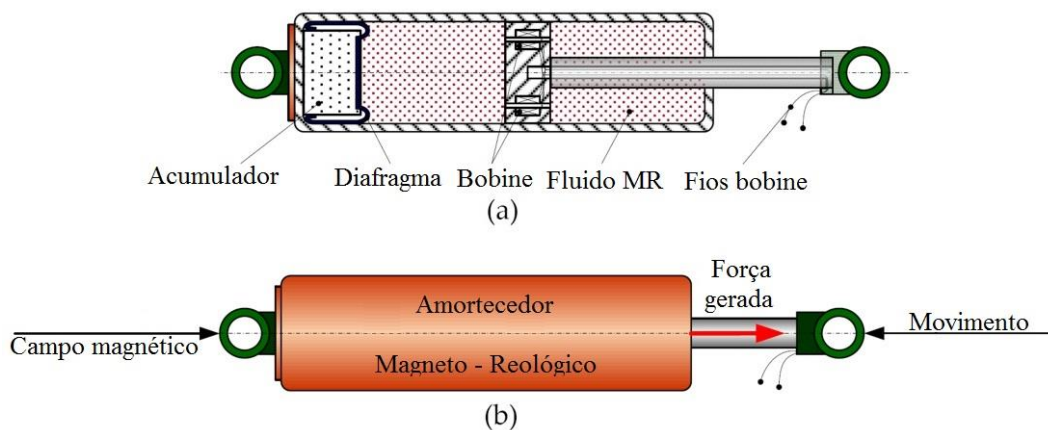


Figura 3-2 Esquema do Amortecedor MR (a) - Interior (b) - Exterior

O cilindro principal do amortecedor contém no seu interior o pistão, a bobine, um acumulador e o fluido magneto-reológico.

O que diferencia um amortecedor MR de um amortecedor normal é a presença da bobine na válvula que controla o fluxo, esta tem por finalidade gerar o campo magnético que vai alterar as propriedades reológicas do fluido.

O acumulador consiste em uma câmara contendo gás pressurizado, normalmente é usado nitrogênio, e tem como finalidade evitar a cavitação do fluido, compensar o volume de fluido deslocado pelo eixo do pistão, assim como a expansão térmica do fluido. O funcionamento do amortecedor basicamente é dado pelo vai e vem do pistão, onde o fluido magneto-reológico flui através de uns orifícios, localizados na válvula do amortecedor, passando de uma câmara para a outra. Uma vez que um campo magnético é gerado perpendicularmente à válvula do amortecedor, vai aumentar a densidade do fluido que vai agir como uma barreira. Aumentando-se a intensidade do campo magnético, aumenta-se também a resistência ao fluxo do fluido através da válvula, resultando então a força do amortecedor [14].

Um amortecedor MR gera a força de maneira passiva, sendo capaz apenas de dissipar energia do sistema no qual está instalado. No entanto, apesar de a força ser gerada de forma passiva, a sua intensidade pode ser controlada de forma ativa, através da exposição do fluido MR a um campo magnético controlado. Por este mesmo motivo, os amortecedores MR pertencem à classe dos sensores semi-ativos.

Mas não menos importante de frisar que a demanda de energia de um amortecedor deste tipo é relativamente baixa, quando comparada à demanda de energia de um atuador ativo. Isto deve-se ao facto de a energia necessária para gerar o campo magnético ser relativamente baixa.

4 Prototipagem da bicicleta

4.1 Hardware

A montagem do protótipo dividiu-se por várias fases, sendo que os primeiros sensores a instalar foram os acelerómetros, mas percebeu-se rapidamente que, para a análise do conforto na condução, eram necessários mais dados.

Em uma segunda fase, foi instalado o *encoder*, ou sensor de velocidade, pois era de todo interessante saber a distância percorrida e velocidade.

Efetuaram-se vários testes em diferentes pisos o que fez com que o amortecedor MR viesse a aumentar a temperatura. Assim sendo, numa terceira fase instalaram-se os sensores de temperatura e corrente. Tornando-se assim mais fácil compreender o seu funcionamento, monitorizando as alterações de regime.

Como trabalho futuro na prototipagem da bicicleta serão também incluídos os LVDTs e a célula de carga presentes nos capítulos 6 e 7.

Na seguinte (Figura 4-1), pode ser visto o diagrama de blocos do sistema implementado:

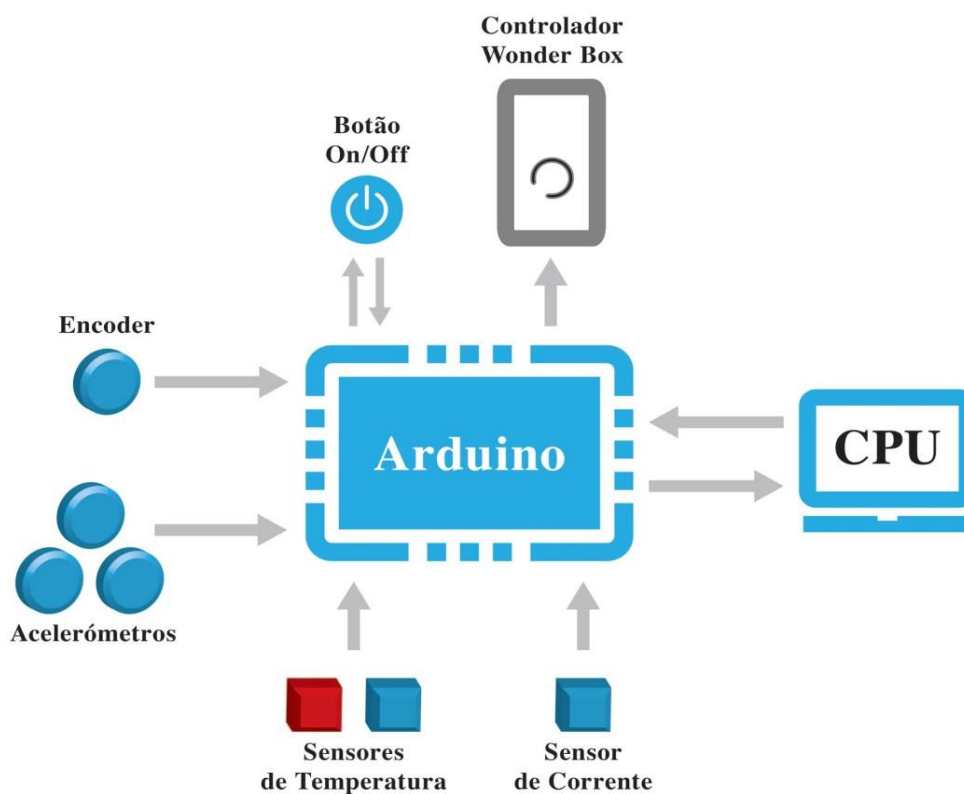


Figura 4-1 Diagrama de blocos do protótipo

4.1.1 Controlador e amortecedor Magneto-Reológico

Um dos principais objetivos deste trabalho foi a instalação de um amortecedor Magneto-Reológico RD-1003-3 da empresa Lord, e a verificação do comportamento dinâmico do sistema.

Na (Figura 4-2) mais a baixo, podemos ver com mais detalhe o amortecedor MR usado.



Figura 4-2 Amortecedor Magneto-Reológico RD-1005-3

Retirou-se o amortecedor passivo central, normalmente usado neste tipo de bicicletas, e instalou-se o amortecedor magneto-reológico na suspensão principal da bicicleta como demonstra a (Figura 4-3).



Figura 4-3 Amortecedor MR montado

O funcionamento mecânico deste amortecedor é bastante simples, para isso basta aplicar uma corrente aos seus terminais, que estão ligados a bobine situada no interior do pistão, controlando assim o fluxo do fluido magneto-reológico.

A bobine, ao ser alimentada, gera um campo magnético, o fluido contém partículas de ferro na sua composição, por isso, ao variar a força do campo magnético, muda também a resistência do fluido dentro do amortecedor.

Desta forma, ao variar a viscosidade do fluido, é possível ter um amortecimento mecanicamente simples, mas extremamente confortável e rápido, podendo responder até uma frequências de 1 kHz.

Apesar do primeiro objetivo pretendido ser o de desenvolver um sistema de controlo semi-ativo em malha fechada, que responda em tempo real às condições do terreno e da condução, baseando-se nas entradas proporcionadas pelos sensores que monitorizam os movimentos do corpo e das rodas, o mesmo não foi possível dado os diferentes obstáculos que foram surgindo ao longo de todo o estudo, sendo interessante realizar esse estudo em trabalhos futuros.

Para controlar o amortecedor MR, o Arduino envia um sinal modelado em PWM para o controlador *Wonder Box* da empresa LORD, ver (Figura 4-4), sendo assim possível alterar o seu valor médio, o que por sua vez, torna possível controlar a suspensão. Como pode ser visto na (Figura 4-5), a corrente aplicada ao amortecedor MR depende do valor médio do sinal aplicado.

Este controlador (Figura 4-4) é alimentado no conector (A) por uma bateria auxiliar, de 12 V DC com uma capacidade de 900mAh, instalada na bicicleta.

Contudo, para melhor entender o seu funcionamento, é necessário referir que este dispositivo dispõe de dois tipos de controlo, como pode verificar no anexo [B]:



Figura 4-4 Controlador Lord Wonder Box

Controlo manual:

A corrente enviada ao amortecedor pode ser ajustada rodando o potenciômetro (C) no sentido dos ponteiros do relógio, para isso o conector BNC (D), tem de estar desligado.

Controlo externo por tensão:

Com o potenciômetro na posição zero, totalmente rodado no sentido anti-horário, ligando-se um sinal em onda quadrada com uma frequência de 30 kHz entre 0 e 5 V DC nunca excedendo um valor médio de 2,5 V dado que o amortecedor MR não pode funcionar com uma corrente aplicada superior a 1 A por um tempo excessivo no terminal BNC (D).

A corrente aplicada ao amortecedor será agora controlada através do sinal aplicado como é possível ver na (Figura 4-5).

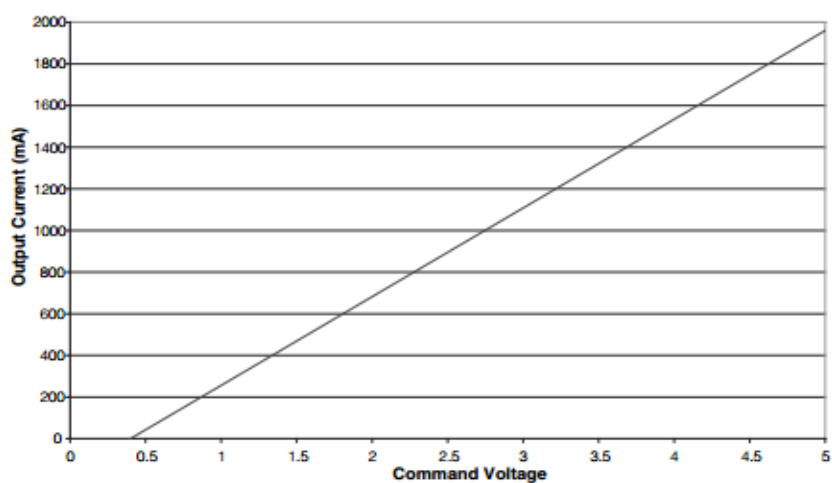


Figura 4-5 Gráfico da tensão de controlo do amortecedor MR

O sinal de controlo segundo o fabricante [B] terá de corresponder a uma onda quadrada com uma frequência superior ou igual a 1 kHz.

De acordo com o *datasheet* do fabricante é recomendada uma frequência de 30 kHz [B], embora tenham sido feitos testes com frequências a baixo e acima do valor indicado e não se tenham notado grandes variações no controlo.

Para tal, neste projeto foi usado um sinal de PWM com uma frequência de 30 kHz, ajustada, proveniente de uma das saídas do Arduino. Sendo assim possível, através de um interruptor controlar, em malha aberta, a corrente aplicada ao MR, diferenciando em 6 tipos de intensidade como mostra a tabela (Tabela 1).

Para cada um dos tipos de piso, foram levados a cabo ensaios com diferentes valores de amortecimento, isto é, com diferentes intensidades de controlo, sendo que, na primeira leitura, recolheram-se dados sem se exercer controlo sobre o amortecedor MR. O seu comportamento para este caso era em tudo semelhante com o de uma suspensão passiva.

Todas as seguintes leituras realizaram-se somando ao valor anterior 80, até ao máximo de 400 (valor de tipo inteiro interpretado pelo Arduino), o que fez variar o valor médio do sinal de controlo entre 0V a 1,95 V. O controlo foi limitado pela corrente máxima que a bateria podia fornecer.

Nrº leitura	Tensão (V)	I controlo (mA)
1	0,00	0
2	0,39	140
3	0,78	350
4	1,17	547
5	1,56	653
6	1,95	878

Tabela 1 Sinal de controlo aplicado

Na seguinte (Figura 4-6), podemos ver o controlador instalado na bicicleta responsável por receber o sinal e controlar o amortecedor MR.

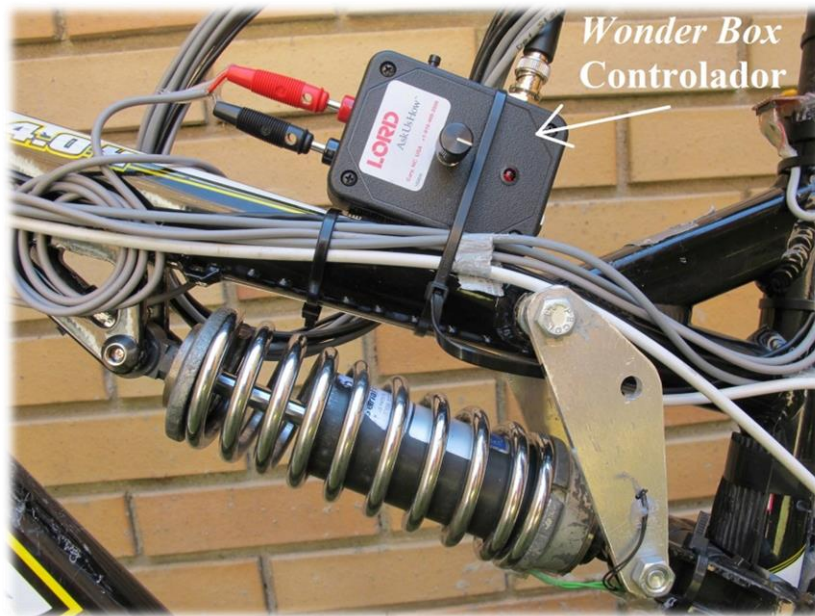


Figura 4-6 Controlador instalado

Entre as vantagens deste sistema de suspensão destacam-se o facto de ser dez vezes mais rápido que um amortecedor convencional, poder alterar a viscosidade do fluido até mil vezes por segundo, não necessitar de uma grande manutenção e, ainda, a sua simplicidade mecânica por não estar equipado com electroválvulas.

Em contrapartida, além de ser mais caro, obriga a aquisição de uma tecnologia que ainda não está totalmente desenvolvida. Além do preço dos dispositivos eletrónicos que o controlam, é necessária uma fonte de alimentação para o alimentar, comparativamente aos amortecedores convencionais, que não necessitam uma fonte externa para o seu funcionamento.

4.1.2 Arduino

O Arduino é uma placa de desenvolvimento baseada numa filosofia de código e *hardware* abertos que se tornou muito popular entre os estudantes, amadores, bem como entre os profissionais. Optou-se por trabalhar com o modelo de referência Arduino Mega 2560 que pode ser visto na (Figura 4-7). Mede 102×54 milímetros e tem um peso de 34,0 g.

O microcontrolador utilizado no Arduino MEGA é o ATMEL ATmega2560, um microcontrolador de 8 bits de arquitetura RISC avançada.

A escolha do mesmo foi pensada tendo em conta a elevada velocidade de aquisição de dados, mas também porque esta plataforma, possui 16 entradas

analógicas, o que o torna bastante interessante, pois a maioria dos sensores usados tem como resposta uma saída analógica em tensão. Cada uma das portas analógicas tem uma resolução de 10 bits o que significa que podemos verificar 1024 valores diferentes. Isso é feito tendo em conta que cada valor corresponde a uma variação de tensão entre a massa e 5 V.



Figura 4-7 Arduino Mega

Além da quantidade de pinos, o Mega conta com maior quantidade de memória, 256 kB, sendo uma ótima opção para este projeto que necessita de muitos pinos de entradas e saídas além de memória de programa com maior capacidade.

A sua alimentação era proveniente da ligação USB do computador.

4.1.3 Acelerómetros

Para medir as vibrações usaram-se três acelerómetros semelhantes aos que se encontram nos *smartphones*. As medidas devolvidas pelo acelerómetro, como o nome o sugere, devolvem a aceleração a que se está sujeito.

O modelo que foi utilizado está montado sobre uma placa de desagregação da SparkFun e usa o acelerómetro ADXL335 de 3-eixos da marca Analog Devices com as dimensões de 4×4×1,45 mm e um consumo bastante reduzido de apenas 350 μ A.

Possui uma sensibilidade $\pm 3 g$ nos três eixos ortogonais, que aparecem rotulados na placa de X, Y e Z. Os eixos X e Y podem ler no intervalo de 0,5 Hz a 1600 Hz, enquanto o eixo Z tem um intervalo de 0,5 Hz a 550 Hz.

No entanto, o modelo da *SparkFun* vem montado com condensadores de 0,1 μF que atuam como um filtro passa baixo e limitam a largura de banda inferior a 50 Hz.

A sensibilidade segundo o [15] está diretamente relacionada com a tensão de alimentação, neste caso para um $V_s = 3,3 \text{ V}$ a sensibilidade será de 330 mV/g.

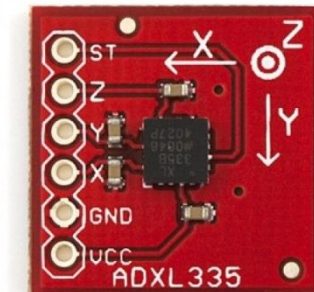


Figura 4-8 Acelerómetro ADXL335

Para alimentar este acelerómetro ele necessita de estar ligado entre 1,8 V e 3,6 V por isso não se pode usar a alimentação de 5 V proveniente do Arduino. Assim sendo, optou-se pela saída de 3,3 V.

Posto isto, foi possível verificar que ao ligar a saída de um dos eixos do acelerómetro à entrada analógica do Arduino, o conversor AD vai ter interpretar o valor como uma variação entre 0 e 5 V sendo que o máximo esperado é de 3,3 V.

Para resolver esta incompatibilidade, é necessário ligar a tensão de alimentação ao pino AREF, bem como no programar este pino para utilizar esta tensão como referência em vez do padrão de 5 V.

Como se pode ver pela (Figura 4-9), os acelerómetros foram colocados em pontos estratégicos [16]. Desta forma, é possível recolher informação dos três pontos principais relativos que influenciam no conforto do utilizador, sendo eles o assento, o guiador e pedaleira.



Figura 4-9 Acelerómetros montados na bicicleta

Nos vários testes realizados, as vibrações verticais sentidas no sistema, perpendiculares ao solo, eram dadas pelo Z, enquanto Y paralelo ao solo registava as vibrações, frente trás, isto é aceleração e travagem, em X eram registadas as vibrações ou oscilações esquerda e direita.

4.1.4 Sensor de corrente

Para medir a corrente consumida pelo MR foi utilizado um sensor de Corrente ACS712 AC / DC 5 A efeito de Hall, da Allegro MicroSystems, [17] conforme mostra a (Figura 4-10).



Figura 4-10 Sensor de corrente ACS712

Esta empresa disponibiliza três versões deste circuito integrado para utilização com correntes máximas de ± 5 , ± 20 e ± 30 A. De entre estes modelos, verifica-se que o modelo para ± 5 A é o mais apropriado, uma vez que, como tem uma gama mais baixa, logo apresenta uma maior sensibilidade para menores variações.

Este sensor é usado tanto para medir corrente contínua com alternada. Neste caso, foi utilizado em DC tendo em conta que o controlador pode apresentar a saída até 2 A no máximo. Além do seu preço reduzido, as dimensões são de apenas 32×13×14 mm e com um peso de 3,2 g.

O circuito integrado ACS712 5A suporta uma corrente máxima de 5 A, funciona alimentado diretamente a 5 V, tem um tempo de resposta na ordem de 5 uS com uma sensibilidade de 185 mV/A.

Assim, é possível monitorizar instantaneamente o consumo do MR ao longo de cada ensaio, evitando também que pudesse ficar danificado dado que existe um valor máximo para a tensão e corrente aplicada aos seus terminais. Como se pode ver na (Figura 4-11), o sensor foi instalado o mais próximo possível do amortecedor MR.



Figura 4-11 Sensor de corrente instalado

A calibração deste sensor foi feita por comparação com os valores apresentados pelo amperímetro, concluindo que os valores eram bastante precisos. Foram desprezadas as perdas nos cabos e uma possível indução eletromagnética proveniente do próprio amortecedor MR.

No entanto, verificou-se também que os valores medidos apresentavam uma variação média de cerca de 30 mV, o que se traduz numa incerteza de cerca de 150 mA

nos dados recolhidos. Isto pode ser verificado em [A], onde o fabricante refere que a resolução que se pode obter com este sensor é limitada pelo seu nível de ruído, sendo apenas possível atingir resoluções na ordem dos 100 mA.

4.1.5 Sensor de temperatura

Dado que em muitas aplicações existe a necessidade de utilizar sensores não lineares para a medição de grandezas físicas, nesta secção desenvolveu-se um sistema de monitorização de temperatura em graus Celcius.

Foi utilizado um sensor de temperatura não linear do tipo NTC (*Negative Temperature Coefficient*) do fabricante AVX (referência ND06) [18].



Figura 4-12 NTC referência ND06

Não foi realizado um teste ou curva de calibração dado que foram utilizados dois sensores semelhantes, um para monitorizar a temperatura do MR e outro para a temperatura ambiente, sendo que os valores medidos serviam apenas de comparação entre a variação da temperatura do MR com a temperatura envolvente que se fazia sentir durante os ensaios.



Figura 4-13 Sensores de temperatura ambiente e MR

Segundo se pode verificar pela imagem, o sensor de temperatura verde colocou-se em contato diretamente com o amortecedor MR, enquanto o sensor a preto foi o responsável pela recolha da temperatura ambiente.

4.1.6 Encoder / Velocímetro

US1881 é um sensor de efeito de *hall* (Figura 4-14), que tem como função medir a velocidade instantânea da bicicleta. Sempre que um dos 8 ímanes permanentes (Figura 4-15), desfasados entre eles com a mesma distância, passa em frente ao sensor ele vai-se comportar como um interruptor, enviando um impulso ao Arduino, através de uma entrada digital. Optou-se pela colocação de 8 ímanes permanentes de forma a aumentar a resolução, sendo que, com a sua soma completavam-se 360° (uma volta completa), como se pode verificar pela (Figura 4-15).



Figura 4-14 Sensor de efeito de *hall* US1881

O Arduino recebe uma variação de tensão, este impulso deve ser compreendido como uma variação na tensão entre 0 e 5 V. Segundo o fabricante Melexis Microelectroni Integrated Systems [19], este sensor de alta sensibilidade funciona alimentado com tensões entre 3,5 a 24 V, sendo que, neste caso, foi alimentado pela tensão de 5 V proveniente do Arduino.

Como se pode verificar na (Figura 4-15) mais em baixo, para a roda dar uma volta completa o sensor vai transmitir ao Arduino 8 impulsos. Como a roda tem 0,67 m de diâmetro, após uma volta vai percorrer 2,10 m.

O *encoder* funciona como um contador incremental, para isso é necessário ter em atenção o valor inicial e o valor final que é apresentado durante cada ensaio.

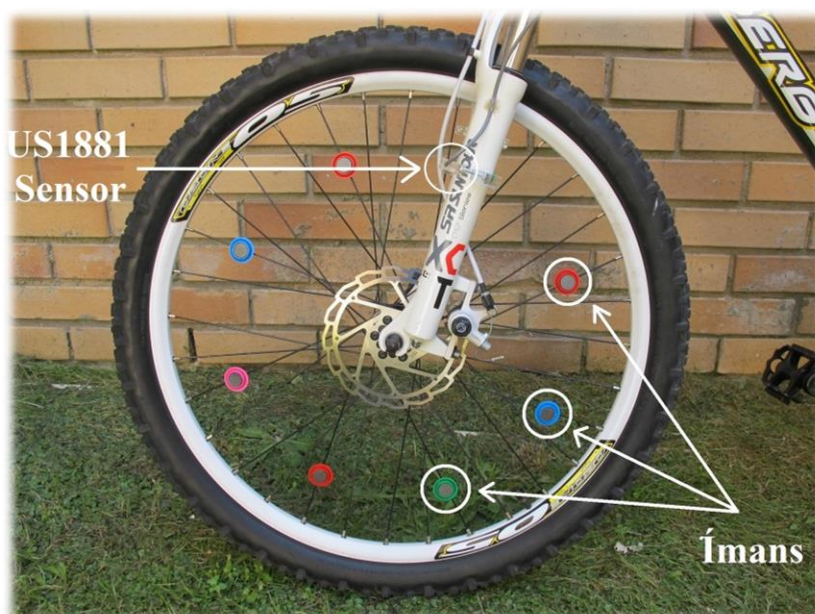


Figura 4-15 Encoder montado

Como o diâmetro da roda é conhecido, é fácil concluir a quantidade de voltas que deu sabendo-se assim a distância percorrida. Dado que são recolhidas amostras a uma frequência de 100 Hz, isto é, 100 vezes por segundo, podemos também, através de uma fórmula simples, descobrir a velocidade, pois após 1s foram registradas todas as variações entre o valor final e o inicial.

$$\text{Distância} = \frac{((\text{Impulso final} - \text{Impulso inicial}) \times \pi \times \text{Diâmetro da roda})}{\text{Nr}^\circ \text{ de Sensores}}$$

Para saber a velocidade, durante os ensaios, foram apenas considerando os impulsos num determinado espaço de tempo, pois como era sabido eram recolhidos 100 dados por segundo, isto é, utilizando a mesma fórmula subtraindo o impulso final pelo inicial, foi possível saber com grande exatidão, ao segundo, a distância percorrida.

Recorrendo ao programa *Excel*, fizeram-se os cálculos que para chegar aos resultados pretendidos, sendo entre eles, a distância percorrida, a velocidade instantânea e a velocidade média. Os dados resultantes de esta análise podem ser vistos no anexo [C].

4.1.7 Computador portátil

Escolheu-se um computador portátil de dimensões reduzidas Tsunami MS-N011 (Figura 4-16) para realizar a aquisição de dados, dada a sua portabilidade e peso reduzido esta escolha esteve diretamente ligada a velocidade de aquisição.



Figura 4-16 Computador portátil Tsunami Ms-N011

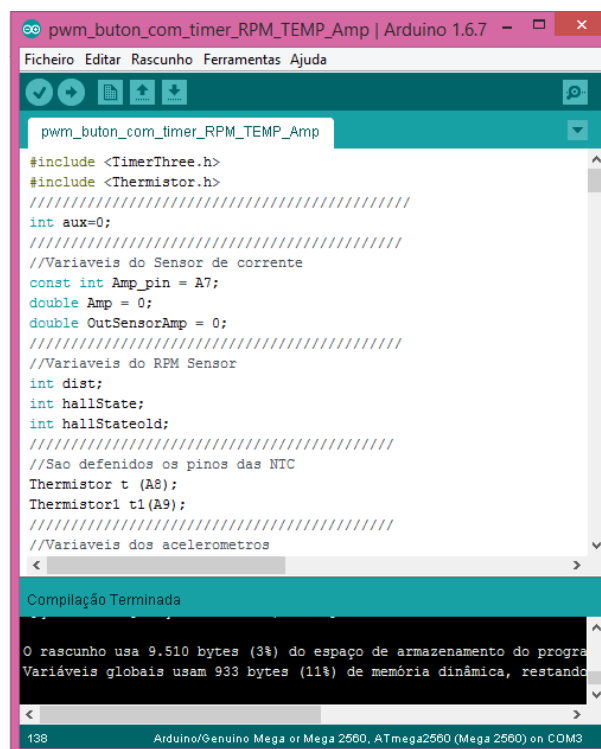
Com uma frequência de aquisição de 100 Hz, tornou-se impossível escrever tal quantidade de dados em um cartão SD, como se tinha inicialmente pensado. Tendo em conta que o Arduino recebia, processava e enviava uma grande quantidade de informação, proveniente de cada um dos três eixos X Y Z dos três acelerómetros, e sensores de temperatura ambiente, corrente consumida e temperatura do amortecedor e velocidade. No capítulo seguinte, será explicado o *software* usado para a interface com o Arduino.

4.2 Software

4.2.1 Arduino Software (IDE)

O *software* usado para a realizar a interface com o Arduino foi o próprio *Serial Monitor* do IDE do Arduino, como pode ser visto mais em baixo na [Figura 4-17].

O código desenvolvido é uma parte importante de todo o trabalho, pois permite obter todos os sinais pretendidos à frequência desejada e controlar o amortecedor MR com extrema precisão, pode ser visto no anexo [K].



```
pwm_buton_com_timer_RPM_TEMP_Amp

#include <TimerThree.h>
#include <Thermistor.h>
////////////////////////////////////
int aux=0;
////////////////////////////////////
//Variaveis do Sensor de corrente
const int Amp_pin = A7;
double Amp = 0;
double OutSensorAmp = 0;
////////////////////////////////////
//Variaveis do RPM Sensor
int dist;
int hallState;
int hallStateold;
////////////////////////////////////
//Sao definidos os pinos das NTC
Thermistor t (A8);
Thermistor1 t1(A9);
////////////////////////////////////
//Variaveis dos acelerometros
```

Compilação Terminada

O rascunho usa 9.510 bytes (3%) do espaço de armazenamento do programa.
Variáveis globais usam 933 bytes (11%) de memória dinâmica, restando...

138 Arduino/Genuino Mega or Mega 2560, ATmega2560 (Mega 2560) on COM3

Figura 4-17 Programa Arduino IDE ver.1.6.7

Procedeu-se à leitura da recolha de dados, onde o controlo de início e paragem era realizado através de um botão situado no manípulo direito.

Para cada um dos diferentes pisos, foi necessário copiar e colar os dados num bloco de notas para posteriormente importar para o Matlab e proceder à sua análise, como pode ser visto na (Figura 4-18).

3_ace_liso_21_06 - Bloco de notas

Ficheiro Editar Formatar Ver Ajuda

Controlo de Suspensao electromagnetica V_1.4
 Autor: Arlindo Pascoal
 Curso: Engenharia Industrial

Mantenha o interruptor na posicao OFF

Todos os sensores foram iniciados...

Legenda | Dados

Volante | Pedais | Assento |
 X_V Y_V Z_V | X_P Y_P Z_P | X_A Y_A Z_A | Distancia Tm°C Tmo°C mAmp

Para iniciar a leitura ligue o interruptor a sua direita:

Leitura nr : 0
 Controlo PWM : 0
 A iniciar leitura...

Legenda | Dados

X_V	Volante Y_V	Z_V	X_P	Pedais Y_P	Z_P	X_A	Assento Y_A	Z_A	Impulsos Distancia	Temperatura Tm°C	Tmo°C	mA mAmp
0.18	0.12	1.28	0.18	0.07	1.26	0.20	0.07	1.26	66	22.44	22.44	0.090
0.27	0.15	1.32	0.14	0.05	1.25	0.14	0.05	1.25	67	22.44	22.52	0.090
0.23	0.07	1.34	0.17	-0.01	1.31	0.17	-0.01	1.29	67	22.44	22.52	0.090
0.09	0.04	1.21	0.14	0.01	1.25	0.12	0.01	1.25	67	22.44	22.44	0.085
0.04	0.04	1.15	0.15	0.02	1.19	0.14	0.02	1.19	67	22.44	22.52	0.077
0.05	-0.01	1.22	0.14	-0.04	1.22	0.14	-0.04	1.22	67	22.44	22.52	0.092
0.09	0.07	1.35	0.12	-0.05	1.22	0.12	-0.05	1.24	68	22.44	22.44	0.100
0.27	0.17	1.87	0.17	-0.10	1.47	0.17	-0.11	1.47	68	22.44	22.44	0.055
0.29	-0.11	1.13	0.21	-0.20	1.07	0.21	-0.19	1.07	68	22.44	22.44	0.074
-0.04	-0.19	0.09	0.15	0.17	0.76	0.15	0.17	0.76	68	22.35	22.52	0.100
0.11	0.54	1.01	0.05	0.48	1.06	0.05	0.48	1.07	69	22.44	22.44	0.106
0.39	0.27	2.15	0.09	-0.16	1.53	0.09	-0.17	1.53	69	22.44	22.52	0.069
0.44	-0.10	1.37	0.14	-0.17	1.32	0.15	-0.17	1.31	69	22.44	22.44	0.069
0.20	0.15	0.95	0.21	0.17	1.03	0.21	0.17	1.03	69	22.44	22.44	0.087
0.09	0.05	1.46	0.12	-0.10	1.29	0.12	-0.11	1.31	69	22.44	22.44	0.095

Figura 4-18 Aspetto dos dados recolhidos em *Notepad*

5 LVDT Transformador Diferencial Variável Linear

5.1 Sensores de deslocamento

O presente capítulo é dedicado ao sensor transdutor de deslocamento para posterior acoplamento nos amortecedores da bicicleta e para instrumentação de um amortecedor eletromagnético. Este sensor deve dispor de um elevado número de ciclos de trabalho, uma resolução de curso ao nível das décimas de milímetro, e que traduza um valor de curso absoluto e não relativo. A medição de um curso relativa significa que o sistema tem de partir de uma posição de repouso inicial e desde essa posição incrementar ou decrementar o deslocamento realizado. Isto implica que se pode à partida descartar alguns tipos de sensores, como exemplo, os sensores óticos ou de efeito de *hall* cujo princípio de funcionamento consiste na contagem do número de vezes que o recetor é ativo, a este tipo de sensores é dado o nome de codificador incremental ou *encoder* e são normalmente usados para a medição de deslocamento linear como o caso do velocímetro desenvolvido.

Apenas sensores que meçam a verdadeira posição são indicados para este estudo pois esse valor medido é importante, dado que, em conciliação com as características conhecidas do amortecedor, como é por exemplo o caso das constantes de amortecimento, seja possível por exemplo, calcular as forças envolvidas.

Existem várias e possíveis soluções que se enquadram nos requisitos referidos em cima, mas optou-se pelo uso do LVDT dado o envolvimento de este estudo com outros projetos, como já tinha sido referidos.

O LVDT é um sensor caro, exigem um condicionamento de sinal de grande complexidade, mas tem um ciclo de trabalho infinito devido ao seu funcionamento magnético, não necessitando de elementos de contacto, o que faz com que trabalhe em condições adversas sem sofrer alterações.

5.2 Funcionamento e constituição do LVDT

O LVDT tem uma estrutura relativamente simples, em muito semelhante a um transformador de tensão, pois utiliza as propriedades magnéticas como base de funcionamento, consiste em três enrolamentos, um primário e dois secundários. No primário é aplicada uma tensão alternada sinusoidal de preferência, a este enrolamento dá-se o nome de central ou excitação. A transferência de tensão entre o primário e o

secundário depende da posição da ferrite ou núcleo ferro magnético, como pode ser visto na (Figura 5-1), onde é exemplificado o efeito da posição do núcleo relativamente as tensões dos secundários.

Como se verifica o sinal no enrolamento primário não sofre alterações, em nenhuma das situações, o sinal no secundário vai sempre depender da posição da ferrite, variando assim a tensão dependendo a sua posição. O funcionamento é em tudo parecido com um transformador, mas tem a particularidade de tirar partido da alteração da ferrite situada entre o primário e o secundário.

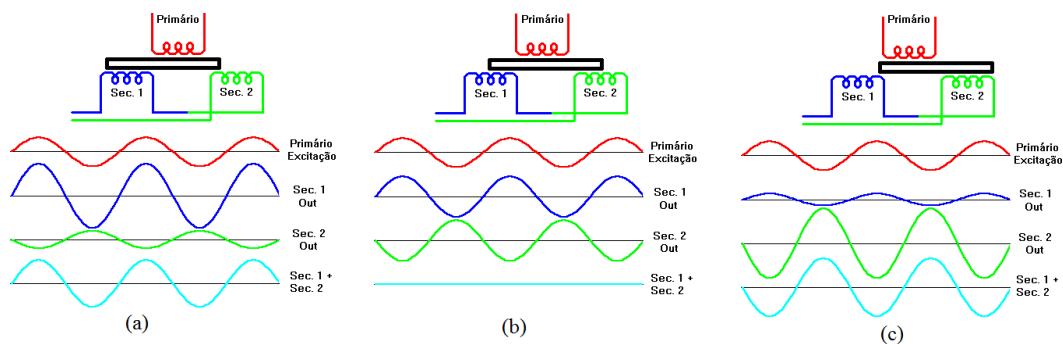


Figura 5-1 Sinais de saída e entrada

(a) - posição do núcleo à esq. (b) - posição do núcleo ao centro (c) - posição do núcleo à dir.

