

REINALDO GÖTZ DE OLIVEIRA JUNIOR

**SISTEMA DE MEDIDA DE FORÇAS DINÂMICAS UTILIZANDO
DIAFRAGMAS PIEZELÉTRICOS PARA ESTUDOS DOS
MECANISMOS DE CORTE DE UM ÚNICO GRÃO ABRASIVO
VISANDO A OTIMIZAÇÃO DO PROCESSO DE RETIFICAÇÃO**

**Bauru, SP
2022**

REINALDO GÖTZ DE OLIVEIRA JUNIOR

SISTEMA DE MEDIDA DE FORÇAS DINÂMICAS UTILIZANDO
DIAFRAGMAS PIEZELÉTRICOS PARA ESTUDOS DOS
MECANISMOS DE CORTE DE UM ÚNICO GRÃO ABRASIVO
VISANDO A OTIMIZAÇÃO DO PROCESSO DE RETIFICAÇÃO

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Bauru - Unesp, como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação.
Linha de pesquisa: Mecatrônica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Roberto de Aguiar.

Bauru, SP
2022

Oliveira Junior, Reinaldo Götz de.

Sistema de Medida de Forças Dinâmicas
Utilizando Diafragmas Piezelétricos para Estudos
dos Mecanismos de Corte de um Único Grão Abrasivo
Visando a Otimização do Processo de Retificação /
Reinaldo Götz de Oliveira Junior, 2022

109 f. : il.

Orientador: Paulo Roberto de Aguiar

Tese (Doutorado)-Universidade Estadual
Paulista. Faculdade de Engenharia, Bauru, 2022

1. Processo de retificação. 2. Diafragma
piezelétrico. 3. Medida de força. 4. Método de
calibração. I. Universidade Estadual Paulista.
Faculdade de Engenharia. II. Título.

ATA DA DEFESA PÚBLICA DA TESE DE DOUTORADO DE REINALDO GÖTZ DE OLIVEIRA JUNIOR, DISCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, DA FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE BAURU.

Aos 07 dias do mês de janeiro do ano de 2022, às 14:00 horas, por meio de Videoconferência, realizou-se a defesa de TESE DE DOUTORADO de REINALDO GÖTZ DE OLIVEIRA JUNIOR, intitulada **SISTEMA DE MEDIDA DE FORÇAS DINÂMICAS UTILIZANDO DIAFRAGMAS PIEZELÉTRICOS PARA ESTUDOS DOS MECANISMOS DE CORTE DE UM ÚNICO GRÃO ABRASIVO VISANDO A OTIMIZAÇÃO DO PROCESSO DE RETIFICAÇÃO**. A Comissão Examinadora foi constituída pelos seguintes membros: Prof. Dr. PAULO ROBERTO DE AGUIAR (Orientador(a) - Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru UNESP, Prof. Dr. FABRICIO GUIMARÃES BAPTISTA (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru UNESP, Prof. Dr. JOSÉ ALFREDO COVOLAN ULSON (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Bauru UNESP, Prof. Dr. ALESSANDRO ROGER RODRIGUES (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Mecânica / Universidade de São Paulo / USP - São Carlos, Prof. Dr. ROSEMAR BATISTA DA SILVA (Participação Virtual) do(a) Departamento de Engenharia Mecânica / Universidade Federal de Uberlândia. Após a exposição pelo doutorando e arguição pelos membros da Comissão Examinadora que participaram do ato, de forma presencial e/ou virtual, o discente recebeu o conceito final: Aprovado . Nada mais havendo, foi lavrada a presente ata, que após lida e aprovada, foi assinada pelo(a) Presidente(a) da Comissão Examinadora.


Prof. Dr. PAULO ROBERTO DE AGUIAR

Dedico este trabalho à minha família

Agradecimentos

Agradeço a Deus, pelo dom da vida.

Aos meus pais, Reinaldo e Lucy, pelo amor incondicional que transborda de seus corações.

À minha esposa, Ana Paula, por todas as alegrias que compartilhamos.

Aos meus filhos, Lúcio e Pedro, por serem luz em minha vida.

Aos meus irmãos, Luciana e Rodrigo, por quem tenho imenso amor.

À minha sobrinha, Luisa, a quem desejo toda a felicidade do mundo.

À minha sogra, Sra. Olinda, pelo amor dedicado à nossa família.

Ao meu orientador de doutorado, Professor Dr. Paulo Roberto de Aguiar, por suas valiosas lições, sua amizade e sua dedicação exemplar à pesquisa acadêmica.

Ao meu orientador de mestrado, Professor Dr. Taufik Abrão, por acreditar em meu trabalho e ter me conduzido ao título de mestre.

Ao Professor Me. Cezar José Sant'Anna, por ter me concedido a oportunidade de ingressar no universo da pesquisa acadêmica, através da iniciação científica.

Aos membros da Comissão Examinadora, pela disponibilidade e pelas importantes contribuições para o aprimoramento deste trabalho.

Ao amigo Hélio Aparecido de Souza, Assistente de Suporte Acadêmico, e ao Professor Dr. Thiago Valle França, por tornarem possível a realização dos ensaios no Laboratório CNC.

Ao Sr. Ayres Dionísio Brighenti, pelos notáveis serviços de usinagem das peças empregadas no desenvolvimento deste trabalho.

Aos amigos Antônio José dos Santos, Wilson José Garcia, Edson Gaspar, Vitor Hugo Simões Dias, Fábio Mossato Dias e a todos os demais companheiros de trabalho na Universidade de São Paulo, por estarem ao meu lado, compartilhando conhecimento, sabedoria, lutas e vitórias.

Ao amigo Lúcio César Candioto, que desde a infância divide comigo a esperança de vivermos em uma sociedade justa e fraterna.

A todos os amigos com quem tive a honra de conviver nas salas de aula e nos laboratórios da Universidade Estadual Paulista. Os nomes de cada um de vocês estão em meu coração.

Resumo

O estudo das forças presentes no processo de retificação possibilita o entendimento do mecanismo de remoção de material e a otimização dos parâmetros envolvidos nesse processo. As características construtivas da ferramenta de corte, que influem na sua eficiência e na qualidade da superfície da peça retificada, são em parte determinadas pelas forças que atuam no sistema abrasivo-ligante. Nesta tese de doutorado, é proposto um sistema de medida de forças dinâmicas como apoio nos estudos dos mecanismos de corte de um único grão abrasivo. Tal sistema de medida, construído a partir de diafragmas piezelétricos de baixo custo, é capaz de medir as componentes de força normal e tangencial presentes no processo de retificação plana. Também é apresentado aqui um método de calibração para o sistema de medida desenvolvido, que se fundamenta na Segunda Lei de Newton e que propõe o emprego de um sistema multissensor para o cálculo do impulso de força, decorrente do impacto de uma esfera metálica lançada em queda livre. O erro relativo apresentado pelo sistema de medida é de 4,62 % para a componente de força normal e de 6,47 % para a componente de força tangencial. Com base nas respostas em magnitude e frequência, o sistema de medida de forças, que inclui um circuito condicionador de sinais projetado com a configuração de um amplificador de carga, demonstra-se apropriado aos testes de riscamento a que fora submetido. O sistema também apresenta um bom compromisso entre custo e benefício, tendo seu custo de produção equivalente a 5,6 % do valor comercial do sistema usado como referência nos testes de calibração.

Palavras-chave: Processo de retificação. Diafragma piezelétrico. Medida de força. Método de calibração.

Abstract

The study of the forces present in the grinding process enables the understanding of the material removal mechanism and the optimization of the cutting parameters governing this process. The constructive characteristics of the cutting tool, which influence its efficiency and the surface quality of the machined workpiece, are partly determined by the forces acting on the abrasive-binder system. In this PhD thesis, a dynamic force measurement system is proposed as an auxiliary tool in the study of cutting mechanisms of a single abrasive grit. Such a measurement system, built from low-cost piezoelectric diaphragms, is capable of measuring the normal and tangential component forces acting in the peripheral surface grinding process. It is also presented here a calibration method for the developed measurement system, which is based on Newton's Second Law and proposes the use of a multisensor system for calculating the force impulse, due to the impact of a metallic sphere launched in free fall. The relative error presented by the measurement system is of 4.62 % for the normal force component and 6.47 % for the tangential force component. Based on the magnitude and frequency responses, the force measurement system, which includes a signal conditioning circuit designed in the configuration of a charge amplifier, proved to be appropriate for the scratching tests to which it was submitted. The system also presents a good compromise between cost and benefit, having its production cost equivalent to 5.6 % of the commercial value of the system used as a reference in the calibration tests.

Keywords: Grinding. Piezoelectric diaphragm. Force measurement. Calibration method.

Lista de Figuras

Figura 1 – Parâmetros do processo de retificação tangencial plana: velocidade angular do rebolo ω_s , velocidade periférica v_s , velocidade da peça v_w , diâmetro do rebolo d_s , largura de contato b_w e profundidade de corte programada a_p . Figura adaptada de (ROWE, 2014, cap. 2).	34
Figura 2 – Parâmetros do processo de retificação tangencial plana: profundidade de corte real a_e , comprimento de contato l_c , deflexão x e componentes de força de retificação F_n e F_t . Figura adaptada de (MALKIN; GUO, 2008, p. 119).	35
Figura 3 – Diafragma piezelétrico. Figura adaptada de (MURATA MANUFACTURING, 2018, p. 23).	42
Figura 4 – Símbolo padrão do amplificador operacional. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 60).	44
Figura 5 – Magnitude do ganho de um amp-op com compensação de frequência. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 105).	45
Figura 6 – Circuito amplificador não-inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 21).	46
Figura 7 – Diagrama de blocos de um circuito amplificador não-inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 22).	47
Figura 8 – Diagrama de Bode comparando o ganho de um circuito amplificador realimentado ao ganho em malha aberta de um amp-op. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 877).	48
Figura 9 – Circuito amplificador inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 21).	48
Figura 10 – Diagrama de blocos de um circuito amplificador inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 23).	49
Figura 11 – Circuitos equivalentes de um transdutor piezelétrico. Figura adaptada de (SERRIDGE; LICHT, 1987, p. 26).	51
Figura 12 – Circuito amplificador de tensão (eletrômetro). Figura adaptada de (SERRIDGE; LICHT, 1987, p. 55).	52
Figura 13 – Circuito amplificador de carga. Figura adaptada de (SERRIDGE; LICHT, 1987, p. 40).	53
Figura 14 – Modelo de circuito do fotodiodo. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 5).	55
Figura 15 – Circuito básico do amplificador de transimpedância. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 30).	56

Figura 16 – Ganho em malha aberta do amp-op, ganho de corrente do circuito amplificador para fotodiodo e curva $1/\beta$. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 40).	57
Figura 17 – Circuito do amplificador de transimpedância com compensação de frequência. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 42).	58
Figura 18 – Ganho em malha aberta do amp-op e curva $1/\beta$ com compensação e sem compensação de frequência. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 46).	59
Figura 19 – Perspectiva explodida do sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.	61
Figura 20 – Seção transversal do sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.	62
Figura 21 – Sistema de medida de forças biaxial. Fonte: Autor.	63
Figura 22 – Dimensões em milímetros do sistema de medida de forças biaxial. Fonte: Autor.	64
Figura 23 – Circuito condicionador de sinais para sensores de força uniaxiais. Fonte: Autor.	65
Figura 24 – Placa de circuito impresso do condicionador de sinais. Fonte: Autor.	65
Figura 25 – Curva teórica de resposta em frequência do circuito condicionador de sinais. Fonte: Autor.	66
Figura 26 – Circuito amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.	68
Figura 27 – Placa de circuito impresso do amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.	68
Figura 28 – Curva teórica de resposta em frequência do circuito amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.	69
Figura 29 – Sistema multissensor para a verificação do tempo de desaceleração e do tempo de contato da esfera metálica em um evento de colisão. Fonte: Autor.	70
Figura 30 – Circuito sensor de contato elétrico. Fonte: Autor.	72
Figura 31 – Variação da luminosidade sobre o sensor fotoelétrico, em função da posição da esfera metálica durante sua queda livre. Fonte: Autor.	72
Figura 32 – Sinal obtido com o sensor fotoelétrico em evento de lançamento em queda livre de uma esfera metálica, compreendendo a queda, a colisão (região de interesse) e o rebote da esfera. Fonte: Autor.	73
Figura 33 – Sinal puro e sinal filtrado com sistema de média móvel, correspondentes à região de interesse mostrada na Figura 32. Fonte: Autor.	74
Figura 34 – Composição de instrumentos para testes de medida de força. Fonte: Autor.	74
Figura 35 – Sinais obtidos pelo sistema multissensor. Fonte: Autor.	75
Figura 36 – Diagrama de blocos que representa a fusão de sensores para verificação das forças médias de impacto. Fonte: Autor.	77
Figura 37 – Composição de instrumentos para a calibração do sistema de medida de forças biaxial proposto. Fonte: Autor.	79

Figura 38 – Posicionamento do sistema de medida de forças biaxial durante os testes de calibração. Fonte: Autor.	79
Figura 39 – Diagrama de blocos que representa o método de cálculo da sensibilidade η de um sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.	80
Figura 40 – Composição do teste de riscamento de uma superfície metálica com único grão abrasivo. Fonte: Autor. Modelo tridimensional do centro de usinagem CNC disponível em https://grabcad.com/library/dmu-50-2 , acessado em setembro de 2021.	82
Figura 41 – Média e erro relativo dos resultados de força obtidos com o sistema multissensor de calibração. Fonte: Autor.	85
Figura 42 – Exemplos de sinais obtidos na calibração do sistema de medida de forças biaxial proposto, correspondente ao lançamento da esfera metálica a uma altura de 22,0 mm. Fonte: Autor.	88
Figura 43 – Teste de riscamento de uma peça metálica com único grão abrasivo. Fonte: Autor.	88
Figura 44 – Risco feito com profundidade de corte programada $a_p = 10 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.	89
Figura 45 – Sinais de força verificados em teste de riscamento com profundidade de corte programada $a_p = 10 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.	89
Figura 46 – Risco feito com profundidade de corte programada $a_p = 20 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.	90
Figura 47 – Sinais de força verificados em teste de riscamento com profundidade de corte programada $a_p = 20 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.	90
Figura 48 – Curva da intensidade da força F em função do tempo, e impulso J determinado pela área de $F(t)$ sobre o eixo t . Figura adaptada de (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 227).	103
Figura 49 – Perspectiva explodida do transdutor piezelétrico encapsulado. Fonte: Autor.	106
Figura 50 – Transdutor piezelétrico encapsulado. Fonte: Autor.	107

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Características do Diafragma Piezelétrico 7BB-20-6	43
Tabela 2 – Características do Amplificador Operacional OPA172	64
Tabela 3 – Características do Fotodiodo BPV10	67
Tabela 4 – Características do Amplificador Operacional OPA659	67
Tabela 5 – Características do Sensor de Força 201B03	71
Tabela 6 – Resultados dos Testes de Força do Sistema Multissensor	83
Tabela 7 – Média dos Resultados dos Testes de Força do Sistema Multissensor . .	84
Tabela 8 – Resultados dos Testes de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial: Tempo de Contato, Força Média Teórica e Sensitividade	85
Tabela 9 – Resultados dos Testes de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial: Medida de Forças e Interferência Cruzada	87
Tabela 10 – Valores das Componentes de Força Média Compensada Obtidas nos Testes de Riscamento	91

Lista de Abreviaturas e Siglas

AISI	<i>American Iron and Steel Institute</i> – Instituto Americano do Ferro e do Aço
amp-op	Amplificador Operacional
CNC	Controle Numérico Computadorizado
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Direta
EA	Emissão Acústica
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
ICP [®]	<i>Integrated Circuit Piezoelectric</i> – Piezelétrico com Circuito Integrado
INPI	Instituto Nacional da Propriedade Industrial
LED	<i>Light-Emitting Diode</i> – Diodo Emissor de Luz
PZT	<i>Pb-Lead Zirconate Titanate</i> – Titanatozirconato de Chumbo
rpm	Rotações por minuto
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i> – Sociedade dos Engenheiros Automotivos
SHM	<i>Structural Health Monitoring</i> – Monitoramento de Integridade Estrutural
SMA	<i>Sub-Miniature version A</i> – Sub-Miniatura versão A
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> – Relação Sinal-Ruído
TIA	<i>Transimpedance Amplifier</i> – Amplificador de Transimpedância

Lista de Símbolos

a_e	Profundidade de corte real (μm)
a_p	Profundidade de corte programada (μm)
A	Ganho diferencial em malha aberta do amplificador operacional (V/V)
A_0	Ganho DC em malha aberta do amplificador operacional (V/V)
A_f	Ganho em malha fechada do circuito amplificador realimentado (V/V)
$A_{f,0}$	Ganho DC em malha fechada do circuito amplificador realimentado (V/V)
$A_{f,c}$	Ganho em malha fechada do circuito amplificador de carga (V/C)
b_w	Largura de contato (mm)
B	Bateria
BW	Largura de banda de frequências (Hz)
C	Densidade de grãos ativos (quantidade/ mm^2)
C_c	Capacitância do cabo (pF)
C_d	Capacitância do diodo (pF)
$C_{d,0}$	Capacitância do diodo não polarizado (pF)
C_f	Capacitância de realimentação (F)
C_i	Capacitância total de entrada do circuito amplificador (pF)
C_{icm}	Capacitância da entrada em modo comum do amplificador operacional (pF)
C_t	Capacitância do transdutor piezelétrico (nF)
d_s	Diâmetro do rebolo (mm)
E_{mec}	Energia mecânica (J)
f	Frequência (Hz)
f_{C_f}	Frequência relacionada ao polo introduzido na função de ganho de demanda pela capacitância de compensação (Hz)
f_i	Frequência de intersecção entre as curvas do ganho em malha aberta e da demanda de ganho (Hz)
f_l	Frequência de corte inferior do amplificador (Hz)
f_p	Frequência de polo (Hz)
f_{pc}	Frequência relacionada ao polo introduzido na função de realimentação pelas capacitâncias de entrada e de compensação (Hz)
f_{pf}	Frequência de polo do circuito amplificador realimentado (Hz)
f_r	Frequência de ressonância (Hz)
f_s	Taxa de amostragem do sistema de aquisição de sinais (amostras/s)
f_t	Faixa de passagem de ganho unitário (Hz)
f_{zc}	Frequência relacionada ao zero presente na função de realimentação compensada (Hz)

f_{zf}	Frequência relacionada ao zero presente na função de demanda de ganho (Hz)
F	Força (N)
F_{avg}	Força média (N)
F_g	Força gravitacional (N)
F_n	Componente de força normal (N)
$F_{n,avg}^{comp}$	Força média compensada no eixo normal (N)
$F_{n,avg}^{rise}$	Força média obtida pelo sensor de força no eixo normal (N)
$F_{n,ch}$	Componente de força normal de formação do cavaco (N)
$F_{n,pl}$	Componente de força normal de sulcamento (N)
$F_{n,sl}$	Componente de força normal de atrito (N)
$F_{ref}[n]$	Força instantânea obtida pelo sensor de referência no tempo discreto (N)
$F_{ref}(t)$	Força instantânea obtida pelo sensor de referência no tempo contínuo (N)
$F_{ref,avg}^{rise}$	Força média obtida pelo sensor de referência (N)
F_t	Componente de força tangencial (N)
$F_{t,avg}^{comp}$	Força média compensada no eixo tangencial (N)
$F_{t,avg}^{rise}$	Força média obtida pelo sensor de força no eixo tangencial (N)
$F_{t,ch}$	Componente de força tangencial de formação do cavaco (N)
$F_{t,pl}$	Componente de força tangencial de sulcamento (N)
$F_{t,sl}$	Componente de força tangencial de atrito (N)
$F_{th,avg}^{cont}$	Força média teórica calculada através do período de contato (N)
$F_{th,avg}^{dec}$	Força média teórica calculada através do período de desaceleração (N)
g	Aceleração da gravidade (m/s ²)
h	Altura (mm)
h_{cu}	Profundidade de penetração do grão abrasivo (μ m)
$h_{cu,avg}$	Espessura média do cavaco (mm)
h_{eff}	Profundidade efetiva de corte (μ m)
h_{eq}	Espessura equivalente do cavaco (mm)
h_{reb}	Altura de rebote (mm)
i	Corrente elétrica (A)
i_p	Corrente elétrica gerada no fotodiodo (A)
j	Unidade imaginária
J	Impulso de força (N·s)
$k_{n,t}$	Fator de interferência do eixo tangencial sobre o sensor de força do eixo normal
$k_{t,n}$	Fator de interferência do eixo normal sobre o sensor de força do eixo tangencial
K	Energia cinética (J)
l_c	Comprimento de contato real (mm)

l_g	Comprimento de contato geométrico (mm)
L	Espaçamento médio entre grãos ativos (mm)
L'_L	Impedância indutiva equivalente de carga (Ω)
m	Massa (g)
N	Quantidade total de amostras no tempo discreto
p	Momento linear (kg·m/s)
p_f	Momento linear final (kg·m/s)
p_i	Momento linear inicial (kg·m/s)
P	Potência total de retificação (N·m/s)
Q	Taxa de remoção de material (mm ³ /s)
Q'	Taxa de remoção específica (mm ³ /mm·s)
Q_t	Quantidade de carga elétrica gerada pelo transdutor piezelétrico (C)
r	Razão entre largura e profundidade de corte do grão abrasivo médio
R_c	Resistência de isolamento do cabo (Ω)
R_d	Resistência da junção do diodo (Ω)
R_f	Resistência de realimentação (Ω)
R_i	Resistência total de isolamento da entrada do circuito amplificador (Ω)
R_{icm}	Resistência da entrada em modo comum do amplificador operacional (Ω)
R_{id}	Resistência da entrada em modo diferencial do amplificador operacional (Ω)
R_{in}	Resistência de isolamento da entrada do circuito amplificador (Ω)
R_L	Resistência de carga (Ω)
R'_L	Resistência equivalente de carga (Ω)
R_s	Resistência em série do diodo (Ω)
R_t	Resistência de isolamento do transdutor piezelétrico (Ω)
$R_{w,a}$	Rugosidade média da peça (μm)
$R_{w,t}$	Rugosidade total da peça (μm)
s	Frequência angular complexa
S	Chave elétrica
t	Instante de tempo (s)
t_f	Instante de tempo final (s)
t_i	Instante de tempo inicial (s)
T_A	Temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$)
T_{rise}	Tempo de subida do sinal elétrico (μs)
u	Energia específica de corte (J)
u_{ch}	Energia específica de formação do cavaco (J)
u_{pl}	Energia específica de sulcamento (J)
u_{sl}	Energia específica de atrito (J)
U_g	Energia potencial gravitacional (J)
v	Velocidade (m/s)

v_{err}	Tensão de erro de ganho (V)
v_{f}	Tensão de realimentação (V)
v_{i}	Tensão de entrada do amplificador (V)
v_{o}	Tensão de saída do amplificador (V)
v_{s}	Velocidade periférica do rebolo (m/s)
v_{t}	Tensão verificada nos eletrodos do transdutor piezelétrico (V)
$v_{\text{t},0}$	Tensão verificada nos eletrodos do transdutor piezelétrico imediatamente após a geração de carga (V)
v_{w}	Velocidade da peça (m/s)
$V_{\text{axis}}[n]$	Tensão instantânea produzida pelo sensor de força do eixo normal ou tangencial no tempo discreto (V)
V_{rev}	Tensão de polarização reversa do diodo (V)
x	Deflexão do mecanismo de retificação (mm)
$X_{C_{\text{i}}}$	Reatância capacitiva de entrada do amplificador de transimpedância (Ω)
Z'_{L}	Impedância equivalente de carga (Ω)
Z_{TIA}	Ganho de transimpedância (V/A)
α	Fator de ponderação da entrada do circuito amplificador inversor
β	Fator de realimentação do circuito amplificador
δ	Erro relativo
ΔE_{mec}	Variação da energia mecânica (J)
ΔK	Variação da energia cinética (J)
Δp	Variação do momento linear (kg·m/s)
Δt	Período de tempo (s)
Δt_{cont}	Período de tempo de contato (μs)
Δt_{dec}	Período de tempo de desaceleração (μs)
ΔU	Variação da energia potencial (J)
Δv	Variação da velocidade (m/s)
ζ	Taxa de amortecimento do pico de resposta do amplificador de transimpedância
η	Sensitividade do sensor uniaxial (mV/N)
μ	Coeficiente da condição de corte do rebolo
ρ	Resistência específica ($\Omega\cdot\text{m}$)
τ	Constante de tempo (s)
ϕ	Desvio de fase (rad)
$\phi_{C_{\text{f}}}$	Desvio de fase introduzido pela capacitância de compensação (rad)
ϕ_{p}	Desvio de fase na frequência de polo (rad)
ϕ_{TIA}	Desvio de fase do amplificador de transimpedância (rad)
φ_{b}	Tensão da barreira de potencial do diodo (V)
ω	Frequência angular (rad/s)

ω_p	Frequência angular de polo (rad/s)
ω_s	Velocidade angular do rebolo (rad/s)
$\arctg(\cdot)$	Operador arco tangente
$d(\cdot)$	Operador derivada
$\log_{10}(\cdot)$	Operador logaritmo decimal
$tg(\cdot)$	Operador tangente
$f(\cdot)$	Operador integral
$ \cdot $	Operador valor absoluto
$ $	Associação de resistências em paralelo

Sumário

1	Introdução	29
1.1	Objetivos	30
1.2	Organização do Texto	30
2	Revisão Bibliográfica	33
2.1	O Processo de Retificação e os seus Parâmetros	33
2.1.1	Velocidades de Corte	33
2.1.2	Profundidade de Corte Programada e Largura de Contato	33
2.1.3	Densidade e Espaçamento Médio de Grãos Ativos	33
2.1.4	Profundidade de Corte Real	34
2.1.5	Comprimento de Contato	35
2.1.6	Taxa de Remoção de Material	35
2.1.7	Taxa de Remoção Específica	35
2.1.8	Espessura Equivalente do Cavaco	36
2.1.9	Espessura Média do Cavaco	36
2.1.10	Rugosidade da Peça	36
2.1.11	Força, Potência e Energia Específica	37
2.1.12	Mecanismo da Remoção de Material	38
2.2	Instrumentação do Processo de Retificação	39
2.2.1	Sensores para Medida de Forças	39
2.2.2	Efeito Piezelétrico	41
2.2.3	Diafragma Piezelétrico	41
2.2.4	O Amplificador Operacional	43
2.2.4.1	Ganho em Malha Aberta de Amplificadores Operacionais Reais	44
2.2.4.2	Circuito Amplificador Não-inversor	46
2.2.4.3	Circuito Amplificador Inversor	48
2.2.4.4	Resposta de Fase	49
2.2.5	Circuitos Amplificadores para Sensores Piezelétricos	50
2.2.5.1	Propriedades dos Sensores Piezelétricos	50
2.2.5.2	Circuito Amplificador de Tensão (Eletrômetro)	51
2.2.5.3	Circuito Amplificador de Carga	53
2.2.6	Circuito Amplificador para Fotodiodo	55
2.2.6.1	O Fotodiodo	55
2.2.6.2	Circuito Amplificador de Transimpedância	56
3	Material e Métodos	61

3.1	Sensor de Força Uniaxial com Diafragmas Piezelétricos de Baixo Custo	61
3.2	Sistema de Medida de Forças Biaxial	63
3.3	Condicionador de Sinais para Sensores Piezelétricos	64
3.4	Sensor Fotoelétrico	66
3.5	Fusão de Sensores para a Verificação da Força Média de Impacto	69
3.5.1	Sensor de Força 201B03	70
3.5.2	Sensor de Contato Elétrico	71
3.5.3	Atuação do Sensor Fotoelétrico no Sistema Multissensor	72
3.5.4	Forças Médias Teóricas	75
3.5.5	Método de Calibração de Força com o Sistema Multissensor	76
3.6	Método de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial	78
3.7	Riscamento de Superfície Metálica com Único Grão Abrasivo	81
4	Resultados e Discussões	83
4.1	Sistema Multissensor de Calibração de Força	83
4.2	Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial	85
4.3	Testes de Riscamento de Superfície Metálica com Único Grão Abrasivo	88
5	Conclusões	93
	Referências	95
	Apêndices	99
	APÊNDICE A Cálculo da Força Média de Impacto	101
	A.1 O Conceito de Força	101
	A.2 Impulso	102
	A.3 Energia Cinética e Energia Potencial Gravitacional	103
	A.4 Energia Mecânica e o Princípio de Conservação	103
	A.5 Cálculo da Força Média de Impacto	104
	APÊNDICE B Transdutor de Emissão Acústica Construído com Diafragma Piezelétrico	105

1 Introdução

Em ambientes de produção industrial por manufatura onde há processos típicos de usinagem, a retificação está situada em um dos últimos estágios da cadeia produtiva. Precedida por operações como o corte, o fresamento, a furação e outras, a retificação confere à peça a combinação de menores desvios dimensionais e geométricos, o que normalmente não pode ser obtida por processos convencionais de usinagem com ferramentas de geometria definida. Nesse cenário, admitindo que a peça pré-usinada possui alto valor agregado quando alcança tal estágio, o monitoramento do processo de retificação desempenha uma função importante na redução dos custos de produção e no controle das propriedades mecânicas da peça.

