



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

Vinícius Moioli Maran

**Desenvolvimento, Implementação e
Validação de Protótipo de Acelerômetro
Pendular de Sensor Capacitivo Diferencial
Modelo Q-Flex**

Vinícius Moioli Maran

Desenvolvimento, Implementação e Validação de Protótipo de Acelerômetro Pendular de Sensor Capacitivo Diferencial Modelo Q-Flex

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina - UEL, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas Eletrônicos Embarcados

Orientador:
Prof. Dr. Francisco Granziera Júnior

Londrina, PR
2024

Ficha Catalográfica

Maran, Vinícius Moioli

Desenvolvimento, Implementação e Validação de Protótipo de Acelerômetro Pendular de Sensor Capacitivo Diferencial Modelo Q-Flex. Londrina, PR, 2024. 168 p.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Londrina, PR. Departamento de Engenharia Elétrica

1. Sistemas de Eletrônicos. 2. Sistemas de Navegação Inercial. 3. Capacidade I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica. Departamento de Engenharia Elétrica . II. Título.

Vinícius Moioli Maran

Desenvolvimento, Implementação e Validação de Protótipo de Acelerômetro Pendular de Sensor Capacitivo Diferencial Modelo Q-Flex

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina - UEL, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas Eletrônicos Embarcados

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Francisco Granziera Junior
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Newton da Silva
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. William Reis Silva
Faculdade UnB – Gama
Universidade de Brasília

26 de março de 2024

Dedico este trabalho à Kia, minha eterna companheira de estudos, que partiu durante o meu mestrado. Ela se foi, mas seu amor e companhia jamais serão esquecidos.

Agradecimentos

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos às pessoas que tornaram possível a realização deste trabalho. Primeiramente, quero dedicar este trabalho aos meus queridos pais, cujo apoio inabalável e encorajamento ao longo dos anos foram fundamentais para minha jornada acadêmica e para a conclusão desta dissertação.

Ao meu orientador, Dr. Francisco Granziera Jr., quero expressar minha profunda gratidão. Sua orientação sábia, conhecimento profundo e dedicação incansável foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Tenho certeza de que este trabalho não seria possível sem sua ajuda.

Um agradecimento especial ao Dr. Daniel Strufaldi Batista, cuja colaboração enriqueceu significativamente este projeto. Sua disposição e paciência em compartilhar seu conhecimento e experiência foram inestimáveis.

Também gostaria de estender meus sinceros agradecimentos a todos os membros do Laboratório DEEL (Laboratório de Medidas Inerciais e Instrumentação Eletrônica Aplicada a Sistemas Espaciais) que contribuíram de maneiras diversas para este trabalho. Suas discussões, apoio técnico e camaradagem tornaram esta jornada mais significativa e enriquecedora. Expresso minha gratidão especial à Prof^a Dr^a Maria Bernadete de Moraes França e ao Laboratório de Automação e Instrumentação Inteligente pelo generoso empréstimo dos equipamentos de bancada que foram fundamentais durante as práticas experimentais.

Este trabalho representa o esforço coletivo de muitos, e estou profundamente grato a todos que fizeram parte desta jornada.

Resumo

Acelerômetros pendulares são sensores altamente complexos que combinam um *design* estrutural distintivo com um sistema eletrônico extremamente exato. Este trabalho apresenta um estudo aprofundado no modelo Q-Flex e dois protótipos distintos. Um deles é destinado à análise e validação das hipóteses levantadas durante a fase de estudos, enquanto o outro configura um modelo completo de engenharia. Para este último, é desenvolvido um sistema de controle, cujos parâmetros são derivados de simulações no MATLAB/Simulink. A eletrônica desenvolvida para o protótipo é parcialmente validada, onde são desenvolvidas uma VCCS capaz de fornecer até 363 mA, e um CVC capaz de detectar alterações da ordem de 3,5 ppm, e outros sistemas menores. Apesar da complexidade do projeto, o protótipo incorpora um sensor capacitivo com variação de $\Delta C/\Delta\theta = 1,8 \times 10^3$ pF/rad. Resultados experimentais indicam que o protótipo opera eficientemente na faixa de entrada de ± 9 g, apresentando sensibilidade de 26 mA/g.

Palavras-Chaves: Acelerômetro; Acelerômetro Pendular; Q-Flex; Sensor Capacitivo.

Abstract

Pendulum accelerometers are highly complex sensors that combine a distinctive structural design with an extremely accurate electronic system. This work presents an in-depth study on the Q-Flex model and two distinct prototypes. One of them is intended for analysis and validation of hypotheses raised during the study phase, while the other configures a complete engineering model. For the latter, a control system is developed, whose parameters are derived from simulations in MATLAB/Simulink. The electronics developed for the prototype are partially validated, where a VCCS capable of providing up to 363 mA is developed, and a CVC capable of detecting changes on the order of 3.5 ppm, and other minor systems. Despite the complexity of the project, the prototype incorporates a capacitive sensor with a variation of $\Delta C/\Delta\theta = 1.8 \times 10^3$ pF/rad. Experimental results indicate that the prototype operates efficiently in the input range of ± 9 g, presenting a sensitivity of 26 mA/g.

Keywords: Accelerometer; Pendulum accelerometer; Q-Flex; Capacitive Sensor.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas

Convenções e Lista de Símbolos

1	Introdução	30
1.1	Motivação	32
1.2	Objetivos e Contribuições	32
1.3	Organização	33
2	Acelerômetro	34
2.1	Introdução	34
2.2	Conceito de sensores	35
2.3	Princípios de Acelerômetros	35
2.3.1	Resposta do Sistema	37
2.3.2	Q-Factor	38
2.3.3	Largura de Banda	39
2.3.4	Fator de Escala	40
2.3.5	<i>Bias</i>	41
2.4	Classificação de Acelerômetros	42
2.4.1	Sensor Pendular de Malha Aberta	43

2.4.2	Sensores Pendular de Malha Fechada	46
2.4.3	Transdutores piezo e capacitivos	50
2.4.4	Acelerômetros de capacitância variável	54
2.4.5	Acelerômetros de feixe vibratório	55
2.4.6	MEMS	57
2.4.7	Resumo de Modelos de Acelerômetros	58
2.4.8	Trabalhos Semelhantes	59
2.5	Conclusões sobre Acelerômetro	60
3	Modelos Eletromecânicos	62
3.1	Acelerômetro Q-Flex	62
3.1.1	Anel de massa de prova	64
3.1.2	O Campo Magnético	68
3.1.3	Sistema Capacitivo	69
3.1.4	O Atuador	70
3.2	Estudo da Topologia I - Protótipo Modular	71
3.2.1	Conjunto de imãs	72
3.2.2	Os capacitores de detecção de movimento	75
3.2.3	Bobinas	77
3.2.4	Resultados obtidos	79
3.3	Estudo da Topologia II - Modelo Eletromecânico Completo	82
3.3.1	Concepção e projeto	82
3.3.2	Confecção	90
3.3.3	Resultados do Protótipo II	93
3.4	Conclusões os Modelos Eletromecânicos	96
4	Sistemas de Detecção, Atuação e Controle	98
4.1	Sistemas	98

4.1.1	Sistema detectivo	99
4.1.2	Sistema Atuador	101
4.1.3	Diagramas Elétricos	102
4.1.4	Conversor AD	106
4.1.5	Conversor DA	106
4.1.6	Projeto da PCI Auxiliar	106
4.1.7	Teste dos Circuitos	107
4.1.8	Experimento e Montagem	108
4.1.9	Resultados e Discussões	114
4.2	Sistemas de Controle em Malha Fechada	124
4.2.1	Modelagem	125
4.2.2	Simulação do Controle	131
4.3	Conclusões sobre a Eletrônica	134
5	Conclusões	136
5.1	Reflexões sobre o protótipo construído	136
5.2	Trabalhos Futuros	137
	Referências	139
	Apêndice A - Código de teste do ADC	142
	Apêndice B - Código de teste do DAC	154
	Anexo A - Datasheet ADC	161
	Anexo B - Datasheet DAC	163
	Anexo C - Datasheet OPA 4228	165
	Anexo D - Tabela de Especificações condutores AWD	167

Lista de Figuras

1	Esquema de acelerômetro massa-mola.	36
2	Taxa de amortecimento do acelerômetro massa-mola.	38
3	Erros de saída do sensor.	40
4	Erro de posição induzido por <i>bias</i> do sensor.	42
5	Esquemático do acelerômetro pendular de malha aberta.	43
6	Erro de acoplamento cruzado no acelerômetro pendular de malha aberta.	45
7	Esquemático Acelerômetro Pendular Básico de Malha Fechada.	47
8	Esquema <i>pickoff</i> capacitivo em um acelerômetro.	48
9	Ilustração do princípio D'arsonval como forçador para acelerômetro.	48
10	Suspensão de pêndulo coplanar com dobradiças de flexão finas.	49
11	Especificações Acelerômetros Piezoeletrico.	51
12	Tipos de Acelerômetros Piezoeletrico: (a) SEC, (b) Isobase e (c) Isoshear.	52
13	Ilustração de um medidor piezoresistivo fabricado de uma única peça de silício.	53
14	Acelerômetro de Feixe Vibratório.	56
15	Esquemático do DCL-QFA proposto.	59
16	Esquema construtivo Acelerômetro Q-Flex	63
17	Esquemático do acelerômetro Q-Flex.	64
18	Construção do pêndulo do Q-Flex	65
19	Representação Esquemática de conversão de energia do <i>hinge</i>	66
20	Ilustração de dobradiças de flexão para aplicações bidirecionais. (a) Configuração circular. (b) Configuração filete de canto.	67

21	Características de força-deflexão nas faixas linear e não linear para um material dúctil e frágil, respectivamente.	68
22	Diagrama elétrico da unidade capacitiva do acelerômetro.	69
23	(a) Vista em corte transversal do Protótipo Modular. (b) Vista em perspectiva do Protótipo Modular. (c) Protótipo construído e montado.	72
24	Simulação para estudar o comportamento da norma de densidade de fluxo magnético fornecida pelo par de magnéticos permanentes: (a) vista multislíce (b) vista planar.	73
25	Experimento para visualizar a distribuição do campo magnético do par de ímãs magnéticos permanentes no protótipo modular. (a) Fotos Experimento (b) Ilustração do Experimento.	74
26	Placas de acrílico e o anel de massa de prova metalizados com fita de cobre.	75
27	Visualização <i>Multislíce</i> da simulação de capacitância Protótipo.	76
28	Protótipo Modular Final.	76
29	Simulação do fluxo do campo magnético para estudar a interação da bobina com o magnetismo permanente. (a) vista multislíce (b) vista planar.	77
30	Conjunto de bobinas enroladas e coladas no anel de massa de prova do protótipo modular.	78
31	Desenho do Anel de Massa de Prova.	78
32	Anel de massa de prova confeccionado em impressora 3D.	79
33	Resposta de tensão pico-a-pico modulada por capacitância.	80
34	Curva média da Resposta de tensão pico-a-pico modulada por capacitância com limite $\pm 3\sigma$	81
35	(a) pêndulo de Quartzo Flexível (b) Concepção do Anel de massa de prova.	83
36	(a) Perfil da seção transversal de uma dobradiça de flexão de canto simétrico (b) Seção transversal de uma dobradiça de flexão.	85
37	Simulação Rigidez Rotacional no DetasFlex para dobradiças de flexão com diferentes espessuras (t). (a) com $t = 0,5$ mm .(b) $t = 0,3$ mm.	85
38	Simulação precisão rotacional no DetasFlex para dobradiças de flexão com diferentes espessuras (t). (a) com $t = 0,5$ mm .(b) $t = 0,3$ mm.	86

39	Visão explodida do protótipo II.	87
40	(a) Simulação do fluxo do campo magnético para estudar a interação das peças polares com o magnetismo permanente. (a) Simulação do deslocamento mecânico do pêndulo de massa de prova provido do torque das bobinas.	88
41	(a) QA3000 da Howeywel (b) Concepção do protótipo II.	89
42	(a) Conjunto de suporte do protótipo II.	89
43	Peças da unidade do acelerômetro usinadas em aço carbono.	90
44	Peças polares usinadas em aço carbono com o Imã de neodímio e as peças da extremidade (a) Vista superior (b) Vista Lateral.	91
45	Etapas de enrolamento das bobinas (a) Vista superior (b) Vista Lateral (c) Bobina enrolada.	91
46	(a) Anel de massa de Prova em PCI (b) Anel com as dobradiças flexíveis (c) Bobina em colagem no anel de massa de prova com pivô.	92
47	Anel de massa de prova quebrado durante a colagem da bobina.	92
48	(a) Protótipo montado aberto (b) Peso do protótipo montado.	93
49	Resposta do sistema capacitivo à injeção de corrente.	94
50	Resposta do sistema capacitivo à injeção de corrente posição 180°.	94
51	Simulação da capacitância entre o pêndulo de prova e a peça polar.	95
52	Medição da espessura de tinta.	96
53	Blocos do Acelerômetro Q-Flex.	98
54	Ponte de capacitância para medição de deslocamento de massa de prova.	99
55	Esquema da Fonte de Corrente Howland para fornecer corrente através das bobinas.	102
56	Esquema Elétrico fonte de Howland.	103
57	Esquema Elétrico Subtrator CVC.	105
58	Esquema Elétrico Retificador pós-CVC.	105
59	Placa de PCI confeccionada com a eletrônico para fechar a malha.	107

60	Experimento de bancada do circuito diferencial do capacitor.	108
61	Ilustração Experimento Malha Fechada Manual.	109
62	Decomposição da Força Peso no Plano Inclinado.	109
63	Bancada de Experimento.	111
64	Blocos Montagem Bancada de Experimento.	111
65	Peça desenvolvida para Encaixe dos Circuitos. (a) Peça desenhada no Solid para Encaixe dos Circuitos CVC e Howland e Conectores BNC. (b) Peça de Encaixe dos Circuitos impressa em 3D.	112
66	Identificação do circuitos de experimento.	114
67	Reta de Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> sem ajuste fino.	115
68	Reta Média de Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> sem ajuste fino com limite $\pm 3\sigma$	116
69	Reta Média de Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com limite $\pm 3\sigma$ sem a Aquisição 1.	117
70	Reta de Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com ajuste fino.	119
71	Gráfico da Reta Média de Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com ajuste fino e limite $\pm 3\sigma$	120
72	Esquemático Amplificador de Instrumentação.	122
73	Sinal de saída no CVC com as placas capacitivas equilibradas.	122
74	Diagrama de blocos do modelo dinâmico do Q-Flex.	125
75	Forças atuantes no Pêndulo do acelerômetro.	126
76	Centro de Massa do Anel de massa de prova. (a) Vista Frontal (b) Vista corte.	127
77	Modelagem VCCS. (a) Modelo Elétrico bobina. (b) Gráfico constante de tempo do indutor	128
78	Amortecimento de resistência ao cisalhamento no acelerômetro.	129
79	Diagrama de blocos do modelo dinâmico do Protótipo II no Simulink.	131
80	Resposta do Controlador PID obtida pelo <i>PID Tune App</i>	132

81	Blocos convencionais para controle discreto PID que substituem o bloco PID para validação dos parâmetros.	133
82	Resposta do Controlador PID obtida pelo <i>PID Tune</i> vs Blocos convencionais	133

Lista de Tabelas

1	Especificações do Acelerômetro ADXL320 da Analog Devices	46
2	Especificações Acelerômetros Q-Flex da Sundstrand	50
3	Especificações do Acelerômetro CCLD miniatura Tipo 4934.	52
4	Especificações do Acelerômetro MA15.	54
5	Especificações do acelerômetro de capacitância variável endevco MICRO- TRON.	55
6	Especificações do Acelerômetro VBA.	57
7	Especificações Acelerômetros ADXL345	58
8	Modelos de acelerômetros e suas principais aplicações.	59
9	Dados adquiridos durante a prática experimental do protótipo de bancada.	81
10	Capacidade Rotacional para diferentes espessuras de <i>hinge</i>	86
11	Dados Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com ajuste grosso	116
12	Dados Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com ajuste grosso sem aquisição	118
13	Dados Aceleração x Corrente de <i>Feedback</i> com ajuste fino.	120
14	Parâmetros do Controlador obtidos no PID Tune.	132

Lista de Abreviaturas

CA Alternating Current

CC Corrente Contínua

CVC Conversor de capacitância diferencial para tensão (*Capacitance-to-voltage converter*)

DCL-QFA Acelerômetro Digital com Malha Fechada de Quartzo Flexível (*Digital closed-loop-Quartz Flexure Accelerometer*)

DDF Detecção de Fase

HCS Fonte de Corrente de Howland (*Howland Current Source*)

MEMS Sistemas Microeletromecânicos(*Microelectromechanical systems*)

PE Piezoelétrico

PR Piezoresistivo

QA Acelerômetro Q-Flex (*Q-Flex Accelerometer*)

Q-Flex Quartzo Flexível

SEC Compressão de Extremidade Única (*Single-ended compression*)

SFS Sensor de força específica (*Specif Force Sensor*)

VBA Acelerômetro de Viga Vibrante(*Vibrating Beam Accelerometer*)

VCCS Fonte de corrente controlada por tensão (*Voltage Controlled Current Source*)

Convenções e Lista de Símbolos

Os seguintes símbolos serão utilizados:

símbolo	descrição
x, y, z	representação dos eixos nas coordenadas cartesianas
a	aceleração
K	coeficiente de rigidez da mola
C	coeficiente de amortecimento
Ω_0	frequência natural
ζ	taxa de amortecimento
W	energia armazenada
S	saída do sensor
I	entrada real do sensor
B	bias
θ	ângulo de deflexão relativo
IA	eixo de entrada
PA	eixo do pêndulo
OA	output axis
T	torque
β	constante de design
τ	torque fornecido pela bobina
R	resistência do fio
ΔC	variação na capacitância

1 Introdução

Os acelerômetros são dispositivos fundamentais na era moderna, desempenhando um papel crucial em diversas áreas, desde a indústria automobilística até os avanços tecnológicos mais recentes. Esses pequenos sensores sob uma aceleração experimentada respondem ao estímulo produzindo um sinal capaz de medir a taxa de variação da velocidade e fornecer informações exatas sobre os movimentos e vibrações que ocorrem ao seu redor. Sua importância é indiscutível, pois permitem o desenvolvimento de tecnologias inovadoras e aprimoramento de produtos existentes (GOTLIB et al., 2004).

Existem diversos modelos de acelerômetros, cada um com aplicações específicas. O acelerômetro MEMS, por exemplo, é facilmente encontrado em dispositivos eletrônicos de consumo, como *smartphones*, para recursos de detecção de movimento. Já acelerômetro de capacitância variável é encontrado em sistemas de *airbags* automotivos, acionando-os em caso de colisão. Acelerômetros piezoelétricos, por sua vez, são usados em monitoramento de vibração industrial. Os acelerômetros pendulares de quartzo flexível (Q-Flex)¹, objeto de estudo deste trabalho, são frequentemente utilizados em aplicações aeroespaciais, medindo a aceleração e a vibração em satélites, foguetes e aeronaves, contribuindo para a segurança e eficiência desses sistemas complexos. Cada modelo possui suas especificidades e desempenha um papel importante em seus respectivos campos, melhorando a exatidão e confiabilidade dos sistemas em que são utilizados.

Acelerômetros do tipo Q-Flex são bem difundidos e têm um papel importante nas aplicações militares, comerciais e científicas. Devido à sua ampla faixa de medição, confiabilidade e desempenho, esses dispositivos são aplicados em sistemas de navegação inercial (do inglês *Inertial Navigation Systems*, INS) usados em diferentes aplicações, como lançadores de satélites, mísseis, aviões comerciais e militares, sistemas de estabilização de canhões, ferramentas de perfuração direcional, entre outros. Apesar de existirem vários modelos de Q-Flex disponíveis no mercado, normalmente, esses são de última geração e

¹Embora o Q-Flex seja devido ao material da massa de prova do sensor, ele se tornou sinônimo deste modelo de acelerômetro.

de alto custo. Por serem sensores muito complexos, com aspectos construtivos específicos, sua reprodução não é simples.

Em 1972, Earl D. Jacobs apresentou a patente US3,702,073A, um marco histórico no desenvolvimento de acelerômetros que serviu como base para o desenvolvimento de muitos outros modelos fabricados até os dias atuais (JACOBS, 1972). A patente descreve um dispositivo que utiliza um cristal de quartzo como pêndulo, onde a aceleração aplicada ao sensor é medida por meio de um circuito de realimentação servo, que permite medições exatas da aceleração (LAWRENCE, 2001).

Embora a tecnologia de acelerômetros seja relativamente antiga e a tecnologia atual permita a reprodução de sensores otimizados e altamente confiáveis, projetar e construir tais dispositivos ainda é um desafio tecnológico e eletrônico. A indústria de navegação e orientação é altamente competitiva, e os requisitos de estabilidade em condições ambientais adversas, como vibração, choque, temperatura e radiação, são extremamente rigorosos. O desenvolvimento de sensores inerciais é altamente especializado, o que resulta em um número limitado de empresas que o fabriquem (BEITIA et al., 2015).

Como esse sensor permite aplicações duais (civis e militares), a comercialização deste tipo de dispositivo é regulada pelos países que a detém. Muitos países são proibidos de adquiri-los e os que podem adquirir devem ser signatários de acordos tais como o Regulamento sobre Tráfico Internacional de Armas (ITAR) (ZHANG; ZHANG; LI, 2013).

O principal uso inicial dos acelerômetros Q-Flex foi para fins de determinação de atitude e trajetória. No entanto, a introdução dos acelerômetros Modelo QA2000 Q-Flex, juntamente com *Ring Laser Gyro* (RLG), estabeleceu novos padrões de confiabilidade para INS. Os acelerômetros Q-Flex também têm sido utilizados em aplicações espaciais, guiar lançamentos, controlar natação, determinar deltas de velocidade durante transfêrencias orbitais e realizar medições de microgravidade (FOOTE; GRINDELAND, 1992).

De acordo com Peters, Stoddard e Meredith (1996), o modelo QA2000 se tornou um padrão para muitas aplicações, mas até então não era capaz de atender às exigências de aceleração em escala total superior a 25 g. Essa situação mudou quando a Marinha dos EUA procurou novos fornecedores para seu programa de Unidade de Medição Inercial de Reentrada (IMU) de 125 g. Foram realizados vários refinamentos, destacando-se a identificação do principal fator limitante para a aceleração útil. Esse fator foi identificado como a coincidência insuficiente de dois centros: o centro de massa do pêndulo, que compreende a massa de prova do sensor, e o centro de força do torque eletromagnético

usado para fechar o circuito servo. A identificação dessas limitações permitiu combiná-las com algumas mudanças sutis de design que culminaram em um Q-Flex de 125 g, dentre outras diversas faixas de aceleração .

Este trabalho descreve a construção de um protótipo de acelerômetro pendular, baseado em uma patente clássica, através de um estudo aprofundado de todos os aspectos construtivos, físicos, mecânicos e eletrônicos relacionados a essa topologia de sensor.

1.1 Motivação

A motivação inicial desta dissertação surge da importância desta topologia de acelerômetros para aplicações que exigem um alto grau de confiança. Apesar da patente já estar desprotegida, ainda existem poucas empresas no mundo capazes de reproduzir esse dispositivo, e o custo associado a ele é extremamente elevado. Essa escassez de fornecedores torna o acesso a essa tecnologia limitado e dificulta sua aplicação em projetos de menor escala.

Além disso, o próprio grupo de pesquisa do Laboratório de Medidas Inerciais e Instrumentação Eletrônica Aplicada a Sistemas Espaciais da Universidade Estadual de Londrina tem empregado o acelerômetro QA2000 em seus trabalhos, especialmente em ambientes de microgravidade durante o desenvolvimento da Plataforma de Aquisição para Análise de Dados de Aceleração (PAANDA) da PAANDA I e II, patrocinado pela Agência Espacial Brasileira (AEB) (SOUZA, 2012).

A replicação de um acelerômetro do tipo Q-Flex apresenta significativos avanços tecnológicos para aplicações nacionais atualmente sujeitas ao Regulamento Internacional de Tráfego de Armas (ITAR). Vale ressaltar que um projeto desse modelo abrange diversas disciplinas da engenharia, o que contribui para a complexidade desafiadora associada à sua reprodução.

1.2 Objetivos e Contribuições

Com base nas considerações apresentadas, este trabalho tem como propósito a construção de um protótipo de acelerômetro pendular, utilizando uma patente de referência, por meio de uma investigação detalhada dos elementos construtivos, físicos, mecânicos e eletrônicos associados a essa configuração de sensor. Os principais objetivos são explorar a fundo os princípios e as características do acelerômetro de quartzo pendular, montar obter um protótipo funcional, e validar o conhecimento sobre a tecnologia dos acelerômetros Q-

Flex, contribuindo para o avanço de soluções nessa área.

1.3 Organização

Este trabalho é dividido em 5 Capítulos. A primeira refere-se à introdução sobre o tema acelerômetros e justificativa. O capítulo 2 é uma revisão teórica, nela são abordadas os princípios de funcionamento de um acelerômetro e apresenta diversos modelos presentes no mercado, além de introduzir trabalhos semelhantes. O capítulo 3, por sua vez, se debruça no sensor Q-Flex, objeto de estudo do trabalho, e expõe a metodologia de desenvolvimento dos dois protótipos confeccionados. O capítulo 4 retrata o desenvolvimento dos sistemas eletrônicos necessários para o funcionamento do sensor proposto e o levantamento dos parâmetros de fechamento de malha. Por fim, o capítulo 5, faz as considerações do trabalho desenvolvido e identifica futuros trabalhos.

2 Acelerômetro

Este capítulo introduz os princípios fundamentais que regem o funcionamento dos acelerômetros, enfatizando suas aplicações industriais e científicas. São explorados os principais modelos desse dispositivo, delineando suas características distintivas e classificações com base em diferentes critérios. O capítulo também aborda trabalhos relacionados ao tema desta dissertação.

2.1 Introdução

No início da aviação, a direção e a velocidade eram obtidas pela bússola magnética e indicador de velocidade do *cockpit*. Com a evolução do radar, o conjunto Doppler passou a fornecer uma medição mais exata da velocidade de navegação. A navegação era baseada em cursos estimados, seguindo rotas planejadas e corrigidas pela navegação celestial. No entanto, devido à velocidade de voo, os navegadores enfrentavam dificuldades em realizar medições celestes com rapidez suficiente. A disponibilidade de balizas de rádio terrestres e sistemas como Loran e Omega, em seguida, auxiliaram a navegação se tornar mais precisa e segura (LAWRENCE, 2001).

Em tempos de guerra, entretanto, as aeronaves militares preferem não depender de balizas de rádio porque um inimigo pode bloqueá-las, além de que as aeronaves podem ser detectadas se transmitirem sinais de medição de velocidade de radar Doppler. É preciso um sistema de navegação independente, especialmente quando se deseja guiar veículos não tripulados (como uma sonda espacial ou um míssil intercontinental), também deve-se ter um sistema de navegação autônomo.

A solução para todas essas necessidades foi automatizar a navegação, o que significa encontrar uma maneira de acompanhar continuamente a posição, a velocidade e a atitude, em todas as condições climáticas, no espaço, no céu e no mar. A tecnologia de navegação inicial surgiu nesse contexto, sendo empregada pela primeira vez em armas estratégicas guiadas durante a Segunda Guerra Mundial, onde o custo era um fator irre-

levante. Décadas mais tarde, com o avanço da eletrônica, essa tecnologia tornou-se mais acessível e passou a ser utilizada comercialmente, oferecendo uma variedade de modelos para atender às diferentes aplicações.

2.2 Conceito de sensores

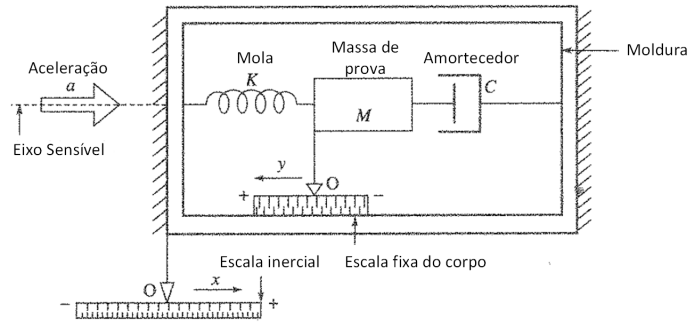
Sensores e transdutores são sistemas cujo objetivo é a medição, desempenham uma função crucial ao atribuir objetivamente números a propriedades ou qualidades de objetos ou eventos, assegurando que tais medidas sejam independentes do observador e baseadas em evidências experimentais. Isso visa garantir precisão e confiabilidade nas medições, mantendo a integridade do processo (PALLAS-ARENY; WEBSTER, 2012).

Um transdutor é um dispositivo que converte um sinal de uma forma física em um sinal correspondente com uma forma física diferente. Embora os termos "sensor" e "transdutor" sejam por vezes usados como sinônimos, a principal distinção entre eles é a capacidade do sensor de adquirir informações imperceptíveis aos sentidos humanos, enquanto o transdutor implica que as quantidades de entrada e saída não são iguais. A nomenclatura moderna adota a denominação "sensores" para transdutores de entrada e "atuadores" para transdutores de saída, enfatizando a aquisição de informações e a conversão de energia, respectivamente.

2.3 Princípios de Acelerômetros

Acelerômetros são dispositivos que operam com base no princípio da força de inércia. Eles são amplamente utilizados para medir a aceleração em diversas aplicações. Um exemplo básico para o entendimento do princípio de funcionamento é o sistema massa-mola, como ilustrado na Fig. 1. Esse sistema é composto por uma massa suspensa por molas dentro de um invólucro.

Quando o dispositivo é submetido a uma aceleração de magnitude a , a massa de prova M é deslocada em relação ao invólucro. Esse deslocamento gera uma força restauradora nas molas que tenta trazer a massa de volta à sua posição inicial. Ao medir a magnitude dessa força, é possível estabelecer uma relação proporcional entre o deslocamento da massa e a aceleração aplicada, ou seja, um acelerômetro.

Figura 1: Esquema de acelerômetro massa-mola.

Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014).

Acelerômetros são, portanto, compostos de pelo menos três elementos:

- massa de prova;
- suspensão, onde a massa se encontra;
- um *pickoff*, que emite um sinal relacionado à aceleração.

Para esse sistema, Fig. 1, é possível observar que as relações entre o tamanho da massa de prova, o amortecimento e rigidez da suspensão determinam suas características. A expressão matemática de equilíbrio de forças pode ser escrita pela Eq. 1.

$$M \left(\frac{d^2(y - x)}{dt^2} \right) + C \left(\frac{dy}{dt} \right) + Ky = 0 \quad (1)$$

onde, x é o deslocamento da estrutura do acelerômetro em relação à escala de referência inercial, y deslocamento da massa de prova M em relação à escala fixa do corpo do acelerômetro, C o coeficiente de amortecimento e K a rigidez da mola. Reorganizando, tem-se a Eq. 2.

$$M \left(\frac{d^2y}{dt^2} \right) + C \left(\frac{dy}{dt} \right) + Ky = M \left(\frac{d^2x}{dt^2} \right) = Ma \quad (2)$$

em regime estacionário, quando as derivadas de y tendem a zero, obtém-se as Eqs. 3 e 4.

$$Ma = Ky \quad (3)$$

$$a = \frac{K}{M}y \quad (4)$$

2.3.1 Resposta do Sistema

Dado que K e M são constantes no projeto do acelerômetro, a medição de y produz o valor de aceleração de entrada. A Eq. 4 serve para enfatizar uma característica crucial deste tipo de acelerômetro, onde a medição exata da aceleração linear tem precedência sobre a avaliação de vibração ou choque. A sensibilidade estática e o tempo necessário para atingir um valor de estado estável são determinados pelos parâmetros descritos na Eq. 5.

$$\frac{y}{a} = \frac{M}{K} \quad (5)$$

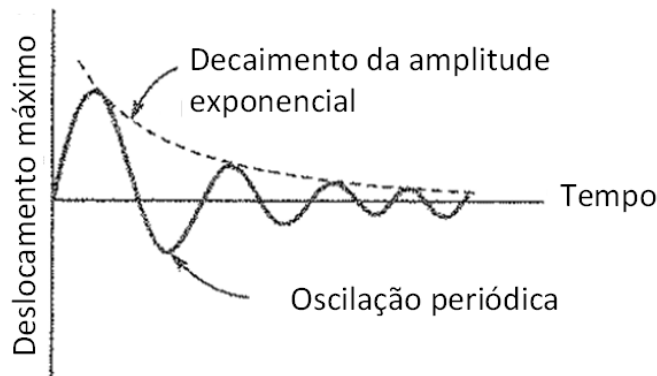
A Eq. da frequência natural (Ω_0) não amortecida de um sistema massa-mola simples é dada pela Eq. 6, obtida a partir da relação entre a constante elástica da mola (K) e a massa do objeto (M) que está ligado à mola.

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{K}{M}} \quad (6)$$

A taxa de amortecimento é uma medida importante para entender a estabilidade e o comportamento de um sistema dinâmico. Ela influencia o tempo que o sistema leva para retornar ao equilíbrio e como ele responde a diferentes tipos de perturbações. A taxa de amortecimento (ζ) em um sistema massa-mola amortecido pode ser extraída a partir das características das oscilações do sistema, conforme a Eq. 7.

$$\zeta = \frac{C}{2\sqrt{KM}} \quad (7)$$

A taxa de amortecimento também pode ser determinada através da análise de curvas de resposta, conforme a Fig. 2, que relacionam a amplitude e a frequência das oscilações. Uma taxa de amortecimento alta significa que as oscilações diminuirão rapidamente e o sistema retornará ao equilíbrio em pouco tempo. Por outro lado, uma taxa de amortecimento baixa indica que as oscilações podem demorar mais para cessar completamente.

Figura 2: Taxa de amortecimento do acelerômetro massa-mola.

Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014).

Além disso, a taxa de amortecimento também está relacionada com a forma como o sistema responde a diferentes valores de frequências de excitação. Um sistema com alta taxa tenderá a suprimir oscilações em altas frequências, enquanto um sistema com baixa taxa pode ser mais suscetível a vibrações em diferentes frequências

É importante destacar que quando submetido a uma aceleração constante, como em um estado de queda livre, não há deslocamento já que a massa de prova se mantém em $x = 0$. Mesmo sendo acelerado a $g = 9,8 \text{ m/s}^2$, a leitura a partir do acelerômetro será zero, dado que não há deslocamento relativo entre a massa de prova m e o sistema de referência. Por essa razão, esses dispositivos também são conhecidos por sensores de força específica (SFS, *specific force sensor*) já que não medem aceleração em si, mas as forças inerciais presentes (MERHAV, 1998).

2.3.2 Q-Factor

O Q-Factor, também conhecido como Fator de Qualidade, desempenha um papel crucial na avaliação da resposta ressonante de sistemas oscilatórios e na medição da eficiência de armazenamento e dissipação de energia (LAWRENCE, 2001). Esse conceito é particularmente relevante para acelerômetros, onde a capacidade de manter uma resposta exata e seletiva a frequências específicas é fundamental.

No contexto dos acelerômetros, o Q-Factor é uma medida da qualidade da ressonância e da habilidade do dispositivo em responder de forma eficaz a uma frequência específica de excitação. Um alto Q-Factor indica que o sistema é altamente ressonante e tem baixa

dissipação de energia, o que é desejável para aplicações que requerem medição exata em frequências específicas.

No caso do sistema massa-mola discutido anteriormente, o Q-Factor tem uma relação significativa com o coeficiente de amortecimento ζ . Isso é evidenciado na Eq. 8, onde o Q é diretamente proporcional a ζ :

$$Q = \frac{1}{2}\zeta \quad (8)$$

O Q-Factor também pode ser relacionado à nitidez da ressonância, representada pela largura de linha Γ (a diferença de frequência entre os dois pontos de meia potência na curva de ressonância). Isso é demonstrado na Eq. 9:

$$Q = \frac{f_n}{\Gamma} \quad (9)$$

Além disso, o Q-Factor descreve a amplitude da resposta ressonante, sendo aproximadamente igual à amplitude ressonante dividida pela amplitude motriz (transmissibilidade) para sistemas levemente amortecidos. Em última análise, o Q-Factor relaciona a energia dissipada por ciclo de vibração (ΔW) com a energia armazenada (W), sendo o amortecimento responsável pelo gasto de energia, conforme expresso na Eq. 10:

$$Q = \frac{2\pi W}{\Delta W} \quad (10)$$

2.3.3 Largura de Banda

A largura de banda em equipamentos eletrônicos refere-se à faixa de frequências na qual um dispositivo ou sistema é capaz de operar de maneira eficaz e exata. Em outras palavras, é o intervalo de frequências no qual o equipamento pode transmitir, receber ou processar sinais de maneira confiável, sem degradação significativa no desempenho.

Em sistemas de segunda ordem, a largura de banda é definida como a faixa de frequências desde o zero até a frequência na qual a fase da resposta está defasada em 90° . Para sistemas de primeira ordem, esse valor é de 45° . Outra abordagem comum é estabelecer o limite superior da largura de banda na frequência na qual a relação de amplitude da resposta é de $1/2$, o que corresponde ao ponto de -3 dB na resposta em frequência.

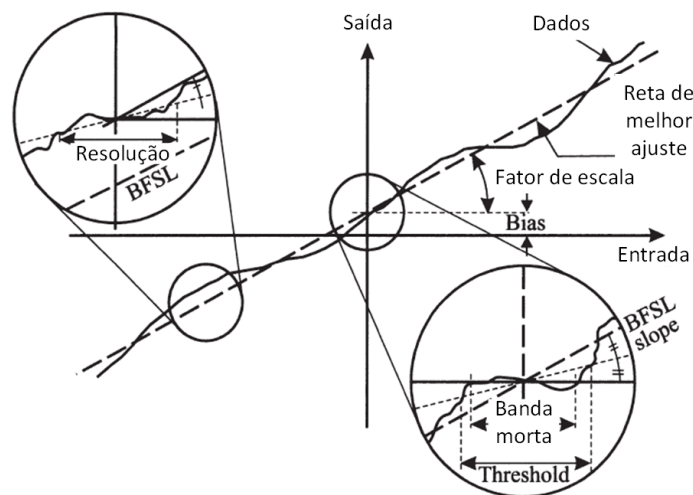
Desse modo, a largura de banda em acelerômetros é um aspecto fundamental que afeta suas capacidades de medição e a capacidade de selecionar frequências, desempenhando um papel crítico na concepção e na seleção desse tipo de sensor para determinada aplicação.