A escolha de um LVDT é feita em função do deslocamento a medir. Neste trabalho estudou-se a medição de um curso máximo de 70 mm, por ser este o limite máximo dos amortecedores localizados na forqueta.

O LVDT que vemos na (Figura 5-2), com a referência ACT-1000A da empresa RDP Electronics [D], foi escolhido dada a disponibilidade de três unidades iguais.

Apesar de não estarem dotados de um curso suficiente para a aplicação desejada, e completar os 70 mm, eram os LVDTs disponíveis com o curso mais longo, tendo sido posta de parte a aquisição de uns novos dado o seu custo elevado. Mas isso não constituiu um problema pois esse percurso pode ser limitado mecanicamente, sem afetar as medidas.

Também é importante referir que existem sensores deste tipo com condicionamento de sinal embutido, sendo apenas necessário ligar uma fonte de

alimentação, apresentando à saída uma tensão DC, que normalmente varia entre 0 V e 5 V. Mas isto faz disparar os preços de aquisição, eliminando à partida todo o estudo à volta deste projeto.



Figura 5-2 LVDT ACT-1000A

Este tipo de transdutor de deslocamento ACT-1000A está equipado com uma mola e rolagamentos que auxiliam o movimento da armadura no interior do sensor. Esta mola é responsável por empurrar a armadura totalmente para fora. Para os estudos realizados a constante de força da mola foi desprezada por o valor ser extremamente reduzido, e apenas foi necessário saber a posição do veio, não interferindo por isso nos dados recolhidos.

Os LVDTs equipados com retorno por mola são adequados para este tipo aplicação pois facilita a instalação mecânica, sempre que é necessário um retorno automático para a posição inicial.

A (Figura 5-3) em baixo mostra as especificações do LVDT utilizado:

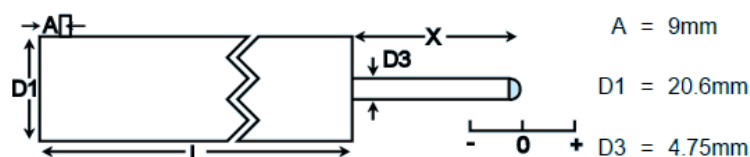


Figura 5-3 Dimensões do LVDT ACT-1000A

Modelo	Variação	Erro Linear	L	X	Peso	Força da mola		Sensibilidade
						X	Var. mola	
ACT1000A	$\pm 25\text{mm}$	$< \pm 0,5/0,25/\pm 0,1$	161mm	63mm	227g	2,0N	0,3N/cm	0,9 V/V

Tabela 2 Especificações do LVDT ACT1000A

No entanto, para o funcionamento deste LVDT é necessário aplicar na bobine do primário um sinal de excitação, alternado e sinusoidal, compreendido entre 0,5 V a 7V rms, com uma frequência aceitável de 2 kHz a 10 kHz.

O fabricante [D] recomenda 5 V rms, com uma frequência de 5 kHz sinusoidal para uma resistência de saída de 100 k Ω . Os cabos estão devidamente identificados por cores facilitando assim a sua instalação. A malha do cabo foi ligada a massa da placa para reduzir eventuais interferências eletromagnéticas produzidas durante os ensaios, como pode ser visto na (Figura 5-4).

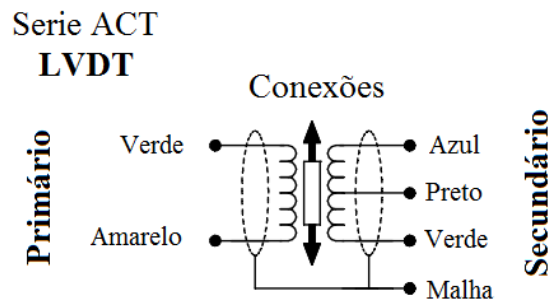


Figura 5-4 Ligações do LVDT ACT1000A

Numa primeira fase pensou-se em desenvolver um circuito para gerar o sinal de excitação e um outro para interpretar a posição do núcleo, com recurso a um microcontrolador, mas para isso era necessário que as saídas do LVDT passassem por um condicionamento de sinal.

Após o estudo sobre este tipo de sensores, concluiu-se que este sinal teria de ser extremamente estável, o que seria difícil de implementar com um oscilador RC, por exemplo, não só por questões da tolerância dos componentes como também devido a falta de alimentações simétricas na bicicleta. Pois como foi referido, instalou-se uma bateria de 12 V DC responsável pela alimentação de todo o sistema.

5.3 Placa de controlo excitação e condicionamento de sinal

Existem vários módulos disponíveis no mercado que facilitam a implementação, em aplicações mais modernas. Os LVDTs são conectados a sistemas de aquisição de dados que transferem diretamente os sinais na forma digital para circuitos de controlo baseados em microcontroladores ou microprocessadores.

A National Instruments, por exemplo, oferece para a aquisição de dados de LVDTs o módulo SCXI-1540 (Figura 5-5) com 8 canais especialmente projetado para trabalhar com este tipo de sensores. O módulo proporciona também o condicionamento

dos sinais obtidos em transformadores como é o caso dos LVDTs, Além disso, possui autocalibração sem necessidade de *hardware* externo.



Figura 5-5 Modulo SCXI-15409

O principal problema deste módulo é o preço elevado e a sua baixa portabilidade.

Posto isto, pensou-se em desenvolver uma placa de controlo de baixo custo, fiável e portátil. Para isso, começou-se por investigar um circuito integrado dedicado a este tipo de aplicações.

O circuito integrado AD598 da empresa Analog Devices [E] é um condicionador de sinal com excelentes prestações e baixo custo quando comparado com outras soluções existentes no mercado. Com alguns componentes passivos extra é possível ligar diretamente o LVDT, sem necessidade de ajustes ou outro *hardware* de condicionamento de sinal, convertendo diretamente a posição mecânica do sensor em tensão DC. Além disso, pode ser usado com diferentes tipos de LVDTs pois permite alterar a frequência e tensão rms do sinal excitação alterando apenas um simples condensador. Tem ainda a grande vantagem de poder ser alimentado com tensões simétricas ou simples.

Com um *pinout* relativamente simples [Figura 5-6], permite conectar o LVDT ACT1000A, cumprindo os requisitos do fabricante [E], sinal de excitação com uma frequência sinusoidal de 5 kHz 5 Vrms, bastando para isso, calcular algumas resistências e condensadores, como será explicado mais a frente.

Todo o circuito pode ser desenvolvido utilizando condensadores *trimmer* e potenciômetros de precisão, mas para este caso, como o LVDT a utilizar foi sempre o

mesmo foi pensado usar componentes com valores fixos para eliminar à partida eventuais erros que pudessem surgir.

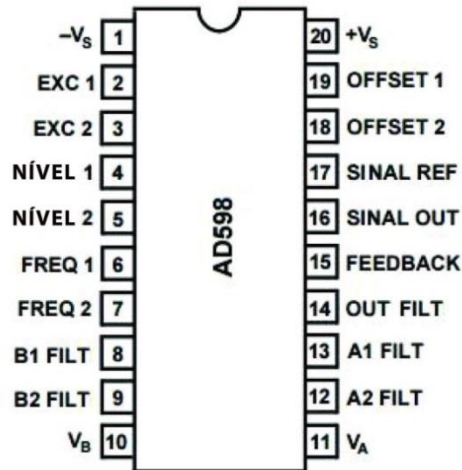


Figura 5-6 Pinout do AD598

O diagrama de blocos do circuito integrado pode ser visto na (Figura 5-7):

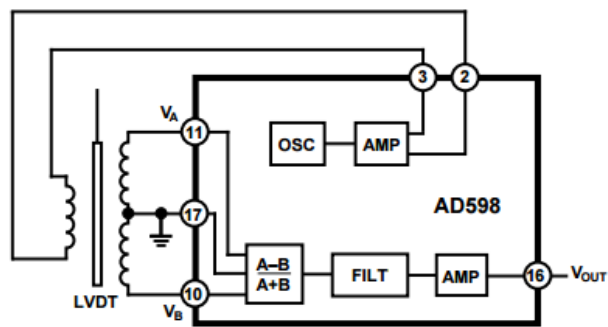


Figura 5-7 Diagrama de bolcos

O funcionamento do AD598 é relativamente simples como se pode ver no diagrama de blocos, o oscilador e o amplificador geram uma onda sinusoidal de baixa distorção que alimenta o primário do LVDT. A saída do secundário consiste em duas ondas, resultantes da indução do primário, ligados diretamente ao circuito integrado. Quando o AD598 deteta os dois sinais, este opera diretamente sobre eles dividindo a sua diferença pela soma, produzindo à sua saída um sinal unipolar ou bipolar em DC.

5.3.1 Dimensionamento de componentes passivos

A (Figura 5-8) mostra o método de conexão com alimentação dupla de $\pm 15\text{ V}$, ligado diretamente ao ACT1000A. O seguinte procedimento foi usado para selecionar o valor dos componentes. O mesmo pode ser feito para outros LVDTs de marcas ou modelos diferentes.

Este procedimento é constituído por 10 passos, no caso de alimentação simétrica e 13 passos com alimentação bipolar. Caso não sejam conhecidas as características técnicas do LVDT que vai ser usado, o mesmo procedimento explica como as obter, como pode ser verificado em [E].

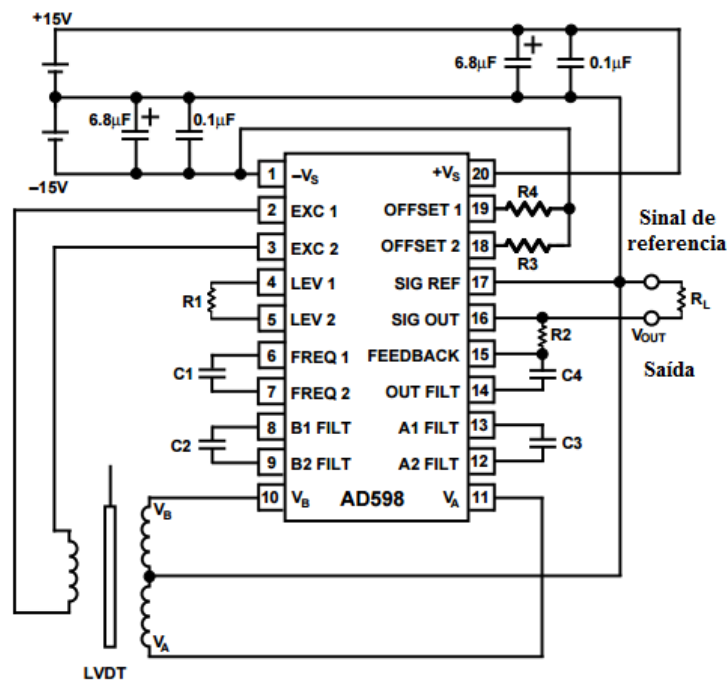


Figura 5-8 Esquema de montagem com alimentação simétrica

1. No primeiro passo, é necessário determinar a largura de banda requerida pelo LVDT, isto é, a frequência do subsistema, que esta diretamente ligado ao comportamento dinâmico do sistema. Para este caso, escolheu-se uma $f_{subsistema} = 500\text{ Hz}$, dado que a frequência máxima de oscilação do amortecedor ronda os 250 Hz.
2. Neste passo, definimos a frequência de excitação do LVDT, que devera ser aproximadamente $10 \times f_{subsistema}$. Assim sendo temos uma frequência de 5 kHz.

3. Verificar se o LVDT escolhido esta dentro dos parâmetros de operação. O ACT1000A escolhido pode ser alimentado com uma frequência de 5 kHz pois a frequência de excitação pode variar entre 2 kHz a 10 kHz.
4. Neste passo, são determinadas a tensões do secundário V_A e V_B apresentadas à saída do LVDT. Para isso foi necessário recorrer ao gerador de sinais para gerar uma onda sinusoidal de 5 kHz com $V_{PRI} = 5 V_{rms}$. Depois de alimentado foi se deslocando o veio do LVDT até atingir o ponto médio onde $V_A = V_B$. Com a ajuda do osciloscópio foi possível verificar que $V_A + V_B = 2 V_{rms}$. Este valor será depois usado para determinar a tensão de saída do LVDT.
5. No quinto passo, segundo o [E] é possível determinar qual a tensão de alimentação ótima para excitar o LVDT, mas isto só para o caso de ela não ser conhecida, no caso estudado o *datasheet* do LVDT fornece todos os dados calibrados como a frequência e tensão de alimentação. Para calcular essa tensão denominada de *voltage transformation ratio*, VTR apenas é necessário dividir a tensão no primário pela tensão do secundário.

$$VTR = \frac{V_{PRI}}{V_{SEC}}$$

6. Tendo como referência a (Figura 5-9), com uma alimentação $V_s = \pm 15 V$, selecionamos o valor da amplitude determinando o valor de R1 através da curva do gráfico. Para este caso a $R1 = 47 k\Omega$ com uma tensão de excitação de $V_{exc} = 5 V$.

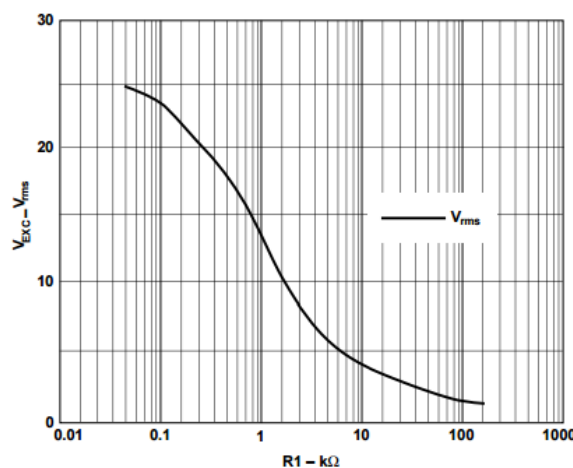


Figura 5-9 Gráfico de dimensionamento de R1

7. Aqui poderemos determinar a frequência de excitação definida pelo componente C1.

$$C1 = 35 \mu\text{F Hz}/f_{\text{exc}}$$

Sendo que o valor determinado para este componente ronda $C1 = 5,6 \text{ nF}$. Ainda foi pensado usar um condensador *trimmer* mas, dada a instabilidade na capacidade do mesmo, optou-se por escolher um condensador de tântalo, como é indicado pelo fabricante.

8. Neste ponto, são definidos os condensadores $C2=C3=C4=10^{-4} \text{ Farad Hz}/f_{\text{subsistema}} \text{ (Hz)}$.

Como a largura e banda é 500 Hz (250 Hz + 250 Hz), então os condensadores

$$C2 = C3 = C4 = 10^{-4} \text{ Farad Hz}/500 \text{ Hz} = 6,8 \text{ nF}$$

9. Relativamente aos cálculos para R2, sendo esta a responsável por definir ganho e a faixa de escala da saída, são necessárias varias informações:

a) Sensibilidade do LVDT, $S=0,9 \text{ V/V}$

b) Escala máxima de trabalho ou deslocamento, $d=50 \text{ mm} \approx 1,9685 \text{ in}$

c) Os valores de V_{PRI} e $(V_A + V_B)$ calculados no passo 4.

Para usar a escala completa de d milímetros, a tensão de saída é calculada da seguinte forma:

$$V_{out} = S \times \left[\frac{V}{(V_A + V_B)} \right] \times 500 \mu\text{A} \times R2 \times d$$

A tensão de saída é medida relativamente ao sinal de referência, pino 17 como mostra a (Figura 5-8).

Resolvendo em ordem a R2

$$R2 = \frac{V_{out} \times (V_A + V_B)}{S \times V_{PRI} \times 500 \mu\text{A} \times d} = 75,3 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = \frac{5 \times 4}{0,9 \times 5 \times 500 \mu\text{A} \times 1,9685} = 8888,88 \Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$$

Com $R2 = 10 \text{ k}\Omega$

Nota: Este valor é calculado para um $V_{out} = 5\text{ V}$, isto é, entre 0 V a 5 V e uma $d = 1,9685\text{ in}$ dado que se vai usar a escala completa do LVDT e a função de transferência usa a distância (d) em polegadas.

10. Neste passo, são calculadas as resistências $R3$ e $R4$, sendo que permitem uma saída de tensão positiva ou negativa, relativamente ao *offset* ajustado. Caso não se pretenda ajuste $R3$ e $R4$ deverão ficar em circuito aberto.

Mas para este caso pretende-se uma variação entre 0 V e 5 V , para que, desta forma, os valores à saída sejam interpretados pelo Arduino. Logo é necessário deixar $R4$ em circuito aberto e calcular $R3$, logo para uma tensão de $V_{OS} = 5\text{ V}$:

$$R3 = \frac{1.2 \times R2}{V_{OS}} - 5k\Omega = 733,3\ \Omega \approx 1\text{ k}\Omega$$

Na saída V_{out} teremos com esta montagem os valores dados pelo seguinte gráfico:

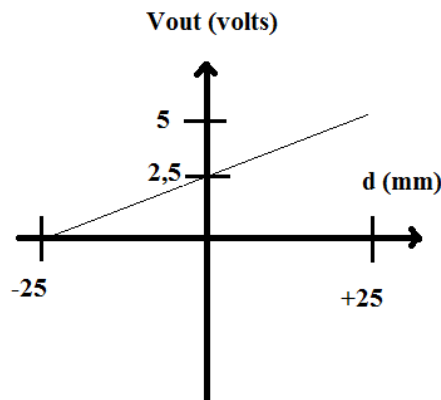


Figura 5-10 Tensão de saída V_{out} VS deslocamento

No anexo [F] poderemos encontrar a folha de cálculo em Excel que permitiu calcular todos os componentes de uma forma rápida.

5.3.2 Placa de circuito impresso

Foi desenvolvido um *shield* para o Arduino Uno (Figura 5-11), utilizado para fazer a interface com o computador permite a utilização de dois LVTDs em simultâneo e uma célula de carga. Funciona com uma alimentação simétrica de ± 15 V provenientes de uma fonte de alimentação e 5 V DC provenientes do próprio Arduino.

Esta placa foi desenvolvida tendo por base os circuitos integrados AD598 e AD8556. Nos demais componentes passivos, que foram utilizados, foi tida em conta baixa tolerância dos mesmos sendo usados resistências com tolerância de 1% e condensadores de tântalo.

Dado que a calibração de ambos circuitos foi realizada na bancada laboratorial, os resultados obtidos foram bastante satisfatórios pois a primeira montagem foi realizada numa *breadboard* com todos os problemas que esta envolve, podendo surgir, por exemplo, resistências ou capacidades que podem interferir no dimensionamento de todo o circuito.

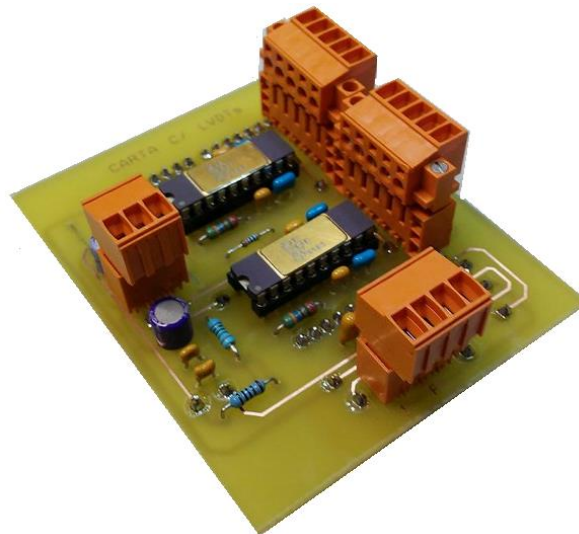


Figura 5-11 Codificador de sinal

O desenho do esquema e circuito impresso pode ser visto no anexo [G].

Como pode ser visto pela imagem, a disposição dos conectores foi pensada de forma a não surgirem erros a quando da sua montagem. Assim sendo, os conectores mais à direita em cima são os conectores dos LVDTs enquanto o conector mais em baixo é utilizado para a célula de carga e, por último, o que se situa à esquerda recebe a alimentação simétrica proveniente da fonte de alimentação.

5.4 Calibração do LVDT

Os sistemas de medição que utilizam LVDTs devem ser capazes de operar sem gerar erros. Desta forma foi tida em conta os processos construtivos e tolerâncias dos componentes, para minimizar erros sistemáticos e aleatórios que pudessem surgir ao longo da sua faixa de medição. No entanto, este sistema poderá apresentar sempre erros, seja por fatores internos, seja por ação das grandezas de influência externas. Através do procedimento experimental calibração é possível correlacionar os valores indicados pelo LVDT e fazer uma correspondência com a grandeza medida.

Um dos problemas deste sensor é a não linearidade em ambos extremos do seu curso como pode ser visto no (Gráfico 1).

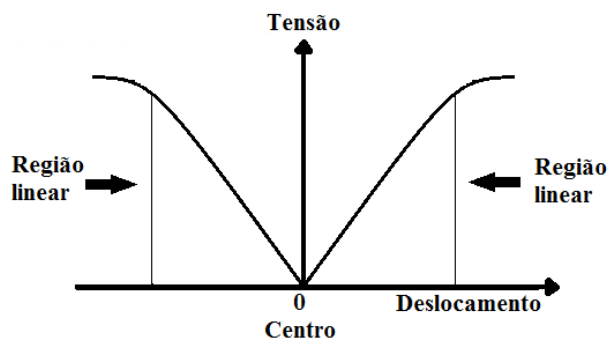


Gráfico 1 Linearidade do LVDT

No ensaio realizado, foi extraída a relação deslocamento por tensão de saída através da medição da tensão no osciloscópio. Como em ambos os extremos a tensão estabilizava, sem que o veio estivesse terminado o seu percurso, foram desprezados 5mm do curso em cada um dos lados do LVDT. O que fez reduzir a área de medida para 40mm. Fizeram-se duas marcas no veio do LVDT para desprezar mecanicamente todas medidas que fossem fora do novo raio de medida.

Através de *software* também foi pensado este problema, desta forma ao usar o LVDT em trabalhos experimentais, era possível informar o utilizador que o sensor estava fora da sua gama de medida.

6 Célula de Carga

As células de carga são uma estrutura desenhada para suportar cargas de tensão, compressão e flexão. No seu interior encontram-se uns sensores de deformação chamados de extensómetros que detetam os valores de deformação que a célula está a receber.

Esta deformação é convertida em carga mediante uma ponte de *Wheatstone* proporcional.

São transdutores eletrónicos que transformam e convertem força e peso em variações de tensão.

O princípio de operação depende da deflexão do filamento de Strain Gages ou extensómetro como é vulgarmente conhecido, criando uma alteração na sua resistência e portanto uma descompensação no circuito em ponte.

Com tudo para um

Como resultado, tem-se que, para uma dada tensão de entrada, uma variação na saída da ponte, proporcional a carga aplicada.

A célula de carga usada foi a Typ U3 da empresa HBM (Figura 6-1) [20], é um transdutor de força adequado para medir forças de tensão e compressão, estáticas ou dinâmicas, com extrema precisão. O modelo usado suporta uma força nominal de 0,5 kN aproximadamente 51 kg, com uma sensibilidade de 2 mV/V.



Figura 6-1 Célula de carga HBM Typ U3

Este tipo de célula aceita dois tipos e configuração, seis cabos ou quatro cabos, como pode ser visto na (Figura 6-2). A configuração usada neste caso foi a de quatro cabos, dado a utilização do circuito integrado AD8556. Para isso fora apenas utilizados

os cabos: preto e azul para o sinal de excitação e branco e vermelho para recolher as medidas.

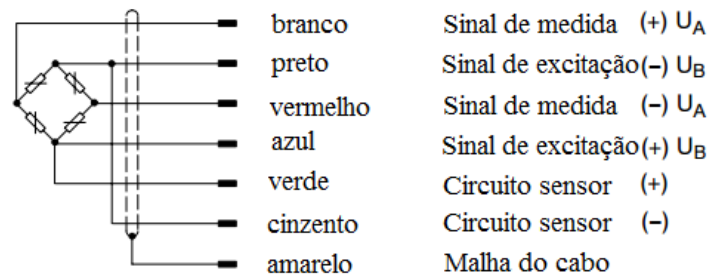


Figura 6-2 Cablagem célula de carga Typ U3

6.1 Placa de aquisição de dados

A placa de aquisição de dados responsável por converter as pequenas variações de tensão em um sinal elétrico capaz de ser interpretado pelo Arduino, está inserida dentro da mesma placa de aquisição do LVDT, como descrito no capítulo anterior.

O circuito integrado responsável pela amplificação do sinal proveniente da célula de carga é o AD8556 da marca Analog Devices (Figura 6-3). O AD8556 [I] é um amplificador de sinal com ganho digitalmente programável e saída *offset*. Desenvolvido para facilmente converter uma tensão de uma saída em ponte para uma faixa de tensão bem definida, amplifica com precisão sinais diferenciais analógicos com uma baixa percentagem de ruído.



Figura 6-3 Pinout AD8556

Este amplificador foi escolhido para este sistema por possuir a característica de poder programar o seu ganho, sendo de extrema importância quando se pretende a definição de um ganho diferente para cada uma das células de carga que possam vir a ser utilizadas. A performance da placa vai melhorar significativamente caso os sinais

elétricos oriundos dos sensores sejam amplificados a um nível ótimo e o ruído originado pelos cabos de ligação sejam considerados insignificantes.

Este amplificador funciona com tensão simples e pode ser alimentado diretamente pelo Arduino a uma tensão de 5 V DC, pois tem um consumo de apenas 2,7 mA. Adicionando um condensador externo de 10 nF no pino 2 (FILT/DIGOUT) do integrado é possível definir um filtro passa baixo para obter a largura de banda de 880 Hz, como se pode ver em (Figura 6-4).

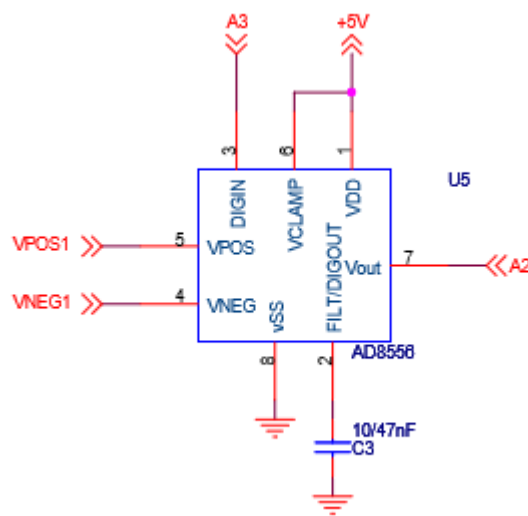


Figura 6-4 Esquema de ligações AD8556

O circuito desenvolvido pode ser visto no anexo [H]

Um dos aspetos mais interessantes do Ad8556 é o facto de o utilizador poder programar o ganho utilizado. A programação do ganho dos amplificadores (AD8556) foi realizada tendo em conta o formato da palavra série de 38 *bits* especificada no seu *datasheet*, como pode ser visto no código do Arduino em anexo [I].

6.2 Calibração da célula de carga

Um dos problemas que surge quando se mede uma força é a impossibilidade de centrar a carga perfeitamente, pois vão sempre existir sempre forças laterais, isto é, forças que atuam em um ângulo diferente. Na escolha da célula de carga Typ U3 isso foi tido em conta, pois foi desenvolvida para trabalhar mesmo com forças laterais sem perder rendimento, esta é capaz de absorver até 100% da força nominal sob a forma de força lateral.

Mas é necessário ter em conta que para aplicação da célula de carga no amortecedor MR, está subdimensionada, pois este pode desenvolver forças de até 200 kg [A].

A calibração da célula foi realizada recorrendo a uma prensa manual existente no laboratório de materiais de construção, como pode ser visto na (Figura 6-5).



Figura 6-5 Calibração da célula de carga com prensa manual

Esta prensa dispõe de vários pesos fixos, que podem variar de 250 g a 2500 g, é também importante salientar que o braço da mesma multiplica o peso aplicado por dez ($\times 10$) desta forma ao colocar no braço suspenso um peso de 250 g, a força aplicada na célula seria de 2500 g.

Foram acrescentados pesos de 500 g em 500 g e recolhidas 100 amostras para cada um dos valores apresentados, até a um total de 5250 g, (capacidade máxima da célula de carga)

No anexo [J] podemos ver em mais detalhe como foi realizado o processo de calibração.

Para encontrar a função de transferência da célula recorreu-se ao Excel para realizar os cálculos como o resultado proveniente da saída do amplificador AD8556, este valor poderia variar entre 0 e 1023, mínimo e máximo respetivamente.

Como o conversor A/D do microcontrolador ATmega328 possui 10 bits de resolução, a sua tensão de entrada pode variar de 0 V até o valor de VCC = 5V, logo a resolução entrada analógica do Arduino é dada por:

$$Resolução = \frac{5 V}{1024} = 4,88 mV$$

O menor valor que se consegue ler através da porta analógica é 4,88 mV, sendo um valor aceitável para os valores presentes à saída do amplificador de sinal.

Foram recolhidas 100 amostra para cada um dos 11 pesos, começou-se por 0 g, com a prensa perfeitamente calibrada e nivelada, até ao máximo de 52,5 kg de força aplicada na célula. Para cada um destas amostras foi feita a média do valor registado, para com isto reduzir o erro induzido pelo conversor A/D (Gráfico 2).

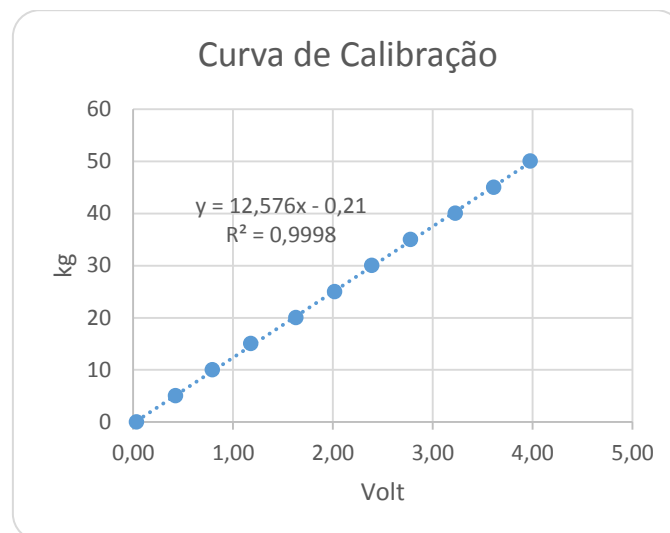


Gráfico 2 Curva de calibração célula de carga Typ U3

Com um $R^2 = 0,9998$ é possível aplicar a formula resultante diretamente no Arduino e obter a força em g aplicada a célula de carga.

$$Peso g = analogRead(A0) \times 12,576 - 0,21$$

7 Análise de conforto

7.1 Vibrações & Conforto

As vibrações são estímulos mecânicos caracterizados por movimentos oscilatórios em torno de uma posição de referência. A nível biomecânico as variáveis que determinam a intensidade de uma vibração são a frequência (Hz) e a amplitude. A amplitude pode definir-se como o afastamento do corpo relativamente à posição de referência, ao longo do tempo. A frequência pode ser definida como o número de oscilações completas durante um segundo. Um outro parâmetro também utilizado em vibrações é a fase que representa a posição inicial do corpo em relação à posição de referência. Quando se pretende quantificar uma vibração existem também vários parâmetros que são importantes conhecer. Um dos mais importantes é o pico que indica o valor de maior amplitude da vibração, sendo que por vezes também se utiliza o valor pico-a-pico que representa o valor de amplitude entre dois picos. Um outro parâmetro não menos importante e também muito utilizado na quantificação de vibrações é o valor de RMS.

Existem, por outro lado, várias formas de caracterizar a vibração: pode ou não existir amortecimento pelo que pode diferenciar-se vibração amortecida ou vibração não amortecida; se existir uma força exterior a atuar continuamente no corpo o que se denomina por uma vibração forçada enquanto se essa força não existir é denominada vibração livre; um outro tipo de classificação pode ser em termos de previsão da posição: aleatória ou periódica.

Quando se pretende dar uma maior importância ao parâmetro frequência as vibrações devem ser medidas em unidades de aceleração (m/s^2). No caso de ser a amplitude o parâmetro mais relevante deve optar-se por uma medição em deslocamento (μm) mas se os parâmetros tiverem peso igual o mais adequado deve ser uma medição em unidades de velocidade (mm/s).

O estudo das vibrações no âmbito da atividade de ciclismo é importante devido às consequências que as mesmas podem ter no corpo do ciclista. No entanto este estudo é complexo devido à grande variedade de efeitos que a vibração pode ter no humano. As consequências referidas são normalmente dadas em três grupos:

- ✓ Conforto
- ✓ Interferência com atividades
- ✓ Saúde

É no entanto muitas vezes difícil definir limites para cada um dos grupos, sendo necessário analisar vários fatores, como o tempo de exposição, o tipo de atividades, a quantificação o conforto, ou seja, é necessário analisar caso a caso.

Neste trabalho, o estudo irá incidir sobre o campo do desconforto causado pelas vibrações induzidas na bicicleta pelo próprio piso. O conforto pode ser definido como um sentimento de bem-estar. No que às vibrações diz respeito, pois existem outras fontes que podem causar desconforto (como o barulho, maus cheiros, calor, entre outros), vários têm sido os estudos realizados para analisar a influência do movimento oscilatório no conforto humano.

Existem variáveis extrínsecas e intrínsecas associadas à vibração que têm influência no desconforto do corpo humano. Variáveis extrínsecas são aquelas que estão diretamente ligadas à vibração como sejam a sua magnitude, a frequência, a direção ou a duração. No caso das variáveis intrínsecas são as que estão diretamente relacionadas com o corpo humano, como a sua posição, a postura, o peso, a altura, a idade ou o género. Como se pode ver, existe uma grande quantidade de variáveis que podem influenciar a transmissão de vibrações o que torna muito complicado analisar as respostas que um ser humano tem relativamente a essas vibrações.

Muitas vezes, apenas o próprio ambiente pode alterar esses dados, pelo que os estudos realizados nesta área indicam apenas uma tendência do que pode acontecer para uma determinada situação [21].

Devido às consequências que estas vibrações podem ter, foram criadas normas que definem valores limite da exposição humana a estes movimentos.

7.2 Norma ISO 2631

O problema de vibrações excessivas em veículos, tendo por base critérios de conforto humano, está relacionado com a perceção e sensibilidade que os seus utilizadores têm a esses fenómenos, havendo necessidade de estabelecer limites a partir dos quais se atinge um determinado nível de incomodidade ou desconforto. Vários autores indicaram regras expeditas de avaliação da sensibilidade dos seres humanos a vários níveis de vibração, mas para melhor fundamentar o estudo é necessário recorrer a normas implementadas relativas à exposição humana a vibrações de corpo inteiro.

A norma ISO 2631 [J] é uma das mais importantes quando o que se pretende é estudar vibrações no corpo humano, apesar de existirem versões melhoradas ou outras como é o caso da norma BS 6841, sendo que a primeira pertence a *International Standard Organization* e a segunda *British Standards Institutions*. Esta norma surgiu com o objetivo de fornecer importantes informações na área da exposição humana a vibrações de corpo inteiro apresentando os níveis aceitáveis para situações de fadiga, conforto e saúde. Este documento distingue três tipos de exposição à vibração mas foca-se sobretudo num deles: vibrações transmitidas ao corpo como um todo através de superfícies de sustentação. Este tipo é aquele que se aplica normalmente quando se utilizam para veículos, ou seja, é o tipo de exposição a vibração que um ciclista está sujeito. Por vezes, este tipo pode ser conjugado com algum dos outros dois que também são referidos nesta norma: vibrações transmitidas simultaneamente à superfície total do corpo e/ou a partes substanciais dele e vibrações aplicadas a partes específicas do corpo.