A medida das forças presentes no processo de retificação, o qual é classificado como um processo de usinagem com geometria de corte não-definida, possibilita um melhor entendimento desse complexo mecanismo de remoção de material. O estudo das forças que atuam sobre a ferramenta de corte usada no processo de retificação, denominado rebolo, alicerça o desenvolvimento de novas técnicas de construção dessa ferramenta. A determinação do formato e da distribuição dos grãos abrasivos no rebolo, a escolha do tipo de ligante usado e outros aspectos de sua construção fundamentam-se em estudos relacionados às forças atuantes sobre cada elemento do processo.

Dentre os principais modelos de sensores de força empregados no monitoramento de processos de manufatura, destacam-se aqueles que possuem um elemento piezelétrico como transdutor. As propriedades físicas desse elemento favorecem a resposta em frequência dos sistemas de medição e permitem o monitoramento de processos onde forças com dinâmica rápida estão presentes, tal como ocorre na retificação. Há disponível no mercado uma grande quantidade de sensores piezelétricos de força cujos preços, geralmente elevados, são parcialmente determinados pela complexidade inerente ao corte dos cristais piezelétricos ou da produção e corte das cerâmicas piezelétricas, de acordo com o material usado em sua construção (GAUTSCHI, 2002, p. 14).

Em face às motivações para investigar o mecanismo de corte de um único grão abrasivo, e atentando-se ao elevado preço dos sensores de força comercializados, é apresentado nesta tese de doutorado um sistema de medida de forças biaxial, construído a partir de diafragmas piezelétricos de baixo custo, capaz de medir componentes de força com dinâmica rápida nos eixos normal e tangencial. Também é apresentado aqui um método de calibração que se vale da fusão de múltiplos sensores para determinar a força média teórica em um evento de colisão monitorado pelo sistema de medida.

A calibração do sistema de medida proposto é feita em uma escala de força de

até 130 N, que abrange valores obtidos em testes de riscamento com único grão abrasivo descritos na literatura. Em (ANDERSON; WARKENTIN; BAUER, 2011), por exemplo, os autores mediram as componentes de força normal e tangencial durante o riscamento da superfície de uma peça de aço AISI 4340, usando como ferramenta de corte uma ponta esférica de diamante, e obtiveram valores de força inferiores a 60 N no eixo normal e 8 N no eixo tangencial.

Uma vez calibrado, o sistema de medida de forças biaxial é aplicado em ensaios de riscamento da superfície de uma peça de aço SAE 1020, usando grão abrasivo do tipo óxido de alumínio rosa com granulometria 46. Diante dos sinais resultantes da medição das componentes de força presentes nesses ensaios, e dadas as respostas em magnitude e frequência obtidas durante o processo de calibração, o sistema de medida de forças se mostra adequado ao estudo dos mecanismos de corte de um único grão abrasivo a que fora proposto e possibilita, além disso, a sua aplicação no monitoramento de processos de manufatura.

1.1 Objetivos

O objetivo principal desta tese de doutorado é apresentar um sistema de medida de forças biaxial de baixo custo e com alta frequência de resposta, desenvolvido como apoio nos estudos de processos de retificação através de testes de riscamento com único grão abrasivo. Para se atingir esse objetivo, os seguintes objetivos secundários foram traçados:

- Projeto e desenvolvimento de um sensor de força uniaxial com elementos piezelétricos de baixo custo;
- Projeto e desenvolvimento de um condicionador de sinais, com respostas em magnitude e em frequência compatíveis com os transdutores utilizados;
- Desenvolvimento de um método de calibração do sistema de medida de forças proposto, observando uma escala de magnitude coerente com o processo a ser monitorado;
- Aplicação do sistema de medida de forças biaxial em testes de riscamento de superfície metálica com único grão abrasivo.

1.2 Organização do Texto

Esta tese de doutorado é dividida em cinco capítulos. Após este capítulo introdutório, é feita no Capítulo 2 uma revisão bibliográfica contendo alguns parâmetros do processo de retificação e as principais propriedades de sensores piezelétricos e de circuitos de

condicionamento de sinal. No Capítulo 3, são mostrados os métodos construtivos do sistema de medida de forças biaxial, os detalhes do sistema multissensor desenvolvido para a calibração do sistema de medida e a composição dos testes de riscamento com único grão abrasivo. Os resultados obtidos nos testes de calibração e nos testes de riscamento são discutidos no Capítulo 4. Concluindo, no Capítulo 5 são elencados os principais aspectos do sistema de medida apresentado, destacando o seu êxito no sensoramento das forças presentes nos testes de riscamento e o seu potencial para ser aplicado no monitoramento de processos de manufatura, onde estejam presentes forças com dinâmica rápida.

2 Revisão Bibliográfica

Neste capítulo são discutidos os principais aspectos do processo de retificação e dos parâmetros que o definem. Também é feita uma breve revisão sobre técnicas de monitoramento do processo de retificação, incluindo as características específicas de sensores piezelétricos e de seus respectivos circuitos de condicionamento de sinal. Ao final do capítulo, é feita uma revisão das propriedades do circuito amplificador para fotodiodo, que compõe o dispositivo sensor de luminosidade empregado no sistema multissensor de calibração de força.

2.1 O Processo de Retificação e os seus Parâmetros

O complexo processo de remoção de material por meio de elementos abrasivos de geometria não-definida pode ser compreendido à luz dos parâmetros de retificação. As propriedades físicas da máquina e da ferramenta de corte, a dinâmica da interação entre o rebolo e a peça e a qualidade do produto resultante são aspectos inerentes aos parâmetros de retificação, ora por serem caracterizados, ora por serem controlados pelos parâmetros. Alguns dos principais parâmetros verificados em processos de retificação tangencial plana são mostrados nas Figuras 1 e 2.

2.1.1 Velocidades de Corte

A velocidade periférica do rebolo v_s é calculada através do produto entre o diâmetro do rebolo d_s e a sua velocidade angular ω_s . A velocidade da peça, às vezes chamada de velocidade da mesa, é representada por v_w . Influenciando a formação do cavaco, o desgaste do rebolo, a textura da superfície da peça e a eficiência energética, a razão v_w/v_s é frequentemente utilizada para determinar outros parâmetros.

2.1.2 Profundidade de Corte Programada e Largura de Contato

A profundidade de corte programada a_p é um parâmetro controlado pelo operador da máquina retificadora, e deve ser distinguida da profundidade de corte real a_e , mostrada na Seção 2.1.4. O parâmetro b_w , mostrado na Figura 1, representa a largura de contato entre o rebolo e a peça.

2.1.3 Densidade e Espaçamento Médio de Grãos Ativos

A quantidade de pontos de corte por unidade de área na superfície do rebolo é chamada de densidade de grãos ativos, e frequentemente é representada por C . Embora

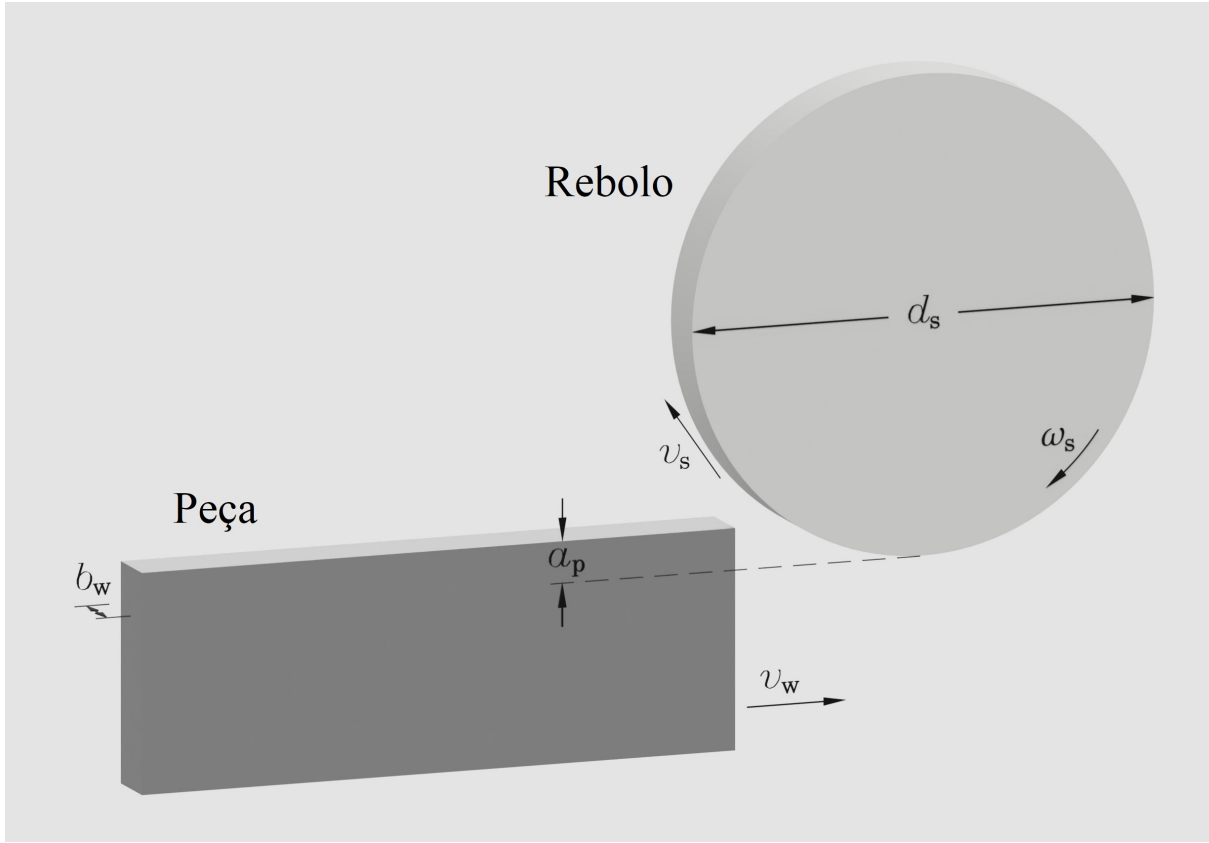


Figura 1 – Parâmetros do processo de retificação tangencial plana: velocidade angular do rebolo ω_s , velocidade periférica v_s , velocidade da peça v_w , diâmetro do rebolo d_s , largura de contato b_w e profundidade de corte programada a_p . Figura adaptada de (ROWE, 2014, cap. 2).

o valor de C seja influenciado por outros parâmetros e pela dureza do material da peça, a densidade de grãos ativos foi convenientemente considerada constante nesta tese de doutorado. O parâmetro L indica o espaçamento médio entre os grãos ativos. As velocidades de corte e o espaçamento médio entre os grãos são parâmetros determinantes para a rugosidade da superfície da peça retificada, como mostra a Seção 2.1.10.

2.1.4 Profundidade de Corte Real

Mensurado após uma única passada do rebolo sobre a peça, o parâmetro a_e denota a profundidade real do material removido. A profundidade de corte real é geralmente muito menor do que a profundidade de corte programada, devido principalmente à deflexão x do mecanismo de retificação (ROWE, 2014, cap. 20), conforme mostrado na Figura 2. Desconsiderando efeitos como a expansão térmica e o desgaste do rebolo, que minoritariamente também influenciam a profundidade de corte real, o parâmetro a_e é determinado pela Equação 2.1:

$$a_e = a_p - x. \quad (2.1)$$

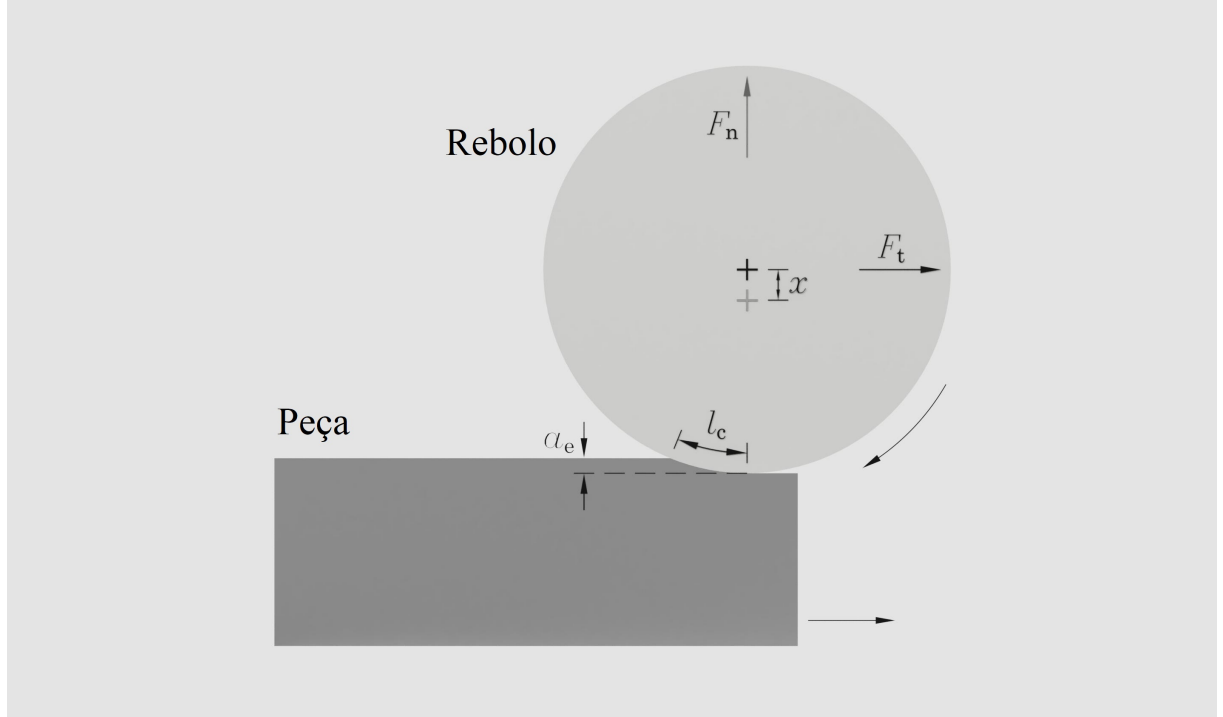


Figura 2 – Parâmetros do processo de retificação tangencial plana: profundidade de corte real a_e , comprimento de contato l_c , deflexão x e componentes de força de retificação F_n e F_t . Figura adaptada de (MALKIN; GUO, 2008, p. 119).

2.1.5 Comprimento de Contato

O comprimento de contato l_c refere-se à zona de contato entre os grãos ativos e a peça. Também chamado de comprimento de contato real, l_c pode ser aproximado ao comprimento de contato geométrico ($l_g = \sqrt{a_e d_s}$) em operações onde a peça e o rebolo são idealmente rígidos. Porém, l_c é consideravelmente maior quando se utiliza rebolo com ligante mais flexível (MARINESCU et al., 2016, p. 22 - 23).

2.1.6 Taxa de Remoção de Material

O parâmetro Q indica o volume de material removido por unidade de tempo. Na retificação tangencial plana, a taxa de remoção de material Q é calculada em função da largura de contato b_w , da profundidade de corte real a_e e da velocidade da peça v_w , de acordo com a Equação 2.2:

$$Q = b_w a_e v_w. \quad (2.2)$$

2.1.7 Taxa de Remoção Específica

Denominado taxa de remoção específica, o parâmetro Q' corresponde à taxa de remoção de material por unidade de largura de contato. Dada essa relação com b_w , a taxa de remoção específica permite comparar o desempenho de processos com diferentes perfis

de contato entre o rebolo e a peça. O valor do parâmetro Q' pode ser obtido através da Equação 2.3 (ROWE, 2014, p. 22):

$$Q' = \frac{Q}{b_w} = a_e v_w. \quad (2.3)$$

2.1.8 Espessura Equivalente do Cavaco

Enquanto Q' expressa o avanço da remoção de material, que ocorre com velocidade v_w e à profundidade a_e , a espessura equivalente do cavaco, denotada por h_{eq} , visa expressar a agressividade do rebolo ao relacionar Q' à sua velocidade periférica. A espessura equivalente do cavaco é calculada pela Equação 2.4:

$$h_{eq} = \frac{Q'}{v_s} = \frac{a_e v_w}{v_s}. \quad (2.4)$$

A espessura equivalente do cavaco está relacionada com as forças presentes no processo de retificação, a energia, o desgaste do rebolo e com a textura da peça (MALKIN; GUO, 2008, p. 152 - 153).

2.1.9 Espessura Média do Cavaco

A espessura média do cavaco indica a profundidade de penetração de um grão abrasivo médio na superfície da peça. Também chamado “*undeformed chip thickness*”, cuja tradução literal seria “espessura do cavaco não-deformado”, o parâmetro $h_{cu,avg}$ é determinante para a rugosidade da superfície da peça e também para o desgaste do rebolo. Se a profundidade de corte do grão abrasivo for muito grande, o rebolo se desgasta rapidamente; se for muito pequena, o grão adquire formato arredondado e o rebolo perde capacidade de corte (ROWE, 2014, p. 307). O cálculo da espessura média do cavaco, mostrado na Equação 2.5, pode ser interpretado como o volume de material removido ao longo de um único corte com formato triangular e profundidade média $h_{cu,avg}$:

$$h_{cu,avg} = \sqrt{\frac{v_w}{v_s} \cdot \frac{2}{C r} \cdot \sqrt{\frac{a_e}{d_s}}}. \quad (2.5)$$

A razão entre a largura e a profundidade de corte do grão abrasivo médio, os quais são respectivamente denotados por $b_{cu,avg}$ e $h_{cu,avg}$, é dada por $r = b_{cu,avg}/h_{cu,avg}$, e tipicamente assume valores entre 8 e 15 (ROWE, 2014, p. 310).

2.1.10 Rugosidade da Peça

Há diversos parâmetros que caracterizam a textura da superfície da peça. Dentre eles, destaca-se aqui a rugosidade total da peça $R_{w,t}$, definida como a diferença em elevação do pico mais alto ao vale mais baixo das ranhuras, medidos no sentido transversal ao

percurso de corte do rebolo (MALKIN; GUO, 2008, p. 261). A rugosidade total da peça cresce com a espessura equivalente do cavaco h_{eq} e com o espaçamento médio entre os grãos abrasivos L . Assumindo que os espaçamentos entre grãos sejam regulares e que os cortes tenham formato aproximadamente triangular, a rugosidade total da peça pode ser estimada através da Equação 2.6 (ROWE, 2014, p. 315 - 316):

$$R_{w,t} = \sqrt{3} \cdot \frac{L}{l_c} \cdot h_{eq}. \quad (2.6)$$

Contudo, o parâmetro mais utilizado na caracterização da textura da superfície da peça é a rugosidade média, denotada por $R_{w,a}$. A rugosidade média da peça é definida como a média aritmética dos valores absolutos de distanciamento dos picos e dos vales em relação à linha média (MALKIN; GUO, 2008, p. 267).

2.1.11 Força, Potência e Energia Específica

Durante a interação entre o rebolo e a peça no processo de retificação, verifica-se o desenvolvimento de forças na área de contato. Na retificação tangencial plana, tais forças podem ser divididas em duas componentes ortogonais: componente de força normal F_n e componente de força tangencial F_t . Para profundidades de corte consideradas pequenas, a componente de força tangencial é orientada muito próxima à direção horizontal, e a componente de força normal, por sua vez, orientada muito próxima à direção vertical (MALKIN; GUO, 2008, p. 118).

A relação entre as componentes ortogonais de força, dada pela Equação 2.7, pode revelar a condição de corte do rebolo (ROWE, 2014, p. 27):

$$\mu = \frac{F_t}{F_n}. \quad (2.7)$$

A força normal cresce em relação à força tangencial, à medida em que a eficiência de corte do rebolo decresce. Em outras palavras, quanto maior o coeficiente μ , mais afiado o rebolo.

Em seu trabalho pioneiro, Hahn (1963) apresenta resultados de experimentos em retificação que quantificam a capacidade de remoção de material e o desgaste do rebolo em condições controladas de força, de modo que F_n seja considerada constante. A partir de imagens microscópicas de peças metálicas retificadas sob diferentes níveis de força, o autor infere que o mecanismo de remoção de material, no tocante a um grão abrasivo, compreende dois métodos: sulcamento e corte. Em níveis inferiores de força, ainda segundo o autor, ocorre apenas a deformação elástica do metal, sem que haja qualquer remoção de material.

Considerando a soma das velocidades de corte $v_w + v_s$ em processos de retificação *up-grinding*¹, dada a natural orientação contrária de seus respectivos vetores nesse tipo de

¹ O método *up-grinding* de retificação é caracterizado pelo movimento do rebolo em sentido discordante ao movimento da peça.

retificação, a potência total de retificação pode ser calculada através da Equação 2.8:

$$P = F_t \cdot (v_w + v_s). \quad (2.8)$$

Frequentemente a velocidade da peça é desprezada no cálculo de P , uma vez que $v_w \ll v_s$.

A energia consumida para remover um determinado volume de material no processo de retificação é chamada de energia específica. Denotada por u na Equação 2.9, a energia específica é dada pela relação entre a potência total e a taxa de remoção de material:

$$u = \frac{P}{Q}. \quad (2.9)$$

O valor de u depende principalmente da dureza da peça e das condições de corte do rebolo. Quando analisada em função de outros parâmetros, a energia específica contribui para o entendimento do mecanismo de interação entre o grão abrasivo e o metal (MALKIN; GUO, 2008, p. 120).

2.1.12 Mecanismo da Remoção de Material

Classificada como um processo de usinagem com geometria de corte não-definida, a retificação realiza a remoção de material através da soma de numerosos pontos de corte que, distinta e individualmente, extraem cavacos da superfície da peça (KLOCKE, 2009, p. 3).

Em um modelo frequentemente utilizado para o estudo desse mecanismo, o processo de interação entre cada grão ativo e a peça é dividido em três fases: Na primeira fase, o grão abrasivo provoca uma deformação elástica na superfície da peça. Ainda que não ocorra remoção de material, verifica-se o consumo de energia devido às componentes de força normal e tangencial de atrito (*sliding*), dadas respectivamente por $F_{n,sl}$ e $F_{t,sl}$. Com o avanço da penetração e o conseqüente aumento das forças na área de contato, a aresta de corte do grão cria um sulco na peça e promove o deslocamento de material para os lados, formando proeminências nas laterais do sulco. Nessa fase, o consumo de energia é atribuído às componentes de força normal e tangencial de sulcamento (*ploughing*), denotadas por $F_{n,pl}$ e $F_{t,pl}$. O cavaco (*chip*) é formado somente na terceira fase, quando a profundidade de penetração do grão ultrapassa o limiar T_μ . As componentes de força normal e tangencial exercidas na formação do cavaco são $F_{n,ch}$ e $F_{t,ch}$, respectivamente.

Atentando-se para a propriedade elástica do material, esse modelo assume que durante a formação do cavaco também ocorre o processo de deformação, cuja intensidade depende das condições de atrito na área de contato (KLOCKE, 2009, p. 9). Desse modo, a eficácia de remoção do material é verificada pela diferença entre a profundidade de penetração do grão abrasivo h_{cu} e a profundidade efetiva de corte $h_{cu,eff}$.

Dadas as componentes de força relativas a cada uma das fases do modelo apresentado, a energia específica total no processo de retificação pode ser decomposta conforme a

Equação 2.10 abaixo:

$$u = u_{sl} + u_{pl} + u_{ch}, \quad (2.10)$$

em que as energias específicas u_{sl} , u_{pl} e u_{ch} correspondem respectivamente às fases de atrito, sulcamento e formação do cavaco. Kannappan e Malkin (1972) definem a energia específica de corte como a energia total do processo de retificação menos a energia de atrito por unidade de material removido, e estabelecem relações entre as componentes de energia com os parâmetros de operação no processo de retificação. Segundo os autores, a energia específica de formação do cavaco u_{ch} independe da velocidade da peça e da profundidade de corte, enquanto a energia específica de sulcamento u_{pl} decresce com o aumento desses parâmetros.

2.2 Instrumentação do Processo de Retificação

Além de promover um melhor entendimento do mecanismo de remoção de material, o monitoramento das forças presentes no processo de retificação possibilita a sua otimização. De acordo com (AGARWAL; RAO, 2013), monitorar as variáveis de força permite controlar a taxa de remoção de material, a temperatura da superfície da peça, o nível de desgaste da ferramenta e outros parâmetros. Alguns exemplos de sensores de força aplicados no monitoramento de processos de retificação são mostrados na Seção 2.2.1. Os principais aspectos de circuitos amplificadores para sensores piezelétricos são discutidos na Seção 2.2.5. Na Seção 2.2.6, são mostradas as propriedades do fotodiodo e do respectivo circuito amplificador, fundamentos necessários para o desenvolvimento de um sensor fotoelétrico empregado no sistema de calibração de força.

2.2.1 Sensores para Medida de Forças

Sensores de força piezelétricos são amplamente empregados em sistemas de monitoramento, especialmente em processos de manufatura onde estão presentes forças com dinâmica rápida. De acordo com (GAUTSCHI, 2002, p. 75 - 76), a rigidez de um elemento transdutor tem grande influência na frequência natural do sensor e, portanto, na sua frequência de resposta. Sensores piezelétricos, afirma o autor, possuem a maior rigidez dentre quase todos os sensores disponíveis.

Varghese et al. (2000) desenvolveram um disco para retificação equipado com múltiplos sensores embutidos sob a superfície abrasiva, dentre eles sensores piezelétricos dedicados à medição da componente de força normal instantânea observada durante cada revolução do disco. Esse disco também porta um circuito eletrônico que processa os sinais provenientes do conjunto de sensores e transmite o sinal resultante para um receptor remoto sem fio. De acordo com os resultados apresentados pelos autores, a componente de força normal monitorada pelo disco foi consistente com valores mensurados por um

dinamômetro de plataforma, usado como referência. Contudo, os autores demonstraram preocupação com possíveis falhas nas conexões do sistema embarcado de aquisição de dados, e limitaram a velocidade periférica do disco em 30 m/s.

Zhang et al. (2014) desenvolveram um dinamômetro capaz de medir componentes de força em três eixos ortogonais de direção, aplicando-o em um processo de retificação plana com rebolo de 300 mm de diâmetro. Os sinais de cada eixo de medida são providos por transdutores piezelétricos independentes, acondicionados entre discos metálicos pré-tensionados e posicionados paralelamente à mesa de retificação. Os resultados apresentados pelos autores mostram que o dinamômetro desenvolvido possui sensibilidade apropriada para a medida das forças de retificação.