2.3.4 Fator de Escala

Um sensor inercial produz um sinal de resposta em reação à aceleração ou rotação. Esse sinal pode ser de natureza analógica, como uma tensão proporcional à entrada, ou digital, manifestando-se como frequência ou número binário. Com a crescente predominância de sistemas controlados por computadores digitais, a saída digital tornou-se a preferência, e os sinais de sensores analógicos são convertidos para digital por meio de conversores A/D (analógico-para-digital).

O fator de escala desempenha um papel vital na caracterização do sensor, estabelecendo a relação entre a variação no sinal de saída e a variação na entrada. Em grande parte dos sensores, a saída é proporcional à entrada, e o fator de escala é um valor único, representando a inclinação da linha reta obtida por meio do método dos mínimos quadrados ao plotar os dados de variação da entrada em um intervalo específico, conforme a Fig. 3.

Figura 3: Erros de saída do sensor.



Fonte: Adaptado de (LAWRENCE, 2001).

Matematicamente, o fator de escala (K) pode ser expresso pela Eq. 11.

$$K = \frac{S}{I} \quad (11)$$

Nessa equação, S refere-se ao sinal de saída do sensor, e I é a entrada real. O fator de escala constitui uma parte integral na calibração do acelerômetro, já que sua exatidão influencia diretamente a correspondência entre os dados de saída do sensor e os valores reais de entrada.

2.3.5 *Bias*

Geralmente, quando não há entrada, o sinal não é igual a zero, há um deslocamento causado por imperfeições de fabricação, denominado *bias* ou deslocamento de zero. Esse *bias* (B) está relacionado ao fator de escala e pode ser expresso pela Eq. 12.

$$\frac{S}{K} = B + I \quad (12)$$

No contexto de acelerômetros, o *bias* refere-se a um desvio sistemático da saída esperada quando a entrada é nula. Por exemplo, o *bias* pode ser resultado do torque de zero mecânico na suspensão do instrumento (como a dobradiça em um acelerômetro) que não coincide com o ponto zero de leitura, ou pode ser devido à interferência magnética de um elemento sensor interagindo com um campo magnético. Se o sistema precisa rapidamente determinar a direção norte, giroscópios horizontais e acelerômetros de nivelamento devem ter vieses repetíveis de um lado para o outro.

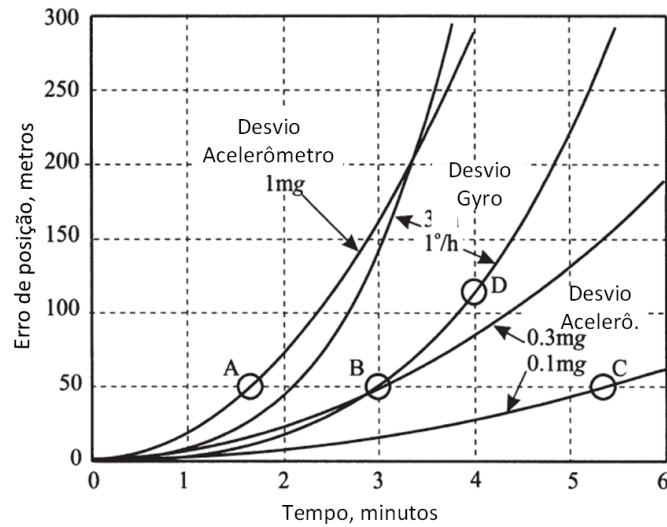
No contexto do movimento, os erros de *bias* acumulam-se em erros de posição, conforme expresso pela Eq. 13.

$$s = s_0 + v_0 t + \left(\frac{1}{2}\right) a t^2 \quad (13)$$

onde, s_0 é a posição inicial, v_0 a velocidade inicial, a a aceleração, e t o tempo. Por exemplo, partindo do repouso ($s_0 = 0$, $v_0 = 0$), um *bias* não compensado de 1 mg em um acelerômetro durante uma viagem de 1 hora resulta em um erro de posição de 65 km. Para aplicações de navegação, como aeronaves transoceânicas, é necessário um nível de compensação de acelerômetro muito melhor para garantir a exatidão. Isso é particularmente crucial para sistemas de navegação de armas táticas ou de navegação auxiliada por GPS. A Fig. 4 ilustra os erros de posição causados por diferentes valores de *bias* de acelerômetros. O ponto A representa o erro de posição de 50 m devido a um

bias de 1 mg ao longo de um intervalo de 100 s, calculado utilizando a Eq. 13. Os pontos B e C indicam os tempos necessários para acumular um erro de 50 m com acelerômetros de melhor qualidade, com *bias* de 0,3 mg e 0,1 mg, respectivamente.

Figura 4: Erro de posição induzido por *bias* do sensor.



Fonte: Adaptado de (LAWRENCE, 2001).

2.4 Classificação de Acelerômetros

Existem diversos tipos de acelerômetros adequados para diferentes aplicações. Esses sensores são categorizados com base em seu projeto e construção, com a classificação geralmente dependente da abordagem usada para detectar o deslocamento da massa de prova. Os métodos de detecção mais comumente empregados incluem:

1. Indutivo;
2. Capacitivo;
3. Óptico;
4. Piezoelétrico;
5. Piezoresistivo.

Outra classificação é se a detecção é de malha aberta ou detecção de malha fechada. Um acelerômetro de malha aberta refere-se a um sistema em que o detector ou a saída do

pickoff mede diretamente a aceleração. Por outro lado, um acelerômetro de circuito fechado emprega um sistema de realimentação de força para anular a saída do detector, com a corrente ou tensão de realimentação servindo como uma medida direta da aceleração.

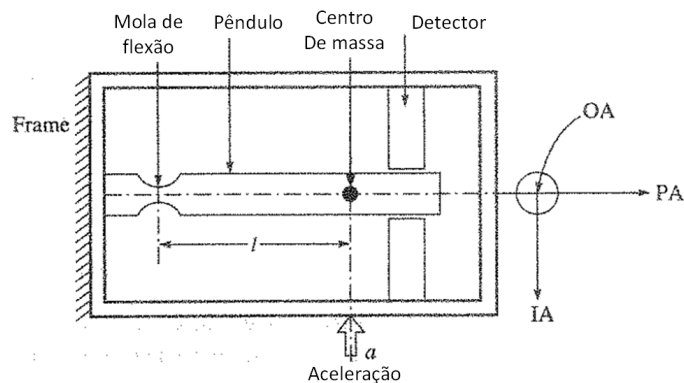
A suspensão da massa de prova é outro critério utilizado para classificação. Se a massa de prova estiver equipada com um braço de alavanca, ela é chamada de acelerômetro pendular. Por outro lado, se não houver braço de alavanca presente, ele é conhecido como acelerômetro de massa não pendular ou translacional.

Em aplicações aeroespaciais, onde a alta exatidão é essencial, o IEEE definiu uma classificação que combina os dois últimos critérios.

2.4.1 Sensor Pendular de Malha Aberta

Nesse tipo de acelerômetro, a massa de prova M é posicionada a uma distância l do centro da suspensão, conhecida como braço de alavanca. Esse arranjo, ilustrado na Fig. 5, permite que a massa de prova responda às acelerações experimentadas pelo sistema. Em um acelerômetro de malha aberta, a saída é diretamente proporcional à aceleração medida.

Figura 5: Esquemático do acelerômetro pendular de malha aberta.



Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014).

A movimentação da massa suspensa em resposta a aceleração provoca um efeito denominado pendulosidade. Essa característica de oscilação ou movimento pendular que a massa de prova exhibe é resultado do produto da massa com a distância do braço (Ml). Esse movimento pendular pode introduzir erros e inexatidões na medição da aceleração, especialmente em frequências de oscilação próximas à frequência natural do pêndulo.

A aceleração inercial atuando na massa de prova produz um torque de reação sobre o ponto de suspensão. A suspensão é normalmente fornecida por uma mola de flexão. Esse elemento normalmente é empregado porque evita o atrito.

Em estado estacionário, a aceleração a atuando no acelerômetro leva à geração de torque inercial Mla que é balanceado pela rigidez rotacional da mola K . Isso produz um ângulo de deflexão relativo θ entre a estrutura do acelerômetro e a massa de prova. A Eq. 14 é o equilíbrio do torque.

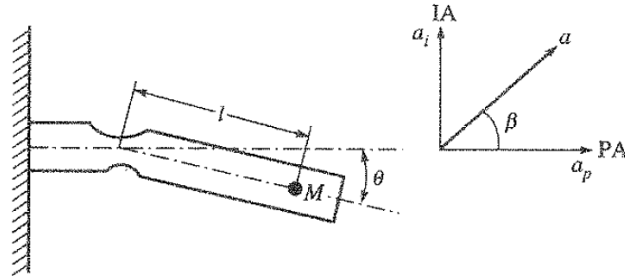
$$(Ml)a = K\theta \quad (14)$$

Comparando a Eq. 14, do acelerômetro pendular de malha aberta com a Eq. 4, do acelerômetro massa mola, pode-se observar que a sensibilidade do acelerômetro pendular aumenta por um fator de l , representando o comprimento do braço de alavanca. Isso enfatiza uma vantagem distinta da configuração pendular sobre a contraparte não pendular. O detector mede a deflexão para gerar uma saída elétrica. Os eixos ortogonais do sensor são indicados da seguinte forma:

- IA (Eixo de Entrada): Corresponde ao eixo de sensibilidade ao longo do qual a aceleração é aplicada;
- PA (Eixo do Pêndulo): Refere-se ao eixo do pêndulo;
- OA (Eixo de Saída): Representa o eixo em torno do qual ocorre a deflexão rotacional da mola.

2.4.1.1 Efeito de Acoplamento Cruzado

A configuração de malha aberta tem limitações na obtenção de desempenho de nível de navegação devido a problemas inerentes, como acoplamento de eixo cruzado e não linearidade. Esse efeito ocorre quando a sensibilidade do acelerômetro se estende a acelerações perpendiculares ao eixo de entrada pretendido. Ou seja, o acelerômetro pode reagir não apenas à aceleração ao longo do eixo pretendido, mas também a movimentos em direções ortogonais. Isso resulta em uma sensibilidade indesejada a esses movimentos adicionais, introduzindo erros nas medições. A Fig. 6 ilustra uma representação visual de como esse erro se manifesta.

Figura 6: Erro de acoplamento cruzado no acelerômetro pendular de malha aberta.

Fonte: (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014).

Considerando que uma aceleração a esteja atuando no acelerômetro de modo que tenha uma componente a_i ao longo de IA e a_p ao longo de PA. O torque T atuando na massa de prova do acelerômetro é dado pela Eq. 15.

$$T = Mla_1 \quad (15)$$

A deflexão θ é dada pela Eq. 16.

$$\theta = \frac{Mla_1}{K} \quad (16)$$

Devido a essa deflexão finita, a componente de aceleração $a_p \sin(\theta)$ atua no eixo de entrada do acelerômetro, o que resulta em um erro de acoplamento cruzado de torque T_p , conforme a Eq. 17.

$$T_p = a_p \sin(\theta) Ml \quad (17)$$

Para baixas deflexões, $\sin(\theta) = \theta$ e combinando as Equações 16 e 17 tem-se a Eq. 18.

$$T_p = \left(\frac{M^2 l^2}{K} \right) a_p a_i \quad (18)$$

Observando a Eq. 18, é possível notar que o coeficiente de acoplamento é expresso como $M^2 l^2 / K$. Isso significa que a rigidez da mola K precisa ser alta para reduzir a magnitude do coeficiente de acoplamento cruzado, porém um valor alto de K pode resultar na redução da sensibilidade do acelerômetro. Além disso, existem outros desafios de projeto que são difíceis de resolver para melhorar o desempenho na configuração de malha

aberta.

2.4.1.2 ADXL320

O ADXL320 é um acelerômetro de pêndulo baseado em tecnologia MEMS (*Microelectromechanical Systems*) desenvolvido pela Analog Devices TM. Ele funciona medindo a aceleração linear por meio de um pêndulo suspenso. Com uma faixa de medição de ± 5 g, o dispositivo possui um sensor micromecanizado de polissilício e circuitaria de condicionamento de sinal para implementar medições de aceleração em malha aberta. Suas saídas são sinais analógicos proporcionais à aceleração medida.

O acelerômetro é capaz de medir forças estáticas de aceleração, o que o torna adequado para funcionar como um sensor de inclinação. Utiliza um sistema de molas de polissilício para suspender uma estrutura sobre um substrato de silício, permitindo a medição da deflexão dessa estrutura usando um capacitor diferencial. O desequilíbrio resultante do movimento da estrutura em resposta à aceleração é convertido em uma tensão. A Tab. 1 apresenta algumas especificações desse dispositivo.

Tabela 1: Especificações do Acelerômetro ADXL320 da Analog Devices

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 5 g
Sensibilidade	$\pm 1\%$ (-20 °C a $+70$ °C)
Largura de Banda	0,5 Hz a 2,5 kHz
Resolução	0,1 g
Percentual de não linearidade	$\pm 0,2\%$
Histerese Térmica	< 3 mg (-20 °C a $+70$ °C)

Fonte: Analog Devices.

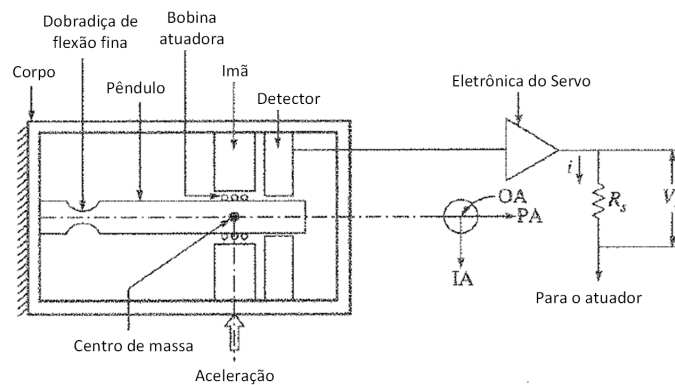
2.4.2 Sensores Pendular de Malha Fechada

Assim, como os acelerômetros pendulares em malha aberta, essa topologia de sensor também utiliza como massa de prova um pêndulo com um grau de liberdade. Por operar em malha fechada, o movimento da massa de prova é controlado por uma força elétrica, mantendo a deflexão do pêndulo próxima de zero ao longo de sua faixa operacional completa de aceleração. Isso resulta em uma significativa redução dos erros de acoplamento cruzado e de linearidade associados à saída do sensor de medição.

2.4.2.1 Características de design

Um típico acelerômetro de malha fechada possui um sistema detectivo, um sistema atuador, uma dobradiça flexível (também conhecidas como *hinge*) e suspensão pivotante, amortecimento e um servo, conforme ilustrado na Fig. 7. Esse arranjo melhora significativamente o desempenho do sensor porque os atuadores possuem mais linearidade e baixa histerese desprezando a influência de erros provenientes do sinal de saída relacionado à aceleração (*pickoff*) e das dobradiças flexíveis. O *hinge* agora pode ser bem mais flexível, apenas forte o suficiente para não quebrar sob choque ou vibração. O mais importante da malha fechada é que as posições nulas mecânicas e elétricas sejam estáveis ao longo do tempo e da temperatura.

Figura 7: Esquemático Acelerômetro Pendular Básico de Malha Fechada.



Fonte: Adaptado (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014)

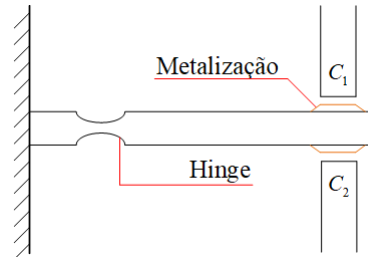
Como mencionado anteriormente, acelerômetros de malha fechada são compostos por um pêndulo e, quando uma aceleração é aplicada no eixo do sensor, a massa de prova tende a rotacionar do eixo de saída e sair da posição nula. Existem várias formas de medir essa variação, mas a ideia é que uma vez aferida, um sinal proporcional ao deslocamento do pêndulo seja condicionado e aplicado nos atuadores de modo a anular o torque gerado pela aceleração e manter o pêndulo na posição nula.

Detector

Um detector mede a rotação ou a translação linear da massa de prova em relação à caixa do acelerômetro quando a aceleração atua ao longo do eixo de entrada. Os detectores comuns, frequentemente chamados de captadores, são de natureza indutiva, capacitiva ou óptica. Os detectores capacitivos são normalmente empregados nesse modelo

de acelerômetro, usando um par de capacitores C_1 e C_2 para que eles estejam em lados opostos do pêndulo, conforme a Fig. 8.

Figura 8: Esquema *pickoff* capacitivo em um acelerômetro.

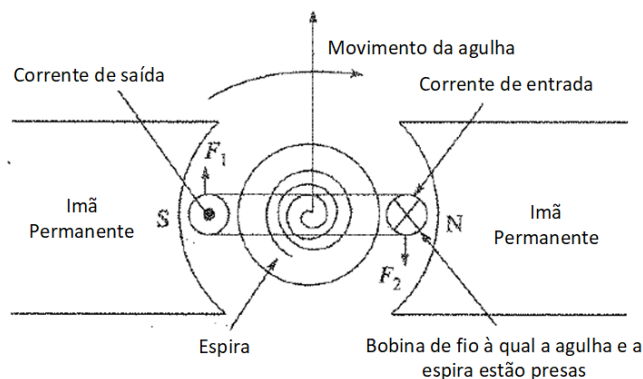


Fonte: Próprio autor.

Atuador

O tipo de atuador mais comumente utilizado nesse modelo de acelerômetros opera com base no princípio D'Arsonval, onde um campo magnético gerado por ímãs permanentes interage com bobinas que transportam uma corrente elétrica. Como ilustra a Fig. 9. No acelerômetro, a espira não é necessária, pois a força restauradora é fornecida pela aceleração que atua sobre a massa de prova. As duas forças eletromagnéticas F_1 e F_2 formam um par para proporcionar uma rotação cuja direção será oposta àquela produzida pela força inercial.

Figura 9: Ilustração do princípio D'arsonval como forçador para acelerômetro.



Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014)

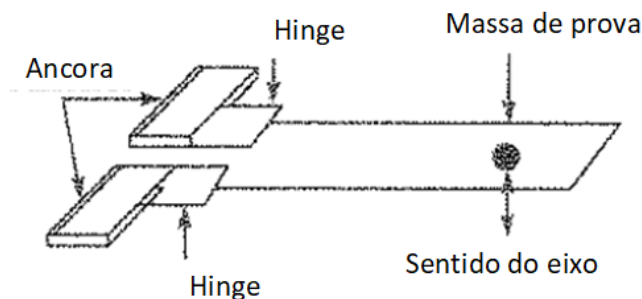
Flexão e suspensão do pêndulo

Dobradiças flexíveis são muito utilizadas em aplicação de engenharia de precisão e são consideradas ideais para acelerômetros de malha fechada, pois não apresentam atrito estático e têm resolução infinita. Em um acelerômetro de malha fechada, todo o torque de restrição é fornecido pelo sistema de força servo-operado. Isso significa que as dobradiças flexíveis não precisam fornecer torque de restrição, o que lhes permite ser muito leves e finas.

A espessura das dobradiças flexíveis é projetada para garantir que elas sejam resistentes a choques mecânicos e vibrações, bem como à microdeformação. Os materiais típicos para dobradiças flexíveis são elgiloy¹, cobre-berílio² e aço maraging³. O quartzo fundido também é um bom material, especialmente com o desenvolvimento de técnicas de usinagem precisas.

Normalmente, duas suspensões flexíveis coplanares são usadas para sustentar um pêndulo de flexão fina, como mostrado na Fig. 10. Durante a operação normal em circuito fechado, o sistema de forçamento elétrico se opõe à carga de aceleração, fornecendo uma condição quase livre de tensão para as dobradiças.

Figura 10: Suspensão de pêndulo coplanar com dobradiças de flexão finas.



Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014)

2.4.2.2 QA1000

Um exemplo de sensor pendular de malha fechada é o Q-flex, muito importante e amplamente utilizado em uma variedade de aplicações aeroespaciais e outras. Para ilustrar as

¹Elgiloy é uma "superliga" composta por de cobalto, cromo, níquel, entre outros. É usado para fabricar molas resistentes à corrosão e que exibem alta resistência, ductilidade e boa resistência à fadiga.

²É uma liga que tem como características alta dureza, leve, resistência à corrosão e ao desgaste e excelente durabilidade.

³São aços classificados como de ultra alta resistência devido a suas propriedades mecânicas, que podem atingir 2 GPa de limite de escoamento.

características desse modelo, a Tab. 2 apresenta as especificações dos QA1000 da Sundstrand. Note a excelente linearidade e altíssima resolução fornecida por esse modelo.

Tabela 2: Especificações Acelerômetros Q-Flex da Sundstrand

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 25 g
Fator de Escala	1,33 mA/g $\pm 10\%$
Frequência de resposta	300 Hz $\pm 5\%$
Resolução	1 μ g
Linearidade	20 μ g/g ²
Percentual de Histerese Térmica	0,001%

Fonte: (MERHAV, 1998).

2.4.3 Transdutores piezo e capacitivos

Uma grande classe de acelerômetros são os sensores ou transdutores piezo, esse termo deriva do grego e significa pressão. A resposta piezoelétrica ocorre devido a uma propriedade intrínseca única do material, como o quartzo ou outras estruturas cristalinas. Dentro dessa família de sensores existem vários tipos como: piezovoltáicos, piezoresistivos, piezocapacitivos ou piezomagnéticos e apesar de suas variações todos eles reagem à pressão no sentido de que respondem através de diferentes quantidades fisicamente mensuráveis à pressão ou tensão.

Em geral, os piezotransdutores são dispositivos comerciais acessíveis com exatidão moderada. Sua aplicação principal é medir, monitorar e/ou controlar vibrações em estruturas. Ao contrário dos acelerômetros de precisão mencionados anteriormente, os piezotransdutores são normalmente projetados para medir choques e vibrações de alta intensidade, atingindo até milhares de g's e operando em altas frequências na faixa de 10 a 20 kHz.

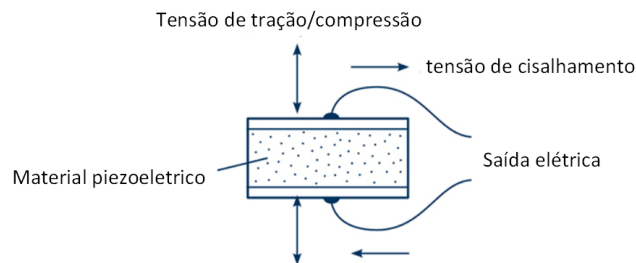
No entanto, eles podem não ser otimizados para medições de frequência muito baixa ou corrente contínua (CC). Os dispositivos piezoelétricos atendem naturalmente a esses requisitos específicos.

2.4.3.1 Acelerômetros piezoelétricos

O princípio de funcionamento de acelerômetros piezoelétricos (PE) é baseado em uma unidade de massa-mola que gera uma força proporcional à amplitude de vibração. Uma das vantagens dos PEs é que eles são autoinduzidos, portanto, não requerem uma fonte de alimentação externa. A força aplicada no PE produz, desse modo, uma carga em seus terminais proporcional ao movimento mecânico. Esses sensores geralmente são utilizados com materiais ferroelétricos, cerâmicas artificiais que passam por um processo de polarização artificial para receberem propriedades piezoelétricas. Cristais como o quartzo podem ser usados por serem materiais naturalmente piezoelétricos, porém, possuem sensibilidade relativamente baixa. É possível obter sensibilidade de carga e faixa de temperatura de operação significativamente maiores por meio da utilização de uma composição cerâmica apropriada.

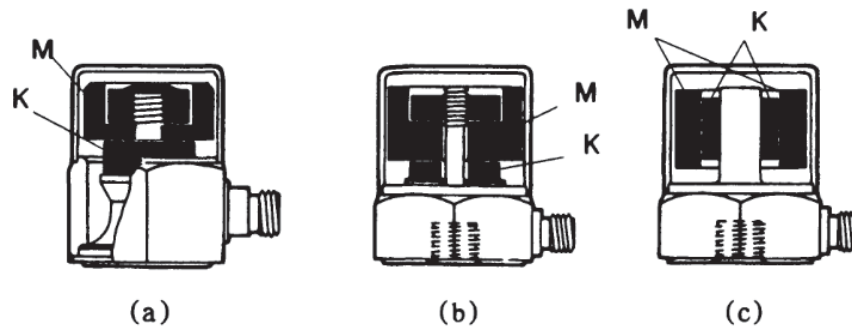
O sensor, ilustrado na Fig. 11, possui um pilar central no qual a massa é comprimida no elemento sensível, por meio de um orifício central, a fim de pré-tensioná-lo.

Figura 11: Especificações Acelerômetros Piezoelétrico.



Fonte: (MERHAV, 1998).

Entre os diferentes designs disponíveis de elementos piezoelétricos (PE), o mais comum é o chamado *single-ended compression* (SEC), conforme a Fig. 12. Esse *design* é amplamente utilizado devido à sua alta sensibilidade e frequência de ressonância, tornando-o um dispositivo útil para aplicações gerais. O *design Isoshear* permite a utilização de múltiplos cristais e compensadores passivos, ampliando a faixa de sensibilidade e compatibilidade de temperatura. Este projeto também acomoda vários materiais piezoelétricos, permitindo otimização para condições extremas de temperatura. Ele oferece estabilidade de temperatura excepcional e relações sinal-ruído excepcionalmente altas em uma ampla gama de condições operacionais.

Figura 12: Tipos de Acelerômetros Piezoelétrico: (a) SEC, (b) Isobase e (c) Isoshear.

Fonte: Adaptado de (MERHAV, 1998).

2.4.3.2 Acelerômetro CCLD miniatura Tipo 4934

Os acelerômetros CCLD miniatura tipo 4394, produzido pela BRÜEL & KJÆR, é um acelerômetro piezoelétrico de 1 eixo, projetado para medições em estruturas leves, onde vibrações de alta frequência e de nível relativamente alto são encontradas. O acelerômetro Tipo 4394 é um acelerômetro IEPE, o que significa que sua saída é um sinal elétrico de corrente contínua (CC) de amplitude proporcional à aceleração aplicada. Isso permite que o acelerômetro seja conectado diretamente a um amplificador IEPE, que converte o sinal CC em um sinal de tensão ou corrente alternada (CA), que pode ser facilmente processado por um computador ou outro dispositivo de aquisição de dados. Esse modelo de sensor é voltado pra a medição e análise de choques e vibrações e monitoramento de vibração. A Tab. 3 apresenta mais especificações desse modelo.

Tabela 3: Especificações do Acelerômetro CCLD miniatura Tipo 4934.

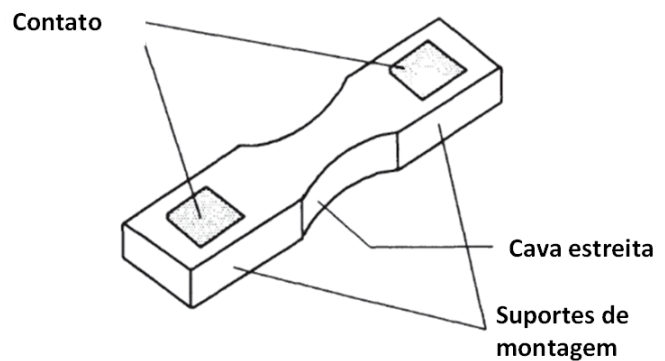
Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 500 g
Sensibilidade	1 mV/g
Frequência de resposta	1 Hz – 25 kHz
Nível máximo de choque	10000 g
Frequência ressonante	52 kHz
Ruído Residual	2500 μ g

Fonte: BRÜEL & KJÆR.

2.4.3.3 Acelerômetros piezoresistivos

Os elementos piezoresistivos (PR) são resistores de silício de estado sólido que exibem uma mudança na resistência elétrica proporcional ao estresse mecânico aplicado. Esses elementos são conectados mecanicamente a vigas em balanço e conectados eletricamente a uma ponte de *Wheatstone*, resultando em uma saída elétrica que corresponde à aceleração vibratória. A amplitude e o quadrado da frequência angular determinam a magnitude desta saída. Os medidores PR oferecem várias vantagens em relação aos medidores de fio, incluindo histerese mínima e sensibilidade significativamente maior. Eles também são capazes de fornecer uma resposta de corrente contínua (CC), tornando-os adequados para medições estáticas ou pulsos de longa duração. Devido ao uso de uma fonte de alimentação externa, os medidores PR podem exibir impedância de saída muito baixa, eliminando a necessidade de pré-amplificação. Além disso, seu tamanho em miniatura permite aplicações versáteis. É importante ressaltar que os elementos PR são fabricados a partir de uma única peça de silício, conforme ilustrado na Fig. 13.

Figura 13: Ilustração de um medidor piezoresistivo fabricado de uma única peça de silício.



Fonte: (MERHAV, 1998).

2.4.3.4 Honeywell MA15

O Modelo MA15 é um acelerômetro piezoresistivo de 1 eixo, amplificado e de baixo custo, produzido pela Honeywell. Ele oferece uma ampla faixa dinâmica, com uma sensibilidade de 100 mV/g. O acelerômetro é também muito resistente a vibrações e choques, o que o torna ideal para aplicações em testes industriais e automação. A Tab. 4 apresenta mais especificações desse modelo.

Tabela 4: Especificações do Acelerômetro MA15.

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 100 g
Sensibilidade	100 mV/g
Frequência de resposta	2 Hz – 1 kHz
Sensibilidade à temperatura	0,145 /°F
Frequência ressonante	5 kHz
Ruído Residual	0,3 mg

Fonte: HONEYWELL.

2.4.4 Acelerômetros de capacitância variável

Os acelerômetros de capacitância variável são dispositivos projetados especificamente para medir acelerações de baixo nível com grande exatidão. O princípio de funcionamento desses sensores é baseado na criação de uma estrutura capacitiva de placas paralelas a partir de um único cristal de silício microusinado. Quando esse elemento sensor é ligado eletricamente a um circuito eletrônico, ele se torna capaz de detectar acelerações de corrente contínua (CC) até 400 Hz.

2.4.4.1 MICROTRON

O MICROTRON possui diversas vantagens, incluindo baixo ruído, grande largura de banda e um sinal de saída de alto nível com baixa impedância. Isso é possível devido à eletrônica integrada ao sensor. Sua alta sensibilidade na faixa de baixa gravidade (g) o torna ideal para várias aplicações, como monitoramento de trajetórias, estudo de vibrações estruturais, análise de movimento em sistemas homem-máquina e pesquisa em interferência biodinâmica.

O projeto do MICROTRON incorpora um par de elementos de silício dispostos em uma configuração de ponte diferencial, e utiliza amortecimento de gás para otimizar a resposta de frequência e manter um coeficiente de amortecimento estável em uma ampla faixa de temperatura. Isso garante que o sensor seja confiável e preciso em uma variedade de condições de operação. A Tab. 5 apresenta mais especificações desse modelo

Tabela 5: Especificações do acelerômetro de capacitância variável endevco MICROTRON.

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 10 g
Sensibilidade	200 mV/g $\pm 5\%$
Frequência de resposta	1 – 400 Hz $\pm 5\%$
Ruído	3 mV _{RMS}
Amortecimento de frequência ressonante	2700 Hz
Histerese	1%

Fonte: (MERHAV, 1998).

2.4.5 Acelerômetros de feixe vibratório

Diferentemente dos acelerômetros convencionais, o *Vibration Beam Accelerometer* (VBA) possui uma saída de frequência que pode ser processada diretamente por eletrônica digital, evitando erros adicionais de conversão analógico-digital. Isso o torna compatível com sistemas de navegação digital de alta velocidade e controle de voo, oferecendo excelente precisão, menor custo e vantagens em termos de peso. Por conta dessas características, essa classe de sensores tem se destacado significativamente em sistemas de orientação (NORLING, 1991).

Essa classe de instrumento utiliza um feixe elástico como elemento ressonante em um oscilador eletromecânico excitado piezoelectricamente ou eletromagneticamente. A aceleração é medida a partir da variação de frequência de ressonância do feixe, ligando uma extremidade da viga rígida à massa sísmica e a outra extremidade à carcaça montada no corpo, conforme ilustrado na Fig. 14.

Em repouso ($a = 0$), a frequência de ressonância transversal f_0 do viga suspensa pode ser expressa em termos da rigidez da viga transversal (K) e da massa equivalente da viga (m), pela Eq. 19.

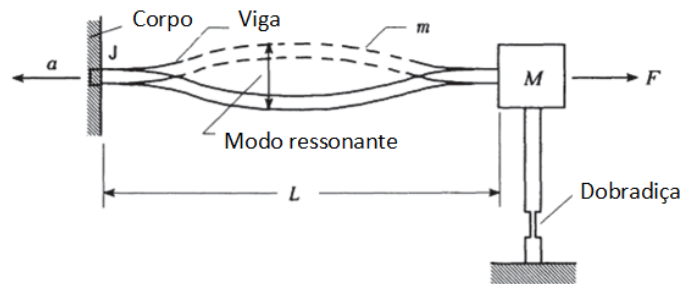
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{m}} \quad (19)$$

Quando uma aceleração de magnitude a é submetida ao longo da direção do comprimento da viga, a força inercial resultante Ma causa um deslocamento na frequência ressonante transversal do feixe e a magnitude f_a da frequência deslocada conforme a Eq.

20, onde β é a constante do design.

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{K}{m} + \frac{\beta}{m}\right)} \quad (20)$$

Figura 14: Acelerômetro de Feixe Vibratório.



Fonte: (MERHAV, 1998).

Esse acelerômetro funciona em malha aberta, ainda assim, possui um ampla largura de banda de resposta. Isso se deve à alta rigidez da viga, que implica em uma frequência natural muito alta do sistema de massa sísmica e dois transdutores de força, ou seja, os feixes vibratórios, são dispostos em um modo de carregamento *push-pull* que efetivamente cancela essa não linearidade.

O ressonador VBA é uma estrutura mecânica projetada para vibrar em sua frequência de ressonância com um alto fator Q . O alto fator Q significa um pico de resposta acentuado, pois o amortecimento em tal estrutura será bastante baixo. O fator de escala natural do ressonador não é alto para aplicações de navegação. Muitas vezes, o processamento eletrônico digital é empregado usando sinais de clock de alta frequência.

Um exemplo de um VBA é um acelerômetro de feixe vibratório MEMS diferencial que demonstra excelente estabilidade para aplicações de navegação inercial apresentado em (LEVY et al., 2014). A resposta do acelerômetro demonstra excelente linearidade em uma faixa de aceleração de ± 25 g ($1 \text{ g} = 9,8 \text{ m/s}^2$) com um fator de escala de 1110 Hz/g. Uma instabilidade de polarização durante a execução de $0,123 \mu\text{g}$ para um tempo de integração de 10 s e uma caminhada aleatória de velocidade de $0,7 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ são registradas. A Tab. 6 apresenta mais especificações desse modelo

Tabela 6: Especificações do Acelerômetro VBA.

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	± 25 g
Sensibilidade	50 μ g
Fator de Escala	1110 Hz/g
Instabilidade de polarização	0,123 μ g - 10 s
Caminhada aleatória de velocidade	0,7 μ g / $\sqrt{\text{Hz}}$
Linearidade	0,1%

Fonte: (MERHAV, 1998).

Filatov et al. (2021) apresenta uma técnica para determinar os parâmetros de precisão de acelerômetros em um suporte de dois eixos (TS) para imitar o movimento espacial. Sua aplicação permite reduzir o tempo de calibração de sensores inerciais individuais, bem como coletar dados durante a medição de temperatura dinâmica.

2.4.6 MEMS

MEMS é a sigla para Micro-Eleto-Mecânicos (*Micro-Electro-Mechanical Systems*, em inglês). São dispositivos ou sistemas miniaturizados que integram componentes mecânicos, elétricos e, por vezes, ópticos, em uma única estrutura microscópica. Esses sistemas são fabricados usando técnicas de microfabricação e processos semelhantes aos utilizados na confecção de circuitos integrados.

Os MEMS não são uma classe em si ou um método de detecção, mas sim uma tecnologia ou método de construção projetados para realizar funções mecânicas ou eletromecânicas em escalas muito pequenas, muitas vezes na ordem dos micrômetros. Dentro incluem acelerômetros, giroscópios, sensores de pressão, microespelhos para *displays* e projetores, além de sistemas microfluídicos usados em análises químicas e biológicas. Devido à sua pequena escala e eficiência energética, os MEMS têm uma ampla gama de aplicações em eletrônica, medicina, automação industrial, telecomunicações, automotiva e muitas outras áreas.

2.4.6.1 ADXL345

Um dos exemplos mais conhecidos e amplamente utilizados de acelerômetro MEMS é o ADXL345, fabricado pela Analog Devices. O ADXL345 é um acelerômetro digital de

três eixos que mede aceleração linear em três direções: x, y e z. Ele é projetado para detectar acelerações de movimento, inclinação e impacto, e é frequentemente integrado em dispositivos eletrônicos, como smartphones, tablets, consoles de jogos, dispositivos de realidade virtual e wearable devices.

O ADXL345 possui uma combinação de tamanho compacto, baixo consumo de energia e alta exatidão que o torna uma escolha popular para diversas aplicações. Ele utiliza a tecnologia MEMS para medir acelerações e fornece saídas digitais que podem ser facilmente lidas e processadas por microcontroladores ou microprocessadores. A Tab. 7 apresenta algumas especificações desse modelo de acelerômetro.

Tabela 7: Especificações Acelerômetros ADXL345

Especificação	Valor Numérico
Faixa de medição	até ± 16 g
Fator de Escala	34,5 mg/LSB
Frequência de resposta	800 Hz
Sensibilidade	35 LSB/g
Não Linearidade	$\pm 0,5\%$
Histerese Térmica	0,01%/°C

Fonte: (MERHAV, 1998).

2.4.7 Resumo de Modelos de Acelerômetros

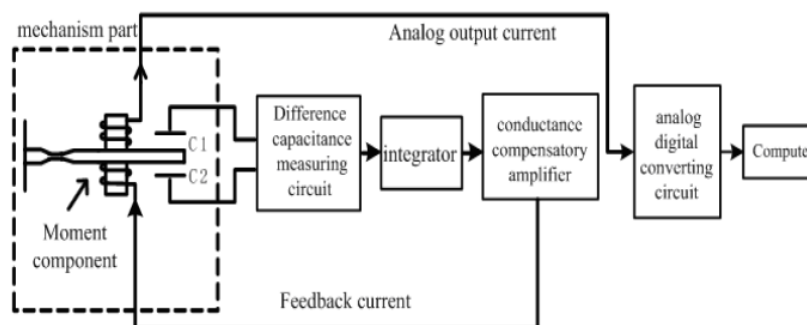
Nesta seção, são explorados vários modelos de acelerômetros e suas respectivas aplicações. A Tab. 8 reúne informações essenciais sobre esses modelos, oferecendo uma visão abrangente das capacidades e usos de cada tipo de acelerômetro.