A norma ISO 2631 aplica-se apenas para gamas de frequência entre os 1Hz e os 80Hz em vibrações periódicas, não periódicas ou esporádicas. Como se referiu em cima, esta norma define os limites aceitáveis para três situações:

- ✓ Fadiga,
- ✓ Conforto
- ✓ Limite de exposição

O que se pretende neste trabalho é estudar o nível de conforto de um ciclista podendo assim consultar-se nesta norma os valores admissíveis para tal situação. Segundo a norma que se está a abordar, existem quatro fatores importantes quando se pretende determinar a resposta do ser humano a uma determinada vibração: a direção, a intensidade, frequência e duração.

A direção pode ser vista na seguinte (Figura 7-1) onde foram adotadas as coordenadas tridimensionais (X,Y,Z).

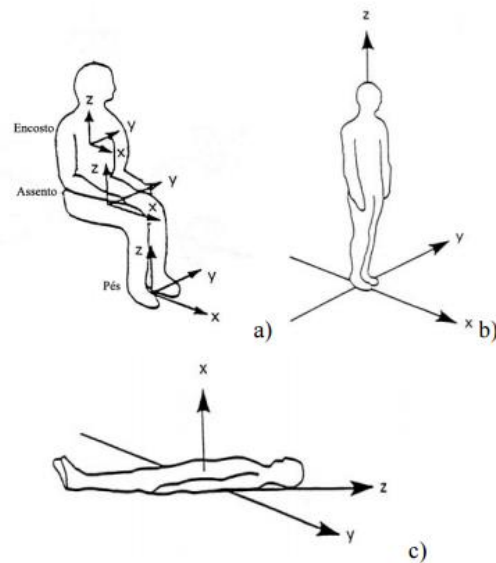


Figura 7-1 Sistema de eixos considerado no estudo de vibrações no corpo humano (a) – sentado (b) – de pé (c) – deitado [J]

Em termos de direção, considera-se um sistema coordenado ortogonal tendo como origem a zona do coração e com três eixos: o eixo X que tem como direção das costas para o peito; o eixo do Y que se orienta do lado direito para o lado esquerdo e por último o eixo Z que tem como direção dos pés para a cabeça.

São apresentados os limites de vibração apenas para o eixo dos Z, dado que os percursos foram realizados em superfícies horizontais. Esta representação é feita em tabelas e graficamente.

Nos gráficos fornecidos pela norma existe uma dependência de valores de vibração (medida em aceleração (a_{rms})) com o tempo de exposição e a intensidade. Pelos gráficos é possível observar que, quanto maior o tempo de exposição (definido entre 1 minuto e 24 horas), mais baixo será o limite de vibração aceitável. Por outro lado parece existir uma gama de frequências onde o ser humano é mais sensível, entre os 4Hz e os 8Hz aproximadamente. De referir que os valores apresentados na norma são para o caso de fadiga e para se obter os valores de conforto, sendo para isso necessário multiplicar um coeficiente que indicará que os níveis de conforto serão cerca de um terço dos níveis de fadiga [22].

7.3 Resultados para os três pontos de contacto: Guiador, Assento e Pedais

Apesar de a mola instalada no amortecedor não estar dotada de uma constante de força suficiente para efetuar o retorno de uma forma eficaz do amortecedor, foi possível recolher e observar várias alterações nas vibrações transmitidas pelos diferentes tipos de pavimento, para os níveis de intensidade a variar entre 0 e 1,95 V (sinal de controlo descrito no capítulo 4.1.1).

Os 3 acelerómetros instalados no quadro da bicicleta permitiram fazer uma discrepância entre os dados recolhidos nos 3 pontos de contacto com o ciclista. Pela análise dos gráficos obtidos, é possível verificar os valores máximos e de pico em cada um dos acelerómetros, assento, guiador e pedais, nos 3 eixos (XYZ) sendo que ao valor do eixo de Z foi retirado o valor da aceleração gravítica. O tempo para cada um dos ensaios foi truncado em 3s para simplificar e acelerar a interpretação e análise dos dados através do Matlab.

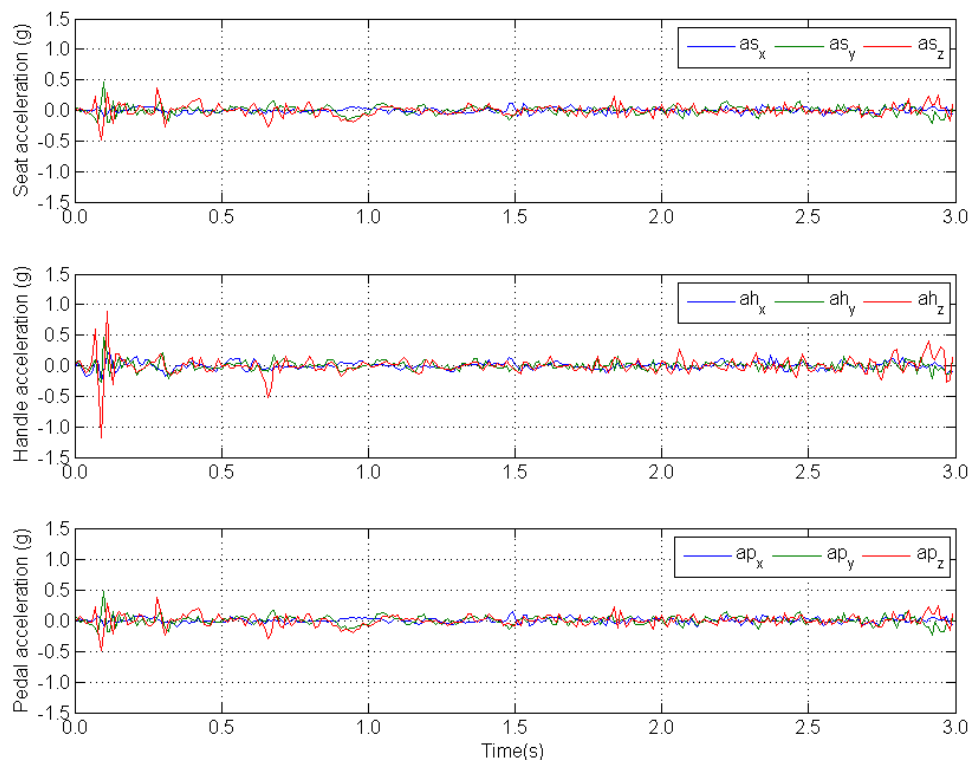


Gráfico 3 Dados recolhidos piso liso sem controlo

O próximo gráfico apresenta os dados recolhidos mas para um valor de controlo de 0,78 V pois, como já foi referido, aumentando a força do amortecedor MR para o valor

de 1,95 V em controlo, a mola não conseguia trazer o amortecedor à posição, comportando-se assim, para este valor, como uma bicicleta sem suspensão, uma vez que a mola ficava totalmente comprimida.

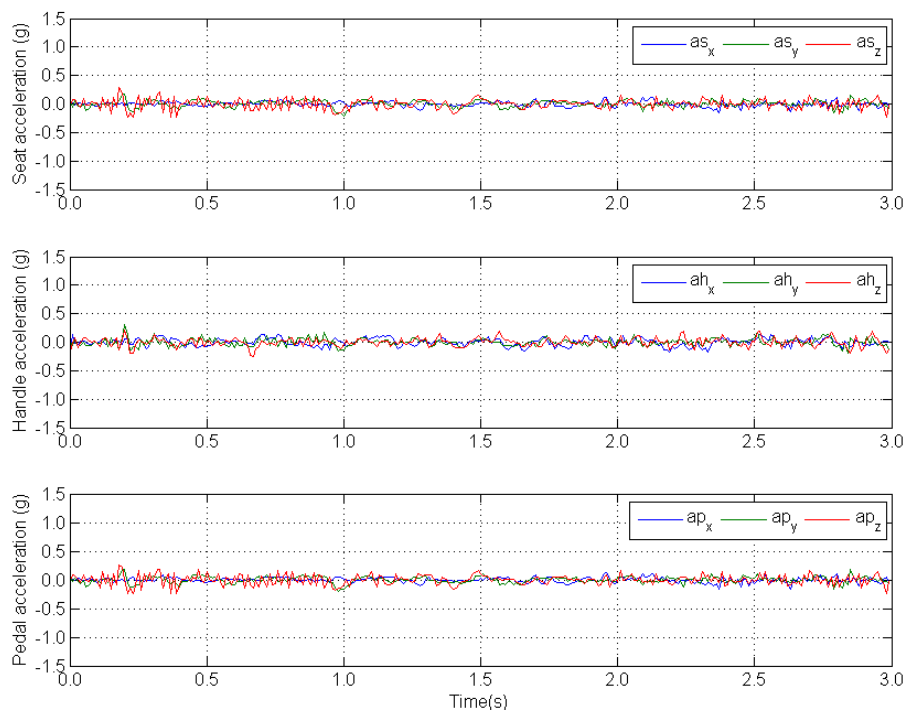


Gráfico 4 Dados recolhidos piso liso com controlo de 1,56 V

Analisado os gráficos podemos identificar uma atenuação das vibrações em todas os pontos, mas mais importante de referir a atenuação no guiador pois mesmo que este se encontre equipado com uma suspensão passiva de origem, é possível através do controlo do amortecedor MR atenuar as vibrações sentidas no guiador.

A seguir, nos gráficos obtidos da análise dos dados provenientes dos ensaios com o piso de paralelo, foram tidos em conta os sinais de controlo já referidos em cima, mas desta vez, além da amplitude dos sinais atingir picos de 3 g, foi mais complicado analisar as atenuações registradas.

Para melhor entender os sinais obtidos, no capítulo seguinte será feita uma análise ao eixo do Z convertendo o sinal temporal em um valor RMS.

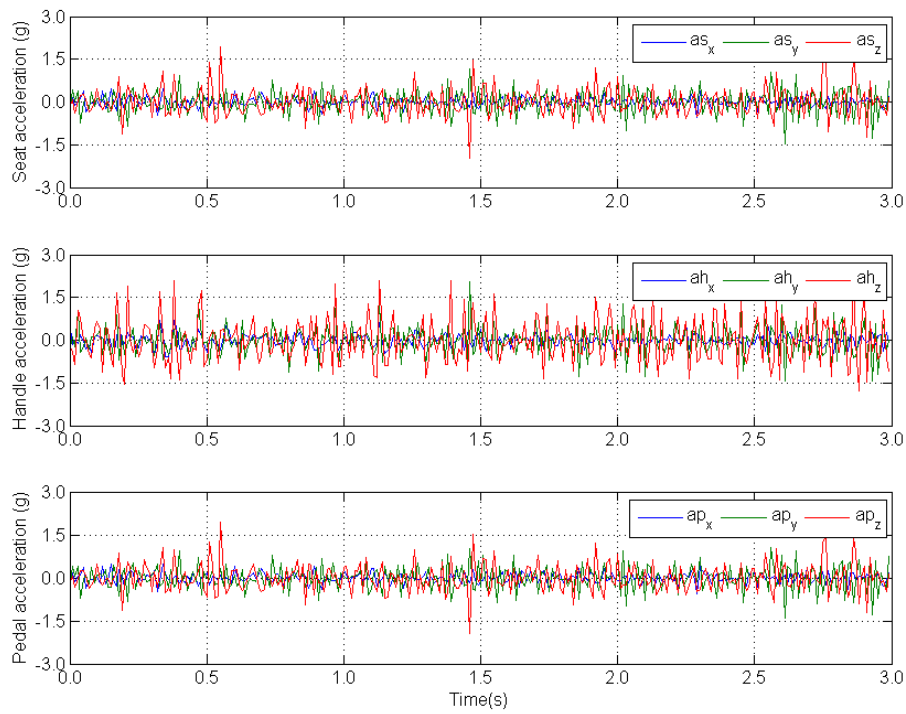


Gráfico 5 Dados recolhidos no piso com paralelos sem controlo

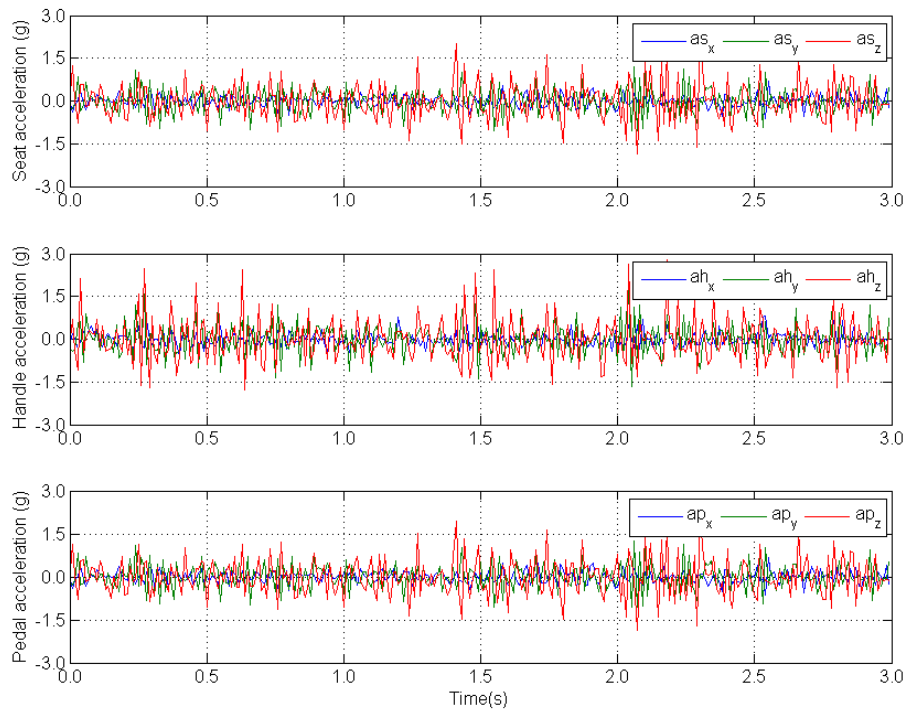


Gráfico 6 Dados recolhidos no piso com paralelo com controlo de 1,56 V

7.4 Análise de dados

A análise de resultados será feita de duas formas distintas. Por um lado serão comparados os vários ensaios entre si e por outro serão analisados individualmente para se entender melhor a situação de conforto do ciclista em cada um dos casos. Inicialmente será feita a comparação entre os vários ensaios realizados para se entender em que situação existe um maior conforto por parte do ciclista. Nesta análise, e tal como sugere Griffin, o principal parâmetro de comparação é o R.S.S (Root-sums-of-square). Este é um parâmetro que de certa forma faz a soma dos três pontos em análise:

- ✓ Guiador
- ✓ Assento
- ✓ Pedais

Em cada um destes pontos será apenas estudada a componente vertical, neste caso como já foi referido o eixo do Z, visto ser o caso com maior influência na medição de conforto do ciclista [21]. O primeiro passo para esta análise é a importação dos valores a partir do *software* utilizado para o Matlab. Os resultados obtidos são em aceleração (g), segundo o eixo dos Z para os três pontos acima referidos. Cada um desses pontos terá um tratamento diferente tal como sugere Griffin em [21], já que, dependendo do ponto de contacto entre a bicicleta e o ciclista, a vibração irá transmitir-se de forma diferente, variando ainda com o eixo onde essa vibração se transmite.

Pode começar-se pela vibração transmitida pelo guiador às mãos do ciclista. Os cálculos aqui descritos foram efetuados no *software* Excel e posteriormente em Matlab. O método para a obtenção do valor de R.S.S inicia-se calculando o valor da a_{rms} dos sinais no tempo (em aceleração) para cada um dos casos [23].

Ao voltar a obter um sinal no tempo tem-se a vibração efetivamente transmitida do guiador para as mãos do ciclista e não a vibração relativa ao movimento da bicicleta. É assim, a partir deste sinal no tempo, em aceleração, que se vai calcular o valor de RMS (*Root Mean Square*). Este valor, RMS, é um parâmetro que de certa forma permite avaliar a energia contida numa vibração e o seu cálculo é simples podendo ser obtido da seguinte forma:

$$RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} x_i^2}{N}}$$

RMS é a raiz quadrada de média aritmética dos quadrados dos valores presentes no sinal do tempo [21].

Até aqui foi descrito um método que permite a obtenção do valor de RMS para cada um dos pontos em análise – guidador, assento e pedais. No entanto, como foi referido um dos objetivos consiste na comparação dos vários estudos realizados através do parâmetro R.S.S. Este valor é possível obter efetuando o seguinte cálculo.

$$R.S.S = \sqrt{a_{rms}Volante^2 + a_{rms}Pedais^2 + a_{rms}Assento^2}$$

O R.S.S é o valor que permitirá comparar os vários estudos entre si. Quanto maior for o seu valor significará que maior foi a vibração transmitida da bicicleta para o corpo do ciclista, e por isso maior será o desconforto causado no ciclista.

De referir que este processo pode ser aplicado até um fator de crista de 14, sendo no entanto necessário algum cuidado na análise quando se trabalha com fatores de crista superiores a 6. Este fator é uma relação entre o pico e o valor de RMS.

$$FC = \frac{Valor\ de\ Pico}{RMS}$$

Tanto o valor de pico como o valor RMS são referentes à vibração obtida pelos acelerómetros. No entanto, o valor RMS pode calcular-se exatamente da mesma forma enquanto o pico é o valor mais alto obtido durante os testes [21].

A seguinte tabela faz referência aos valores obtidos tendo em conta as normas ISO2361 e BS684, atribuindo a cada um dos valores de aceleração um estado de conforto, facilitando assim a análise de conforto para cada um dos casos.

Também é importante referir que os acelerómetros têm um limite máximo de $\pm 3\ g$ o que torna esta tabela um pouco limitada para este estudo.

a_{rms} (m/s^2)	a_{rms} (g)	Reação
< 0,3	< 3,1	Muito confortável
0,3 0,6	3,1 6,2	Confortável
0,5 1,0	4,9 9,8	Pouco confortável
0,8 1,6	7,8 15,7	Desconfortável
1,3 2,5	12,3 24,5	Muito desconfortável
> 2	> 20	Extremamente desconfortável

Tabela 3 Reação de diferentes pessoas sentadas num veículo contra diferentes valores de a_{rms} de acordo com as normas BS6841 e ISO2361

		Índice de desempenho			
		Guiador	Pedais	Assento	Vel
Terreno	Controlo (V)	a_{max} (g)			m/s
Liso	0,78	0,5890	0,3020	0,2890	3,8590
	1,56	0,2070	0,2590	0,2910	3,6830
Paralelo	0,78	3,0770	1,747	1,7660	4,0340
	1,56	2,8000	2,2510	2,1920	3,8690

Tabela 4 Valores a_{max} para os dois tipos de terreno

A seguinte tabela mostra os valores em RMS para cada um dos pontos e o valor RSS para cada percurso realizado, tornando-se assim mais fácil verificar em qual dos sinais de controlo é o mais confortável para cada um dos casos aqui referidos.

Segundo a Tabela 3 nenhum dos valores se aproxima de 3 g (Muito confortável) mas também é necessário recordar que além de os sinais truncados a apenas 3s, os acelerómetros instalados com ± 3 g e o pavimento não ser muito acidentado, fez com que os dados ficassem aquém dos indicados para o estudo.

		Índice de desempenho			RSS
		Guiador	Pedais	Assento	
Terreno	Controlo (V)	a_{rms} (g)			(g)
Liso	0,78	1,2640	1,2510	0,0893	1,7806
	1,56	1,2600	1,2440	0,0847	1,7727
Paralelo	0,78	1,5050	1,3840	0,6290	2,1392
	1,56	1,4750	1,3800	0,6530	2,1228

Tabela 5 Valores a_{rms} e RSS nos diferentes pisos

Contudo é possível verificar que houve uma atenuação na vibração sentida pelo ciclista como se pode ver pelo valor RSS obtido. Aumentando o sinal de controlo do amortecedor MR é possível atenuar de uma forma eficaz a vibração sentida pelo mesmo.

8 Conclusões e trabalhos futuros

8.1 Conclusões

O estudo desenvolvido na presente tese teve como motivação a concepção de um sistema que permitisse a interligação de sensores e a canalização da informação obtida pelos mesmos para um único local em formato padrão. Era também objetivo deste estudo que o sistema permitisse a aquisição dos parâmetros relativos às medidas efetuadas para qualquer um dos sensores utilizados em tempo real.

Observou-se que vários fatores podem ser tidos em conta quando se realizam os estudos com sistemas semi-ativos. Os resultados do seu comportamento, para este caso, sofrem a influência de vários aspetos, que vão desde o peso do utilizador, à altura do assento, ao angulo dos braços com o guiador e até à posição do tronco.

Os parâmetros obtidos são provenientes de uma bicicleta BTT de uso quotidiano ou prática de desporto, e consistem na temperatura ambiente e do amortecedor MR, na aceleração em três pontos, na velocidade e na corrente consumida. Todos estes parâmetros são possíveis de monitorizar mesmo com a bicicleta em prova, podendo assim analisar-se o comportamento nas diferentes condições de utilização a que se destina.

A prototipagem da bicicleta e placa de aquisição de dados foram desenvolvidas e construídas na sua totalidade, desde a estrutura até aos circuitos de condicionamento e excitação dos sensores, para que fossem reduzidos custos e para que se obtivesse um sistema à medida.

Os amortecedores MR tem um alto potencial para aplicações em sistemas de controlo de vibrações e de controlo de movimento e abrangem assim diversas áreas da engenharia, mas para isso exige um bom dimensionamento da mola que o completa. De outra forma, o seu comportamento iria deixar de ser o esperado podendo até vir produzir o efeito contrário.

Uma placa de aquisição de dados para dois LVDTs e uma célula de carga foi desenvolvida de modo a ser implementada posteriormente na bicicleta no intuito de medir o curso de suspensão dianteira, traseira e a força realizada, respetivamente.

Nos ensaios realizados no pavimento com características lisas, podem-se observar pequenas variações nos dados obtidos já que a velocidade se mantém constante ao longo do percurso. No entanto, observou-se ainda que os resultados obtidos com os diferentes

níveis de controlo encontram-se dentro de um raio de valores constantes, deste modo o valor RMS segue uma tendência constante. Ao aumentar a tensão no amortecedor magneto-reológico, observam-se menores movimentos do veio, até ao ponto de ficar totalmente comprimido.

Por outro lado, durante os vários ensaios no pavimento de paralelo, obtém-se valores de RMS mais reduzidos a medida que se aplica uma tensão de controlo ao amortecedor MR.

Contudo tendo em conta os testes realizados, pode-se concluir que aumentando a tensão de alimentação do amortecedor MR, aumenta a resistência que este oferece a ser comprimido.

Não obstante e como conclusão mais importante da análise de dados, o amortecedor magneto-reológico RD 1005.3 reduziu significativamente as vibrações sentidas pelo utilizador nos três pontos de contacto, sendo que os níveis de conforto ficaram muito abaixo dos limites definidos pelas normas.

8.2 Trabalhos futuros

Este projeto trata de ser uma primeira aproximação para a adaptação de uma suspensão semi-ativa numa bicicleta. Tentou-se abrir o caminho, propondo uma solução para que o amortecedor funcionasse como uma suspensão controlada através dos sensores instalados.

Os futuros desenvolvimentos propostos abarcariam a inclusão de mais sensores, o desenvolvimento de um sistema de medição para aquisição de deformações, de modo a obter mais parâmetros sobre o comportamento da estrutura. Seria ainda revelante a obtenção de valores da posição no espaço usando um giroscópio, visto representarem os vetores envolvidos que serão uma mais-valia para o dimensionamento do sistema de aquisição e componentes utilizados na bicicleta. Outro aspeto seria tornar o sistema de aquisição de dados autónomo e/ou sem fios aumentando a sua capacidade para assim recolher amostras com mais dados e melhorar o controlo em malha fechada do amortecedor. Contudo seria importante utilizar os dados recolhidos para comparar com os resultados obtidos pelo modelo numérico. Por fim, esses estudos deveriam incluir a classificação dos tipos de terreno por classes e declives.

Referências

- [1] Nicomedio G., “Prototipagem e modelação de sistema de suspensão semi-ativa para uma bicicleta BTT,” Tese submetida para avaliação, Bragança, 2016.
- [2] Oliveira R., “Amortecedor electromagnético para o controlo passivo de vibrações,” Artigo submetido para avaliação, Bragança, 2016.
- [3] Wilson D. , Whitt F., “Bicycling Science 3rd Edition,” Artigo, 2004.
- [4] Olsen, “Suspension comprehension Bicycling,” Artigo, Oregon State University, 1993.
- [5] Orendurff M., “The Effect of Mountain Bicycle Fork Stiffness on Impact Acceleration Unpublished master's thesis,” Tese de mestrado, Oregon State University Corvallis, Oregon, 1996.
- [6] Seifert G., Luetkemeier J., Spencer M., Miller D., & Burke, “The effects of mountain bike suspension systems on energy expenditure, physical exertion, and time trial performance during mountain bicycling,” *International Journal of Sports Medicine*, vol. Artigo de Jornal, pp. 197-200, 1997.
- [7] Gillespie K., Groesz M., Avedisian L., & Rutt R., “Vertical displacement and velocity change while mountain biking: comparing suspension forks to a rigid front fork,” *Medicine and Science in Sports and Exercise*, vol. Artigo de jornal, p. S81, 1998.
- [8] MacRae H, Hise K., Allen P., “Effects of front and dual suspension mountain bike systems on uphill cycling performance,” Tese de mestrado, 2000.
- [9] Yao G., Yap F.,Cheg G.,Li W.,Yeo S., “MR Damper and Its Application for Semi-active Control of Vehicle Suspension System,” *Journal of Mechatronics*, vol. Artigo de jornal, pp. 963-973, 2001.
- [10] Bombard F., Joekes I., Knobel, “Avaliação de um Fluido Magneto-Reológico em Amortecedor Protótipo, Magneto-Reômetro e Magnetômetro,” Tese de mestrado, 2000.
- [11] Lai C. , Liao W., “Vibration Control of a Suspension System via a Magnetorheological Fluid Damper,” Relatório, 2001.
- [12] Viota L., Duran G., Caballero G., Delgado F., ““Magnetic Properties of Extremely

- Bimodal Magnetite Suspensions,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. Artigo de jornal, pp. 80-86, 2007.
- [13] Carlson D. , Jolly R., “MR fluid - Foam and Elastomer Devices,” *Mechatronics 10*, vol. Artigo de jornal, pp. 555-569, 2000.
- [14] Chacón H. V., “Diseño de una suspensión para un vehículo automóbil basada en amortiguadores magneto-reológicos,” Tese de mestrado, Universidad Carlos III, 2010.
- [15] Technical Support Analog Devices, “<http://www.analog.com/>,” Analog Devices, 2009. [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADXL345.pdf>. [Acedido em 11 09 2016].
- [16] Smith M.,Levy A., “Effectiveness of front suspension vibration danping in off-road cycling,” em *Registros publicados de conferência*, University of Minnesota, 2000.
- [17] Technical Support Allegro Microsystems, “www.allegromicro.com,” 2009. [Online]. Available: www.allegromicro.com/~media/files/~/acs712-datasheet.ashx. [Acedido em 20 09 2016].
- [18] Technical Support AVX, “http://www.elektronik.ropla.eu,” 2006. [Online]. Available: <http://www.elektronik.ropla.eu/pdf/stock/avx/ntc.pdf>. [Acedido em 2016 09 10].
- [19] Melexis US1881, “<https://www.sparkfun.com/datasheets/>,” 01 2006. [Online]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/General/Hall-US1881EUA.pdf>. [Acedido em 03 05 2016].
- [20] Force transducers in the U3 HBM, “<http://www.hbm.com.pl/>,” 07 1997. [Online]. Available: <http://www.hbm.com.pl/pdf/a0540.pdf>. [Acedido em 12 06 2016].
- [21] Griffin M., em *Handbook of human vibration*, London, Elsevier Ltd., 1990, pp. 50-62.
- [22] ISO 2631, “Mechanical vibration and shock -- Evaluation of human,” 2003.
- [23] Pascoal A., Gonçalves J., César M. B., “Dynamic analysis and comfort evaluation of a full suspension bicycle equipped with a MR Damper,” em *Submitted for publication at the 6th International Conference on Computational Methods in Structural Dynamics and Earthquake Engineering*, Rhodes, 2017.

Anexos

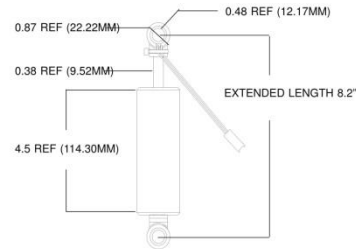
LORD[®]**Rheonetic™**Linear Damper
RD-1005-3

PRODUCT

BULLETIN

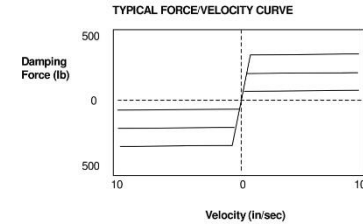
Description:

The RD-1005-3 damper is a small shock absorber using magnetic fluid to provide new opportunities in motion control. Able to provide low output force in the "OFF" state, high force in the "ON" state, or any level in between, this damper provides variable resistance levels in a convenient package. Originally developed as a replacement damper for truck seating, this product has many industrial applications where varying damping levels are desired from one product.

**NOTES**

- All dimensions are reference dimensions.
- This damper is a monotube shock containing high pressure gas. Handle with care and do not heat or puncture body. Rod ends sized for installation on .472 (12mm) pins.
- Rod ends sized for installation on .472 (12mm) pins.
- Electrical Specifications:
 - Input Current = 2 amps max
 - Input Voltage = 12 VDC
 - Resistance = 5 ohms at 75°F
 - Resistance = 7 ohms at 160°
- Damper Forces (peak to peak):
 - 2 in/sec at 1 amp = > 500 pounds
 - 8 in/sec at 0 amp = < 150 pounds
- Mechanical Specifications:
 - Minimum tensile strength = 2000 pounds
 - Maximum operating temperature = 160 °F
 - Storage temperature limits: -40°F to 212°F
- Durability:
 - 2 million cycles at +/- 0.5 in, 2 hertz with input current varying between 0 and 0.8 amps. Damper forces (peak to peak) at 8 in/sec at 0 amp = <200 pounds after test.
- Response Time:
 - <25msec -time to reach 90% of max level in response to a 0 to 1 Amp step input at 2 in/sec.

* Data is typical and not to be used for specification purposes

**To Order**

Mid-Atlantic Rubber Company
2900 Whittington Avenue
Baltimore, MD 21230
Phone: 800-536-1620
Fax: 410-644-4837.
E-Mail: sales@midatlanticrubber.com.

LORD Materials
Division
A Division of Lord Corporation

Rheonetic is a trademark of Lord Techmark, Inc., a subsidiary of Lord Corporation.

The product information and specifications contained herein are believed to be accurate and reliable. The user should thoroughly evaluate, test and confirm all product information and specifications prior to commercial utilization in each application. NO WARRANTY, EITHER EXPRESSED OR IMPLIED, OF MERCHANTABILITY OR FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE IS MADE. This information is provided for the convenience of the user and should not be taken as inducement to infringe any patent.

B

LORD USER INSTRUCTIONS

LORD Wonder Box® Device Controller Kit

LORD Wonder Box® device controller kit is a companion product for the magneto-rheological (MR) fluid devices. The kit includes the device controller, 12 Volt DC power supply and two banana plugs.

The Wonder Box device controller kit provides closed loop current control to compensate for changing electrical loads up to the limits of the power supply. The Wonder Box controller may be operated as an interface device for PLC or computer control of MR fluid devices. The Wonder Box device controller kit is for indoor use only.

If manual operation is desired, a potentiometer is provided to control the current supplied to an attached device.

Operating Instructions

Connect the banana plugs to each wire of the MR fluid device. Insert the banana plugs into the Wonder Box controller output (B). Polarity is not important. Connect the power supply to the input connector (A). The red LED should light indicating proper operation of the unit.

Manual Control

Current to the device is adjusted by rotating the potentiometer (C) in the clockwise direction. An external voltage control input should not be connected to the BNC terminal (D).

External Voltage Control

With the potentiometer control set to zero (rotate fully counter clockwise), connect a 0-5 Volt DC control signal to the BNC terminal on the side of the Wonder Box controller (D). Output current to a device can now be controlled with this input signal. The input control signal can be switched up to 1 kHz.

The output current is linearly proportional to the input voltage. The output current will be 0.0 Amps when the control input is approximately 0.4-0.6 Volts at the BNC terminal (refer to Typical Performance graph).

Pulse Control

In Manual or External Voltage Control, current to the device may be switched on and off by depressing the switch on the side of the controller (E).

Technical Data

Overall Dimensions (LxWxH), mm (in) 63.5 x 27.9 x 88.9
(2.5 x 1.1 x 3.5)
Input Receptacle 2.1 mm Female
Pulse Width Modulation (PWM) Frequency, kHz 30
Output Current, Amp 2 max

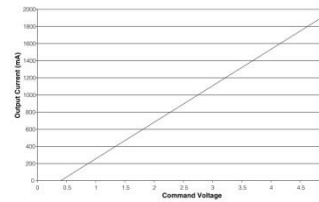
Wonder Box Device Controller



LORD
AskUsHow™

LORD USER INSTRUCTIONS

Typical Performance, 4 ohm load



Performance graph should not be used for control or design purposes.

The tables below indicate typical performance using the supplied power supply. When utilizing the Wonder Box device controller kit in a control circuit, it is recommended that the user measure the exact voltage to current relationship in their application.

Input Voltage	Output Current (4 ohm)
- 0.4-0.6 V	0 mA
2 V	750 mA
4.3 V	1800 mA

Input Voltage	Output Current (8 ohm)
- 0.4-0.6 V	0 mA
1.6 V	600 mA
3.2 V	1300 mA

Values stated in these instructions represent typical values as not all tests are run on each lot of material produced. For formalized product specifications for specific product end uses, contact the Customer Support Center.

Information provided herein is based upon tests believed to be reliable. In as much as LORD Corporation has no control over the manner in which others may use this information, it does not guarantee the results to be obtained. In addition, LORD Corporation does not guarantee the performance of the product or the results obtained from the use of the product or this information where the product has been repackaged by any third party, including but not limited to any product end-user. Nor does the company make any express or implied warranty of merchantability or fitness for a particular purpose concerning the effects or results of such use.

Wonder Box and "Ask Us How" are trademarks of LORD Corporation or one of its subsidiaries.

LORD provides valuable expertise in adhesives and coatings, vibration and motion control, and magnetically responsive technologies. Our people work in collaboration with our customers to help them increase the value of their products. Innovative and responsive in an ever-changing marketplace, we are focused on providing solutions for our customers worldwide . . . Ask Us How.

LORD Corporation
World Headquarters
111 Lord Drive
Cary, NC 27511-7923
USA
Customer Support Center
+1 877 ASK LORD (275 5673)
www.lord.com

©2006 LORD Corporation. DD U77000 (Rev.0 5/06)

LORD
AskUsHow™

C

Controlo de Suspensao electromagnetica: V_1

Autor: Arlindo Pascoal

Curso: Engenharia Industrial

Leitura nr : 0

Controlo PWM : 0

A iniciar leitura...