Guerrini, Bruzzzone e Crenna (2017) construíram um dinamômetro com eixos de medida normal e tangencial a partir de dois extensômetros (*strain gauges*), fixados em uma haste tubular rotativa. Esse dinamômetro foi desenvolvido com o objetivo de medir as forças de corte de um grão abrasivo colado em um parafuso na extremidade da haste tubular que, ao girar, risca a superfície de uma peça metálica. As forças medidas pelo dinamômetro durante o seu movimento giratório são comparadas com as forças teóricas obtidas por simulação através de um modelo de elementos finitos, onde são consideradas três profundidades de corte preestabelecidas, de 20, 50 e 100 μm . As forças medidas no eixo normal apresentaram valores próximos às forças teóricas, porém as forças medidas no eixo tangencial foram expressivamente menores que as forças teóricas. Como exemplo, desconsiderando a margem de erro informada, a componente de força normal de corte medida com $a_e = 20 \mu\text{m}$ foi de 43,3 N e a componente de força normal simulada foi de 46,75 N. Por sua vez, a componente de força tangencial medida nas mesmas condições foi de 2,8 N, enquanto a componente de força tangencial simulada foi de 28,88 N. Os autores elencam as possíveis causas para essa discrepância, dentre as quais são aqui destacadas as características metrológicas do dinamômetro, que podem assinalar um comportamento de filtro passa-baixas ao eixo de medida de força tangencial.

Na Seção 3.1 desta tese de doutorado, é apresentado um sensor de força uniaxial construído a partir de transdutores piezelétricos de baixo custo. A composição de um dinamômetro biaxial, constituído por dois sensores uniaxiais, é mostrada na Seção 3.2. Na Seção 3.3, é apresentado um sistema de condicionamento dos sinais provenientes do dinamômetro, cujas respostas em amplitude e frequência são apropriadas para a medição das forças verificadas em testes de riscamento com único grão abrasivo. Nas seções subsequentes, são discutidas as principais características do elemento piezelétrico empregado na construção do sensor de força apresentado, bem como os fundamentos dos circuitos eletrônicos aplicados no desenvolvimento do condicionador de sinais.

2.2.2 Efeito Piezelétrico

A piezeletricidade foi descoberta em 1880 pelos irmãos Jacques e Pierre Curie, e tem sua etimologia na palavra grega *piezein* (pressionar). O efeito piezelétrico é descrito como uma interação eletromecânica linear² entre o estado mecânico e o estado elétrico em cristais cuja estrutura atômica não possui um centro de simetria (GAUTSCHI, 2002, p. 5 - 6). Quando um material piezelétrico é submetido a uma força mecânica, a geometria da sua estrutura atômica é alterada e um momento dipolar é formado, resultando no aparecimento de cargas elétricas em lados opostos do material. O efeito inverso também ocorre. Quando um material piezelétrico é carregado eletricamente, dipolos elétricos surgem e o momento dipolar é formado, resultando em uma deformação mecânica do material (DINEVA et al., 2014, p. 14).

O efeito piezelétrico é verificado em minerais cristalinos naturais como o quartzo, o topaz, a turmalina, o sal de Rochelle, e também em cristais sintéticos como cerâmicas produzidas à base de titanato de bário, zirconato de chumbo, entre outros materiais. A cerâmica piezelétrica que compõe o elemento ativo dos sensores desenvolvidos nesta tese de doutorado é composta pelo cristal misto de zirconato de chumbo e titanato de chumbo, chamado de titanatozirconato de chumbo (PZT – *Pb-Lead Zirconate Titanate*), e representado pela fórmula $\text{PbTiO}_3 \cdot \text{PbZrO}_3$.

2.2.3 Diafragma Piezelétrico

O diafragma piezelétrico é um elemento acústico de baixo custo, amplamente comercializado e cuja principal aplicação é a emissão sonora a partir de sua excitação por um circuito oscilador externo. Os detalhes construtivos de um modelo de diafragma piezelétrico são mostrados na Figura 3. Geralmente construído em formato circular, o diafragma tem como elemento ativo uma fina placa de cerâmica PZT (1); ambos os lados dessa placa são revestidos com material condutor para formar os eletrodos, sendo comum o uso de prata; a cerâmica PZT é fixada com adesivo em uma base metálica (2), que geralmente é fabricada em latão ou aço inoxidável; assim, um dos eletrodos da cerâmica é conectado à base, enquanto o outro eletrodo (3) permanece exposto para soldagem. Por conveniência, a base metálica do diafragma (2) é chamada aqui de eletrodo negativo, e a face exposta da cerâmica PZT (3) de eletrodo positivo.

Embora sua principal finalidade seja a sinalização sonora, o diafragma piezelétrico é amplamente utilizado em ambientes de pesquisa como uma alternativa de baixo custo para o sensoramento de ondas de emissão acústica, monitoramento da integridade estrutural pelo método da impedância eletromecânica e outras finalidades diversas.

² Embora a linearidade do efeito piezelétrico seja verdadeira para a maioria das aplicações, um comportamento não-linear se manifesta em materiais piezelétricos sob condições de grande deformação mecânica (HU et al., 2006), (STANTON et al., 2010).

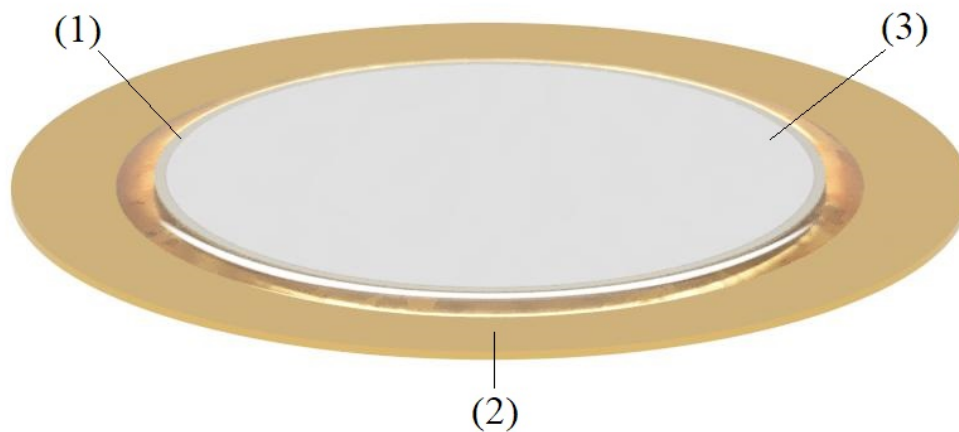


Figura 3 – Diafragma piezelétrico. Figura adaptada de (MURATA MANUFACTURING, 2018, p. 23).

Budoya e Baptista (2018) realizaram um estudo comparativo de técnicas de medida de impedância para a detecção de danos estruturais, aplicadas no monitoramento de integridade estrutural (SHM – *Structural Health Monitoring*), em que um diafragma piezelétrico foi empregado como transdutor. Fixado em uma pequena estrutura de alumínio e excitado por sinais elétricos com amplitude de 1 V, o diafragma piezelétrico respondeu adequadamente aos danos induzidos na estrutura.

Em (RIBEIRO et al., 2017), foi proposto um método de monitoramento da condição da superfície de uma peça retificada através do sensoramento de emissão acústica por meio de um diafragma piezelétrico. Os autores empregaram técnicas de processamento de sinais na classificação da superfície da peça entre as condições normal ou com queima. O desempenho do diafragma piezelétrico como transdutor foi compatível ao desempenho de um sensor de emissão acústica convencional, o que levou os autores a evidenciarem a importância deste elemento de baixo custo perante a comunidade científica e a indústria.

Dotto et al. (2020) empregaram um diafragma piezelétrico para reconstituir a imagem da superfície de um rebolo, através do processamento digital dos sinais de emissão acústica obtidos durante o processo de dressagem. Através da análise do espectro de frequências usando transformada rápida de Fourier, os autores verificaram que a faixa de frequências de 49 a 56 kHz corresponde à melhor região no espectro dos sinais para a reconstrução da imagem da superfície do rebolo.

Nesta tese de doutorado, é apresentado um sensor de força uniaxial construído a partir de dois diafragmas piezelétricos, encapsulados em aço inoxidável. O modelo dos diafragmas utilizados na construção do sensor é o 7BB-20-6, fabricado em Lamphun, Tailândia, por Murata Manufacturing Co., Ltd. (MURATA MANUFACTURING, 2008), cujas principais características são descritas na Tabela 1.

Os detalhes construtivos do sensor de força uniaxial são mostrados na Seção 3.1.

Tabela 1 – Características do Diafragma Piezelétrico 7BB-20-6

Parâmetro	Valor típico
Frequência de ressonância	6,3 kHz
Capacitância (1 kHz)	10 nF
Tolerância para o valor da capacitância	$\pm 30 \%$
Material da base metálica	Latão
Diâmetro da base metálica	20 mm
Diâmetro da cerâmica PZT	14 mm

Nas seções subsequentes, são discutidas as técnicas de condicionamento de sinais para os sensores empregados na construção do sistema de medida de forças e também do sistema de calibração. Um sensor de emissão acústica encapsulado em aço inoxidável, também construído a partir do diafragma piezelétrico 7BB-20-6, é apresentado no apêndice B.

2.2.4 O Amplificador Operacional

Aqui é feita uma análise detalhada das características do amplificador operacional e de algumas de suas principais aplicações relacionadas ao condicionamento de sinais. Alguns conceitos básicos do amplificador operacional estão presentes, com o propósito de apresentar as variáveis que o definem e, assim, viabilizar a compreensão da análise dos circuitos condicionadores de sinais mostrados nas seções subsequentes.

O termo “amplificador operacional” provém da sua utilização em sistemas computacionais analógicos, em que originalmente desempenhava algumas operações matemáticas como: adição, subtração, integração, diferenciação, média, entre outras (CARTER; BROWN, 2001, p. 7). Mais especificamente, esse termo foi introduzido por Ragazzini, Randall e Russell (1947), em cujo trabalho descrevem um sistema eletrônico empregado na solução de equações integro-diferenciais, denominando-o conforme a citação:

“As an amplifier so connected can perform the mathematical operations of arithmetic and calculus on the voltages applied to its input, it is hereafter termed an ‘operational amplifier.’”³

Em uma definição atual, o amplificador operacional, ou amp-op, é um amplificador diferencial com alto ganho em malha aberta, alta impedância de entrada e baixa impedância de saída (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2014, p. 625). Na análise de circuitos, é comum considerar parâmetros ideais para um amp-op, quais sejam: ganho diferencial em malha aberta infinito, para todo o espectro de frequência (largura de banda infinita), ganho de modo comum igual a zero, impedância de entrada infinita e impedância de saída igual a zero (SEDRA; SMITH, 2015, p. 62).

³ “Como um amplificador conectado dessa maneira pode realizar as operações matemáticas de aritmética e cálculo sobre as tensões aplicadas à sua entrada, esse será denominado aqui ‘amplificador operacional.’” (RAGAZZINI; RANDALL; RUSSELL, 1947, p. 444, tradução nossa).

O amp-op é representado pelo símbolo mostrado na Figura 4. Os terminais 1 e 2 correspondem aos terminais de entrada; o símbolo $(-)$ representa a entrada inversora e o símbolo $(+)$ representa a entrada não-inversora. O terminal 3 é o terminal de saída, e os terminais 4 e 5 são conectados aos potenciais de alimentação $+V$ e $-V$.

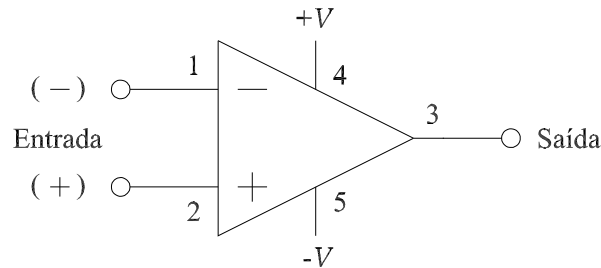


Figura 4 – Símbolo padrão do amplificador operacional. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 60).

A tensão de saída do amp-op é determinada pelo produto entre o seu ganho diferencial em malha aberta, o qual às vezes é chamado de ganho interno e que nesta tese de doutorado é denotado por A , e a diferença de potencial verificada em seus terminais de entrada. Sejam v_1 e v_2 os sinais aplicados às entradas $(-)$ e $(+)$, respectivamente. Dada a tensão de entrada $v_i = v_2 - v_1$, o sinal obtido à saída do amp-op é determinado por $v_o = A v_i$.

Como, por definição, o valor de A é muito alto, o amplificador em malha aberta se comporta como um circuito binário. Contudo, a grande maioria das aplicações do amp-op é estabelecida por meio do recurso da realimentação, o qual é explorado utilizando-se elementos externos que, conectados de tal forma a configurar um sistema em malha fechada, determinam a função de transferência desse sistema (JUNG, 2002, p. 1.3 - 1.5). Duas das principais conexões básicas de realimentação do amp-op, que configuram os chamados amplificador não-inversor e amplificador inversor, são descritas nas seções 2.2.4.2 e 2.2.4.3. O amplificador para sensores piezelétricos e o amplificador para fotodiodos, ambos circuitos aplicados nos instrumentos de ensaio projetados para o sistema multissensor de calibração proposto, são descritos nas seções 2.2.5 e 2.2.6, respectivamente.

2.2.4.1 Ganho em Malha Aberta de Amplificadores Operacionais Reais

O ganho diferencial em malha aberta do amp-op real é finito e decrescente com o aumento da frequência. Embora essa limitação ocorra naturalmente, devido a capacitâncias de fuga inerentes aos materiais que compõe o dispositivo eletrônico, o ganho do amp-op é geralmente assinalado por meio da compensação de frequência, obtida com o recurso da realimentação. Na grande maioria dos amplificadores operacionais comercializados, a compensação de frequência é realizada internamente, sendo comum o emprego de um único capacitor (SEDRA; SMITH, 2015, p. 106).

Quando a compensação de frequência é implementada no amp-op através de um elemento capacitivo, seu efeito sobre o ganho em malha aberta é a introdução de uma constante de tempo na função de transferência que o representa. Valendo-se da notação de Laplace, o ganho $A(s)$ de um amp-op compensado pode ser descrito de acordo com a seguinte função de transferência:

$$A(s) = \frac{A_0}{s/\omega_p + 1}, \quad (2.11)$$

onde a frequência angular complexa é $s = j\omega$ para frequências físicas. A frequência angular ω , cuja unidade é o radianos por segundo (rad/s), é equivalente ao produto $\omega = 2\pi f$, onde f é a frequência dada em ciclos por segundo, ou Hertz (Hz).

A presença de uma variável complexa no denominador da Equação 2.11 demonstra que a fase também varia de acordo com a frequência (NELSON, 1995, p. 25). A_0 representa o ganho DC (*Direct Current* – Corrente Direta), ou seja, o valor de A quando $f = 0$ Hz. A frequência de polo $f_p = \omega_p/2\pi$, também conhecida por frequência de corte, está relacionada ao filtro passa-baixa constituído pelo elemento de compensação. Na escala logarítmica, quando $f = f_p$, o ganho em malha aberta desse amp-op decai em 3 dB.

Após a frequência de corte, o ganho decresce 20 dB para cada fator de dez no crescimento de f , e atinge o valor zero em $f_t = A_0 f_p$. Na Figura 5, é mostrado o diagrama de Bode da magnitude do ganho em malha aberta de um amp-op, a qual é denotada por $|A|$. A frequência f_t , situada no cruzamento da curva $|A|$ com o eixo das frequências, é normalmente chamada de faixa de passagem de ganho unitário, ou produto ganho-faixa de passagem (SEDRA; SMITH, 2015, p. 106).

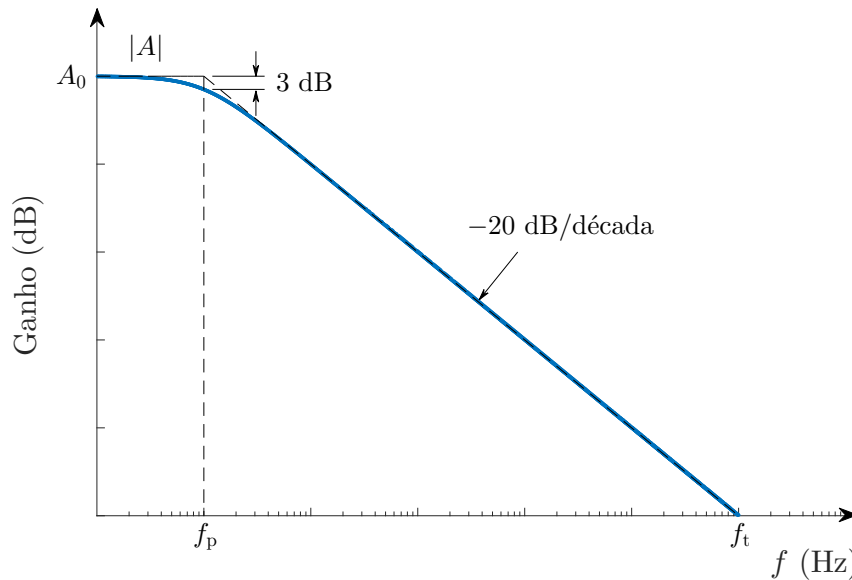


Figura 5 – Magnitude do ganho de um amp-op com compensação de frequência. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 105).

Em sistemas realimentados, manter o ganho elevado apenas em frequências baixas garante a estabilidade da operação. Ainda, reduzir o ganho em altas frequências delimita a faixa de operação do sistema e restringe, dessa maneira, a amplificação de ruído (NELSON, 1995, p. 23). Os efeitos da limitação do ganho em sistemas realimentados são discutidos nas seções subsequentes.

2.2.4.2 Circuito Amplificador Não-inversor

O circuito amplificador não-inversor é mostrado na Figura 6(a). O sinal v_i é aplicado diretamente na entrada não-inversora (+) do amp-op. As resistências R_f e R_1 formam a malha de realimentação mostrada na Figura 6(b), que retorna uma fração de v_o à entrada inversora. O valor da tensão de realimentação, denotada por v_f , é calculada de acordo com a Equação 2.12:

$$v_f = \frac{R_1}{R_f + R_1} \cdot v_o = \beta v_o, \quad (2.12)$$

onde β representa o fator de realimentação do circuito.

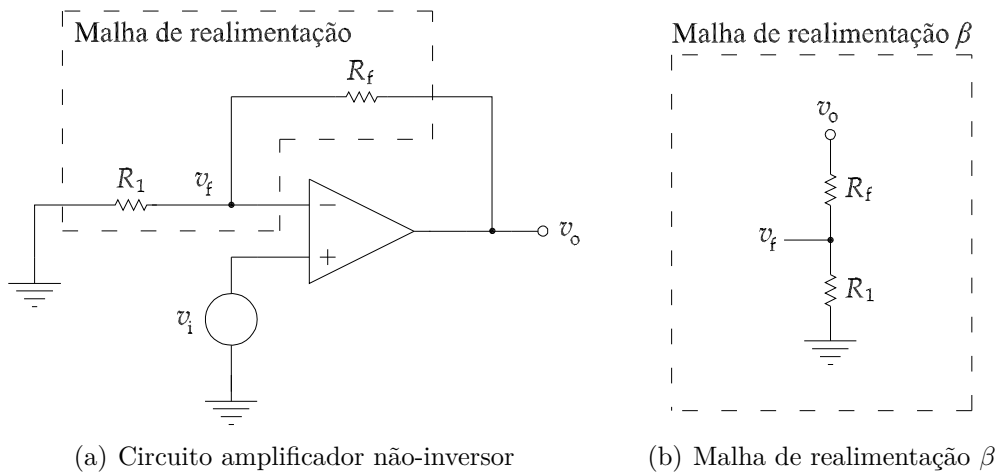


Figura 6 – Circuito amplificador não-inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 21).

O diagrama de blocos de um sistema em malha fechada equivalente ao circuito amplificador não-inversor é mostrado na Figura 7. A tensão de erro de ganho, $v_{\text{err}} = v_o/A$, ocorre devido à limitação do ganho em malha aberta do amp-op real. Também conhecida como tensão de *offset*, ou ainda, tensão de erro de entrada, v_{err} corresponde à diferença entre as tensões verificadas nas entradas inversora e não-inversora do amp-op (OLJACA; SURTIHADI, 2010b, p. 25).

Desse ponto, a função de transferência que corresponde ao ganho em malha fechada do circuito amplificador não-inversor é dada por:

$$A_f \equiv \frac{v_o}{v_i} = \frac{A}{A\beta + 1}. \quad (2.13)$$

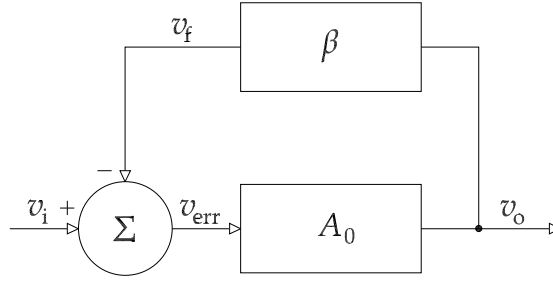


Figura 7 – Diagrama de blocos de um circuito amplificador não-inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 22).

No domínio da frequência, o ganho do sistema realimentado $A_f(s)$ pode ser expresso substituindo-se o ganho em malha aberta pelo segundo membro da Equação 2.11:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{A(s)\beta + 1} = \frac{\frac{A_0}{\frac{s}{\omega_p} \cdot \frac{1}{A_0\beta + 1} + 1}}{A(s)\beta + 1}. \quad (2.14)$$

Elementos reativos, tais como capacitores e indutores, também podem compor a malha de realimentação, desde que a corrente direta de polarização do amp-op seja assegurada por elementos resistivos (JUNG, 2002, p. 1.7). Assim, a malha de realimentação pode ser representada de modo mais geral substituindo-se os elementos externos R_f e R_1 por Z_f e Z_1 . Naturalmente, a presença de elementos reativos traz ao fator de realimentação uma dependência com a frequência, fazendo-o assumir a forma geral de $\beta(s)$ na função de transferência, como segue:

$$A_f(s) = \frac{A(s)}{A(s)\beta(s) + 1}. \quad (2.15)$$

Na Figura 8 é mostrada a sobreposição da magnitude do ganho em malha aberta do amp-op, $|A|$, à magnitude do ganho do circuito amplificador realimentado, $|A_f|$. Aponta-se, ali, a diferença entre seus respectivos ganhos em baixas frequências, A_0 e $A_{f,0}$, cujo valor é calculado por $20 \log_{10}(A_0\beta + 1)$. Verifica-se também o deslocamento do polo da função de transferência, de f_p para $f_{pf} = f_p(A_0\beta + 1)$. Enquanto a curva $|A|$, na mesma figura, indica o ganho em malha aberta disponível no amp-op utilizado, a curva $1/\beta$ representa a demanda de ganho da malha de realimentação. Na maioria dos circuitos amplificadores, o cruzamento entre essas duas curvas define o limite da largura de banda (GRAEME, 1993, p. 5).

Por fim, embora o ganho A_f seja determinado pela razão entre as resistências, e não diretamente pelos seus valores, há que se considerar limites práticos para tais valores. Se as resistências forem muito baixas, a demanda de corrente provocará o aquecimento do amp-op; se forem muito altas, haverá um aumento no ruído e na susceptibilidade a capacitâncias parasitas, o que pode limitar a faixa de passagem do amplificador e gerar instabilidade (ZUMBAHLEN, 2007, p. 1.6 - 1.7).

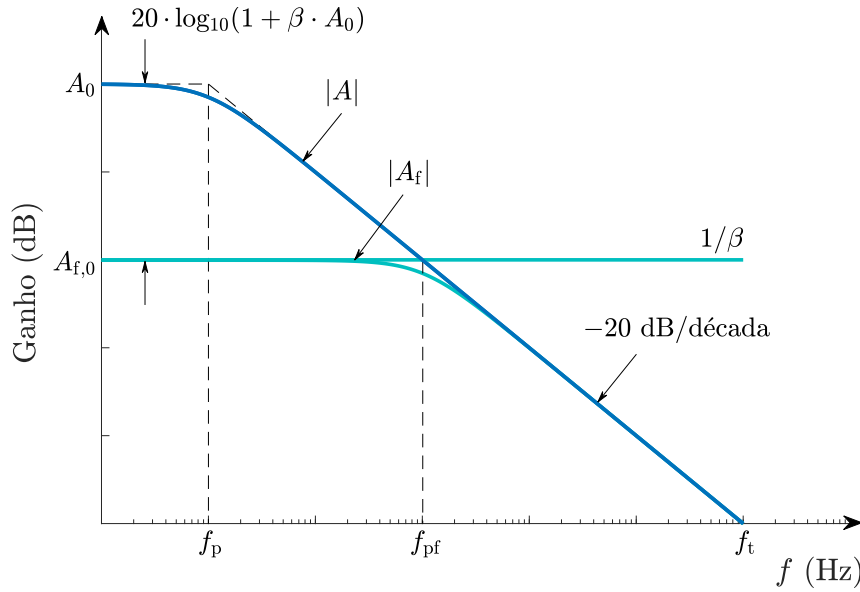
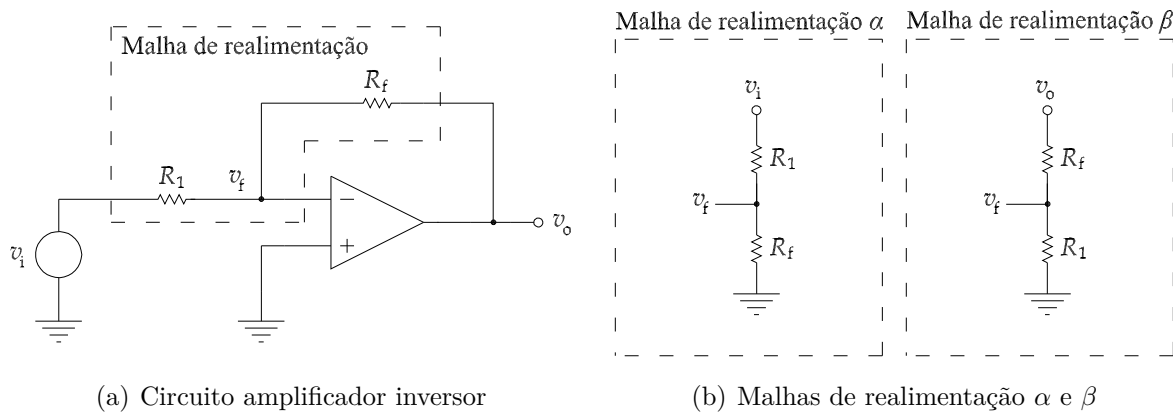


Figura 8 – Diagrama de Bode comparando o ganho de um circuito amplificador realimentado ao ganho em malha aberta de um amp-op. Figura adaptada de (SEDRA; SMITH, 2015, p. 877).

2.2.4.3 Circuito Amplificador Inversor

No circuito amplificador inversor, mostrado na Figura 9(a), o sinal é aplicado à entrada inversora do amp-op através da resistência R_1 . A entrada não-inversora é conectada ao potencial de referência, tornando $v_2 = 0$ V. Desse modo, o sinal de saída é invertido em relação ao sinal de entrada, pois a diferença de potencial verificada nos terminais de entrada do amp-op é de $-v_1$.



(a) Circuito amplificador inversor

(b) Malhas de realimentação α e β

Figura 9 – Circuito amplificador inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 21).