Tabela 8: Modelos de acelerômetros e suas principais aplicações.

Tipo de Acelerômetro	Modelo	Aplicações Principais
Pendular de Malha Aberta	ADXL320	Dispositivos eletrônicos
Pendular de Malha Fechada	QA1000	Aplicações aeroespaciais, controle de voo
Piezoelétrico	CCLD Tipo 4394	Medição de vibrações em estruturas
Piezo-resistivo	Honeywell MA15	Medição de choques e vibrações de alta intensidade
Capacitância Variável	Endevco Microtron	Medição de acelerações de baixo nível
VBA	Não especificado	Sistemas de navegação inerciais
MEMS	ADXL345	Dispositivos eletrônicos, <i>smartphones</i> , <i>wearables</i>

2.4.8 Trabalhos Semelhantes

Em Li et al. (2011) é proposto uma nova tecnologia para acelerômetros Q-Flex de circuito fechado digital (DCL-QFA). O DCL-QFA, apresentado na Fig. 15, é diferente do circuito de controle analógico atual, pois pode gerar dados de aceleração digital diretamente sem o circuito de conversão analógico-digital, o que resulta em maior acurácia de medição e facilita a realização de cálculos de alto desempenho.

Figura 15: Esquemático do DCL-QFA proposto.

Fonte: (LI et al., 2011).

A utilização de um *loop* digital traz como principais vantagens o aumento da estabilidade e simplificação do projeto. O algoritmo de controle pode ser facilmente implementado em um *loop* embarcado. Além disso, a diminuição do módulo analógico contribui para o aumento da estabilidade do sistema. Nesse cenário, os dados digitais são produzidos diretamente, eliminando a necessidade de uma seção de conversão. A estrutura simplificada do sistema reduz significativamente o custo total e, importante destacar, a exatidão do circuito fechado digital não é inferior à do sistema analógico equivalente.

Os resultados dos experimentos mostraram que o DCL-QFA tem um ruído de fundo de $0,015 \text{ mg}/\sqrt{\text{Hz}}$, o que é significativamente menor do que o ruído de fundo do circuito de controle analógico atual. Isso indica que o DCL-QFA pode ser usado para aplicações que requerem alta exatidão de medição, como sistemas de navegação e controle de movimento.

Em Grebennikov et al. (2021), é proposto um controle digital na malha de controle para um acelerômetro de pêndulo de quartzo com compensação. O foco central é a construção de um sistema de controle digital que oferece medições de alta exatidão da aceleração aparente real em relação ao eixo de sensibilidade. Algumas abordagens de síntese de controladores discretos são exploradas, analisando suas soluções nos domínios do tempo e da frequência, o que confirma a eficácia do controle obtido.

Zhang et al. (2021) desenvolve um servo acelerômetro quartzo flexível com baixo consumo de energia. O circuito utiliza um chip amplificador de transcondutância/compensação de fonte de alimentação estabilizada linear e o chip de conversão de tensão do capacitor diferencial onde a função é converter o sinal de tensão convertido pelo capacitor diferencial em uma corrente de equilíbrio.

2.5 Conclusões sobre Acelerômetro

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos e fundamentos subjacentes ao funcionamento de acelerômetros inerciais. Esses proporcionam uma base sólida para a análise das vantagens e desvantagens inerentes a cada modelo e sua aplicabilidade específica.

Dentre a ampla variedade de acelerômetros disponíveis, apenas poucos conseguem alcançar a acurácia e resolução oferecidas por um sistema de malha fechada, como o QA1000. Não é por acaso que essa topologia é altamente valorizada por projetistas de sistemas de navegação. O modelo Q-Flex, em particular, destaca-se não apenas por suas capacidades de medição exatas, mas também pelo design singular e por vários aspectos construtivos. Esses elementos distintos contribuem para a eficácia e confiabilidade do dispositivo em

aplicações de INS. Várias pesquisas têm sido conduzidas para a implementar um sistema de controle digital nesse sensor para simplificar o projeto e aumentar a confiabilidade.

No próximo capítulo, é feito um estudo mais aprofundado da mecânica intrínseca do Q-Flex, com o objetivo de desenvolver um protótipo funcional. Esta investigação na mecânica do sensor servirá como base essencial para o desenvolvimento do de um próprio protótipo funcional, que será explorado e refinado no decorrer do capítulo.

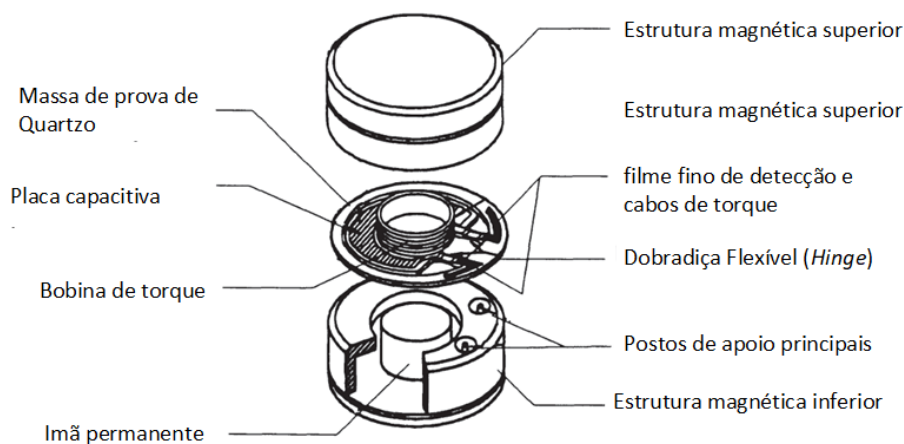
3 Modelos Eletromecânicos

Este capítulo concentra-se em uma análise aprofundada do *design* do acelerômetro Q-Flex e no desenvolvimento de dois protótipos distintos. A análise inicial foca nos princípios fundamentais que orientam o funcionamento do dispositivo. Em seguida, são apresentadas duas abordagens de protótipos: a primeira, modular e voltada para estudos e validação de hipóteses, proporcionando flexibilidade para explorar os princípios teóricos do acelerômetro em diversas condições. O segundo protótipo, construído com base nos aprendizados do primeiro, é projetado como um modelo robusto para atender às demandas de aplicações do mundo real, mantendo a eficácia do sensor Q-Flex em ambientes desafiadores. O capítulo detalha as decisões de *design*, metodologias de desenvolvimento e considerações práticas para ambos os protótipos.

3.1 Acelerômetro Q-Flex

O Q-Flex, um dos principais exemplos de acelerômetros pendulares de malha fechada, é baseado no primeiro projeto altamente eficiente de acelerômetros divulgado no final da década de 60 (JACOBS, U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969). O projeto original do dispositivo foi concebido pela Sundstrand Corporation, posteriormente adquirido pela AlliedSignal e atualmente fabricado pela Honeywell. A patente, ilustrada na Fig. 16, traz uma massa de prova ou sísmica que é fixada a um pêndulo com dobradiças duplas, sendo fabricado em uma única peça de quartzo, dando origem a denominação de Q-Flex (*quartz flexure*).

A Sundstrand introduziu os primeiros acelerômetros Q-flex em 1972, a classe QA1000 apresentada anteriormente, que tinha uma sensibilidade de 1,33 mA/g e uma faixa de medição de ± 25 g. Desde então, vários modelos de acelerômetros Q-flex surgiram no mercado com diferentes características e desempenhos. Por mais de quatro décadas, o Q-flex tem desempenhado um papel fundamental e continua sendo um componente amplamente empregado em diversas aplicações aeroespaciais e de extrema exatidão (SAVAGE, 2013).

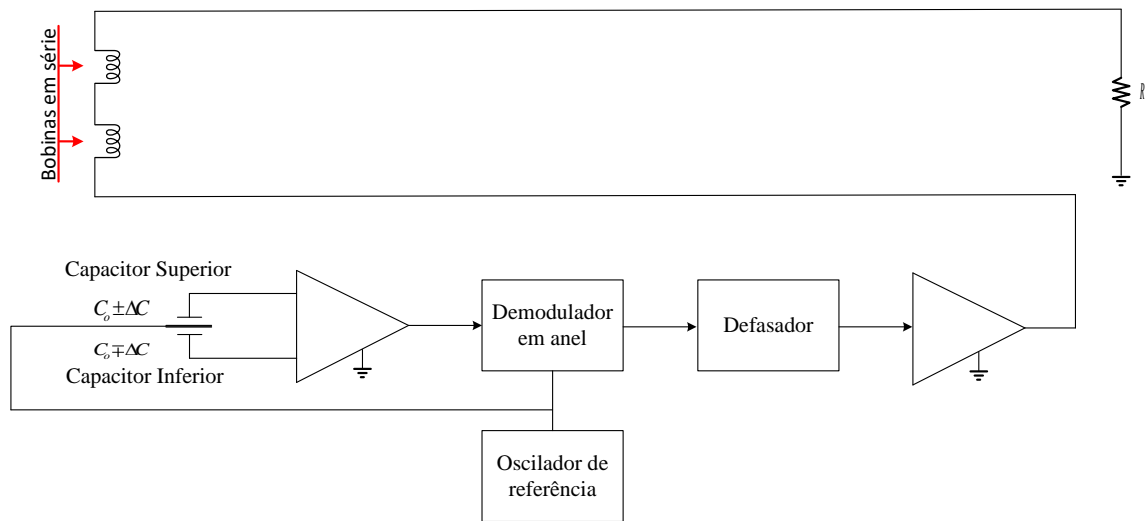
Figura 16: Esquema construtivo Acelerômetro Q-Flex

Fonte: Adaptado de (MERHAV, 1998).

Pode-se notar na Fig. 16 que conjunto pêndulo-massa é composto de uma fenda em forma de anel no bloco de quartzo, resultando em um disco central conectado a uma borda externa contínua através de duas pontes estreitas e finas, que atuam como dobradiças. O disco central desempenha o papel de massa de prova, enquanto as pontes finas funcionam como flexores, e a borda externa serve como suporte para os flexores e o pêndulo anexado. Devido à sua sensibilidade e a necessidade de controlar as características físicas desejadas, as duas pontes flexoras críticas são criadas por meio de mascaramento químico. Uma parte do disco central é revestida com filmes metálicos depositados por vapor, a fim de fornecer as superfícies elétricas necessárias para a captação capacitiva balanceada. Bobinas de torque são conectadas simetricamente aos lados do disco central e eletricamente ligadas para completar a montagem da massa de prova, flexores e suporte flexor.

Um acelerômetro Q-Flex funciona em malha fechada usando um sistema de controle que compara o sinal de saída do sensor com um sinal de referência e corrige o sinal de entrada para minimizar o erro, conforme a Fig. 17. O sinal de referência é proporcional à aceleração a ser medida e o sinal de saída é proporcional à deformação do cristal de quartzo causada pela força aplicada. O sistema de controle ajusta a tensão elétrica aplicada as bobinas adjuntas ao cristal para anular a deformação do *hinge* e mantê-lo na referência. Dessa forma, o acelerômetro Q-flex consegue medir a aceleração com alta exatidão e estabilidade.

Figura 17: Esquemático do acelerômetro Q-Flex.

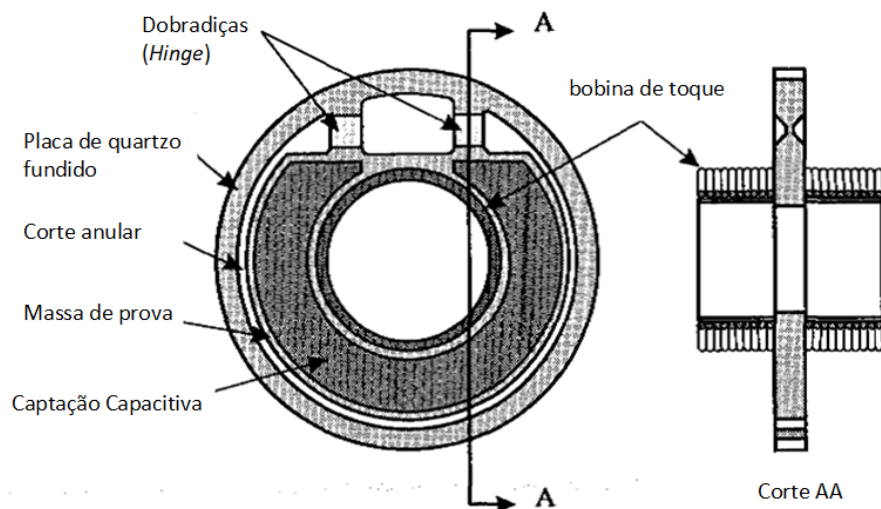


Fonte: Próprio autor.

A recompensa da tecnologia refinada e do sólido princípio de operação descrito anteriormente é demonstrada pelos dados da Tab. 2. Observa-se especialmente a baixa distribuição típica de frequência de ruído, a grande largura de banda, a excelente linearidade e a baixíssima sensibilidade à interferências ambientais.

3.1.1 Anel de massa de prova

O anel de massa de prova é um componente crucial de um acelerômetro Q-Flex, responsável por converter o movimento mecânico em um sinal elétrico que pode ser medido. Originalmente denominado *flapper*, o projeto envolve vários fatores, incluindo sensibilidade, faixa de frequência e condições ambientais. Por exemplo, um *flapper* altamente sensível pode detectar pequenas acelerações, mas pode não ser tão durável quanto um feito de um material mais robusto. O anel é uma peça única com dobradiça flexível e uma estrutura de pêndulo, geralmente feita de um material estável termicamente e não condutor, como o quartzo fundido.

Figura 18: Construção do pêndulo do Q-Flex

Fonte: Adaptado de (MERHAV, 1998).

O material da Fig. 18 possui um papel importante no erro de escala. Quartzo possui um coeficiente de expansão térmica baixo, de $0,6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, quando comparado a outros materiais, por exemplo, aço com $12 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Dessa forma a pendulosidade, que é o produto da massa com o comprimento do pêndulo a partir da dobradiça, sofre poucas alterações especialmente no momento da passagem de corrente no sistema de atuação para de anular o torque aceleração (LAWRENCE, 2001).

O uso de quartzo fundido nesta estrutura oferece outras vantagens significativas devido à sua natureza amorfa¹ e isotrópica². O quartzo fundido permanece inalterado após processo de corrosão nas regiões manipuladas no anel, preservando suas propriedades mecânicas, como módulo de Young, limite elástico e coeficiente de expansão térmica. Isso torna o quartzo fundido uma escolha de material ideal para manter a integridade estrutural e a confiabilidade do sistema.

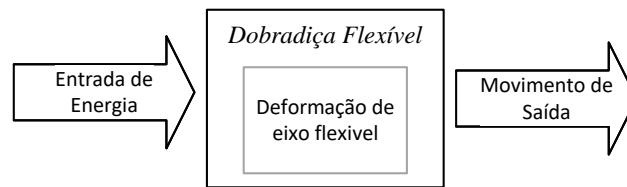
Conforme mencionado anteriormente, o movimento do anel de massa de prova se deve ao par de dobradiças flexíveis. A dobradiça de flexão, também chamada de pivô de flexão, consiste em uma região flexível e estreita entre duas partes rígidas que deve sofrer rotação relativa limitada em um mecanismo devido à presença de pelo menos uma dobradiça de flexão. Esses mecanismos ganham mobilidade ao converter uma forma de entrada de energia (como mecânica, elétrica, térmica, magnética, etc.) em movimento de saída, como

¹Significa que sua estrutura cristalina não é bem definida ou ordenada como a de cristais regulares

²A isotropia significa uniformidade nas propriedades físicas em todas as direções.

mostrado na Fig. 19. *Designs* de dobradiças de flexão, como flexões de entalhe (como uma cunha), são comuns em aplicações de engenharia de precisão devido às suas vantagens, incluindo capacidade de ser utilizada em aplicações de pequena escala, capacidade de rotação confiável e alta repetibilidade, sem perdas por atrito e não requerem manutenção. As dobradiças de flexão não requerem reparo, pois os mecanismos funcionarão até que algo falhe (geralmente as flexões) devido a fadiga ou sobrecarga (WEISBORD, 1965).

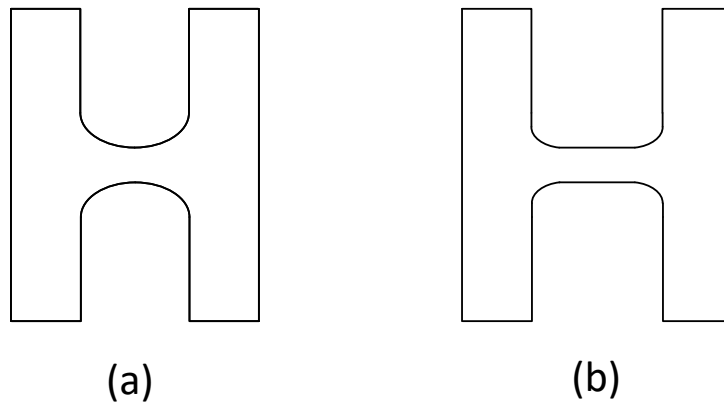
Figura 19: Representação Esquemática de conversão de energia do *hinge*.



Fonte: Próprio autor.

As dobradiças de flexão *notch* experimentam uma aplicação crescente na indústria e na pesquisa, a Fig. 20 ilustra os dois modelos mais comumente utilizados. Devido às suas vantagens mencionadas anteriormente, estão sendo cada vez mais aplicadas em tecnologias tanto civis quanto militares para engenharia de precisão. Uma área que seu uso tem crescido rapidamente, inclusive, é a dos sistemas microeletromecânicos (MEMS), onde a estrutura em microescala desses mecanismos requer o uso quase exclusivo de dobradiças de flexão como juntas entre membros quase rígidos.

Figura 20: Ilustração de dobradiças de flexão para aplicações bidirecionais. (a) Configuração circular. (b) Configuração filete de canto.



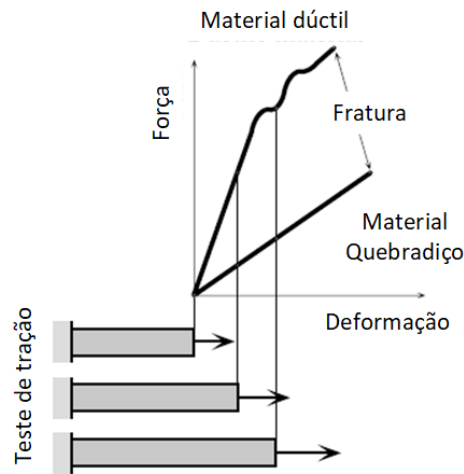
Fonte: Próprio autor.

Para essas aplicações, são usadas dobradiças de flexão com entalhes específicos para realizar rotações (LOBONTIU, 2020). A flexão da junta limita a deflexão angular devido à deformação máxima resultante. Além disso, um pequeno deslocamento do eixo de rotação, o que afeta o comportamento do movimento e a precisão da orientação de um mecanismo flexível em comparação com um mecanismo rígido (VENANZI; GIESEN; PARENTI-CASTELLI, 2005). Conforme discutido em Henning, Linß e Zentner (2018), entender e modelar o comportamento do movimento e a deformação de forma exata, entretanto, pode ser complexo ao trabalhar com cinemática elástica.

As propriedades mecânicas dos materiais das dobradiças de flexão são fortemente relacionadas aos conceitos de deformação plástica e elástica. Conforme ilustrado na Fig. 21, deformação elástica refere-se à capacidade de um material retornar à sua forma original após a aplicação de uma carga ou força. Quando uma dobradiça de flexão é submetida a uma carga, ela pode se deformar temporariamente, mas, assim que a carga é removida, a dobradiça retorna à sua forma original. Essa deformação é elástica porque não causa alterações permanentes na estrutura do material.

Por outro lado, deformação plástica ocorre quando a carga aplicada a um material excede seu limite de elasticidade. Nesse caso, o material sofre uma deformação permanente, resultando em uma alteração permanente na forma da dobradiça. A deformação plástica não pode ser revertida apenas removendo a carga; ela requer um processo adicional, como o trabalho de moldagem, para restaurar a forma original do material (DU et al., 2016).

Figura 21: Características de força-deflexão nas faixas linear e não linear para um material dúctil e frágil, respectivamente.



Fonte: Adaptado de (LOBONTIU, 2020).

Nesse contexto, é desejável que a deformação seja predominantemente elástica, para que a dobradiça possa retornar à sua posição original após a flexão. Isso permite que a dobradiça seja reutilizada e tenha uma vida útil mais longa.

3.1.2 O Campo Magnético

Conforme declarado em Jacobs (U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969), o acelerômetro Q-Flex usa pares de ímãs permanentes para gerar um campo magnético que é usado para detectar movimento. Normalmente, os ímãs são feitos de um material como neodímio ou samário-cobalto, que possuem uma força de campo magnético muito alta. Os ímãs são dispostos em pares simetricamente em cada extremidade do acelerômetro.

A força do campo magnético gerado pelos ímãs é um fator crucial na determinação da sensibilidade e resolução do acelerômetro. Usando ímãs de alta resistência, o sensor pode detectar até mesmo pequenas acelerações. No entanto, é importante observar que os ímãs usados no acelerômetro Q-Flex podem ser afetados por campos magnéticos externos, que podem causar erros na saída do acelerômetro. Portanto, as peças polares são projetadas para proteger os campos magnéticos internos e fornecer um caminho de retorno para o campo magnético interno (CHE; OH, 1996).

As peças polares são geralmente feitas de um material magnético de alta permeabi-

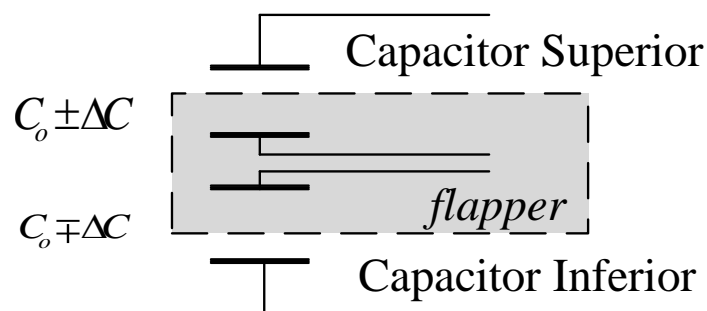
lidade, como *permalloy* ou *mu-metal*. Esses materiais têm permeabilidade magnética muito alta, para que possam canalizar efetivamente o campo magnético interno enquanto bloqueiam os campos magnéticos externos. Além disso, as peças polares são normalmente dispostas em torno dos ímãs para formar um circuito magnético fechado. Tal arranjo garante que o campo magnético interno seja confinado dentro do acelerômetro e não vaze para o ambiente circundante.

As peças de material de alta permeabilidade também ajudam a reduzir os efeitos dos campos magnéticos externos na saída do acelerômetro. Johann et al. (2021) demonstra que as leituras dos acelerômetros Q-Flex avaliados foram influenciadas por um campo de uma intensidade da ordem do campo magnético da Terra.

3.1.3 Sistema Capacitivo

Os capacitores desempenham um papel crucial na sensibilidade e resolução do acelerômetro Q-Flex. Conforme mencionado na seção do anel de massa de prova, uma região do conjunto do pêndulo é metalizada com o intuito de formar um capacitor em cada lado do anel em relação à estrutura do sensor, ilustrado na Fig. 22. Quando o acelerômetro é submetido a uma aceleração, o anel de massa de teste se movimenta, resultando em uma alteração na capacitância de uma das placas e uma mudança oposta na capacitância da outra placa (DOROBANTU; GERLACH et al., 2004).

Figura 22: Diagrama elétrico da unidade capacitiva do acelerômetro.



Conforme mencionado por Jacobs (U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969), para maximizar a sensibilidade às alterações na capacitância, os elementos deste sistema são posicionados em proximidade extrema, aproximadamente $1,905 \mu\text{m}$ um do outro. A simetria exata entre as duas aberturas do capacitor resulta em um amortecimento de ar praticamente idêntico em ambos os lados do componente oscilante. Isso implica que o deslocamento estático da palheta, proveniente da oscilação causada pela aceleração alternada do com-

ponente, é praticamente negligenciável. Se essa simetria não fosse mantida, a oscilação resultaria em forças aerodinâmicas desiguais em lados opostos, ocasionando uma deflexão estática no amortecedor. A obtenção dessa simetria no amortecimento de ar em ambos os lados é viabilizada pela uniformidade dos vãos, alcançada por meio da técnica construtiva previamente descrita.

O sinal resultante pelas placas, que é do tipo portadora suprimida, é então combinado com um sinal de corrente alternada de um oscilador de referência usando um demodulador em anel. Isso resulta em uma saída de corrente alternada que varia em amplitude e fase, refletindo as mudanças na aceleração. O sinal demodulado é posteriormente processado por meio de um deslocador de fase e um amplificador de saída e, em seguida, passado por bobinas e um resistor de carga. A corrente que flui através das bobinas gera campos magnéticos alternados, que interagem com o campo magnético fornecido pelas estruturas magnéticas para exercer uma força na palheta. Essa força neutraliza quaisquer alterações nos valores de capacitância, ajudando a manter a estabilidade. O esquema elétrico desse sistema pode ser visualizado na Fig. 17.

3.1.4 O Atuador

O atuador do acelerômetro é composto de um par de bobinas posicionado em cada lado da placa. Essas bobinas têm a função de manter a estabilidade e anular a flutuação da capacitância. Utilizando corrente através dos fios das bobinas, cria-se um campo magnético que interage o campo magnético dos ímãs permanentes, permitindo assim o retorno da *flapper* à sua posição original. Esse processo estabelece um sistema de circuito fechado, onde a posição do *flapper* pode ser controlada e mantida (FOOTE; GRINDELAND, 1992).

A força exercida pelas bobinas pode ser calculada multiplicando-se a densidade do fluxo magnético, representada por B , pela corrente nos fios, representada por i , pelo número de voltas das bobinas, representado por N , e pelo diâmetro da bobina, representado por d , conforme indicado na Eq. 21.

$$\tau = \pi BiNd \quad (21)$$

Um desafio no projeto do atuador é a dissipação do calor gerado pelo fluxo de corrente elétrica nas bobinas. Isso se torna especialmente desafiador no acelerômetro de pêndulo devido à alta impedância térmica. Embora a dobradiça possa auxiliar na condução do

calor, seu caminho apresenta maior resistência. Assim, a principal forma de dissipação de calor é através do fio de cobre das bobinas. Como o fio de cobre possui um coeficiente de expansão relativamente alto, pode resultar em danos ao protótipo se as temperaturas atingirem níveis elevados. O projeto desse sistema levar em consideração a resistência do fio, representada pela Eq. 22, a fim de abordar essa questão.

$$R = \rho N \pi d \left(\frac{1}{4} \pi d_w^2 \right), \quad (22)$$

onde a resistência é proporcional ao comprimento do fio e inversamente proporcional à área da seção transversal do fio, ρ é a resistividade do material do fio e d_w é o diâmetro do fio.

Lawrence (2001) descreve que na topologia do acelerômetro Q-Flex é essencial garantir que a energia seja conduzida pelas bobinas do acelerômetro Q-Flex sem gerar torque no pêndulo. Isso porque a corrente flui pela dobradiça por meio de uma camada condutora de metal fina. Portanto, Essa restrição é necessária porque, se a camada condutora de metal que passa corrente pela dobradiça apresentar espessuras diferentes em cada lado, os coeficientes de expansão distintos resultarão em torque, levando a alterações na polarização do instrumento em resposta à variação de temperatura.

3.2 Estudo da Topologia I - Protótipo Modular

Acelerômetros Q-Flex são sensores altamente complexos, que combinam um *design* estrutural único e um sistema eletrônico extremamente preciso. A primeira fase desse trabalho consiste em desenvolver um protótipo modular para auxiliar a reprodução de um acelerômetro pêndular clássico. A plataforma é projetada para permitir testes de integração, avaliação da mecânica e da eletrônica e validação individual das partes que compõe o sensor. O protótipo construído permite a fácil substituição dos elementos mecânicos, bem como testes totalmente modulares da eletrônica.

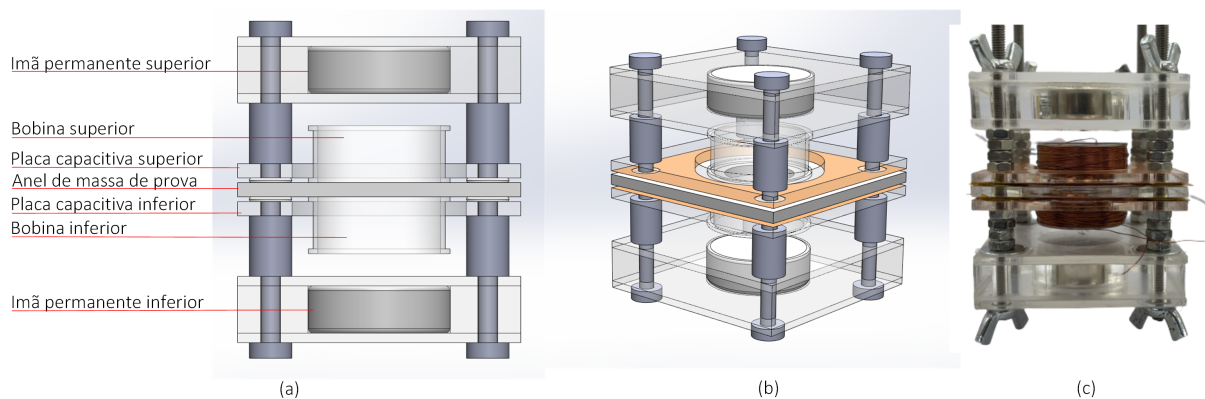
Ao adotar uma abordagem modular, o processo de desenvolvimento pode ser simplificado e os custos podem ser minimizados. Em vez de investir em um *design* totalmente integrado, a modularidade permite focar no desenvolvimento de partes específicas do acelerômetro a um custo menor. Essa abordagem permite melhorias e otimizações direcionadas, ao mesmo tempo em que abrange todos os elementos essenciais da topologia Q-Flex - como ímãs permanentes, placas capacitivas, bobinas e um anel de massa de prova.

3.2.1 Conjunto de ímãs

Em vez de utilizar uma estrutura metálica para posicionar os componentes individuais do acelerômetro, o protótipo opta por empregar uma estrutura de acrílico transparente. Essa escolha é feita levando em consideração a viabilidade econômica e a capacidade do acrílico de suportar a força de repulsão magnética sem afetar o campo eletromagnético frente ao custo de usinagem de um protótipo. Conforme Jacobs (U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969), o acelerômetro Q-Flex usa pares de ímãs permanentes para gerar um campo magnético que é usado para realizar a força de restauro do *flapper*.

Durante o processo de *design* do protótipo modular, os ímãs permanentes foram um elemento que exigiu atenção especial. Os ímãs são feitos de um material que possui uma força de campo magnético muito alta e são dispostos em pares simetricamente em cada extremidade do acelerômetro. Para atingir esses requisitos, os ímãs selecionados para o teste de bancada são de composição NdFeB, grau N35 capaz de fornecer 0,34 T. Ímãs de neodímio, entretanto, podem ser quebradiços e ser facilmente danificados se colidirem entre si, então duas peças foram projetadas para conter os ímãs de neodímio de contrafluxo. A fim de garantir a precisão na fabricação dessas peças e do protótipo em geral, utilizou-se o corte a laser como método de confecção. Esse processo permite obter um acabamento exato e garantir que as peças se encaixassem corretamente no protótipo.

Figura 23: (a) Vista em corte transversal do Protótipo Modular. (b) Vista em perspectiva do Protótipo Modular. (c) Protótipo construído e montado.



Fonte: Próprio Autor.

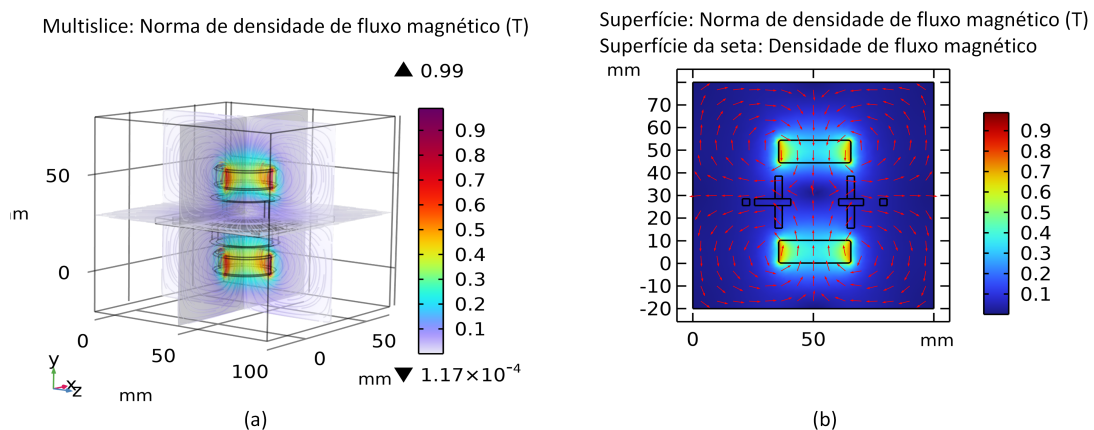
Ao optar pela construção em acrílico, como ilustrado na Fig. 23, é necessário abdicar das peças polares do acelerômetro. Isso se deve ao fato de que materiais magnéticos de

alta permeabilidade, como o *mu-metal* geralmente utilizado nessas peças, tendem a ser mais custosos. Além disso, o objetivo deste primeiro protótipo é permitir diversos testes e observar a dinâmica do sensor, tornando crucial a consideração do custo e desempenho. Para minimizar o impacto do campo magnético externo na saída do acelerômetro, durante os testes, o protótipo é colocado em um ambiente com campos magnéticos mínimos ou técnicas de blindagem foram utilizadas. Esta última abordagem envolve a inserção do sistema em um invólucro metálico não magnético.

3.2.1.1 Simulação do conjunto de ímãs

Simular o fluxo magnético gerado por ímãs permanentes de contrafluxo fornece informações valiosas sobre o comportamento e otimização de desempenho de um acelerômetro Q-Flex. A distribuição do campo magnético resultante deste elemento é representada na Fig. 24. Notavelmente, um campo magnético de alta densidade é observado na região entre os ímãs, onde estão localizados os polos norte e sul opostos. Ao realizar simulações de fluxo magnético, torna-se possível analisar o impacto da intensidade do campo magnético na sensibilidade e resolução do acelerômetro, permitindo ajustes para otimizar seu desempenho geral.

Figura 24: Simulação para estudar o comportamento da norma de densidade de fluxo magnético fornecida pelo par de magnéticos permanentes: (a) vista multislice (b) vista planar.



Fonte: Próprio Autor.

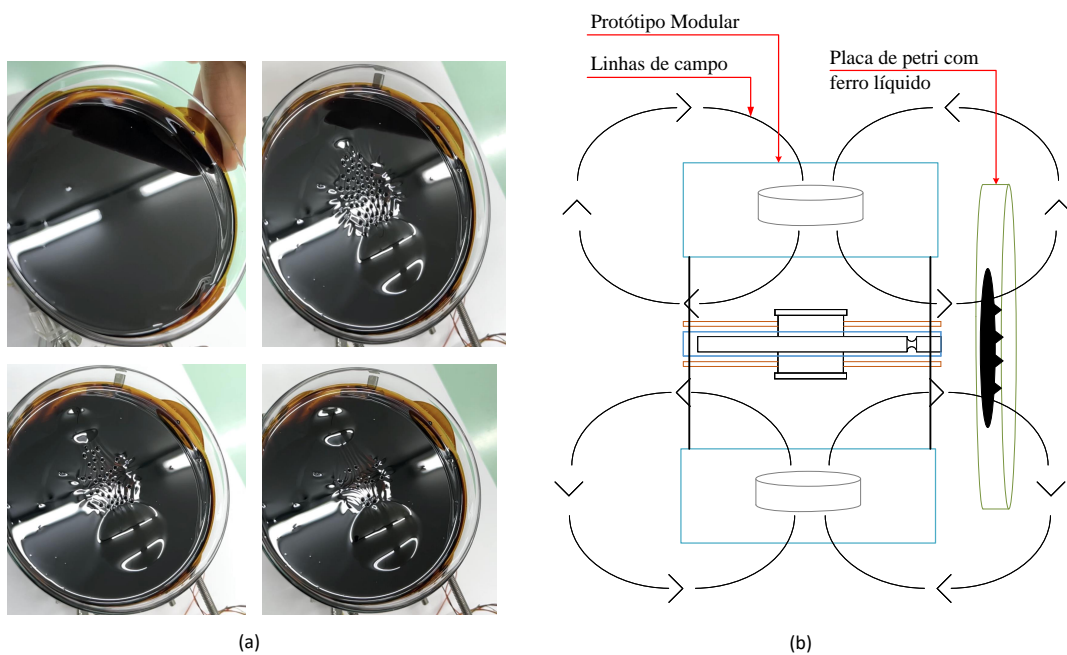
Além disso, a simulação proporciona uma visualização do ponto de encontro entre as linhas de fluxo dos ímãs contrapostos. Na Fig. 24, é possível observar que essas linhas se

encontram no centro, exatamente na posição do anel de massa de prova, e são repelidas pelas laterais, direcionando-se em direção ao polo sul.

3.2.1.2 Experimento de verificação das linhas de campo

A fim de comprovar os resultados obtidos com a simulação, realizou-se um experimento com ferro magnético líquido para observar as linhas de campo. O ferro magnético líquido é um fluido composto por partículas magnéticas (óxido de ferro ou algum outro material ferromagnético) suspensas em um líquido portador. Uma das principais características do ferro magnético líquido é a sua capacidade de responder a campos magnéticos externos, tornando-se magnetizado. Conforme exposto na Fig. 25, ao aproximar o ferro líquido na região próxima ao anel de massa de prova do protótipo, pode-se observar as mudanças na forma e no padrão do fluido em resposta ao campo magnético para o mesmo do item (b) da Fig. 24.

Figura 25: Experimento para visualizar a distribuição do campo magnético do par de ímãs magnéticos permanentes no protótipo modular. (a) Fotos Experimento (b) Ilustração do Experimento.