Legenda | Dados

	Impl, Volta=	8		
	Diametro =	0,67	m	
	Vel_Med =	3,42	12,31	Km/h

20,522454

Volante			Pedais			Assento							Velocidade		
X_V	Y_V	Z_V	X_P	Y_P	Z_P	X_A	Y_A	Z_A	dist	Tout	Tmola	mA	Delta_dist	m/s	K/h
0,75	-0,2	1	0,02	-0,25	1,1	0,04	-0,26	1,1	423	30,2	25,89	0,026	0	0	0
0,05	0,2	0,85	0,32	0,42	1,29	0,29	0,45	1,29	424	30,3	25,89	0,037			
0,2	-0,16	0,38	-0,01	0,08	0,89	0,01	0,08	0,85	424	30,2	25,89	0,034			
0,11	1,12	2,3	0,2	0,42	1,22	0,18	0,41	1,29	424	30,2	25,89	0,069			
0,41	-0,33	2,02	0,24	-0,7	1,49	0,24	-0,7	1,47	424	30,2	25,89	0,029			
0,18	-0,11	1,24	0,51	0,01	1,49	0,52	0,02	1,49	425	30,2	25,89	0,055			
-0,11	0,17	1,26	-0,22	0,12	1,34	-0,23	0,11	1,31	425	30,2	25,8	0,026			
0,01	-0,23	0,73	0,02	-0,2	0,87	0,02	-0,19	0,87	425	30,2	25,89	0,04			
-0,23	0,18	0,61	0,09	0,39	0,97	0,08	0,38	0,94	425	30,2	25,89	0,055			
0,32	0,2	1,68	0,08	-0,14	1,22	0,09	-0,13	1,26	426	30,2	25,89	0,045			
0,38	0,27	1,89	0,15	0,12	1,71	0,17	0,14	1,69	426	30,2	25,89	0,048			
0,32	0,44	1,62	-0,02	0,14	1,15	-0,01	0,12	1,15	426	30,2	25,89	0,048			
0,29	-0,44	0,14	0,55	0,08	0,98	0,54	0,08	0,97	426	30,2	25,89	0,042			
0,08	0,69	1,68	-0,07	0,32	1,16	-0,08	0,32	1,18	426	30,2	25,89	0,042			
0,51	-0,02	1,62	0,04	-0,32	1,22	0,05	-0,32	1,22	426	30,2	25,89	0,045			
0,04	-0,5	0,63	0,63	-0,29	0,95	0,61	-0,29	0,91	426	30,2	25,89	0,045			
-0,35	-0,04	0,32	0,08	0,45	1,19	0,09	0,45	1,21	426	30,2	25,89	0,037			
0,29	0,98	2,92	-0,17	0,04	1,44	-0,17	0,02	1,38	426	30,2	25,89	0,055			
0,79	-0,62	1,98	0,44	-0,63	2,09	0,45	-0,62	2,11	426	30,2	25,89	0,048			
0,07	0,23	0,05	0,11	0,21	0,08	0,09	0,23	0,11	426	30,2	25,89	0,061			
0,09	-0,41	-0,3	-0,14	0,36	1,04	-0,13	0,35	1,03	426	30,2	25,89	0,026			
0,47	0,04	3,13	0,26	-0,81	1,77	0,27	-0,81	1,8	427	30,2	25,89	0,024			

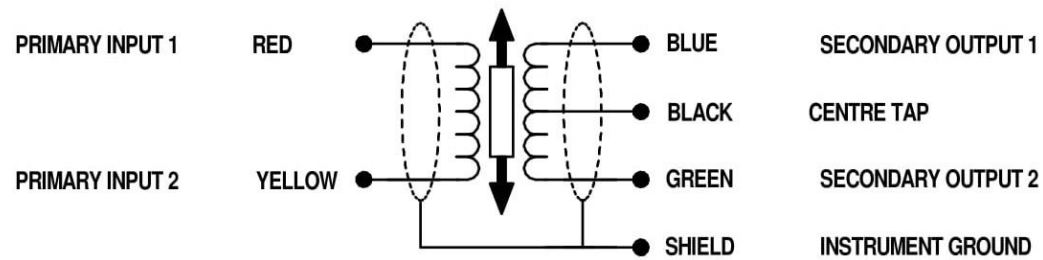
D



ACT SERIES (LVDT)



CONNECTION DETAILS



NOTE : The BLACK wire is not required when used with RDP instrumentation. If not used the BLACK wire should be insulated from any other wires or connections including the cable shield.

ENERGISING SUPPLY : 0.5 to 7V r.m.s. 5kHz optimum.
SENSITIVITY : Refer to RDP Calibration Certificate.
LOAD IMPEDANCE : 100k Ohms optimum.
PHASING : YELLOW and GREEN are in phase with the armature fully extended.

RDP U.K.
Tel 01902 457512
Fax 01902 452000



Certificate No. FM 13141
BS EN ISO 9001:2008

**MADE IN THE
UNITED KINGDOM**

Doc. Ref. WDUK1000
ISSUE 4 - 19 SEP 2014

RDP U.S.A.
Tel 610 469 0850
Fax 610 469 0852



LVDT Signal Conditioner

AD598

FEATURES

Single Chip Solution, Contains Internal Oscillator and Voltage Reference
 No Adjustments Required
 Insensitive to Transducer Null Voltage
 DC Output Proportional to Position
 20 Hz to 20 kHz Frequency Range
 Single or Dual Supply Operation
 Unipolar or Bipolar Output
 Will Operate a Remote LVDT at Up to 300 Feet
 Position Output Can Drive Up to 1000 Feet of Cable
 Will Also Interface to an RVDT
Outstanding Performance
 Linearity: 0.05% of FS max
 Output Voltage: ± 11 V min
 Gain Drift: 50 ppm/°C of FS max
 Offset Drift: 50 ppm/°C of FS max

PRODUCT DESCRIPTION

The AD598 is a complete, monolithic Linear Variable Differential Transformer (LVDT) signal conditioning subsystem. It is used in conjunction with LVDTs to convert transducer mechanical position to a unipolar or bipolar dc voltage with a high degree of accuracy and repeatability. All circuit functions are included on the chip. With the addition of a few external passive components to set frequency and gain, the AD598 converts the raw LVDT secondary output to a scaled dc signal. The device can also be used with RVDT transducers.

The AD598 contains a low distortion sine wave oscillator to drive the LVDT primary. The LVDT secondary output consists of two sine waves that drive the AD598 directly. The AD598 operates upon the two signals, dividing their difference by their sum, producing a scaled unipolar or bipolar dc output.

The AD598 uses a unique ratiometric architecture (patent pending) to eliminate several of the disadvantages associated with traditional approaches to LVDT interfacing. The benefits of this new circuit are: no adjustments are necessary, transformer null voltage and primary to secondary phase shift does not affect system accuracy, temperature stability is improved, and transducer interchangeability is improved.

The AD598 is available in two performance grades:

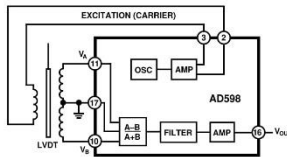
Grade	Temperature Range	Package
AD598JR	0°C to +70°C	20-Pin Small Outline (SOIC)
AD598AD	-40°C to +85°C	20-Pin Ceramic DIP

It is also available processed to MIL-STD-883B, for the military range of -55°C to +125°C.

REV. A

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 which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT HIGHLIGHTS

- The AD598 offers a monolithic solution to LVDT and RVDT signal conditioning problems; few extra passive components are required to complete the conversion from mechanical position to dc voltage and no adjustments are required.
- The AD598 can be used with many different types of LVDTs because the circuit accommodates a wide range of input and output voltages and frequencies; the AD598 can drive an LVDT primary with up to 24 V rms and accept secondary input levels as low as 100 mV rms.
- The 20 Hz to 20 kHz LVDT excitation frequency is determined by a single external capacitor. The AD598 input signal need not be synchronous with the LVDT primary drive. This means that an external primary excitation, such as the 400 Hz power mains in aircraft, can be used.
- The AD598 uses a ratiometric decoding scheme such that primary to secondary phase shifts and transducer null voltage have absolutely no effect on overall circuit performance.
- Multiple LVDTs can be driven by a single AD598, either in series or parallel as long as power dissipation limits are not exceeded. The excitation output is thermally protected.
- The AD598 may be used in telemetry applications or in hostile environments where the interface electronics may be remote from the LVDT. The AD598 can drive an LVDT at the end of 300 feet of cable, since the circuit is not affected by phase shifts or absolute signal magnitudes. The position output can drive as much as 1000 feet of cable.
- The AD598 may be used as a loop integrator in the design of simple electromechanical servo loops.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

E

AD598—SPECIFICATIONS (typical @ +25°C and ± 15 V dc, $C1 = 0.015 \mu\text{F}$, $R2 = 80 \text{ k}\Omega$, $R1 = 2 \text{ k}\Omega$, unless otherwise noted. See Figure 7.)

Parameter	AD598J		AD598A		Unit		
	Min	Typ	Max	Typ			
TRANSFER FUNCTION ¹	$V_{OUT} = \frac{V_A - V_B}{V_A + V_B} \times 500 \mu\text{A} \times R2$				V		
OVERALL ERROR ² T_{MIN} to T_{MAX}	0.6	2.35	0.6	1.65	% of FS		
SIGNAL OUTPUT CHARACTERISTICS							
Output Voltage Range (T_{MIN} to T_{MAX})	± 11		± 11		V		
Output Current (T_{MIN} to T_{MAX})	8		6		mA		
Short Circuit Current	20		20		mA		
Nonlinearity ³ (T_{MIN} to T_{MAX})	75	± 500	75	± 500	ppm of FS		
Gain Error ⁴	0.4	± 1	0.4	± 1	% of FS		
Gain Drift	20	± 100	20	± 50	ppm/°C of FS		
Offset ⁵	0.3	± 1	0.3	± 1	% of FS		
Offset Drift	7	± 200	7	± 50	ppm/°C of FS		
Excitation Voltage Rejection ⁶	100		100		ppm/dB		
Power Supply Rejection (± 12 V to ± 18 V)							
PSRR Gain (T_{MIN} to T_{MAX})	300	100	400	100	ppm/V		
PSRR Offset (T_{MIN} to T_{MAX})	100	15	200	15	ppm/V		
Common-Mode Rejection (± 3 V)							
CMRR Gain (T_{MIN} to T_{MAX})	100	25	200	25	ppm/V		
CMRR Offset (T_{MIN} to T_{MAX})	100	6	200	6	ppm/V		
Output Ripple ⁷	4		4		mV rms		
EXCITATION OUTPUT CHARACTERISTICS (@ 2.5 kHz)							
Excitation Voltage Range	2.1	24	2.1	24	V rms		
Excitation Voltage							
($R1 = \text{Open}$) ⁸	1.2	2.1	1.2	2.1	V rms		
($R1 = 12.7 \text{ k}\Omega$) ⁸	2.6	4.1	2.6	4.1	V rms		
($R1 = 487 \Omega$) ⁸	14	20	14	20	V rms		
Excitation Voltage TC ⁹		600		600	ppm/°C		
Output Current	30		30		mA rms		
T_{MIN} to T_{MAX}	12		12		mA rms		
Short Circuit Current		60		60	mA		
DC Offset Voltage (Differential, $R1 = 12.7 \text{ k}\Omega$)							
T_{MIN} to T_{MAX}	30	± 100	30	± 100	mV		
Frequency	20	20k	20	20k	Hz		
Frequency TC, ($R1 = 12.7 \text{ k}\Omega$)		200		200	ppm/°C		
Total Harmonic Distortion		-50		-50	dB		
SIGNAL INPUT CHARACTERISTICS							
Signal Voltage	0.1	3.5	0.1	3.5	V rms		
Input Impedance		200		200	k Ω		
Input Bias Current (AIN and BIN)		1		1	μA		
Signal Reference Bias Current		2		2	μA		
Excitation Frequency	0	20	0	20	kHz		
POWER SUPPLY REQUIREMENTS							
Operating Range	13	36	13	36	V		
Dual Supply Operation (± 10 V Output)	± 13		± 13		V		
Single Supply Operation							
0 to +10 V Output	17.5		17.5		V		
0 to -10 V Output	17.5		17.5		V		
Current (No Load at Signal and Excitation Outputs)		12	15	12	15	mA	
T_{MIN} to T_{MAX}					16	18	mA
TEMPERATURE RANGE							
JR (SOIC)	0	+70			°C		
AD (DIP)			-40	+85	°C		
PACKAGE OPTION							
SOIC (R-20)	AD598JR					AD598AD	
Side Brazed DIP (D-20)							

AD598

NOTES

¹ V_A and V_B represent the Mean Average Deviation (MAD) of the detected sine waves. Note that for this Transfer Function to linearly represent positive displacement, the sum of V_A and V_B of the LVDT must remain constant with stroke length. See "Theory of Operation." Also see Figures 7 and 12 for R2.
²From T_{LDC} to T_{HDC} , the overall error due to the AD598 alone is determined by combining gain error, gain drift and offset drift. For example the worst case overall error for the AD598AD from V_{IN} to V_{OUT} is calculated as follows: overall error = gain error at +25°C (±1% full scale) + gain drift from -40°C to +25°C (50 ppm/°C of FS × +65°C) + offset drift from -40°C to +25°C (50 ppm/°C of FS × +65°C) = ±1.65% of full scale. Note that 1000 ppm of full scale equals 0.1% of full scale.
 Full scale is defined as the voltage difference between the maximum positive and maximum negative output.

³Nonlinearity of the AD598 only, in units of ppm of full scale. Nonlinearity is defined as the maximum measured deviation of the AD598 output voltage from a straight line. The straight line is determined by connecting the maximum produced full-scale negative voltage with the maximum produced full-scale positive voltage. See Transfer Function.

⁴This offset refers to the $(V_A - V_B)/(V_A + V_B)$ input spanning a full-scale range of ±1. For $(V_A - V_B)/(V_A + V_B)$ to equal +1, V_B must equal zero volts and correspondingly for $(V_A - V_B)/(V_A + V_B)$ to equal -1, V_A must equal zero volts. Note that offset errors do not allow accurate use of zero magnitude inputs, practical inputs are limited to 100 mV rms. The ±1 span is a convenient reference point to define offset referred to input. For example, with this input span a value of $R2 = 20 \text{ k}\Omega$ would give V_{OUT} span a value of ±10 volts. Caution, most LVDTs will typically exercise less of the $(V_A - V_B)/(V_A + V_B)$ input span and thus require a larger value of $R2$ to produce the ±10 V output span. In this case the offset is correspondingly magnified when referred to the output voltage. For example, a Schaeffler E100 LVDT requires 80.2 k Ω for $R2$ to produce a ±10.69 V output and $(V_A - V_B)/(V_A + V_B)$ equals 0.37. This ratio may be determined from the graph shown in Figure 18, $(V_A - V_B)/(V_A + V_B) = (1.71 \text{ V rms} - 0.99 \text{ V rms})/(1.71 \text{ V rms} + 0.99 \text{ V rms})$. The maximum offset value referred to the ±10.69 V output may be determined by multiplying the maximum value shown in the data sheet (±1% of FS by 10.27) which equals ±3.7% maximum. Similarly, to determine the maximum values of offset drift, offset CMRR and offset PSRR when referred to the ±10.69 V output, these data sheet values should also be multiplied by (10.27). For this example for the AD598AD the maximum values of offset drift, PSRR offset and CMRR offset would be: 185 ppm/°C of FS, 741 ppm/V and 741 ppm/V respectively when referred to the ±10.69 V output.

⁵For example, if the excitation to the primary changes by 1 dB, the gain of the system will change by typically 100 ppm.

⁶Output ripple is a function of the AD598 bandwidth determined by C2, C3 and C4. See Figures 16 and 17.

⁷R1 is shown in Figures 7 and 12.

⁸Excitation voltage drift is not an important specification because of the ratiometric operation of the AD598.

Specifications subject to change without notice.

Specifications shown in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tested are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

THERMAL CHARACTERISTICS

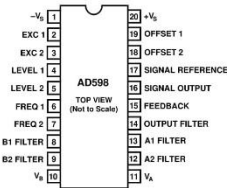
	θ_{JC}	θ_{JA}
SOIC Package	22°C/W	80°C/W
Side Brazed Package	25°C/W	85°C/W

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Total Supply Voltage $+V_S$ to $-V_S$	+36 V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	-65°C to +150°C
AD598JR	0°C to +70°C
AD598AD	-40°C to +85°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	+300°C
Power Dissipation Up to +65°C	1.2 W
Derates Above +65°C	12 mW/°C

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD598JR	0°C to +70°C	SOIC	R-20
AD598AD	-40°C to +85°C	Ceramic DIP	D-20



AD598—Typical Characteristics (at +25°C and $V_S = \pm 15 \text{ V}$, unless otherwise noted)

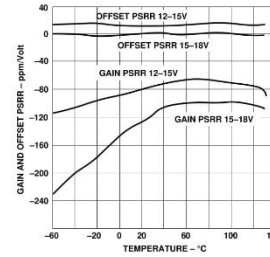


Figure 1. Gain and Offset PSRR vs. Temperature

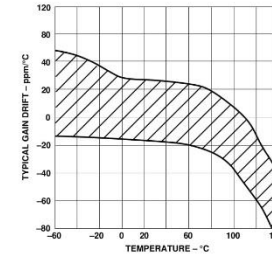


Figure 2. Typical Gain Drift vs. Temperature

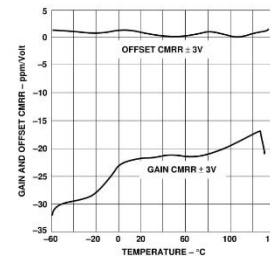


Figure 3. Gain and Offset CMRR vs. Temperature

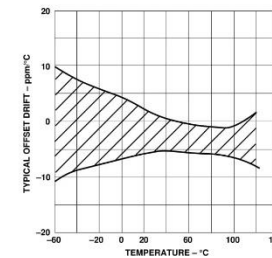


Figure 4. Typical Offset Drift vs. Temperature

THEORY OF OPERATION

A block diagram of the AD598 along with an LVDT (Linear Variable Differential Transformer) connected to its input is shown in Figure 5. The LVDT is an electromechanical transducer whose input is the mechanical displacement of a core and whose output is a pair of ac voltages proportional to core position. The transducer consists of a primary winding energized by

an external sine wave reference source, two secondary windings connected in series, and the moveable core to couple flux between the primary and secondary windings.

The AD598 energizes the LVDT primary, senses the LVDT secondary output voltages and produces a dc output voltage proportional to core position. The AD598 consists of a sine wave oscillator and power amplifier to drive the primary, a decoder which determines the ratio of the difference between the LVDT secondary voltages divided by their sum, a filter and an output amplifier.

The oscillator comprises a multivibrator which produces a triwave output. The triwave drives a sine shaper, which produces a low distortion sine wave whose frequency is determined by a single capacitor. Output frequency can range from 20 Hz to 20 kHz and amplitude from 2 V rms to 24 V rms. Total harmonic distortion is typically -50 dB.

The output from the LVDT secondaries consists of a pair of sine waves whose amplitude difference, $(V_A - V_B)$, is proportional to core position. Previous LVDT conditioners synchronously detect this amplitude difference and convert its absolute value to

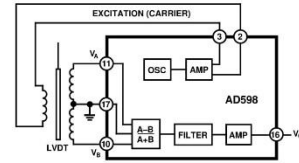


Figure 5. AD598 Functional Block Diagram

AD598

a voltage proportional to position. This technique uses the primary excitation voltage as a phase reference to determine the polarity of the output voltage. There are a number of problems associated with this technique such as (1) producing a constant amplitude, constant frequency excitation signal, (2) compensating for LVDT primary to secondary phase shifts, and (3) compensating for these shifts as a function of temperature and frequency.

The AD598 eliminates all of these problems. The AD598 does not require a constant amplitude because it works on the ratio of the difference and sum of the LVDT output signals. A constant frequency signal is not necessary because the inputs are rectified and only the sine wave carrier magnitude is processed. There is no sensitivity to phase shift between the primary excitation and the LVDT outputs because synchronous detection is not employed. The ratio-metric principle upon which the AD598 operates requires that the sum of the LVDT secondary voltages remains constant with LVDT stroke length. Although LVDT manufacturers generally do not specify the relationship between $V_A + V_B$ and stroke length, it is recognized that some LVDTs do not meet this requirement. In these cases a nonlinearity will result. However, the majority of available LVDTs do in fact meet these requirements.

The AD598 utilizes a special decoder circuit. Referring to the block diagram and Figure 6 below, an implicit analog computing loop is employed. After rectification, the A and B signals are multiplied by complementary duty cycle signals, d and (1-d) respectively. The difference of these processed signals is integrated and sampled by a comparator. It is the output of this comparator that defines the original duty cycle, d, which is fed back to the multipliers.

As shown in Figure 6, the input to the integrator is $[(A+B)d/B]$. Since the integrator input is forced to 0, the duty cycle $d = B/(A+B)$.

The output comparator which produces $d = B/(A+B)$ also controls an output amplifier driven by a reference current. Duty cycle signals d and (1-d) perform separate modulations on the reference current, which is the output current, is $I_{REF} \times (1-2d)$.

Since $d = B/(A+B)$, by substitution the output current equals $I_{REF} \times (A-B)/(A+B)$. This output current is then filtered and converted to a voltage since it is forced to flow through the scaling resistor R2 such that:

$$V_{OUT} = I_{REF} \times (A - B) / (A + B) \times R2$$

CONNECTING THE AD598

The AD598 can easily be connected for dual or single supply operation as shown in Figures 7 and 12. The following general design procedures demonstrate how external component values are selected and can be used for any LVDT which meets AD598 input/output criteria.

Parameters which are set with external passive components include: excitation frequency and amplitude, AD598 system bandwidth, and the scale factor (V/inch). Additionally, there are optional features, offset null adjustment, filtering, and signal integration which can be used by adding external components.

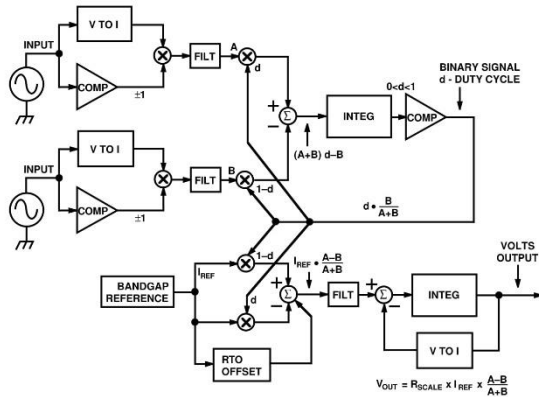


Figure 6. Block Diagram of Decoder

REV. A

-5-

AD598

DESIGN PROCEDURE DUAL SUPPLY OPERATION

Figure 7 shows the connection method with dual ± 15 volt power supplies and a Schaevitz E100 LVDT. This design procedure can be used to select component values for other LVDTs as well. The procedure is outlined in Steps 1 through 10 as follows:

1. Determine the mechanical bandwidth required for LVDT position measurement subsystem, $f_{SUBSYSTEM}$. For this example, assume $f_{SUBSYSTEM} = 250$ Hz.
2. Select minimum LVDT excitation frequency, approximately $10 \times f_{SUBSYSTEM}$. Therefore, let excitation frequency = 2.5 kHz.
3. Select a suitable LVDT that will operate with an excitation frequency of 2.5 kHz. The Schaevitz E100, for instance, will operate over a range of 50 Hz to 10 kHz and is an eligible candidate for this example.
4. Determine the sum of LVDT secondary voltages V_A and V_B . Energize the LVDT at its typical drive level V_{PRL} as shown in the manufacturer's data sheet (3 V rms for the E100). Set the core displacement to its center position where $V_A = V_B$. Measure these values and compute their sum $V_A + V_B$. For the E100, $V_A + V_B = 2.70$ V rms. This calculation will be used later in determining AD598 output voltage.
5. Determine optimum LVDT excitation voltage, V_{EXC} . With the LVDT energized at its typical drive level V_{PRL} , set the core displacement to its mechanical full-scale position and measure the output V_{SEC} of whichever secondary produces the largest signal. Compute LVDT voltage transformation ratio, VTR.

$$VTR = V_{PRL} / V_{SEC}$$

For the E100, $V_{SEC} = 1.71$ V rms for $V_{PRL} = 3$ V rms.

$VTR = 1.75$.

The AD598 signal input, V_{SEC} , should be in the range of 1 V rms to 3.5 V rms for maximum AD598 linearity and minimum noise susceptibility. Select $V_{SEC} = 3$ V rms. Therefore, LVDT excitation voltage V_{EXC} should be:

$$V_{EXC} = V_{SEC} \times VTR = 3 \times 1.75 = 5.25 \text{ V rms}$$

Check the power supply voltages by verifying that the peak values of V_A and V_B are at least 2.5 volts less than the voltages at $+V_S$ and $-V_S$.

6. Referring to Figure 7, for $V_S = \pm 15$ V, select the value of the amplitude determining component R1 as shown by the curve in Figure 8.
7. Select excitation frequency determining component C1.

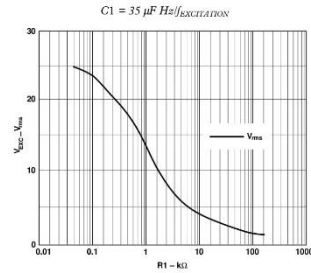


Figure 8. Excitation Voltage V_{EXC} vs. R1

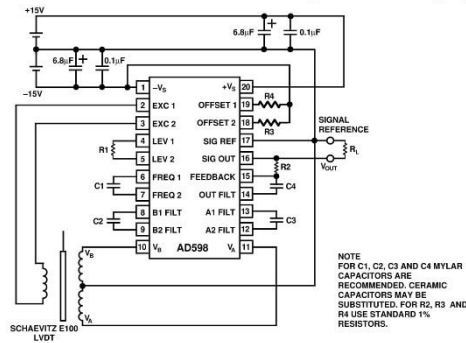


Figure 7. Interconnection Diagram for Dual Supply Operation

-6-

REV. A

AD598

8. C2, C3 and C4 are a function of the desired bandwidth of the AD598 position measurement subsystem. They should be nominally equal values.

$$C2 = C3 = C4 = 10^{-4} \text{ Farad Hz}/[SUBSYSTEM \text{ (Hz)}]$$

If the desired system bandwidth is 250 Hz, then

$$C2 = C3 = C4 = 10^{-4} \text{ Farad Hz}/250 \text{ Hz} = 0.4 \mu\text{F}$$

See Figures 13, 14 and 15 for more information about AD598 bandwidth and phase characterization.

9. In order to Compute R2, which sets the AD598 gain or full-scale output range, several pieces of information are needed:
- LVDI sensitivity, S
 - Full-scale core displacement, d
 - Ratio of manufacturer recommended primary drive level, V_{PRI} to ($V_A + V_B$) computed in Step 4.

LVDI sensitivity is listed in the LVDI manufacturer's catalog and has units of millivolts output per volts input per inch displacement. The E100 has a sensitivity of 2.4 mV/V/inch. In the event that LVDI sensitivity is not given by the manufacturer, it can be computed. See section on Determining LVDI Sensitivity.

For a full-scale displacement of d inches, voltage out of the AD598 is computed as

$$V_{OUT} = S \times \left[\frac{V_{PRI}}{(V_A + V_B)} \right] \times 500 \mu\text{A} \times R2 \times d$$

V_{OUT} is measured with respect to the signal reference, Pin 17 shown in Figure 7.

Solving for R2,

$$R2 = \frac{V_{OUT} \times (V_A + V_B)}{S \times V_{PRI} \times 500 \mu\text{A} \times d} \quad (1)$$

Note that V_{PRI} is the same signal level used in Step 4 to determine ($V_A + V_B$).

For $V_{OUT} = 20$ V full-scale range (± 10 V) and $d = 0.2$ inch full-scale displacement (± 0.1 inch),

$$R2 = \frac{20 \text{ V} \times 2.70 \text{ V}}{2.4 \times 3 \times 500 \mu\text{A} \times 0.2} = 75.3 \text{ k}\Omega$$

V_{OUT} as a function of displacement for the above example is shown in Figure 9.

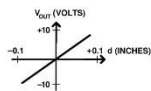


Figure 9. V_{OUT} (± 10 V Full Scale) vs. Core Displacement (± 0.1 Inch)

10. Selections of R3 and R4 permit a positive or negative output voltage offset adjustment.

$$V_{OS} = 1.2 \text{ V} \times R2 \times \left(\frac{1}{R3 + 5 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{R4 + 5 \text{ k}\Omega} \right) \quad (2)$$

*These values have a $\pm 20\%$ tolerance.

For no offset adjustment R3 and R4 should be open circuit. To design a circuit producing a 0 V to +10 V output for a displacement of ± 0.1 inch, set V_{OUT} to +10 V, $d = 0.2$ inch and solve Equation (1) for R2.

$$R2 = 37.6 \text{ k}\Omega$$

This will produce a response shown in Figure 10.

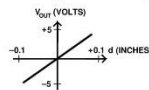


Figure 10. V_{OUT} (± 5 V Full Scale) vs. Core Displacement (± 0.1 Inch)

In Equation (2) set $V_{OS} = 5$ V and solve for R3 and R4. Since a positive offset is desired, let R4 be open circuit. Rearranging Equation (2) and solving for R3

$$R3 = \frac{1.2 \times R2}{V_{OS}} - 5 \text{ k}\Omega = 4.02 \text{ k}\Omega$$

Figure 11 shows the desired response.

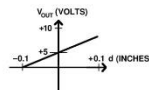


Figure 11. V_{OUT} (0 V–10 V Full Scale) vs. Displacement (± 0.1 Inch)

DESIGN PROCEDURE

SINGLE SUPPLY OPERATION

Figure 12 shows the single supply connection method.

For single supply operation, repeat Steps 1 through 10 of the design procedure for dual supply operation, then complete the additional Steps 11 through 14 below. R5, R6 and C5 are additional component values to be determined. V_{OUT} is measured with respect to SIGNAL REFERENCE.

11. Compute a maximum value of R5 and R6 based upon the relationship

$$R5 + R6 \leq V_{PS}/100 \mu\text{A}$$

12. The voltage drop across R5 must be greater than

$$2 + 10 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{1.2 \text{ V}}{R4 + 5 \text{ k}\Omega} - 250 \mu\text{A} + \frac{V_{OUT}}{4 \times R2} \right) \text{ Volts}$$

Therefore

$$R5 \geq \frac{2 + 10 \text{ k}\Omega \times \left(\frac{1.2 \text{ V}}{R4 + 5 \text{ k}\Omega} + 250 \mu\text{A} + \frac{V_{OUT}}{4 \times R2} \right)}{100 \mu\text{A}} \text{ Ohms}$$

*These values have $\pm 20\%$ tolerance.

Based upon the constraints of R5 + R6 (Step 11) and R5 (Step 12), select an interim value of R6.

AD598

13. Load current through R₁ returns to the junction of R5 and R6, and flows back to V_{PS} . Under maximum load conditions, make sure the voltage drop across R5 is met as defined in Step 12.

As a final check on the power supply voltages, verify that the peak values of V_A and V_B are at least 2.5 volts less than the voltages at $+V_S$ and $-V_S$.

14. C5 is a bypass capacitor in the range of 0.1 μF to 1 μF .

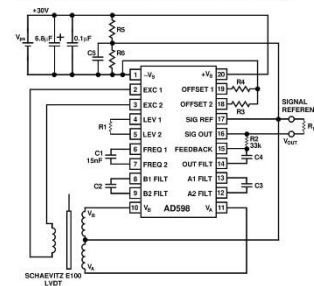


Figure 12. Interconnection Diagram for Single Supply Operation

Gain Phase Characteristics

To use an LVDI in a closed loop mechanical servo application, it is necessary to know the dynamic characteristics of the transducer and interface elements. The transducer itself is very quick to respond once the core is moved. The dynamics arise primarily from the interface electronics. Figures 13, 14 and 15 show the frequency response of the AD598 LVDI Signal Conditioner. Note that Figures 14 and 15 are basically the same; the difference is frequency range covered. Figure 14 shows a wider range of mechanical input frequencies at the expense of accuracy. Figure 15 shows a more limited frequency range with enhanced accuracy. The figures are transfer functions with the input to be considered as a sinusoidally varying mechanical position and the output as the voltage from the AD598; the units of the transfer function are volts per inch. The value of C2, C3 and C4, from Figure 7, are all equal and designated as a parameter in the figures. The response is approximately that of two real poles. However, there is appreciable excess phase at higher frequencies. An additional pole of filtering can be introduced with a shunt capacitor across R2, (see Figure 7); this will also increase phase lag.

When selecting values of C2, C3 and C4 to set the bandwidth of the system, a trade-off is involved. There is ripple on the "dc" position output voltage, and the magnitude is determined by the filter capacitors. Generally, smaller capacitors will give higher system bandwidth and larger ripple. Figures 16 and 17 show the magnitude of ripple as a function of C2, C3 and C4, again all

equal in value. Note also a shunt capacitor across R2 shown as a parameter (see Figure 7). The value of R2 used was 81 k Ω with a Schaeffert E100 LVDI.

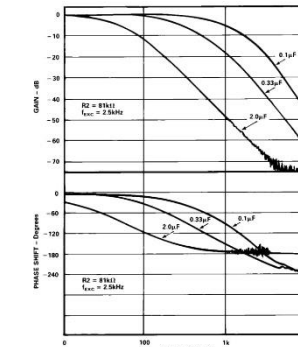


Figure 13. Gain and Phase Characteristics vs. Frequency (0 kHz–10 kHz)

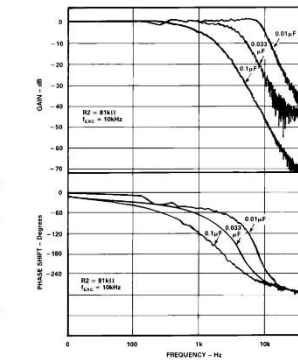


Figure 14. Gain and Phase Characteristics vs. Frequency (0 kHz–50 kHz)

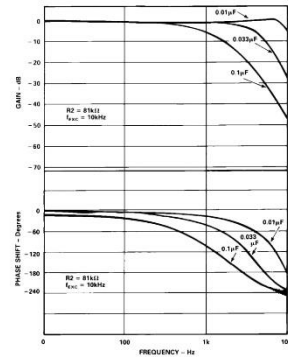


Figure 15. Gain and Phase Characteristics vs. Frequency (0 kHz-10 kHz)

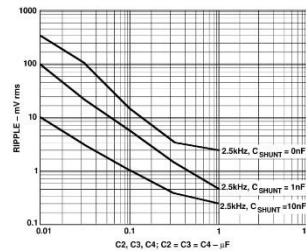


Figure 16. Output Voltage Ripple vs. Filter Capacitance

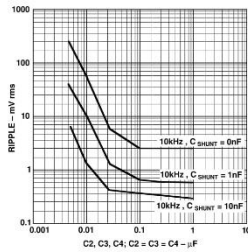


Figure 17. Output Voltage Ripple vs. Filter Capacitance

Determining LVDT Sensitivity

LVDT sensitivity can be determined by measuring the LVDT secondary voltages as a function of primary drive and core position, and performing a simple computation.

Energize the LVDT at its recommended primary drive level, V_{PRI} (3 V rms for the E100). Set the core to midpoint where $V_A = V_B$. Set the core displacement to its mechanical full-scale position and measure secondary voltages V_A and V_B .

$$\text{Sensitivity} = \frac{V_A(\text{at Full Scale}) - V_B(\text{at Full Scale})}{V_{PRI} \times d}$$

From Figure 18,

$$\text{Sensitivity} = \frac{1.71 - 0.99}{3 \times 100 \text{ mils}} = 2.4 \text{ mV/V/mil}$$

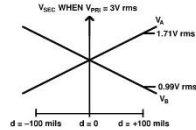


Figure 18. LVDT Secondary Voltage vs. Core Displacement

Thermal Shutdown and Loading Considerations

The AD598 is protected by a thermal overload circuit. If the die temperature reaches 165°C, the sine wave excitation amplitude gradually reduces, thereby lowering the internal power dissipation and temperature.

Due to the ratiometric operation of the decoder circuit, only small errors result from the reduction of the excitation amplitude. Under these conditions the signal-processing section of the AD598 continues to meet its output specifications.

The thermal load depends upon the voltage and current delivered to the load as well as the power supply potentials. An LVDT Primary will present an inductive load to the sine wave excitation. The phase angle between the excitation voltage and current must also be considered, further complicating thermal calculations.

AD598—Applications

PROVING RING-WEIGH SCALE

Figure 20 shows an elastic member (steel proving ring) combined with an LVDT to provide a means of measuring very small loads. Figure 19 shows the electrical circuit details.

The advantage of using a Proving Ring in combination with an LVDT is that no friction is involved between the core and the coils of the LVDT. This means that weights can be measured without confusion from frictional forces. This is especially important for very low full-scale weight applications.

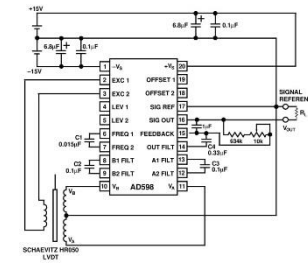


Figure 19. Proving Ring-Weigh Scale Circuit

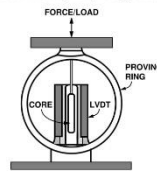


Figure 20. Proving Ring-Weigh Scale Cross Section

Although it is recognized that this type of measurement system may best be applied to weigh very small weights, this circuit was designed to give a full-scale output of 10 V for a 500 lb weight, using a Morehouse Instruments model 5BT Proving Ring. The LVDT is a Schaevitz type HR050 (± 50 mil full scale). Although this LVDT provides ± 50 mil full scale, the value of R2 was calculated for $d = \pm 30$ mil and V_{OUT} equal to 10 V as in Step 9 of the design procedures.