A resistência R_f completa a malha de realimentação do circuito, conforme mostrado na Figura 9(b), e estabelece o fator de realimentação β que, tal como o amplificador não-inversor, também pode ser composto por elementos reativos:

$$\beta = \frac{R_1}{R_f + R_1}. \quad (2.16)$$

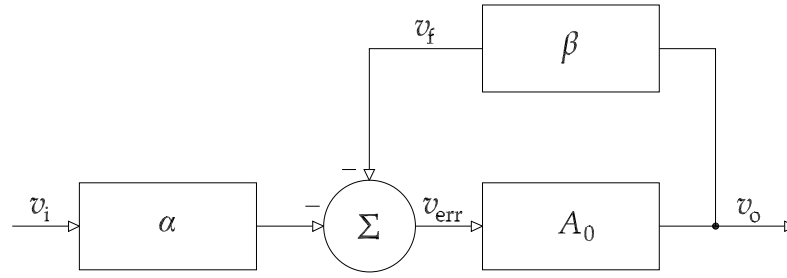


Figura 10 – Diagrama de blocos de um circuito amplificador inversor. Figura adaptada de (OLJACA; SURTIHADI, 2010a, p. 23).

O diagrama de blocos do circuito amplificador inversor é mostrado na Figura 10. A inversão do sinal de saída em relação ao sinal de entrada é ponderada por um fator adicional, chamado coeficiente α . Dado que o sinal é aplicado na entrada inversora do amp-op através de R_1 , o arranjo entre as resistências R_f e R_1 permite calcular o coeficiente α de acordo com a Equação 2.17:

$$\alpha = \frac{R_f}{R_f + R_1}. \quad (2.17)$$

A função de transferência do circuito amplificador inversor é definida pela Equação 2.18:

$$A_f(s) = \frac{-\alpha A(s)}{A(s)\beta(s) + 1} = \frac{-\alpha \cdot \frac{A_0}{A_0\beta(s) + 1}}{\frac{s}{\omega_p + 1} \cdot \frac{1}{A_0\beta(s) + 1}}. \quad (2.18)$$

2.2.4.4 Resposta de Fase

A resposta de fase de um circuito amplificador, seja ele inversor ou não-inversor, é dada em função de cada elemento reativo que o compõe. Por exemplo, em um sistema onde o único elemento reativo presente é o capacitor de compensação do amp-op, que resulta em um filtro passa-baixas com frequência de corte ω_p , o desvio de fase introduzido ao longo do espectro de frequências é dado por:

$$\phi(\omega) = -\arctg \frac{\omega}{\omega_p}. \quad (2.19)$$

No exemplo dado, o desvio de fase observado na frequência de polo será $\phi_p = -45^\circ$.

Nas Equações que expressam a função de transferência dos sistemas realimentados mostrados nas seções 2.2.4.2 e 2.2.4.3, o produto $A\beta$ determina o ganho de realimentação e o seu sinal deve ser positivo para que a realimentação seja negativa (SEDRA; SMITH, 2015, p. 810). Admitindo a dependência da malha de realimentação à variação da frequência, o ganho complexo de realimentação $A(j\omega)\beta(j\omega)$, cuja forma exponencial é expressa por $|A(j\omega)\beta(j\omega)| e^{j\phi(\omega)}$, será um número real negativo quando $\phi(\omega) = 180^\circ$. Nesse caso, se

a magnitude do ganho de realimentação for unitária, o valor de A_f será infinito e o sistema oscilará. Por meio da compensação de frequência, recurso que altera a função de transferência do sistema realimentado, é possível garantir a estabilidade do amplificador.

Conforme descrito acima, o ponto crítico da estabilidade de um sistema realimentado ocorre no ângulo de desvio de fase $\phi = 180^\circ$. Se o ângulo ϕ_1 corresponde ao desvio de fase no ponto em que a magnitude do ganho de realimentação é unitária, a diferença angular entre ϕ_1 e o ponto de desestabilização do sistema, ou seja, $180^\circ - \phi_1$, representa a chamada margem de fase. A diferença de ganho correspondente é chamada de margem de ganho. Geralmente, um circuito amplificador é concebido de modo que tenha uma margem de ganho suficiente para que variações inevitáveis no ganho de realimentação não o levem à instabilidade (SEDRA; SMITH, 2015, p. 885).

Intuitivamente, a estabilidade de um sistema pode ser verificada através da sobreposição das curvas de ganho em malha aberta e de demanda de ganho de realimentação, dada a seguinte regra: O amplificador em malha fechada somente será estável se, no ponto de intersecção entre as curvas $20 \log_{10} |A(j\omega)|$ e $20 \log_{10} [1/\beta(j\omega)]$, a diferença entre suas taxas de variação de ganho não exceder 20 dB/década (SEDRA; SMITH, 2015, p. 889). Tal critério é utilizado para a verificação de estabilidade dos circuitos amplificadores que compõe o conjunto de sensores desenvolvidos nesta tese de doutorado.

2.2.5 Circuitos Amplificadores para Sensores Piezelétricos

Os fundamentos dos circuitos condicionadores de sinal de sensores piezelétricos são discutidos nesta seção. Inicialmente, são abordadas as propriedades dos sensores que influenciam o desempenho do circuito amplificador e que determinam, portanto, as características do projeto. O circuito amplificador de tensão, também conhecido por eletrômetro, é mostrado na Seção 2.2.5.2 e o circuito amplificador de carga, mostrado na Seção 2.2.5.3.

2.2.5.1 Propriedades dos Sensores Piezelétricos

A resistência de isolamento do material piezelétrico usado na construção de sensores depende da resistência específica do material, da condutividade de sua superfície e da temperatura. Chamada aqui por R_t , essa resistência de isolamento é geralmente bastante elevada. Quando eletrodos em forma de placas são depositados em lados opostos de um determinado volume de material piezelétrico, durante a construção de um transdutor, verifica-se a formação de um capacitor C_t , cujo dielétrico é o próprio material piezelétrico. Assim, de acordo com (GAUTSCHI, 2002, p. 210), o transdutor piezelétrico pode ser considerado um capacitor ativo que se carrega quando submetido a uma força mecânica.

Conforme descrito na Seção 2.2.2, a força mecânica aplicada a um material pie-

zelétrico é convertida em carga elétrica, cuja unidade é o Coulomb (C). Considerando a quantidade de carga elétrica Q_t , gerada proporcionalmente à força aplicada sobre um transdutor piezelétrico, a tensão verificada em seus eletrodos é dada por:

$$v_t = \frac{Q_t}{C_t}. \quad (2.20)$$

Diante disso, o transdutor piezelétrico pode ser modelado tanto como uma fonte de carga como uma fonte de tensão. Ambos esses modelos têm seus circuitos equivalentes mostrados respectivamente nas Figuras 11(a) e 11(b).

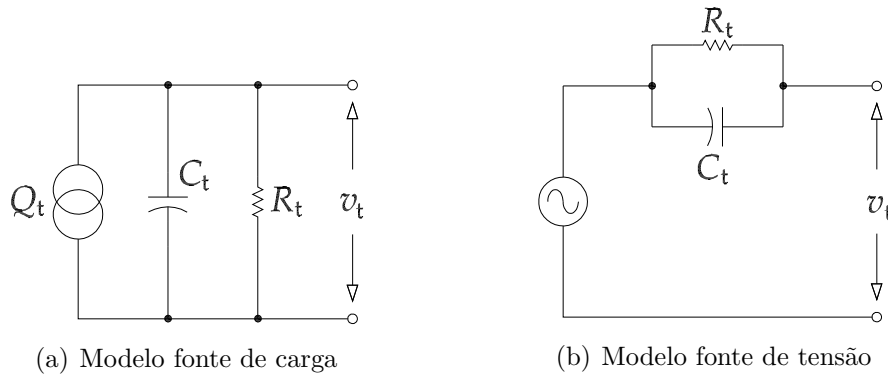


Figura 11 – Circuitos equivalentes de um transdutor piezelétrico. Figura adaptada de (SERRIDGE; LICHT, 1987, p. 26).

Como a resistência de isolamento do transdutor, denominada R_t , não é infinitamente alta, uma corrente de descarga leva a tensão v_t a decrescer continuamente. A chamada constante de tempo $\tau = R_t C_t$ compõe a função exponencial que define a tensão v_t ao longo do tempo t :

$$v_t(t) = v_{t,0} e^{-t/\tau}, \quad (2.21)$$

onde $v_{t,0}$ é a tensão inicial resultante da carga elétrica Q_t gerada no transdutor.

A descarga de corrente através de R_t impede que sensores piezelétricos sejam empregados na medida de forças estáticas. Apesar disso, é possível medir forças quase-estáticas usando determinados tipos de materiais. O material piezelétrico é determinante na resistência de isolamento. A resistência específica ρ do cristal de quartzo sintético, por exemplo, pode variar de 1 a 10 PΩ·m à temperatura de sala (GAUTSCHI, 2002, p. 19).

Basicamente, existem dois modos de condicionar o sinal gerado por um transdutor piezelétrico: através do amplificador de tensão, também conhecido como eletrômetro, e do amplificador de carga. As características, vantagens e desvantagens desses dois tipos de amplificadores são discutidas nas Seções 2.2.5.2 e 2.2.5.3 subsequentes.

2.2.5.2 Circuito Amplificador de Tensão (Eletrômetro)

O eletrômetro é um amplificador de tensão com resistência de isolamento muito alta em sua entrada, e que geralmente possui ganho de tensão unitário (GAUTSCHI,

2002, p. 215 - 218). Foi o condicionador de sinal originalmente usado com transdutores piezelétricos, antes do amplificador de carga ser patenteado na Suíça por W. P. Kistler, em 16 de junho de 1950. O projeto do amplificador de tensão é relativamente mais simples, mas apresenta algumas desvantagens que o levaram a ser amplamente suplantado pelo amplificador de carga.

O circuito básico do eletrômetro é mostrado na Figura 12, onde estão presentes a capacitância e a resistência de isolamento do cabo, denotadas respectivamente por C_c e R_c , e também a capacitância da entrada em modo comum e a resistência de isolamento da entrada do circuito amplificador, C_{icm} e R_{in} ⁴. Considerando tais elementos, a tensão verificada na entrada do eletrômetro é dada por:

$$v_i = \frac{Q_t}{C_t + C_c + C_{icm}} = \frac{Q_t}{C_i}. \quad (2.22)$$

A principal desvantagem do amplificador de tensão é que seu ganho se dá em função da capacitância total distribuída em sua entrada, denotada por C_i . Isso torna a calibração da sensibilidade do circuito dependente do comprimento do cabo utilizado. Além disso, a relação sinal-ruído (SNR – *Signal-to-Noise Ratio*) é prejudicada se o valor de C_i for elevado.

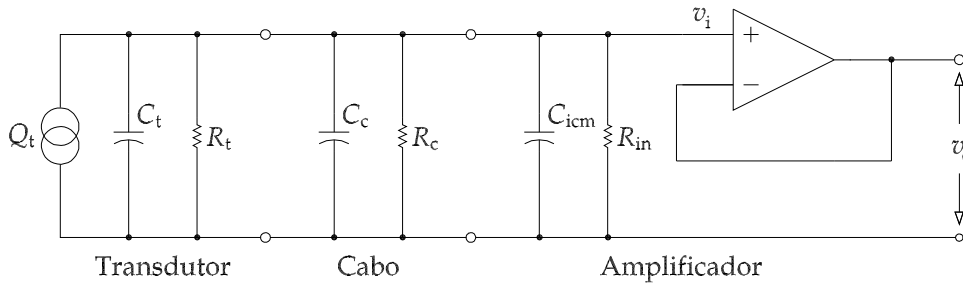


Figura 12 – Circuito amplificador de tensão (eletrômetro). Figura adaptada de (SER-RIDGE; LICHT, 1987, p. 55).

O limite inferior da resposta em frequência do eletrômetro é determinado pela sua constante de tempo $\tau = R_i C_i$, onde R_i denota a resistência total de isolamento formada pela associação em paralelo entre R_t , R_c e R_{in} . Assim, a frequência em que se observa uma atenuação de 3 dB no sinal de saída do eletrômetro é calculada por:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_i C_i}. \quad (2.23)$$

Para alcançar uma constante de tempo elevada, que possibilite a leitura de sinais quase-estáticos sem comprometer a SNR do sistema, devem ser empregados em sua construção materiais com a maior resistência de isolamento possível.

⁴ Na configuração não-inversora, a resistência R_{in} é constituída pelas resistências de entrada do amp-op em modo comum R_{icm} e em modo diferencial R_{id} , na forma $R_{in} = 2R_{icm} || (A\beta + 1)R_{id}$.

A despeito dos problemas relacionados à capacitância total de entrada, o eletrômetro apresenta um tempo de recuperação a transientes de sobrecarga menor que o amplificador de carga (VEATCH; BOGUE, 1986, p. 40).

2.2.5.3 Circuito Amplificador de Carga

Diferentemente do que o seu nome sugere, um amplificador de carga não amplifica a carga presente em sua entrada, e sim entrega em sua saída uma tensão proporcional àquela carga. Na prática, trata-se de um circuito conversor carga-tensão, que possui alta impedância de entrada e baixa impedância de saída (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001, p. 397).

Na Figura 13 é mostrado um circuito simplificado do amplificador de carga, onde são desconsideradas as resistências do transdutor, do cabo e da entrada do amp-op. O circuito amplificador de carga consiste em um amplificador inversor com alto ganho interno, tendo como elemento de realimentação o capacitor C_f , que conduz a entrada inversora do amp-op ao terra virtual enquanto mantém a alta resistência de isolamento.

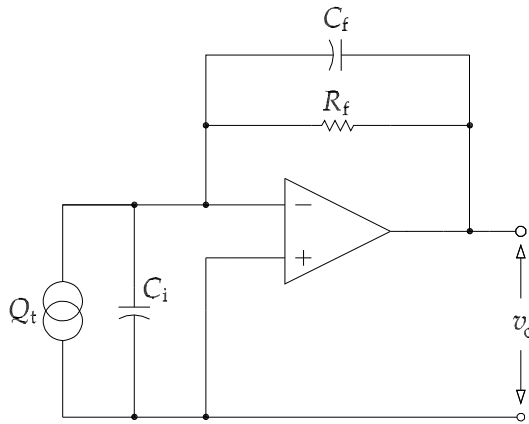


Figura 13 – Circuito amplificador de carga. Figura adaptada de (SERRIDGE; LICHT, 1987, p. 40).

A configuração do amplificador de carga é a de um circuito integrador, pois a tensão de saída v_o é função da integral da corrente em sua entrada, isto é, de $Q_t = \int i \, dt$. Considerando C_i a capacitância total de entrada, formada pela soma das capacitâncias do sensor C_t , do cabo C_c e da entrada do circuito C_{in} , a tensão obtida na saída do amplificador é calculada através da Equação 2.24:

$$v_o = \frac{Q_t}{\left(1 + \frac{1}{A}\right) C_f + \frac{1}{A} C_i}, \quad (2.24)$$

onde Q_t é a carga elétrica gerada pelo sensor e A é o ganho em malha aberta do amplificador operacional. Se o valor de A for considerado infinito para um amp-op ideal, a expressão

da tensão de saída do amplificador de carga é simplificada por:

$$v_o = \frac{Q_t}{C_f}. \quad (2.25)$$

Nota-se que, nessa condição, a tensão de saída v_o não é influenciada pelas capacitâncias do sensor e do cabo. Essa característica representa a principal vantagem do amplificador de carga em relação ao eletrômetro. De fato, o ganho interno de alguns amp-ops atuais é suficientemente elevado para restringir a influência do cabo na resposta do sistema.

A resistência de realimentação R_f viabiliza uma corrente de polarização para o amplificador e, associada à capacitância C_f , define a constante de tempo $\tau = R_f C_f$. Como resultado dessa associação, o limite inferior da resposta em frequência do amplificador de carga é dado por:

$$f_l = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi R_f C_f}. \quad (2.26)$$

Esse limite de frequência deve ser suficientemente menor que a menor frequência contida no sinal a ser mensurado. No entanto, de acordo com (GAUTSCHI, 2002, p. 225), esse não pode ser o único critério usado na escolha de f_l . Para que o sinal de saída não seja saturado quando o sistema estiver ocioso, isto é, quando não houver variação de carga na entrada do amplificador durante um determinado período de tempo, a resistência de realimentação R_f deve ter o seu valor máximo limitado em aproximadamente dez vezes o valor da resistência de isolamento do sistema sensor-cabo.

O limite superior da frequência de resposta de um sistema de medida com amplificador de carga é geralmente determinado pelo próprio sensor. Gautschi (2002, p. 227) afirma que a frequência natural ou a frequência de ressonância da maioria dos sensores piezelétricos está entre 20 kHz e 200 kHz. O circuito amplificador de carga e o cabo raramente limitam a frequência de resposta do sistema. Na Equação 2.27 abaixo, a função de transferência do amplificador de carga expressa a influência dos seus elementos na resposta em frequência do sistema (VEATCH; BOGUE, 1986, p. 133), (PALLÀS-ARENY; WEBSTER, 2001, p. 398):

$$A_{f,c} \equiv \frac{v_o}{Q_t} = \frac{-A}{A+1} \cdot \frac{sR_f}{sR_f \cdot \left(\frac{C_i}{A+1} + C_f \right) + 1}, \quad (2.27)$$

onde C_i representa a soma das capacitâncias do sensor C_t , do cabo C_c e da entrada do circuito C_{in} .

Em virtude das suas características, o amplificador de carga é empregado na construção do circuito condicionador de sinais para o sensor piezelétrico de força proposto nesta tese de doutorado. Os detalhes construtivos desse circuito são descritos na Seção 3.3.

2.2.6 Circuito Amplificador para Fotodiodo

Nesta seção, são discutidos os fundamentos do circuito empregado no dispositivo sensor de luminosidade, presente no sistema multissensor de calibração de força. O princípio de funcionamento do fotodiodo, suas principais características e as características do circuito amplificador apropriado para a sua utilização, são tratados aqui.

2.2.6.1 O Fotodiodo

Quando um material semicondutor é exposto à luz, a energia dos fótons incidentes é convertida em sinais elétricos através da liberação de portadores existentes na região de depleção. Essa propriedade da junção semicondutora constitui a base do fotodiodo (GRAEME, 1995, p. 1 - 9). Na Figura 14, é ilustrado um modelo de circuito para o fotodiodo, contendo um diodo ideal, uma fonte de corrente i_p e componentes parasitas como as resistências R_d , R_s e a capacitância C_d .

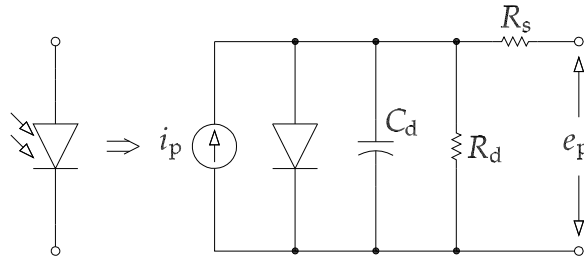


Figura 14 – Modelo de circuito do fotodiodo. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 5).

A resistência R_d representa a resistência da junção do diodo não-polarizado, e o seu valor é suficientemente alto para que os efeitos de R_d na resposta do fotodiodo possam ser ignorados. R_s representa a resistência em série do material semicondutor, e também pode ser ignorada na análise da resposta do fotodiodo devido ao seu baixo valor. A capacitância C_d , por sua vez, representa o efeito do acúmulo de cargas na junção do fotodiodo e tem grande influência sobre a sua resposta dinâmica. Em circuitos amplificadores para fotodiodo, sua capacitância influencia na estabilidade, na largura de banda e no ruído.

É possível reduzir a capacitância do fotodiodo, polarizando-o reversamente. A polarização reversa aumenta a região de depleção do diodo e reduz, conseqüentemente, o valor de C_d . Além disso, quando há incidência de luz, uma quantidade maior de portadores é gerada na região de depleção expandida e o gradiente do campo elétrico ali presente impulsiona esses portadores mais rapidamente aos terminais do fotodiodo. Portanto, a polarização reversa também aumenta a velocidade de resposta do fotodiodo (GRAEME, 1995, p. 64). Considerando a capacitância do diodo não-polarizado $C_{d,0}$, o valor de C_d é calculado pela Equação 2.28:

$$C_d = \frac{C_{d,0}}{\sqrt{V_{rev}/\varphi_b + 1}}, \quad (2.28)$$

onde V_{rev} é o valor da tensão de polarização reversa e φ_b é a tensão da barreira de potencial do diodo.

Uma variante do fotodiodo básico é o chamado fotodiodo PIN. Esse modelo possui uma camada intrínseca na sua estrutura, que aumenta a largura da região de depleção. O resultado é a redução da sua capacitância C_d . O sensor fotoelétrico empregado no sistema de calibração de força, o qual é apresentado na Seção 3.4, utiliza um fotodiodo do tipo PIN com alta velocidade de resposta.

2.2.6.2 Circuito Amplificador de Transimpedância

O amplificador de transimpedância (TIA – *Transimpedance Amplifier*) é um circuito amplamente usado em aplicações com fotodiodo. O TIA converte a corrente gerada pelo fotodiodo em um sinal de tensão. Com efeito, transimpedância pode ser definida como a magnitude da razão entre a tensão de saída, aplicada sobre uma determinada carga, e a corrente gerada pelo fotodiodo (LEVEN; REUTER; BAEYENS, 2000, p. 1704). O ganho de transimpedância é denotado aqui por Z_{TIA} , e pode ser especificado em unidades de Ω ou $\text{db}\Omega$. Sua magnitude $|Z_{\text{TIA}}|$ e sua fase ϕ_{TIA} são valores dependentes da frequência (HERMANS; STEYAERT, 2007, p. 62).

O circuito básico de um amplificador de transimpedância é mostrado na Figura 15. Supondo que o amplificador operacional seja ideal, a resistência de realimentação R_f impõe o mesmo potencial às duas entradas do amp-op e leva a corrente i_p a um terra virtual, isolando o fotodiodo e sua capacitância C_d das variações do sinal de saída. Na prática, a finitude do ganho em malha aberta do amp-op real permite que haja um sinal residual sobre o fotodiodo, em decorrência da tensão de erro de ganho, e isso traz limitações de frequência e possíveis instabilidades ao amplificador.

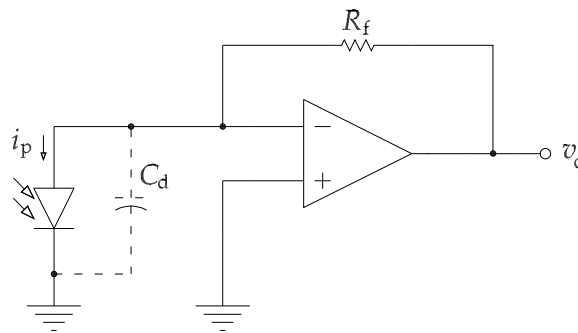


Figura 15 – Circuito básico do amplificador de transimpedância. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 30).

Seja C_i a capacitância total do circuito TIA, cujo valor é resultado da soma das capacitâncias do diodo C_d , da entrada em modo comum C_{icm} e da entrada diferencial C_{id} do amplificador operacional. Reportando-se ao circuito amplificador inversor, mostrado na

Seção 2.2.4.3, a reatância capacitiva $X_{C_i} = 1/2\pi f C_i$ pode ser vista como a resistência de entrada R_1 no fator de realimentação β . Assim, de acordo com a Equação 2.16, o fator de realimentação do circuito TIA básico é dado por:

$$\beta = \frac{X_{C_i}}{R_f + X_{C_i}} = \frac{1}{sR_f C_i + 1}. \quad (2.29)$$

Atentando-se para o sentido da corrente i_p , indicada no circuito da Figura 15, e considerando o ganho em malha aberta A do amp-op utilizado, a função de transferência do circuito TIA básico é dada por:

$$Z_{\text{TIA}} \equiv \frac{v_o}{i_p} = \frac{R_f}{1/A\beta + 1}. \quad (2.30)$$

Uma análise mais aprofundada dos efeitos do erro de ganho v_o/A sobre a resposta em frequência do TIA básico, análise essa que inclui a resistência equivalente de carga $R'_L = R_f/A$, resulta na seguinte frequência de polo (GRAEME, 1995, p. 35):

$$f_{\text{pf}} = \frac{A}{2\pi R_f C_i} = \sqrt{\frac{f_t}{2\pi R_f C_i}}, \quad (2.31)$$

onde f_t é a faixa de passagem de ganho unitário do amp-op.

Na Figura 16, a curva de demanda de ganho da malha de realimentação do TIA, dada por $1/\beta = sR_f C_i + 1$, intercepta a curva do ganho em malha aberta do amp-op em $f_i = f_{\text{pf}}$. A frequência $f_{\text{zf}} = 1/2\pi R_f C_i$, efeito do zero presente na função $1/\beta$, indica o início do crescimento da curva de demanda de ganho. Nota-se que f_i é a média geométrica entre as frequências f_{zf} e f_t :

$$f_i = \sqrt{f_{\text{zf}} f_t}. \quad (2.32)$$

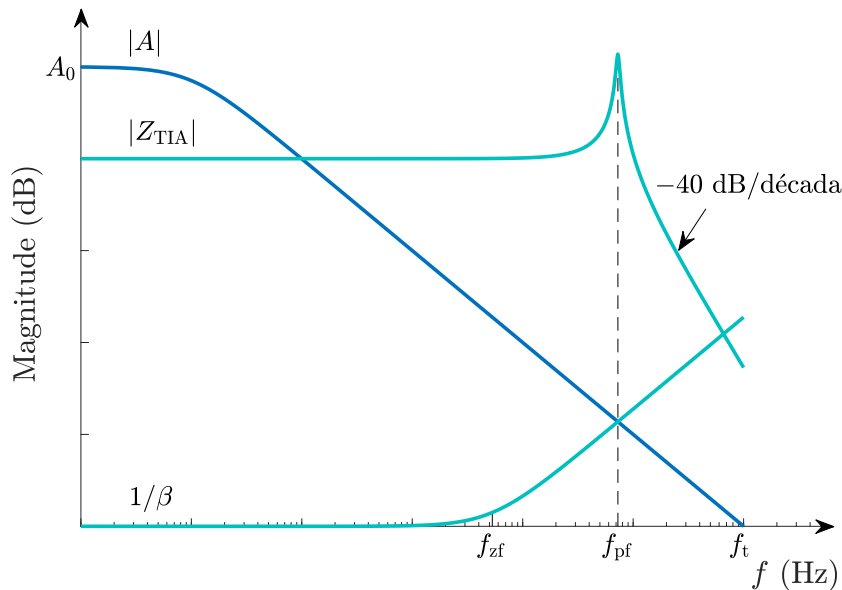


Figura 16 – Ganho em malha aberta do amp-op, ganho de corrente do circuito amplificador para fotodiodo e curva $1/\beta$. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 40).

Nesse ponto de intersecção, a curva A tem inclinação de -20 dB/década, enquanto a inclinação da curva $1/\beta$ é de 20 dB/década. Conforme visto na Seção 2.2.4.4, esse quadro indica que o circuito pode apresentar instabilidade, pois a diferença entre as taxas de variação das curvas no ponto de cruzamento é maior que 20 dB/década. Sem o recurso da compensação de frequência, verifica-se um pico na curva do ganho de transimpedância Z_{TIA} , também indicada na Figura 16.

Como o ganho em malha aberta do amp-op real varia com a frequência, a resistência equivalente de carga $R'_L = R_f/A$ é, de fato, uma impedância Z'_L . Em altas frequências, onde A é menor, o valor da impedância equivalente é maior. Portanto, Z'_L se comporta como uma impedância indutiva e pode ser denotada por L'_L . Isso posto, a indutância equivalente de carga L'_L se associa à capacitância total C_i e forma um circuito tanque equivalente, ressonante em $f_r = f_{pf}$.