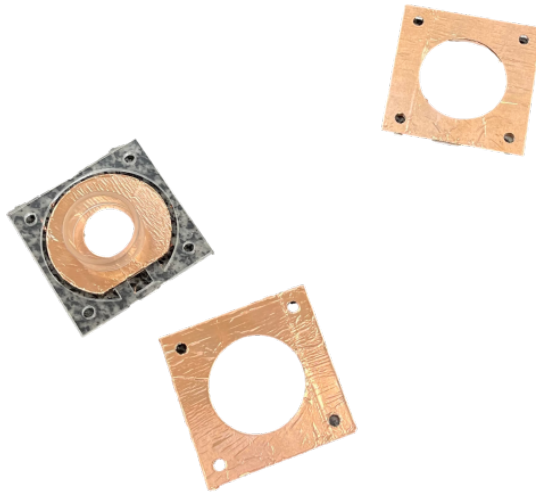
Fonte: Próprio Autor.

3.2.2 Os capacitores de detecção de movimento

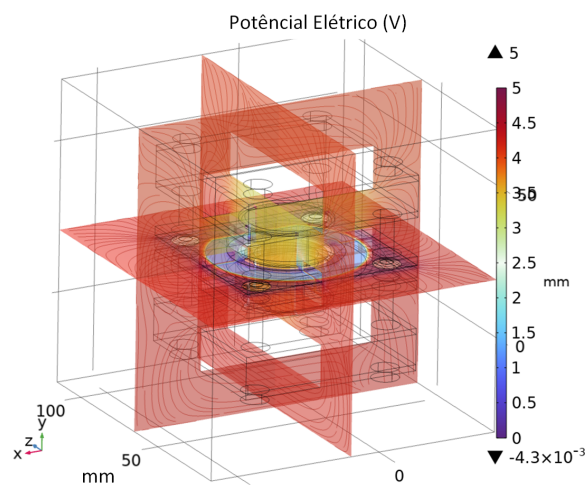
Na patente apresentada por Jacobs (U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969), a unidade capacitiva é feita entre as superfícies do *flapper* e a estrutura metálica que abriga os demais sistemas do sensor. Como nessa fase optou-se por uma estrutura de acrílico, é necessário projetar um conjunto extra de placas para formar os capacitores superiores e inferiores. A metalização das placas de acrílico é feita com uma fita de cobre, conforme exposto na Fig. 26.

Simulações são realizadas para estudar o comportamento da capacitância em função do deslocamento da massa de teste e prever a sensibilidade e resolução do acelerômetro. Os resultados da simulação são ilustrados na Fig. 27. Os resultados experimentais indicaram que os valores de capacitância observados na faixa de 14-17 pF, sendo melhores do que os resultados da simulação, que estimou a uma capacitância da ordem de 8,78 pF. A maior capacitância entretanto, não se traduziu em uma medida melhor uma vez que a instabilidade da medida era muito grande. Essa discrepância pode ser atribuída a problemas mecânicos, como desalinhamento das superfícies revestidas de cobre, ou até mesmo falhas na aplicação da fita de cobre que podem afetar a estabilidade da capacitância.

Figura 26: Placas de acrílico e o anel de massa de prova metalizados com fita de cobre.

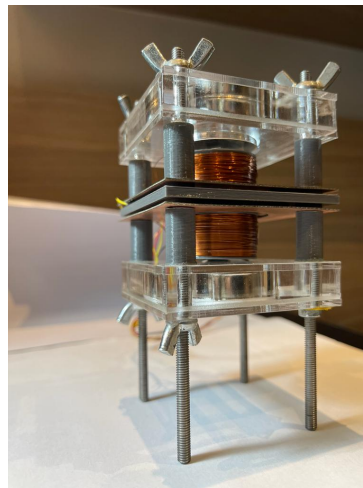


Fonte: Próprio Autor.

Figura 27: Visualização *Multislice* da simulação de capacitância Protótipo.

Fonte: Próprio Autor.

Posteriormente, a superfície de cobre é substituída por uma PCI FR4 com espessura de 4 mm, conforme a Fig. 28. A superfície única, tornou a medida da capacitância mais estável o que permite realizar testes mais avançados e inclusive testar a eletrônica necessária para fechar a malha do sensor.

Figura 28: Protótipo Modular Final.

Fonte: Próprio Autor.

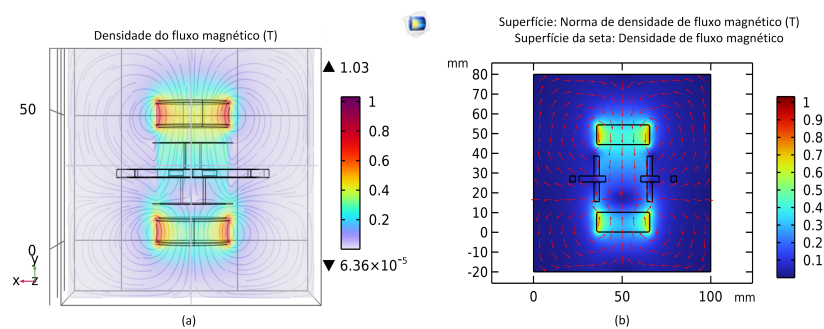
3.2.3 Bobinas

Ao projetar as bobinas que compõem o sistema atuador, é importante buscar um equilíbrio entre a dissipação de energia e a geração de força. Um objetivo fundamental é minimizar a geração de calor, ao mesmo tempo em que se maximiza a força produzida. Para alcançar um projeto de atuador ideal, é necessário levar em consideração as variações da resistividade do fio com a temperatura, a fim de evitar um aumento indesejado na resistência. A escolha de um fio com baixa resistividade também é importante para minimizar a dissipação de energia, enquanto o uso de um fio com uma grande área de seção transversal contribui para maximizar a geração de força.

Com o objetivo de auxiliar nessa etapa, são realizadas simulações no COMSOL para determinar a quantidade mínima de voltas (N) necessárias para movimentar a plaqueta da massa de prova. A simulação, apresentada na Fig. 29, utilizou os desenhos do projeto desenvolvidos no Solidworks, juntamente com as especificações de um fio de cobre 31 AWG, para estimar o torque gerado. Essa abordagem permite obter uma estimativa preliminar da configuração ideal das bobinas do atuador.

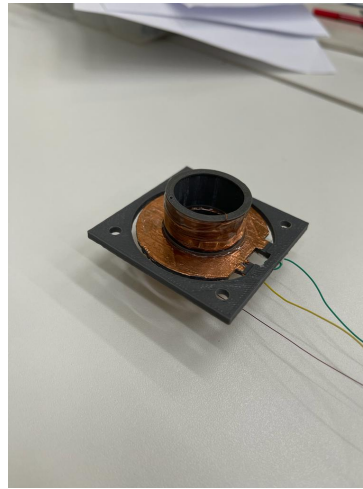
Observando a Fig. 29, é notável a alteração das linhas de campo magnético com 150 voltas a 100 mA de corrente. Desse modo, como o fluxo é o produto da corrente com o número de voltas, com o intuito de reduzir o valor da corrente, ao enrolar as bobinas almejou-se aumentar o número de voltas ao máximo possível dentro do espaço projetado. Problemas de execução no enrolamento desse componente, entretanto, limitaram a 127 voltas o número de espiras. O primeiro par de bobinas enrolado, com 127 voltas cada, pode ser visualizadas na Fig. 30 coladas no anel de massa de prova.

Figura 29: Simulação do fluxo do campo magnético para estudar a interação da bobina com o magnetismo permanente. (a) vista multislice (b) vista planar.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 30: Conjunto de bobinas enroladas e coladas no anel de massa de prova do protótipo modular.



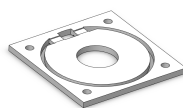
Fonte: Próprio Autor.

Para evitar interferências no campo magnético e isolar as partes entre si, os parafusos que seguram a estrutura são de aço inox e os separadores são de material isolante. Os peças isolantes são adicionados posteriormente, em especial, com o objetivo facilitar o processo de montagem e desmontagem do protótipo.

3.2.3.1 Massa de Prova

Para o principal componente do protótipo modular, inicialmente o anel de massa de prova é projetado para ser de acrílico como as demais peças, conforme a Fig. 31. Inspirada na patente demonstrada na Fig. 16, a peça traz o design de disco semelhante acoplada a duas pontes para permitir o movimento. O acrílico pode ser um material adequado para o *flapper* em um protótipo de baixo custo, pois é relativamente barato e fácil de customizar. No entanto, apresenta algumas limitações, como uma frequência natural relativamente baixa e um alto coeficiente de expansão térmica, ao contrário do quartzo.

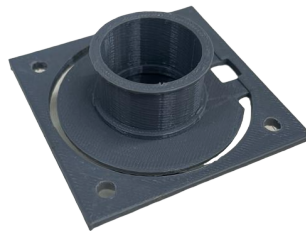
Figura 31: Desenho do Anel de Massa de Prova.



Fonte: Próprio Autor.

Durante a realização de alguns testes, ocorreu a quebra de uma das peças de acrílico no ponto de articulação, tornando necessária sua substituição. Uma vez que não foi viável cortar as dobradiças flexíveis nos demais cortes a laser da peça, adotou-se uma abordagem alternativa para suprir essa necessidade. As peças subsequentes são fabricadas utilizando uma impressora 3D e material PLA, que permite a criação das dobradiças de acordo com o desenho específico. A Fig. 32 apresenta o anel fabricado. A escolha desse método de fabricação se justifica nessa etapa do processo devido à flexibilidade para realizar alterações. Além disso, essa abordagem possibilita a realização de testes com diferentes geometrias de dobradiças flexíveis.

Figura 32: Anel de massa de prova confeccionado em impressora 3D.

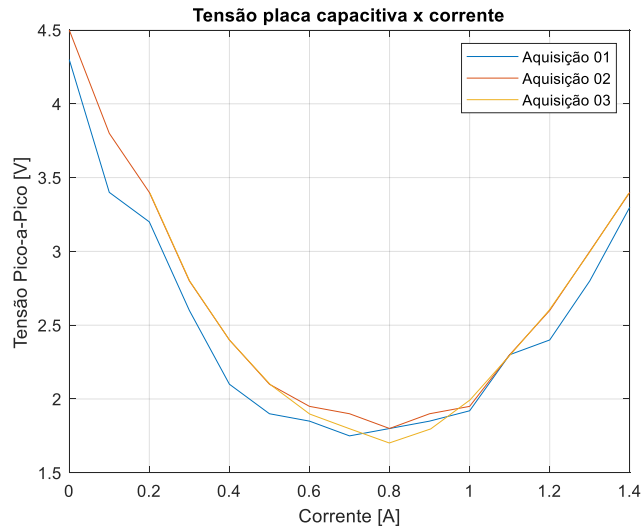


Fonte: Próprio Autor.

3.2.4 Resultados obtidos

Com os principais componentes funcionando, a primeira etapa de testes consiste em injetar corrente pelas bobinas e medir os valores correspondentes de capacitância gerada entre as placas, conforme ilustrado na Fig. 33. Os dados de saída são coletados por meio de um osciloscópio, o que permite a observação em tempo real do sinal resultante das variações e medição da tensão pico-a-pico.

Repetiu-se o procedimento experimental por 3 vezes. Observam-se que os dados descrevem uma forma parabólica, indicando que há uma mudança de fase presente. Esse fenômeno ocorreu devido à curvatura das placas em direção ao eixo inferior do sensor, causada pela influência da gravidade. Além disso, após um exame mais aprofundado, notou-se que quando a corrente nas bobinas atinge 0,8 A, o atuador supera a barreira da gravidade na massa de teste e o menor valor de tensão na saída é observado indicando que o anel está na posição central. Posteriormente, à medida que a corrente aumenta, o anel se desloca para o eixo superior, o que é denotado pela mudança de fase e pelo aumento da tensão pico a pico.

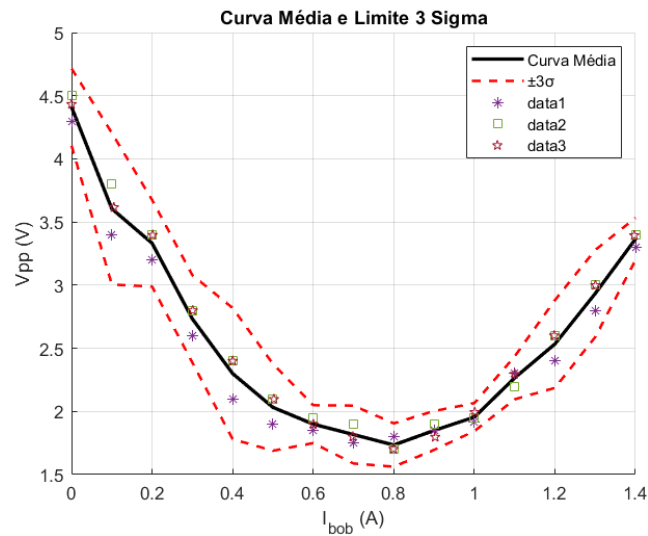
Figura 33: Resposta de tensão pico-a-pico modulada por capacitância.

Fonte: Próprio Autor.

Uma das possibilidades apontadas para a alta corrente necessária para vencer a força da gravidade é a ausência das peças polares. A hipótese que futuramente será estudada com mais cuidado é de que, conforme proposto por Jacobs (U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969), ao fornecer um caminho de retorno para o campo magnético, sua concentração no interior do protótipo torna-se mais alta, conseqüentemente, reduzindo a corrente necessária entre as espiras do conjunto atuador.

Para uma análise mais aprofundada dos dados, a Fig. 34 apresenta a curva média com o limite de $\pm 3\sigma$ dos dados adquiridos, refletindo assim a variância. A Tab. 9 detalha os dados e a curva média mostrada na Figura 34.

A análise dos dados experimentais da Tab. 9 revela uma alta variância na resposta do sistema capacitivo, indicada pela dispersão dos valores em torno da média. Em média, a variância dos dados obtidos foi de aproximadamente $\overline{\sigma^2} = 0,11$, demonstrando uma sensibilidade significativa do sistema a variações experimentais. Essa variância sugere uma instabilidade no sistema, pois os valores medidos variam consideravelmente em relação à média, o que pode ser atribuído a diversas fontes de erro e/ou experimentais construtivos. Isso reforça a necessidade de construir um sistema capacitivo aprimorado capaz de fornecer medidas estáveis.

Figura 34: Curva média da Resposta de tensão pico-a-pico modulada por capacitância com limite $\pm 3\sigma$.

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 9: Dados adquiridos durante a prática experimental do protótipo de bancada.

I_{bob} (A)	Dados 1 (Vpp)	Dados 2 (Vpp)	Dados 3 (Vpp)	Média (Vpp)	σ^2
0,0	4,30	4,50	4,43	4,41	0,102
0,1	3,40	3,80	3,62	3,61	0,200
0,2	3,20	3,40	3,40	3,33	0,114
0,3	2,60	2,80	2,80	2,73	0,115
0,4	2,10	2,40	2,40	2,30	0,173
0,5	1,90	2,10	2,10	2,03	0,115
0,6	1,85	1,95	1,90	1,90	0,050
0,7	1,75	1,90	1,80	1,82	0,076
0,8	1,80	1,70	1,70	1,73	0,057
0,9	1,85	1,90	1,80	1,85	0,051
1,0	1,92	1,95	1,99	1,95	0,037
1,1	2,30	2,20	2,30	2,27	0,057
1,2	2,40	2,60	2,60	2,53	0,116
1,3	2,80	3,00	3,00	2,93	0,115
1,4	3,30	3,40	3,39	3,36	0,056

Fonte: O autor.

Durante a fase de construção e montagem do protótipo, várias limitações são identificadas, sendo o alto valor da corrente uma delas. No entanto, a validação experimental do protótipo modular proposto é fundamental para o processo de testes. Além disso, o desenvolvimento do protótipo modular e a compreensão de suas limitações permite compreender aspectos e detalhes valiosos para a criação de uma versão mais avançada do acelerômetro de pêndulo, mais próxima do conceito pretendido. Desde a construção de um sistema capacitivo mais sensível ou a importância das peças polares. Com um novo protótipo, será possível alcançar o desempenho e a funcionalidade desejados, corrigindo as deficiências identificadas no projeto atual.

3.3 Estudo da Topologia II - Modelo Eletromecânico Completo

Conforme demonstrado na seção 3.2, apesar de fornecer diversos aprendizados, o protótipo modular deixou claro que dificilmente conseguiria reproduzir minimamente o comportamento de um acelerômetro Q-Flex. Suas contribuições no aprendizado dessa classe de sensores, por outro lado, são inegáveis. Por conta disso, a proposta é um novo protótipo com o objetivo de superar as limitações encontradas.

3.3.1 Concepção e projeto

A criação de um novo protótipo é um passo fundamental no desenvolvimento de um sensor mais avançado e exato. Nesta seção, será discutida a concepção e o projeto desse novo modelo, visando superar as limitações identificadas no anterior e alcançar um desempenho aprimorado. Será adotada uma abordagem mais fiel à patente original, buscando reproduzir de forma mais precisa tanto o comportamento de um acelerômetro Q-Flex como o design e os sistemas. Isso envolverá, por exemplo, a inclusão de peças polares para otimizar o campo magnético que proporcionaria um melhor desempenho e um novo anel de massa de prova.

3.3.1.1 Novo Anel de Massa de Prova

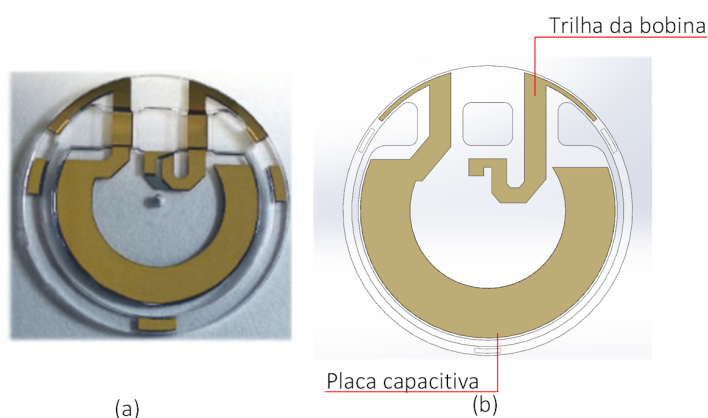
A Fig. 35 mostra (a) um pêndulo de quartzo flexível encontrado em modelos comerciais e (b) o novo protótipo de anel de massa de prova. É possível notar que os designs se assemelham bastante e as trilhas de metalização seguem um padrão similar. A trilha da esquerda será responsável por conectar os terminais das bobinas enquanto a outra

formará, junto com as peças polares, as placas capacitivas.

Idealmente, a massa de prova é feita de um pêndulo de quartzo fundido de alta pureza, conforme ilustrado em (a) na Fig. 35, o custo de confecção da peça nesse material, entretanto, pode alcançar facilmente milhares de reais inviabilizando o desenvolvimento de um protótipo para estudos. Como alternativa viável, a peça é construída como uma Placa de Circuito Impresso (PCI) para possibilitar uma confecção precisa das trilhas.

A substituição do anel de massa de prova feito de quartzo fundido por uma PCI traz algumas perdas, como a possibilidade de menor estabilidade térmica devido à natureza do material da PCI, o FR-4, em comparação com o quartzo fundido. Além disso, a PCI pode apresentar menor resistência mecânica em comparação com o quartzo, o que pode comprometer a durabilidade e robustez do acelerômetro. Outra possível perda é a redução da sensibilidade do acelerômetro devido às propriedades dielétricas da PCI, que podem afetar a capacitância entre as placas. Por outro lado, os benefícios da substituição incluem a facilidade de fabricação e personalização, permitindo uma produção mais eficiente.

Figura 35: (a) pêndulo de Quartzo Flexível (b) Concepção do Anel de massa de prova.



Fonte: (a) (BEITIA et al., 2015) (b) O autor.

O par de dobradiças também é redesenhado em relação ao primeiro protótipo. De acordo Lobontiu (2020), a dobradiça de flexão simétrica com filete de canto é um dos modelos mais comuns na indústria especialmente pela facilidade de construção. A Fig. 36 ilustra os parâmetros de uma dobradiça de flexão simétrica com filete de canto. A espessura da dobradiça, $t(x)$, E é o módulo de *Young*, w é a largura da seção transversal, é determinada em termos do raio do filete r e do comprimento de flexão l , dados pela Eq. 23.

$$t(x) = \begin{cases} t + 2 \left[r - \sqrt{x(2r - x)} \right], & x \in [0, r] \\ t, & x \in [r, l - r] \\ t + 2 \left[r - \sqrt{(l - x)[2r - (l - x)]} \right], & x \in [l - r, r] \end{cases} \quad (23)$$

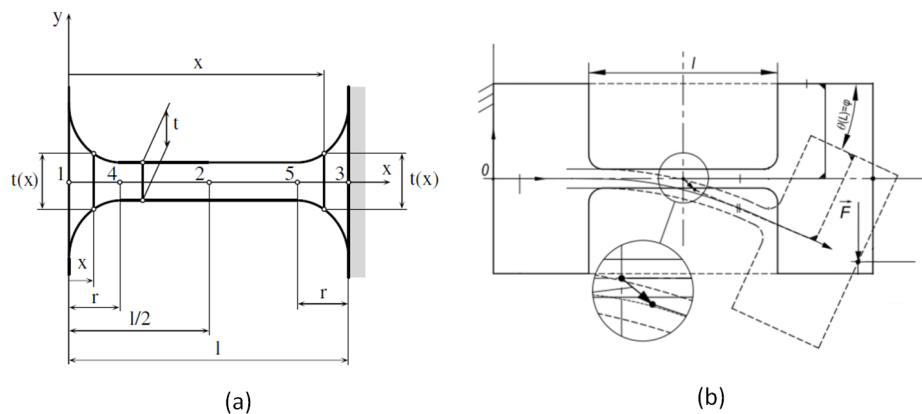
A capacidade de rotação considerada é considerada no desenvolvimento do projeto do anel de massa de teste, cuja capacidade de rotação nos eixos x e y pode ser expressa pelas Equações 24 e 25.

$$C_{1,x-F_x} = \frac{1}{Ew} \left[\frac{l - 2r}{t} + \frac{2(2r + t)}{\sqrt{t(4r + t)}} \arctan \left(\sqrt{1 + \frac{4r}{t}} - \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (24)$$

$$C_{1,y-F_y} = \frac{3}{Ew} \left\{ \frac{4(l - 2r)(l^2 - lr + r^2)}{3t^3} + \frac{\sqrt{t(4r + t)}(-80r^4 + 24r^3t + 8(3 + 2\pi)r^2t^2 + 4(1 + 2\pi)rt^3 + \pi t^4)}{4\sqrt{t^5(4r + t)^5}} + \frac{(2r + t)^3(6r^2 - 4rt - t^2)}{\sqrt{t^5(4r + t)^5}} \arctan \sqrt{1 + \frac{4r}{t}} + \frac{-40r^4 + 8lr^2(2r - t) + 12r^3t + 4(3 + 2\pi)r^2t^2 + 2(1 + 2\pi)rt^3 + \frac{\pi t^4}{2}}{2t^2(4r + t)^2} + \frac{4l^2r(6r^2 + 4rt + t^2)}{t^2(2r + t)(4r + t)^2} - \frac{(2r + t)[-24(l - r)^2r^2 - 8r^3t + 14r^2t^2 + 8rt^3 + t^4]}{\sqrt{t^5(4r + t)^5}} \arctan \sqrt{1 + \frac{4r}{t}} \right\} \quad (25)$$

Devido ao custo relativamente baixo das placas de PCI em comparação com outros materiais, será possível confeccionar várias peças com dobradiças de espessuras variadas, o que permite uma ampla gama de testes, permitindo avaliar diferentes configurações e identificar a espessura ideal para obter o melhor desempenho.

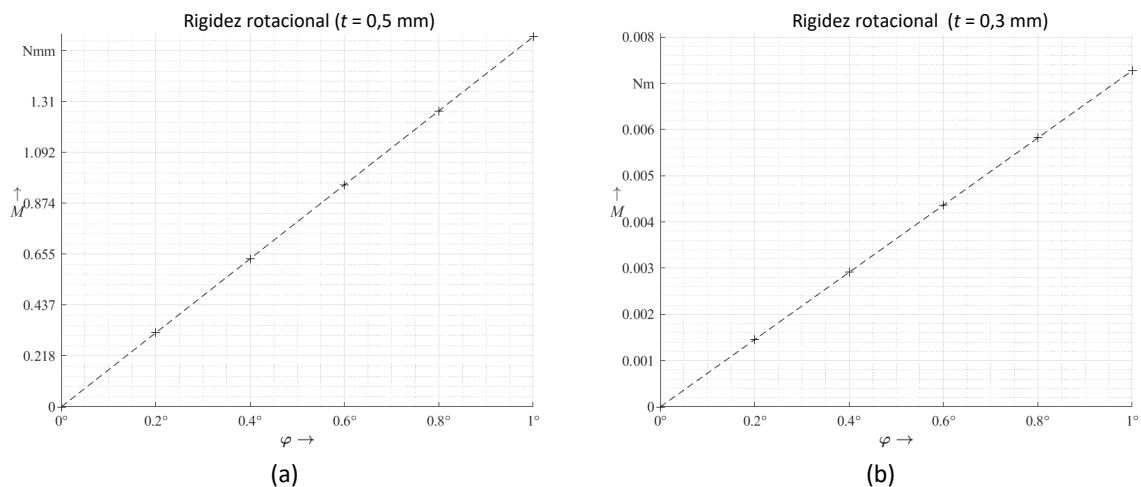
Figura 36: (a) Perfil da seção transversal de uma dobradiça de flexão de canto simétrico (b) Seção transversal de uma dobradiça de flexão.



Fonte: (LOBONTIU, 2020).

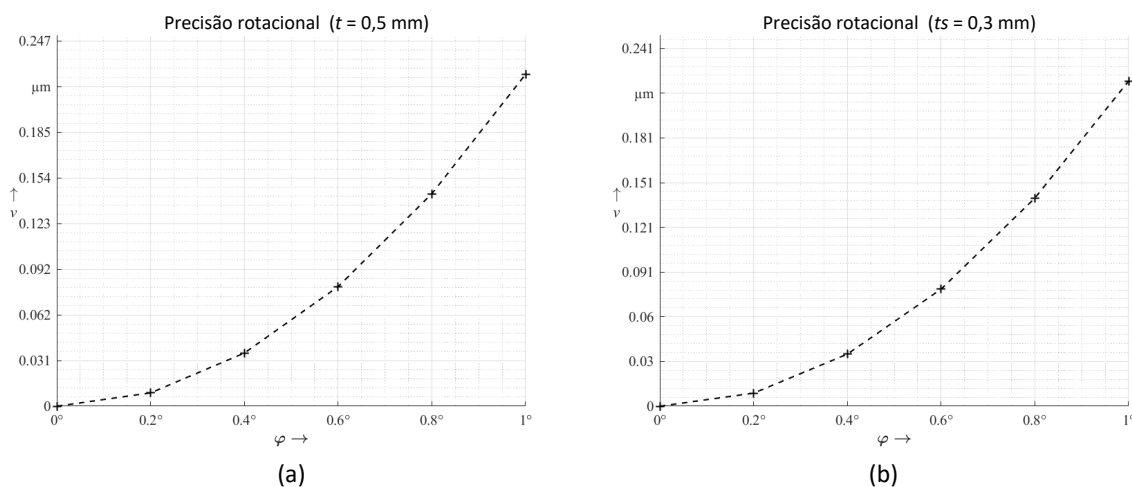
Utiliza-se o software DetasFlex, proposto em Henning, Linß e Zentner (2018) para avaliar as dimensões das dobradiça a serem produzidas no anel de prova do protótipo II. O intuito é observar a rigidez da estrutura e a precisão rotacional, que é à capacidade da dobradiça de girar ou girar com precisão e desvio mínimo do ângulo pretendido ou especificado. A Fig. 37 apresenta os gráficos para da rigidez rotacional enquanto a Fig. 38 para a precisão rotacional para as espessuras de 0,5 mm e 0,3 mm, respectivamente.

Figura 37: Simulação Rigidez Rotacional no DetasFlex para dobradiças de flexão com diferentes espessuras (t). (a) com $t = 0,5$ mm .(b) $t = 0,3$ mm.



Fonte: Próprio autor.

Figura 38: Simulação precisão rotacional no DetasFlex para dobradiças de flexão com diferentes espessuras (t). (a) com $t = 0,5$ mm .(b) $t = 0,3$ mm.



Fonte: Próprio autor.

Observando as Figs. 37 e 38, pode-se notar que a rigidez tem seu valor atenuado expressivamente saindo da média de $0,874$ N/mm para 35 mN/mm com a redução da espessura. Essa redução na espessura pode resultar em maior flexibilidade ao passo que também se traduz em uma maior facilidade de fratura ou deformação sob carga.

No entanto, é interessante observar que, mesmo com essa variação significativa na rigidez, a precisão rotacional permaneceu estável para ambas as espessuras, mantendo-se na faixa de $0,1$ μm . Portanto, enquanto a rigidez do sistema pode ser afetada pela alteração na espessura, a capacidade de realizar rotações com precisão não foi comprometida. As capacidades rotacionais das placas para as espessuras de $0,5$ mm e $0,3$ mm são apresentadas na Tab. 10.

Tabela 10: Capacidade Rotacional para diferentes espessuras de *hinge*.

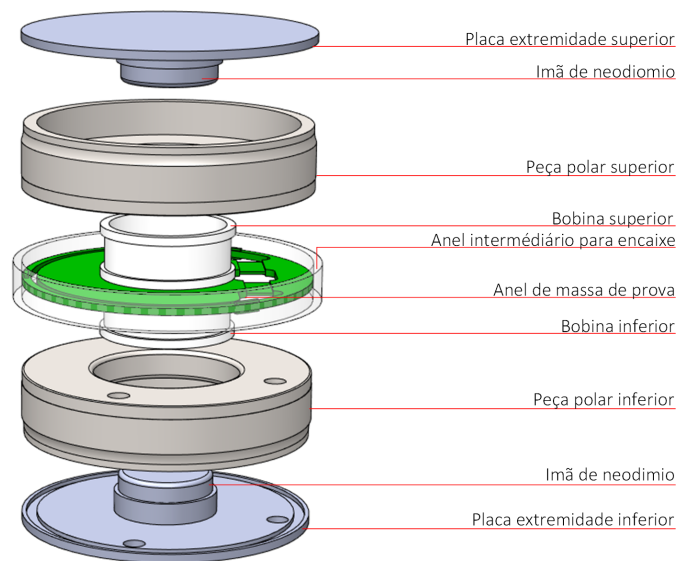
Capacidade Rotacional	Valor Numérico [mm/N]
$C_{0,5} y-F_y$	2,267
$C_{0,5} y-F_y$	1,707
$C_{0,3} x-F_x$	4,23
$C_{0,3} y-F_y$	2,91

Fonte: O autor.

3.3.1.2 Peças polares e unidade do acelerômetro

O projeto partiu de um par de Imãs de neodímio com 22 mm de diâmetro e 10 mm de altura capaz de 4400 gauss³, que é 29,4% mais intenso que os utilizados no modelo de bancada. Pensando em um protótipo mais compacto, esse magneto é escolhido pelo tamanho reduzido em relação ao anterior e pelo fato de ser capaz de fornecer um campo magnético mais intenso que os imãs utilizados no protótipo modular. A concepção do projeto pode ser visualizada na Fig. 39.

Figura 39: Visão explodida do protótipo II.

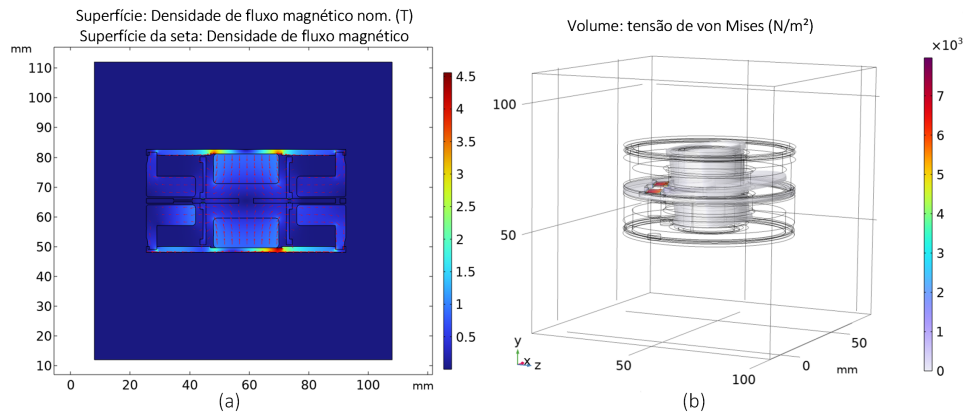


Fonte: O autor.

Para validar uma primeira hipótese, duas simulações são realizadas utilizando o protótipo II visando observar a interação das peças polares com campo magnético. Conforme denotado em (a) na Fig. 40, as peças polares de fato fornecem um caminho para o campo magnético, concentrando as linhas do fluxo dentro do protótipo, ao contrário do observado na simulação do protótipo de bancada.

³B = 0,44 T.

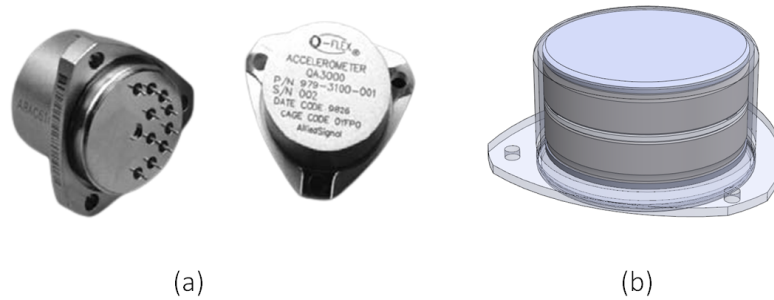
Figura 40: (a) Simulação do fluxo do campo magnético para estudar a interação das peças polares com o magnetismo permanente. (a) Simulação do deslocamento mecânico do pêndulo de massa de prova provido do torque das bobinas.



Fonte: O autor.

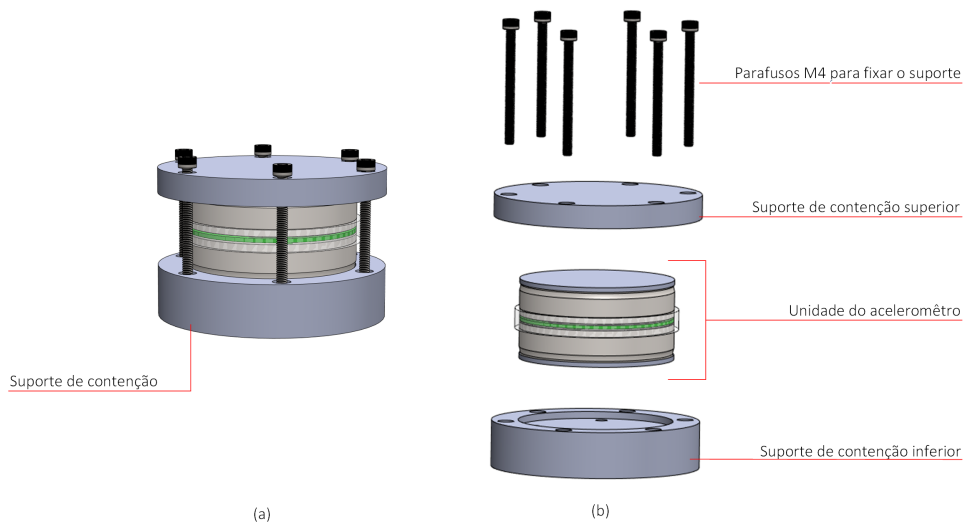
Por conseguinte, a segunda simulação, tem o intuito de estudar ganho de torque fornecido pelas bobinas com a inclusão desse par de peças. Em (b) da Fig. 40, é possível observar o deslocamento do pêndulo do anel de massa de prova frente a uma inserção de 50 mA de corrente no conjunto de bobinas. Notavelmente, o movimento excede até mesmo as distâncias propostas entre o pêndulo e as peças polares, sendo um forte indicativo de que será possível reduzir significativamente a corrente no sistema atuador.

Inspirado nos modelos comerciais atuais e nas ilustrações da patente, conforme a Fig. 41, a concepção do projeto seguia a risca até o invólucro externo. Esse serve tanto para blindar a unidade do acelerômetro de ruídos e interferências externas quanto fixar o sensor. Para aprimorar a versatilidade e possibilitar testes mais abrangentes nesse protótipo, nota-se que o invólucro, como mostrado na patente, é soldado, o que dificulta possíveis alterações. Em busca de uma solução mais adequada, é necessário desenvolver uma abordagem que permite a fixação segura e ao mesmo tempo possibilite o fácil manuseamento para a realização de futuros testes.

Figura 41: (a) QA3000 da Honeywel (b) Concepção do protótipo II.

Fonte: (a) Honeywell (b) O autor.

A solução encontrada para essa fase está ilustrada na Fig. 42, basicamente um conjunto de placas de aço inox firmemente fixada por 6 parafusos M4. O suporte proposto permite ser desmontável inúmeras vezes facilitando quaisquer futuros testes ao contrário de um invólucro. E, por ser de material com baixa permeabilidade magnética, as interações indesejadas com campos magnéticos externos e internos da unidade do acelerômetro são minimizadas.

Figura 42: (a) Conjunto de suporte do protótipo II.

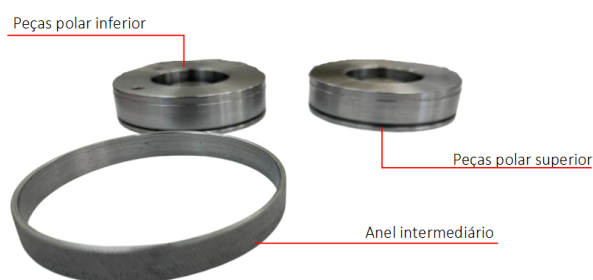
Fonte: O autor.

3.3.2 Confecção

Após a exposição dos projetos na seção anterior, a etapa seguinte consiste na confecção do protótipo II. As peças da unidade do acelerômetro, incluindo as peças das extremidades, peças polares e anel intermediário, são usinadas a partir de aço carbono 1020, conforme mostrado na Fig. 43, enquanto as peças do suporte de contenção de aço inox 304. A escolha do aço carbono para as peças da unidade do acelerômetro é justificada por sua resistência mecânica e, especialmente, pela sua permeabilidade magnética, que supera o aço inox.