The 1 μ F capacitor provides extra filtering, which reduces noise induced by mechanical vibrations. The other circuit values were calculated in the usual manner using the design procedures.

This weigh-scale can be designed to measure tare weight simply by putting in an offset voltage by selecting either R3 or R4 (as shown in Figures 7 and 12). Tare weight is the weight of a container that is deducted from the gross weight to obtain the net weight.

The value of R3 or R4 can be calculated using one of two separate methods. First, a potentiometer may be connected between Pins 18 and 19 of the AD598, with the wiper connected to $-V_{SUPPLY}$. This gives a small offset of either polarity; and the value can be calculated using Step 10 of the design procedures. For a large offset in one direction, replace either R3 or R4 with a potentiometer with its wiper connected to $-V_{SUPPLY}$.

The resolution of this weigh-scale was checked by placing a 100 gram weight on the scale and observing the AD598 output signal deflection on an oscilloscope. The deflection was 4.8 mV.

The smallest signal deflection which could be measured on the oscilloscope was 450 μ V which corresponds to a 10 gram weight. This 450 μ V signal corresponds to an LVDT displacement of 1.32 microinches which is equivalent to one tenth of the wave length of blue light.

The Proving Ring used in this circuit has a temperature coefficient of 250 ppm/°C due to Young's Modulus of steel. By putting a resistor with a temperature coefficient in place of R2 it is possible to temperature compensate the weigh-scale. Since the steel of the Proving Ring gets softer at higher temperatures, the deflection for a given force is larger, so a resistor with a negative temperature coefficient is required.

SYNCHRONOUS OPERATION OF MULTIPLE LVDTs

In many applications, such as multiple gaging measurement, a large number of LVDTs are used in close physical proximity. If these LVDTs are operated at similar carrier frequencies, stray magnetic coupling could cause beat notes to be generated. The resulting beat notes would interfere with the accuracy of measurements made under these conditions. To avoid this situation all the LVDTs are operated synchronously.

The circuit shown in Figure 21 has one master oscillator and any number of slaves. The master AD598 oscillator has its frequency and amplitude programmed in the usual manner via R1 and C2 using Steps 6 and 7 in the design procedures. The slave AD598s all have Pins 6 and 7 connected together to disable their internal oscillators. Pins 4 and 5 of each slave are connected to Pins 2 and 3 of the master via 15 k Ω resistors, thus setting the amplitudes of the slaves equal to the amplitude of the master. If a different amplitude is required the 15 k Ω resistor values should be changed. Note that the amplitude scales linearly with the resistor value. The 15 k Ω value was selected because it matches the nominal value of resistors internal to the circuit. Tolerances of 20% between the slave amplitudes arise due to differing internal resistors values, but this does not affect the operation of the circuit.

Note that each LVDT primary is driven from its own power amplifier and thus the thermal load is shared between the AD598s. There is virtually no limit on the number of slaves in this circuit, since each slave presents a 30 k Ω load to the master AD598 power amplifier. For a very large number of slaves (say 100 or more) one may need to consider the maximum output current drawn from the master AD598 power amplifier.

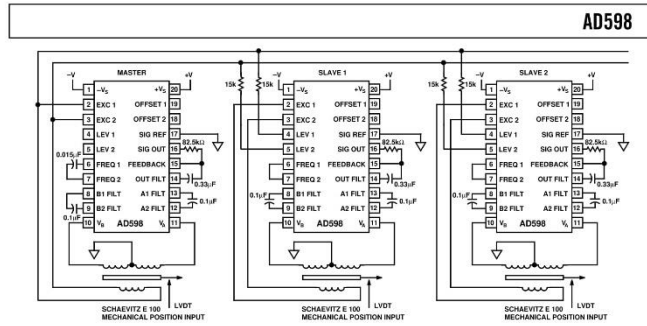


Figure 21. Multiple LVDTs—Synchronous Operation

HIGH RESOLUTION POSITION-TO-FREQUENCY CIRCUIT

In the circuit shown in Figure 22, the AD598 is combined with an AD652 voltage-to-frequency (V/F) converter to produce an effective, simple data converter which can make high resolution measurements.

This circuit transfers the signal from the LVDT to the V/F converter in the form of a current, thus eliminating the errors normally caused by the offset voltage of the V/F converter. The V/F converter offset voltage is normally the largest source of error in

such circuits. The analog input signal to the AD652 is converted to digital frequency output pulses which can be counted by simple digital means.

This circuit is particularly useful if there is a large degree of mechanical vibration (hum) on the position to be measured. The hum may be completely rejected by counting the digital frequency pulses over a gate time (fixed period) equal to a multiple of the hum period. For the effects of the hum to be completely rejected, the hum must be a periodic signal.

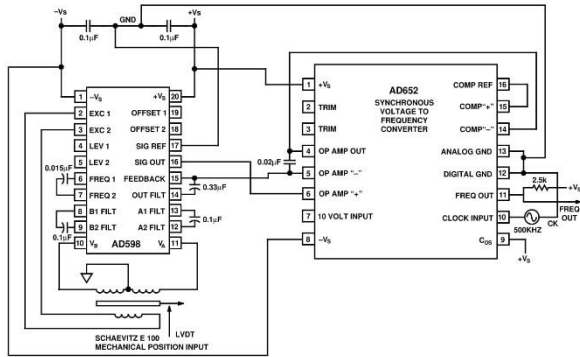


Figure 22. High Resolution Position-to-Frequency Converter

REV. A

-11-

AD598

The V/F converter is currently set up for unipolar operation. The AD652 data sheet explains how to set up for bipolar operation. Note that when the LVDT core is centered, the output frequency is zero. When the LVDT core is positioned off center, and to one side, the frequency increases to a full-scale value. To introduce bipolar operation to this circuit, an offset must be introduced at the LVDT as shown in Step 10 of the design procedures.

LOW COST SET-POINT CONTROLLER

A low cost set-point controller can be implemented with the circuit shown in Figure 23. Such a circuit could possibly be used in automobile fuel control systems. The potentiometer, P1, is attached to the gas pedal, and the LVDT is attached to the butterfly valve of the fuel injection system or carburetor. The position of the butterfly valve is electronically controlled by the position of the gas pedal, without mechanical linkage.

This circuit is a simple two IC closed loop servo-controller. It is simple because the LVDT circuit is functioning as the loop integrator. By putting a capacitor in the feedback path (normally occupied by R2), the output signal from the AD598 corresponds to the time integral of the position being measured by the LVDT. The LVDT position signal is summed with the offset signal introduced by the potentiometer, P1. Since this sum is integrated, it must be forced to zero. Thus the LVDT position is forced to follow the value of the input potentiometer, P1. The output signal from the AD598 drives the LM675 power amplifier, which in turn drives the solenoid.

This circuit has dual advantages of being both low cost and high accuracy. The high accuracy results from avoiding the offset errors normally associated with converting the LVDT signal to a voltage and then subsequently integrating that voltage.

MECHANICAL FOLLOWER SERVO-LOOP

Figure 24 shows how two Schaevitz E100 LVDTs may be combined with two AD598s in a mechanical follower servo-loop configuration. One of the LVDTs provides the mechanical input position signal, while the other LVDT mimics the motion.

The signal from the input position circuit is fed to the output as a current so that voltage offset errors are avoided. This current

signal is summed with the signal from the output position LVDT; this summed signal is integrated such that the output position is now equal to the input position. This circuit is an efficient means of implementing a mechanical servo-loop since only three ICs are required.

This circuit is similar to the previous circuit (Figure 23) with one exception: the previous circuit uses a potentiometer instead of an LVDT to provide the input position signal. Replacing the potentiometer with an LVDT offers two advantages. First, the increased reliability and robustness of the LVDT can be exploited in applications where the position input sensor is located in a hostile environment. Second, the mechanical motions of the input and output LVDTs are guaranteed to be identical to within the matching of their individual scale factors. These particular advantages make this circuit ideal for application as a hydraulic actuator controller.

DIFFERENTIAL GAGING

LVDTs are commonly used in gaging systems. Two LVDTs can be used to measure the thickness or taper of an object. To measure thickness, the LVDTs are placed on either side of the object to be measured. The LVDTs are positioned such that there is a known maximum distance between them in the fully retracted position.

This circuit is both simple and inexpensive. It has the advantage that two LVDTs may be driven from one AD598, but the disadvantage is that the scale factor of each LVDT may not match exactly. This causes the workpiece thickness measurement to vary depending upon its absolute position in the differential gage head.

This circuit was designed to produce a ± 10 V signal output swing, composed of the sum of the two independent ± 5 V swings from each LVDT. The output voltage swing is set with an 80.9 k Ω resistor. The output voltage V_{OUT} for this circuit is given by:

$$V_{OUT} = \left[\frac{(V_A - V_B)}{(V_A + V_B)} + \frac{(V_C - V_D)}{(V_C + V_D)} \right] \times 500 \mu A \times R_2$$

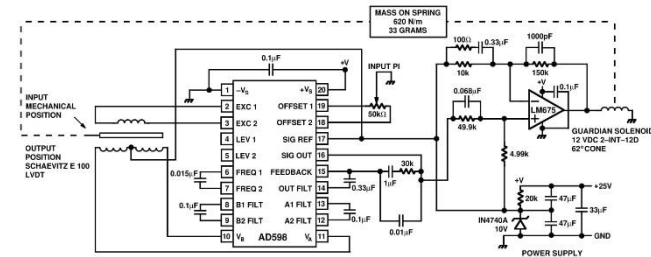


Figure 23. Low Cost Set-Point Controller

-12-

REV. A

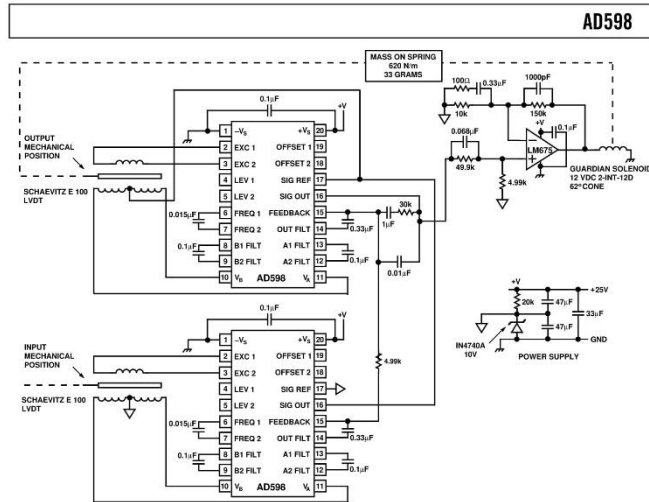


Figure 24. Mechanical Follower Servo-Loop

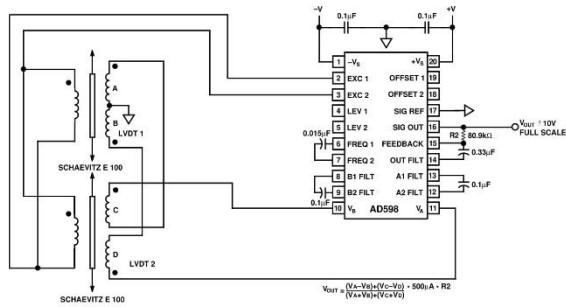


Figure 25. Differential Gaging

AD598

PRECISION DIFFERENTIAL GAGING

The circuit shown in Figure 26 is functionally similar to the differential gaging circuit shown in Figure 25. In contrast to Figure 25, it provides a means of independently adjusting the scale factor of each LVDT so that both scale factors may be matched.

The two LVDTs are driven in a master-slave arrangement where the output signal from the slave LVDT is summed with the output signal from the master LVDT. The scale factor of the slave LVDT is only adjusted with R1 and R2. The summed scale factor of the master LVDT and the slave LVDT is adjusted with R3.

R1 and R2 are chosen to be 80.9 kΩ resistors to give a ±10 V full-scale output signal for a single Schaevitz E100 LVDT. R3 is chosen to be 40.2 kΩ to give a ±10 V output signal when the two E100 LVDT output signals are summed. The output voltage for this circuit is given by:

$$V_{OUT} = \left[\frac{(V_A - V_B)}{(V_A + V_B)} + \frac{(V_C - V_D)}{(V_C + V_D)} \right] \times \frac{R2}{R1} \times 500 \mu A \times R3.$$

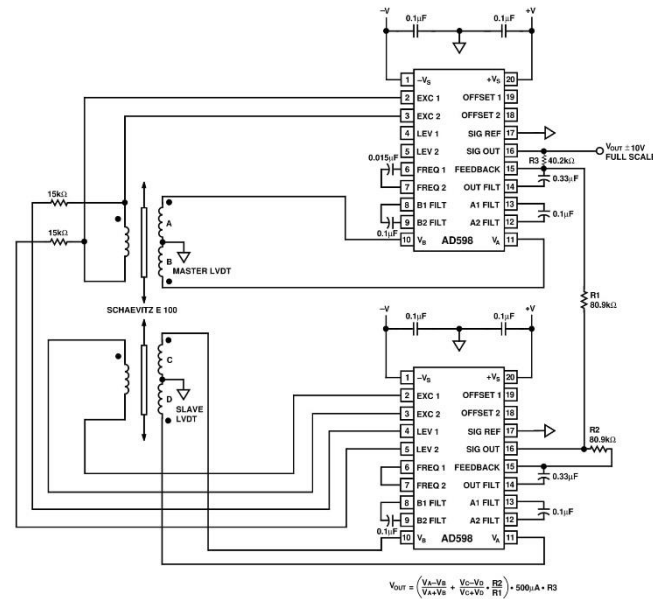


Figure 26. Precision Differential Gaging

AD598

OPERATION WITH A HALF-BRIDGE TRANSDUCER
 Although the AD598 is not intended for use with a half-bridge type transducer, it may be made to function with degraded performance.

A half-bridge type transducer is a popular transducer. It works in a similar manner to the LVDT in that two coils are wound around a moveable core and the inductance of each coil is a function of core position.

In the circuit shown in Figure 27 the V_A and V_B input voltages are developed as two resistive-inductor dividers. If the inductors are equal (i.e., the core is centered), the V_A and V_B input voltages to the AD598 are equal and the output voltage V_{OUT} is zero. When the core is positioned off center, the inductors are unequal and an output voltage V_{OUT} is developed.

The linearity of this circuit is dependent upon the value of the resistors in the resistive-inductor dividers. The optimum value may be transducer dependent and therefore must be selected by

trial and error. The 300 Ω resistors in this circuit optimize the nonlinearity of the transfer function to within several tenths of 1%. This circuit uses a Sangamo AGH1 half-bridge transducer. The 1 μF capacitor blocks the dc offset of the excitation output signal. The 4 nF capacitor sets the transducer excitation frequency to 10 kHz as recommended by the manufacturer.

ALTERNATE HALF-BRIDGE TRANSDUCER CIRCUIT
 This circuit suffers from similar accuracy problems to those mentioned in the previous circuit description. In this circuit the V_A input signal to the AD598 really and truly is a linear function of core position, and the input signal V_B is one half of the excitation voltage level. However, a nonlinearity is introduced by the A-B/A+B transfer function.

The 500 Ω resistors in this circuit are chosen to minimize errors caused by dc bias currents from the V_A and V_B inputs. Note that in the previous circuit these bias currents see very low resistance paths to ground through the coils.

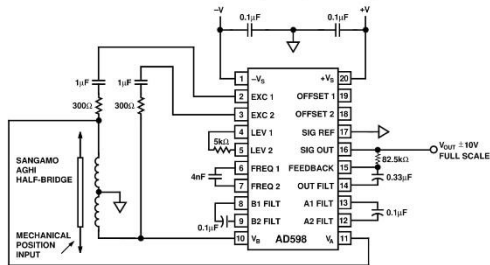


Figure 27. Half-Bridge Operation

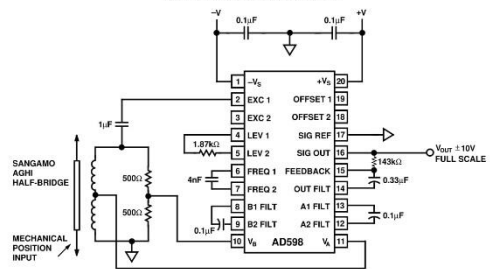
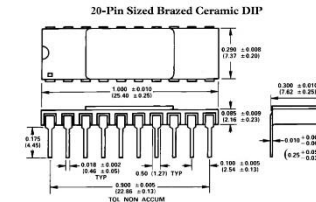


Figure 28. Alternate Half-Bridge Circuit

AD598

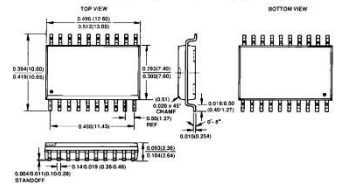
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).



NOTES:
 1. LEAD NUMBER 1 IDENTIFIED BY DOT OR NOTCH
 2. LEAD WALLS BE OTHER GROUPS ARE PLATED IN ACCORDANCE WITH MIL-M-38516 REQUIREMENTS

20-Lead Wide Body Plastic SOIC (R) Package



NOTES:
 1. DIMENSIONS SHOWN IN INCHES AND (MM)
 2. PITCH DIMENSIONS CONFORM TO JEDEC SPECIFICATION MS-013-AA
 3. DIMENSIONS SHOWN AS (-) ARE MIN. MAX.

C1330-10-1008

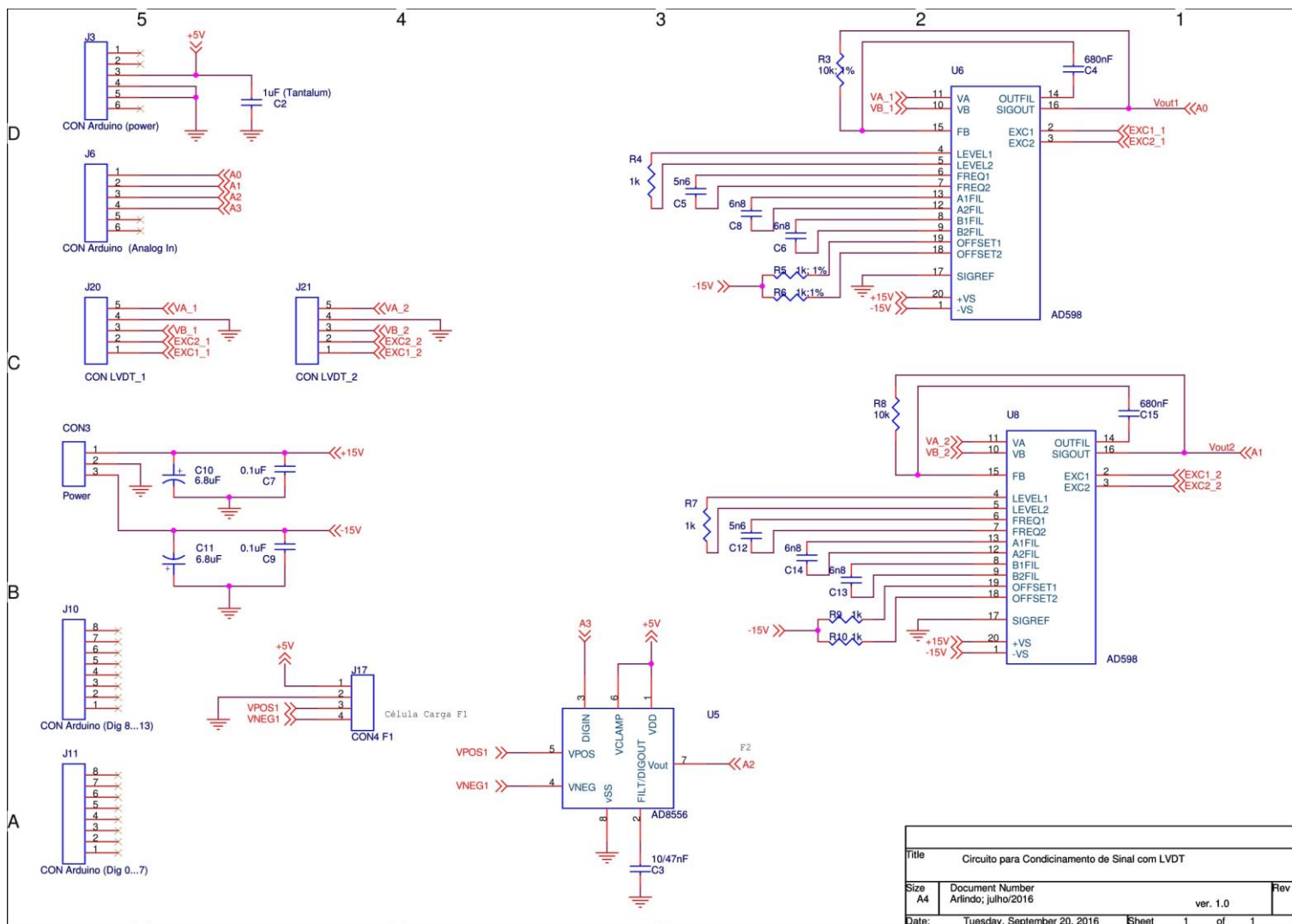
PRINTED IN U.S.A.

F

1º	f _{subsystem} =	250	Hz		
2º	Min.LVDT excitation =	2,5	kHz		
3º	Excitation freq. =	5	kHz		
4º	V _A = V _B	2	V _{RMS}	»»» V _A + V _B =	4 V _{RMS}
	V _{sec} =	4	V _{RMS}		
5º	V _{PRI} =	5	V _{RMS}		
	V _{TR} =	1,25	V _{RMS}		
	V _{ex} =				
ACT1000A Excitation/supply (calibrated) 5V rms, 5kHz (sinusoidal)					
6º	R ₁ =	6,8	kΩ	10 ⁻⁶	10 ⁻¹²
7º	C ₁ =	6,8	nF	0,0068 uF	6800 pF
8º	C ₂ = C ₃ = C ₄ =	220	nF	0,22 uF	220000 pF
9º					
a)	LVDT sensivity, S =	900	mV/V/mil	0,9	V/V
b)	Full-scale displacmnt, d =	50	mm	1,97	inches
c)	V _A + V _B =	4	V _{RMS}		
	V _{Cout} =	1,11	V _{RMS}		
	V _{out} =	5	V _{RMS}		
	R ₂ =	8888,89	Ω	75000	10K
10º	V _{offSet} = V _{OS} =	2,5	V _{RMS}		
	R ₃ =	733,33	Ω	0,73	kΩ
11º	R ₅ + R ₆ ≤ VPS/100 μA				
	R ₅ ≥	72114,23		72,11	kΩ
					0,072 MΩ
14º	C ₅ =	100nF	1000nF		

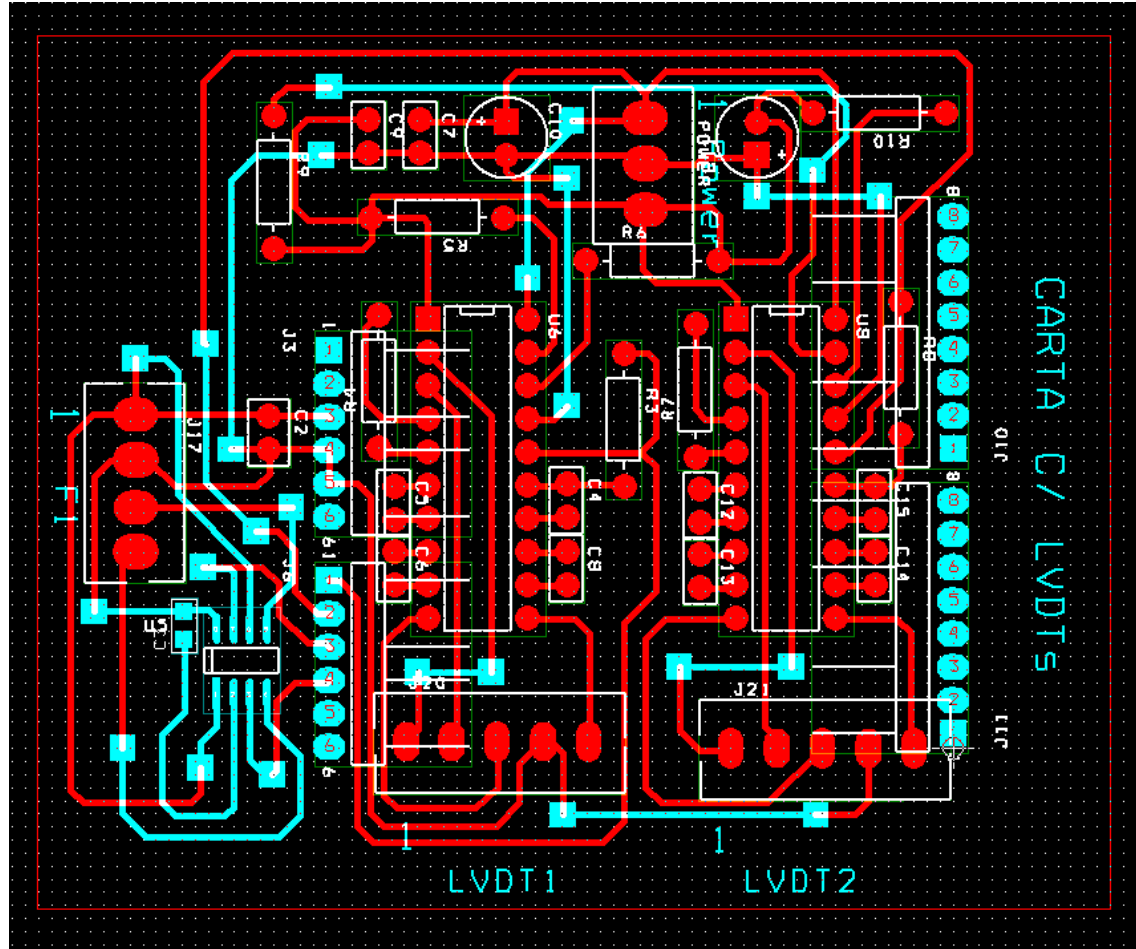
R4 em circuito aberto para valores positivos de offset

G



Title			
Circuito para Condicionamento de Sinal com LVDT			
Size	Document Number		Rev
A4	Arlindo, julho/2016	ver. 1.0	
Date:	Tuesday, September 20, 2016	Sheet	1 of 1

H





Digitally Programmable Sensor Signal Amplifier with EMI Filters

Data Sheet

AD8556

FEATURES

- EMI filters at input pins
- Specified from -40°C to $+140^{\circ}\text{C}$
- Low offset voltage: 10 μV maximum
- Low input offset voltage drift: 65 $\text{nV}/^{\circ}\text{C}$ maximum
- High CMRR: 94 dB minimum
- Digitally programmable gain and output offset voltage
- Programmable output clamp voltage
- Open and short wire fault detection
- Low-pass filtering
- Single-wire serial interface
- Stable with any capacitive load
- SOIC, N and LFCSP, WQ packages
- 4.5 V to 5.5 V operation

APPLICATIONS

- Pressure and position sensors
- Precision current sensing
- Strain gages

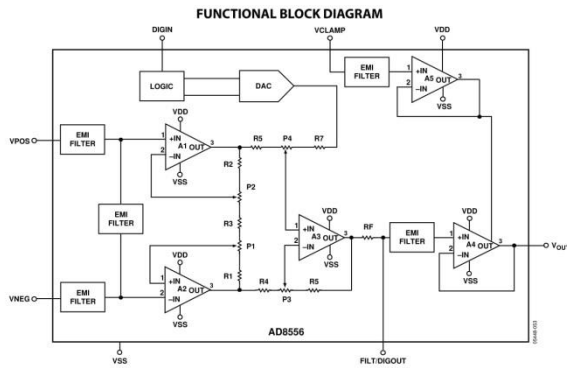


Figure 1.

Rev. B 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. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 ©2005-2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
 Technical Support www.analog.com

Rev. B | Page 2 of 27

AD8556

Data Sheet

TABLE OF CONTENTS

Features	1	Typical Performance Characteristics	9
Applications	1	Theory of Operation	17
Functional Block Diagram	1	Gain Values	18
Revision History	2	Open Wire Fault Detection	19
General Description	3	Shorted Wire Fault Detection	19
Specifications	4	Floating VPOS, VNEG, or VCLAMP Fault Detection	19
Electrical Specifications	4	Device Programming	19
Absolute Maximum Ratings	6	EMI/RFI Performance	25
Thermal Resistance	6	Outline Dimensions	27
ESD Caution	6	Ordering Guide	27
Pin Configurations and Function Descriptions	7		

REVISION HISTORY

- 2/15—Rev. A to Rev. B
- Changed LFCSP, WQ Package to LFCSP, WQ Package Throughout
- Changes to Applications Section 1
- Changes to Table 4 7
- Changes to Figure 3 8
- Added Table 5; Renumbered Sequentially 8
- Changes to Figure 57 27
- Updated Outline Dimensions 27
- Changes to Ordering Guide 27
- 12/07—Rev. 0 to Rev. A
- Changes to Features 1
- Changes to General Description 3
- Updated Outline Dimensions 26
- Changes to Ordering Guide 26
- 5/05—Revision 0: Initial Version

GENERAL DESCRIPTION

The AD8556 is a zero-drift, sensor signal amplifier with digitally programmable gain and output offset. Designed to easily and accurately convert variable pressure sensor and strain bridge outputs to a well-defined output voltage range, the AD8556 accurately amplifies many other differential or single-ended sensor outputs. The AD8556 uses the Analog Devices, Inc. patented low noise, auto-zero and DigiTrim[™] technologies to create an incredibly accurate and flexible signal processing solution in a very compact footprint.

Gain is digitally programmable in a wide range from 70 to 1280 through a serial data interface. Gain adjustment can be fully simulated in-circuit and then permanently programmed with reliable polyfuse technology. Output offset voltage is also digitally programmable and is ratiometric to the supply voltage. The AD8556 also features internal EMI filters on the VNEG, VPOS, FILT and VCLAMP pins.

In addition to extremely low input offset voltage, low input offset voltage drift, and very high dc and ac CMRR, the AD8556 also includes a pull-up current source at the input pins and a pull-down current source at the VCLAMP pin, which allows open wire and shorted wire fault detection. A low-pass filter function is implemented via a single low cost external capacitor. Output clamping set via an external reference voltage allows the AD8556 to drive lower voltage ADCs safely and accurately.

When used in conjunction with an ADC referenced to the same supply, the system accuracy becomes immune to normal supply voltage variations. Output offset voltage can be adjusted with a resolution of better than 0.4% of the difference between VDD and VSS. A lockout trim after gain and offset adjustment further ensures field reliability.

The AD8556 is fully specified from -40°C to $+140^{\circ}\text{C}$. Operating from single-supply voltages of 4.5 V to 5.5 V, the AD8556 is offered in the 8-lead SOIC_N and 4 mm \times 4 mm 16-lead LFCS_P_WQ.

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

VDD = 5.0 V, VSS = 0.0 V, V_{CM} = 2.5 V, V_O = 2.5 V, $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified.

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
INPUT STAGE						
Input Offset Voltage	V _{OS}	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$	2	10		μV
Input Offset Voltage Drift	T _C V _{OS}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$	3	12		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
Input Bias Current	I _B	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$	38	49	54	nA
Input Offset Current	I _{OS}	$T_A = 25^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$		0.2	2.5	nA
Input Voltage Range				2.1	2.9	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	V _{CM} = 2.1 V to 2.9 V, A _V = 70 V _{CM} = 2.1 V to 2.9 V, A _V = 1280 V _O = 0.2 V to 3.4 V V _O = 0.2 V to 4.8 V	80	92		dB
Linearity		Second stage gain = 17.5 to 100 Second stage gain = 140 to 200 Second stage gain = 17.5 to 100 Second stage gain = 140 to 200	20	1000		ppm
Differential Gain Accuracy			0.35	1.6		%
Differential Gain Temperature Coefficient			7	20		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
RF			14	18	22	k Ω
RF Temperature Coefficient				600		ppm/ $^{\circ}\text{C}$
DAC						
Accuracy		A _V = 70, offset codes = 8 to 248		0.2	0.6	%
Ratiometricity		A _V = 70, offset codes = 8 to 248		50		ppm
Output Offset		A _V = 70, offset codes = 8 to 248		5	35	mV
Temperature Coefficient		$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$ $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$		3.3	15	ppm FS/ $^{\circ}\text{C}$ ppm FS/ $^{\circ}\text{C}$
VCLAMP						
Input Bias Current		$T_A = 25^{\circ}\text{C}$, VCLAMP = 5 V $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$, VCLAMP = 5 V $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$, VCLAMP = 5 V		200		nA
Input Voltage Range				1.2	4.94	V
OUTPUT BUFFER STAGE						
Buffer Offset				3	7	mV
Short-Circuit Current	I _{SC}		5		10	mA
Output Voltage, Low	V _{OL}	R _L = 10 k Ω to 5 V			20	mV
Output Voltage, High	V _{OH}	R _L = 10 k Ω to 0 V	4.94			V
POWER SUPPLY						
Supply Current	I _{SV}	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +125^{\circ}\text{C}$, V _O = 2.5 V, VPOS = VNEG = 2.5 V, VDAC code = 128 $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq +140^{\circ}\text{C}$, V _O = 2.5 V, VPOS = VNEG = 2.5 V, VDAC Code = 128 A _V = 70		2.0	2.7	mA
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$10^{\circ}\text{C} < T_{\text{RESC}} < 40^{\circ}\text{C}$, supply capable of driving 250 mA	109	125		dB
Supply Voltage Required During Programming			5.0	5.25	5.5	V

Data Sheet AD8556

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
DYNAMIC PERFORMANCE						
Gain Bandwidth Product	GBP	First gain stage, $T_A = 25^\circ\text{C}$ Second gain stage, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2 8		MHz
Output Buffer Slew Rate	SR	Output buffer stage, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5		MHz
Settling Time	t_s	$A_V = 70$, $R_i = 10\text{ k}\Omega$, $C_L = 100\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ To 0.1%, $A_V = 70$, 4 V output step, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1.2 8		V/ μs μs
NOISE PERFORMANCE						
Input Referred Noise		$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f = 1\text{ kHz}$		32		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Low Frequency Noise	e_n p-p	$f = 0.1\text{ Hz}$ to 10 Hz , $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.5		μV p-p
Total Harmonic Distortion	THD	$V_{in} = 16.75\text{ mV rms}$, $f = 1\text{ kHz}$, $A_V = 100$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		-100		dB
DIGITAL INTERFACE						
Input Current				2		μA
DIGIN Pulse Width to Load 0	tw_0	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.05	10		μs
DIGIN Pulse Width to Load 1	tw_1	$T_A = 25^\circ\text{C}$	50			μs
Time Between Pulses at DIGIN	tw_2	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10			μs
DIGIN Low		$T_A = 25^\circ\text{C}$			1	V
DIGIN High		$T_A = 25^\circ\text{C}$			4	V
DIGOUT Logic 0		$T_A = 25^\circ\text{C}$			1	V
DIGOUT Logic 1		$T_A = 25^\circ\text{C}$			4	V

AD8556 Data Sheet

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Parameter	Rating
Supply Voltage	6V
Input Voltage	VSS - 0.3 V to VDD + 0.3 V
Differential Input Voltage ¹	$\pm 5.0\text{ V}$
Output Short-Circuit Duration to VSS or VDD	Indefinite
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range	-40°C to +150°C
Junction Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature	300°C

¹ Differential input voltage is limited to $\pm 5.0\text{ V}$ or \pm the supply voltage, whichever is less.

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

THERMAL RESISTANCE

θ_{JA} is specified for the worst-case conditions, that is, a device soldered in a circuit board for surface-mount packages.

Table 3. Thermal Resistance

Package Type	θ_{JA} ¹	θ_{JC}	Unit
8-Lead SOIC-N (R)	158	43	°C/W
16-Lead LFCSP-WQ (CP)	44	31.5	°C/W

¹ θ_{JA} is specified for the worst-case conditions, that is, θ_{JA} is specified for device soldered in circuit board for LFCSP-WQ package.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

PIN CONFIGURATIONS AND FUNCTION DESCRIPTIONS

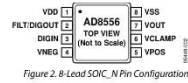
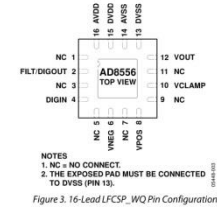


Figure 2. 8-Lead SOIC_N Pin Configuration

Table 4. 8-Lead SOIC_N Pin Function Descriptions

SOIC_N	Mnemonic	Description
1	VDD	Positive Supply Voltage.
2	FILT/DIGOUT	Unbuffered Amplifier Output in Series with a Resistor RF. Adding a capacitor between FILT and VDD or VSS implements a low-pass filtering function. In read mode, this pin functions as a digital output.
3	DIGIN	Digital Input.
4	VNEG	Negative Amplifier Input (Inverting Input).
5	VPOS	Positive Amplifier Input (Noninverting Input).
6	VCLAMP	Set Clamp Voltage at Output.
7	VOUT	Buffered Amplifier Output. Buffered version of the signal at the FILT/DIGOUT pin. In read mode, VOUT is a buffered digital output.
8	VSS	Negative Supply Voltage.