No circuito TIA mostrado na Figura 17, o capacitor C_f é conectado em paralelo com a resistência de realimentação R_f para realizar a compensação de frequência. Em altas frequências, a reatância de C_f é menor e o sinal de realimentação, aplicado à entrada inversora do amp-op, é intensificado, compensando a atenuação introduzida pela capacitância parasita C_i (GRAEME, 1995, p. 42). O capacitor de compensação introduz um zero na função β , com frequência $f_{zc} = 1/2\pi R_f C_f$, que se contrapõe ao polo produzido por C_i na frequência $f_{pc} = 1/2\pi R_f (C_i + C_f)$. Dessa forma, o ganho de realimentação no circuito TIA compensado é dado pela Equação 2.33:

$$\beta = \frac{sR_f C_f + 1}{sR_f \cdot (C_f + C_i) + 1}. \quad (2.33)$$

O gráfico na Figura 18 mostra os efeitos da compensação de frequência na curva de transimpedância. A redução na inclinação da curva $1/\beta$ na frequência f_r reduz o pico de ressonância da curva Z_{TIA} e melhora a estabilidade do sistema (GRAEME, 1995, p. 42).

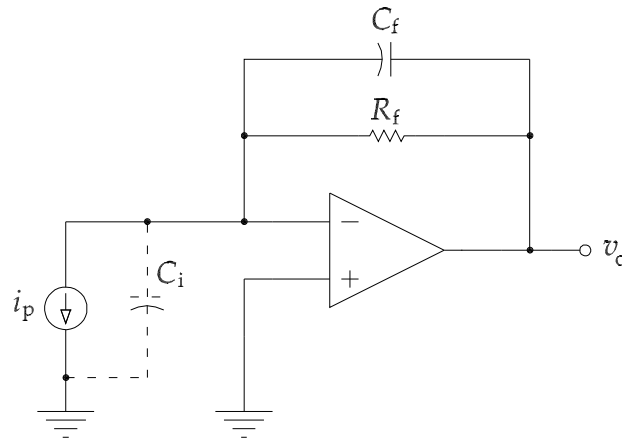


Figura 17 – Circuito do amplificador de transimpedância com compensação de frequência. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 42).

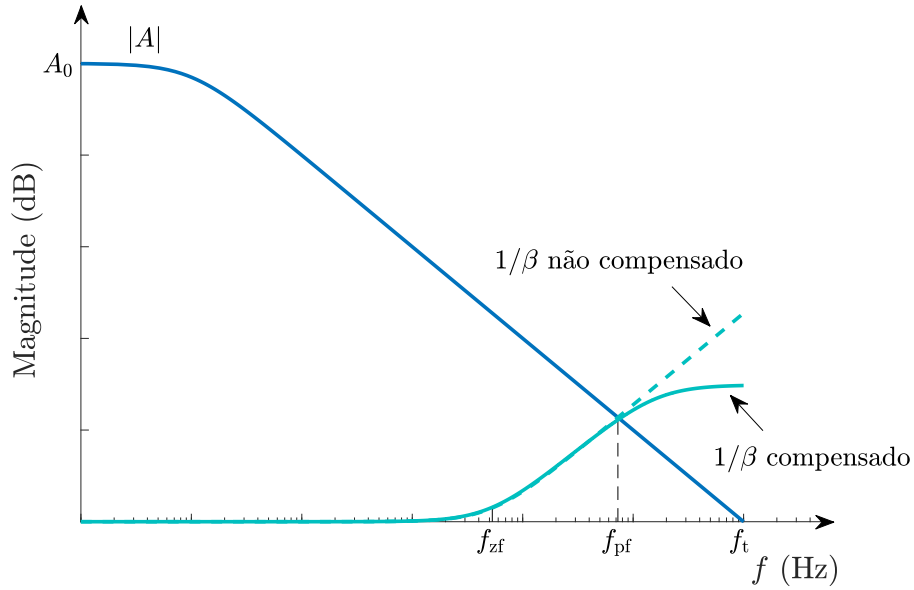


Figura 18 – Ganho em malha aberta do amp-op e curva $1/\beta$ com compensação e sem compensação de frequência. Figura adaptada de (GRAEME, 1995, p. 46).

Empregar um capacitor de compensação com valor elevado poderia zerar a inclinação de $1/\beta$ no ponto de cruzamento com a curva A . No entanto, tal escolha limitaria desnecessariamente a largura de banda do circuito (GRAEME, 1995, p. 43). Para otimizar a largura de banda, o dimensionamento de C_f pode ser feito visando uma margem de fase de 45° para o amplificador. Conforme mostrado anteriormente, C_f introduz um zero na função β com frequência $f_{zc} = 1/2\pi R_f C_f$. Do ponto de vista da demanda de ganho de realimentação, C_f introduz um polo na função $1/\beta$, com frequência $f_{Cf} = f_{zc}$. Em vista disso, o valor de C_f que otimiza o compromisso entre largura de banda e estabilidade é aquele que, associado a R_f , provoca um desvio de fase de -45° na resposta de $1/\beta$, através do polo em f_{Cf} . Impondo-se à $1/\beta$ o desvio de fase $\phi_{Cf} = -45^\circ$, na frequência f_{pf} , obtém-se a seguinte expressão:

$$-\arctg \frac{f_{pf}}{f_{Cf}} = -\arctg \frac{\sqrt{f_t/2\pi R_f C_i}}{1/2\pi R_f C_f} = -45^\circ. \quad (2.34)$$

Ora, se $\tg 45^\circ = 1$, então o valor de C_f necessário para se obter uma margem de fase de 45° seria aquele que validasse a igualdade:

$$\frac{1}{2\pi R_f C_f} = \sqrt{\frac{f_t}{2\pi R_f C_i}}. \quad (2.35)$$

Porém, esse resultado não considera o deslocamento em f_i provocado pela inserção de C_f na malha de realimentação. Embora pequeno, o deslocamento de f_i se torna mais significativo para a margem de fase quando a capacitância do diodo é menor. O cálculo mais preciso do capacitor de compensação pode ser feito através da solução simultânea

das equações $C_f = 1/2\pi R_f \sqrt{f_{pc} f_t}$ e $f_{pc} = 1/2\pi R_f (C_i + C_f)$, obtendo-se a Equação 2.36:

$$C_f = \frac{C_c}{2} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{4C_i}{C_c}} + 1 \right), \quad (2.36)$$

onde $C_c = 1/2\pi R_f f_t$ e $C_i = C_d + C_{icm} + C_{id}$ (GRAEME, 1995, p. 50).

A análise em segunda ordem do circuito TIA compensado inclui a taxa de amortecimento do pico em sua resposta, figura de mérito que aqui é representada por ζ . Considerando $f_{C_f} = 1/2\pi R_f C_f$ e $f_{pc} = 1/2\pi R_f (C_i + C_f)$, o valor de ζ é calculado por meio da Equação 2.37:

$$\zeta = \frac{f_t/f_{C_f} + 1}{2\sqrt{f_t/f_{pc}}}. \quad (2.37)$$

Quanto menor o valor de ζ , maior a largura de banda, mas também maior o pico de ressonância em f_t . O aumento de ζ significa um aumento na margem de fase e uma diminuição da largura de banda. De acordo com (HERMANS; STEYAERT, 2007, p. 67), o circuito TIA projetado para ter uma margem de fase de 45° possui taxa de amortecimento $\zeta = 1/2$. Com $\zeta = \sqrt{2}/2$, obtém-se a máxima largura de banda sem pico no ganho de sinal e uma margem de fase de 63° . Para uma taxa de amortecimento ζ desejada, o cálculo do capacitor de compensação é feito através da Equação 2.38 (GRAEME, 1995, p. 58):

$$C_f = C_c \cdot \left(2\zeta^2 + 2\zeta \sqrt{\zeta^2 - 1 + \frac{C_i}{C_c}} - 1 \right). \quad (2.38)$$

Definidos os valores dos elementos de compensação, a função de transferência do sistema de segunda ordem que representa o circuito TIA compensado é dada pela Equação 2.39:

$$Z_{TIA} \equiv \frac{v_0}{i_p} = \frac{R_f}{\frac{s^2}{4\pi^2 f_{zf} f_t} + s \left(\frac{1}{2\pi f_{pf}} + \frac{1}{2\pi f_t} \right) + 1}. \quad (2.39)$$

3 Material e Métodos

Neste capítulo, são apresentados os detalhes construtivos do sistema de medida de forças proposto e do circuito condicionador de sinais para sensores piezelétricos. Também é apresentado aqui o sistema multissensor de calibração de força, incluindo as características de cada elemento sensor e a respectiva função exercida no processo de calibração. Um banco de ensaios para testes de riscamento com único grão abrasivo, formado com a finalidade de demonstrar o desempenho do sistema de medida em tal evento, é mostrado na Seção 3.7.

3.1 Sensor de Força Uniaxial com Diafragmas Piezelétricos de Baixo Custo

O sensor piezelétrico de força uniaxial proposto tem a sua perspectiva explodida ilustrada na Figura 19.

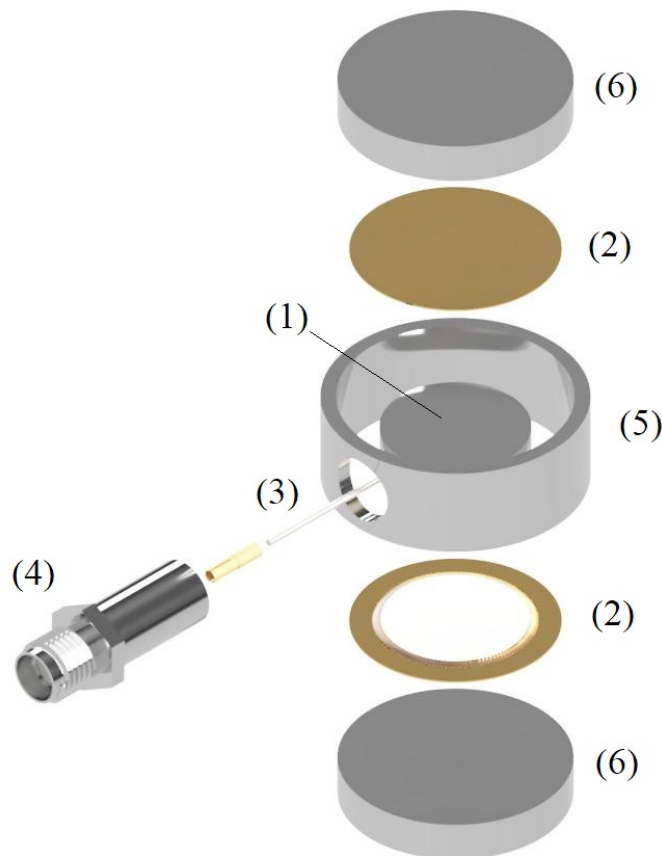


Figura 19 – Perspectiva explodida do sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.

O eletrodo central (1) é formado por um disco de aço inoxidável austenítico 304 com 14,29 mm de diâmetro (9/16 pol.) e 2 mm de espessura. Dois diafragmas piezelétricos modelo 7BB-20-6 (2), cujas características são mostradas na Seção 2.2.3, são posicionados com seus eletrodos positivos em contato o eletrodo central (1), configurando portanto uma ligação em paralelo. Um fio de cobre (3) conduz as cargas coletadas pelo eletrodo central (1) até o conector (4) do tipo SMA (*Sub-Miniature version A* – Sub-Miniatura versão A). O encapsulamento do sensor (5) é produzido com um segmento de 9,0 mm de tubo de aço inoxidável austenítico 304, com diâmetro de 25,4 mm (1 pol.) e parede de 1,5 mm. A força a ser medida deve ser aplicada nas bases (6), que são formadas por dois discos de aço inoxidável austenítico 304 com 22,22 mm de diâmetro (7/8 pol.) e 4,0 mm de espessura, dispostos em simetria. A união desse conjunto é provida pela força de tração exercida por um volume de aproximadamente 580 mm³ de resina epóxi, aplicado no interior do encapsulamento durante a montagem do sensor. Desde a aplicação da resina epóxi até o final do seu tempo de cura, o sensor é mantido sob pressão constante com o auxílio de um torno de bancada. Após o período de cura da resina, as bases (6) são soldadas ao encapsulamento (5) com liga de estanho e chumbo, utilizando-se fluxo de solda à base de ácido fosfórico, para assegurar o contato elétrico entre as partes. A representação em corte do sensor de força uniaxial é mostrada na Figura 20.

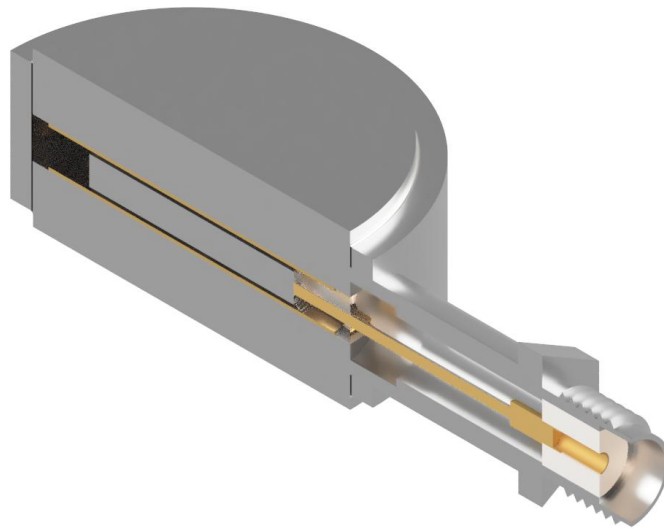


Figura 20 – Seção transversal do sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.

Dadas as propriedades físicas dos elementos justapostos, é possível inferir que o método construtivo descrito previamente proporciona ao sensor elevada rigidez mecânica, característica necessária para a detecção de sinais de força com dinâmica rápida. No entanto, a configuração dos diafragmas ligados em paralelo resulta na soma das suas capacitâncias, e isso influi na resposta em frequência do sensor, conforme descrito na Seção 2.2.5. A capacitância do sensor de força, medida com um multímetro modelo 17B+ da fabricante Fluke Co., resultou em $C_t = 12,75 \text{ nF}$.

O custo total de produção de cada sensor uniaxial foi de R\$ 190,00 (US\$ 35,05). Na Seção 3.2, é apresentado o sistema de medida de forças biaxial proposto nesta tese de doutorado, formado pela combinação de dois sensores uniaxiais dispostos perpendicularmente entre si.

3.2 Sistema de Medida de Forças Biaxial

Aqui é apresentado um sistema de medida de forças biaxial, desenvolvido para constituir uma ferramenta auxiliar no estudo dos mecanismos de corte de um único grão abrasivo. Esse sistema é capaz de medir componentes de força com dinâmica rápida nos eixos normal e tangencial. Os detalhes do sistema de medida proposto são mostrados na Figura 21.

Construído a partir de dois sensores de força uniaxiais (1), cujas características são descritas na Seção 3.1, esse sistema tem a sua estrutura composta essencialmente por uma base de sustentação (2) e por um bloco de pré-tensionamento (3), ambos usinados em aço inoxidável austenítico 304. A base de sustentação (2) dispõe os sensores de força (1) perpendicularmente entre si, configurando eixos de medida de força normal e de força tangencial. O pré-tensionamento dos sensores (1) se dá pela tração do bloco (3) na direção

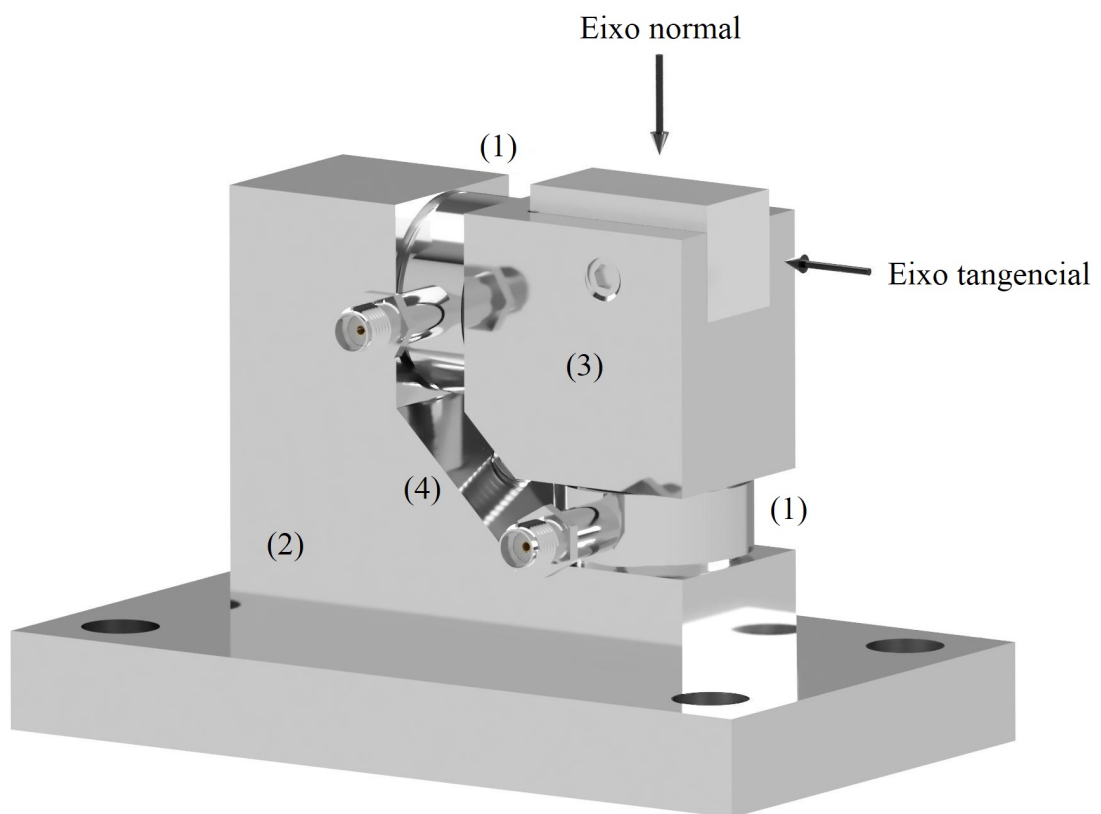


Figura 21 – Sistema de medida de forças biaxial. Fonte: Autor.

da bissetriz dos eixos de medida de forças. Essa característica permite que ambos os sensores (1) sejam igualmente pré-tensionados pelo torque de um único parafuso (4), o qual também é construído em aço inoxidável. O acesso a esse parafuso é dado na parte inferior da base (2). Algumas dimensões em milímetros do sistema de medida de forças biaxial são mostradas na Figura 22.

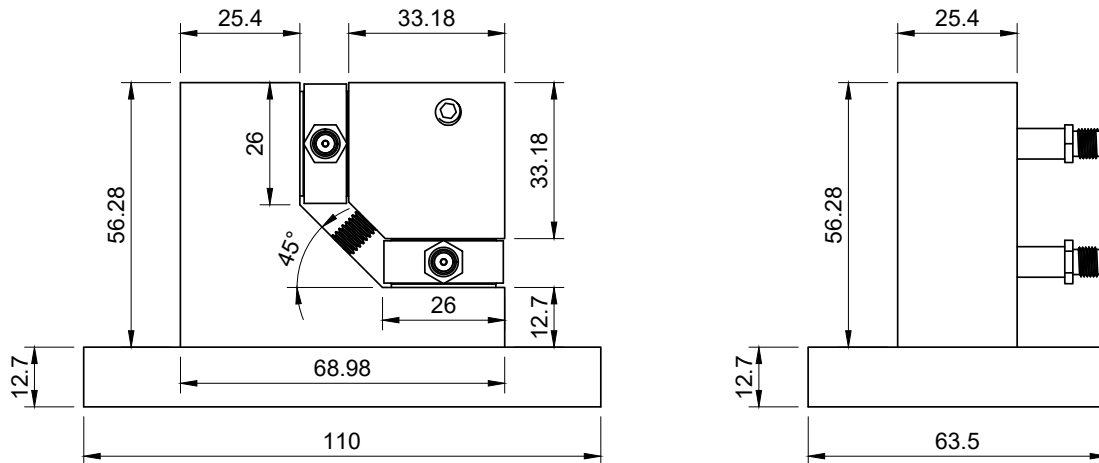


Figura 22 – Dimensões em milímetros do sistema de medida de forças biaxial. Fonte: Autor.

O custo total de produção da base de sustentação e do bloco de pré-tensionamento foi de R\$ 640,00 (US\$ 118,08).

3.3 Condicionador de Sinais para Sensores Piezelétricos

Tendo em vista o circuito amplificador de carga mostrado na Seção 2.2.5.3, é apresentado aqui o condicionador de sinais para o sensor de força piezelétrico. O amplificador operacional usado nesse projeto é o modelo OPA172, da fabricante Texas Instruments Inc., cujas principais características são mostradas na Tabela 2:

Tabela 2 – Características do Amplificador Operacional OPA172

Parâmetro	Condições de teste	Valor típico
Ganho de tensão em malha aberta	$R_L = 10 \text{ k}\Omega$	130 dB
Produto ganho-faixa de passagem		10 MHz
<i>Slew rate</i>	Ganho = 1 V/V	2550 V/ μ s
Tensão de alimentação		$\pm 2,25 \text{ V}$ a $\pm 18 \text{ V}$
Impedância de entrada (diferencial)		100 M Ω 4 pF
Impedância de entrada (modo comum)		$6 \cdot 10^{13} \Omega$ 4 pF

O diagrama do condicionador de sinais e o desenho da sua placa de circuito impresso são mostrados respectivamente nas Figuras 23 e 24. A capacitância total de entrada C_i , que compreende a capacitância do sensor $C_t = 12,75$ nF, a capacitância do cabo $C_c \approx 150$ pF e a capacitância da entrada do circuito $C_{in} = 4$ pF, é de $C_i \approx 12,9$ nF. Por meio de testes de ganho realizados com o sistema sensor-condicionador de sinais, o capacitor de realimentação escolhido para o circuito amplificador foi $C_f = 10$ nF.

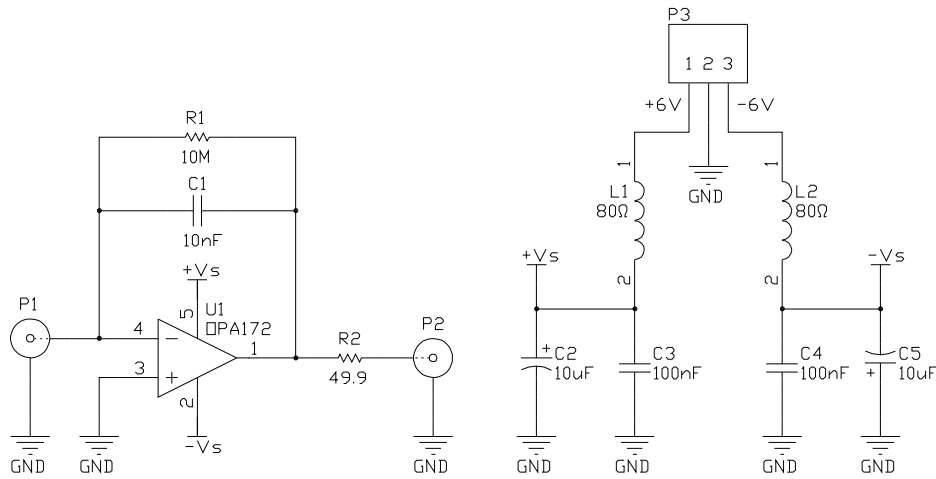


Figura 23 – Circuito condicionador de sinais para sensores de força uniaxiais. Fonte: Autor.

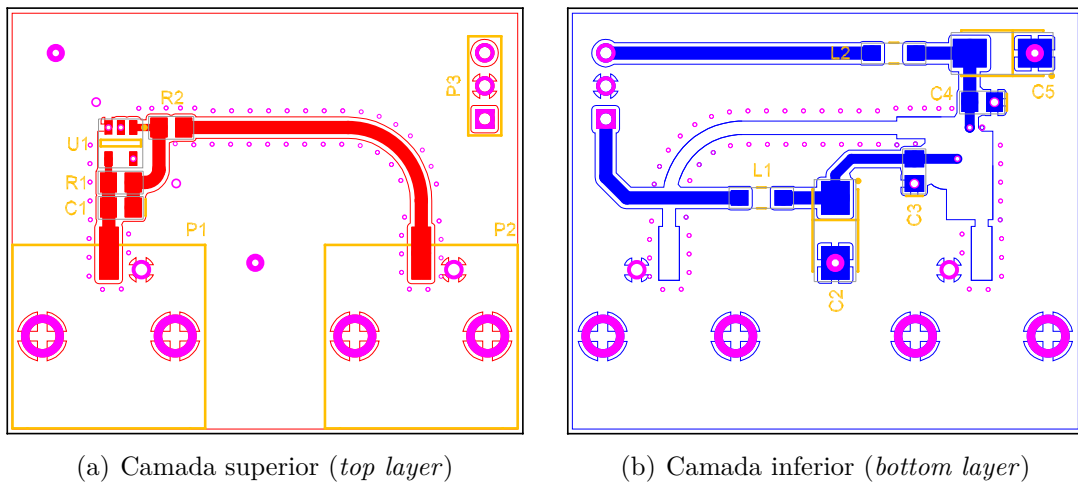


Figura 24 – Placa de circuito impresso do condicionador de sinais. Fonte: Autor.

A resistência de realimentação $R_f = 10$ M Ω é bastante inferior ao limite citado na Seção 2.2.5.3, que condiciona o valor máximo de R_f a aproximadamente 10 vezes a resistência de isolamento do sistema sensor-cabo. A curva teórica de resposta em frequência do circuito condicionador de sinais, traçada a partir da Equação 2.27, é mostrada no gráfico da Figura 25.

O custo total de produção do sistema condicionador de sinais com dois canais foi de R\$ 270,00 (US\$ 49,82), incluindo a caixa de alumínio construída para a proteção mecânica

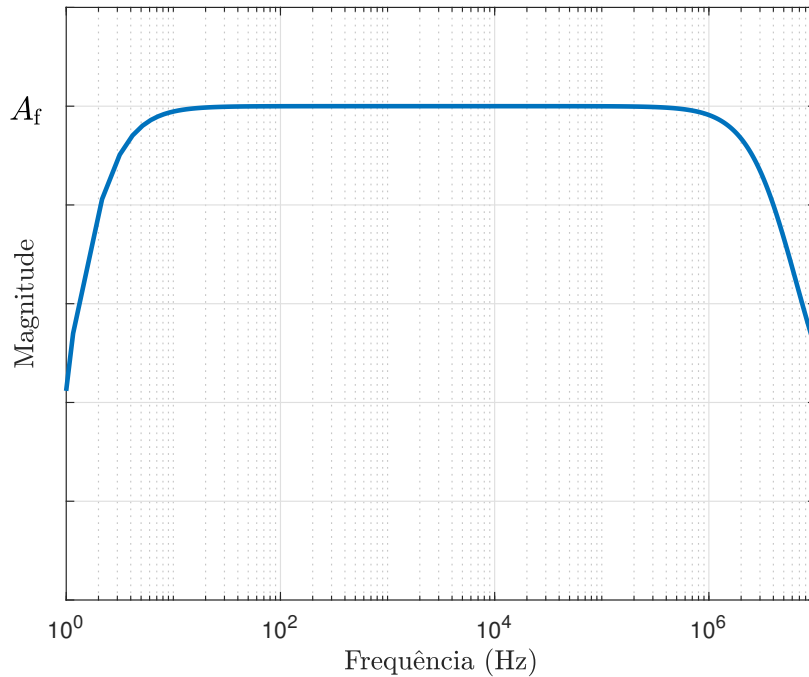


Figura 25 – Curva teórica de resposta em frequência do circuito condicionador de sinais.
Fonte: Autor.

do circuito e para a sua blindagem contra interferência eletromagnética.

3.4 Sensor Fotoelétrico

Nesta seção, é apresentado um dispositivo sensor fotoelétrico capaz de detectar sinais luminosos com alta frequência, empregado no sistema multissensor de calibração de força. Dotado de um diodo emissor de luz (LED – *Light-Emitting Diode*) e de um amplificador de transimpedância para fotodiodo, esse dispositivo tem seu funcionamento baseado na transmissão de um feixe luminoso constante e na recepção do sinal luminoso refletido por uma esfera metálica em movimento. Devido ao formato da esfera, sua posição em relação ao sensor determina a intensidade do sinal luminoso refletido. A variação da luminosidade é detectada com amplitude e frequência suficientes para identificar deslocamentos da ordem de micrômetros, em períodos de tempo da ordem de microssegundos.