O valor estimado da permeabilidade magnética do aço carbono 1020 é $1,26 \times 10^{-4}$ H/m e sua permeabilidade relativa é aproximadamente igual a 100. Sua maior permeabilidade magnética permite concentrar melhor as linhas de fluxo magnético dentro do protótipo, o que favorece o desempenho do acelerômetro. Para as peças de suporte, optou-se pelo uso do aço inox 304, um aço austenítico não magnético, com o objetivo de minimizar a interação magnética e garantir a estabilidade na contenção das peças. Essa escolha estratégica proporciona um ambiente mais propício para o funcionamento do protótipo, assegurando que as peças se mantenham em posição de forma confiável e evitando interferências indesejadas no campo magnético.

Figura 43: Peças da unidade do acelerômetro usinadas em aço carbono.



Fonte: O autor.

Na etapa seguinte, procedeu-se ao posicionamento do par de ímãs de neodímio nas peças das extremidades, seguido do encaixe das peças polares. Devido à imantação das peças, ao posicionar o ímã, as peças polares se uniram quase instantaneamente, o que as manteve firmemente juntas. A Fig. 44 apresenta esse encaixe, destacando a peça com dois furos, que se refere ao par de peças inferior, através dos quais os fios que alimentam

os sistemas da unidade do acelerômetro serão conduzidos.

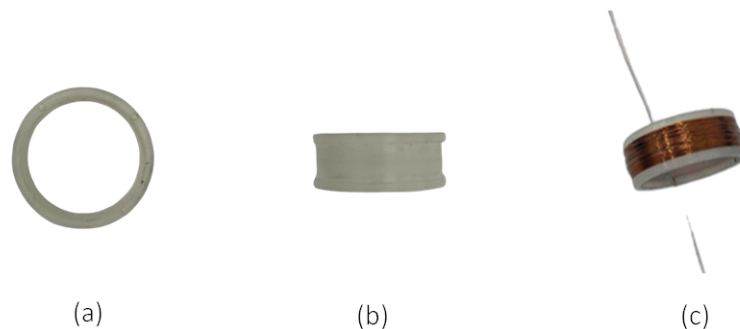
Figura 44: Peças polares usinadas em aço carbono com o Imã de neodímio e as peças da extremidade (a) Vista superior (b) Vista Lateral.



Fonte: O autor.

A Fig. 45 oferece uma visão mais detalhada da peça destinada ao enrolamento da bobina do sistema atuador. Essa peça, feita de *nylon*, permite o enrolamento de 126 voltas de fio 31 AWG, conforme mostrado na imagem (c). A utilização desse material para confeccionar essa peça oferece algumas vantagens importantes. Primeiramente, o *nylon* é conhecido por sua alta resistência mecânica e durabilidade, o que torna a peça capaz de suportar o enrolamento das bobinas sem sofrer danos ou deformações. Além disso, possui uma baixa densidade, o que contribui para a leveza do protótipo e evita a adição de peso desnecessário. Outra vantagem é que é um material dielétrico, ou seja, não conduz eletricidade, o que é desejável para evitar interferências eletromagnéticas indesejadas no sistema.

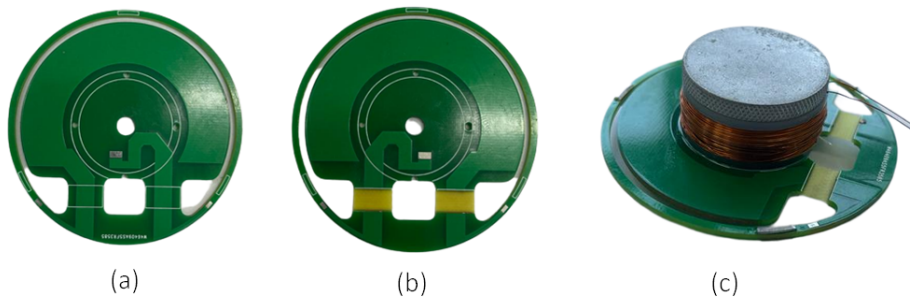
Figura 45: Etapas de enrolamento das bobinas (a) Vista superior (b) Vista Lateral (c) Bobina enrolada.



Fonte: O autor.

A Fig. 46 apresenta o anel de massa de prova em PCI com as dobradiças flexíveis à esquerda e sua forma confeccionada à direita. Após a criação das dobradiças, que são responsáveis pelo movimento do pêndulo, essa peça não requer muitas preparações. Nela, os fios são posteriormente soldados nas trilhas e o par de bobinas será colado com o auxílio de um pivô, uma peça produzida especialmente para essa tarefa, conforme ilustrado em (c).

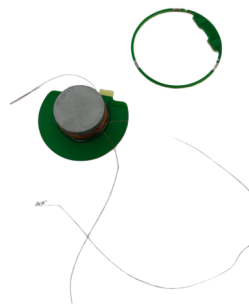
Figura 46: (a) Anel de massa de Prova em PCI (b) Anel com as dobradiças flexíveis (c) Bobina em colagem no anel de massa de prova com pivô.



Fonte: O autor.

A etapa de colagem das bobinas é simples, porém requer muito cuidado, considerando que tem de se lidar com um pêndulo altamente sensível, e as bobinas precisam estar bem fixas e alinhadas para garantir a simetria proposta pela patente. Por esse motivo, cada lado da bobina é colado em dias diferentes, garantindo que a cola estivesse completamente seca. Infelizmente, uma das peças acabou quebrando durante uma dessas etapas, conforme mostrado na Fig. 47. Mesmo assim, essa peça será analisada posteriormente.

Figura 47: Anel de massa de prova quebrado durante a colagem da bobina.

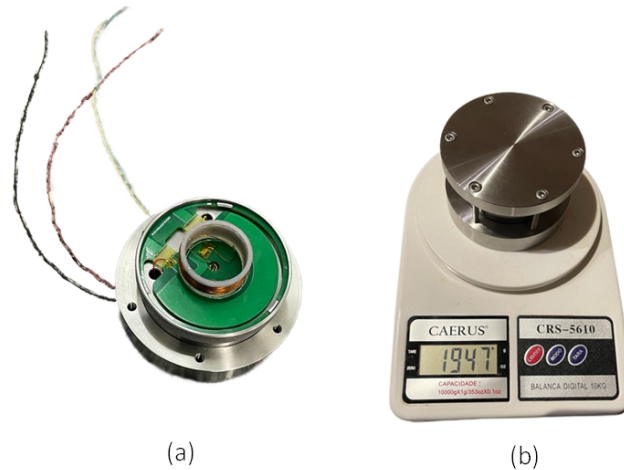


Fonte: O autor.

A Fig. 48 (a) mostra o protótipo montado aberto antes de encaixar as peças superiores.

Nessa foto, é possível ver o anel de massa de prova pronto, com as bobinas coladas e os fios descendo pelos furos e saindo por baixo da peça de contenção inferior. Após essa etapa, a unidade é fechada, e pode-se observar na Fig. 48 (b) o protótipo inteiro montado pronto para iniciar os testes e seu respectivo peso. Com quase 2 kg, o protótipo é grande e pesado, mas bastante robusto, prometendo atender às expectativas dessa fase de estudos.

Figura 48: (a) Protótipo montado aberto (b) Peso do protótipo montado.

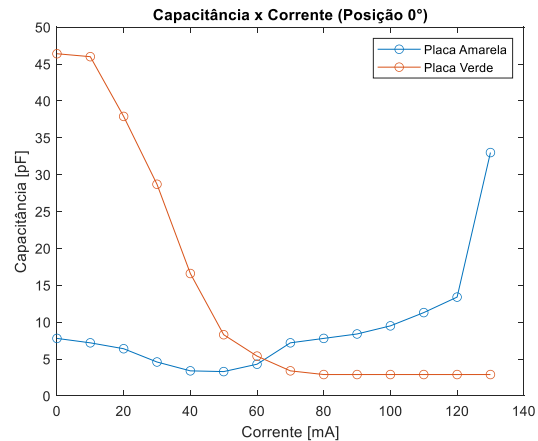


Fonte: O autor.

3.3.3 Resultados do Protótipo II

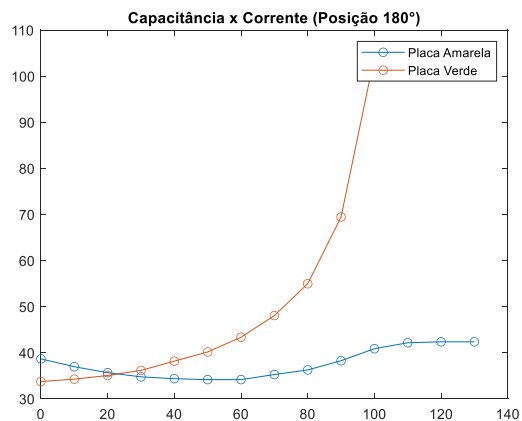
Semelhante ao protótipo modular, o primeiro teste realizado consiste em estimar a resposta do sistema capacitivo com a injeção de corrente pelas bobinas. Os resultados podem ser visualizados nas Figs. 49 e 50. Os gráficos apresentam as medidas da capacitância de ambas as placas do protótipo - a superior e a inferior - em relação à corrente. Esse experimento é realizado duas vezes: uma com o protótipo em posição normal e outra em 180° . Isso é feito com o objetivo de verificar se a saída do sistema se mantém simétrica independentemente da orientação do protótipo.

Conforme é possível observar, na Fig. 49, as curvas apresentam parcialmente o comportamento esperado - o aumento da corrente desloca a placa, aumentando o valor da capacitância de lado cuja distância entre as placas diminui (curva azul) e diminuindo o valor da capacitância do lado cuja distância diminui (curva laranja). Entretanto, note que a curva azul, em especial, teve uma atenuação de seu valor antes de subir, bem diferente do previsto.

Figura 49: Resposta do sistema capacitivo à injeção de corrente.

Fonte: O autor.

Duas principais hipóteses são levantadas para essa anomalia - o protótipo não está selado apropriadamente, o que causa um deslocamento das placas em meio a excitação das bobinas e a outra é de que os terminais internos ao protótipo estão em algum momento em curto com a carcaça, o que explica a oscilação na medida.

Figura 50: Resposta do sistema capacitivo à injeção de corrente posição 180°.

Fonte: O autor.

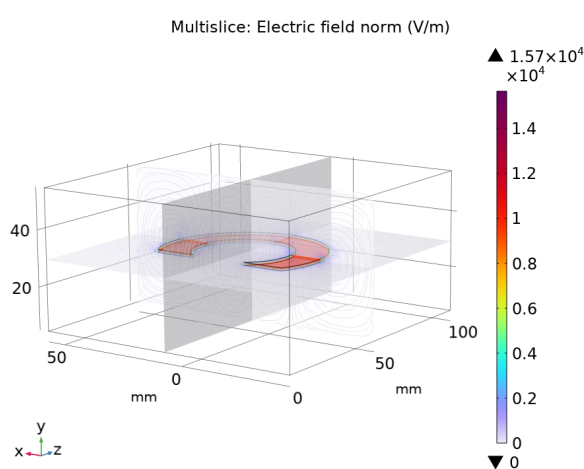
A Fig. 50, experimento onde o protótipo II fica em uma posição de 180° em relação ao primeiro teste, teoricamente, espera-se que mostre o comportamento inverso. Nota-se novamente um comportamento parcial do previsto. A curva da placa verde que no primeiro teste diminui com o aumento do valor da corrente, agora aumenta, indicando

que esta placa agora agora está se estreitando com a peça magnética. A curva da placa amarela, por sua vez, inicialmente diminui e manteve-se em valores baixos até os 60 mA, onde voltou a aumentar, completamente o oposto do que deveria o que reforça a hipótese de um erro.

Analisando ambas as Figs. 49 e 50 é possível constatar que a anomalia afeta predominantemente a placa amarela. Caso a falha de procedimento fosse problemas na montagem do acelerômetro, ambas as placas apresentariam comportamentos irregulares. Após a abertura do sensor, é constatado o curto circuito dos terminais do capacitor da placa de prova na carcaça do protótipo.

Ainda que os resultados apresentem valores de capacitância bem acima do esperado, como é possível observar nas Figs. 49 e 50, os valores medidos da capacitância entre as placas foram consideravelmente mais altos do que a estimativa inicial. Enquanto a simulação indicou uma capacitância estimada de 21,878 pF, os valores obtidos nos testes reais são significativamente maiores, como vistos nos gráfico, estão entre 34 e 90 pF.

Figura 51: Simulação da capacitância entre o pêndulo de prova e a peça polar.



Fonte: O autor.

Essa discrepância levantou a hipótese de que a camada de tinta na trilha de cobre da placa PCI possa estar atuando como dielétrico, contribuindo para o aumento da capacitância. Para investigar essa possibilidade, utiliza-se um medidor de espessura de tinta, conforme a Fig. 52 para determinar a dimensão dessa camada.

Figura 52: Medição da espessura de tinta.

Fonte: O autor.

Após uma análise rápida, entretanto, a camada de tinta não atuaria como um dielétrico, mas sim como um capacitor em paralelo com as placas e o valor gerada por uma camada tão fina de um material é aproximadamente 0,1 pF. Com base na Eq. 26, quando se tem dois capacitores em paralelo C_1 e C_2 , onde $C_1 \gg C_2$, o capacitor equivalente ($C_{eq} \approx C_1$).

$$C_{eq} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (26)$$

Ainda assim, esse experimento permite inferir outros aspectos do protótipo II. A aceleração de entrada, que provoca uma variação no ângulo de rotação θ e na capacitância diferencial ΔC , pode ser usada para estimar a sensibilidade. Essa estimativa é possível devido à aproximação de linearidade entre θ e ΔC , e o coeficiente relativo a essa relação pode ser obtido por meio da Eq. 27

$$\frac{\Delta C}{\theta} \approx 1,80 \times 10^3 \text{ (pF/rad)} \quad (27)$$

O coeficiente obtido por meio do protótipo é de aproximadamente 20% do valor mencionado em Li et al. (2011). Esse resultado é promissor, dada a complexidade do projeto e o estágio inicial de desenvolvimento.

3.4 Conclusões os Modelos Eletromecânicos

O primeiro protótipo apresentou limitações significativas, sendo exclusivamente útil apenas para propósitos pedagógicos. No entanto, o segundo protótipo, configurado como um modelo eletromecânico completo, revelou-se substancialmente mais avançado. Destacando-

se pela eficiência ao operar com correntes muito inferiores em comparação com o protótipo de bancada, ganhou destaque pela capacidade de medir capacitâncias variáveis de forma estável.

Com base nessas considerações, o foco do próximo capítulo é o desenvolvimento da eletrônica necessária para interpretar as variações de capacitância e controlar as bobinas de atuação. Está prevista a inclusão de um compensador PID para fechar a malha do sensor, visando aprimorar a precisão e a resposta do dispositivo, consolidando, assim, o avanço significativo alcançado com o segundo protótipo. O atual estágio do projeto destaca a necessidade de uma integração coesa entre os componentes eletrônicos, visando a construção de um sistema sensorial mais avançado e eficiente.

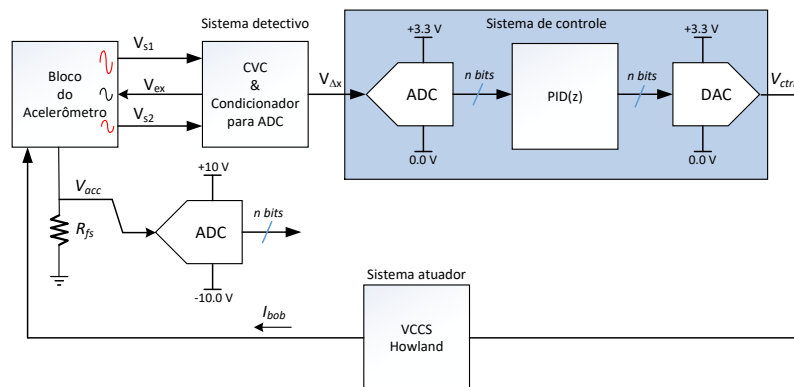
4 Sistemas de Detecção, Atuação e Controle

O presente capítulo oferece uma visão abrangente dos sistemas desenvolvidos ao longo desta pesquisa, destacando, em particular, os componentes comerciais estrategicamente escolhidos para desempenhar papéis cruciais no condicionamento e processamento de sinais. Dada a natureza intrínseca dos sensores como dispositivos que convertem grandezas físicas em sinais elétricos, o foco desta seção recai sobre a caracterização desses sistemas. Em especial, será dedicada atenção à análise dos desafios e discutida as metodologias empregadas para medir as grandezas associadas à aceleração inercial.

4.1 Sistemas

Conforme delineado no Capítulo 3, o acelerômetro Q-Flex compreende pelo menos três blocos de sistemas eletrônicos - o Sistema Detectivo, o Sistema Atuador e o Sistema de Controle - conforme ilustrado na Fig. 53. Essa seção é especialmente direcionada aos Sistemas Atuador e Detectivo.

Figura 53: Blocos do Acelerômetro Q-Flex.



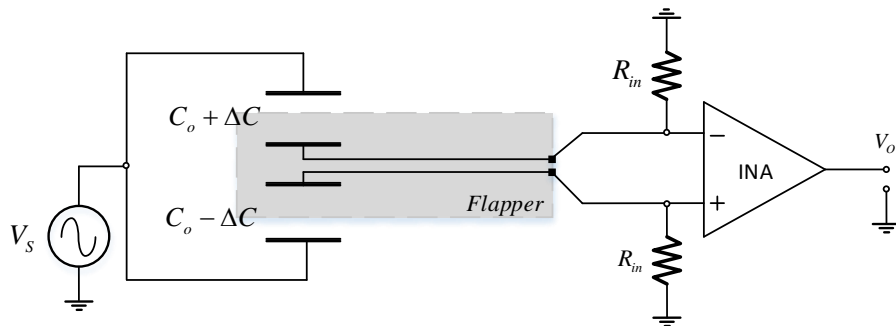
Fonte: O autor.

4.1.1 Sistema detectivo

A medição da capacitância em tempo real é essencial para fechar a malha do acelerômetro. Existem várias propostas na literatura para realizar essa medida, e uma delas é o uso de uma configuração de capacitor diferencial. Essa configuração pode ajudar a melhorar o desempenho do acelerômetro ao cancelar o ruído de modo comum, que é presente em ambas as placas.

O sistema responsável por medir o deslocamento causado pela aceleração é descrito no diagrama da Fig. 54. Neste sistema, dois capacitores variáveis de valor de repouso C_o são dispostos em uma configuração diferencial, com cada placa tendo uma capacitância indicada por $C_o \pm \Delta C$ e $C_o \mp \Delta C$. Uma tensão alternada é aplicada sobre as placas externas irá produzir uma corrente pelos capacitores. Esta corrente será igual em ambos os lados caso o *flapper* esteja perfeitamente centrado. Quanto mais deslocado do centro estiver o *flapper* maior será a diferença entre as correntes, e portanto maior a diferença de tensão na entrada do INA¹. É possível identificar a direção de movimento analisando a fase entre o sinal de entrada e o de saída.

Figura 54: Ponte de capacitância para medição de deslocamento de massa de prova.



Fonte: O autor.

A capacitância (pF) de uma única placa no vácuo com superfície A e espaçamento x é dada pela Eq. 28.

$$C_o = \frac{8,85A}{x} \text{pF}, \quad (28)$$

e a taxa de variação da capacitância com a distância é dada pela Eq. 29.

¹INA é uma sigla para *Instrumentation Amplifier*

$$\frac{\partial C}{\partial x} = -\frac{8,85A}{x^2} \text{ pF/m} \quad (29)$$

Para pequenas variações de capacitância, pode-se considerar que

$$\Delta C = -C_o \frac{\Delta x}{x} \quad (30)$$

A sensibilidade do sensor é inversamente proporcional ao espaço entre as placas, conforme demonstrado pela Eq. 28.

O circuito mostrado na Fig. 54 é extremamente simples pois apenas subtrai as duas tensões produzidas em resistores nas entradas do INA. Pode-se escrever a equação da tensão entre os terminais positivos e negativos do INA respectivamente, como:

$$V_+ = \frac{V_S R_{in}}{R_{in} + \frac{1}{s(C_o + \Delta C)}} \quad (31)$$

e

$$V_- = \frac{V_S R_{in}}{R_{in} + \frac{1}{s(C_o - \Delta C)}} \quad (32)$$

Considerando o ganho do INA unitário a tensão de saída é dada pela subtração de V_+ e V_- :

$$V_O = V_+ - V_- = \frac{sC_o R_{in}(x - \Delta x)V_S}{sC_o R_{in}(x - \Delta x) + x} - \frac{sC_o R_{in}(x + \Delta x)V_S}{sC_o R_{in}(x + \Delta x) + x} \quad (33)$$

Com um pouco de manipulação algébrica, chega-se a

$$V_O = \frac{-2sC_o R_{in} \Delta x V_S}{\left(sC_o R_{in} + 1 - sC_o R_{in} \frac{\Delta x}{x}\right) \left(sC_o R_{in} + 1 + sC_o R_{in} \frac{\Delta x}{x}\right)} \quad (34)$$

A Eq. 34 pode ser simplificada por meio de duas considerações plausíveis. A primeira é, como a impedância de entrada é muito alta ($R_{in} \approx 1 \text{ M}\Omega$), pode-se considerar que $sC_o R_{in} \gg 1$ o que causa uma resultante $\approx sC_o R_{in}$. Esta simplificação arretará na seguinte expressão:

$$V_O = \frac{-2\Delta x V_S}{sC_o R_{in} \left(1 - \frac{\Delta x}{x}\right) \left(1 + \frac{\Delta x}{x}\right)} = \frac{-2\Delta x V_S}{sC_o R_{in} \left[1 - \left(\frac{\Delta x}{x}\right)^2\right]} \quad (35)$$

Nota-se que o termo Δx sempre será muito pequeno comparado a x . Desta forma $1 \gg (\Delta x/x)^2$, conseqüentemente a Eq. 35 torna-se finalmente:

$$V_O = \frac{-2V_S}{sC_o R_{in}} \Delta x \quad (36)$$

E com $s = j\omega$:

$$V_O = \frac{2V_S}{\omega C_o R_{in}} \Delta x \angle 90^\circ \quad (37)$$

Nestas condições o módulo da saída do INA dependerá de inúmeros fatores: da tensão de pico da senoide de excitação V_S , da frequência ω , da capacitância C_o de repouso do flapper e da resistência de entrada R_{in} . Este circuito, apesar de funcionar razoavelmente é instável e inadequado para um circuito de precisão. Uma solução seria substituir os resistores R_{in} por capacitores cujos valores sejam bem próximos ao valor de C_o . Realizando um procedimento matemático semelhante ao anterior, pode-se chegar facilmente na relação:

$$V_O = \frac{2C_o \Delta C V_S}{(2C_o + \Delta C)(2C_o - \Delta C)} = \frac{2C_o \Delta C V_S}{4C_o^2 - \Delta C^2} \approx \frac{2C_o \Delta C V_S}{4C_o^2} = \frac{V_S}{2} \frac{\Delta C}{C_o} \quad (38)$$

Note que de acordo com a Eq. 38 a tensão de saída do INA dependerá somente da amplitude da senoide de entrada e da razão da variação de capacitância em relação ao valor de repouso. O circuito tende a ser mais estável e ter maior repetibilidade.

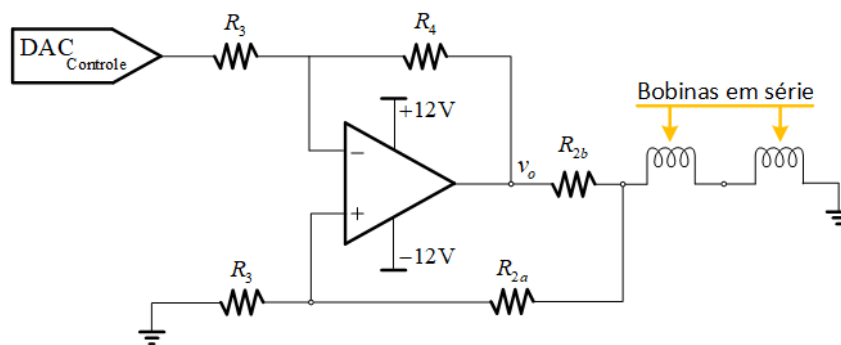
4.1.2 Sistema Atuador

As bobinas atuam para fechar o circuito do sensor, fornecendo torque contra a aceleração. O anel de massa de teste pode ser tensionado para as folgas superior e inferior no projeto do acelerômetro de pêndulo. Por isso, é crucial que o circuito que alimenta as bobinas seja capaz de fornecer uma corrente simétrica ao atuador, da forma mais linear e precisa possível.

Uma fonte de corrente controlada por tensão (VCCS) é adequada para controlar a

corrente do atuador. Essa topologia de fonte permite que um microcontrolador (responsável pelo controle digital) trate a corrente do VCCS usando um DAC. A Fonte de Corrente Howland (HCS) é escolhida entre as topologias disponíveis. A HCS é usado em muitas aplicações e pode fornecer uma corrente simétrica independentemente do valor da impedância da carga. Além disso, seu projeto é relativamente simples, utiliza apenas um amplificador operacional e permite uma solução linear para o problema da fonte de corrente controlada por tensão, o que apresenta algumas vantagens sobre topologias mais complexas (BATISTA et al., 2023a). A Fig. 55 mostra o esquema do circuito da fonte de corrente de Howland para alimentar o atuador de projeto.

Figura 55: Esquema da Fonte de Corrente Howland para fornecer corrente através das bobinas.



Fonte: O autor.

4.1.3 Diagramas Elétricos

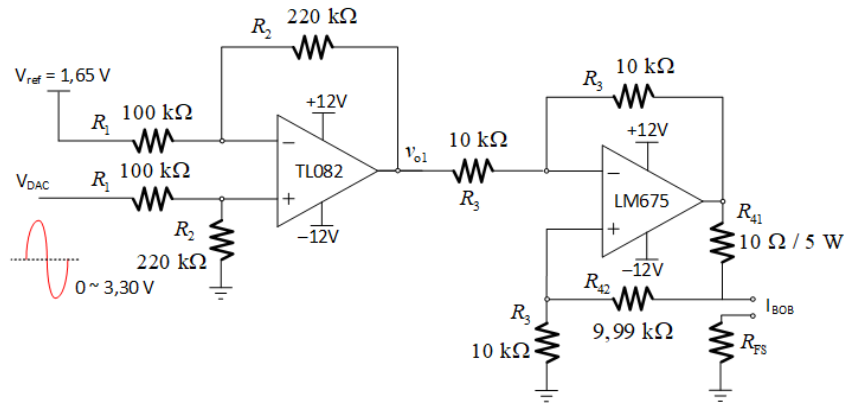
4.1.3.1 Fonte VCCS

A Fonte de Corrente de Howland, também conhecida como VCCS (*Voltage-Controlled Current Source*), é um circuito projetado para fornecer uma corrente de saída controlada por uma tensão de entrada. Um dos principais aspectos no projeto desse circuito é determinar o valor máximo de corrente a ser fornecido, uma vez que a Fonte de Howland mantém uma corrente constante mesmo diante de variações na carga conectada (MAHNAM; YAZDANIAN; SAMANI, 2016). Outro fator crucial, diretamente vinculado ao valor máximo de corrente, é o resistor em série com a carga R_{41} , conforme ilustrado na Fig. 56.

Conforme destacado por Batista et al. (2023b), o resistor R_{41} exerce um impacto significativo nesse projeto, manifestando efeitos não lineares devido ao aquecimento no desvio do OpAmp e no resistor de detecção. Essas não linearidades resultam em distorções na saída, comprometendo a exatidão e a linearidade do circuito. Portanto, é selecionado

um resistor de alta potência com 5W de capacidade e baixa tolerância.

Figura 56: Esquema Elétrico fonte de Howland.



Fonte: O autor.

Um benefício significativo desta configuração é a flexibilidade na escolha do valor de ganho (ALLSTOT, 1987). Dada a tensão de saída do conversor DA de 3,3 V, a finalidade deste projeto é fornecer valores de corrente tanto positivos quanto negativos, controlados pela tensão de saída no DAC que é variando entre 3,3 V e 0 V, respectivamente. Conforme descrito pela Eq. 39, que modela a tensão sobre a carga e o resistor R_{41} , a tensão de referência deve ser ajustada para 1,65 V, exatamente metade da tensão máxima de saída do DAC. Isso garante que a operação esteja centrada em torno da metade da faixa de saída, permitindo uma resposta simétrica e eficaz do sistema, portanto, o ganho de 2,2 dado no primeiro estágio.

$$V_{o1} = 2,2(V_{DAC} - 1,65) \quad (39)$$

Embora o AmpOp seja capaz de fornecer até 3 A, a corrente é limitada ao valor de 363 mA, conforme expresso pela Eq. 40, o que se encontra dentro de uma faixa segura de operação para o Resistor e excede significativamente a corrente necessária para o protótipo do acelerômetro superar a aceleração de 1 g, conforme demonstrado nos testes apresentados no Capítulo 3.

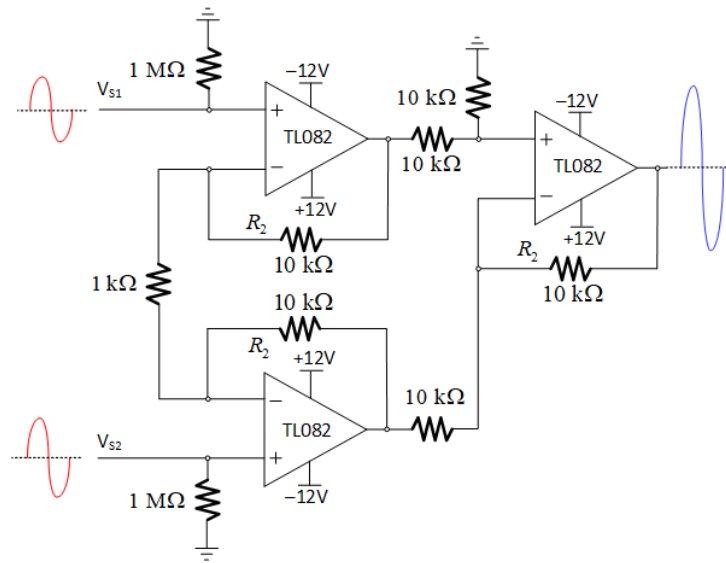
$$I_{BOB} = \frac{1}{R_{41}}V_{o1} = \frac{1}{10}V_{o1} \quad (40)$$

4.1.3.2 Conversor de capacitância em tensão (*Capacitance-to-Voltage Converter*)

Sensores de capacitância desempenham um papel crucial em diversas aplicações laboratoriais e industriais, onde são utilizados para medir variáveis físicas como deslocamento, força, pressão, densidade e concentração de substâncias em fluxos bifásicos. Entretanto, esses sensores enfrentam desafios devido à presença de capacitâncias parasitas, muitas vezes superiores à metade do valor nominal da capacitância do sensor. Isso ocorre devido à necessidade de blindagem para mitigar interferências de ruído, juntamente com as variações inevitáveis tanto na média da capacitância do sensor quanto na capacitância parasita, influenciadas por fatores ambientais como a temperatura (MARIOLI; SARDINI; TARONI, 1991).

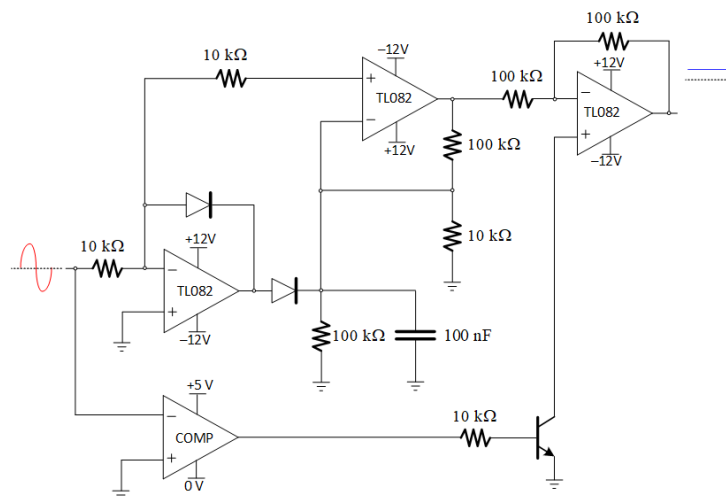
Embora esse seja um problema amplamente discutido na literatura, a maioria dos métodos disponíveis revela-se incapaz de lidar com variações da ordem de 1 ppm em relação ao valor nominal da capacitância. Nesse contexto, os circuitos conversores de capacitância diferencial para tensão (CVC) surgem como uma das principais abordagens para aferir essas medidas. O CVC proposto por Lotters et al. (1999) é notável por sua simetria, composto por duas meias pontes CA independentes de frequência que funcionam como moduladores AM, dois demoduladores AM e um amplificador de instrumentação capaz de rejeitar sinais de modo comum. Apresentando alta sensibilidade, este circuito é capaz de detectar alterações na capacitância da ordem de 2 ppm em relação ao valor nominal (equivalente a 24 pF em uma capacitância nominal de 12 pF), resultando em uma saída medida de tensão de 1,5 mV. No entanto, devido a desvios, a precisão absoluta e a resolução do CVC são limitadas a 3,5 ppm. Apesar de seu excelente desempenho teórico não foi a primeira escolha para implementação neste projeto.

O CVC elaborado neste estudo é dividido em duas partes. A primeira desempenha o papel de um INA subtrator que subtrai os dois sinais senoidais gerados pelo bloco do acelerômetro e aplica um ganho K_{INA} conforme demonstrado na Fig. 57. Desse modo, obtém-se o sinal resultante que não apenas reflete a magnitude da aceleração aplicada à massa de prova do sensor, mas ainda não é capaz de indicar sua direção.

Figura 57: Esquema Elétrico Subtrator CVC.

Fonte: O autor.

A segunda etapa, por sua vez, ilustrada na Fig. 58, funciona como um demodulador e detector de fase (DDF), convertendo a amplitude do sinal CA em um sinal CC. Este último deve ser condicionado para faixa de tensão de entrada do conversor ADC entre $-5.0 \sim 5.0$ V.

Figura 58: Esquema Elétrico Retificador pós-CVC.

Fonte: O autor.

4.1.4 Conversor AD

O conversor AD escolhido foi o ADS8689 do tipo SAR (aproximações sucessivas), interface SPI de até 50 MHz, alimentação unipolar de 0 ~ 5 V, velocidade de conversão de até 1 MSPS e resolução de 18 bits, tensão de entrada de até $\pm 12,288$ V, referência de tensão de 4,096 V interna e encapsulamento SMD tipo TSSOP de 16 pinos. Este conversor é aplicado na conversão da tensão de saída do DDF. Como este conversor é bastante rápido cogitou-se a possibilidade de ler o sinal diretamente do CVC (sinal senoidal) e estimar a amplitude da senoide, o que pode ser aperfeiçoamento futuro.

4.1.5 Conversor DA

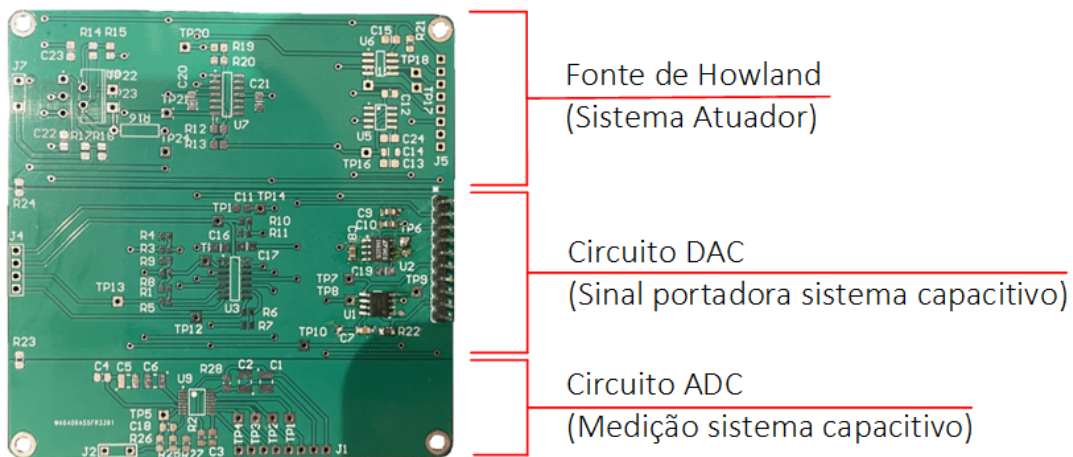
O conversor DA selecionado foi o DAC8830 de interface SPI de até 50 MHz, saída unipolar de 0 ~ 3.3V compatível, velocidade de conversão de 1 MSPS e saída de 0 a V_{REF} sendo necessário referência externa. Não possui *buffer* interno e seu encapsulamento SMD é tipo SOIC de 8 pinos. Além de ser utilizado para comandar a corrente na VCCS ele poder ser aplicado na geração do sinal senoidal de excitação do capacitor diferencial.

4.1.6 Projeto da PCI Auxiliar

Devido à necessidade de interfacear os conversores AD e DA com o kit do microcontrolador STM32F746 projetou-se uma PCI auxiliar. A principal motivação para isso é o fato dos conversores AD e DA funcionarem encapsulamento SMD. Entretanto aproveitou-se do tamanho mínimo ² de PCI da para incluir os circuitos CVC, DDF e VCCS, apesar destes circuitos ainda não estarem testados. A placa de circuito impresso projetada está ilustrada na Fig. 59. Os conversores AD e DA funcionaram corretamente em sua interface com o kit do microcontrolador, mas os circuitos restantes foram inutilizados pois havia necessidade de modificações bastante profundas.

²Em geral, as fábricas de PCI aceitam produzir em pequena quantidade placas de até 100 × 100 mm de dupla camada por preços módicos.

Figura 59: Placa de PCI confeccionada com a eletrônica para fechar a malha.



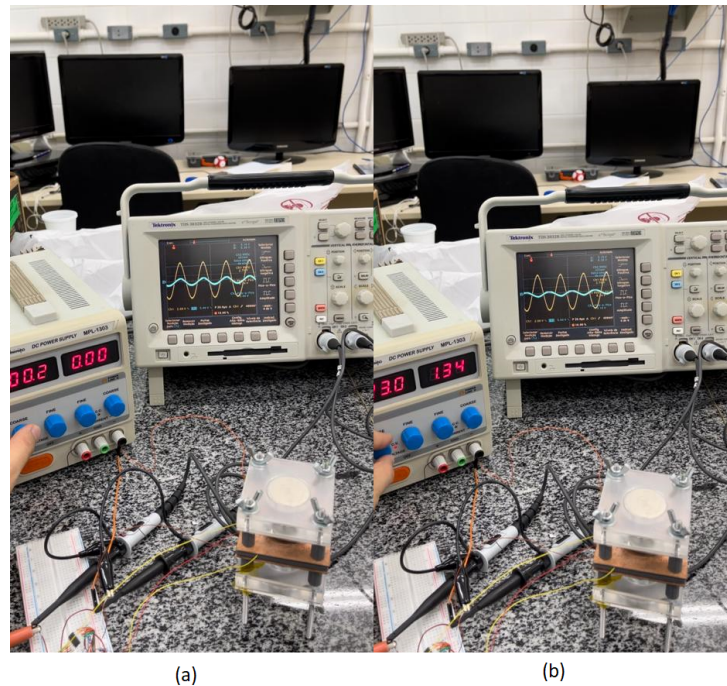
Fonte: O autor.