NOTES
 1. NC = NO CONNECT.
 2. THE EXPOSED PAD MUST BE CONNECTED TO DVSS (PIN 13).
 Figure 3. 16-Lead LFCSP_WQ Pin Configuration

Table 5. 16-Lead LFCSP_WQ Pin Function Descriptions

LFCSP_WQ	Mnemonic	Description
0	EPAD	Exposed Pad. The exposed pad must be connected to DVSS (Pin 13).
1, 3, 5, 7, 9, 11	NC	Do Not Connect.
2	FILT/DIGOUT	Unbuffered Amplifier Output in Series with a Resistor RF. Adding a capacitor between FILT and VDD or VSS implements a low-pass filtering function. In read mode, this pin functions as a digital output.
4	DIGIN	Digital Input.
6	VNEG	Negative Amplifier Input (Inverting Input).
8	VPOS	Positive Amplifier Input (Noninverting Input).
10	VCLAMP	Set Clamp Voltage at Output.
12	VOUT	Buffered Amplifier Output. Buffered version of the signal at the FILT/DIGOUT pin. In read mode, VOUT is a buffered digital output.
	VSS	Negative Supply Voltage.
13, 14	DVSS, AVSS	Negative Supply Voltage.
15, 16	DVDD, AVDD	Positive Supply Voltage.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

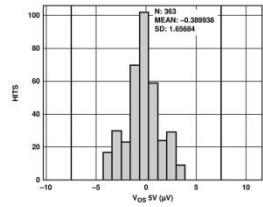


Figure 4. Input Offset Voltage Distribution

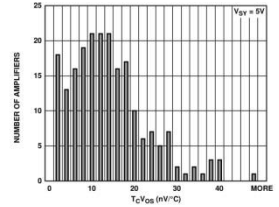


Figure 7. $T_c V_{0S}$ at $V_{0S} = 5\text{ V}$

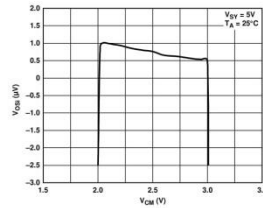


Figure 5. Input Offset Voltage vs. Common-Mode Voltage

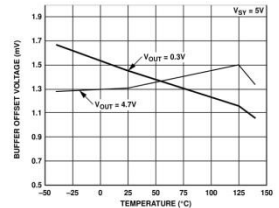


Figure 8. Output Buffer Offset Voltage vs. Temperature

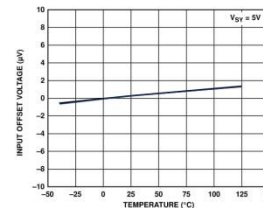


Figure 6. Input Offset Voltage vs. Temperature

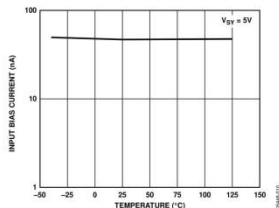


Figure 9. Input Bias Current at V_{0S} , V_{NEG} vs. Temperature

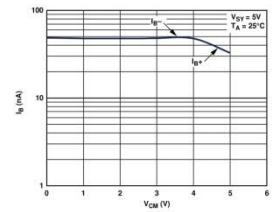


Figure 10. Input Bias Current at V_{0S} , V_{NEG} vs. Common-Mode Voltage

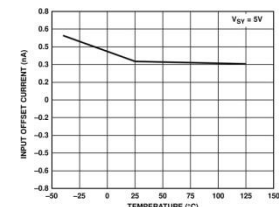


Figure 11. Input Offset Current vs. Temperature

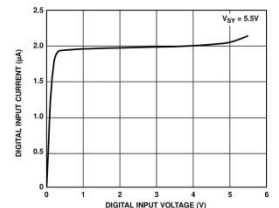


Figure 12. Digital Input Current vs. Digital Input Voltage (Pin 4)

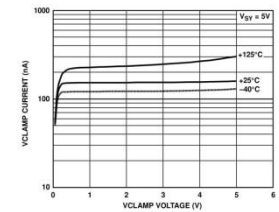


Figure 13. VCLAMP Current over Temperature at $V_{0S} = 5\text{ V}$ vs. VCLAMP Voltage

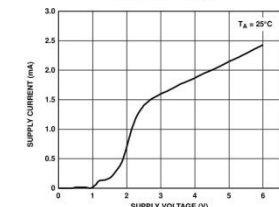


Figure 14. Supply Current (I_{0S}) vs. Supply Voltage

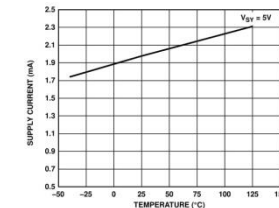


Figure 15. Supply Current (I_{0S}) vs. Temperature

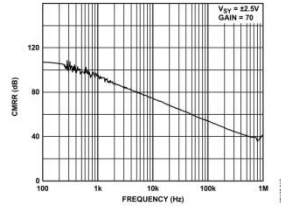


Figure 16. CMRR vs. Frequency

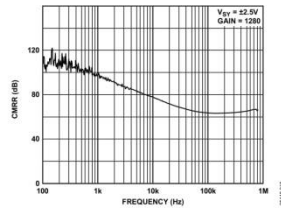


Figure 17. CMRR vs. Frequency

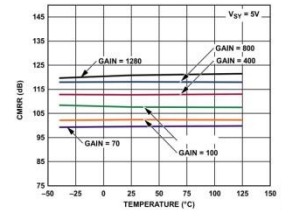


Figure 18. CMRR vs. Temperature at Different Gains

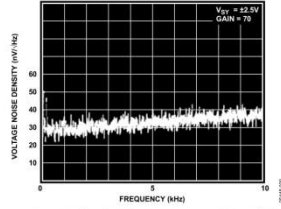


Figure 19. Voltage Noise Density vs. Frequency (0 Hz to 10 kHz)

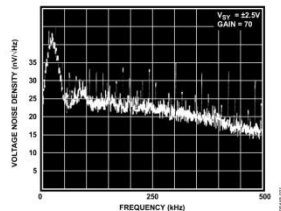


Figure 20. Voltage Noise Density vs. Frequency (0 Hz to 500 kHz)

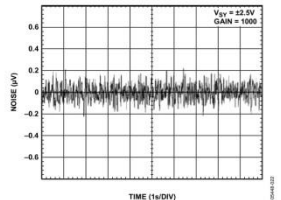


Figure 21. Low Frequency Input Voltage Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

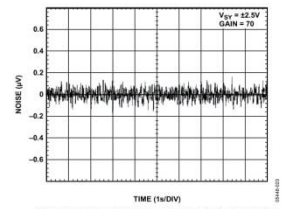


Figure 22. Low Frequency Input Voltage Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

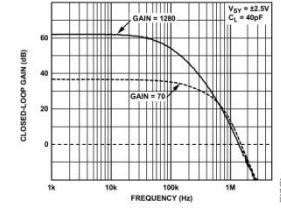


Figure 23. Closed-Loop Gain vs. Frequency Measured at FILT/DIGOUT Pin

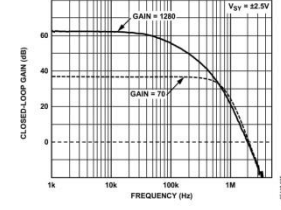


Figure 24. Closed-Loop Gain vs. Frequency Measured at VOUT Pin

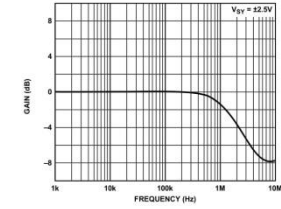


Figure 25. Output Buffer Gain vs. Frequency

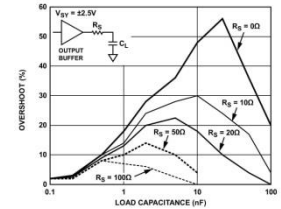


Figure 26. Output Buffer Positive Overshoot

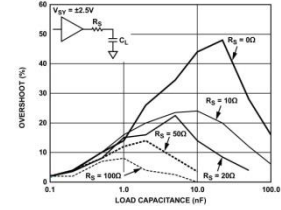


Figure 27. Output Buffer Negative Overshoot

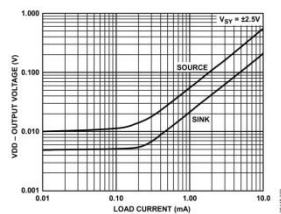


Figure 28. Output Voltage to Supply Rail vs. Load Current

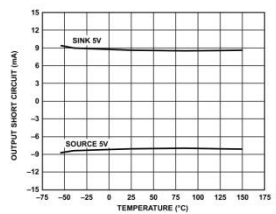


Figure 29. Output Short Circuit vs. Temperature

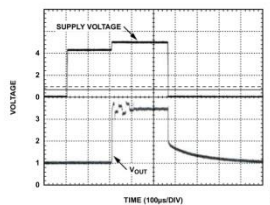


Figure 30. Power-On Response at 25°C

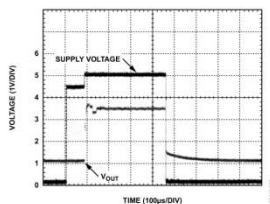


Figure 31. Power-On Response at 125°C

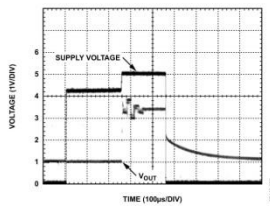


Figure 32. Power-On Response at -40°C

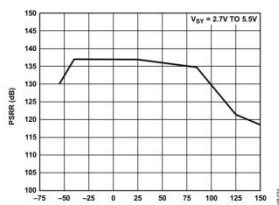


Figure 33. PSRR vs. Temperature

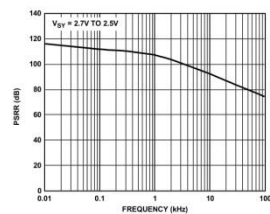


Figure 34. PSRR vs. Frequency

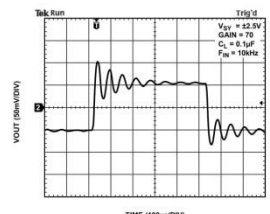


Figure 35. Small Signal Response at $C_i = 0.1 \mu\text{F}$ and $F_m = 10 \text{ kHz}$

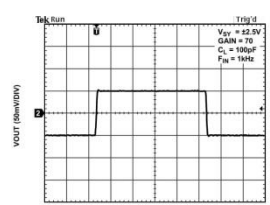


Figure 36. Small Signal Response at $C_i = 100 \text{ pF}$ and $F_m = 1 \text{ kHz}$

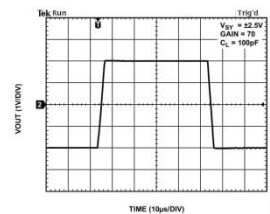


Figure 37. Large Signal Response at $C_i = 100 \text{ pF}$

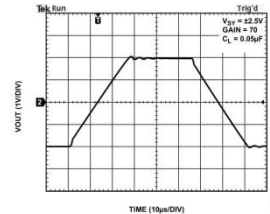


Figure 38. Large Signal Response at $C_i = 0.05 \mu\text{F}$

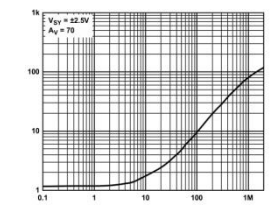


Figure 39. Output Impedance vs. Frequency

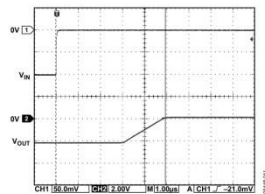


Figure 40. Negative Overload Recovery (Gain = 70)

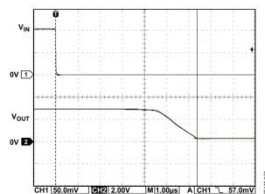


Figure 41. Positive Overload Recovery (Gain = 70)

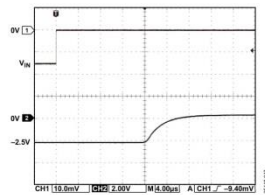


Figure 42. Negative Overload Recovery (Gain = 1280)

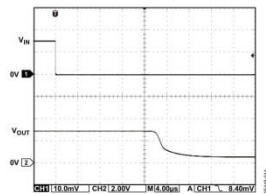


Figure 43. Positive Overload Recovery (Gain = 1280)

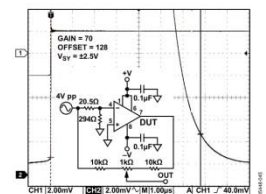


Figure 44. Settling Time 0.1%

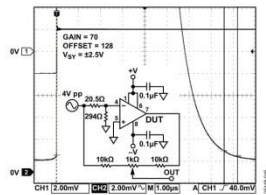


Figure 45. Settling Time 0.01%

THEORY OF OPERATION

A1, A2, R1, R2, R3, P1, and P2 form the first gain stage of the differential amplifier. A1 and A2 are auto-zeroed op amps that minimize input offset errors. P1 and P2 are digital potentiometers, guaranteed to be monotonic. Programming P1 and P2 allows the first stage gain to be varied from 4.0 to 6.4 with 7-bit resolution (see Table 6 and Equation 1), giving a fine gain adjustment resolution of 0.37%. R1, R2, R3, P1, and P2 each have a similar temperature coefficient; therefore, the first stage gain temperature coefficient is lower than 100 ppm/°C.

$$GAIN1 \approx 4 \times \left(\frac{6.4}{4} \right)^{\frac{(Code-1)}{127}} \tag{1}$$

A3, R4, R5, R6, R7, P3, and P4 form the second gain stage of the differential amplifier. A3 is also an auto-zeroed op amp that minimizes input offset errors. P3 and P4 are digital potentiometers that allow the second stage gain to be varied from 17.5 to 200 in eight steps (see Table 7). R4, R5, R6, R7, P3, and P4 each have a similar temperature coefficient; therefore, the second stage gain temperature coefficient is lower than 100 ppm/°C.

RF together with an external capacitor, connected between FILT/DIGOUT and VSS or VDD, form a low-pass filter. The filtered signal is buffered by A4 to give a low impedance output at VOUT. RF is nominally 18 kΩ, allowing an 880 Hz low-pass filter to be implemented by connecting a 10 nF external capacitor between FILT/DIGOUT and VSS or between FILT/DIGOUT and VDD. If low-pass filtering is not needed, the FILT/DIGOUT pin must be left floating.

A5 implements a voltage buffer that provides the positive supply to A4, the amplifier output buffer. Its function is to limit VOUT to a maximum value, useful for driving ADCs operating on supply voltages lower than VDD. The input to A5, VCLAMP, has a very high input resistance. It should be connected to a known voltage and not left floating. However, the high input impedance allows the clamp voltage to be set using a high impedance source, such as a potential divider. If the maximum value of VOUT does not need to be limited, VCLAMP should be connected to VDD.

A4 implements a rail-to-rail input and output unity-gain voltage buffer. The output stage of A4 is supplied from a buffered version of VCLAMP instead of VDD, allowing the positive swing to be limited. The maximum output current is limited between 5 mA to 10 mA.

An 8-bit DAC is used to generate a variable offset for the amplifier output. This DAC is guaranteed to be monotonic. To preserve the ratiometric nature of the input signal, the DAC references are driven from VSS and VDD, and the DAC output can swing from VSS (Code 0) to VDD (Code 255). The 8-bit resolution is equivalent to 0.39% of the difference between VDD and VSS, for example, 19.5 mV with a 5 V supply. The DAC output voltage (VDAC) is given approximately by

$$VDAC \approx \left(\frac{Code + 0.5}{256} \right) (VDD - VSS) + VSS \tag{2}$$

where the temperature coefficient of VDAC is lower than 200 ppm/°C.

The amplifier output voltage (VOUT) is given by

$$VOUT = GAIN (VPOS - VNEG) + VDAC \tag{3}$$

where GAIN is the product of the first and second stage gains.

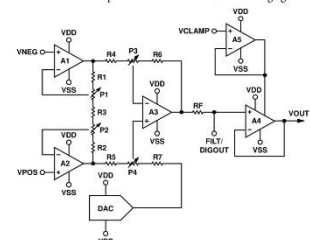


Figure 47. Functional Schematic

GAIN VALUES

Table 6. First Stage Gain vs. First Stage Gain Code

First Stage Gain Code	First Stage Gain	First Stage Gain Code	First Stage Gain	First Stage Gain Code	First Stage Gain	First Stage Gain Code	First Stage Gain
0	4.000	32	4.503	64	5.069	96	5.706
1	4.015	33	4.520	65	5.088	97	5.727
2	4.030	34	4.536	66	5.107	98	5.749
3	4.045	35	4.553	67	5.126	99	5.770
4	4.060	36	4.570	68	5.145	100	5.791
5	4.075	37	4.587	69	5.164	101	5.813
6	4.090	38	4.604	70	5.183	102	5.834
7	4.105	39	4.621	71	5.202	103	5.856
8	4.120	40	4.638	72	5.221	104	5.878
9	4.135	41	4.655	73	5.241	105	5.900
10	4.151	42	4.673	74	5.260	106	5.921
11	4.166	43	4.690	75	5.280	107	5.943
12	4.182	44	4.707	76	5.299	108	5.965
13	4.197	45	4.725	77	5.319	109	5.988
14	4.213	46	4.742	78	5.339	110	6.010
15	4.228	47	4.760	79	5.358	111	6.032
16	4.244	48	4.778	80	5.378	112	6.054
17	4.260	49	4.795	81	5.398	113	6.077
18	4.276	50	4.813	82	5.418	114	6.099
19	4.291	51	4.831	83	5.438	115	6.122
20	4.307	52	4.849	84	5.458	116	6.145
21	4.323	53	4.867	85	5.479	117	6.167
22	4.339	54	4.885	86	5.499	118	6.190
23	4.355	55	4.903	87	5.519	119	6.213
24	4.372	56	4.921	88	5.540	120	6.236
25	4.388	57	4.939	89	5.560	121	6.259
26	4.404	58	4.958	90	5.581	122	6.283
27	4.420	59	4.976	91	5.602	123	6.306
28	4.437	60	4.995	92	5.622	124	6.329
29	4.453	61	5.013	93	5.643	125	6.353
30	4.470	62	5.032	94	5.664	126	6.376
31	4.486	63	5.050	95	5.685	127	6.400

Table 7. Second Stage Gain and Gain Ranges vs. Second Stage Gain Code

Second Stage Gain Code	Second Stage Gain	Minimum Combined Gain	Maximum Combined Gain
0	17.5	70	112
1	25	100	160
2	35	140	224
3	50	200	320
4	70	280	448
5	100	400	640
6	140	560	896
7	200	800	1280

OPEN WIRE FAULT DETECTION

The inputs to A1 and A2, VNEG and VPOS, each have a comparator to detect whether VNEG or VPOS exceeds a threshold voltage, nominally $VDD - 2.0\text{ V}$. If $(VNEG > VDD - 2.0\text{ V})$ or $(VPOS > VDD - 2.0\text{ V})$, VOUT is clamped to VSS. The output current limit circuit is disabled in this mode, but the maximum sink current is approximately 10 mA when $VDD = 5\text{ V}$. The inputs to A1 and A2, VNEG and VPOS, are also pulled up to VDD by currents IP1 and IP2. These are both nominally 49 nA and matched to within 3 nA. If the inputs to A1 or A2 are accidentally left floating, as with an open wire fault, IP1 and IP2 pull them to VDD, which would cause VOUT to swing to VSS, allowing this fault to be detected. It is not possible to disable IP1 and IP2, nor the clamping of VOUT to VSS, when VNEG or VPOS approaches VDD.

SHORTED WIRE FAULT DETECTION

The AD8556 provides fault detection when VPOS, VNEG, or VCLAMP shorts to VDD and VSS. Figure 48 shows the voltage regions at VPOS, VNEG, and VCLAMP that trigger an error condition. When an error condition occurs, the VOUT pin is shorted to VSS. Table 8 lists the voltage levels shown in Figure 48.

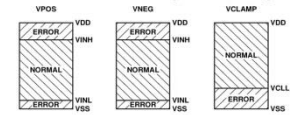


Figure 48. Voltage Regions at VPOS, VNEG, and VCLAMP that Trigger a Fault Condition

Table 8. Typical VINL, VINH, and VCLL Values ($VDD = 5\text{ V}$)

Voltage	Min (V)	Typ (V)	Max (V)	VOUT Condition
VINH	2.95	3.0	3.05	Short to VSS fault detection
VINL	1.95	2.0	2.05	Short to VSS fault detection
VCLL	1.05	1.1	1.15	Short to VSS fault detection

FLOATING VPOS, VNEG, OR VCLAMP FAULT DETECTION

A floating fault condition at the VPOS, VNEG, or VCLAMP pins is detected by using a low current to pull a floating input into an error voltage range, defined in the Shorted Wire Fault Detection section. In this way, the VOUT pin is shorted to VSS when a floating input is detected. Table 9 lists the currents used.

Table 9. Floating Fault Detection at VPOS, VNEG, and VCLAMP

Mnemonic	Typical Current	Goal of Current
VPOS	49 nA pull-up	Pull VPOS above VINH
VNEG	49 nA pull-up	Pull VNEG above VINH
VCLAMP	0.2 μA pull-down	Pull VCLAMP below VCLL

DEVICE PROGRAMMING

Digital Interface

The digital interface allows the first stage gain, second stage gain, and output offset to be adjusted and allows desired values for these parameters to be permanently stored by selectively blowing polysilicon fuses. To minimize pin count and board space, a single-wire digital interface is used. The digital input pin, DIGIN, has hysteresis to minimize the possibility of inadvertent triggering with slow signals. It also has a pull-down current sink to allow it to be left floating when programming is not being performed. The pull-down ensures inactive status of the digital input by forcing a dc low voltage on DIGIN.

A short pulse at DIGIN from low to high and back to low again, such as between 50 ns and 10 μs long, loads 0 into the shift register. A long pulse at DIGIN, such as 50 μs or longer, loads 1 into the shift register. The time between pulses should be at least 10 μs . Assuming $VSS = 0\text{ V}$, voltages at DIGIN between VSS and $0.2 \times VDD$ are recognized as a low, and voltages at DIGIN between $0.8 \times VDD$ and VDD are recognized as a high. The timing diagram example in Figure 49 shows the waveform for entering code 010011 into the shift register.

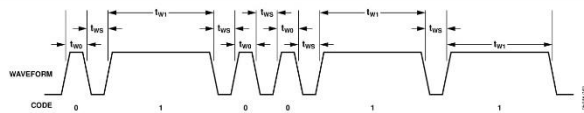


Figure 49. Timing Diagram for Code 010011

Table 10. Timing Specifications

Timing Parameter	Description	Specification
t_{p0}	Pulse width for loading 0 into shift register	Between 50 ns and 10 μ s
t_{p1}	Pulse width for loading 1 into shift register	$\geq 50 \mu$ s
t_{w0}	Width between pulses	$\geq 10 \mu$ s

Table 11. 38-Bit Serial Word Format

Field No.	Bits	Description
0	0 to 11	12-Bit Start of Packet 1000 0000 0001
1	12 to 13	2-Bit Function 00: Change Sense Current 01: Simulate Parameter Value 10: Program Parameter Value 11: Read Parameter Value
2	14 to 15	2-Bit Parameter 00: Second Stage Gain Code 01: First Stage Gain Code 10: Output Offset Code 11: Other Functions
3	16 to 17	2-Bit Dummy 10
4	18 to 25	8-Bit Value Parameter 00 (Second Stage Gain Code): 3 LSBs Used Parameter 01 (First Stage Gain Code): 7 LSBs Used Parameter 10 (Output Offset Code): All 8 Bits Used Parameter 11 (Other Functions) Bit 0 (LSB): Master Fuse Bit 1: Fuse for Production Test at Analog Devices Bit 2: Parity Fuse
5	26 to 37	12-Bit End of Packet 0111 1111 1110

A 38-bit serial word is used, divided into 6 fields. Assuming each bit can be loaded in 60 μ s, the 38-bit serial word transfers in 2.3 ms. Table 11 summarizes the word format.

Field 0 and Field 5 are the start-of-packet field and end-of-packet field, respectively. Matching the start-of-packet field with 1000 0000 0001 and the end-of-packet field with 0111 1111 1110 ensures that the serial word is valid and enables decoding of the other fields.

Field 3 breaks up the data and ensures that no data combination can inadvertently trigger the start-of-packet and end-of-packet fields. Field 0 should be written first and Field 5 written last.

Within each field, the MSB must be written first and the LSB written last. The shift register features power-on reset to minimize the risk of inadvertent programming; power-on reset occurs when VDD is between 0.7 V and 2.2 V.

Initial State

Initially, all the polysilicon fuses are intact. Each parameter has the value 0 assigned (see Table 12).

Table 12. Initial State Before Programming

Second Stage Gain Code = 0	Second Stage Gain = 17.5
First stage gain code = 0	First stage gain = 4.0
Output offset code = 0	Output offset = VSS
Master fuse = 0	Master fuse not blown

When power is applied to a device, parameter values are taken either from internal registers, if the master fuse is not blown, or from the polysilicon fuses, if the master fuse is blown. Programmed values have no effect until the master fuse is blown. The internal registers feature power-on reset; therefore, the unprogrammed devices enter a known state after power-up. Power-on reset occurs when VDD is between 0.7 V and 2.2 V.

Simulation Mode

The simulation mode allows any parameter to be temporarily changed. These changes are retained until the simulated value is reprogrammed, the power is removed, or the master fuse is blown. Parameters are simulated by setting Field 1 to 01, selecting the desired parameter in Field 2, and the desired value for the parameter in Field 4. Note that a value of 11 for Field 2 is ignored during the simulation mode. Examples of temporary settings are as follows:

- Setting the second stage gain code (Parameter 00) to 011 and the second stage gain to 50 produces:
1000 0000 0001 01 00 10 0000 0011 0111 1111 1110.
- Setting the first stage gain code (Parameter 01) to 000 1011 and the first stage gain to 4.166 produces:
1000 0000 0001 01 01 10 0000 1011 0111 1111 1110.
A first stage gain of 4.166 with a second stage gain of 50 gives a total gain of 208.3. This gain has a maximum tolerance of 2.5%.
- Set the output offset code (Parameter 10) to 0100 0000 and the output offset to 1.260 V when VDD = 5 V and VSS = 0 V. This output offset has a maximum tolerance of 0.8%.
1000 0000 0001 01 10 10 0100 0000 0111 1111 1110.

Programming Mode

Intact fuses give a bit value of 0. Bits with a desired value of 1 need to have the associated fuse blown. Because a relatively large current is needed to blow a fuse, only one fuse can be reliably blown at a time. Therefore, a given parameter value may need several 38-bit words to allow reliable programming. A 5.25 V (± 0.25 V) supply is required when blowing fuses to minimize the on-resistance of the internal MOS switches that blow the fuse. The power supply voltage must not exceed the absolute maximum rating and must be able to deliver 250 mA of current.

At least 10 μ F (tantalum type) of decoupling capacitance is needed across the power pins of the device during programming. The capacitance can be on the programming apparatus as long as it is within 2 inches of the device being programmed. An additional 0.1 μ F (ceramic type) in parallel with the 10 μ F is recommended within 1/2 inch of the device being programmed. A minimum period of 1 ms should be allowed for each fuse to blow. There is no need to measure the supply current during programming.

The best way to verify correct programming is to use the read mode to read back the programmed values. Then, remeasure the gain and offset to verify these values. Programmed fuses have no effect on the gain and output offset until the master fuse is blown. After blowing the master fuse, the gain and output offset are determined solely by the blown fuses, and the simulation mode is permanently deactivated.

Parameters are programmed by setting Field 1 to 10, selecting the desired parameter in Field 2, and selecting a single bit with the value 1 in Field 4.

As an example, suppose the user wants to permanently set the second stage gain to 50. Parameter 00 needs to have the value 0000 0011 assigned. Two bits have the value 1; therefore, two fuses need to be blown. Because only one fuse can be blown at a time, this code can be used to blow one fuse:
1000 0000 0001 10 00 10 0000 0010 0111 1111 1110.

The MOS switch that blows the fuse closes when the complete packet is recognized and opens when the start-of-packet, dummy, or end-of-packet fields are no longer valid. After 1 ms, this second code is entered to blow the second fuse:
1000 0000 0001 10 00 10 0000 0001 0111 1111 1110.

To permanently set the first stage gain to a nominal value of 4.151, Parameter 01 needs to have the value 000 1011 assigned. Three fuses need to be blown, and the following codes are used, with a 1 ms delay after each code:

1000 0000 0001 10 01 10 0000 1000 0111 1111 1110
1000 0000 0001 10 01 10 0000 0010 0111 1111 1110
1000 0000 0001 10 01 10 0000 0001 0111 1111 1110.

To permanently set the output offset to a nominal value of 1.260 V when VDD = 5 V and VSS = 0 V, Parameter 10 needs to have the value 0100 0000 assigned. If one fuse needs to be blown, use the following code:
1000 0000 0001 10 10 10 0100 0000 0111 1111 1110.

Finally, to blow the master fuse to deactivate the simulation mode and prevent further programming, use code:
1000 0000 0001 10 11 10 0000 0001 0111 1111 1110.

There are 20 programmable fuses. Because each fuse requires 1 ms to blow, and each serial word can be loaded in 2.3 ms, the maximum time needed to program the fuses can be as low as 66 ms.

Parity Error Detection

A parity check is used to determine whether the programmed data of an AD8556 is valid, or whether data corruption has occurred in the nonvolatile memory. Figure 50 shows the schematic implemented in the AD8556.

VA0 to VA2 is the 3-bit control signal for the second stage gain, VB0 to VB6 is the 7-bit control signal for the first stage gain, and VC0 to VC7 is the 8-bit control signal for the output offset. PFUSE is the signal from the parity fuse, and MFUSE is the signal from the master fuse.

The function of the 2-input AND gate (Cell AND2) is to ignore the output of the parity circuit (PAR_SUM signal) when the master fuse is not blown. PARITY_ERROR is set to 0 when MFUSE = 0. In the simulation mode, for example, parity check is disabled. After the master fuse is blown, that is, after the AD8556 is programmed, the output from the parity circuit (PAR_SUM signal) is fed to PARITY_ERROR. When PARITY_ERROR is 0, the AD8556 behaves as a programmed amplifier. When PARITY_ERROR is 1, a parity error is detected, and VOUT is connected to VSS.

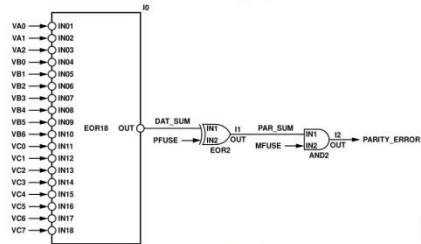


Figure 50. Functional Circuit of AD8556 Parity Check

Table 13. Examples of DAT_SUM

Second Stage Gain Code	First Stage Gain Code	Output Offset Code	Number of Bits with 1	DAT_SUM
000	000 0000	0000 0000	0	0
000	000 0000	1000 0000	1	1
000	000 0000	1000 0001	2	0
000	000 0001	0000 0000	1	1
000	100 0001	0000 0000	2	0
001	000 0000	0000 0000	1	1
001	000 0001	1000 0000	3	1
111	111 1111	1111 1111	18	0

The 18-bit data signal (VA0 to VA2, VB0 to VB6, and VC0 to VC7) is fed to an 18-input exclusive-OR gate (Cell EOR18). The output of Cell EOR18 is the DAT_SUM signal. If there is an even number of 1s in the 18-bit word, DAT_SUM = 0; and if there is an odd number of 1s in the 18-bit word, DAT_SUM = 1. See Table 13 for examples.

After the second stage gain, first stage gain, and output offset are programmed, compute DAT_SUM and set the parity bit equal to DAT_SUM. If DAT_SUM is 0, the parity fuse should not be blown in order for the PFUSE signal to be 0. If DAT_SUM is 1, the parity fuse should be blown to set the PFUSE signal to 1. The code to blow the parity fuse is:

```
1000 0000 0001 10 11 10 0000 0100 01111111 1110.
```

After setting the parity bit, the master fuse can be blown to prevent further programming, using the code:

```
1000 0000 0001 10 11 10 0000 0001 0111 1111 1110.
```

Signal PAR_SUM is the output of the 2-input exclusive-OR gate (Cell EOR2). After the master fuse is blown, set PARITY_ERROR to PAR_SUM. As previously mentioned, the AD8556 behaves as a programmed amplifier when PARITY_ERROR = 0 (no parity error). On the other hand, VOUT is connected to VSS when a parity error is detected, that is, when PARITY_ERROR = 1.

Read Mode

The values stored by the polysilicon fuses can be sent to the FILT/DIGOUT pin to verify correct programming. Normally, the FILT/DIGOUT pin is only connected to the second gain stage output via RE. During read mode, however, the FILT/DIGOUT pin is also connected to the output of a shift register to allow the polysilicon fuse contents to be read. Because VOUT is a buffered version of FILT/DIGOUT, VOUT also outputs a digital signal during read mode.

Read mode is entered by setting Field 1 to 11 and selecting the desired parameter in Field 2. Field 4 is ignored. The parameter value, stored in the polysilicon fuses, is loaded into an internal shift register, and the MSB of the shift register is connected to the FILT/DIGOUT pin. Pulses at DIGIN shift out the shift register contents to the FILT/DIGOUT pin, allowing the 8-bit parameter value to be read after seven additional pulses; shifting occurs on the falling edge of DIGIN. An eighth pulse at DIGIN disconnects FILT/DIGOUT from the shift register and terminates the read mode. If a parameter value is less than eight bits long, the MSBs of the shift register are padded with 0s.

For example, to read the second stage gain, this code is used: 1000 0000 0001 11 00 10 0000 0000 0111 1111 1110. Because the second stage gain parameter value is only three bits long, the FILT/DIGOUT pin has a value of 0 when this code is entered, and remains 0 during four additional pulses at DIGIN. The fifth, sixth, and seventh pulses at DIGIN return the 3-bit value at FILT/DIGOUT; the seventh pulse returns the LSB. An eighth pulse at DIGIN terminates the read mode.

Sense Current

A sense current is sent across each polysilicon fuse to determine whether it has been blown. When the voltage across the fuse is less than approximately 1.5 V, the fuse is considered not blown, and Logic 0 is output from the OTP cell. When the voltage across the fuse is greater than approximately 1.5 V, the fuse is considered blown, and Logic 1 is output.

When the AD8556 is manufactured, all fuses have a low resistance. When a sense current is sent through the fuse, a voltage less than 0.1 V is developed across the fuse, which is much lower than 1.5 V; therefore, Logic 0 is output from the OTP cell. When a fuse is electrically blown, it should have a very high resistance. When the sense current is applied to the blown fuse, the voltage across the fuse should be larger than 1.5 V; therefore, Logic 1 is output from the OTP cell.

It is theoretically possible, though very unlikely, for a fuse to be incompletely blown during programming, assuming the required conditions are met. In this situation, the fuse could have a medium resistance, neither low nor high, and a voltage of approximately 1.5 V could be developed across the fuse. Therefore, the OTP cell could output Logic 0 or Logic 1, depending on temperature, supply voltage, and other variables.

To detect this undesirable situation, the sense current can be lowered by a factor of 4 using a specific code. The voltage developed across the fuse would then change from 1.5 V to 0.38 V, and the output of the OTP would be Logic 0 instead of the expected Logic 1 from a blown fuse. Fuses blown correctly would still output Logic 1. In this way, fuses blown incorrectly can be detected. Another specific code would return the sense current to the normal (larger) value. The sense current cannot be permanently programmed to the low value. When the AD8556 is powered up, the sense current defaults to the high value.

The low sense current code is:

```
1000 0000 0001 00 00 10 XXXX XXX1 0111 1111 1110.
```

The normal (high) sense current code is:

```
1000 0000 0001 00 00 10 XXXX XXX0 0111 1111 1110.
```

Programming Procedure

For reliable fuse programming, it is imperative to follow the programming procedure requirements, especially the proper supply voltage during programming.