O fotodiodo empregado no projeto do sensor fotoelétrico é o modelo BPV10, da fabricante Vishay Intertechnology, Inc., cujas principais características são destacadas na Tabela 3. Trata-se de um fotodiodo PIN de silício, com resposta rápida e sensível à radiação visível e próxima ao infravermelho.

O amplificador operacional modelo OPA659, da fabricante Texas Instruments Inc., empregado no circuito amplificador de transimpedância, apresenta uma alta faixa de

Tabela 3 – Características do Fotodiodo BPV10

Parâmetro	Condições de teste	Valor típico
Máxima tensão reversa		60 V
Espectro de comprimento de ondas		380 a 1100 nm
Capacitância do diodo	$V_{\text{rev}} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	11 pF
Tempo de subida	$V_{\text{rev}} = 50 \text{ V}, R_L = 50\Omega$	2,5 ns
Tempo de descida	$V_{\text{rev}} = 50 \text{ V}, R_L = 50\Omega$	2,5 ns

passagem de ganho unitário, alta taxa de variação de saída¹ e baixa capacitância de entrada. Além disso, o amp-op OPA659 possui baixo nível de tensão de ruído de entrada e uma corrente de polarização de entrada extremamente baixa. Suas principais características são mostradas na Tabela 4.

Tabela 4 – Características do Amplificador Operacional OPA659

Parâmetro	Condições de teste	Valor típico
Ganho de tensão em malha aberta	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L = 100 \Omega$	58 dB
Produto ganho-faixa de passagem	Ganho $> 10 \text{ V/V}$	350 MHz
<i>Slew rate</i>	Ganho $= 1 \text{ V/V}$	2550 V/ μs
Corrente de polarização de entrada	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 10 \text{ pA}$
Tensão de ruído de entrada	$f > 100 \text{ kHz}$	8,9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Impedância de entrada (diferencial)		$10^{12} \Omega \parallel 1 \text{ pF}$
Impedância de entrada (modo comum)		$10^{12} \Omega \parallel 2,5 \text{ pF}$

O diagrama do sensor fotoelétrico é apresentado na Figura 26 e a sua placa de circuito impresso é mostrada na Figura 27. Conforme mostrado no diagrama, o fotodiodo é polarizado reversamente através de $-V_s$. Considerando que a tensão de barreira de potencial do diodo seja $\varphi_b = 0,7 \text{ V}$ e que sua capacitância sem polarização seja $C_{d,0} = 11 \text{ pF}$, a capacitância do diodo polarizado reversamente com $V_{\text{rev}} = 4,5 \text{ V}$ é de:

$$C_d = \frac{C_{d,0}}{\sqrt{V_{\text{rev}}/\varphi_b + 1}} = \frac{11 \text{ pF}}{\sqrt{4,5 \text{ V}/0,7 \text{ V} + 1}} = 4 \text{ pF}. \quad (3.1)$$

Somadas à capacitância do fotodiodo reversamente polarizado, as capacitâncias da entrada em modo comum e em modo diferencial do amp-op resultam na capacitância total $C_i = C_d + C_{ic} + C_{id} = 7,5 \text{ pF}$. Considerando a resposta do circuito TIA sem compensação de frequência, a frequência de polo determinada pela associação entre C_i e o resistor de realimentação $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ é calculada através da Equação 2.31:

$$f_{\text{pf}} = \sqrt{\frac{f_t}{2\pi R_f C_i}} = \sqrt{\frac{350 \text{ MHz}}{2\pi \cdot 1 \text{ M}\Omega \cdot 7,5 \text{ pF}}} = 2,725 \text{ MHz}.$$

¹ Também conhecida como *slew rate*, representa a taxa máxima de variação da tensão de saída em um amp-op real e geralmente é especificada em V/ μs .

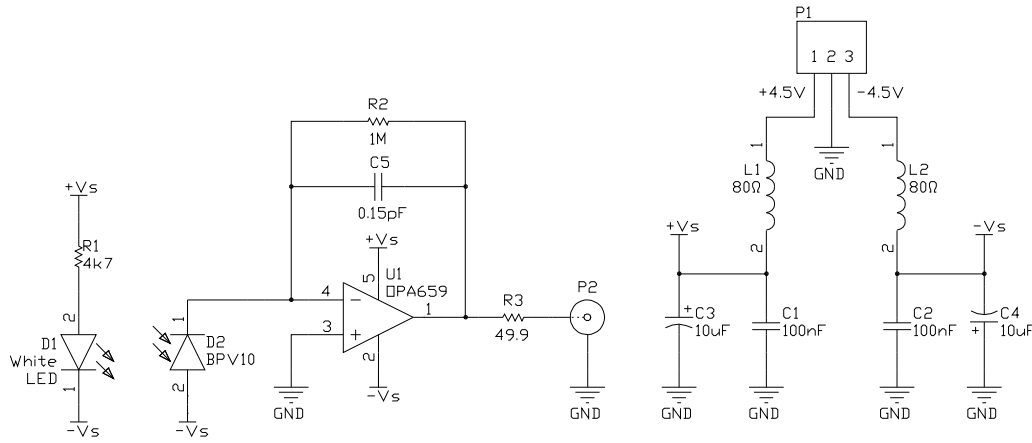


Figura 26 – Circuito amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.

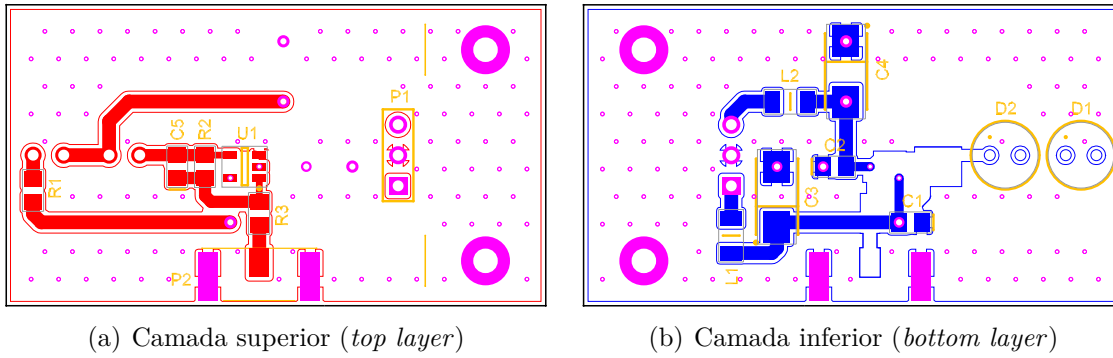


Figura 27 – Placa de circuito impresso do amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.

Se a margem de fase para o amplificador fosse definida em 45° , o capacitor de compensação teria o seu valor calculado em $C_f = 5,86 \cdot 10^{-14}$ F, conforme a Equação 2.36. De outro modo, estabelecendo a taxa de amortecimento em $\zeta = \sqrt{2}/2$ para se obter a máxima largura de banda sem pico no ganho de sinal, o valor de C_f seria de $8,26 \cdot 10^{-14}$ F, conforme a Equação 2.38. Todavia, esses valores extremamente pequenos calculados para C_f são facilmente superados pela soma das capacitâncias parasitas presentes no resistor de realimentação R_2 e na placa de circuito impresso. Portanto, o capacitor de compensação, indicado no circuito por C_5 , pode ser composto apenas pelas capacitâncias parasitas supracitadas, sem que a estabilidade do sistema seja comprometida. De acordo com (HOROWITZ; HILL, 2015, p. 554), a capacitância parasita de um resistor é de aproximadamente 0,1 pF. Se a capacitância parasita proveniente da placa de circuito impresso for estimada em 0,05 pF, o valor total de C_5 será de 0,15 pF. A despeito disso, o projeto da placa de circuito impresso prevê ilhas (*pads*) para a soldagem de um capacitor na posição de C_5 , de modo que outras configurações do sistema realimentado possam ser consideradas, inclusive com o emprego de outro modelo de amplificador operacional.

De acordo com (GRAEME, 1995, p. 58), a largura de banda de um circuito TIA

compensado, cuja margem de fase é maior que 45° , pode ser aproximada por $BW \approx f_{C_f} = 1/2\pi R_f C_f$. Assim, a largura de banda do sensor fotoelétrico apresentado é de aproximadamente 1 MHz. A curva teórica de resposta em frequência do circuito TIA projetado é mostrada na Figura 28.

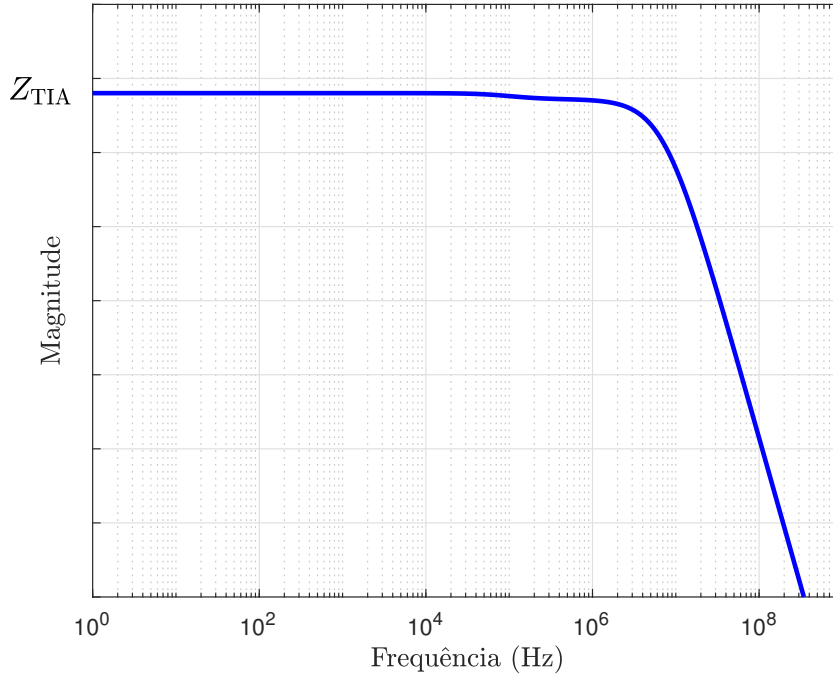


Figura 28 – Curva teórica de resposta em frequência do circuito amplificador para fotodiodo. Fonte: Autor.

3.5 Fusão de Sensores para a Verificação da Força Média de Impacto

Nesta seção, é apresentado um sistema multissensor capaz de mensurar o tempo de desaceleração de uma esfera de aço com massa m conhecida, lançada de uma altura h também conhecida e que colide com uma estrutura sólida. Esse sistema também permite identificar o período de tempo em que a esfera permanece em contato com a superfície da estrutura e, indiretamente, a sua velocidade de rebote.

Mostrado na Figura 29, o sistema multissensor é composto por: uma base de lançamento dotada de um eletroímã (1) com altura ajustável, donde uma esfera metálica (2) com massa de 11,2 g, construída em aço-carbono, é lançada em queda livre; uma base metálica (3) com massa de 12,5 kg (cerca de 1100 vezes maior que a massa da esfera), construída em aço SAE 1020, onde um sensor de força piezelétrico (4) modelo 201B03, da fabricante PCB Piezotronics, Inc. é posicionado com o uso de seu *stud*, de acordo com

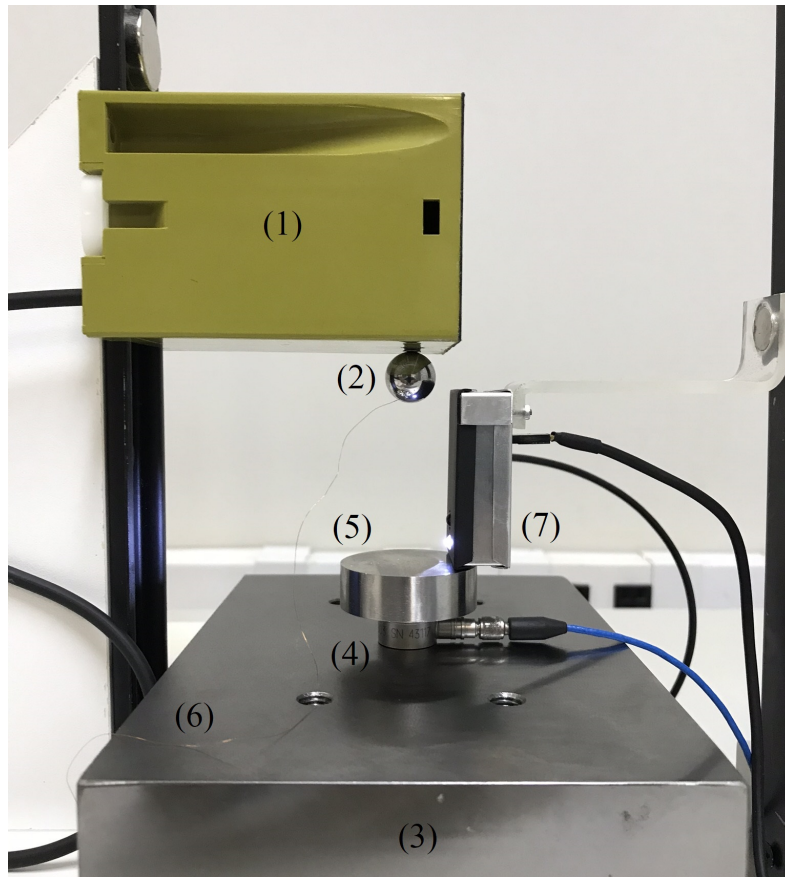


Figura 29 – Sistema multissensor para a verificação do tempo de desaceleração e do tempo de contato da esfera metálica em um evento de colisão. Fonte: Autor.

os detalhes que podem ser vistos em (PCB PIEZOTRONICS, 2010); o sensor de força é pré-tensionado em 890 N por um disco construído em aço inoxidável austenítico 304 (5), que se acopla ao referido *stud*; um sensor de contato elétrico, que contém um fio esmaltado de cobre muito fino (6) conectado à esfera metálica, cuja função é identificar o intervalo de tempo em que essa permanece em contato com a superfície do disco de pré-tensionamento (5); um sensor fotoelétrico (7), apresentado na Seção 3.4, que é capaz de verificar a variação do movimento da esfera no curto intervalo de tempo em que ocorre esse contato, e que permite identificar o instante em que a esfera atinge a velocidade nula durante a colisão. As principais características do sensor de força e do sensor de contato elétrico são apresentadas nas Seções 3.5.1 e 3.5.2 subsequentes.

3.5.1 Sensor de Força 201B03

O sensor de força da fabricante PCB Piezotronics, Inc., que doravante é chamado pela descrição do seu modelo (201B03), é um sensor com formato anelar usado para a medida de forças dinâmicas (PCB PIEZOTRONICS, 2011). O sensor 201B03 possui a tecnologia ICP[®] (*Integrated Circuit Piezoelectric* – Piezelétrico com Circuito Integrado),

que consiste num circuito amplificador MOSFET incorporado ao sensor e cuja função é converter a saída de carga do elemento piezelétrico com alta impedância em um sinal elétrico de tensão com baixa impedância. Esse recurso mitiga os efeitos da interferência elétrica, a qual circuitos com alta impedância são geralmente mais susceptíveis (LALLY, 2005). Em outubro de 2021, esse sensor foi cotado em R\$ 10.063,04 (US\$ 1.856,65). As principais características do sensor de força 201B03 são mostradas na Tabela 5.

Tabela 5 – Características do Sensor de Força 201B03

Parâmetro	Valor informado
Sensitividade ²	2,243 mV/N
Faixa de medição	2,224 kN
Resposta a baixas frequências	0,002 Hz
Frequência máxima de resposta	90 kHz
Constante de tempo de descarga	≥ 400 s
Pré-tensionamento	890 N
Rigidez	2,1 kN/ μ m
Faixa de temperatura	-54 a 151°C
Coefficiente de temperatura da sensibilidade	$\leq 0,054$ %/°C
Material do encapsulamento	Aço inoxidável
Diâmetro externo	16,51 mm
Diâmetro interno	6,38 mm

O sensor de força é alimentado por um condicionador de sinais modelo 482B11, da mesma fabricante, que provê ao sensor uma alimentação em corrente constante e que desacopla o sinal dinâmico do nível DC (PCB PIEZOTRONICS, 2013). Em outubro de 2021, esse condicionador de sinais foi cotado em R\$ 12.856,99 (US\$ 2.372,14).

3.5.2 Sensor de Contato Elétrico

A função do sensor de contato elétrico no sistema multissensor é detectar o período de contato entre a esfera metálica e o disco de pré-tensionamento do sensor 201B03. Dispositivo elétrico trivial, o sensor de contato é alimentado por uma bateria B_1 com tensão de 3,3 V e sua corrente é limitada por um resistor de 100 Ohms. O diagrama do sensor de contato elétrico é mostrado na Figura 30. Um fio de cobre esmaltado, cuja seção nominal é pequena o bastante para que sua massa seja desprezível, conecta um dos polos do circuito resistivo à esfera metálica. O outro polo do circuito é conectado à base metálica que sustenta o sensor de força. Tais conexões são representadas, respectivamente, pelos terminais 1 e 2 da chave S_1 .

² A sensibilidade própria do sensor adquirido é certificada pela fabricante.

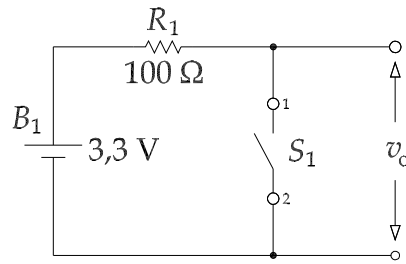


Figura 30 – Circuito sensor de contato elétrico. Fonte: Autor.

Quando a esfera metálica lançada em queda livre entra em contato com o disco de pré-tensionamento, a tensão de saída do circuito v_o , que normalmente permanece em nível lógico alto (3,3 V), é levada para o nível de 0 V. Por conveniência, no entanto, ao ser processado digitalmente, o sinal do sensor de contato elétrico é invertido. Assim, a indicação do período de tempo em que ocorre o contato elétrico é feita em nível lógico alto.

3.5.3 Atuação do Sensor Fotoelétrico no Sistema Multissensor

Conforme mostrado previamente na Seção 3.4, o sensor fotoelétrico é constituído por um dispositivo amplificador para fotodiodo, capaz de detectar variações de luminosidade com frequências de até 1 MHz, e por um LED adjacente ao fotodiodo. Durante os testes de verificação de força, o sensor fotoelétrico é posicionado de modo que a luz emitida pelo seu LED seja refletida pela esfera metálica e captada pelo fotodiodo.

A intensidade da luz que incide no fotodiodo cresce à medida em que a esfera lançada se aproxima do disco de pré-tensionamento. A luminosidade refletida alcançará o seu maior nível quando a deformação elástica provocada pela colisão entre a esfera e o disco for máxima. Portanto, no instante em que a velocidade da esfera for zero, a força exercida sobre o sistema de medida de força será máxima. Esse processo de sensoramento do movimento da esfera metálica durante sua queda, até o instante em que ocorre o primeiro contato com a superfície de referência, é ilustrado na Figura 31.



Figura 31 – Variação da luminosidade sobre o sensor fotoelétrico, em função da posição da esfera metálica durante sua queda livre. Fonte: Autor.

Nos instantes seguintes, quando a deformação elástica retrocede e a esfera metálica é repelida no sentido contrário à queda, a intensidade com que a luz refletida incide sobre o fotodiodo é reduzida. O sinal elétrico resultante da queda da esfera metálica, da sua colisão com a superfície do disco de pré-tensionamento e do seu rebote em direção contrária à queda é mostrado na Figura 32.

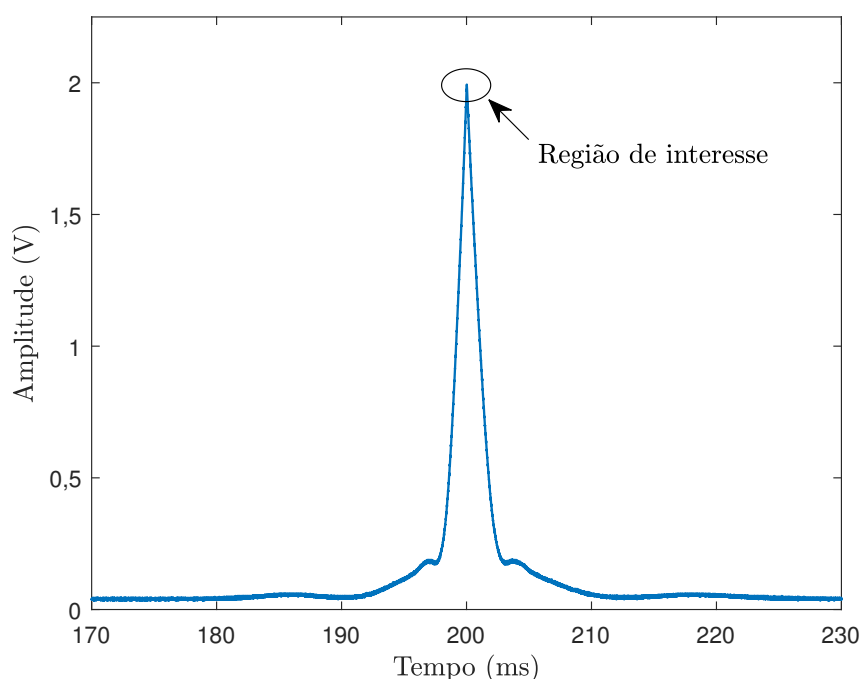


Figura 32 – Sinal obtido com o sensor fotoelétrico em evento de lançamento em queda livre de uma esfera metálica, compreendendo a queda, a colisão (região de interesse) e o rebote da esfera. Fonte: Autor.

Nota-se que a região de interesse destacada, que compreende o intervalo de tempo de algumas dezenas de microssegundos e a variação de amplitude de poucos microvolts, representa o período em que ocorre o impacto. Nessas condições, a SNR deve ser alta o suficiente para que seja possível extrair do sinal os instantes de tempo necessários para o cálculo das forças médias teóricas. Para tanto, o circuito amplificador foi blindado com uma pequena caixa metálica e todo o sistema multissensor foi abrigado sob uma cobertura de proteção contra a luminosidade ambiente.

Ainda que tais precauções contra interferências tenham sido efetivas na redução do ruído, a variação da amplitude do sinal elétrico, correspondente à deformação elástica do disco de pré-tensionamento durante a colisão, é tão pequena que, por vezes, foi necessário filtrar o sinal usando um sistema de média móvel com janela temporal de $6 \mu\text{s}$. O sinal puro e o sinal filtrado, correspondentes à região de interesse da resposta do sensor fotoelétrico ao evento de colisão, são mostrados na Figura 33.

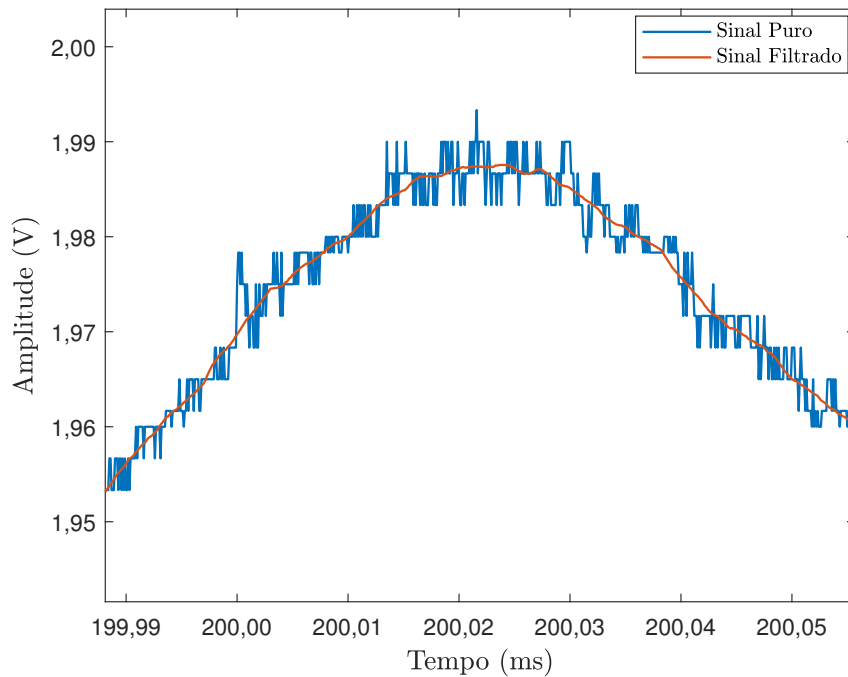


Figura 33 – Sinal puro e sinal filtrado com sistema de média móvel, correspondentes à região de interesse mostrada na Figura 32. Fonte: Autor.

A sobreposição dos sinais obtidos pelo sensor fotoelétrico e pelo sensor de contato permite determinar o tempo decorrido entre o primeiro contato da esfera com o disco e a sua desaceleração total. Destarte, é possível calcular a força média teórica durante um evento de colisão. A composição de instrumentos utilizados nos testes de medida de força é mostrada na Figura 34. Uma fonte de tensão DC (1) alimenta o eletroímã da base de lançamento da esfera; uma chave de controle (2) permite o acionamento do eletroímã; o condicionador de sinais (3) modelo 482B11, da fabricante PCB Piezotronics, Inc., alimenta o sensor de força; um oscilógrafo (4) modelo DL850, da fabricante Yokogawa Electric Co.,

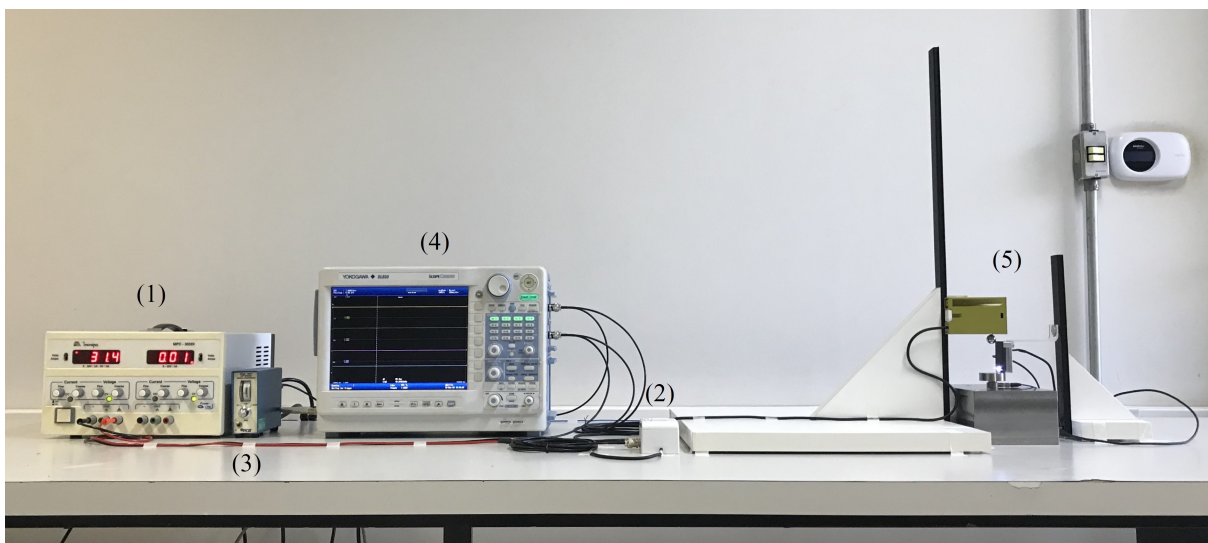


Figura 34 – Composição de instrumentos para testes de medida de força. Fonte: Autor.

faz a aquisição dos sinais dos múltiplos sensores (5) a uma taxa de 10 milhões de amostras por segundo.