4.1.7 Teste dos Circuitos

A simulação teve como objetivo observar o comportamento dos sinais em relação à variação da capacitância de uma das placas. Como demonstrado pelas diferentes curvas na Fig. 60, à medida que a capacitância incrementa, a amplitude do sinal de saída também aumenta, de acordo com as expectativas teóricas. Com base nesses resultados, realizou-se um teste de bancada, conforme mostrado na Fig. 60, para verificar o funcionamento do circuito de forma experimental.

Utilizando um osciloscópio, variou-se a distância entre as placas, com a injeção de corrente entre as bobinas. Quando a distância entre as placas correspondentes ao capacitor superior é reduzida, aumentando, conseqüentemente, a capacitância, como ilustrado em (a) da Fig. 60, o sinal de saída em azul permaneceu em fase com o sinal de entrada. No entanto, ao alterar o sentido da corrente, como representado em (b), observou-se a mudança de fase do sinal de saída, em conformidade com as expectativas teóricas.

Esses experimentos fornecem evidências sólidas de que os circuitos propostos são capazes de responder às variações de capacitância de maneira coerente, validando assim a sua viabilidade e o projeto do acelerômetro pendular.

Figura 60: Experimento de bancada do circuito diferencial do capacitor.

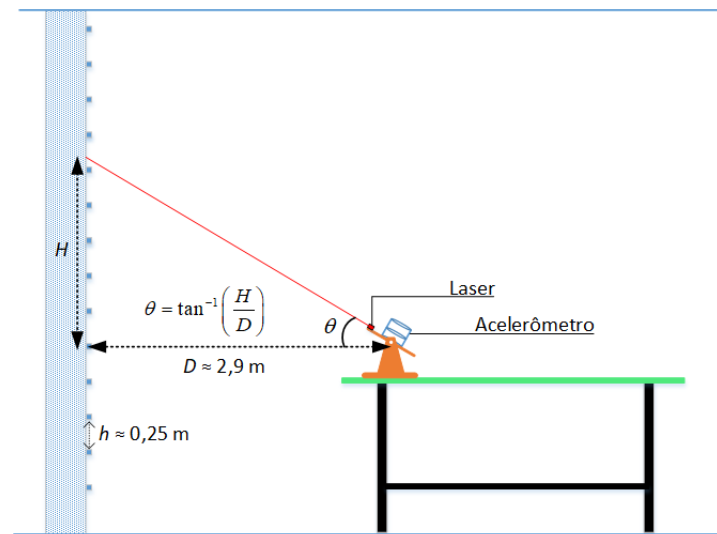
Fonte: O autor.

4.1.8 Experimento e Montagem

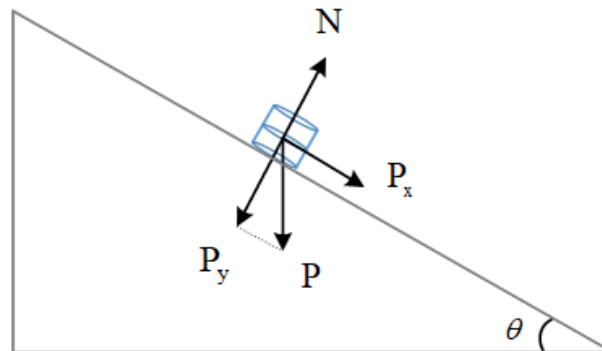
4.1.8.1 Experimento

A proposta do experimento consiste em simular um ambiente de malha fechada com controle manual. Ao utilizar um plano inclinado, é possível variar o valor da força peso percebida pelo acelerômetro. Com o conhecimento da variação, torna-se factível calcular esse valor. A Fig. 61 proporciona uma visão ilustrativa do experimento em questão.

O móvel, confeccionado em madeira, possui um plano variável e um laser direcionado para uma parede situada a uma distância conhecida D . Nessa parede, diversos pontos equidistantes h estão marcados. Dessa forma, é possível variar a angulação com precisão e em intervalos uniformes. Conforme a Fig. 62, a força peso (P) atuando ao longo do eixo y pode ser decomposta em duas componentes: uma na direção do plano inclinado (P_y) e outra perpendicular a ele (P_x).

Figura 61: Ilustração Experimento Malha Fechada Manual.

Fonte: O autor.

Figura 62: Decomposição da Força Peso no Plano Inclinado.

Fonte: O autor.

A relação entre a componente P_y e a força peso total (P) é dada pela Eq. 41.

$$P_y = P \sin(\theta) \quad (41)$$

onde θ é o ângulo de inclinação do plano em relação à horizontal.

Considerando a segunda lei de Newton ($F = ma$), onde P_y é a força atuante, m é a massa do objeto e a é a aceleração ao longo do plano, pode-se reescrever como a Eq. 42.

$$P_y = ma \quad (42)$$

Equacionando a Eq. 42 com a expressão 42, tem-se a Eq. abaixo:

$$ma = P \sin(\theta) \quad (43)$$

que pode ser simplificada, dividindo a massa de prova por ambos os lados da equação, para a Eq. 44.

$$a = g \sin(\theta) \quad (44)$$

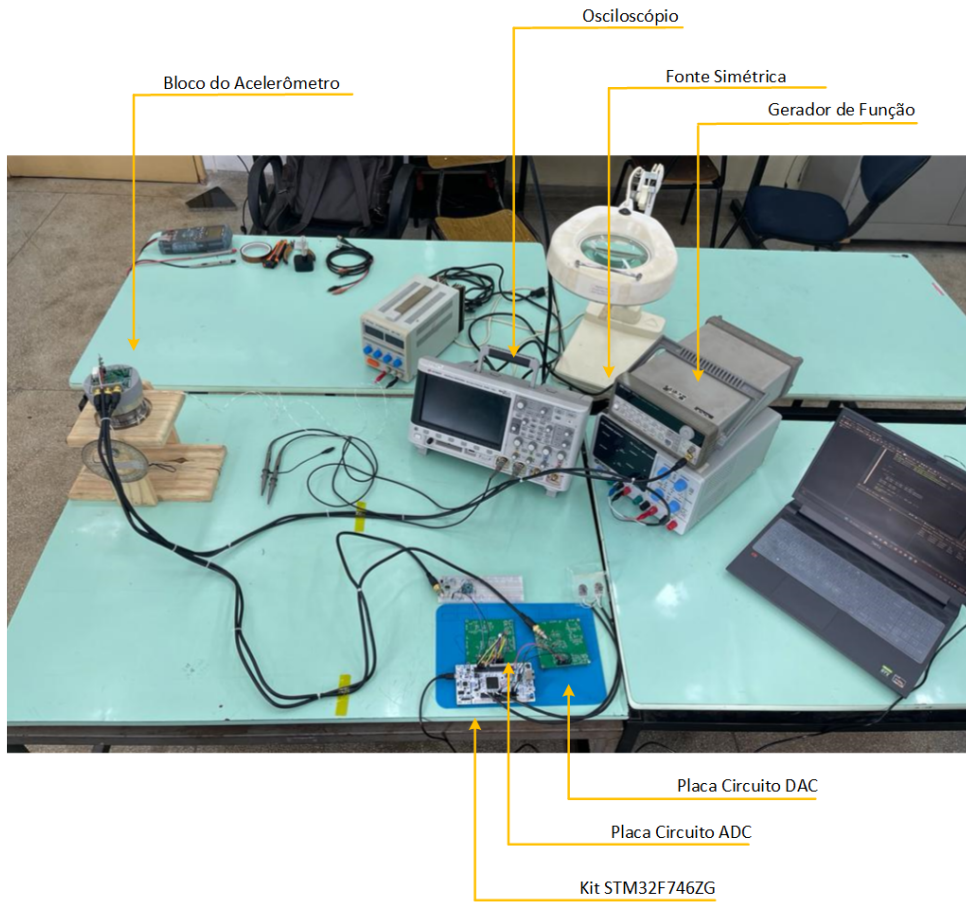
4.1.8.2 Montagem Experimental

Em sistemas de controle, a malha fechada envolve um ciclo de *feedback*, no qual o sistema monitora continuamente sua saída, realizando ajustes com base nessas informações para manter a saída desejada. Esse processo é geralmente automatizado por meio de hardware ou *loop* embarcado.

No contexto deste teste específico, cujo propósito é observar a resposta do protótipo sem a necessidade de uma resposta rápida, o controle de *feedback* é realizado manualmente. Isso é feito ao regular o valor de corrente do conversor DA, utilizando um par de potenciômetros. Um dos potenciômetros é designado para o ajuste grosso, enquanto o segundo, de ajuste fino, proporciona maior exatidão.

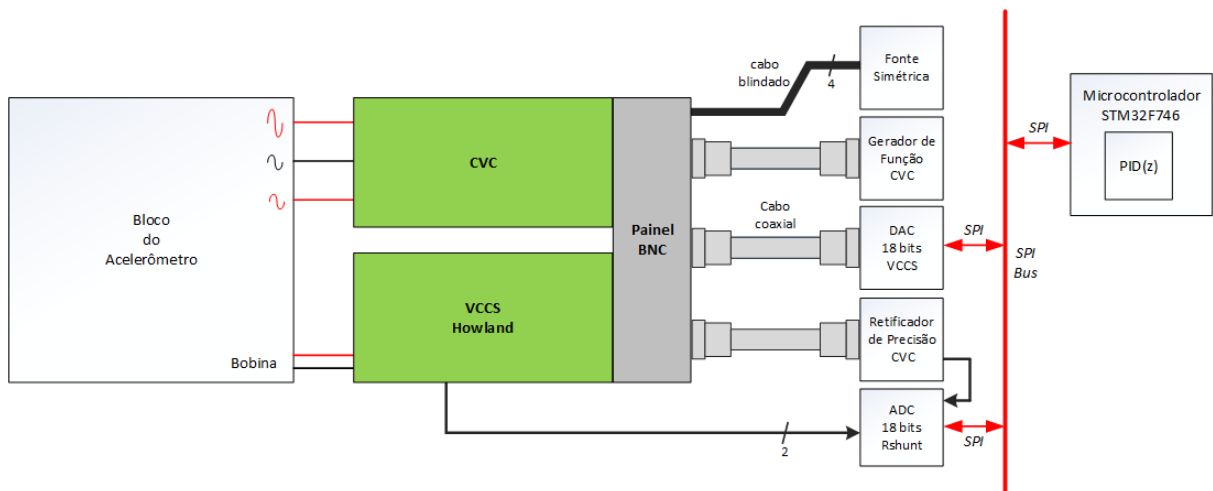
Com o objetivo de otimizar a montagem do experimento e minimizar interferências causadas por ruídos e capacitâncias nos cabos, a bancada de experimentos é organizada conforme o diagrama de blocos da Fig. 64. A bancada montada é apresentada na Fig. 63.

Figura 63: Bancada de Experimento.



Fonte: O autor.

Figura 64: Blocos Montagem Bancada de Experimento.



Fonte: O autor.

Bloco do Acelerômetro

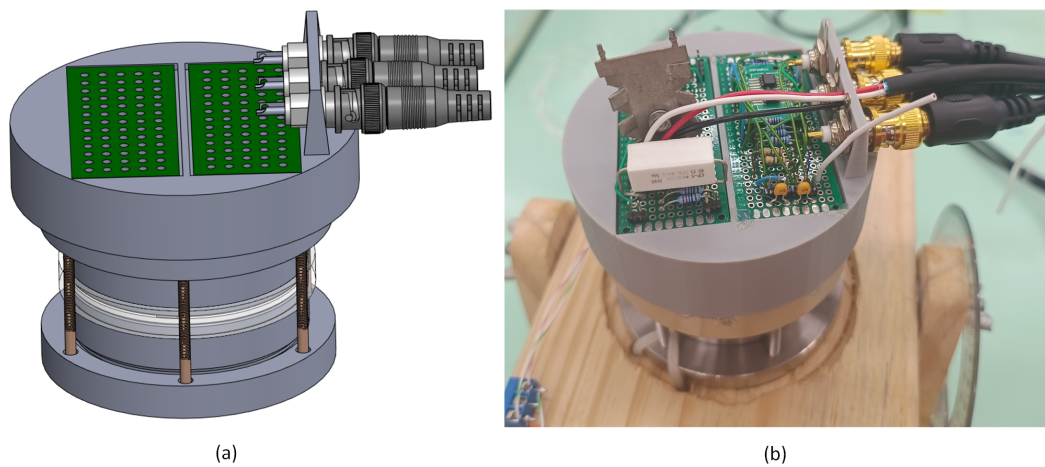
Contém os elementos mecânicos de atuação e sensores. O elemento de atuação são duas bobinas série que interagem com dois ímãs de neodímio contrapostos. O fechamento do circuito magnético é feito por meio de aço 1020 ao entorno (Fig. 39). O elemento sensor é formado por dois capacitores que compartilham a placa externa representada pelo invólucro do sensor e possuem placas independentes centrais. O objetivo é centrar o anel capacitivo de forma que ambas capacitâncias, superior é inferior, se tornem iguais.

Conforme discutido no Capítulo 3, quando as placas estão desequilibradas, tem-se um sinal senoidal resultante. Ao observar a saída do circuito CVC por meio do osciloscópio, os pontos coletados refletem o valor de corrente que praticamente anula a saída.

Painel BNC

Para viabilizar a interligação dos sinais com equipamentos de bancada e circuitos complementares foi projetado um painel de conectores BNC para dar entrada e saída aos principais sinais, a saber: (1) sinal de excitação do capacitor diferencial: ligado a um gerador de funções HP33120A; (2) sinal de saída do CVC: um sinal senoidal de amplitude variável que deve ser retificado e filtrado antes de ser adquirido em um conversor AD; (3) sinal analógico de comando para VCCS: sinal proveniente de um conversor DA. Ainda, um quarto cabo blindado de quatro vias é utilizado para levar a alimentação proveniente de uma fonte simétrica.

Figura 65: Peça desenvolvida para Encaixe dos Circuitos. (a) Peça desenhada no Solid para Encaixe dos Circuitos CVC e Howland e Conectores BNC. (b) Peça de Encaixe dos Circuitos impressa em 3D.



Fonte: O autor.

O painel PNC apresentado na Fig. 65 é desenhado no *software* CAD 3D, Solidworks, e fabricado por meio de uma impressora 3D, utilizando PLA como material devido às suas propriedades mecânicas favoráveis, como rigidez. Essa rigidez é essencial para sustentar o painel de conectores BNC posicionado ao lado dos circuitos.

Capacitance-to-voltage converter (CVC)

O CVC é o conversor capacitância-tensão. Como as capacitâncias são muito pequenas, da ordem de unidades de pF toda e qualquer variação mecânica por menor que seja influi na medida das capacitâncias. O Objetivo da inserção do CVC o mais próximo possível de onde as capacitâncias variáveis estão é justamente evitar a presença de capacitâncias parasitas variantes (PALLAS-ARENY; WEBSTER, 2012). A entrada de excitação é um sinal senoidal alternado de 20 kHz e amplitude de 10 Vpp. Este sinal é injetado na placa comum e coletado nas placas individuais. O CVC subtrai os sinais senoidais que retornam resultando em uma senoide de amplitude mínima quando as capacitâncias são iguais. A Fig. 66 apresenta o circuito conversor de capacitância.

VCCS

A VCCS também conhecida como fonte de Howland é uma fonte de corrente controlada por tensão. Seu uso aqui é necessário para evitar que a corrente mude com mudança da resistência da bobina de atuação. O resistor de referência para controle da corrente será o único responsável pela estabilidade da corrente na bobina.

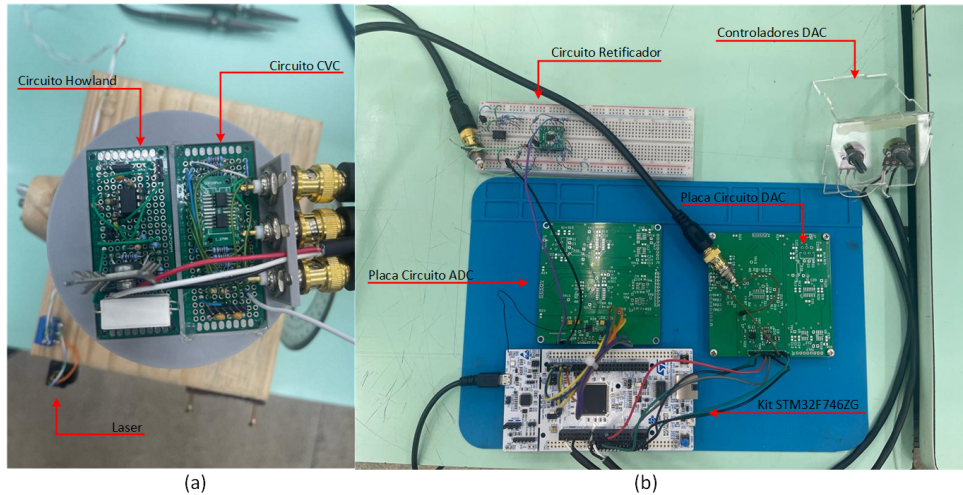
A entrada de controle da corrente é originada de um conversor DA com interface SPI conectado ao Kit STM. Conforme demonstrado na Fig. 66, o valor de saída do DAC de 16 bits é regulado por um par de potenciômetros através de um ADC no Kit. Um dos potenciômetros controla os 8 bits mais significativos, enquanto o outro controla os 8 bits menos significativos. O Kit processa esse valor e o transmite via interface serial para o DAC da VCCS. Essa abordagem é implementada para assegurar um ajuste mais fino ao alterar o valor de corrente que zera as senóides da VCCS.

Microcontrolador

Um kit equipado com o microcontrolador STM32F746ZG assume uma função central, facilitando a interface SPI para a leitura e escrita dos conversores AD e DA. O papel do STM32F746 é estabelecer uma comunicação eficaz entre esses componentes, a coleta de dados e o processamento adequado dos sinais. Adicionalmente, está previsto que este mesmo microcontrolador seja empregado em fases posteriores do projeto. Após a conclusão deste estudo, ele será programado para implementar um controlador Proporcional,

Integral e Derivativo (PID). A integração do PID é crucial para fechar a malha de controle do sensor, promovendo a estabilidade e o desempenho otimizado do sistema em tempo real.

Figura 66: Identificação do circuitos de experimento.



Fonte: O autor.

4.1.9 Resultados e Discussões

Os resultados do ajuste linear, provenientes do experimento descrito na Seção 4.1.7 e apresentados na Fig. 67, revelam informações significantes do protótipo II sobre a relação entre a corrente e o torque necessários para anular uma determinada aceleração gravitacional. Os pontos na Fig. 67 representam os dados experimentais, indicando como a corrente varia em relação ao torque para diferentes valores de aceleração g . Repetiu-se o procedimento experimental 5 vezes.

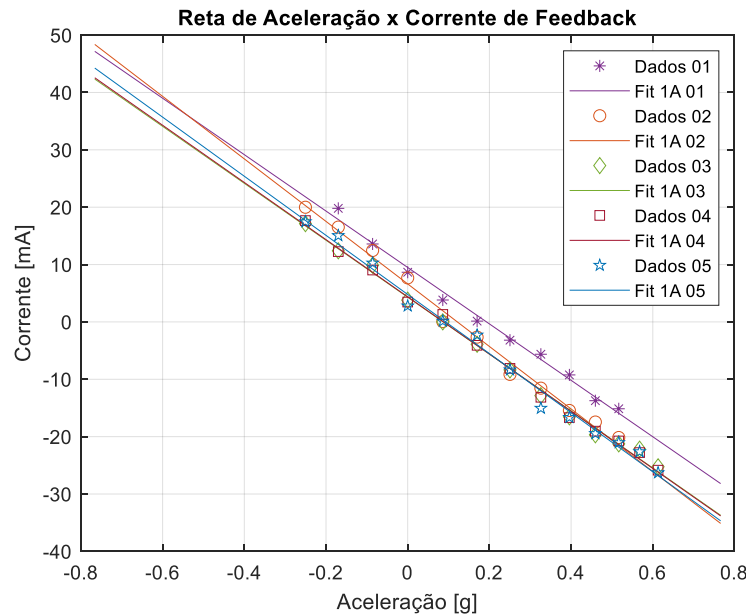
Com o intuito de simplificar a visualização e análise dos dados, é aplicado um ajuste linear no gráfico da Fig. 45 de cada uma das aquisições. A expressão matemática resultante para a média dessas amostras de dados é descrita pela Eq. 45.

$$y = -0,0592 + 0,00449x \quad (45)$$

Ao analisar a Fig. 67, é evidente uma considerável variação nas retas calculadas e oscilações nos pontos. Embora a linearidade seja razoável, observa-se que os próprios ajustes não conseguem interpolar todos os pontos da amostra, como indicado pelo coeficiente de determinação (R^2) de 92,24%. Esse valor sugere uma boa aproximação, contudo,

há espaço para melhorias. Vale ressaltar que parte das imprecisões decorre da limitada resolução e da dificuldade em realizar ajustes refinados nas fontes bancadas, usadas como tensão de entrada para a VCCS, representando uma limitação significativa na aquisição de dados.

Figura 67: Reta de Aceleração x Corrente de *Feedback* sem ajuste fino.



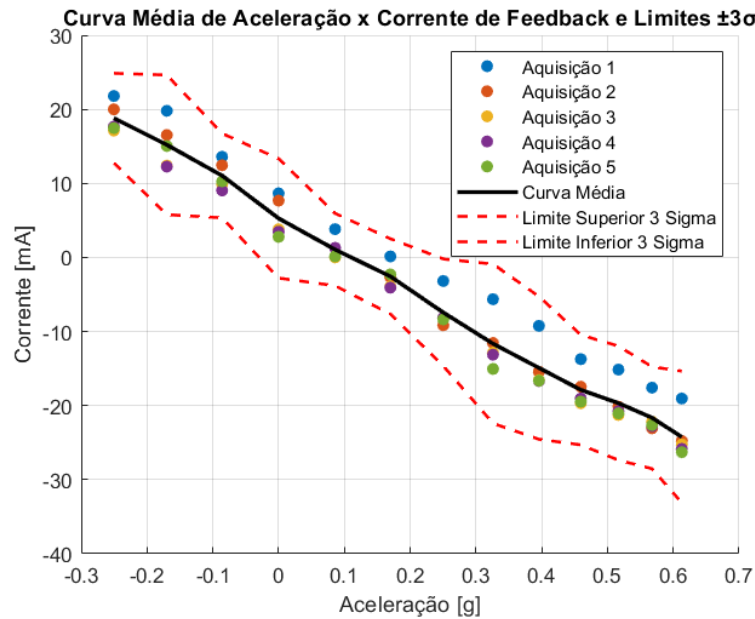
Fonte: O autor.

Realizar uma análise mais profunda, o gráfico da reta média dos dados adquiridos durante a prática experimental é apresentado na Fig. 68 com limite $\pm 3\sigma$. Nota-se uma grande área dentro dos limites indicando que as medidas estão se afastando significativamente do valor médio esperado, sugerindo uma grande incerteza nas medições.

Entretanto, observando também a Tab. 11, verifica-se que os Dados 1 estão mais dispersos dos demais conjuntos de aquisições, prejudicando a média dos dados em uma análise mais global. Quando uma proporção substancial dos dados está muito distantes das demais, torna-se mais difícil ter confiança na precisão e na consistência das medidas. Isso pode indicar a presença de erros sistemáticos não identificados, flutuações indesejadas no ambiente experimental ou até mesmo falhas no próprio dispositivo de medição.

Em geral, uma grande área dentro dos limites $\pm 3\sigma$ não é um bom sinal para as medidas, pois sugere uma falta de confiabilidade nos resultados e na capacidade do sistema de produzir medições consistentes e precisas. Dessa, forma, um novo gráfico é gerado retirando os dados da Aquisição 1, conforme a Fig. 69.

Figura 68: Retas Média de Aceleração x Corrente de *Feedback* sem ajuste fino com limite $\pm 3\sigma$.



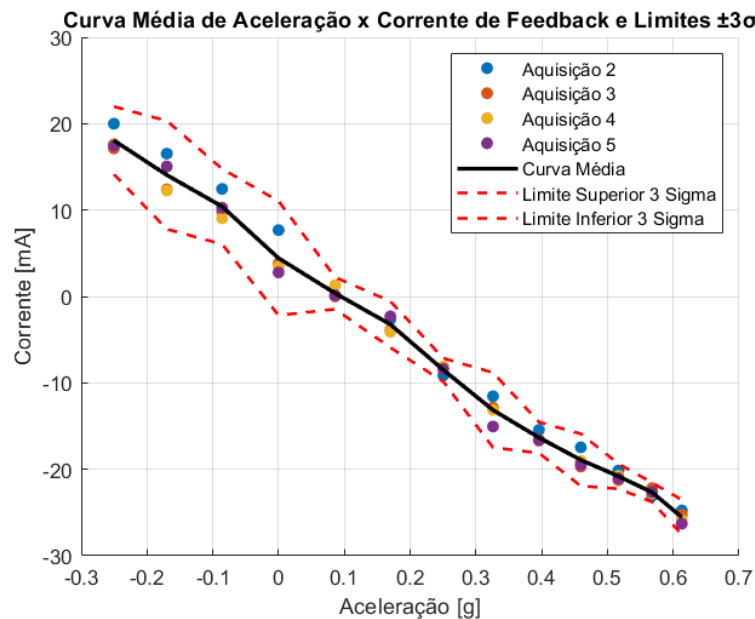
Fonte: O autor.

Tabela 11: Dados Aceleração x Corrente de *Feedback* com ajuste grosso

Aceleração (g)	Dados 1 (mA)	Dados 2 (mA)	Dados 3 (mA)	Dados 4 (mA)	Dados 5 (mA)	Média (mA)	σ^2
-0,25	21,80	19,99	17,13	17,67	17,47	18,81	2,02E-03
-0,17	19,80	16,53	12,39	12,26	15,05	15,21	3,14E-03
-0,09	13,59	12,45	9,88	9,05	10,27	11,05	1,90E-03
0,00	8,66	7,67	3,80	3,46	2,78	5,28	2,69E-03
0,09	3,82	0,06	0,01	1,30	0,14	1,07	1,63E-03
0,17	0,14	-2,65	-3,90	-4,08	-2,29	-2,56	1,69E-03
0,25	-3,18	-9,15	-8,36	-8,11	-8,37	-7,43	2,41E-03
0,33	-5,64	-11,55	-12,85	-13,13	-15,05	-11,64	3,58E-03
0,40	-9,24	-15,44	-16,55	-16,68	-16,64	-14,91	3,21E-03
0,46	-13,73	-17,45	-19,68	-19,04	-19,46	-17,87	2,48E-03
0,52	-15,14	-20,15	-21,26	-20,75	-21,04	-19,67	2,57E-03
0,57	-17,58	-23,07	-22,18	-22,78	-22,62	-21,64	2,29E-03
0,61	-19,04	-24,76	-25,25	-25,85	-26,29	-24,24	2,96E-03

Fonte: O autor.

Figura 69: Reta Média de Aceleração x Corrente de *Feedback* com limite $\pm 3\sigma$ sem a Aquisição 1.



Fonte: O autor.

Verifica-se uma redução substancial na região dos limites $\pm 3\sigma$, indicando que a variância dos dados diminuiu e, portanto, tem-se dados mais confiáveis. Esse fato é reforçado pela variância média desse conjunto de 4 dados, conforme a Tab. 69 que é $\overline{\sigma^2} = 1,04E-03$ contra $\overline{\sigma^2} = 2,51E-03$ do conjunto que dispõe das 5 aquisições.

Assim, o experimento alcança seu propósito ao possibilitar a extração da caracterização da resposta do protótipo diante de uma aceleração conhecida. Embora a análise demonstre alta confiabilidade nas medidas, é plausível considerar que na aquisição 01 possa haver alguma falha no processo comprometendo as medições. Portanto, torna-se fundamental aprimorar a prática experimental para obter com maior precisão os valores de corrente do protótipo.

Para solucionar as dificuldades de ajuste, integra-se o sistema de ajuste fino, utilizando um par de potenciômetros interfaceados com o Kit STM32F746ZG, conforme descrito na seção 4.1.8.2. Os resultados pós-ajuste são ilustrados na Fig. 70.

Tabela 12: Dados Aceleração x Corrente de *Feedback* com ajuste grosso sem aquisição 1

Aceleração (g)	Dados 2 (mA)	Dados 3 (mA)	Dados 4 (mA)	Dados 5 (mA)	Média (mA)	σ^2
-0,25	19,99	17,13	17,67	17,47	18,06	1,30E-03
-0,17	16,53	12,39	12,26	15,05	14,06	2,09E-03
-0,09	12,45	9,88	9,05	10,27	10,41	1,45E-03
0,00	7,67	3,80	3,46	2,78	4,43	2,20E-03
0,09	0,06	0,01	1,30	0,14	0,38	6,16E-04
0,17	-2,65	-3,90	-4,08	-2,29	-3,23	8,92E-04
0,25	-9,15	-8,36	-8,11	-8,37	-8,49	4,51E-04
0,33	-11,55	-12,85	-13,13	-15,05	-13,15	1,44E-03
0,40	-15,44	-16,55	-16,68	-16,64	-16,33	5,97E-04
0,46	-17,45	-19,68	-19,04	-19,46	-18,91	1,01E-03
0,52	-20,15	-21,26	-20,75	-21,04	-20,80	4,83E-04
0,57	-23,07	-22,18	-22,78	-22,62	-22,66	3,72E-04
0,61	-24,76	-25,25	-25,85	-26,29	-25,54	6,69E-04

Fonte: O autor.

Examinando a Fig. 70, torna-se evidente a melhoria alcançada por meio do ajuste fino. Tanto os pontos provenientes das três aquisições quanto as retas estimadas estão praticamente coincidência. Os resultados indicam fortemente que o protótipo II exibe uma notável linearidade, assemelhando-se ao objetivo do projeto Q-Flex. A equação que descreve a reta média calculada para este experimento é representada pela Eq. 46.

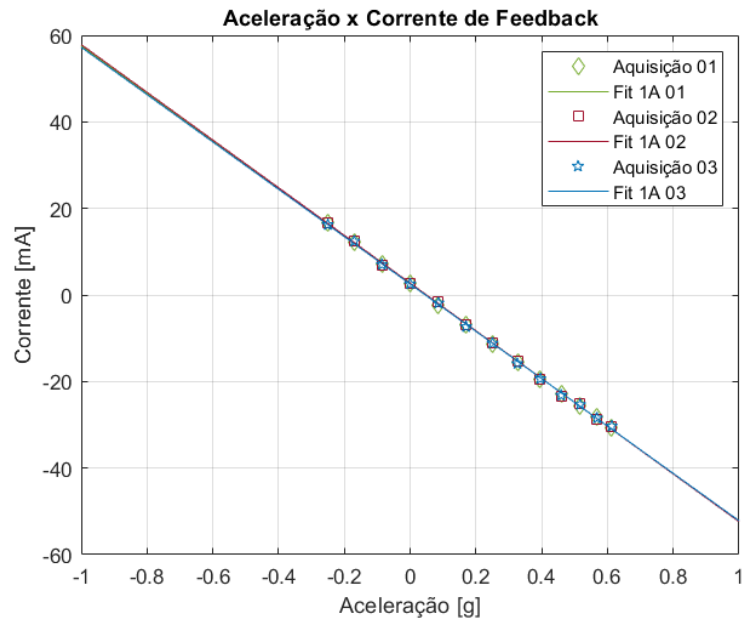
$$y = -0,0549 + 0,0026x \quad (46)$$

Em termos de linearidade, obtêm-se resultados muito satisfatórios. O coeficiente de determinação (R^2) do *Fit* apresenta um valor alto de 0.9993, indicando que 99,93% da variação na relação entre corrente e torque é explicada pelo modelo linear. A reta de ajuste passa muito próxima aos pontos experimentais, sugerindo uma alta correlação e linear entre essas variáveis.

Além disso, o erro padrão (σ), com um valor de 3,94e-4, é baixo, indicando que o modelo linear é altamente preciso em descrever a tendência observada nos dados experimentais. Assim como, A Soma Residual dos Quadrados (RSS) também pequena, com um valor de 6.04e-6. Esse resultado sugere que há uma quantidade ínfima de variação não

explicada pelo modelo, reforçando a qualidade do ajuste linear.

Figura 70: Reta de Aceleração x Corrente de *Feedback* com juste fino.



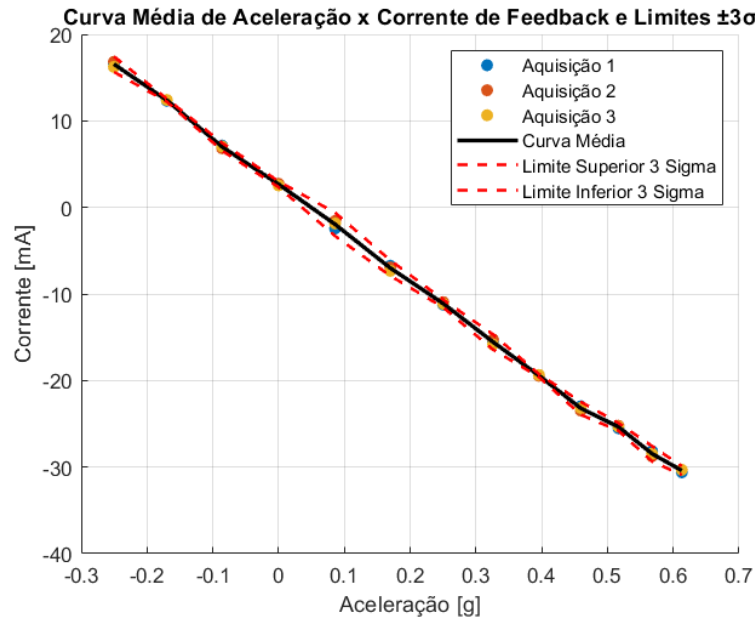
Fonte: O autor.

Novamente, na Figura 71, reproduz-se o gráfico dos limites $\pm 3\sigma$ com a curva média das aquisições realizadas com o ajuste fino. Essa representação visual é crucial para entender a consistência dos dados ao longo das diferentes medições. A linearidade evidente neste experimento é destacada pela pequena região de variância observada ao redor da curva média. Isso indica que os dados estão muito próximos da linha média, sugerindo uma consistência notável nas medições e uma relação linear bem definida entre as variáveis em estudo.

Ao analisar a Tabela 13, que apresenta os dados do experimento em malha fechada com ajuste fino, juntamente com os valores médios calculados e as variâncias correspondentes, podemos destacar a notável estabilidade deste método em comparação com o experimento anterior. A variância média desta prática foi a menor entre todas, totalizando $\overline{\sigma^2} = 4,28\text{E-}04$ em comparação com $\overline{\sigma^2} = 1,04\text{E-}03$ do experimento anterior. Isso significa que as variações nos dados são significativamente menores no experimento com ajuste fino, indicando uma maior consistência e precisão nas medições. Essa melhoria na estabilidade é particularmente importante, considerando que no experimento anterior o ajuste era realizado apenas com a fonte de alimentação de bancada. Portanto, os resultados sugerem que o ajuste fino proporciona uma maior confiabilidade e precisão nas medições, o que é

essencial para alcançar uma caracterização precisa e confiável do protótipo em estudo.

Figura 71: Gráfico da Reta Média de Aceleração x Corrente de *Feedback* com ajuste fino e limite $\pm 3\sigma$.



Fonte: O autor.

Tabela 13: Dados Aceleração x Corrente de *Feedback* com ajuste fino.

Aceleração (g)	Dados 1 (mA)	Dados 2 (mA)	Dados 3 (mA)	Média (mA)	σ^2
-0,25	16,62	16,82	16,23	16,56	2,99E-04
-0,17	12,32	12,42	12,42	12,39	5,65E-05
-0,09	7,14	6,84	7,04	7,01	1,49E-04
0,00	2,74	2,74	2,54	2,67	1,13E-04
0,09	-2,44	-1,56	-1,86	-1,96	4,48E-04
0,17	-6,75	-6,94	-7,33	-7,01	2,99E-04
0,25	-11,24	-10,95	-11,15	-11,11	1,49E-04
0,33	-15,55	-15,25	-15,84	-15,55	2,93E-04
0,40	-19,46	-19,46	-19,36	-19,43	5,65E-05
0,46	-22,98	-23,47	-23,17	-23,21	2,46E-04
0,52	-25,52	-25,23	-25,32	-25,36	1,49E-04
0,57	-28,16	-28,75	-28,45	-28,45	2,93E-04
0,61	-30,60	-30,31	-30,31	-30,41	1,69E-04

Fonte: O autor.

Portanto, os resultados apontam para uma notável linearidade na relação entre corrente, torque e aceleração gravitacional. O ajuste de primeira ordem um indicativo positivo de linearidade do dispositivo proposto alinhando-se com as expectativas para um acelerômetro Q-Flex.

Observando a taxa de variação obtida na Eq. 46, têm-se que o protótipo do acelerômetro precisa de aproximadamente 26 mA para anular a força de 1 g de aceleração. O valor é aproximadamente 20 vezes maior que o fator de escala do QA1000, usado como exemplo no Capítulo 2. Não existe um valor específico para todo o conjunto que engloba a massa de prova - placa capacitiva, par de bobinas - entretanto, em (BEITIA et al., 2015), os acelerômetros empregam um anel de quartzo de 1 grama de massa, enquanto o do protótipo possui 23,03 gramas. Isso demonstra que, proporcionalmente, os valores observados de corrente do protótipo estão coerentes com o de acelerômetro QA1000.

Outro aspecto que pode ser inferido a partir da Eq. 46 é a faixa de medição. Como são necessários 26 mA para vencer 1 g de gravidade, os principais fatores limitantes são, ignorando possíveis alterações na bobina, a máxima corrente fornecida pela fonte de Howland e a corrente máxima permitida dos fios das bobinas. A VCCS pode suprir até 363 mA, porém, o fio 31 AWG possui limite recomendado de corrente superiores a 232 mA. Dessa forma, obtêm-se que a faixa de medição do protótipo desenvolvido é de ± 9 g.