1. When programming the AD8556, the temperature of the device must be between 10°C and 40°C.
2. Set VDD and VSS to the desired values in the application. Use simulation mode to test and determine the desired codes for the second stage gain, first stage gain, and output offset. The nominal values for these parameters are shown in Table 6, Table 7, Equation 2, and Equation 3; use the codes corresponding to these values as a starting point. However, because actual parameter values for given codes vary from device to device, some fine tuning is necessary for the best possible accuracy.

One way to choose these values is to set the output offset to an approximate value, such as Code 128 for midsupply, to allow the required gain to be determined. Then set the second stage gain so the minimum first stage gain (Code 0) gives a lower gain than required, and the maximum first stage gain (Code 127) gives a higher gain than required. After choosing the second stage gain, the first stage gain can be chosen to fine tune the total gain. Finally, the output offset can be adjusted to give the desired value. After determining the desired codes for second stage gain, first stage gain, and output offset, the device is ready for permanent programming.

Important: Once a programming attempt is made for any fuse, there should be no further attempt to blow that fuse. If a fuse does not program to the expected state, discard the unit. The expected incidence rate of attempted but unblown fuses is very small when following the proper programming procedure and conditions.

- Set VSS to 0 V and VDD to 5.25 V (± 0.25 V). Power supplies should be capable of supplying 250 mA at the required voltage and properly bypassed as described in the Programming Mode section. Use program mode to permanently enter the desired codes for the first stage gain, second stage gain, and output offset. Blow the parity bit fuse if necessary (see Parity Error Detection section). Blow the master fuse to allow the AD8556 to read data from the fuses and to prevent further programming.
- Set VDD and VSS to the desired values in the application. Use read mode with low sense current followed by high sense current to verify programmed codes.
- Measure gain and offset to verify correct functionality.

Determining Optimal Gain and Offset Codes

First, determine the desired gain:

- Determine the desired gain, G_A (using the measurements obtained from the simulation).
- Use Table 7 to determine G_2 , the second stage gain, such that $(4.00 \times 1.04) < (G_A/G_2) < (6.4/1.04)$. This ensures the first and last codes for the first stage gain are not used, thereby allowing enough first stage gain codes within each second stage gain range to adjust for the 3% accuracy.

Next, set the second stage gain:

- Use the simulation mode to set the second stage gain to G_2 .
- Set the output offset to allow the AD8556 gain to be measured, for example, use Code 128 to set it to midsupply.
- Use Table 6 or Equation 1 to set the first stage gain code C_{G1} , so the first stage gain is nominally G_A/G_2 .

- Measure the resulting gain, G_0 . G_0 should be within 3% of G_A .
- Calculate the first stage gain error (in relative terms) $E_{G1} = G_A/G_0 - 1$.
- Calculate the error (in the number of the first stage gain codes) $C_{EG1} = E_{G1}/0.00370$.
- Set the first stage gain code to $C_{G1} - C_{EG1}$.
- Measure the gain, G_0 . G_0 should be closer to G_A than to G_0 .
- Calculate the error (in relative terms) $E_{G2} = G_0/G_A - 1$.
- Calculate the error (in the number of the first stage gain codes) $C_{EG2} = E_{G2}/0.00370$.
- Set the first stage gain code to $C_{G1} - C_{EG1} - C_{EG2}$. The resulting gain should be within one code of G_A .

Finally, determine the desired output offset:

- Determine the desired output offset O_A (using the measurements obtained from the simulation).
- Use Equation 2 to set the output offset code C_{O1} such that the output offset is nominally O_A .
- Measure the output offset, O_0 . O_0 should be within 3% of O_A .
- Calculate the error (in relative terms) $E_{O1} = O_A/O_0 - 1$.
- Calculate the error (in the number of the output offset codes) $C_{EO1} = E_{O1}/0.00392$.
- Set the output offset code to $C_{O1} - C_{EO1}$.
- Measure the output offset, O_0 . O_0 should be closer to O_A than to O_0 .
- Calculate the error (in relative terms) $E_{O2} = O_0/O_A - 1$.
- Calculate the error (in the number of the output offset codes) $C_{EO2} = E_{O2}/0.00392$.
- Set the output offset code to $C_{O1} - C_{EO1} - C_{EO2}$. The resulting offset should be within one code of O_A .

EMI/RFI PERFORMANCE

Real-world applications must work with ever increasing radio/magnetic frequency interference (RFI and EMI). In situations where signal strength is low and transmission lines are long, instrumentation amplifiers, such as the AD8556, are needed to extract weak, small differential signals riding on common-mode noise and interference. Additionally, wires and PCB traces act as antennas and pick up high frequency EMI signals. The longer the wire, the larger the voltage it picks up. The amount of voltages picked up is dependent on the impedances at the wires, as well as the EMI frequency. These high frequency voltages are then passed into the in-amp through its pins. All instrumentation amplifiers can rectify high frequency out-of-band signals. Unfortunately, the EMI/RFI rectification occurs because amplifiers do not have any significant common-mode rejection above 100 kHz. Once these high frequency signals are rectified, they appear as dc offset errors at the output.

The AD8556 features internal EMI filters on the VNEG, VPOS, VCLAMP, and VCLAMP pins. These built-in filters on the pins limit the interference bandwidth and provide good RFI suppression without reducing performance within the pass-band of the instrumentation amplifier. A functional diagram of the AD8556 along with its EMI/RFI filters is shown in Figure 51.

The AD8556 has built-in filters on its inputs, VCLAMP, and filter pins. The first-order, low-pass filters inside the AD8556 are useful to reject high frequency EMI signals picked up by wires and PCB traces outside the AD8556. The most sensitive pin of any amplifier to RFI/EMI signal is the noninverting pin. Signals present at this pin appear as common-mode signals and create problems.

The filters built at the input of the AD8556 have two different bandwidths: common mode and differential mode. The common-mode bandwidth defines what a common-mode RF signal sees between the two inputs tied together and ground. The EMI filters placed on the input pins of the AD8556 reject EMI/RFI suppressions that appear as common-mode signals.

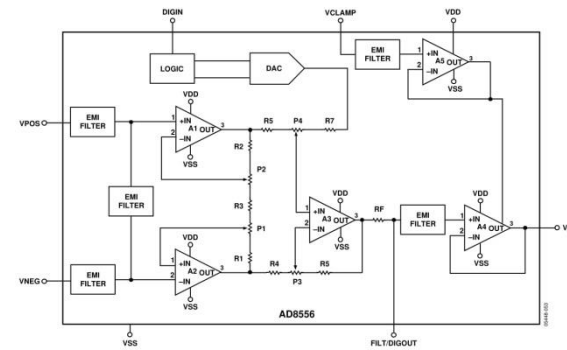


Figure 51. Block Diagram Showing EMI/RFI Built-In Filters

To show the benefits that the AD8556 brings to new applications where EMI/RFI signals are present, a part was programmed with a gain of 70 and a dc offset of 2.5 V to produce a VOUT of 0 V. A test circuit like that shown in Figure 52 was used.

Figure 52 simulates the presence of a noisy common-mode signal, and Figure 53 shows the response dc values at VOUT.

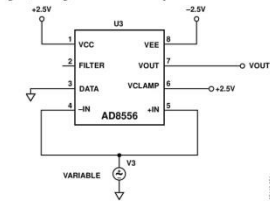


Figure 52. Test Circuit to Show AD8556 Performance Exposed to Common-Mode RFI/EMI Signals

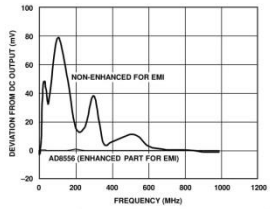


Figure 53. DC Offset Values at VOUT Caused by Frequency Sweep of Input

The differential bandwidth defines the frequency response of the filters with a differential signal applied between the two inputs, VPOS (that is, +IN) and VNEG (that is, -IN). Figure 54 shows the circuit used to test for AD8556 EMI/RFI susceptibility. The part is programmed as previously stated during the common-mode testing.

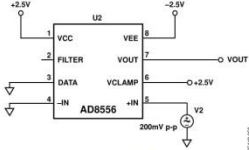


Figure 54. Test Circuit to Show AD8556 Performance Exposed to Differential Mode RFI/EMI Signals

The response of AD8556 to EMI/RFI differential signals is shown in Figure 55.

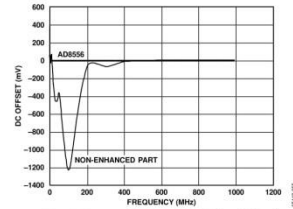
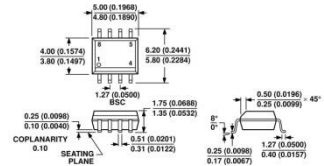


Figure 55. Response of AD8556 to EMI/RFI Differential Signals

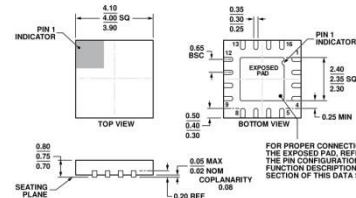
To make a board robust against EMI, the leads at VPOS and VNEG should be as similar as possible. In this way, any EMI received by the VPOS and VNEG pins will be similar (that is, a common-mode input), and rejected by the AD8556. Furthermore, additional filtering at the VPOS and VNEG pins should give a better reduction of unwanted behavior compared with filtering at the other pins.

OUTLINE DIMENSIONS



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

Figure 56. 8-Lead Standard Small Outline Package (SOIC_N) Narrow Body (R-8)
Dimensions shown in millimeters and (inches)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGC-3.

Figure 57. 16-Lead Lead Frame Chip Scale Package (LF CSP_WQ) 4 mm x 4 mm Body, Very Very Thin Quad (CP-16-20)
Dimensions shown in millimeters

ORDERING GUIDE

Model ¹	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD8556ARZ	-40°C to +140°C	8-Lead SOIC_N	R-8
AD8556ARZ-REEL	-40°C to +140°C	8-Lead SOIC_N	R-8
AD8556ARZ-REEL7	-40°C to +140°C	8-Lead SOIC_N	R-8
AD8556ACPZ-R2	-40°C to +140°C	16-Lead LFCSP_WQ	CP-16-20
AD8556ACPZ-REEL7	-40°C to +140°C	16-Lead LFCSP_WQ	CP-16-20

¹Z = RoHS Compliant Part.



Guia para avaliação da exposição humana à vibrações de corpo inteiro

Guide for evaluation of human exposure to whole-body vibration

Segunda edição – 15/01/78

Tradução:
Prof. Dr. João Candido Fernandes
Marly Rodrigues Mendes Fernandes

UDC 534.1: 612.014.45

Ref. N.º ISO 2631 – 1978 (E)

Palavras-chave: humano, corpo humano, exposição, vibração, mensuração, relação homem-máquina, ergonomia.

NORMA INTERNACIONAL - ISO 2631 - 1978 (E)

2

GUIA PARA A AVALIAÇÃO DA EXPOSIÇÃO HUMANA ÀS VIBRAÇÕES DE CORPO INTEIRO

INTRODUÇÃO

Veículos aéreos, terrestres e aquáticos, bem como maquinarias (da indústria ou agricultura) expõem o homem à vibração mecânica, interferindo no seu conforto, na eficiência do seu trabalho e, em algumas situações, na saúde e segurança.

Foram desenvolvidos no passado vários métodos para classificar a gravidade da exposição e definir os limites de exposição para aplicações específicas. Nenhum desses métodos, no entanto, pode ser considerado aplicável a todas as situações e, conseqüentemente, nenhum foi aceito universalmente.

Esta Norma Internacional foi preparada tendo em vista os complexos fatores que determinam a resposta humana à vibração e a escassez de dados consistentes sobre a percepção e reações dos indivíduos à vibração. Tem como objetivos facilitar a avaliação e comparação de dados nesta área e proporcionar um guia provisório sobre os níveis aceitáveis de exposição à vibração de corpo inteiro. Os limites propostos nesta Norma Internacional devem ser constituídos num meio-termo entre os dados disponíveis e os que deveriam satisfazer as necessidades de aplicações gerais. Estes limites são definidos explicitamente em termos numéricos para evitar ambigüidade e possibilitar, na prática, a sua medição precisa. Entretanto, ao usar estes critérios-limites, é importante ter em mente as restrições colocadas à sua aplicação.

Devido à ampla variedade de possíveis condições e efeitos da exposição humana às vibrações e, devido à escassez de dados seguros, é difícil – atualmente – garantir um guia mais detalhado. Entretanto, espera-se que esta Norma Internacional não apenas prove sua utilidade na avaliação de ambientes vibratórios existentes ou previstos, mas também estimule a avaliação crítica e continuada de novas descobertas sobre os efeitos da vibração sobre o homem.

Há, basicamente, três tipos de exposição humana à vibração:

a) **Vibrações transmitidas simultaneamente à superfície total do corpo e/ou a partes substanciais dele.** Isto acontece quando o corpo está imerso em um meio vibratório. Há circunstâncias em

que isto é de interesse prático, por exemplo, quando ruídos de alta intensidade no ar ou na água excitam vibrações no corpo.

b) **Vibrações transmitidas ao corpo como um todo através de superfícies de sustentação,** como os pés de um homem em pé, ou as nádegas de um homem sentado, ou a área de sustentação de um homem recostado. Este tipo de vibração é comum em veículos, em construções em movimento vibratório e nas proximidades de maquinário de trabalho.

c) **Vibrações aplicadas a partes específicas do corpo, como cabeça e membros.** Exemplos destas vibrações ocorrem por meio de cabos, pedais ou suportes de cabeça, ou por grande variedade de ferramentas e instrumentos manuais.

É também possível reconhecer condições em que o incômodo da vibração indireta seja causado pela vibração de objetos externos (como um painel de instrumentos).

Esta Norma Internacional aplica-se principalmente à circunstância **b**, particularmente onde a vibração é aplicada através da principal superfície de sustentação do homem sentado ou em pé. No caso de vibrações aplicadas diretamente a indivíduo recostado ou em repouso, há dados insuficientes para fazer-se recomendação segura: isto é particularmente verdadeiro em relação à vibração transmitida diretamente à cabeça, onde a tolerância em geral é reduzida. A tolerância pode também ser reduzida quando coexistem as condições **b** e **c**. Eventualmente, entretanto, os limites para um homem sentado ou em pé podem também ser usados para o indivíduo recostado ou em repouso. Deve-se ponderar que surgirão circunstâncias em que a aplicação rigorosa desses limites será inapropriada.

1. OBJETIVO E CAMPO DE APLICAÇÃO (1)

Esta Norma Internacional define e dá valores numéricos a limites de exposição a vibrações transmitidas ao corpo humano, por superfícies sólidas, na amplitude de frequência de 1 a 80 Hz. Pode ser aplicada, dentro da amplitude de frequência especificada para vibrações periódicas e não periódicas ou esporádicas com um espectro difuso de frequência. Eventualmente, pode também ser aplicada à excitação de impacto, desde que a energia em questão esteja contida na banda entre 1 e 80 Hz.

Estes limites (definidos em detalhes no parágrafo 4) são fornecidas para uso de acordo com os três critérios geralmente reconhecíveis de preservação do conforto, eficiência de trabalho e segurança ou saúde. Os limites estabelecidos segundo tais critérios são denominados, respectivamente, nesta Norma Internacional como: "nível de conforto reduzido", "nível de eficiência reduzida (fadiga)", "limite de exposição".

Por exemplo, onde a preocupação primordial é manter a eficiência de trabalho de um motorista de veículo ou operador de máquina trabalhando em vibração, o "nível de eficiência reduzida (fadiga)" deve ser usado como ponto de referência para especificar a vibração ou efetuar medidas de controle vibratório, enquanto que, num projeto de banco para passageiros, deveria ser levado em consideração o "nível de conforto reduzido".

De acordo com os critérios mencionados, estes limites estão especificados em termos de frequência vibratória, grandeza de aceleração, tempo de exposição e a direção da vibração em relação ao tronco. Esta direção é definida de acordo com os conhecidos eixos anatômicos do corpo humano.

Esta Norma Internacional é aplicável apenas a situações onde os indivíduos gozam de condições normais de saúde, isto é, considerados capazes de executarem os afazeres normais da vida, incluindo viagens, e suportarem a tensão de um típico dia de trabalho.

Nenhuma parte dessa Norma Internacional deverá ser extrapolada para frequências fora da banda 1 a 80 Hz (ver as Notas abaixo).

NOTAS

1) Os limites especificados nos anexos basearam-se em dados disponíveis, provenientes tanto da experiência prática como de experimentos de laboratórios, no campo da resposta humana à vibração mecânica. Até hoje, observações úteis foram feitas principalmente na amplitude de frequência entre aproximadamente 1 e 100 Hz. A amplitude de frequência, suas subdivisões e as

frequências de ângulo definidas nesta Norma Internacional têm sido selecionadas de acordo com a ISO 266 e com normas nacionais em vários países.

2) Vibrações em bandas de frequência inferiores a 1 Hz, constituem um problema especial, sendo associadas a indisposições causadas por movimentos lentos (vômito, tontura), que têm caráter distinto dos efeitos de vibrações de frequência mais altas. O aparecimento de tais sintomas depende de fatores individuais complexos, diretamente relacionados à intensidade, frequência ou duração do movimento provocador. Vibrações mecânicas aplicadas aos pés ou nádegas, acima da amplitude de frequência considerada nesta Norma Internacional, produzem progressivamente sensações e efeitos altamente dependentes de fatores locais, como a direção precisa, local e área de aplicação no corpo e, da presença de materiais úmidos (por exemplo, vestuário ou calçado), que podem controlar a resposta vibratória da pele e das camadas superficiais do corpo. Por essas razões, portanto, não é possível, com base nos dados presentes, formular recomendações geralmente válidas para frequências fora da banda 1 a 80 Hz.

2. REFERÊNCIAS

Norma ISO - 266 - Acústica - Frequências preferenciais para medições.

Norma IEC - 184 - Métodos para especificar as características de transdutores eletromecânicos para medições de choque e vibração.

IEC 222 - Método para especificar as características de equipamento auxiliar para medição de choque e vibração.

IEC 225 - Filtros de banda de oitava, meia oitava um terço de oitava, destinados a análise de som e vibrações.

3. CARACTERIZAÇÃO DA EXPOSIÇÃO VIBRATORIA

3.1 - Direção da vibração

3.1.1 Vibrações retilíneas transmitidas ao homem deveriam ser medidas nas direções apropriadas de um sistema coordenado ortogonal tendo sua origem na localização do coração (ver Figura 1).

NOTA

A terminologia comumente usada em biodinâmica, relaciona o sistema coordenado ao esqueleto humano em posição anatômica normal. Acelerações (movimento) no eixo do pé (ou nádega) cabeça (ou longitudinal) são

designadas $\pm a_x$, aceleração no eixo frente e atrás eixo lateral (lado direito para o esquerdo), $\pm a_y$, (anteroposterior ou peito/costas), $\pm a_z$, e no - Estes eixos estão mostrados na Figura 1.

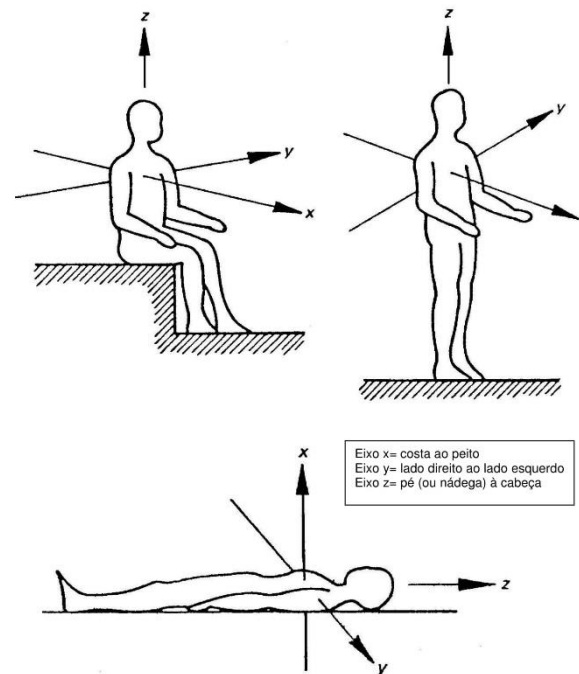


Figura 1- Direções do sistema de coordenadas para vibrações mecânicas em seres humanos.

1) Podem ser publicados complementos a esta Norma Internacional, fornecendo roteiros modificados para aplicações específicas.

3.1.2 Vibrações angulares (ou de rotação) em torno de um centro de rotação são frequentemente parte importante de um ambiente vibratório. Por exemplo, em tratores indo sobre terreno acidentado ou em aviões voando através de turbulência, os movimentos inclinados ou oscilantes dos assentos podem causar mais perturbações que a vibração retilínea ascendente e descendente. Entretanto, ainda há pouca informação disponível sobre os efeitos de vibração angular (ou de rotação). Na prática, supõe-se na maioria das vezes que o centro de rotação vibratória situa-se suficientemente distante do ponto de aplicação de vibração no corpo, para o movimento resultante ser representado exclusivamente por vibrações de translação. Entretanto, sempre que for praticável, vibração de rotação em balanceio, cabeceio e guinada (como relacionadas aos eixos anatómicos), deveriam ser medidas e relacionadas, para aumentar nosso conhecimento sobre a resposta humana a tal excitação.

3.1.3 Nesta Norma Internacional, limites separados estão especificados conforme a vibração esteja na direção (anatomicamente) longitudinal ($\pm a_x$) ou plano transversal ($\pm a_y$ ou $\pm a_z$).

3.2 Local de medição

Devido ao fato de que os limites dados nesta Norma Internacional aplicam-se à vibração no ponto de entrada do próprio corpo humano (isto é, na superfície do corpo, mas não, por exemplo, à subestrutura de um assento elástico, a qual pode transportar a vibração em direção ao homem), as medições de vibração deverão ser feitas tão perto quanto possível do ponto ou área da qual a vibração é transmitida ao corpo. Por exemplo, se o homem estiver em pé no chão ou sentado em uma plataforma sem qualquer material elástico entre o corpo e a estrutura de sustentação, o transdutor de medição ou "pick-up" deverá ser fixado àquela estrutura. Quando existir qualquer elemento elástico, como almofada de assento, é lícito interpor alguma forma de suporte transdutor rígido (por exemplo: fina chapa metálica convenientemente modelada) entre o sujeito e a almofada; deve-se, porém, tomar cuidado para certificar-se de que tal dispositivo não afetará a transferência de vibração ao homem através da almofada ou introduzirá movimentos rotatórios que, do contrário, estariam ausentes. Desta forma, se não for possível medir a vibração no homem, no ponto de absorção, então as características de transmissão da almofada do assento ou outro elemento elástico devem ser determinadas e levadas em consideração ao calcular-se a vibração real transmitida ao corpo. Em tais casos as características do sistema de amortecimento

devem ser relatadas.

NOTA

Para fins de pesquisa, requerendo a definição precisa da absorção vibratória a seres humanos, tornou-se costume em estudos de laboratório sobre respostas fisiológicas e biodinâmicas, substituir almofadas de assento por pacotes rígidos ou plataformas, porque variação das condições de medição por diferentes sistemas arbitrários de assento pode afetar significativamente os resultados experimentais. Alguma variação dos resultados publicados em pesquisas neste campo, provém de diferenças entre as condições experimentais adotadas nos diversos laboratórios.

3.3 Intensidade de Vibração

A quantidade primária usada para descrever a intensidade de um ambiente vibratório, independente do tipo de transdutor ou "pick-up" usado nas medições reais, deverá ser a aceleração. A aceleração deveria normalmente ser expressa, em metros por segundo ao quadrado (m/s^2).

NOTA

Em trabalho fisiológico costuma-se frequentemente expressar aceleração em unidades não dimensionais g , onde $1 g$ é o valor da aceleração normal devido à gravidade atuando na superfície da Terra. Esta prática é lícita dentro do contexto de trabalho experimental à disposição, desde que, quando for feita referência aos limites dados nesta Norma Internacional, o valor normal internacional de g , seja usado para conversão a valores de aceleração expressos em metros por segundo quadrado.

A grandeza de uma vibração, isto é, a aceleração (ou, se mencionadas, a velocidade ou deslocamento), deveria ser expressa com um valor médio quadrático - RMS (valor eficaz = raiz quadrada da média dos quadrados). Quando os valores máximos são medidos, estes devem ser convertidos adequadamente a valores eficazes, antes da referência aos limites dados nesta Norma Internacional. Para a descrição adequada de vibração, a qual é marcadamente não senoidal, irregular ou de banda larga, o fator de pico (razão de pico máximo para o valor eficaz) da função tempo deve ser determinado ou calculado: os limites dados nesta Norma Internacional deveriam ser considerados muito experimentais no caso de vibrações, tendo altos valores de pico (isto é, superiores a 3; veja abaixo).

NOTA

Medições de vibrações rotatórias, sempre que feitas, deveriam ser apresentadas em unidades de valor eficaz da aceleração angular (rad/s).

3.4 Equipamento de Medição

O equipamento de medição de vibração, geralmente consiste nas seguintes partes: um transdutor ou "pick-up", um dispositivo amplificador (elétrico, mecânico ou óptico) e um indicador de nível ou registrador. Onde for praticável (como em instrumentação eletrônica) e apropriado, podem ser incluídos circuitos para limitar a amplitude de frequência do equipamento e aplicar a avaliação de frequência recomendada ao sinal de absorção. Para muitas aplicações, quando não for essencial contar exclusivamente com determinações imediatas, o uso de um sistema conveniente de gravação em fita, para obter-se registros representativos para análise subsequente, será o método a ser escolhido. Um dispositivo retificador quadrático pode também ser incluído por conveniência, de forma que os valores eficazes possam ser registrados diretamente.

Todo equipamento de medição de vibração deve ser convenientemente calibrado: normas ou recomendações existentes devem controlar a calibração. A base de operação e as características de qualquer equipamento de medição usado, devem ser apresentadas juntamente com os resultados obtidos com ele. É importante mencionar características tais como: sensibilidade à frequência, propriedades dinâmicas (por exemplo, a constante de tempo), amplitude dinâmica e resolução do equipamento; e, quando apropriado, a precisão do retificador de valor eficaz, a avaliação de frequência, gravação com fita, análise de frequência ou outras operações, conforme possam ser efetuadas após o sinal.

NOTAS:

- 1) É recomendado que a Publicação IEC 184 seja usada para especificar os transdutores de vibração e a Publicação IEC 222, para especificar o equipamento auxiliar, incluindo amplificadores, equipamento seletor de frequência e sistema condutor.
- 2) Com referência ao julgamento subjetivo da intensidade vibratória, parece que o tempo de integração para a percepção de vibração humana diminui de 2 a 0,8s, sobre a banda de frequência de 2 a 90 Hz.

3.5 Análise de vibração de banda larga ou aleatória.

Na medição de vibração aleatória ou distribuída, da qual a análise de banda estreita não excedendo um terço de oitava, é o método apropriado de descrição, os filtros de banda de um terço de oitava usados em qualquer rede analítica ou de gravação estarão de acordo com a Publicação IEC 225. A amplitude de frequência dada na Publicação IEC 225 deve,

consequentemente, ser extrapolada para frequências mais baixas correspondentes.

Para algumas aplicações será apropriado equipar a aparelhagem eletrônica de medição de vibração com uma rede de avaliação de frequência, definida como correspondente aos limites para vibração vertical (a_z) e horizontal (a_x e a_y), dados, respectivamente, no parágrafo 4, tabelas 1 e 2 e figuras 2a e 3a (ver a Nota 2 de 4.2.4). Uma rede assim definida não se desviará de ± 1 dB dos valores recomendados, para mais de duas frequências fixas; 6,3 Hz e 31,5 Hz para medições a_z e 1,25 Hz para medições a_x e a_y .

3.6 - Tempo de exposição

Esta Norma Internacional inclui um procedimento de computação (veja o parágrafo 4.4) para avaliar exposição diária efetiva à vibração. Isto é feito levando-se em consideração, o quanto for possível, as variações na intensidade de vibração e qualquer intermitência ou interrupção de exposição à vibração, que possa ocorrer durante o período. Sempre que forem feitas medições de exposição humana à vibração, que varie em intensidade ou que for descontínua, o registro do tempo desta exposição deverá ser anotado em detalhe.

4. GUIA DE AVALIAÇÃO DE VIBRAÇÃO

4.1 - Consideração gerais

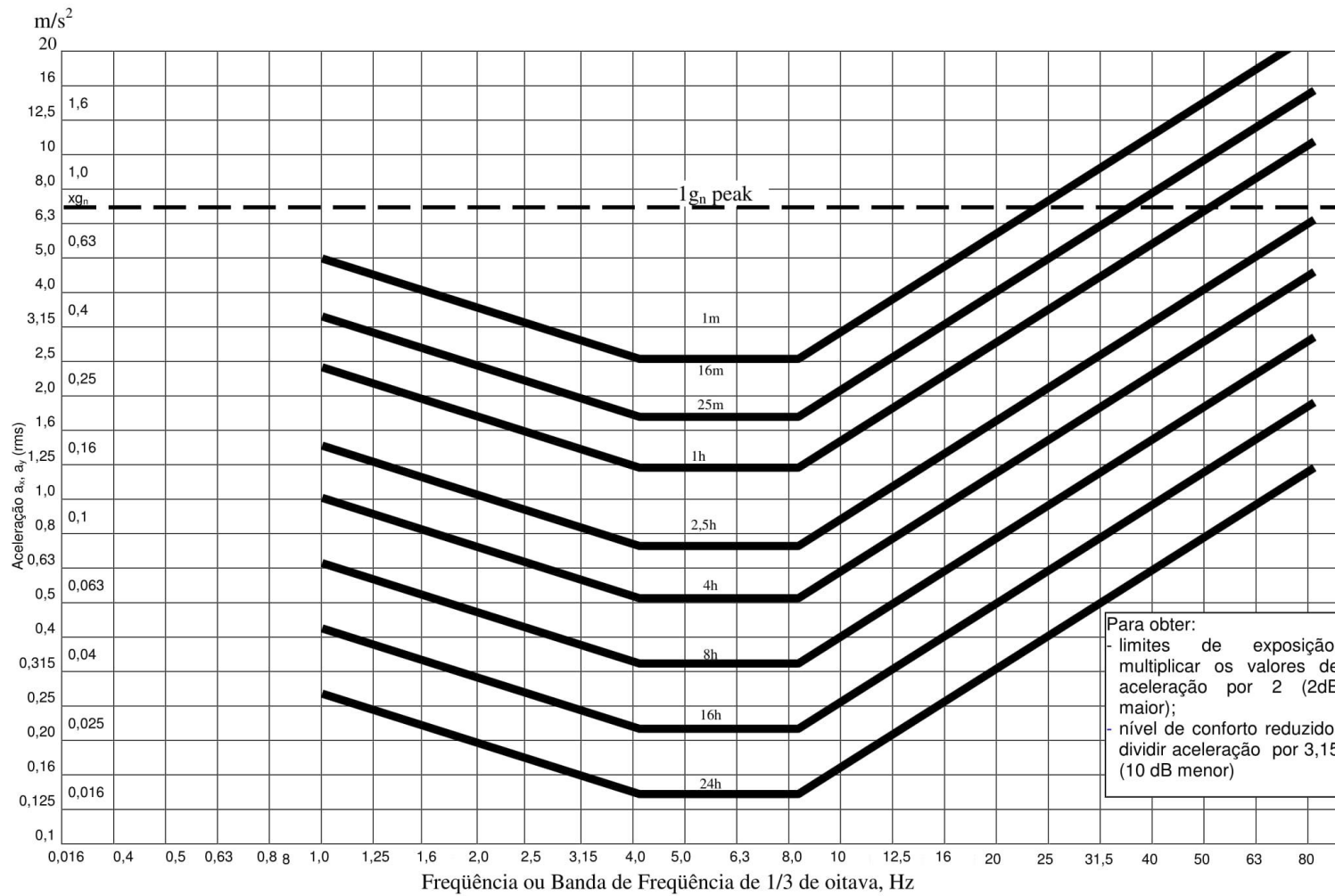
Há quatro fatores físicos de importância primordial para determinar a resposta humana à vibração, a saber:

- ← intensidade,
- ← frequência,
- ← direção e
- ← duração (tempo de exposição) da vibração.

Na avaliação prática de qualquer vibração, cuja descrição física pode ser dada em termos destes fatores, três critérios humanos principais podem ser distinguidos. São eles:

- a) A preservação da eficiência de trabalho ("Nível de eficiência reduzido (fadiga)");
- b) A preservação da saúde ou segurança ("Limite de exposição");
- c) A preservação do conforto ("nível de conforto reduzido").

Os limites de exposição recomendados, estabelecidos de acordo com estes três critérios, são definidos nos parágrafos 4.1.1. a 4.1.3. Cada um desses limites é definido graficamente para a direção longitudinal (a_z) - (figuras 2a e 2b) e



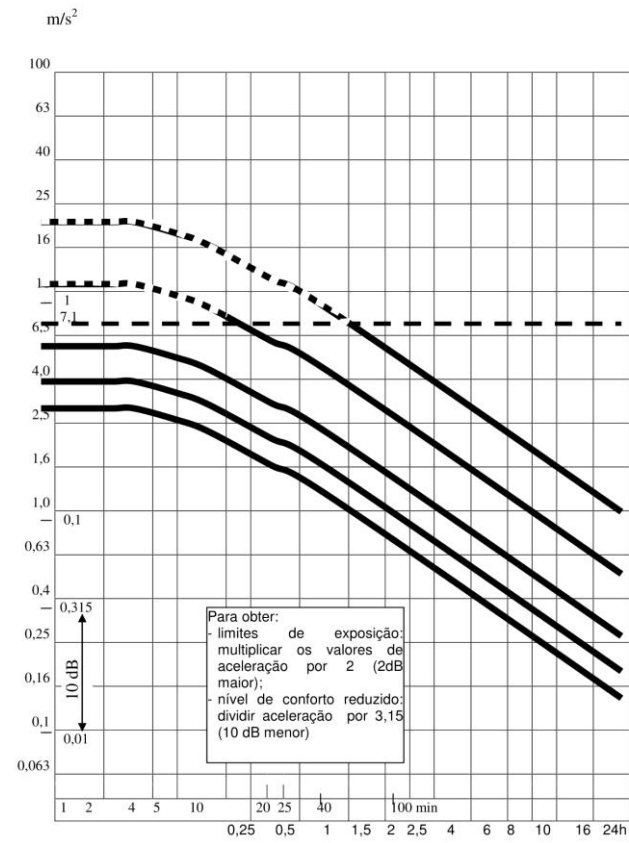


Figura 2 b - Limite de aceleração longitudinal (a_z) como função da frequência (para banda de 1/3 de oitava) e tempo de exposição para nível reduzido de eficiência (fadiga).