Na Seção 3.5.4, os sinais resultantes do sistema multissensor são apresentados. Através da sobreposição desses sinais, é possível determinar os instantes de tempo necessários para o cálculo da força média teórica de impacto da esfera com o disco de pré-tensionamento, e compará-la à força média obtida com o sensor 201B03 de referência. O método utilizado para calcular a força média no sensor de referência é mostrado na Seção 3.5.5.

3.5.4 Forças Médias Teóricas

A sobreposição dos sinais obtidos pela fusão de sensores é mostrada na Figura 35. Através do sinal do sensor de contato elétrico, é possível determinar os instantes de tempo t_1 e t_3 , que correspondem, respectivamente, ao primeiro contato da esfera com a superfície de referência e ao rebote da esfera, precisamente quando esta perde o contato com a superfície. Por sua vez, o instante de tempo t_2 , determinado pelo valor máximo do sinal filtrado do sensor fotoelétrico, indica o pico da força de interação entre a esfera e a superfície.

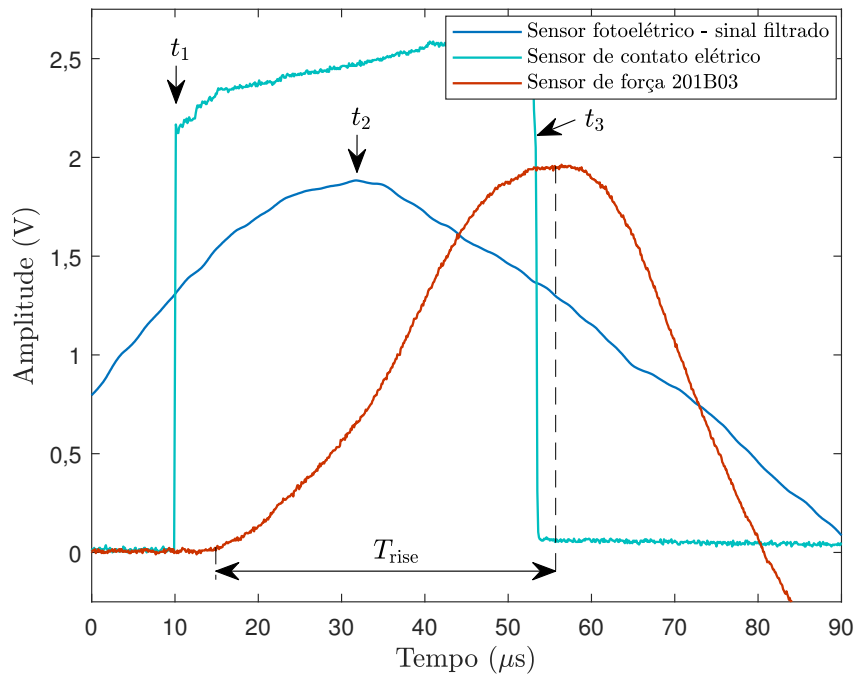


Figura 35 – Sinais obtidos pelo sistema multissensor. Fonte: Autor.

Uma vez que os instantes de tempo correspondentes ao primeiro contato da esfera com a superfície (t_1) e ao ponto em que a velocidade da esfera é nula (t_2) são determinados, é possível calcular a força média teórica observada no período de desaceleração da esfera, através da Equação 3.2:

$$F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}} = m \cdot \frac{v_1}{t_2 - t_1}, \quad (3.2)$$

onde a velocidade da esfera no instante t_1 , denotada por v_1 , é calculada em função da altura de lançamento h . O tempo de desaceleração da esfera é dado por $\Delta t_{\text{dec}} = t_2 - t_1$.

Considerando o período de tempo em que a esfera permanece em contato com a superfície, isto é, $\Delta t_{\text{cont}} = t_3 - t_1$, é possível calcular a força média teórica através da velocidade com que a esfera é rebatida. Tal velocidade pode ser obtida computando-se o intervalo entre o rebote da esfera (t_3) e o seu próximo contato com a superfície (t_4), da seguinte forma: No intervalo de tempo compreendido por $(t_4 - t_3)/2$, a esfera se desloca até atingir a altura máxima após o rebote; denotada aqui por h_{reb} , essa altura é calculada através da equação do deslocamento com aceleração constante (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 23 - 24), tendo em vista a aceleração da gravidade³ g ; com isso, a velocidade de rebote da esfera é obtida por:

$$-v_2 = \sqrt{2 g h_{\text{reb}}}; \quad (3.3)$$

enfim, considerando a variação de velocidade $\Delta v = v_1 - (-v_2)$, a força média teórica $F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}$ observada durante o tempo de contato Δt_{cont} é calculada através da Equação 3.4:

$$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}} = m \cdot \frac{\Delta v}{\Delta t_{\text{cont}}} = m \cdot \frac{v_1 + v_2}{t_3 - t_1}. \quad (3.4)$$

No apêndice A, é apresentada uma revisão dos conceitos da mecânica clássica que fundamentam os cálculos das forças médias teóricas.

3.5.5 Método de Calibração de Força com o Sistema Multissensor

O sinal produzido pelo sensor de força 201B03, usado como referência no sistema multissensor apresentado, retrata a variação da intensidade da força medida durante o impacto da esfera, respeitados os limites temporais estabelecidos pela sua resposta em frequência. Conforme mostrado na Figura 35, o intervalo de tempo compreendido entre o início da reação do sensor de força 201B03 e o pico do seu sinal é denotado por T_{rise} . O lapso de tempo existente entre t_1 e o início da reação do sensor de força é devido, principalmente, à espessura do disco de pré-tensionamento e à velocidade de propagação de ondas do material que o compõe.

³ De acordo com o cartograma digital da rede gravimétrica do Sistema Geodésico Brasileiro, disponibilizado pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), a aceleração da gravidade medida na cidade de Bauru, estado de São Paulo, é de 9,7858 m/s².

Seja $F_{\text{ref}}(t)$ o sinal de força instantânea obtido pelo sensor 201B03 durante um teste de impacto. Considerando a aquisição desse sinal no período correspondente a T_{rise} , a força média $F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}}$ pode ser obtida pela Equação 3.5:

$$F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}} = \frac{1}{T_{\text{rise}}} \cdot \int_{T_{\text{rise}}} F_{\text{ref}}(t) dt. \quad (3.5)$$

No tempo discreto, admitindo que a taxa de amostragem do sistema de aquisição de dados seja f_s amostras por segundo, o segmento do sinal de força $F_{\text{ref}}[n]$ correspondente a T_{rise} é composto por $N = T_{\text{rise}} f_s$ amostras. O cálculo numérico do impulso de $F_{\text{ref}}[n]$ durante T_{rise} é feito com o emprego do método trapezoidal⁴ de integração. Assim, a força média de referência $F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}}$ é calculada por:

$$\begin{aligned} F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}} &= \frac{1}{T_{\text{rise}}} \left(\frac{T_{\text{rise}}}{2N} \sum_{n=1}^N (F_{\text{ref}}[n] + F_{\text{ref}}[n+1]) \right) \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N (F_{\text{ref}}[n] + F_{\text{ref}}[n+1]). \end{aligned} \quad (3.6)$$

As forças médias teóricas $F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}}$ e $F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}$, calculadas através das Equações 3.2 e 3.4, respectivamente, são comparadas com força média $F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}}$ obtida pelo sensor 201B03. O processo de obtenção dos valores de força, a partir dos sensores que compõe o sistema de calibração proposto aqui, é mostrado no diagrama de blocos da Figura 36.

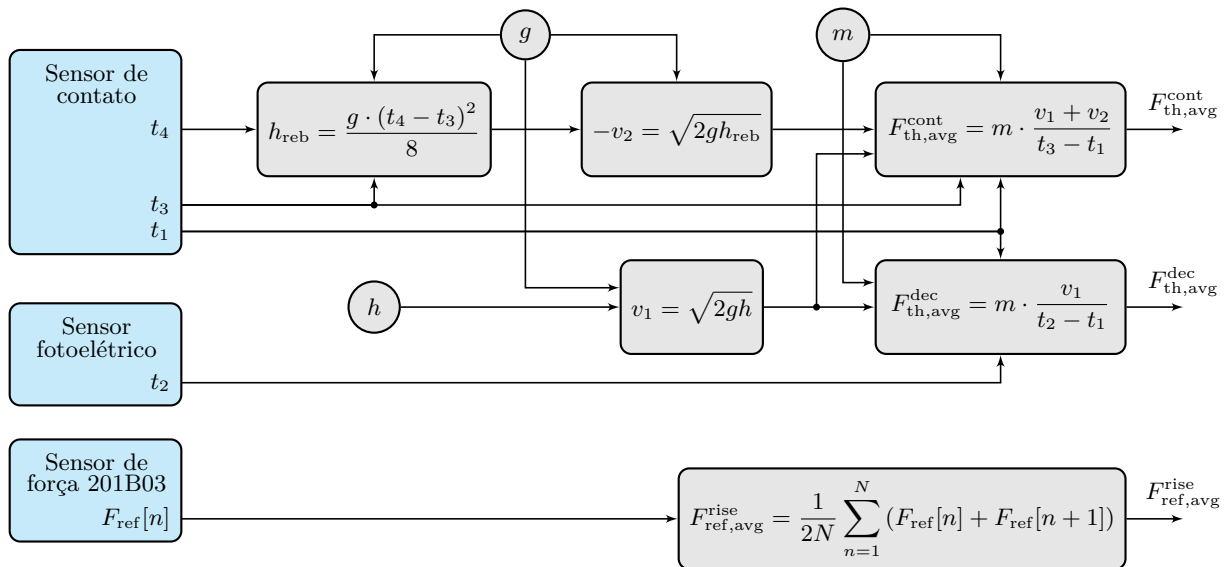


Figura 36 – Diagrama de blocos que representa a fusão de sensores para verificação das forças médias de impacto. Fonte: Autor.

⁴ O método trapezoidal de integração numérica pode ser visto em (ATKINSON, 1989, p. 251 - 255). O fator $h = (b - a)/n$, que na referência citada indica o espaçamento entre os subintervalos de integração, é representado aqui pelo intervalo de tempo entre as amostras do sinal integrando, dado por T_{rise}/N .

O método de calibração de força, que emprega o sistema multissensor apresentado, consiste no lançamento em queda livre de uma esfera metálica com diâmetro de 14,0 mm e massa de 11,2 g, a partir de alturas de 11,0 mm, 22,0 mm, 33,0 mm e 44,0 mm. Pequenos blocos de alumínio com 11,0 mm de largura são usados na padronização das alturas de lançamento da esfera.

Para cada altura h preestabelecida, são feitas dez repetições de lançamento da esfera metálica, das quais três repetições com maior erro relativo são descartadas. O erro relativo δ indica o distanciamento entre os valores teóricos de força e o valor medido pelo sensor 201B03, sendo definido aqui como o módulo da diferença entre o valor medido e o valor teórico, dividido pelo valor teórico (RUGGIERO; LOPES, 2000, p. 13).

A comparação dos valores das forças médias teóricas $F_{th,avg}^{dec}$ e $F_{th,avg}^{cont}$, com os valores de força obtidos pelo sensor de referência, tem o propósito de validar o método de cálculo da força verificada em um evento de colisão. Quando validado, esse método pode ser aplicado na calibração de sensores de força cuja sensibilidade é desconhecida.

Com relação ao cálculo da força média teórica $F_{th,avg}^{dec}$, em que o período de desaceleração da esfera é determinado por meio do sensor fotoelétrico, verifica-se uma restrição quanto a força mínima à qual esse método pode ser empregado. Esta restrição está associada ao diâmetro da esfera metálica, que influencia a intensidade da reflexão da luz emitida pelo sensor fotoelétrico e, conseqüentemente, na qualidade do sinal de saída desse sensor. Nos ensaios de calibração realizados com o sistema multissensor proposto, cujos resultados são apresentados na Seção 4.1, a média dos valores de $F_{th,avg}^{dec}$ para os lançamentos da esfera em $h = 11,0$ mm é de 215,8 N.

Aumentar o diâmetro da esfera usada nos testes de calibração poderia melhorar a exatidão e a precisão dos cálculos de força. No entanto, pressupondo uma escala de calibração com forças inferiores a 200 N, o diâmetro da esfera deveria, pelo contrário, diminuir. De fato, as medidas de forças obtidas nos testes de riscamento com único grão abrasivo, apresentadas em (GUERRINI; BRUZZONE; CRENNNA, 2017) e (ANDERSON; WARKENTIN; BAUER, 2011), não ultrapassam 200 N. Diante disso, os ensaios de calibração do sistema de medida de forças biaxial são realizados com uma esfera de tamanho reduzido, o que resulta em uma escala de força adequada ao propósito de aplicação desse sistema, mas impossibilita o emprego do sensor fotoelétrico para o cálculo de $F_{th,avg}^{dec}$.

3.6 Método de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial

Na Figura 37, é mostrada a composição de instrumentos empregados nos testes de calibração do sistema de medida de forças biaxial, dentre os quais está o próprio sistema de

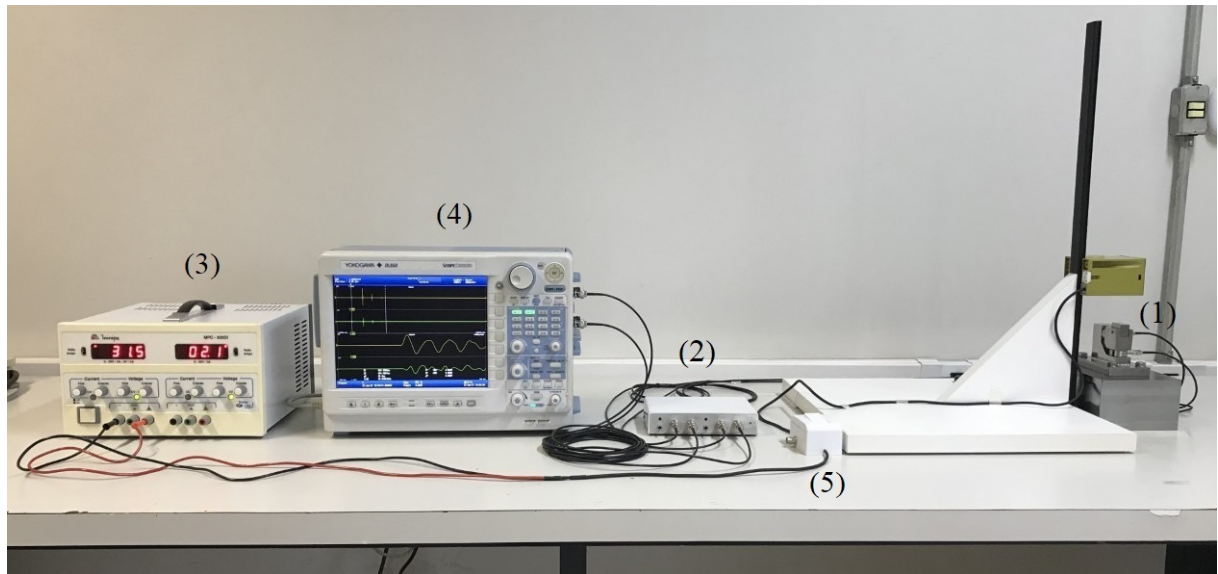
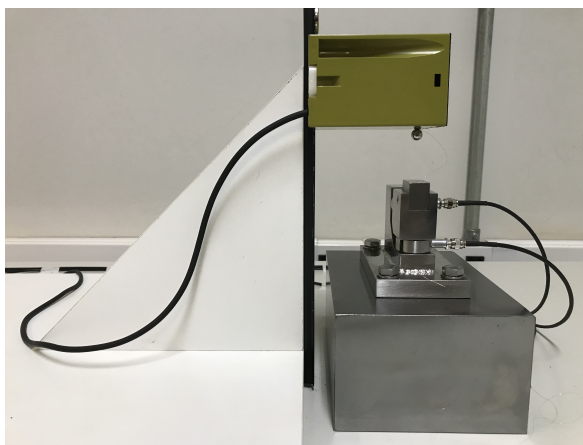


Figura 37 – Composição de instrumentos para a calibração do sistema de medida de forças biaxial proposto. Fonte: Autor.

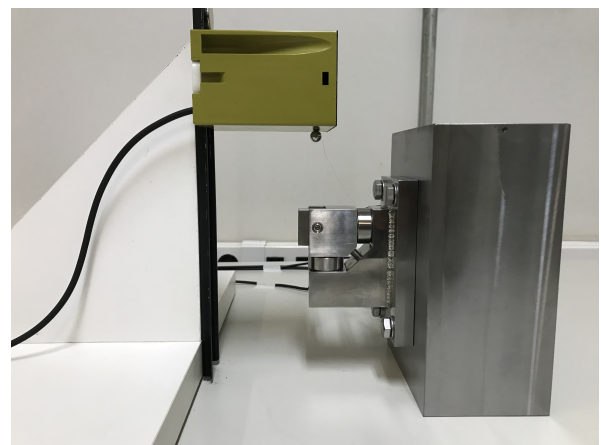
medida (1) e o módulo condicionador de sinais para sensores piezelétricos (2), construído a partir do circuito descrito na Seção 3.3. Também estão presentes nessa composição a fonte de alimentação DC (3), o oscilógrafo (4) e a chave de controle (5) do eletroímã.

O diâmetro da esfera metálica usada nesses ensaios de calibração é de 7,94 mm, e sua massa é de 2,04 g. A esfera é lançada em queda livre, a partir de alturas de 11,0 mm, 22,0 mm, 33,0 mm e 44,0 mm, na direção de cada eixo individualmente. Na Figura 38, é mostrado o posicionamento do sistema de medida de forças durante os testes de calibração de ambos os eixos de medição: (a) eixo normal e (b) eixo tangencial.

Nesse processo de calibração, o tempo de contato entre a esfera e a superfície de



(a) Lançamento na direção do eixo normal



(b) Lançamento na direção do eixo tangencial

Figura 38 – Posicionamento do sistema de medida de forças biaxial durante os testes de calibração. Fonte: Autor.

referência do sistema de medida de forças é obtido através do sensor de contato elétrico, mostrado na Seção 3.5.2. A força média teórica $F_{th,avg}^{cont}$ de cada lançamento, usada como referência na determinação da sensibilidade de cada sensor uniaxial, é calculada a partir do intervalo de tempo Δt_{cont} , por meio da Equação 3.4.

Após a digitalização dos sinais elétricos resultantes de um evento de colisão monitorado, sinais esses que são condicionados pelo circuito amplificador para sensores piezelétricos, a força média resultante para cada eixo de medida (*axis*) é calculada no período tempo de subida dos sinais, através da Equação 3.7:

$$F_{axis,avg}^{rise} = \frac{1}{2N} \sum_{n=1}^N (V_{axis}[n] \cdot \eta + V_{axis}[n+1] \cdot \eta), \quad (3.7)$$

onde $V_{axis}[n]$ representa a tensão medida em (mV) na n -ésima amostra do sinal de um dos sensores uniaxiais. N indica a quantidade de amostras que compreende o tempo de subida da resposta do sensor ao primeiro impacto da esfera, e η denota a sensibilidade do sensor uniaxial, cuja unidade é (mV/N). O índice ‘axis’ pode representar os eixos de medição normal ‘n’ ou tangencial ‘t’.

A sensibilidade η é calculada resolvendo-se a Equação 3.7 para a força teórica $F_{th,avg}^{cont}$. O método usado para a obtenção do valor da sensibilidade de um sensor de força uniaxial é ilustrado no diagrama de blocos da Figura 39.

Naturalmente, como é verificado em sensores de força com mais de um eixo de medida, ocorre neste sistema de medida de forças a interferência cruzada (*cross talk*) entre os eixos normal e tangencial. O registro da interferência cruzada é feito durante os ensaios de calibração do sistema, por meio da relação percentual entre a medida de força verificada no eixo ortogonal ao lançamento da esfera e a medida de força no eixo correspondente ao lançamento.

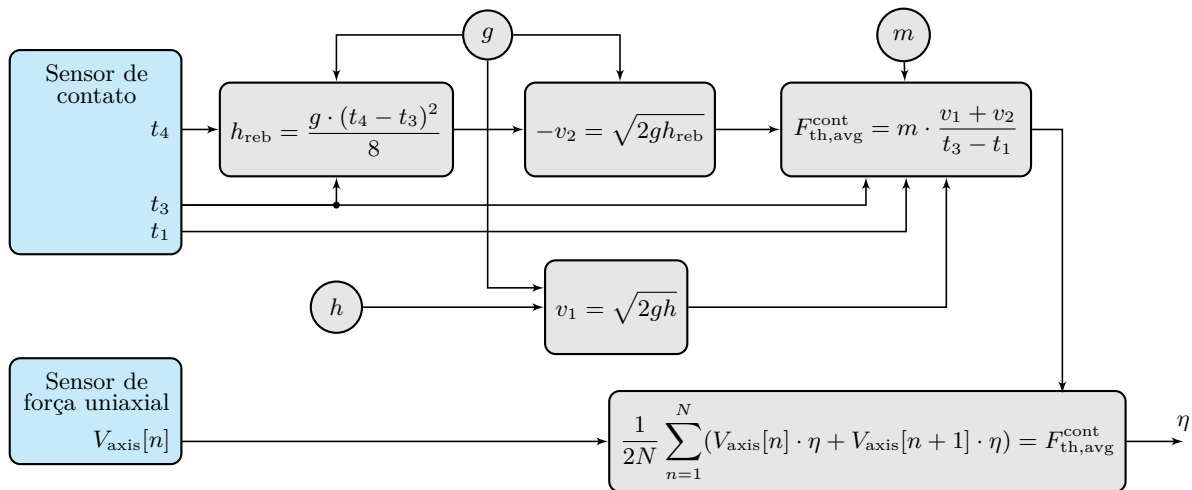


Figura 39 – Diagrama de blocos que representa o método de cálculo da sensibilidade η de um sensor de força uniaxial. Fonte: Autor.

Contudo, a interferência cruzada pode ser compensada através do método da inversão de matriz, conforme (SCHRAND, 2012). Seja $k_{n,t}$ o fator que representa a interferência que uma força aplicada no eixo tangencial exerce sobre o sensor de força do eixo normal e, similarmente, $k_{t,n}$ o fator que representa a interferência cruzada constatada no sensor de força do eixo tangencial. As componentes de força média compensada para os eixos normal e tangencial, denotadas respectivamente por $F_{n,avg}^{comp}$ e $F_{t,avg}^{comp}$, podem ser calculadas por meio da Equação 3.8:

$$\begin{bmatrix} F_{n,avg}^{comp} \\ F_{t,avg}^{comp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & k_{n,t} \\ k_{t,n} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_{n,avg}^{rise} \\ F_{t,avg}^{rise} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Os valores resultantes do processo de calibração do sistema de medida de forças biaxial, bem como exemplos das formas de onda dos sinais elétricos obtidos nesse processo, são mostrados na Seção 4.2.

3.7 Riscamento de Superfície Metálica com Único Grão Abrasivo

A composição dos testes de riscamento de superfície metálica com único grão abrasivo baseia-se em um centro de usinagem CNC (Controle Numérico Computadorizado) vertical, modelo DMU 50 *eco* da fabricante DMG Mori Co. Ltd., sem o emprego de fluido de corte. Na Figura 40, é mostrado o posicionamento do sensor de força (1) na mesa giratória (2) do centro de usinagem CNC. O abrasivo usado nos testes é do tipo óxido de alumínio rosa, com granulometria 46, extraído de um rebolo da fabricante Norton. O abrasivo é fixado com adesivo epóxi em um disco de apoio (3), o qual é construído em aço SAE 1020, com diâmetro de 100,6 mm. A peça metálica submetida aos testes de riscamento também é construída em aço SAE 1020.

Apesar dos testes terem sido idealizados para que o riscamento fosse feito pela aresta de corte de apenas um grão abrasivo, na prática foi usado um pequeno aglomerado de grãos, que viabilizou a fixação do abrasivo no disco de apoio. Garantiu-se que o grão abrasivo mais saliente tivesse sua aresta de corte exposta, o que resultou em um raio de corte de 51,15 mm. O disco de apoio foi acoplado ao eixo do centro de usinagem CNC e rotacionado a 1500 rpm ($\omega_s = 157,08$ rad/s), conferindo ao grão abrasivo a velocidade periférica $v_s = 8,0346$ m/s. A velocidade de descida do eixo foi parametrizada em $v = 0,0875$ m/s de tal forma que, ao percorrer a distância de 14,0 mm correspondente à largura da peça metálica, o grão abrasivo riscasse a sua superfície por quatro vezes com a mesma profundidade de corte programada. Portanto, cada ensaio de riscamento produziu quatro riscos paralelos na superfície da peça, havendo sido realizados testes com profundidades de corte programadas em 10, 20, 30, 40 e 50 μm .

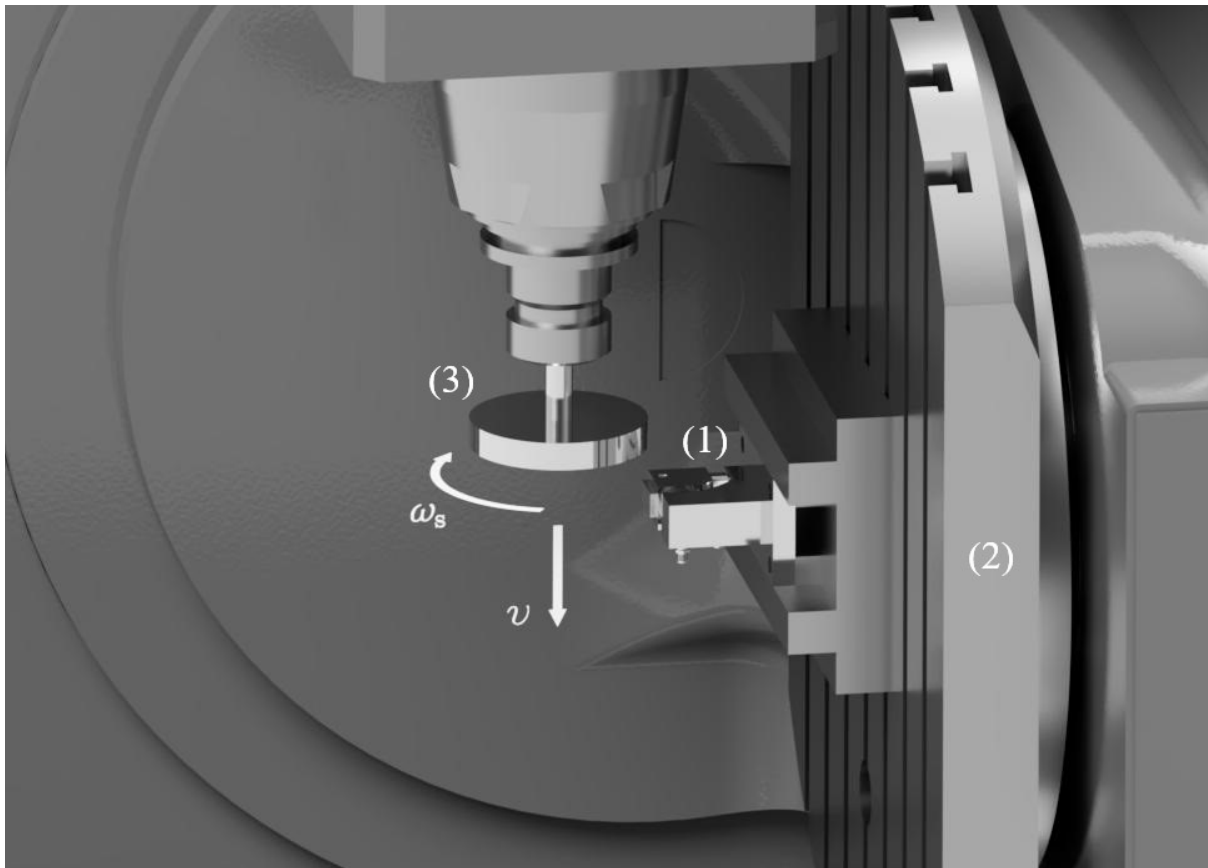


Figura 40 – Composição do teste de riscamento de uma superfície metálica com único grão abrasivo. Fonte: Autor. Modelo tridimensional do centro de usinagem CNC disponível em <https://grabcad.com/library/dmu-50-2>, acessado em setembro de 2021.