Apesar do experimento ter sido conduzido de forma manual, é possível considerar que o erro é baixo. Os pontos foram todos coletados seguindo o mesmo critério: quando a fase da senoide atinge 90° , conforme a Fig. 73.

Esse ponto é justificado matematicamente, dado que para o sistema detectivo tem-se 2 sinais senoidais, que possuem a mesma amplitude de tensão porém defasado em 180° , respectivamente, $V_{s1} = A_1 \sin(\omega t)$ e $V_{s2} = A_2 \sin(\omega t + \phi)$. Utilizando identidade de soma para seno, pode-se reescrever o sinal V_{s2} conforme a Eq. 47.

$$V_{s2} = A_2 \sin(\omega t + \phi) = A_2(\sin(\omega t + \phi) \cos(\phi) + \sin(\phi) \cos(\omega t)) \quad (47)$$

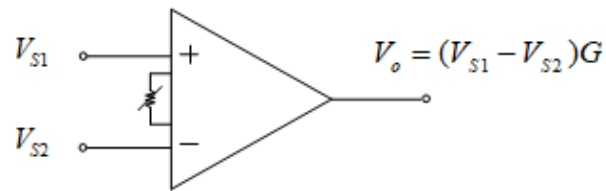
Como está se trabalhando um anel de massa de prova sensível, as variações são mínimas, dessa forma o ângulo $\phi \approx 0$, de onde é possível simplificar o sinal V_{s2} para a Eq. 48.

$$V_{s2} = A_2(\sin(\omega t + \phi) + \phi \cos(\omega t)) \quad (48)$$

O Amplificador de instrumentação, ilustrado na Fig. 72 é responsável por subtrair os

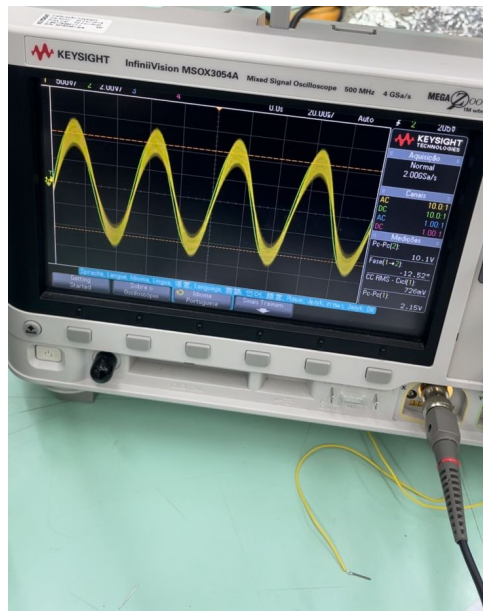
dois sinais fornecidos pelo par de capacitores das placas do protótipo.

Figura 72: Esquemático Amplificador de Instrumentação.



Fonte: O autor.

Figura 73: Sinal de saída no CVC com as placas capacitivas equilibradas.



Fonte: O autor.

Dessa forma, é possível escrever a saída do subtrator em termos dos sinais de entrada como expresso na Eq. 49.

$$V_o = (A_1 \sin(\omega t) - A_2 \sin(\omega t + \phi) + A_2 \phi \cos(\omega t))G \quad (49)$$

Quando as placas capacitivas estão equilibradas, isto é, ambas as amplitudes são iguais ($A_1 = A_2$) tem-se que ambos os sinais com sin são cancelados, conforme a Eq. 50.

$$V_o = -GA_2 \phi \cos(\omega t) \quad (50)$$

A Eq. 50 prova que a tensão de saída para o sistema em equilíbrio, ou seja, no centro não é nula. Existe uma amplitude mínima que depende da defasagem dos sinais subtraídos e é um cosseno, ou seja, há defasagem de 90° (ou -90°) em relação ao sinal de entrada.

A determinação precisa do ângulo da plataforma inclinada representa outro ponto importante neste estudo. Para minimizar quaisquer possíveis interferências de erro nessa medida, são adotadas medidas preventivas, incluindo a utilização de equipamentos milimetrados para medir as distâncias. Contudo, reconhece-se a presença de incerteza inerente devido à natureza das medições realizadas. A fim de mitigar essa fonte de incerteza, a bancada de experimento é estrategicamente posicionada a uma distância de 2,9 m (D), significativamente superior à ordem de grandeza da incerteza associada ao equipamento de medição, que é da ordem de 0,5 mm. Esta decisão é ilustrada na Fig. 61. Ao empregar a propagação de erros na expressão utilizada para calcular o ângulo de inclinação do plano (θ), chega-se à Eq. 51.

$$\Delta\theta = \frac{\partial\theta}{\partial H}\Delta H + \frac{\partial\theta}{\partial D}\Delta D \quad (51)$$

Aplicando as derivadas parciais, tem-se a Eq. 52.

$$\Delta\theta = \frac{1}{1 + \left(\frac{H}{D}\right)^2} \frac{1}{D} \Delta H + \frac{1}{1 + \left(\frac{H}{D}\right)^2} \frac{H}{D^2} \Delta D \quad (52)$$

que pode ser simplificada para a Eq. 53.

$$\Delta\theta = \frac{1}{1 + \left(\frac{H}{D}\right)^2} \frac{1}{D} \left(\Delta H + \frac{H}{D} \Delta D \right) \quad (53)$$

Considerandos os valores das distâncias $D = 2,9$ m, $h = 0,25$ m e da incerteza da medida das réguas milimetradas ($\pm 0,5$ mm), substitui-se na Eq. 53 e obtém a Eq. 54.

$$\Delta\theta \approx 0,000185679 \text{ rad} \quad (54)$$

$$\Delta\theta \approx 0,0106^\circ$$

Em conclusão, a incerteza é mantida em níveis bastante baixos, aproximadamente $0,01^\circ$, reforçando a confiabilidade dos dados obtidos no experimento. Esses resultados

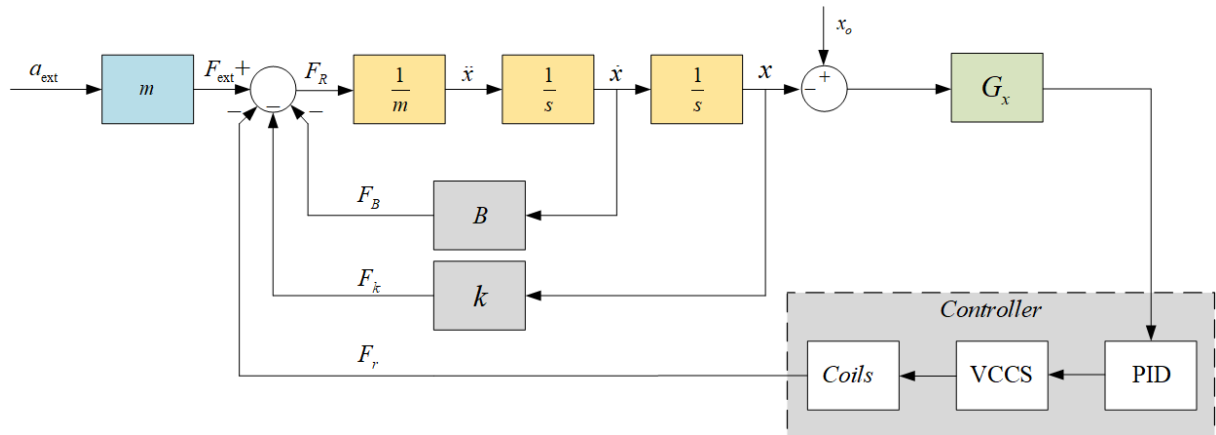
respaldam a robustez da metodologia empregada, oferecendo uma base sólida para interpretações e conclusões do estudo.

4.2 Sistemas de Controle em Malha Fechada

A modelagem matemática de sistemas dinâmicos é um processo essencial na compreensão e análise de uma variedade de sistemas presentes em diferentes domínios, como mecânica, elétrica, térmica, econômica e biológica. Essa modelagem é geralmente expressa por meio de equações diferenciais, as quais capturam a dinâmica de um sistema, derivadas das leis físicas que o regem, como as leis de Newton para sistemas mecânicos ou as leis de *Kirchhoff* para sistemas elétricos (OGATA, 2011).

A busca por um modelo matemático eficiente envolve um delicado equilíbrio entre a simplicidade do modelo e a precisão dos resultados obtidos durante a análise. Frequentemente, ao simplificar o modelo para torná-lo mais gerenciável, é necessário fazer concessões e ignorar certas propriedades físicas inerentes ao sistema. Esta seção explora os princípios fundamentais da construção de modelos matemáticos de sistemas dinâmicos, destacando a importância da escolha criteriosa entre complexidade e precisão na representação desses sistemas.

Uma demonstração clara da importância dos modelos dinâmicos e da aplicação da matemática é apresentada em Gnusarev (2019). O modelo do pêndulo de massa de prova, criado para um acelerômetro com circuito fechado de *feedback*, é desenvolvido no MATLAB. Este modelo é utilizado para estudar o elemento sensível, revelando que o equilíbrio do pêndulo desempenha um papel fundamental na minimização do erro causado pela vibração. A simulação do modelo do sensor destaca a versatilidade do modelo na resolução de problemas relacionados. A Fig. 74 ilustra o modelo dinâmico do Q-Flex.

Figura 74: Diagrama de blocos do modelo dinâmico do Q-Flex.

Fonte: O autor.

onde G_x é o modelo do sistema detectivo, B é o efeito de viscosidade, k

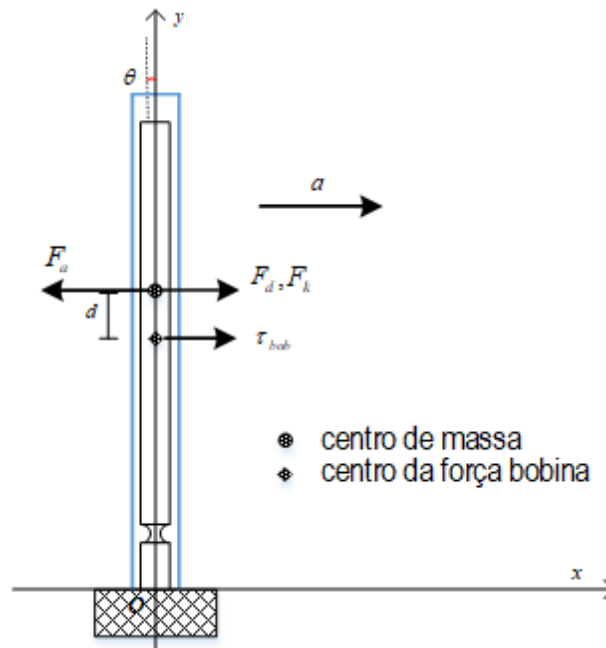
A deflexão da massa de teste m , denotada aqui por $X(s)$ no domínio de Laplace, em resposta à força à qual ela está submetida é dada pela Eq. 55, onde a_{ext} é a aceleração newtoniana aplicada ao sensor (MERHAV, 1998).

$$\frac{X(s)}{A_{ext}(s)} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{B}{m}\right)s + \frac{K_{eq}}{m}} \quad (55)$$

onde K_{eq} é uma constante que une $K + GK_p K_i K_d$, as constante do controlador PID.

4.2.1 Modelagem

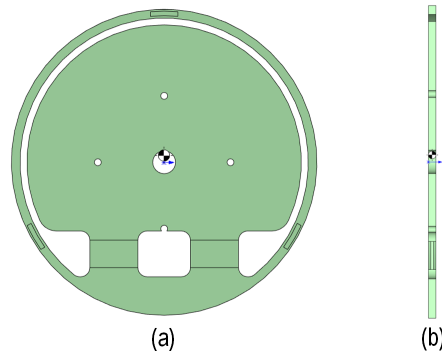
Ao modelar as funções de transferência de cada bloco no esquema da Fig. 74, é necessário analisar as forças envolvidas no problema do acelerômetro. Nesse sensor, a grandeza física de interesse atua no pêndulo, permitindo uma análise que seja focada apenas nesse componente. A Fig. 75 ilustra o anel de massa de prova com as forças atuantes que devem ser modeladas.

Figura 75: Forças atuantes no Pêndulo do acelerômetro.

Fonte: O autor.

Supõe-se que o anel está sujeito a uma aceleração a no sentido positivo do eixo x . Como resultado, a placa tende a se inclinar no sentido oposto, representada pela força F_a . A deflexão na placa é influenciada por duas forças contrapostas: a força restauradora elástica (F_k) proveniente das dobradiças flexíveis e o efeito da viscosidade, representado por F_d . Vale observar que todas as forças mencionadas atuam diretamente no centro de massa do pêndulo, o qual não coincide necessariamente com o centro do disco em si. De acordo com o modelo do SolidWorks, apresentado na Fig. 76, o centro de massa está ligeiramente deslocado do centro da peça. Esse deslocamento implica que o torque restaurador (T) gerado pelo par de bobinas posicionadas no centro da peça atua com $d = 1,46$ mm.

Figura 76: Centro de Massa do Anel de massa de prova. (a) Vista Frontal (b) Vista corte.



Fonte: O autor.

4.2.1.1 Torque das bobinas

Conforme apresentado no capítulo 2, a Eq. 21 descreve o torque gerado pelo sistema atuador. Os ímãs utilizados protótipo II fornecem $B = 4400$ gauss, a bobina tem $N = 126$ voltas e diâmetro $d = 29$ mm e a corrente i fica em função da VCCS.

$$T = \pi B i N d \quad (56)$$

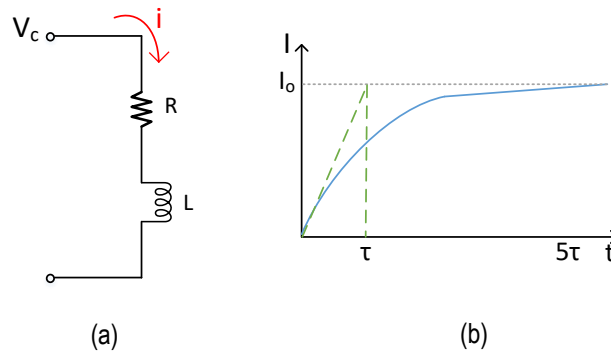
Observa-se uma necessidade de modelagem para lidar com o atraso na resposta da bobina, sendo essencial para compreender o comportamento dinâmico do sistema. O modelo elétrico da bobina como representado como um resistor em série com um indutor, conforme ilustrado na Fig. 77 (a). Existirá uma constante de tempo associada ao RL série dada por:

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (57)$$

Assim é possível escrever a função de transferência do atuador (torque) em função da corrente de entrada como:

$$\frac{T(s)}{I(s)} = \frac{\pi B N d}{1 + \frac{L}{R}s} = \frac{5,05}{1 + 7,82 \times 10^{-5}s} \quad (58)$$

Figura 77: Modelagem VCCS. (a) Modelo Elétrico bobina. (b) Gráfico constante de tempo do indutor



Fonte: O autor.

4.2.1.2 Fator VCCS

A VCCS será modelada como apenas um ganho constante de conversão tensão-corrente apesar de sabido que existe a adição de um pequeno atraso devido ao *slew rate* dos amplificadores operacionais utilizados. Revisitando as Equações 39 e 40 temos que:

$$I = 0,22(V_{DAC} - 1,65) \quad (59)$$

4.2.1.3 Fator CVC e DDF

No modelo em Simulink o somatório de forças produz uma aceleração sobre a massa de prova que se desloca. Esse deslocamento espacial é que produz variação na capacitância diferencial como visto na Eq. 30. O CVC, conforme explicado é responsável por converter a variação da capacitância entre as placas em uma tensão de saída. Na sequência, o DDF, retifica, faz a média e identifica a fase do sinal. Como o atraso deste circuito é pequeno, o mesmo não é inserido na modelagem. O CVC e o DDF são apenas fatores multiplicadores (fatores de escala) no modelo. Sabe-se (do Cap. 3) que $\Delta C/\Delta\theta$ é de cerca de 1800 pF/rad. Já a variação da tensão na saída do DDF em relação a variação da capacitância diferencial da entrada do CVC resulta em um fator de:

$$\Delta V_{ddf}/\Delta C = 0,002825 \quad (60)$$

4.2.1.4 Coeficiente de Viscosidade

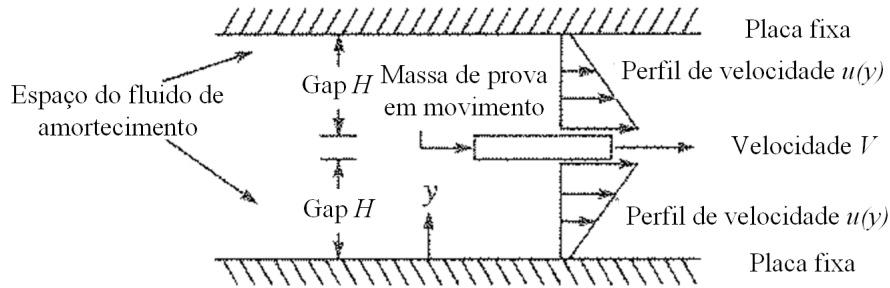
O coeficiente de viscosidade é consequência do fluxo de ar pelos orifícios internos do sensor causado pelo movimento do *flapper*. A Eq. 61 descreve a força exercida pela viscosidade do ar em função do tempo.

$$F_d(t) = C_d V_y(t) \quad (61)$$

onde C_d é o coeficiente de viscosidade, V_y é a velocidade vertical.

Quando a massa de prova se move em um espaço rodeado por fluido, a força de amortecimento é induzida pela resistência ao cisalhamento entre as superfícies de contato da massa de prova e o fluido circundante (GANDINO et al., 2014). A Fig. 78 apresenta um esquemático das tensões de cisalhamento e amortecimento em um acelerômetro.

Figura 78: Amortecimento de resistência ao cisalhamento no acelerômetro.



Fonte: Adaptado de (BOSE; BHAT; KURIAN, 2014).

Conforme descrito em Bose, Bhat e Kurian (2014), quando a massa de prova se desloca com uma velocidade V em meio a um fluido entre duas placas fixas na lacuna H , a velocidade de perfil ($u(y)$) de ambas as faces do pêndulo é considerada linear, conforme a Eq. 62.

$$u(y) = \frac{V_y}{H} \quad (62)$$

Portanto, a força de cisalhamento do fluido F_d pode ser escrito como a Eq. 63.

$$C = \frac{F_d}{V} = 2\mu \frac{Lb}{H} \quad (63)$$

onde L e b são, respectivamente, o comprimento e a espessura da massa de prova e μ o coeficiente de viscosidade do fluido. Utilizando a Eq. 63, pode-se reescrever a Eq. 61 na expressão descrita pela Eq. 64.

$$C = \frac{F_d}{V} = 2\mu \frac{Lb}{H} \quad (64)$$

Note que a Eq. 64 depende exclusivamente das dimensões da massa de prova e do coeficiente de viscosidade do fluido. O resultado será um valor constante, sendo assim, o bloco desse parâmetro é modelado como um ganho em função da velocidade de deslocamento do *flapper* no modelo dinâmico do Simulink.

4.2.1.5 Coeficiente Elasticidade do *hinge*

Para determinar o coeficiente de elasticidade basta analisar o quanto o *flapper* se desloca com atuação de uma força conhecida. A massa do *flapper* com o conjunto de bobinas colado é de aproximadamente³ 21,08 gramas. Quando posicionado perpendicularmente à gravidade local ele flexiona cerca de 2 mm Desta forma pode-se estimar que a constante Γ_h do *hinge* é de:

$$\Gamma_h = \frac{T_h}{\Delta\theta} \quad (65)$$

onde T_h é o torque no *hinge* e $\Delta\theta$ é a variação angular observada. Ambos podem ser calculados com base nas medidas tomadas:

$$T_h = (m_{fla} + m_{bob})gd_{cm} = 4,422 \text{ Nm} \quad (66)$$

onde m_{fla} e m_{bob} são as massas do *flapper* e das bobinas respectivamente, g a gravidade local e d_{cm} o braço de atuação da força.

Já o ângulo observado pode ser calculado pela razão do comprimento da flexão pelo raio:

$$\Delta\theta = \frac{C_h}{d_h} = \frac{0,002}{0,050} = 0,04 \text{ rad} \quad (67)$$

Finalmente, pode-se determinar a constante de elasticidade do *hinge*:

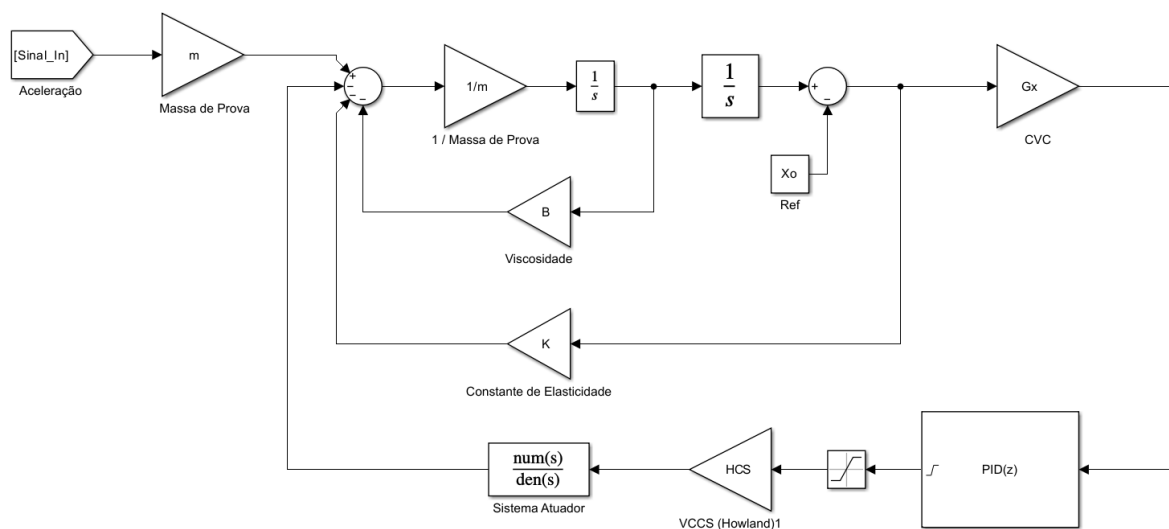
³Embora as massas tenham sido medidas em uma balança de precisão de resolução de 0.1 grama, é sabido que cada conjunto terá uma massa diferente.

$$\Gamma_h = \frac{T_h}{\Delta\theta} = \frac{4,422}{0,04} = 110,55 \text{ Nm/rad} \quad (68)$$

4.2.2 Simulação do Controle

Nessa etapa inicial, a simulação visa adquirir os parâmetros essenciais para incorporar a malha fechada e examinar resultados práticos, visando otimizá-los posteriormente, o modelo do protótipo no Simulink é apresentado na Fig. 79. O projeto do controlador PID no fechamento da malha, emprega a ferramenta *Transfer Function Based (PID Tune App)* do MATLAB para a obtenção desses parâmetros. Essa aplicação interativa que permite o ajuste e sintonia de controladores PID (Proporcional, Integral, Derivativo) com base em modelos de funções de transferência.

Figura 79: Diagrama de blocos do modelo dinâmico do Protótipo II no Simulink.



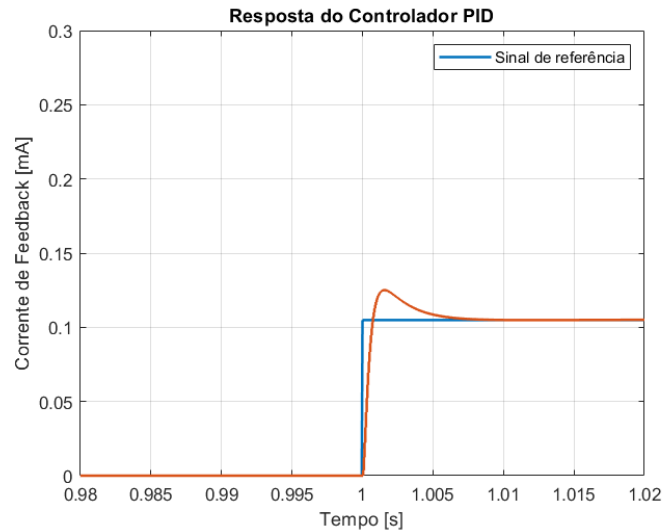
Fonte: O autor.

A prioridade é uma resposta rápida, no entanto, sem oscilações excessivas. A ideia é ter uma resposta mais próxima de um sistema superamortecido. Geralmente, sistemas mais rápidos tendem a ser mais oscilatórios, mas, devido à limitação da corrente fornecida pela VCCS, deve-se buscar um equilíbrio para evitar grandes *overshoot*. Assim, o sistema tende a ser mais um pouco lento para garantir um *overshoot* moderado.

Para atingir esse equilíbrio entre uma resposta rápida e um *overshoot* controlado, opta-se pelo modelo apresentado na Fig. 79. O modelo apresenta um tempo de estabilização

inferior a 10 ms, mantendo um baixo *overshoot* de 12,5 %. Os parâmetros do controlador são exposto na Tab. 14, para um tempo de amostragem de 50 μ s.

Figura 80: Resposta do Controlador PID obtida pelo *PID Tune App*.



Fonte: O autor.

Tabela 14: Parâmetros do Controlador obtidos no PID Tune.

Ganho	Valor Numérico
Proporcional (K_p)	35088287
Integrativo (K_I)	2879194951
Derivativo (K_D)	72739
Coefficiente do Filtro (N)	13769
tempo de amostragem (T_s)	50 μ s

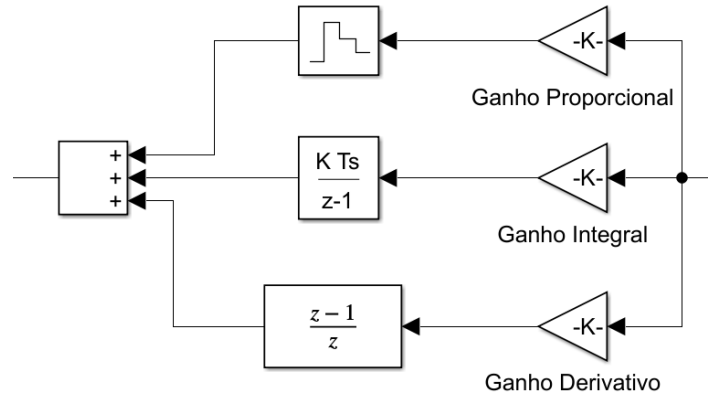
Fonte: O autor.

A Equação base do PID Tune é a seguinte:

$$PID(z) = P - IT_s \frac{1}{z-1} + D \frac{N}{1 + NT_s \frac{1}{z-1}} \quad (69)$$

Para validar as constantes obtidas da ferramenta do Simulink, o bloco do controlador PID é substituído por um conjunto de blocos convencional de PID, conforme exposto na Fig. 81.

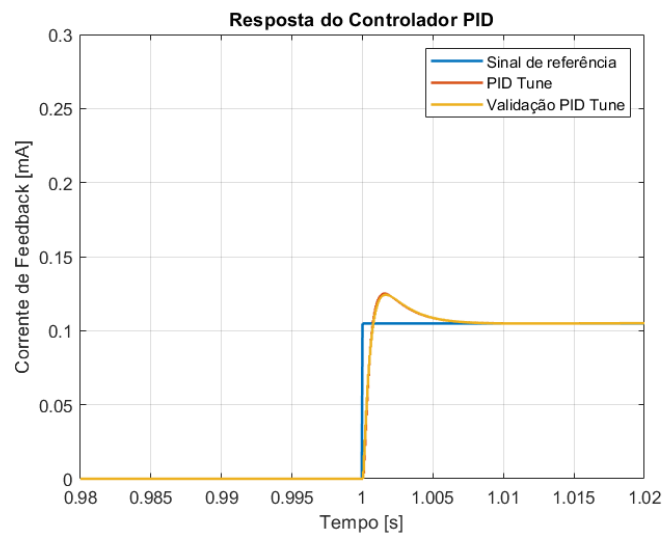
Figura 81: Blocos convencionais para controle discreto PID que substituem o bloco PID para validação dos parâmetros.



Fonte: O autor.

Os valores dos ganhos dos blocos convencionais são preenchidos conforme a Tab. 14. A Fig. 82 apresenta as respostas dos dois métodos a um sinal de referência.

Figura 82: Resposta do Controlador PID obtida pelo *PID Tune* vs Blocos convencionais



Fonte: O autor.

Observando a Fig. 82, é notável que ambas as respostas são praticamente iguais, no entanto, a validação da ferramenta do MATLAB, feita pelos blocos convencionais,

apresenta um *overshoot* ligeiramente menor, equivalente a 12,4%, além de um tempo de resposta levemente superior, embora ambas as respostas se estabilizem em menos de 10 ms.

4.2.2.1 Equação de diferenças

A escolha do modelo discreto é motivada pela intenção de implementá-lo no KIT STM, processando os sinais do sistema detectivo e gerando o sinal de saída para o sistema atuador. A equação do PID(z) paralelo é dada por:

$$PID(z) = P - IT_s \frac{1}{z-1} + D \frac{N}{1 + NT_s \frac{1}{z-1}} \quad (70)$$

Substituindo os ganhos com os valores da Tab. 14, têm-se a Eq. 71.

$$PID(z) = 35088287 + 143960 \frac{1}{z-1} + 1458780 \frac{z-1}{z} \quad (71)$$

Ajeitando os termos e colocando na forma mais clássica:

$$143960 \left(243,7 + \frac{1}{z-1} + 10,13 \frac{z-1}{z} \right)$$

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = 143960 \frac{235,83 - 262,96z^{-1} - 10,13z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

Chega-se a Eq. 72 de diferenças no tempo implementável no kit ARM:

$$y[n] = y[n-1] + 143960(235,83x[n] - 262,96x[n-1] - 10,13x[n-2]) \quad (72)$$

4.3 Conclusões sobre a Eletrônica

Os resultados apresentados neste capítulo validam os projetos desenvolvidos até agora. Os circuitos desenvolvidos para cada um dos sistemas do acelerômetro permitem avaliar aspectos importantes do protótipo e avançar no projeto de controle. Os experimentos conduzidos apontam que o protótipo pode operar com uma faixa de ± 9 g com uma sensibilidade 26 mA/g, limitado pela valor máximo de corrente dos fios da bobina.

O desenvolvimento do controle para a malha fechada em *loop* embarcado apresenta

resultados promissores mas que ainda requer validação experimental. A próxima fase inclui a implementação da equação de diferenças levantada durante os experimentos em um *loop* embarcado.

O capítulo 5 apresenta as conclusões finais do trabalho visando consolidar e integrar as contribuições individuais de cada capítulo precedente e as reflexões dos principais pontos do trabalho com foco no que pode ser otimizado.

5 Conclusões

O capítulo de conclusões oferece uma análise crítica dos resultados do protótipo desenvolvido, destacando limitações e avanços. São discutidos os principais aspectos e os desafios de implementação deste trabalho. O capítulo também aponta para trabalhos futuros, delineando áreas que requerem aprimoramento no sistema.

5.1 Reflexões sobre o protótipo construído

Reproduzir um acelerômetro pendular em malha fechada exige um conhecimento multidisciplinar amplo em mecânica fina, eletrônica analógica e digital, sistemas de controle, sistemas embarcados, bem como uma longa experiência de *bancada* propriamente. Um a um os obstáculos de cada área foram sendo superados ou contornados até que chegou-se a um modelo de engenharia completo de um sensor.

A parte mecânica que inclui os imãs, o *flapper*, o *hinge*, os capacitores diferenciais foi validada e suas vantagens e limitações assimiladas. Algumas das soluções adotadas, como a fabricação de uma PCB do *flapper* com a pós-usinagem do *hinge* só tornou-se possível depois de muitas tentativas frustradas que não são totalmente aqui descritas por conveniência.

Subestimou-se a parte eletrônica. Imaginou-se ser possível resolver a medida da capacitância diferencial, o acionamento das bobinas e o *loop* de controle por meio de projetos genéricos da literatura, o que provou-se não ser possível devido as inúmeras variáveis de projeto que só foram se fixando na medida que a mecânica do sensor foi sendo validada. Por exemplo, apenas o circuito para converter a capacitância diferencial em tensão, o CVC, exige um estudo mais aprofundado, não contabilizado no cronograma do projeto. Ainda, para conversão do sinal AC de saída do CVC é necessário um demodulador AD/DC com detecção de fase (DDF) que apesar de ser um circuito simples, adicionou complexidade a circuitaria analógica.

O circuito atuador que recebe comando em tensão de um conversor DA e controla a corrente na bobina (VCCS) é projetado com facilidade pelo fato de já ser um circuito bem conhecido de outro projeto do grupo de pesquisa (BATISTA et al., 2017). Estes circuitos, apesar de apresentarem severas limitações são essenciais para levantamento de parâmetros que possibilitam o projeto e simulação do *loop* de controle em MATLAB/Simulink. Após o projeto do PID digital, determinaram-se os valores das constantes para implementação da equação de diferenças necessária para implementação do controle digital embarcado no kit do microcontrolador STM32F746 que também controlava o acesso aos conversores ADC (para ler a tensão de saída do DDF) e DAC (que controla a VCCS) ambos de 18 bits ligados a um barramento SPI.

Apesar de todos os esforços não foi possível fechar a malha de controle de forma automática. Os circuitos eletrônicos não funcionaram todos ao mesmo tempo. Parte dos circuitos (o ADC e o DAC) estavam em PCBs fabricadas, parte em PCBs genéricas, parte montados em matriz de contatos (*proto-board*) e tudo se juntava por meio de cabos blindados e coaxiais que apesar de mitigarem interferências e instabilidades são insuficientes para o sucesso completo do *setup* experimental.

Efetuada o controle manual da corrente de *feedback* com base na observação da saída do CVC (ignorando o DDF) validou-se a estrutura mecânica.

5.2 Trabalhos Futuros

Antes de prosseguir como projeto de um protótipo versão 3 existem diversas atividades que precisam ser realizadas tais como:

- Simulação HIL do controle utilizando a plataforma dSpace como simulação da dinâmica;
- Estudo de possíveis circuitos CVCs e DDFs para detecção da variação da capacitância diferencial;
- Projeto de um VCCS com componentes mais adequados;
- Fabricar PCBs customizadas para CVC, DDF, VCCS, ADC e DAC;
- Efetuar o fechamento da malha de controle de forma completa;
- Levantar com maior exatidão os parâmetros dinâmicos da mecânica para aperfeiçoar o controle e identificar o que pode ser melhorado em uma possível versão 3 do

protótipo.

Em um futuro projeto de uma versão 3 do protótipo alguns aperfeiçoamentos devem ser feitos na mecânica, tais como:

- Projetar um *hinge* em aço ou algum outro material maleável resistente;
- Projetar um *flapper* com um material nobre tal como quartzo e metalizar a superfície para criar os capacitores;
- Incluir no projeto mecânico um *case* adequado para inserção da eletrônica do CVC o mais próximo possível dos capacitores, evitando assim capacitâncias parasitas (e variações destas).

Referências

- ALLSTOT, D. J. Analysis of improved howland current pump configurations. *Texas Instruments Application Report*, n. SBOA437, 1987. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/sboa437/sboa437.pdf>>.
- BATISTA, D. S.; GRANZIERA, F.; TOSIN, M. C.; MELO, L. F. de. Three-axial helmholtz coil design and validation for aerospace applications. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, IEEE, v. 54, n. 1, p. 392–403, 2017.
- BATISTA, D. S.; GRANZIERA, F.; TOSIN, M. C.; de Melo, L. F. Analysis and practical implementation of a high-power howland current source. *Measurement*, v. 207, p. 112404, 2023. ISSN 0263-2241.
- BATISTA, D. S.; GRANZIERA, F.; TOSIN, M. C.; de Melo, L. F. Analysis and practical implementation of a high-power howland current source. *Measurement*, v. 207, p. 112404, 2023. ISSN 0263-2241. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224122016013>>.
- BEITIA, J.; CLIFFORD, A.; FELL, C.; LOISEL, P. Quartz pendulous accelerometers for navigation and tactical grade systems. In: IEEE. *2015 DGON Inertial Sensors and Systems Symposium (ISS)*. [S.l.], 2015. p. 1–20.
- BOSE, A.; BHAT, K.; KURIAN, T. *Fundamentals of navigation and inertial sensors*. [S.l.]: PHI Learning Pvt. Ltd., 2014.
- CHE, W. S.; OH, J. H. Development of force-balance accelerometer with high accuracy for precision motion measurement. *Meas. Sci. Technol.*, IOP Publishing, v. 7, n. 7, p. 1001–1011, jul. 1996.
- DOROBANTU, R.; GERLACH, C. et al. *Investigation of a Navigation-Grade RLG SIMU iNAV-RQH*. [S.l.]: Institut für Astronomische und Physikalische Geodäsie; Forschungseinrichtung . . . , 2004.
- DU, Z.; YANG, M.; DONG, W.; ZHANG, D. Static deformation modeling and analysis of flexure hinges made of a shape memory alloy. *Smart Materials and Structures*, IOP Publishing, v. 25, n. 11, p. 115029, 2016.
- FILATOV, P.; SEMENOV, V.; TARASENKO, A.; MOROZOV, A.; FOMICHEV, A.; MILIKOV, E.; VARENIK, A. Studying the accuracy characteristics of q-flex accelerometers for modernization of sins. In: *2021 28th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems (ICINS)*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–3.
- FOOTE, S. A.; GRINDELAND, D. B. Model qa3000 q-flex accelerometer high performance test results. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, IEEE, v. 7, n. 6, p. 59–67, 1992.