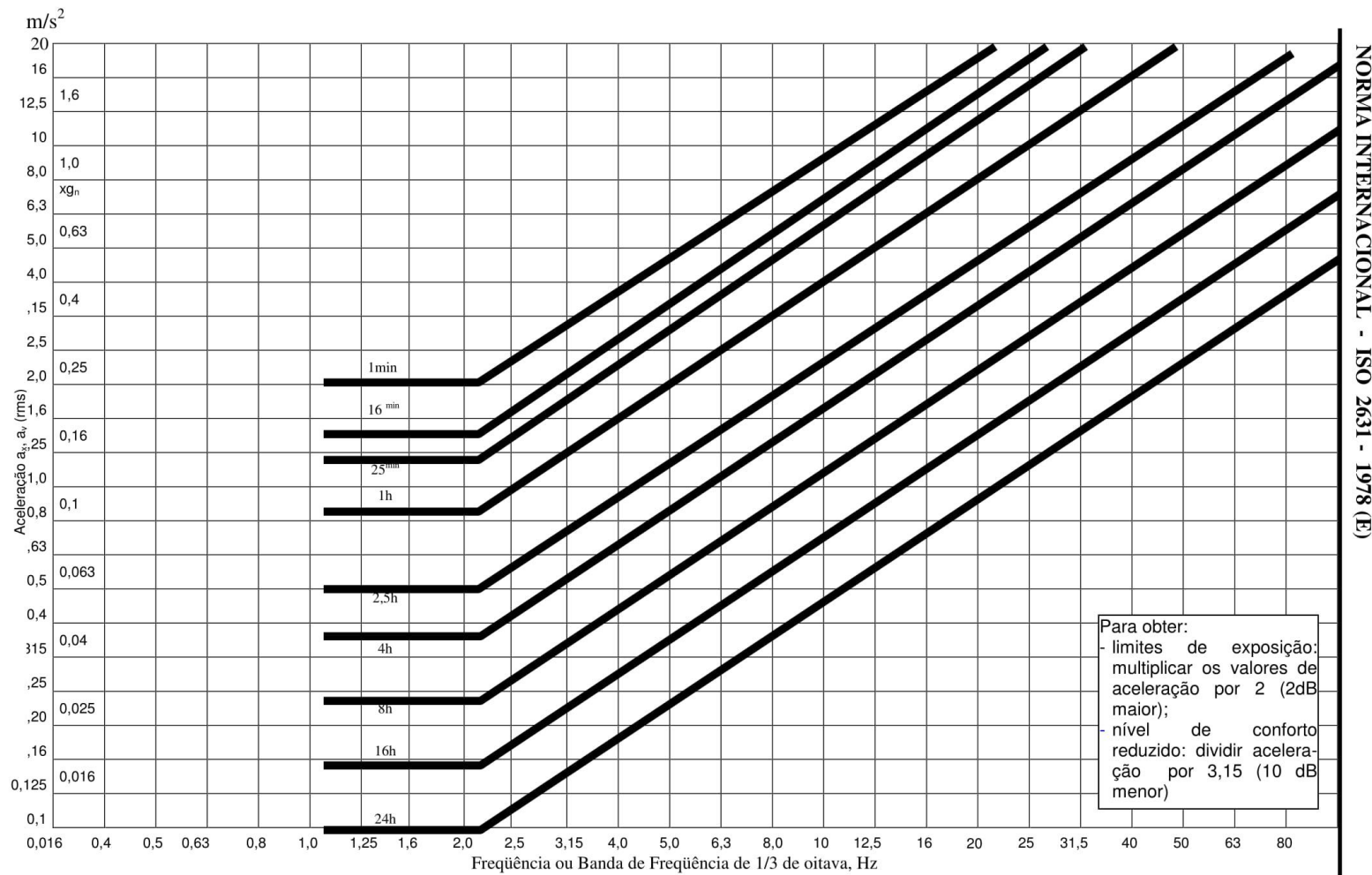


Figura 3a - Limite de aceleração transversal (a_x e a_y) como função da frequência e tempo de exposição para nível reduzido de eficiência (fadiga).

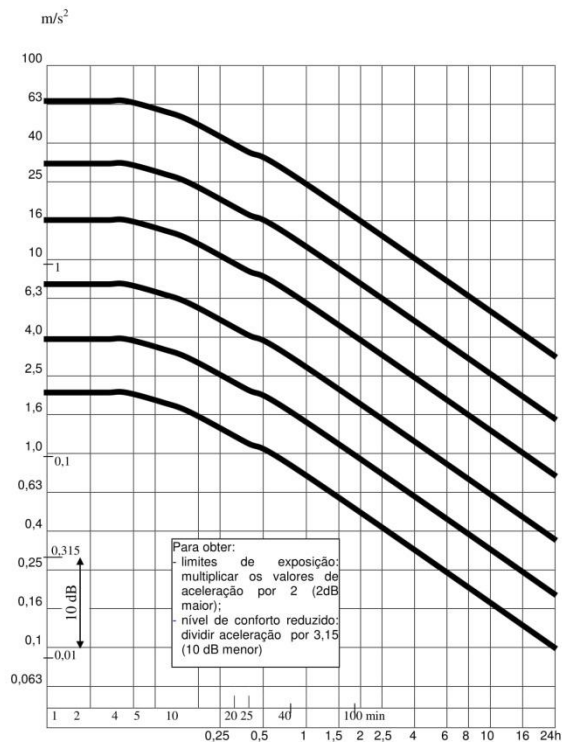


Figura 3b - Limite de aceleração transversal (a_x e a_y) como função da frequência (para banda de 1/3 de oitava) e tempo de exposição para nível reduzido de eficiência (fadiga).

A definição numérica dos gráficos nas figuras 2 e 3 está apresentada nas tabelas 1 e 2. Tipicamente, como na maioria das situações de transporte, a vibração a_x (longitudinal) será aplicada a uma pessoa em pé ou sentada (situação esta popularmente referida como "vibração vertical").

NOTA
 Deve ser observado que, valores maiores de vibração são aceitáveis quando a saúde ou a segurança constituem o critério de análise em comparação com os limites apropriados à eficiência de trabalho; e, inversamente, limites mais baixos são estabelecidos quando o critério é a preservação do

conforto. Isto está de acordo com a observação experimental e a prática, mas não deve subentender-se se que exista, em todas as circunstâncias, uma simples relação hierárquica entre as intensidades vibratórias com probabilidade de prejudicar a saúde, a eficiência de trabalho ou o conforto.

TABELA 1 - Valores numéricos de "nível de eficiência reduzido (fadiga)" para aceleração da vibração na direção longitudinal az (pé - cabeça) (ver figura 2a).

Frequência (centro da banda de 1/3 de oitava)	Aceleração (m/s ²) Tempo de Exposição									
	24 h	16 h	8 h	4 h	2,5 h	1 h	25 min	16 min	1 min	
	1,0	0,280	0,425	0,63	1,06	1,40	2,36	3,55	4,25	5,60
1,25	0,250	0,375	0,56	0,95	1,26	2,12	3,15	3,75	5,00	
1,6	0,224	0,335	0,50	0,85	1,12	1,90	2,80	3,35	4,50	
2,0	0,200	0,300	0,45	0,75	1,00	1,70	2,50	3,00	4,00	
2,5	0,180	0,265	0,40	0,67	0,90	1,50	2,24	2,65	3,55	
3,15	0,160	0,235	0,355	0,60	0,80	1,32	2,00	2,35	3,15	
4,0	0,140	0,212	0,315	0,53	0,71	1,18	1,80	2,12	2,80	
5,0	0,140	0,212	0,315	0,53	0,71	1,18	1,80	2,12	2,80	
6,3	0,140	0,212	0,315	0,53	0,71	1,18	1,80	2,12	2,80	
8,0	0,140	0,212	0,315	0,53	0,71	1,18	1,80	2,12	2,80	
10,0	0,180	0,265	0,40	0,67	0,90	1,50	2,24	2,65	3,55	
12,5	0,224	0,335	0,50	0,85	1,12	1,90	2,80	3,35	4,50	
16,0	0,280	0,425	0,63	1,06	1,40	2,36	3,55	4,25	5,60	
20,0	0,355	0,530	0,80	1,32	1,80	3,00	4,50	5,30	7,10	
25,0	0,450	0,670	1,0	1,70	2,24	3,75	5,60	6,70	9,00	
31,5	0,560	0,850	1,25	2,12	2,80	4,75	7,10	8,50	11,2	
40,0	0,710	1,060	1,60	2,65	3,55	6,00	9,00	10,6	14,0	
50,0	0,900	1,320	2,0	3,35	4,50	7,50	11,2	13,2	18,0	
63,0	1,120	1,700	2,5	4,25	5,60	9,50	14,0	17,0	22,4	
80,0	1,400	2,120	3,15	5,30	7,10	11,8	18,0	21,2	28,0	

Os valores acima definem o limite em termos de valor eficaz (RMS) da vibração de frequência simples (senoidal) ou valor eficaz na banda de um terço de oitava para a vibração distribuída.

TABELA 2 - Valores numéricos de "fadiga—nível de eficiência reduzido para aceleração de vibração na direção transversal a ou a (costas-peito ou lado a lado) (veja a figura 3a).

Frequência (centro da banda de 1/3 de oitava)	Aceleração (m/s ²) Tempo de Exposição									
	24 h	16 h	8 h	4 h	2,5 h	1 h	25 min	16 min	1 min	
	1,0	0,100	0,150	0,224	0,355	0,50	0,85	1,25	1,50	2,0
1,25	0,100	0,150	0,224	0,355	0,50	0,85	1,25	1,50	2,0	
1,6	0,100	0,150	0,224	0,355	0,50	0,85	1,25	1,50	2,0	
2,0	0,100	0,150	0,224	0,355	0,50	0,85	1,25	1,50	2,0	
2,5	0,125	0,190	0,280	0,450	0,63	1,06	1,6	1,9	2,5	
3,15	0,160	0,236	0,355	0,560	0,8	1,32	2,0	2,36	3,15	
4,0	0,200	0,300	0,450	0,710	1,0	1,70	2,5	3,0	4,0	
5,0	0,250	0,375	0,560	0,900	1,25	2,12	3,15	3,75	5,0	
6,3	0,315	0,475	0,710	1,12	1,6	2,65	4,0	4,75	6,3	
8,0	0,40	0,60	0,900	1,40	2,0	3,35	5,0	6,0	8,0	
10,0	0,50	0,75	1,12	1,80	2,5	4,25	6,3	7,5	10	
12,5	0,63	0,95	1,40	2,24	3,15	5,30	8,0	9,5	12,5	
16,0	0,80	1,18	1,80	2,80	4,0	6,70	10	11,8	16	
20,0	1,00	1,50	2,24	3,55	5,0	8,5	12,5	15	20	
25,0	1,25	1,90	2,80	4,50	6,3	10,6	16	19	25	
31,5	1,60	2,36	3,55	5,60	8,0	13,2	20	23,6	31,5	
40,0	2,00	3,00	4,50	7,10	10,0	17,0	25	30	40	
50,0	2,50	3,75	5,60	9,00	12,5	21,2	31,5	37,5	50	
63,0	3,15	4,75	7,10	11,2	16,0	26,5	40	45,7	63	
80,0	4,00	6,00	9,00	14,0	20	33,5	50	60	80	

Observação: Os valores acima definem o limite em termos de valor eficaz de vibração de frequência simples (senoidal) ou valor eficaz da banda de um terço de oitava para a vibração distribuída.

4.1.1 - "Nível de eficiência reduzido (Fadiga)"

A fadiga (nível de eficiência reduzido) em função de frequência e tempo de exposição, está mostrada nas figuras 2a e 2b (vibração longitudinal) e 3a e 3b (vibração transversal) para tempos de exposição diária de 1 minuto a 24h. Os valores definindo os limites são apresentados nas tabelas 1 e 2 respectivamente. O limite específico um ponto além do qual a exposição à vibração pode ser considerada portadora de um risco significativo que afetará a eficiência de trabalho em muitos tipos de tarefa, em particular aquelas em que os efeitos dependentes de tempo ("fadiga") são conhecidos por piorarem o desempenho (por exemplo: dirigir veículos).

O grau real de interferência de tarefa em qualquer situação depende de muitos fatores, incluindo características individuais, assim como a natureza e a dificuldade da tarefa. Entretanto, os limites recomendados aqui mostram o nível geral em que tal interferência se inicia, a dependência da frequência e a dependência do tempo comumente observados. Os dados em que esses limites estão baseados provêm principalmente de estudos sobre pilotos de aviação e motoristas.

Deve-se notar que, para o homem, as bandas de frequências mais sensíveis (nas quais o limite estabelecido é mais baixo) estão entre 4 a 8 Hz para vibração longitudinal (a_x) e abaixo de 2 Hz para vibração transversal (a_y , a_z); e que a tolerância à vibração decresce em função do aumento do tempo de exposição (figuras 2b e 3b). Comparando-se as figuras 2a e 3a, observa-se que enquanto a tolerância para vibração transversal é mais baixa do que para vibração longitudinal a frequências muito baixas, o inverso ocorre para frequência mais altas (acima de 2,8 Hz).

NOTA

Na prática, prevê-se que, com a aplicação desta Norma Internacional, deverão ser elaboradas tabelas de correção para variar o nível de eficiência reduzido (da fadiga), em função das diferentes condições ambientais de exigências de trabalho. Por exemplo, um limite mais rigoroso pode ser necessário quando a tarefa for de natureza perceptiva particularmente exigente ou requerer exercício de boa destreza manual. Por comparação, certa flexibilidade do limite poderia ser possível em circunstâncias em que o desempenho da tarefa (por exemplo, trabalho pesado manual) for relativamente insensível à vibração. Dados experimentais, embora ainda escassos para servirem de base para uma recomendação segura, sugerem que uma amplitude de correção de +3db para -12 dB (isto é, um fator modificador de 1,4 para 0,25 vezes o valor médio quadrático da aceleração especificada pelo limite), pode ser considerada.

4.1.2 - " Limite de exposição" (saúde ou segurança)

O limite de exposição em função da frequência e tempo de exposição é, de modo geral, como no nível de eficiência reduzido (a fadiga), mas os níveis correspondentes são multiplicados por 2 (6 dB mais alto). Em outras palavras, o nível máximo de exposição seguro é determinado - para qualquer condição de frequência, duração e direção - dobrando-se os valores estabelecidos para o critério de nível de eficiência reduzido (fadiga) - (ver as Figuras 2a, 2b e 3a, 3b e Tabelas 1 e 2)

Exceder o limite de exposição não é recomendável sem justificativa especial e precauções, mesmo que nenhuma tarefa deva ser executada pelo indivíduo exposto.

NOTAS

1- O limite de exposição recomendado, foi estabelecido em aproximadamente metade do nível considerado como limiar de dor (ou limite de tolerância voluntária) para indivíduos saudáveis, sobre um assento em vibração. (Tais níveis de limite têm sido analisados, em pesquisas de laboratório, para indivíduos do sexo masculino).

2- Em determinadas frequências, tanto acima como abaixo da banda de sensibilidade máxima, os níveis de aceleração permitidos para curtos tempos de exposição, de acordo com o limite de exposição e o nível de eficiência reduzido (fadiga), excedem $7m/s^2$, sendo equivalente ao valor máximo de aproximadamente $10m/s^2$ ou aproximadamente 1 g para vibração senoidal. Tal vibração na direção vertical pode fazer com que o sujeito levante de seu assento ou plataforma, a não ser que seja contido de maneira eficaz. É improvável que o salto constitua um problema real, todavia, em frequências superiores a 20 Hz, o deslocamento relativamente pequeno, mesmo a altos níveis de aceleração, pode ser tal que cause complicações aos tecidos do corpo.

4.1.3 - "Nível reduzido de conforto"

Presume-se que o nível reduzido de conforto, que deriva de vários estudos feitos pelas indústrias de transporte, situe-se, nesta Norma Internacional, a aproximadamente um terço dos níveis correspondentes do nível de eficiência reduzido (fadiga); presume-se, além disso, que siga a mesma dependência de frequência e tempo. Valores para o nível reduzido de conforto são, conseqüentemente, obtidos a partir dos valores correspondentes para a nível de eficiência reduzido (fadiga) por uma redução de 10 dB (ver Figura 2a, 2b e 3a, 3b e Tabela 1 e 2). No caso de transporte, o limite reduzido de conforto está relacionado com as dificuldades de realizar operações tais como comer, ler e escrever.

NOTAS

1- Na prática, deve haver limites utilizados desta

Norma Internacional. Presume-se que o nível de eficiência reduzido (fadiga) e o nível reduzido de conforto, em particular, se apliquem mais diretamente à vibração devida ao transporte e nas proximidades da maquinaria industrial. Estes limites podem não ser muito poderosos na avaliação de distúrbios devida à vibração em construção (por exemplo, causada por tráfego e som de passos) em residências particulares, escritórios ou situações semelhantes, em que fatores econômicos e sócio-psicológicos relacionados a distúrbios humanos são mais sutis ou complexos. Os níveis de vibração aceitáveis em construções residenciais, por exemplo, podem não situar-se muito acima do limiar de percepção, especialmente durante a noite, mas, de qualquer forma, espera-se uma elevada variação, de acordo com circunstâncias individuais. O limiar de percepção varia de um sujeito para outro e depende das condições de medição. A banda superior do limiar de percepção tem aproximadamente a mesma de pendência da frequência que as curvas das figuras 2a e 3a. Nas bandas de frequência de sensibilidade máxima, a saber 4 e 8 Hz para vibrações longitudinais e 1 a 2 Hz para vibrações transversais, o limiar situa-se a aproximadamente $0,01m/s^2$ (exatamente a $10^{-6}g$). O limiar individual para muitas pessoas pode encontrar-se em níveis ainda mais baixos.

2- Prevê-se que tabelas adicionais sejam desenvolvidas através do uso prático desta Norma Internacional, proporcionando uma diferenciação de conforto mais precisa em várias situações, tais como: em escritórios, em diversos tipos de residências particulares, em navios etc. A amplitude de tais fatores de correção poderia estender-se de +3 dB a -30 dB (limiar aproximado de percepção), mas sua formulação aguarda dados mais substanciais que os disponíveis atualmente.

4.2- Avaliação do espectro de frequência.**4.2.1- Avaliação de frequências discretas (simples)**

Os limites mostrados nas figuras 2 e 3 e dados nas tabelas 1 e 2, são válidos para vibrações de frequência discreta, atuando nas direções longitudinal (a_x) ou transversal (a_y , a_z), respectivamente.

4.2.2- Avaliação de frequências discretas (múltiplas)

Quando a vibração ocorre simultaneamente em mais de uma frequência discreta que esteja na banda de 1 a 80 Hz, o valor médio quadrático da aceleração de cada componente de frequência será avaliado separadamente em relação ao limiar apropriado nesta frequência.

4.2.3 - Vibração esporádica de banda estreita concentrada em banda de um terço de oitava ou menos.

No caso de vibração de banda estreita concentrada em banda de um terço de oitava ou

menos, o valor eficaz da aceleração dentro da banda deve ser avaliado com referência ao limiar apropriado no centro de frequência daquela banda.

4.2.4 - Vibração de banda larga

No caso de vibração distribuída de banda larga, seja ela esporádica ou não, ocorrendo em mais de uma banda de um terço de oitava, o valor eficaz da aceleração em cada uma destas bandas deve ser avaliado separadamente, com referência ao limiar apropriado na frequência central daquela banda.

NOTAS

1- Quando ocorrem vibrações com diversas frequências sobrepostas, os processos acima pressupõem que, com respeito à tolerância humana, não ocorrem interações significativas. Até o presente não existem pesquisas publicadas para confirmar a precisão deste recomendado e as tolerâncias citadas na Nota abaixo (2).

2- Para caracterizar os efeitos no homem da vibração existente em um ambiente através de uma única quantidade e , para simplificar medições para situações em que a análise do espectro é difícil ou inconveniente, o sinal de vibração global para a amplitude de frequência 1 a 80 Hz pode ser avaliado através de um circuito elétrico. Este circuito de avaliação - para ser inserido entre o "pick-up" de vibração e o medidor - terá uma perda de inserção com uma resposta de frequência de acordo com as curvas da figura 2a para a_x e da figura 3a para medições de vibração a_y ou a_z . A perda de inserção deve ser zero para a banda 4 a 8 Hz para medições a_x e para a banda 1 a 2 Hz para medições a_y e a_z . As características do circuito não devem não se desviar mais que ± 1 dB entre duas bandas de frequências e mais que ± 2 dB para as outras bandas de frequência. As duas frequências fixas são 6,3 Hz e 31,5 Hz para medições a_x e a_y .

Os valores de vibração total assim medidos, serão apresentados respectivamente como a_{wv} e a_{wy} ou a_{wz} de acordo com a direção da medição e devem ser comparados ao valores permissíveis na banda entre 4 e 8 Hz para a_x e na banda entre 1 e 2 Hz para vibração a_y e a_z .

Estima-se que este método proposto para caracterizar um único número da vibração de um ambiente e para comparar este número com os critérios de exposição, seja apenas uma aproximação. Entretanto, na maioria dos casos práticos, a diferença é pequena entre o método detalhado de avaliação do limite de banda de um terço de oitava e o método de medição de vibração total avaliado. Além disso, o método de avaliação resulta de uma apreciação ultra conservadora dos efeitos de vibração. Isto é, dependendo do espectro de vibração, os valores permissíveis a_{wv} , a_{wy} e a_{wz} poderiam ser elevados acima dos valores determinados pela banda de frequência mais sensível na figura 2a (4 a 8 Hz) e na

figura 3a (1 a 2 Hz). Em tais casos, onde a avaliação segundo o método de aceleração total avaliado resulta em níveis ilícitos, o método de escolha recomendado é o método detalhado, usando-se a análise de frequência de banda de um terço de oitava. No caso menos favorável, (em que o espectro a ser medido é um espectro de banda larga, com um espectro de banda de um terço de oitava correspondente à perda de inserção dos filtros, ou seja, na forma das curvas de classificação na figura 2a ou figura 3a respectivamente), o nível de vibração total avaliado será 13 dB acima dos níveis de um terço de oitava nas bandas frequência mais sensíveis (4 a 8 Hz na figura 2a; 1 a 2 Hz na figura 2b). Estes critérios de exposição aplicados ao método de avaliação aproximado seriam 13 dB, muito conservadores também, produzindo acelerações quatro vezes mais baixas do que seria permitido usando-se o método de análise de banda de um terço de oitava. No caso mais favorável em que toda energia vibratória esteja em uma única banda de um terço de oitava, os dois métodos produzem resultados idênticos.

4.3. Vibração em mais de uma direção simultaneamente.

Se ocorrem vibrações em mais de uma direção simultaneamente (vibração "multiaxial" ou "multiplanar") os limites correspondentes aplicam-se separadamente a cada componente vetorial nos três eixos.

4.4. Duração (tempo de exposição) da vibração

4.4.1- Como base para avaliar tempo de exposição, admite-se a relação entre qualquer limite e tempo dados, conforme ilustrado nas figuras 2b e 3b. O nível de aceleração tolerável aumenta com a diminuição do tempo de exposição, como está indicado nas figuras 2b e 3b. Valores desta função são dados nas tabelas 1 e 2 para tempos de exposição diária de 1 minuto a 24h. O efeito do tempo de exposição também é mostrado nas figuras 2a e 3^a, onde os limites para vibração transversal e longitudinal, respectivamente, estão expressos como funções da frequência, com valores selecionados de tempo de exposição como parâmetro. Estes limites aplicam-se, quando a exposição for contínua para o período declarado e quando for repetida diariamente por muitos anos. Por exemplo, para um operário industrial em ambiente vibratório ou para um motorista de veículos de transporte. Para exposições a frequências muito menores – por exemplo, a experimentada pelo viajante ocasional – a exposição aceitável, isto é, a combinação tolerável de aceleração e tempo, pode igualmente ser mais alta.

No caso de uma exposição diária interrompida ou da divisão de exposição em vários intervalos, os efeitos de vibração no homem podem ser abrandados por certo grau de recuperação, a qual, se ocorrida, permitiria a prolongação das

exposições totais toleráveis indicadas nas figuras 2a e 2b ou figuras 3a e 3b. Entretanto, não existem ainda dados quantitativos relativos a efeito de recuperação e, portanto, tal efeito não é permitido nesta Norma Internacional.

4.4.2- Se a exposição à vibração é interrompida por pausas durante o dia de trabalho, mas a intensidade da exposição permanece a mesma, o tempo efetivo de exposição diária total é obtido simplesmente pela soma dos tempos de exposição individual.

4.4.3- Se o valor rms da amplitude da aceleração varia apreciavelmente com o tempo ou se a exposição diária total é composta de vários tempos de exposição individual t_i , a diferentes níveis A_i , então uma "exposição total equivalente" é obtida através do seguinte processo:

4.4.3.1- Primeiro, um valor imaginário conveniente A' é escolhido dentro da amplitude dos valores A_i . Por referência aos dados apropriados mostrados nas figuras 2b ou 3b e fornecidos nas tabelas 1 ou 2, um tempo permissível correspondente T' é encontrado A' . Da mesma forma, tempos permissíveis correspondentes são encontrados para cada um dos valores A_i .

4.4.3.2 - Os "tempos de exposição equivalentes" t_i' são calculados a partir da relação:

$$t_i' = t_i \cdot \frac{\tau'}{\tau_i}$$

Para a aceleração imaginária A' , estes tempos são equivalentes aos valores de tempo real t_i para as diversas acelerações A_i .

4.4.3.3 - Os tempos efetivos equivalentes t_i assim obtidos, são em seguida somados para dar:

$$T' = \sum_i t_i' = \tau' \sum_i \frac{t_i}{\tau_i}$$

O tempo T' é o tempo de exposição total equivalente "para a aceleração imaginária A' "; t' é o tempo de exposição permissível para a aceleração A' .

4.4.3.4- A razão T'/T é o fator determinante para julgar a tolerabilidade de uma "exposição equivalente" assim calculada. Esta razão não deve ser menor que a unidade, isto é

$$\sum_i \frac{t_i}{\tau_i} \geq 1$$

não pode exceder a unidade.

4.4.3.5- Em casos em que a exposição à vibração, seja ela contínua por mais de 24 h, os

limites especificados nesta Norma Internacional devem ser considerados aplicáveis a cada período de 24 h ou à parte remanescente disso; em outras palavras, ao computar-se um tempo de exposição total equivalente, o período sobre o qual a exposição individual será integrada está limitado a 24 h.

TABELA 3 - Fatores de avaliação relativos à banda de frequência de sensibilidade (*) de aceleração máxima para as curvas de respostas das figuras 2a e 3a.

Frequência [Hz] (frequência central de banda de um terço de oitava)	Fator de ponderação	
	Vibrações longitudinais (Figura 2a)	Vibrações Transversais (Figura 3a)
1,0	0,50 = - 6 dB	1,00 = 0 dB
1,25	0,56 = - 5 dB	1,00 = 0 dB
1,6	0,63 = - 4 dB	1,0 = 0 dB
2,0	0,71 = - 3 dB	1,0 = 0 dB
2,5	0,80 = - 2 dB	0,80 = - 2 dB
3,15	0,90 = - 1 dB	0,63 = - 4 dB
4,0	1,00 = 0 dB	0,5 = - 6 dB
5,0	1,00 = 0 dB	0,4 = - 8 dB
6,3	1,00 = 0 dB	0,315 = - 10 dB
8,0	1,00 = 0 dB	0,25 = - 12 dB
10,0	0,80 = - 2 dB	0,2 = - 14 dB
12,5	0,63 = - 4 dB	0,16 = - 16 dB
16,0	0,50 = - 6 dB	0,125 = - 18 dB
20,0	0,40 = - 8 dB	0,1 = - 20 dB
25,0	0,315 = - 10 dB	0,08 = - 22 dB
31,5	0,25 = - 12 dB	0,063 = - 24 dB
40,0	0,20 = - 14 dB	0,05 = - 26 dB
50,0	0,16 = - 16 dB	0,04 = - 8 dB
63,0	0,125 = - 18 dB	0,0315 = - 30 dB
80,0	0,10 = - 20 dB	0,025 = - 32 dB

(*) 4 a 8 Hz no caso de vibração $\pm az$
1 a 2 Hz no caso de vibração $\pm ay$ ou $\pm ax$

K

```
new 1
6 de outubro de 2016 15:02
#include <TimerThree.h>
#include <Thermistor.h>
////////////////////////////////////
int aux=0;
////////////////////////////////////
//Variaveis do Sensor de corrente
const int Amp_pin = A7;
double Amp = 0;
double OutSensorAmp = 0;
////////////////////////////////////
//Variaveis do RPM Sensor
int dist;
int hallState;
int hallStateold;
////////////////////////////////////
//Sao definidos os pinos das NTC
Thermistor t (A8);
Thermistor t1(A9);
////////////////////////////////////
//Variaveis dos acelerometros
//Volante
int fxAxisPin = A0;
int fyAxisPin = A1;
int fzAxisPin = A2;
//Pedais
int rxAxisPin = A3;
int ryAxisPin = A4;
int rzAxisPin = A5;
//Assento
int axAxisPin = A3;
int ayAxisPin = A4;
int azAxisPin = A5;
////////////////////////////////////
// Variáveis para armazenar os dados ADC da entrada analógica
//Volante
int fxAxisValADC = 0;
int fyAxisValADC = 0;
int fzAxisValADC = 0;
//Pedais
int rxAxisValADC = 0;
int ryAxisValADC = 0;
int rzAxisValADC = 0;
//Assento
int axAxisValADC = 0;
int ayAxisValADC = 0;
int azAxisValADC = 0;
////////////////////////////////////
// Variáveis para armazenar os valores de tensão depois de convertidos para mV
//Volante
float fxAxisValmV = 0;
float fyAxisValmV = 0;
float fzAxisValmV = 0;
//Pedais
float rxAxisValmV = 0;
float ryAxisValmV = 0;
float rzAxisValmV = 0;
//Assento
```

-1-

```
new 1
6 de outubro de 2016 15:02
float axAxisValmV = 0;
float ayAxisValmV = 0;
float azAxisValmV = 0;
////////////////////////////////////
//Arduino Mega 10-bit
//AD conversor, com o valor maximo de 1023
int ADCMaxVal = 1023;
////////////////////////////////////
//Tensão do conversor AD 5v = 5000
float mVMaxVal = 5000;
//Como o acelerometro esta alimentado a 3,3V
//encontramos o ponto medio
float supplyMidPointmV = 3300 / 2;
//A fonte de alimentação é de 3300
//mV, segundo o datasheet o ADX335
//devoe 330mV por 1g detetado
//Sensibilidade
int mVperg = 330;
////////////////////////////////////
//Multiplica o valor ADC
//por mVperADC para converter para mV
float mVPerADC = mVMaxVal / ADCMaxVal;
//variaveis fixas
const int buttonPin = 2; // Botao on off esta ligado ao pino 2 digital
const int pwmPin = 5; // A saida de pwm esta ligada ao pino 5 (Arduino "Mega")
////////////////////////////////////
// variaveis que vão se alteradas
int pwm = 0;
int buttonPushCounter = 0; // cconta o numero de vezes que o botao foi acionado
int buttonState = 0; // estado do botao actual
int lastButtonState = 0; // proximo estado do botao
////////////////////////////////////
void setup() {
// inicia a comunicação so o serial monitor vel. 115200
Serial.begin(115200);

Timer3.initialize(33); // Inicia a biblioteca a 33 microsegundos
Timer3.attachInterrupt( timerISR ); //Punção timerISR iniciada
////////////////////////////////////
lastButtonState = digitalRead(buttonPin);
// inicializa o pino do botao como entrada:
pinMode(2, INPUT_PULLUP);
pinMode(buttonPin, INPUT_PULLUP);
// inicializa o pino do pwm como saida
pinMode(pwmPin, OUTPUT);
////////////////////////////////////
Serial.println("Controlo de Suspensao electromagnetica: V_1.4");
Serial.println("Autor: Arlindo Pascoal");
Serial.println("Curso: Engenharia Industrial");
Serial.println("");
Serial.println("Mantenha o interruptor na posicao OFF ");
Serial.println("");
Serial.println("Todos os sensores foram iniciados com sucesso...");
Serial.println("");
Serial.println("Legenda | Dados");
Serial.println("");
}
```

-2-

```

Serial.println("   Volante   |   Pedais   |   Assento   |   ");
Serial.println(" X_V   Y_V   Z_V | X_P   Y_P   Z_P | X_A   Y_A   Z_A | ");
Distancia   Tout'C   Tmo'C   mAmp");
Serial.println("");
Serial.println("Para iniciar a leitura ligue o interruptor a sua direita: ");
////////////////////////////////////
//define os pinos analogicos de entrada no arduino
//Acel Volante
pinMode(A0, INPUT);
pinMode(A1, INPUT);
pinMode(A2, INPUT);
//Acel Pedais
pinMode(A3, INPUT);
pinMode(A4, INPUT);
pinMode(A5, INPUT);
//Acel Assento
pinMode(A10, INPUT);
pinMode(A11, INPUT);
pinMode(A12, INPUT);
//Hall Sensor
//pinMode(A6, INPUT);
//Amp Sensor ACS712
pinMode(A7, INPUT);
//Temp_Sensor NTC
pinMode(A8, INPUT);
pinMode(A9, INPUT);
////////////////////////////////////
//Coloca o pino 6 a +5V
pinMode(6, INPUT_PULLUP);
if (digitalRead(6) == 1 ){
    hallStateold = 1;
}
else {
    hallStateold = 0;
}
}

void loop()
{
    //a função void loop() não esta a ser usada dado que
    //defenimos a função timerIsr() para fazer umas
    //aquisição de dados de 100Hz
}

//função timer Isr
void timerIsr()
{
    aux++;
    if(aux>=250)
    {
        aux=0;
        float tin = t.getTemp();
        float tout = tl.getTempl();

        //le o estado do encoder e encrementa
        if (digitalRead(6)== 1 )
        {

```

```

    hallState = digitalRead(6);
}
else {
    hallState = 0;
}
if(hallState == 0)
{
    if(hallStateold == 1)
    {
        dist ++;
    }
}
//Sensor de corrente
Amp = 0;

for(int i =0 ; i < 10; i++){
    OutSensorAmp = analogRead(Amp_pin)*5.0/1023.0;
    Amp = (Amp + (OutSensorAmp - 2.5)/0.185);
}

hallStateold = hallState;
// Le o estado do Botao:
buttonState = digitalRead(buttonPin);

Timer3.pwm( pwmPin, pwm); //envia valor de pwm no pino defenido

//Ler os valores de x, y, z 3 acelerómetros
//dos pinos analogicos
//Volante////////////////////////////////////
fxAxisValADC = analogRead(fxAxisPin);
fyAxisValADC = analogRead(fyAxisPin);
fzAxisValADC = analogRead(fzAxisPin);
//Pedais////////////////////////////////////
rxAxisValADC = analogRead(rxAxisPin);
ryAxisValADC = analogRead(ryAxisPin);
rzAxisValADC = analogRead(rzAxisPin);
//Assento////////////////////////////////////
axAxisValADC = analogRead(axAxisPin);
ayAxisValADC = analogRead(ayAxisPin);
azAxisValADC = analogRead(azAxisPin);

//Converte os ADC valores para milivolts
//Volante////////////////////////////////////
fxAxisValmV = fxAxisValADC * mVPerADC;
fyAxisValmV = fyAxisValADC * mVPerADC;
fzAxisValmV = fzAxisValADC * mVPerADC;
//Pedais////////////////////////////////////
rxAxisValmV = rxAxisValADC * mVPerADC;
ryAxisValmV = ryAxisValADC * mVPerADC;
rzAxisValmV = rzAxisValADC * mVPerADC;
//Assento////////////////////////////////////
axAxisValmV = axAxisValADC * mVPerADC;
ayAxisValmV = ayAxisValADC * mVPerADC;
azAxisValmV = azAxisValADC * mVPerADC;

//o valor da tensão do ponto médio é subtraída a tensão registada
//a partir da entrada analógica, e em seguida, esse valor é dividido
//pelo número de milivolts/g do acelerómetro.

```

```

//Isto resulta no valor a ser impresso em unidades de g.

// compara o buttonState com o proximo estado
if (buttonState != lastButtonState) {
  // se o estado foi alterado, incrementa o contador
  //////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
  if (buttonState == HIGH) {
    // off para on:
    buttonPushCounter++;
    pwm = pwm + 80;
    dist = 0; //faz reset a variavel distancia
    } // botao desligado

    else {
      // Passagem de OFF para ON imprime os valores:
      Serial.println();
      Serial.print("Leitura nr : ");
      Serial.println(buttonPushCounter);
      Serial.print("Controle PWM : ");
      Serial.println(pwm);
      Serial.println("A iniciar leitura...");
      Serial.println(" ");
      Serial.println(" X_V   Y_V   Z_V | X_P   Y_P   Z_P | X_A   Y_A
Z_A   Distancia   Tout'C   Tmo'C   mAmp");
    }

    if(buttonPushCounter>5)
    {
      pwm = 0;
      buttonPushCounter = 0;
    }
    // Delay para a mudança de estado
    // do botao (bouncing)
    delay(1);
  }
  //////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
  //guarda o a corrente estado no ultimo estado,
  //para a proximo loop

  lastButtonState = buttonState;

  if (lastButtonState == LOW) {
    // Imprime Volante
    Serial.print((fxAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    Serial.print((fyAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    Serial.print((fzAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    // Imprime Pedais
    Serial.print((rxAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    Serial.print((ryAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    Serial.print((rzAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
    //Imprime Assento
    Serial.print((axAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
    Serial.print("\t");
  }
}

```

```

Serial.print((ayAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
Serial.print("\t");
Serial.print((azAxisValmV - supplyMidPointmV) / mVperg);
Serial.print("\t");
//Imprime Distancia percorrida
Serial.print(dist);
Serial.print("\t");
//Imprime temperatura da mola
Serial.print(tin);
Serial.print("\t");
//Imprime temperatura ambiente
Serial.print(tout);
Serial.print("\t");
//Imprime Corrente consumida pelo amortecedor
Serial.print(Amp/10.0,3);
Serial.println();
}
}
}

```