- GANDINO, E.; MARCHESIELLO, S.; BELLINO, A.; FASANA, A.; GARIBALDI, L. et al. Damping effects induced by a mass moving along a pendulum. *Shock and Vibration*, Hindawi, v. 2014, 2014.
- GNUSAREV, D. Development of combined model of quartz pendulum accelerometer with closed loop control and optimization of parameters. In: *2019 26th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems (ICINS)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–3.
- GOTLIB, V. M.; EVLANOV, E. N.; ZUBKOV, B. V.; LINKIN, V. M.; MANUKIN, A. B.; PODKOLZIN, S. N.; REBROV, V. I. High-sensitivity quartz accelerometer for measurements of small accelerations of spacecraft. *Cosm. Res.*, Springer Nature, v. 42, n. 1, p. 54–59, jan. 2004.
- GREBENNIKOV, V. I.; DEPUTATOVA, E. A.; KALIKHMAN, D. M.; KALIKHMAN, L. Y.; SKOROBOGATOV, V. V. Pendulum accelerometer with digital control and new functionality. *J. Comput. Syst. Sci. Int.*, Pleiades Publishing Ltd, v. 60, n. 2, p. 248–270, mar. 2021.
- HENNING, S.; LINSS, S.; ZENTNER, L. detasflex—a computational design tool for the analysis of various notch flexure hinges based on non-linear modeling. *Mechanical Sciences*, Copernicus GmbH, v. 9, n. 2, p. 389–404, 2018.
- Earl D. Jacobs. *Accelerometer*. 1972. 3,702,073. United States Patent.
- JACOBS, E. D. *Accelerometer*. U.S. Patent 3,702,07, Feb. 1969.
- JOHANN, F.; BECKER, D.; BECKER, M.; HOSS, M.; LÖWER, A.; FÖRSTE, C. The influence of the earth’s magnetic field on strapdown inertial gravimetry using Q-Flex accelerometers: static and dynamic experiments. *J. Geod.*, Springer Science and Business Media LLC, v. 95, n. 9, set. 2021.
- LAWRENCE, A. *Modern inertial technology: navigation, guidance, and control*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001.
- LEVY, R.; PAPIN, G.; TRAON, O. L.; JANIAUD, D.; GUERARD, J. A high resolution vibrating beam accelerometer working in nonlinear region for seismic ground sensor application. In: *2014 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–3.
- LI, L.; ZHANG, C.; ZHANG, X.; XU, W.; LI, C. Investigation on noise of digital close-loop q-flex accelerometer. In: *IEEE. 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. [S.l.], 2011. p. 614–619.
- LOBONTIU, N. *Compliant mechanisms: design of flexure hinges*. [S.l.]: CRC press, 2020.
- LOTTERS, J.; OLTUIS, W.; VELTINK, P.; BERGVELD, P. A sensitive differential capacitance to voltage converter for sensor applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 48, n. 1, p. 89–96, 1999.

- MAHNAM, A.; YAZDANIAN, H.; SAMANI, M. M. Comprehensive study of howland circuit with non-ideal components to design high performance current pumps. *Measurement*, Elsevier, v. 82, p. 94–104, 2016.
- MARIOLI, D.; SARDINI, E.; TARONI, A. Measurement of small capacitance variations. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 40, n. 2, p. 426–428, 1991.
- MERHAV, S. *Aerospace sensor systems and applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 1998.
- NORLING, B. An overview of the evolution of vibrating beam accelerometer technology. *Ortung und Navigation*, p. 7–0, 1991.
- OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. ed. [S.l.]: Pearson Universidades, 2011. ISBN 9788576058106.
- PALLAS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. *Sensors and signal conditioning*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.
- PETERS, R. B.; STODDARD, D.; MEREDITH, K. Development of a 125 g quartz flexure accelerometer for the rimu program. In: IEEE. *IEEE 1998 Position Location and Navigation Symposium (Cat. No. 98CH36153)*. [S.l.], 1996. p. 17–24.
- SAVAGE, P. G. Blazing gyros: The evolution of strapdown inertial navigation technology for aircraft. *J. Guid. Control Dyn.*, American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), v. 36, n. 3, p. 637–655, maio 2013.
- SOUZA, L. G. G. d. *Cabilbração da Plataforma de Aquisição para Análise de Dados de Aceleração - PAANDA II*. Tese (Doutorado) — UEL, 2012.
- VENANZI, S.; GIESEN, P.; PARENTI-CASTELLI, V. A novel technique for position analysis of planar compliant mechanisms. *Mechanism and Machine Theory*, Elsevier, v. 40, n. 11, p. 1224–1239, 2005.
- WEISBORD, P. How to design flexure hinges. *Machine Design*, p. 151–156, 1965.
- ZHANG, M.; WAN, H.; XU, X.; RUAN, X. Servo circuit of quartz flexible accelerometer with low power consumption and high integration. In: SPIE. *2020 International Conference on Optoelectronic Materials and Devices*. [S.l.], 2021. v. 11767, p. 115–120.
- ZHANG, S.; ZHANG, X.; LI, D. Accuracy analysis of digital closed-loop quartz flex accelerometer based on differential capacitance detection technology. In: *2013 International Conference on Computational and Information Sciences*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 191–194.

Apêndice A – Código de teste do ADC

```

/* USER CODE BEGIN Header */

#include "main.h"
#include "string.h"

#define ADS8691_CS_LOW()    HAL_GPIO_WritePin(GPIOF, GPIO_PIN_15, GPIO_PIN_RESET)
#define ADS8691_CS_HIGH()  HAL_GPIO_WritePin(GPIOF, GPIO_PIN_15, GPIO_PIN_SET)

#if defined ( __ICCARM__ ) /*!< IAR Compiler */
#pragma location=0x2004c000
ETH_DMADescTypeDef  DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT]; /* Ethernet Rx DMA Descriptors */
#pragma location=0x2004c0a0
ETH_DMADescTypeDef  DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT]; /* Ethernet Tx DMA Descriptors */

#elif defined ( __CC_ARM ) /* MDK ARM Compiler */

__attribute__((at(0x2004c000))) ETH_DMADescTypeDef  DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT];
__attribute__((at(0x2004c0a0))) ETH_DMADescTypeDef  DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT];

#elif defined ( __GNUC__ ) /* GNU Compiler */
ETH_DMADescTypeDef DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT] __attribute__((section(".RxDecripts")));
ETH_DMADescTypeDef DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT] __attribute__((section(".TxDecripts")));

#endif

ETH_TxPacketConfig TxConfig;

```

```
ADC_HandleTypeDef hadc1;

ETH_HandleTypeDef heth;

SPI_HandleTypeDef hspi1;

UART_HandleTypeDef huart3;

/* USER CODE BEGIN PV */
char str[30] = "Hello World!\r\n";
uint32_t value;

void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ETH_Init(void);
static void MX_USART3_UART_Init(void);
static void MX_ADC1_Init(void);
static void MX_SPI1_Init(void);
/* USER CODE BEGIN PFP */

void adc_read_dummy(uint16_t *data);

uint16_t adc_read(void);

int main(void)
{

    HAL_Init();

    SystemClock_Config();
```

```
MX_GPIO_Init();
MX_ETH_Init();
MX_USART3_UART_Init();
MX_ADC1_Init();
MX_SPI1_Init();
/* USER CODE BEGIN 2 */

    uint32_t i = 0;
    uint8_t config_command[] = {0xC8, 0x24, 0x00, 0x00};
    ADS8691_CS_LOW();
    HAL_SPI_Transmit(&hspi1, config_command, 4, HAL_MAX_DELAY);
    ADS8691_CS_HIGH();

while (1)
{
    /* USER CODE END WHILE */

    /* USER CODE BEGIN 3 */

/*

    HAL_ADC_Start(&hadc1);
    HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1, 10);
    value = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
    sprintf(str, "%4d\r\n", value);
    HAL_UART_Transmit(&huart3, str, strlen(str), 10);
    HAL_Delay(500);*/ //Example code ADC

/* uint8_t tx_clear_reg[] = {0xC0, 0x00, 0xC0, 0x08,
                            0xC0, 0x10, 0xC0, 0x18,
                            0xC0, 0x20, 0xC0, 0x28,
                            0xC0, 0x40, 0xC0, 0x48,
                            0xC0, 0x50};

    uint8_t clear_command[] = {tx_clear_reg[i], tx_clear_reg[i+1], 0x00, 0x00};
```

```
*/
/*
uint8_t rx_data[4];
//uint16_t test_command[] = {0xC848, 0x0000, 0x0000, 0x0000};
//uint16_t test_command[] = {0x6424, 0x0000, 0x0000, 0x0000};
//uint16_t test_command[] = {0xc814, 0x0000};
uint8_t test_command[] = {0xC8, 0x00, 0x00, 0x00};
//uint8_t test_command[] = {0x00, 0x00, 0x00, 0x00};

    ADS8691_CS_HIGH();
    HAL_Delay(1);
    ADS8691_CS_LOW();
    //HAL_Delay(1);
    HAL_SPI_TransmitReceive(&hspi1, test_command, rx_data, 4, HAL_MAX_DELAY); // S

/*
    i++;

if(i > 18){
    i = 0;
};

*/

uint16_t test_high[] = {0xFFFF};
uint16_t test_mid[] = {0x8000};

/*ADS8691_CS_LOW();
HAL_SPI_Transmit(&hspi1, test_high, 1, HAL_MAX_DELAY); // Send conversion command
ADS8691_CS_HIGH();
HAL_Delay(100);
*/

ADS8691_CS_LOW();
```

```
    HAL_SPI_Transmit(&hspi1, test_mid, 1, HAL_MAX_DELAY); // Send conversion command
    ADS8691_CS_HIGH();
    HAL_Delay(100);

} // Close while()

}

void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

    HAL_PWR_EnableBkUpAccess();

    __HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();
    __HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE3);

    RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 4;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 72;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
    RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 3;
    if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}
```

```
RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
                               |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
}
```

```
static void MX_ADC1_Init(void)
{

    ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};

    hadc1.Instance = ADC1;
    hadc1.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_SYNC_PCLK_DIV2;
    hadc1.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;
    hadc1.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_DISABLE;
    hadc1.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
    hadc1.Init.DiscontinuousConvMode = DISABLE;
    hadc1.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
    hadc1.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
    hadc1.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
    hadc1.Init.NbrOfConversion = 1;
    hadc1.Init.DMAContinuousRequests = DISABLE;
    hadc1.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
    if (HAL_ADC_Init(&hadc1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}
```

```
}

sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_3;
sConfig.Rank = ADC_REGULAR_RANK_1;
sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_3CYCLES;
if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc1, &sConfig) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

}

static void MX_ETH_Init(void)
{
    static uint8_t MACAddr[6];

    heth.Instance = ETH;
    MACAddr[0] = 0x00;
    MACAddr[1] = 0x80;
    MACAddr[2] = 0xE1;
    MACAddr[3] = 0x00;
    MACAddr[4] = 0x00;
    MACAddr[5] = 0x00;
    heth.Init.MACAddr = &MACAddr[0];
    heth.Init.MediaInterface = HAL_ETH_RMII_MODE;
    heth.Init.TxDesc = DMATxDscrTab;
    heth.Init.RxDscr = DMARxDscrTab;
    heth.Init.RxBuffLen = 1524;

    if (HAL_ETH_Init(&heth) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }

    memset(&TxConfig, 0 , sizeof(ETH_TxPacketConfig));
```



```
TxConfig.Attributes = ETH_TX_PACKETS_FEATURES_CSUM | ETH_TX_PACKETS_FEATURES_CRC;
TxConfig.ChecksumCtrl = ETH_CHECKSUM_IPHDR_PAYLOAD_INSERT_PHDR_CALC;
TxConfig.CRCPadCtrl = ETH_CRC_PAD_INSERT;
/* USER CODE BEGIN ETH_Init 2 */

}

static void MX_SPI1_Init(void)
{
    hspi1.Instance = SPI1;
    hspi1.Init.Mode = SPI_MODE_MASTER;
    hspi1.Init.Direction = SPI_DIRECTION_2LINES;
    hspi1.Init.DataSize = SPI_DATASIZE_16BIT;
    hspi1.Init.CLKPolarity = SPI_POLARITY_LOW;
    hspi1.Init.CLKPhase = SPI_PHASE_1EDGE;
    hspi1.Init.NSS = SPI_NSS_SOFT;
    hspi1.Init.BaudRatePrescaler = SPI_BAUDRATEPRESCALER_256;
    hspi1.Init.FirstBit = SPI_FIRSTBIT_MSB;
    hspi1.Init.TIMode = SPI_TIMODE_DISABLE;
    hspi1.Init.CRCCalculation = SPI_CRCCALCULATION_DISABLE;
    hspi1.Init.CRCPolynomial = 7;
    hspi1.Init.CRCLength = SPI_CRC_LENGTH_DATASIZE;
    hspi1.Init.NSSPMode = SPI_NSS_PULSE_ENABLE;
    if (HAL_SPI_Init(&hspi1) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }
}

static void MX_USART3_UART_Init(void)
{
    huart3.Instance = USART3;
```

```
huart3.Init.BaudRate = 115200;
huart3.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
huart3.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
huart3.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;
huart3.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
huart3.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
huart3.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_16;
huart3.Init.OneBitSampling = UART_ONE_BIT_SAMPLE_DISABLE;
huart3.AdvancedInit.AdvFeatureInit = UART_ADVFEATURE_NO_INIT;
if (HAL_UART_Init(&huart3) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

}

__HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOF_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOD_CLK_ENABLE();
__HAL_RCC_GPIOG_CLK_ENABLE();

HAL_GPIO_WritePin(GPIOB, LD1_Pin|LD3_Pin|LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);

HAL_GPIO_WritePin(GPIOF, GPIO_PIN_15, GPIO_PIN_SET);

HAL_GPIO_WritePin(USB_PowerSwitchOn_GPIO_Port, USB_PowerSwitchOn_Pin, GPIO_PIN_RE

GPIO_InitStruct.Pin = USER_Btn_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_IT_RISING;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
```

```
HAL_GPIO_Init(USER_Btn_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = LD1_Pin|LD3_Pin|LD2_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = GPIO_PIN_15;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_PULLUP;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(GPIOF, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = USB_PowerSwitchOn_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(USB_PowerSwitchOn_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = USB_OverCurrent_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(USB_OverCurrent_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = USB_SOF_Pin|USB_ID_Pin|USB_DM_Pin|USB_DP_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_AF_PP;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_VERY_HIGH;
GPIO_InitStruct.Alternate = GPIO_AF10_OTG_FS;
HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStruct);

GPIO_InitStruct.Pin = USB_VBUS_Pin;
```

```
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(USB_VBUS_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

}

void adc_read_dummy(uint16_t *data)
{
    // Read data from ADS8691
    uint8_t read_command[] = { 0x00, 0x00, 0x00 };
    ADS8691_CS_LOW();
    HAL_SPI_Transmit(&hspi1, read_command, sizeof(read_command), HAL_MAX_DELAY);
    HAL_SPI_Receive(&hspi1, data, sizeof(uint16_t), HAL_MAX_DELAY);
    ADS8691_CS_HIGH();
} //close adc_read_dummy

uint16_t adc_read(void) {
    uint8_t conversion_command[] = { 0x04, 0x00, 0x00, 0x00 }; // Conversion command
    uint8_t rx_data[3];

    ADS8691_CS_LOW();
    HAL_SPI_TransmitReceive(&hspi1, conversion_command, rx_data, 4, HAL_MAX_DELAY);
    ADS8691_CS_HIGH();

    uint16_t adc_value = (rx_data[0] << 8) | rx_data[1]; // Combine the two received bytes
    return adc_value;
} // close adc_read

void Error_Handler(void)
{
    __disable_irq();
}
```

```
while (1)
{
}
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT

void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{

}

#endif /* USE_FULL_ASSERT */
```

Apêndice B – Código de teste do DAC

```

#include "main.h"
#include "string.h"

#if defined ( __ICCARM__ ) /*!< IAR Compiler */
#pragma location=0x2004c000
ETH_DMADescTypeDef  DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT]; /* Ethernet Rx DMA Descriptors *
#pragma location=0x2004c0a0
ETH_DMADescTypeDef  DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT]; /* Ethernet Tx DMA Descriptors *

#elif defined ( __CC_ARM ) /* MDK ARM Compiler */

__attribute__((at(0x2004c000))) ETH_DMADescTypeDef  DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT];
__attribute__((at(0x2004c0a0))) ETH_DMADescTypeDef  DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT];

#elif defined ( __GNUC__ ) /* GNU Compiler */
ETH_DMADescTypeDef DMARxDscrTab[ETH_RX_DESC_CNT] __attribute__((section(".RxDecriPS
ETH_DMADescTypeDef DMATxDscrTab[ETH_TX_DESC_CNT] __attribute__((section(".TxDecriPS

#endif

ETH_TxPacketConfig TxConfig;

ETH_HandleTypeDef heth;

UART_HandleTypeDef huart3;

```

```
PCD_HandleTypeDef hpcd_USB_OTG_FS;

void SystemClock_Config(void);
static void MX_GPIO_Init(void);
static void MX_ETH_Init(void);
static void MX_USART3_UART_Init(void);
static void MX_USB_OTG_FS_PCD_Init(void);

int main(void)
{

    HAL_Init();

    SystemClock_Config();

    MX_GPIO_Init();
    MX_ETH_Init();
    MX_USART3_UART_Init();
    MX_USB_OTG_FS_PCD_Init();

    while (1)
    {

    }
}

void SystemClock_Config(void)
{
    RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
    RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};

    HAL_PWR_EnableBkUpAccess();
```

```
__HAL_RCC_PWR_CLK_ENABLE();
__HAL_PWR_VOLTAGESCALING_CONFIG(PWR_REGULATOR_VOLTAGE_SCALE3);

RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_BYPASS;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLM = 4;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLN = 72;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLP = RCC_PLLP_DIV2;
RCC_OscInitStruct.PLL.PLLQ = 3;
if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

/** Initializes the CPU, AHB and APB buses clocks
 */
RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
                              |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1|RCC_CLOCKTYPE_PCLK2;
RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV2;
RCC_ClkInitStruct.APB2CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;

if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct, FLASH_LATENCY_2) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}
}

static void MX_ETH_Init(void)
{
    static uint8_t MACAddr[6];
```



```
heth.Instance = ETH;
MACAddr[0] = 0x00;
MACAddr[1] = 0x80;
MACAddr[2] = 0xE1;
MACAddr[3] = 0x00;
MACAddr[4] = 0x00;
MACAddr[5] = 0x00;
heth.Init.MACAddr = &MACAddr[0];
heth.Init.MediaInterface = HAL_ETH_RMII_MODE;
heth.Init.TxDesc = DMATxDscrTab;
heth.Init.RxDscrTab = DMARxDscrTab;
heth.Init.RxBuffLen = 1524;

/* USER CODE BEGIN MACADDRESS */

/* USER CODE END MACADDRESS */

if (HAL_ETH_Init(&heth) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

memset(&TxConfig, 0 , sizeof(ETH_TxPacketConfig));
TxConfig.Attributes = ETH_TX_PACKETS_FEATURES_CSUM | ETH_TX_PACKETS_FEATURES_CRCP;
TxConfig.ChecksumCtrl = ETH_CHECKSUM_IPHDR_PAYLOAD_INSERT_PHDR_CALC;
TxConfig.CRCPadCtrl = ETH_CRC_PAD_INSERT;
}

static void MX_USART3_UART_Init(void)
{
    huart3.Instance = USART3;
    huart3.Init.BaudRate = 115200;
    huart3.Init.WordLength = UART_WORDLENGTH_8B;
```

```
huart3.Init.StopBits = UART_STOPBITS_1;
huart3.Init.Parity = UART_PARITY_NONE;
huart3.Init.Mode = UART_MODE_TX_RX;
huart3.Init.HwFlowCtl = UART_HWCONTROL_NONE;
huart3.Init.OverSampling = UART_OVERSAMPLING_16;
huart3.Init.OneBitSampling = UART_ONE_BIT_SAMPLE_DISABLE;
huart3.AdvancedInit.AdvFeatureInit = UART_ADVFEATURE_NO_INIT;
if (HAL_UART_Init(&huart3) != HAL_OK)
{
    Error_Handler();
}

}

static void MX_USB_OTG_FS_PCD_Init(void)
{

    hpcd_USB_OTG_FS.Instance = USB_OTG_FS;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.dev_endpoints = 6;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.speed = PCD_SPEED_FULL;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.dma_enable = DISABLE;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.phy_itface = PCD_PHY_EMBEDDED;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.Sof_enable = ENABLE;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.low_power_enable = DISABLE;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.lpm_enable = DISABLE;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.vbus_sensing_enable = ENABLE;
    hpcd_USB_OTG_FS.Init.use_dedicated_ep1 = DISABLE;
    if (HAL_PCD_Init(&hpcd_USB_OTG_FS) != HAL_OK)
    {
        Error_Handler();
    }

}
```

```
static void MX_GPIO_Init(void)
{
    GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};

    /* GPIO Ports Clock Enable */
    __HAL_RCC_GPIOC_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOH_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOB_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOD_CLK_ENABLE();
    __HAL_RCC_GPIOG_CLK_ENABLE();

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(GPIOB, LD1_Pin|LD3_Pin|LD2_Pin, GPIO_PIN_RESET);

    /*Configure GPIO pin Output Level */
    HAL_GPIO_WritePin(USB_PowerSwitchOn_GPIO_Port, USB_PowerSwitchOn_Pin, GPIO_PIN_RE

    /*Configure GPIO pin : USER_Btn_Pin */
    GPIO_InitStructure.Pin = USER_Btn_Pin;
    GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_IT_RISING;
    GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
    HAL_GPIO_Init(USER_Btn_GPIO_Port, &GPIO_InitStructure);

    /*Configure GPIO pins : LD1_Pin LD3_Pin LD2_Pin */
    GPIO_InitStructure.Pin = LD1_Pin|LD3_Pin|LD2_Pin;
    GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
    GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
    GPIO_InitStructure.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
    HAL_GPIO_Init(GPIOB, &GPIO_InitStructure);

    /*Configure GPIO pin : USB_PowerSwitchOn_Pin */
    GPIO_InitStructure.Pin = USB_PowerSwitchOn_Pin;
    GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
    GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
```

```
GPIO_InitStruct.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
HAL_GPIO_Init(USB_PowerSwitchOn_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

/*Configure GPIO pin : USB_OverCurrent_Pin */
GPIO_InitStruct.Pin = USB_OverCurrent_Pin;
GPIO_InitStruct.Mode = GPIO_MODE_INPUT;
GPIO_InitStruct.Pull = GPIO_NOPULL;
HAL_GPIO_Init(USB_OverCurrent_GPIO_Port, &GPIO_InitStruct);

}

void Error_Handler(void)
{

    __disable_irq();
    while (1)
    {
    }
    /* USER CODE END Error_Handler_Debug */
}

#ifdef USE_FULL_ASSERT

void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
{
    /* USER CODE BEGIN 6 */
    /* User can add his own implementation to report the file name and line number,
       ex: printf("Wrong parameters value: file %s on line %d\r\n", file, line) */
    /* USER CODE END 6 */
}

#endif /* USE_FULL_ASSERT */
```

Anexo A – Datasheet ADC

ADS868x 16-Bit, High-Speed, Single-Supply, SAR ADC Data Acquisition System With Programmable, Bipolar Input Ranges

1 Features

- 16-bit ADC with integrated analog front-end
- High speed:
 - ADS8681: 1 MSPS
 - ADS8685: 500 kSPS
 - ADS8689: 100 kSPS
- Software programmable input ranges:
 - Bipolar ranges: ± 12.288 V, ± 10.24 V, ± 6.144 V, ± 5.12 V, and ± 2.56 V
 - Unipolar ranges: 0 V– 12.288 V, 0 V– 10.24 V, 0 V– 6.144 V, and 0 V– 5.12 V
- 5-V analog supply: 1.65-V to 5-V I/O supply
- Constant resistive input impedance ≥ 1 M Ω
- Input overvoltage protection: Up to ± 20 V
- On-chip, 4.096-V reference with low drift
- Excellent performance:
 - DNL: ± 0.4 LSB; INL: ± 0.5 LSB
 - SNR: 92 dB; THD: -107 dB
- ALARM \rightarrow high, low threshold
- multiSPI™ interface with daisy-chain
- Extended industrial temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

2 Applications

- [Analog input modules](#)
- [Semiconductor test](#)
- [Servo drive control module](#)

3 Description

The ADS8681, ADS8685, and ADS8689 belong to a family of integrated data acquisition system based on a successive approximation (SAR) analog-to-digital converter (ADC). The devices feature a high-speed, high-precision SAR ADC, integrated analog front-end (AFE) input driver circuit, overvoltage protection circuit up to ± 20 V, and an on-chip 4.096-V reference with extremely low temperature drift.

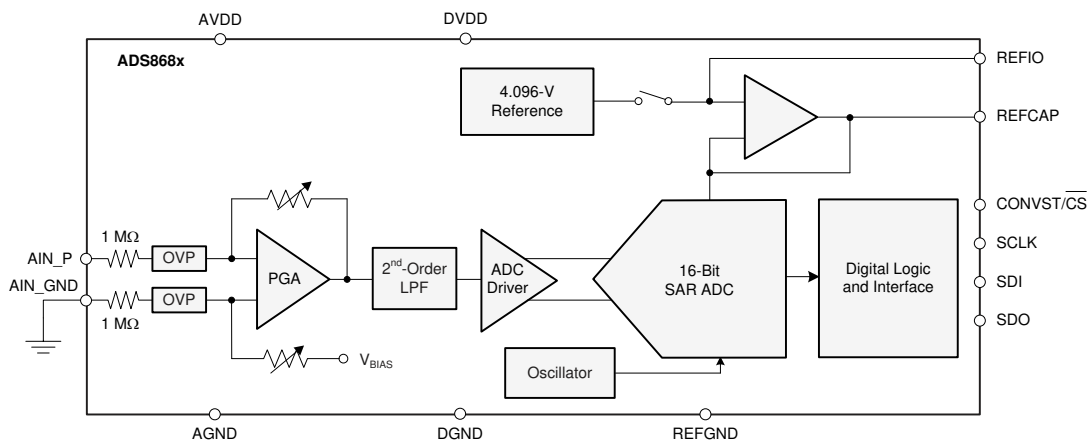
The devices operate on a single 5-V analog supply, but support true bipolar input ranges of ± 12.288 V, ± 6.144 V, ± 10.24 V, ± 5.12 V, and ± 2.56 V, as well as unipolar input ranges of 0 V to 12.288 V, 0 V to 10.24 V, 0 V to 6.144 V, and 0 V to 5.12 V. The gain and offset errors are accurately trimmed within the specified values for each input range to ensure high dc precision. The input range selection is done by software programming of the device internal registers. The devices offer a high resistive input impedance (≥ 1 M Ω) irrespective of the selected input range.

The multiSPI digital interface is backward-compatible to the traditional SPI protocol. Additionally, configurable features simplify interface to a wide range of host controllers.

Package Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
ADS868x	TSSOP (16)	5.00 mm \times 4.40 mm
	WQFN (16)	4.00 mm \times 4.00 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



Block Diagram



Anexo B - Datasheet DAC



16-Bit, Ultra-Low Power, Voltage-Output Digital-to-Analog Converters

FEATURES

- 16-Bit Resolution
- 2.7 V to 5.5 V Single-Supply Operation
- Very Low Power: 15 μ W for 3 V Power
- High Accuracy, INL: 1 LSB
- Low Noise: 10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Fast Settling: 1.0 μ S
- Fast SPI™ Interface, up to 50 MHz
- Reset to Zero-Code
- Schmitt-Trigger Inputs for Direct Optocoupler Interface
- Industry-Standard Pin Configuration

APPLICATIONS

- Portable Equipment
- Automatic Test Equipment
- Industrial Process Control
- Data Acquisition Systems
- Optical Networking

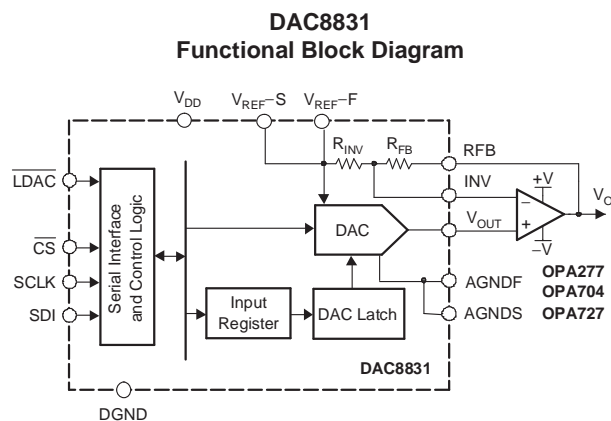
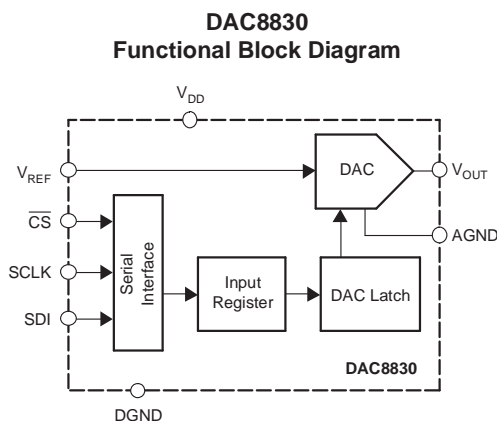
DESCRIPTION

The DAC8830 and DAC8831 are single, 16-bit, serial-input, voltage-output digital-to-analog converters (DACs) operating from a single 3 V to 5 V power supply. These converters provide excellent linearity (1 LSB INL), low glitch, low noise, and fast settling (1.0 μ S to 1/2 LSB of full-scale output) over the specified temperature range of -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$. The output is unbuffered, which reduces the power consumption and the error introduced by the buffer.

These parts feature a standard high-speed (clock up to 50 MHz), 3 V or 5 V SPI serial interface to communicate with a DSP or microprocessor.

The DAC8830 output is 0 V to V_{REF} . However, the DAC8831 provides bipolar output ($\pm V_{\text{REF}}$) when working with an external buffer. The DAC8830 and DAC8831 are both reset to zero code after power up. For optimum performance, a set of Kelvin connections to external reference and analog ground input are provided on the DAC8831.

The DAC8830 is available in an SO-8 package, and the DAC8831 in an SO-14 package. Both have industry standard pinouts (see Table 3, the cross-reference table in the Application Information section for details). The DAC8831 is also available in a QFN-14 package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

SPI, QSPI are trademarks of Motorola, Inc.
Microwire is a trademark of National Semiconductor Corp.
All other trademarks are the property of their respective owners.

Anexo C - Datasheet OPA 4228

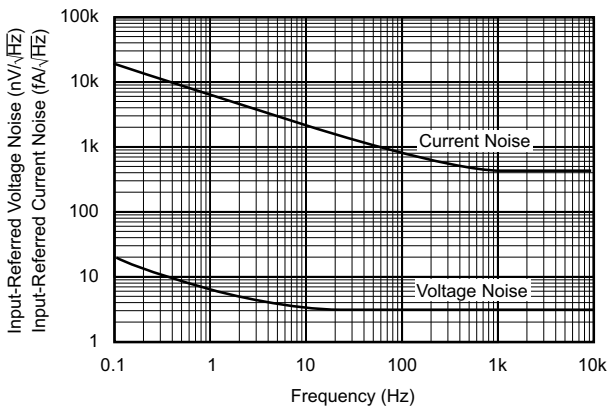
OPAx227, OPAx228 High-Precision, Low-Noise Operational Amplifiers

1 Features

- Low noise: $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide bandwidth:
 - OPA227: 8 MHz, $2.3 \text{ V}/\mu\text{s}$
 - OPA228: 33 MHz, $10 \text{ V}/\mu\text{s}$
- Settling time: $5 \mu\text{s}$
- High CMRR: 138 dB
- High open-loop gain: 160 dB
- Low input bias current: 10 nA maximum
- Low offset voltage: $75 \mu\text{V}$ maximum
- Wide supply range: $\pm 2.5 \text{ V}$ to $\pm 18 \text{ V}$
- Single, dual, and quad versions

2 Applications

- [Data acquisition \(DAQ\)](#)
- [Condition monitoring sensor](#)
- [Spectrum analyzer](#)
- [Professional audio amplifier \(rack mount\)](#)
- [Industrial AC-DC](#)



Input Voltage and Current Noise Spectral Density vs Frequency

3 Description

The OPAx227 and OPAx228 series operational amplifiers combine low noise and wide bandwidth with high precision to make them an excellent choice for applications requiring both ac and precision dc performance.

The OPAx227 are unity-gain stable and features high slew rate ($2.3 \text{ V}/\mu\text{s}$) and wide bandwidth (8 MHz). The OPAx228 are optimized for closed-loop gains of 5 or greater, and offers higher speed with a slew rate of $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ and a bandwidth of 33 MHz.

The OPAx227 and OPAx228 series operational amplifiers are an excellent choice for professional audio equipment. In addition, low quiescent current and low cost make these op amps an excellent choice for portable applications requiring high precision.

The OPAx227 and OPAx228 series operational amplifiers are pin-for-pin replacements for the industry-standard OP27 and OP37 with substantial improvements across the board. The dual and quad versions are available for space savings and per-channel cost reduction.

The OPAx227 and OPAx228, are available in DIP-8 and SO-8 packages. The OPA4227 and OPA4228 are available in DIP-14 and SO-14 packages with standard pin configurations. Operation is specified from -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

Device Information

PART NUMBER	CHANNELS	PACKAGE ⁽¹⁾
OPA227, OPA228	Single	P (PDIP, 8)
		D (SOIC, 8)
OPA227Z, OPA228Z	Dual	P (PDIP, 8)
		D (SOIC, 8)
OPA4227, OPA4228	Quad	N (PDIP, 14)
		D (SOIC, 14)

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.



Anexo D - Tabela de Especificações condutores AWD

ESCALA AWG

Bitola	Diâmetro do fio nu (mm)			Tipo S (Grau 1)		Tipo R (Grau 2)		Rigidez Dielétrica		Resistência Elétrica (?/m)	Alongamento à ruptura	Peso	Comp.
	AWG	Nominal	Mínimo	Máximo	Acréscimo Mínimo	Diâm. Ext. máximo (mm)	Acréscimo Mínimo	Diâm. Ext. máximo (mm)	Tipo S Mínimo	Tipo R Mínimo	Máximo	Mínimo	(g/m)
4	5.189	5.137	5.241	0,050	5.282	0,094	5.330	1,300	2,500	---	36	188,00	5,31
5	4.620	4.574	4.666	0,050	4.713	0,094	4.761	1,300	2,500	---	36	149,68	6,71
6	4.115	4.074	4.156	0,049	4.206	0,092	4.252	1,300	2,500	---	36	118,44	8,47
7	3.665	3.628	3.702	0,047	3.753	0,089	3.798	1,300	2,500	---	35	93,965	10,71
8	3.264	3.231	3.297	0,046	3.349	0,086	3.393	1,300	2,500	---	35	74,530	13,43
9	2.906	2.877	2.935	0,045	2.989	0,084	3.032	1,300	2,500	---	34	59,093	17,00
10	2.588	2.562	2.614	0,043	2.668	0,081	2.710	1,300	2,500	---	34	46,868	21,43
11	2.304	2,281	2.327	0,042	2.382	0,079	2.422	2,700	5,000	---	33	37,127	27,00
12	2.052	2.031	2.073	0,041	2.128	0,077	2.167	2,700	5,000	---	33	29,473	29,53
13	1,829	1.811	1.847	0,040	1.903	0,075	1,941	2,700	5,000	---	33	23,425	43,00
14	1,628	1.612	1.644	0,039	1.700	0,073	1.737	2,700	5,000	---	32	18,544	54,00
15	1.450	1.435	1.465	0,038	1.520	0,071	1.556	2,700	5,000	---	32	14,700	69,00
16	1.290	1.277	1.303	0,036	1.358	0,069	1.392	2,700	5,000	---	32	11,643	86,00
17	1.151	1.139	1.163	0,035	1.217	0,067	1,250	2,700	5,000	---	31	9,266	108,00
18	1.024	1.014	1.034	0,034	1.088	0,065	1,121	2,700	5,000	---	30	7,334	137,00
19	0,912	0,903	0,921	0,034	0,974	0,063	1.006	2,700	5,000	0,02692	30	5,816	173,00
20	0,813	0,805	0,821	0,032	0,872	0,060	0,902	2,700	5,000	0,03388	29	4,6208	217,00
21	0,724	0,717	0,731	0,030	0,779	0,056	0,808	2,800	4,900	0,04270	28	3,6635	274,00
22	0,643	0,637	0,649	0,028	0,695	0,053	0,722	2,600	4,800	0,05410	28	2,8903	347,00
23	0,574	0,568	0,580	0,027	0,623	0,050	0,648	2,600	4,800	0,06804	27	2,3055	436,00
24	0,511	0,506	0,516	0,025	0,557	0,047	0,581	2,500	4,600	0,08574	26	1,827	549,00
25	0,455	0,450	0,460	0,024	0,499	0,045	0,521	2,400	4,600	0,10841	25	1,452	692,00
26	0,404	0,400	0,408	0,022	0,445	0,042	0,467	2,300	4,400	0,13720	25	1,142	877,00
27	0,361	0,357	0,365	0,021	0,400	0,040	0,420	2,300	4,400	0,17224	24	0,912	1104,00
28	0,320	0,317	0,323	0,020	0,357	0,038	0,376	2,300	4,300	0,21845	23	0,7165	1400,00
29	0,287	0,284	0,290	0,019	0,321	0,035	0,339	2,200	4,100	0,27217	23	0,5764	1740,00
30	0,254	0,251	0,257	0,018	0,286	0,033	0,303	2,200	4,000	0,34844	22	0,4514	2223,00
31	0,226	0,222	0,230	0,017	0,257	0,032	0,273	2,100	3,900	0,44542	22	0,3570	2803,00
32	0,203	0,200	0,206	0,015	0,231	0,029	0,245	1,900	3,700	0,54880	21	0,2885	3480,00
33	0,180	0,177	0,183	0,013	0,204	0,025	0,217	1,700	3,300	0,70069	20	0,226	4420,00
34	0,160	0,157	0,163	0,012	0,182	0,023	0,194	1,700	3,200	0,89058	19	0,179	5590,00
35	0,142	0,139	0,145	0,012	0,174	0,023	0,186	1,700	3,200	1,13617	19	0,141	7112,00
36	0,127	0,124	0,130	0,011	0,147	0,021	0,158	1,600	3,000	1,42768	18	0,113	8891,00
37	0,114	0,111	0,117	0,010	0,133	0,019	0,143	1,500	2,800	1,78167	17	0,091	11055,00
38	0,102	0,099	0,105	0,009	0,120	0,017	0,129	1,300	2,700	2,23977	17	0,0729	13817,00
39	0,089	0,086	0,092	0,008	0,104	0,016	0,112	500	900	2,96809	15	0,0554	18170,00
40	0,079	0,076	0,082	0,008	0,093	0,015	0,100	425	850	3,80055	14	0,0436	23067,00
41	0,071	0,068	0,074	0,007	0,084	0,014	0,091	425	700	4,74740	13	0,0352	28400,00
42	0,064	0,061	0,067	0,007	0,077	0,012	0,084	375	700	5,89949	12	0,0286	35050,00
43	0,056	0,053	0,059	0,006	0,067	0,012	0,074	325	650	7,56000	10	0,0219	45600,00
44	0,051	0,048	0,054	0,005	0,061	0,010	0,067	300	600	9,11502	10	0,0182	52267,00