Na Seção 4.3, são mostrados os resultados dos testes de riscamento com único grão abrasivo, que validam a aplicação do sistema de medida no estudo das forças presentes em tais eventos.

4 Resultados e Discussões

Neste capítulo, são discutidos os resultados dos testes de verificação da força média de impacto, realizados com o sistema multissensor de calibração descrito na Seção 3.5. Também são apresentados os resultados dos testes de calibração do sistema de medida de forças biaxial, em que são determinadas a sensibilidade e a interferência cruzada. Na Seção 4.3, as formas de onda de alguns dos sinais resultantes dos ensaios de riscamento com único grão abrasivo são ilustradas. Os valores das forças médias de riscamento, obtidas pelo sistema de medida desenvolvido nesta tese de doutorado, são apresentados em uma tabela.

4.1 Sistema Multissensor de Calibração de Força

De acordo com o diagrama de blocos ilustrado na Figura 36 da Seção 3.5.5, há três sinais de força resultantes do sistema multissensor apresentado: 1) força média teórica $F_{th,avg}^{dec}$, calculada através do intervalo de tempo em que a esfera desacelera durante o seu impacto com a superfície de referência; 2) força média teórica $F_{th,avg}^{cont}$, calculada através do intervalo de tempo em que a esfera permanece em contato com essa superfície, isto é, durante todo o período de impacto; 3) força média $F_{ref,avg}^{rise}$, mensurada com o sensor 201B03. As forças médias teóricas $F_{th,avg}^{dec}$ e $F_{th,avg}^{cont}$ são comparadas com a força média de referência $F_{ref,avg}^{rise}$. Os resultados obtidos a partir desse processo de verificação e comparação de forças são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Resultados dos Testes de Força do Sistema Multissensor

$h(\text{mm})$	Sensor 201B03	Tempo de Desaceleração			Tempo de Contato		
	$F_{ref,avg}^{rise}(\text{N})$	$\Delta t_{dec}(\mu\text{s})$	$F_{th,avg}^{dec}(\text{N})$	δ	$\Delta t_{cont}(\mu\text{s})$	$F_{th,avg}^{cont}(\text{N})$	δ
11,0	207,6	26,3	197,6	5,1 %	49,4	194,4	6,8 %
	216,3	24,7	210,4	2,8 %	49,7	194,0	11,5 %
	217,1	24,2	214,7	1,1 %	49,6	194,4	11,7 %
	215,2	25,5	203,8	5,6 %	52,2	183,4	17,3 %
	218,2	24,8	209,5	4,2 %	49,0	197,4	10,5 %
	214,0	24,7	210,4	1,7 %	51,4	186,2	14,9 %
	222,1	24,1	215,6	3,0 %	49,5	195,4	13,7 %
22,0	298,1	25,9	283,8	5,0 %	48,5	271,3	9,9 %
	318,5	22,5	326,6	2,5 %	44,7	302,9	5,2 %
	311,0	23,6	311,4	0,1 %	45,2	298,2	4,3 %
	306,6	24,5	300,0	2,2 %	48,2	278,0	10,3 %
	322,9	23,6	311,4	3,7 %	44,5	305,1	5,8 %
	323,1	22,5	326,6	1,1 %	44,3	307,0	5,2 %
	319,8	24,6	298,7	7,1 %	45,4	298,9	7,0 %

Tabela 6 – Resultados dos Testes de Força do Sistema Multissensor (**Continuação**)

$h(\text{mm})$	Sensor 201B03 $F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}}(\text{N})$	Tempo de Desaceleração			Tempo de Contato		
		$\Delta t_{\text{dec}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}}(\text{N})$	δ	$\Delta t_{\text{cont}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}(\text{N})$	δ
33,0	404,2	21,8	412,9	2,1 %	43,0	377,1	7,2 %
	396,2	22,7	396,5	0,1 %	41,6	394,8	0,4 %
	404,5	21,5	418,6	3,4 %	42,1	392,8	3,0 %
	403,0	21,8	412,9	2,4 %	42,3	392,7	2,6 %
	406,2	22,3	403,6	0,6 %	41,8	394,1	3,1 %
	403,6	22,5	400,0	0,9 %	41,7	398,6	1,3 %
	406,7	21,6	416,7	2,4 %	43,0	384,9	5,7 %
44,0	474,2	22,9	453,9	4,5 %	42,2	449,4	5,5 %
	464,6	21,9	474,6	2,1 %	41,7	453,4	2,5 %
	473,8	22,7	457,9	3,5 %	42,1	450,9	5,1 %
	458,9	21,7	479,0	4,2 %	41,1	460,0	0,2 %
	458,5	22,7	457,9	0,1 %	43,0	437,5	4,8 %
	478,2	22,0	472,4	1,2 %	42,4	447,2	6,9 %
	468,9	21,6	481,2	2,6 %	41,3	456,5	2,7 %

Nota-se que os valores teóricos de força calculados em função do tempo de desaceleração, $F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}}$, apresentam menor erro relativo que $F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}$. Enquanto a média de todos os valores de erro relativo encontrados para $F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}}$ é de 2,7 %, a média para $F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}$ é de 6,6 %.

A média dos resultados de força apresentados na Tabela 6 é ilustrada no gráfico da Figura 41. Ali também são mostradas as variações positivas e negativas desses resultados. Por conveniência, os valores médios das forças e dos erros relativos, agrupados por altura de lançamento, são mostrados na Tabela 7.

Tabela 7 – Média dos Resultados dos Testes de Força do Sistema Multissensor

$h(\text{mm})$	Sensor 201B03 $F_{\text{ref,avg}}^{\text{rise}}(\text{N})$	Tempo de Desaceleração			Tempo de Contato		
		$\Delta t_{\text{dec}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}}(\text{N})$	δ	$\Delta t_{\text{cont}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}(\text{N})$	δ
11,0	215,8	24,9	208,9	3,4 %	50,1	192,2	12,3 %
22,0	314,3	23,9	308,4	3,1 %	45,8	294,5	6,8 %
33,0	403,5	22,0	408,7	1,7 %	42,2	390,7	3,3 %
44,0	468,2	22,2	468,1	2,6 %	41,9	450,7	4,0 %

Embora o método de cálculo da força média por tempo de desaceleração apresente resultados com menor erro relativo médio, a influência do diâmetro da esfera metálica sobre a qualidade do sinal de saída do sensor fotoelétrico, conforme discutido na Seção 3.5.5, impõe uma restrição de força mínima a esse método. A força média verificada nos lançamentos com altura $h = 11,0$ mm é superior às forças esperadas em um ensaio de riscamento com único grão abrasivo. Na Seção 4.2, são mostrados os resultados da calibração do sistema de medida de forças biaxial, em uma escala de força inferior a 130 N.

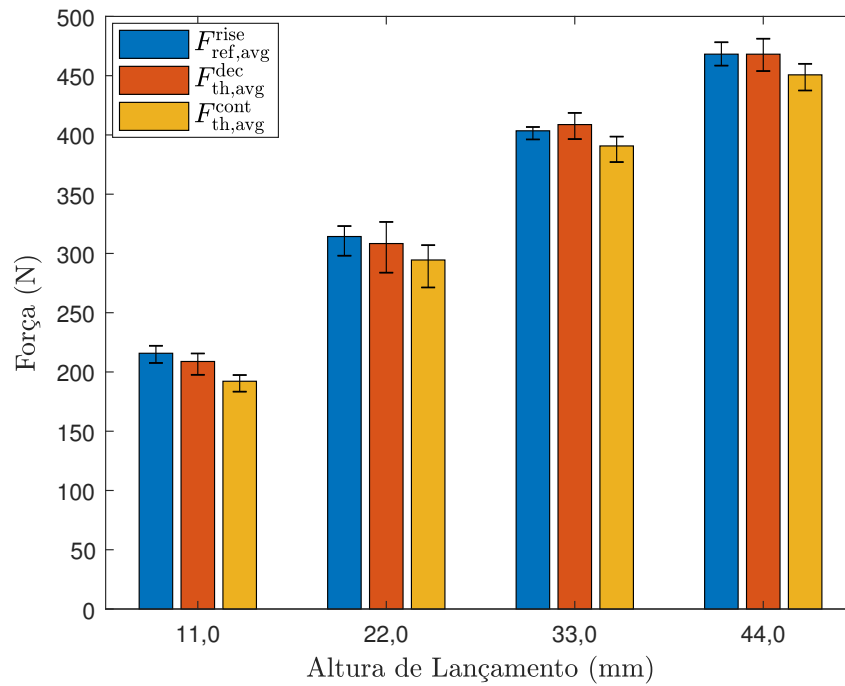


Figura 41 – Média e erro relativo dos resultados de força obtidos com o sistema multissensor de calibração. Fonte: Autor.

4.2 Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial

Com base no método de calibração ilustrado no diagrama de blocos da Figura 39, na Seção 3.6, a determinação da sensibilidade do sistema de medida de forças biaxial é feita por meio do lançamento de esfera metálica em queda livre, em que o valor teórico da força média de impacto é usado como referência. O período de tempo correspondente ao contato da esfera com a superfície do sistema de medida, Δt_{cont} , a força média teórica $F_{th,avg}^{cont}$ e a sensibilidade resultante para cada eixo de medida, são mostrados na Tabela 8.

Tabela 8 – Resultados dos Testes de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial: Tempo de Contato, Força Média Teórica e Sensibilidade

$h(\text{mm})$	Eixo de Força Normal			Eixo de Força Tangencial		
	$\Delta t_{cont}(\mu s)$	$F_{th,avg}^{cont}(\text{N})$	$\eta(\text{mV/N})$	$\Delta t_{cont}(\mu s)$	$F_{th,avg}^{cont}(\text{N})$	$\eta(\text{mV/N})$
11,0	31,4	56,4	9,919	32,4	55,3	8,640
	32,5	54,8	10,238	32,5	55,4	8,542
	31,6	56,6	10,030	31,8	56,7	8,707
	32,2	55,8	9,686	32,2	55,6	8,444
	31,3	57,7	9,772	31,8	56,0	8,366
	31,1	57,5	9,787	31,8	56,0	8,356
	30,8	58,5	9,614	31,2	56,8	7,930

Tabela 8 – Resultados dos Testes de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial: Tempo de Contato, Força Média Teórica e Sensitividade (**Continuação**)

$h(\text{mm})$	Eixo de Força Normal			Eixo de Força Tangencial		
	$\Delta t_{\text{cont}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}(\text{N})$	$\eta(\text{mV/N})$	$\Delta t_{\text{cont}}(\mu\text{s})$	$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}}(\text{N})$	$\eta(\text{mV/N})$
22,0	27,5	89,3	8,639	28,8	85,8	7,505
	28,0	89,2	8,597	30,4	81,7	7,563
	28,3	89,1	8,726	29,4	84,5	7,802
	30,0	83,1	9,324	29,9	85,7	7,687
	29,9	83,3	9,654	29,7	84,2	7,352
	28,7	87,4	8,966	29,2	86,0	5,993
	28,7	86,9	9,189	30,1	82,5	7,873
33,0	29,0	102,8	9,059	28,8	104,1	7,383
	28,9	103,5	8,846	28,4	106,4	7,065
	29,0	103,6	9,160	28,7	104,2	7,403
	28,8	105,4	9,208	29,5	100,7	6,997
	28,0	108,8	8,788	29,1	104,2	7,266
	28,2	107,5	9,057	28,5	105,8	7,177
	28,3	106,8	9,175	29,5	101,6	7,422
44,0	26,6	128,0	8,284	27,3	128,0	7,153
	28,6	119,4	8,534	27,0	129,6	6,859
	27,8	125,5	8,923	28,0	122,5	7,143
	27,3	127,6	8,552	27,8	124,8	6,791
	27,9	121,6	8,954	28,1	122,6	6,874
	27,2	126,8	8,587	27,3	127,2	6,814
	27,6	126,3	8,704	27,2	127,8	7,010

Considerando os valores de η apresentados na Tabela 8, a sensibilidade média do sensor uniaxial no eixo normal é de 9,142 mV/N, enquanto a sensibilidade média do sensor uniaxial no eixo tangencial é de 7,504 mV/N. Atribuindo tais valores médios de sensibilidade aos sinais provenientes dos respectivos sensores uniaxiais, é possível determinar os valores de força média de impacto a partir da Equação 3.7. Na Tabela 9, são apresentadas as medidas das componentes de força média, obtidas durante os ensaios de calibração. Os valores das interferências cruzadas $k_{t,n}$ e $k_{n,t}$, obtidos conforme descrito na Seção 3.6, também são apresentados nessa tabela.

O erro relativo médio entre as medidas de forças, mostradas na Tabela 9, e os valores teóricos de forças, mostrados na Tabela 8, é de 4,62 % para a componente de força do eixo normal. Para a componente de força do eixo tangencial, o erro é de 6,47 %. O valor médio da interferência cruzada percebida no eixo tangencial, $k_{t,n}$, é de 9,82 %, enquanto o valor médio da interferência cruzada percebida no eixo normal, $k_{n,t}$, é de 22,09 %. Tal discrepância entre as interferências cruzadas pode estar relacionada com o formato da base de sustentação dos sensores uniaxiais, que possui maior rigidez na linha do eixo normal, e também com o fato de que o ponto de aplicação da força tangencial é ligeiramente deslocado do eixo central do sensor uniaxial correspondente.

Tabela 9 – Resultados dos Testes de Calibração do Sistema de Medida de Forças Biaxial: Medida de Forças e Interferência Cruzada

$h(\text{mm})$	Eixo de Força Normal		Eixo de Força Tangencial	
	$F_{n,\text{avg}}^{\text{rise}}(\text{N})$	$k_{t,n}$	$F_{t,\text{avg}}^{\text{rise}}(\text{N})$	$k_{n,t}$
11,0	61,2	11,7 %	63,7	19,1 %
	61,4	6,8 %	63,0	21,8 %
	62,1	4,4 %	65,8	22,1 %
	59,1	8,8 %	62,6	18,6 %
	61,7	5,5 %	62,5	18,9 %
	61,5	7,0 %	62,4	25,4 %
	61,5	5,6 %	60,0	22,9 %
22,0	84,4	10,6 %	85,8	19,5 %
	83,9	11,2 %	82,4	24,1 %
	85,0	10,3 %	87,9	20,4 %
	84,8	6,6 %	87,8	23,8 %
	87,9	10,3 %	82,5	19,6 %
	85,7	11,5 %	81,8	22,3 %
	87,4	11,5 %	86,5	19,7 %
33,0	101,9	5,5 %	102,4	23,4 %
	100,2	10,5 %	100,2	23,0 %
	103,8	11,2 %	102,8	23,0 %
	106,1	10,9 %	93,9	20,5 %
	104,6	11,0 %	100,9	22,2 %
	106,6	12,6 %	101,2	23,5 %
	107,2	10,4 %	100,5	23,8 %
44,0	116,0	9,8 %	122,0	20,8 %
	111,4	12,2 %	118,5	22,7 %
	122,5	12,2 %	116,6	23,1 %
	119,4	12,4 %	112,9	23,4 %
	119,1	11,4 %	112,3	24,7 %
	119,1	10,9 %	115,5	24,0 %
	120,2	12,2 %	119,3	22,3 %

Os sinais elétricos resultantes do lançamento da esfera de uma altura de 22,0 mm são mostrados, como exemplo, na Figura 42. A primeira variação dos sinais referentes a cada eixo de medida, no período de tempo compreendido entre os instantes 200,015 ms e 200,054 ms, corresponde ao tempo de subida usado no cálculo da força média $F_{th,\text{avg}}^{\text{cont}}$. As variações posteriores do sinal são devidas à oscilação mecânica do sistema de medida, cuja frequência natural, estimada com base no período médio dos ciclos de oscilação desses sinais, é de 6,9 kHz.

Portanto, conhecendo os valores médios da sensibilidade de cada sensor e da interferência cruzada entre os eixos, é possível determinar a força média compensada nos eixos normal e tangencial através das Equações 3.7 e 3.8. As medidas das componentes de força, obtidas durante os testes de riscamento, são mostrados na Seção 4.3.

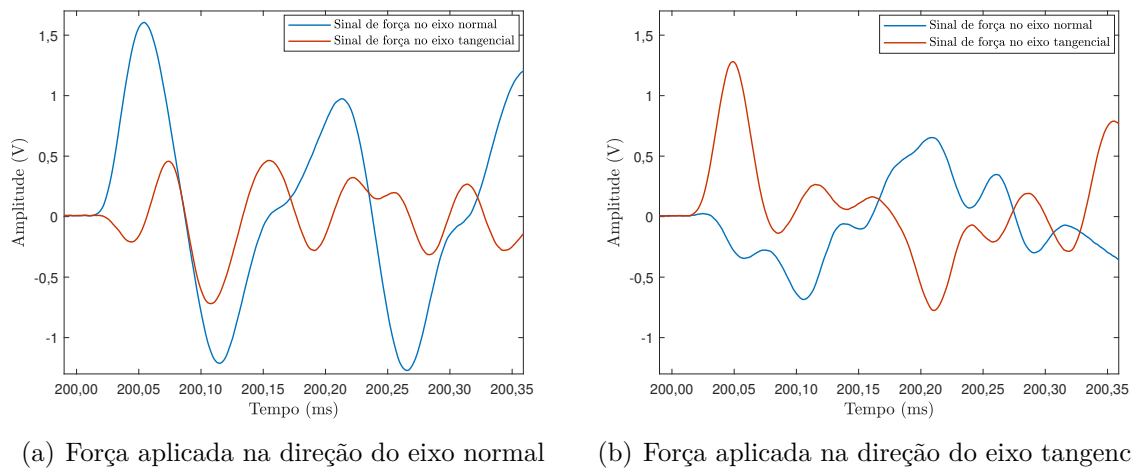


Figura 42 – Exemplos de sinais obtidos na calibração do sistema de medida de forças biaxial proposto, correspondente ao lançamento da esfera metálica a uma altura de 22,0 mm. Fonte: Autor.

4.3 Testes de Riscamento de Superfície Metálica com Único Grão Abrasivo

Após calibrado, o sistema de medida de forças biaxial foi submetido a testes de riscamento de uma superfície metálica com único grão abrasivo, a fim de se apresentar, nesta tese de doutorado, amostras dos sinais resultantes de sua utilização no estudo desse evento. Na Figura 43, é mostrada uma imagem do teste de riscamento realizado no centro de usinagem CNC, cuja configuração é descrita em detalhes na Seção 3.7.

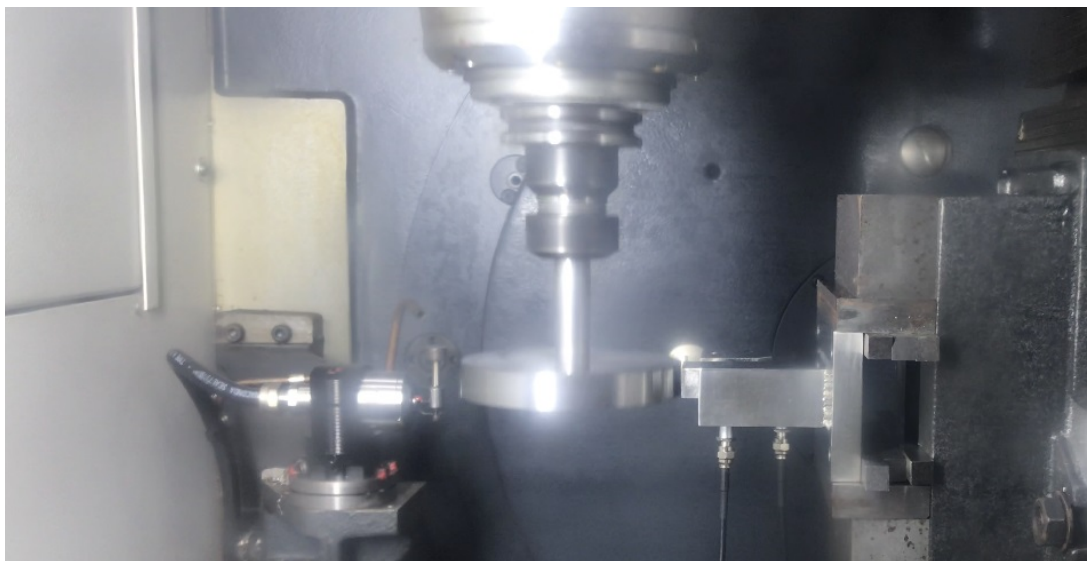


Figura 43 – Teste de riscamento de uma peça metálica com único grão abrasivo. Fonte: Autor.

Na Figura 44, é mostrada uma pequena área da superfície da peça metálica contendo os detalhes de um risco produzido com profundidade de corte programada $a_p = 10 \mu\text{m}$. Nota-se que mais de uma aresta de corte do abrasivo incidiu sobre a superfície da peça, removendo material e produzindo um estreito sulco paralelo, abaixo da linha do corte principal. As formas de onda dos sinais de força correspondentes a esse risco são ilustradas na Figura 45.



Figura 44 – Risco feito com profundidade de corte programada $a_p = 10 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.

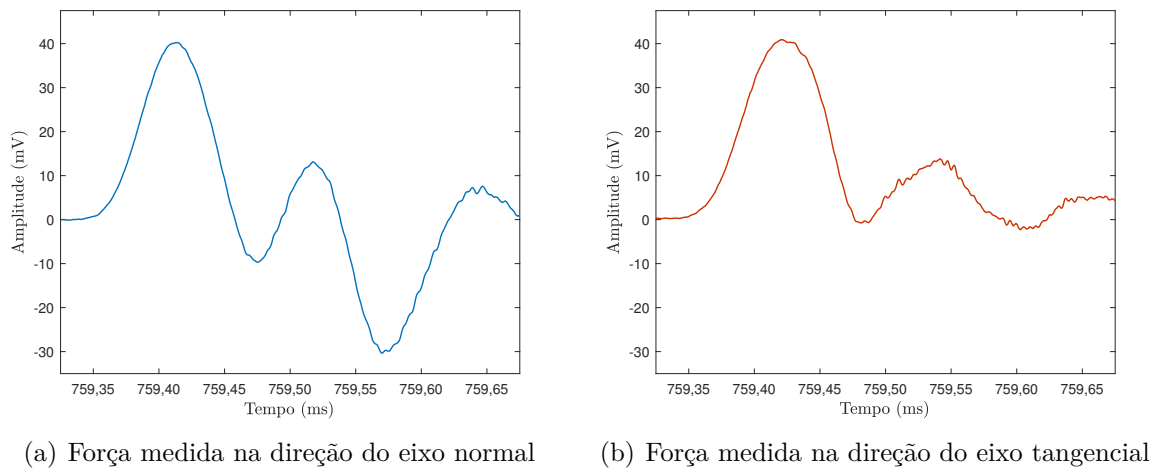


Figura 45 – Sinais de força verificados em teste de riscamento com profundidade de corte programada $a_p = 10 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.

As Figuras 46 e 47 são referentes ao risco produzido com $a_p = 20 \mu\text{m}$. É possível verificar na Figura 46 que, assim como ocorreu no teste de riscamento com $a_p = 10 \mu\text{m}$, porém com maior intensidade, foram produzidos sulcos paralelos ao corte principal. Interessante notar que nas formas de onda ilustradas na Figura 47 há diferentes níveis de força, os quais podem estar relacionados à formação dos sulcos adicionais, embora seja necessária uma análise mais abrangente para se estabelecer essa relação.

O emprego de diferentes tipos de abrasivos e ligantes poderia acrescentar informações importantes sobre a resposta do sistema de medida de forças desenvolvido. Todavia,

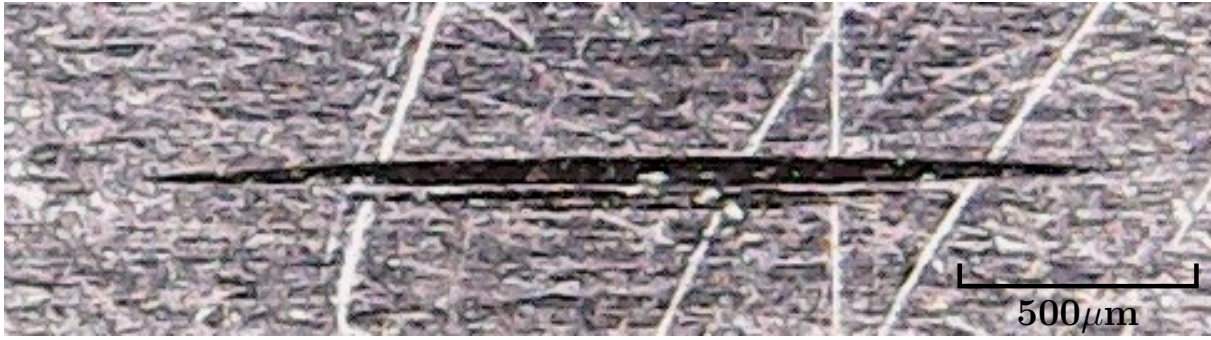


Figura 46 – Risco feito com profundidade de corte programada $a_p = 20 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.

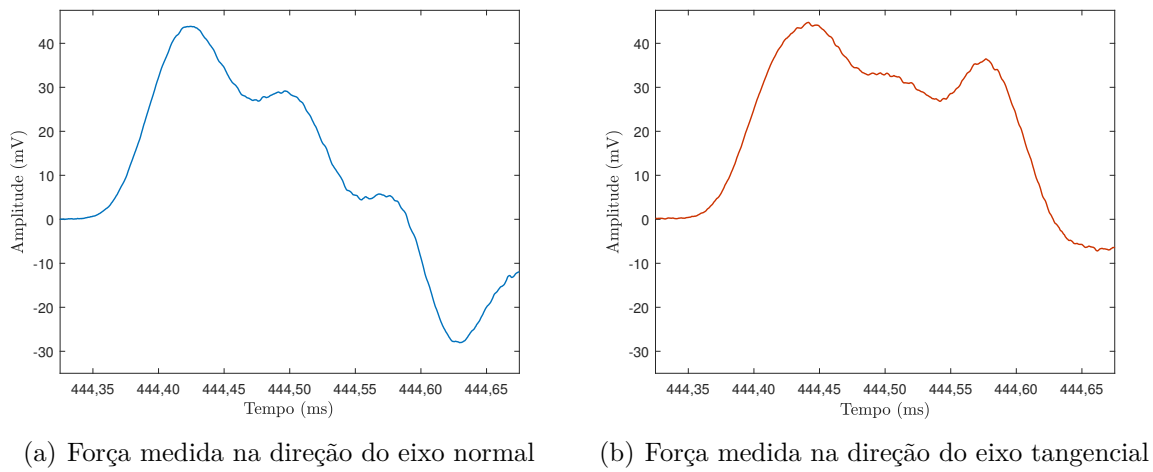


Figura 47 – Sinais de força verificados em teste de riscamento com profundidade de corte programada $a_p = 20 \mu\text{m}$. Fonte: Autor.

os sinais apresentados nesta seção exibem o comportamento desse sistema e demonstram que sua sensibilidade e sua resposta em frequência são apropriadas aos testes de riscamento. De fato, o tempo de subida do sinal representado na Figura 45(a), por exemplo, é aproximadamente $30 \mu\text{s}$ maior que o tempo médio de subida observado no eixo normal do sistema de medida durante sua calibração.

Considerando o primeiro dos quatro riscos feitos em cada ensaio, com profundidade de corte programada a_p , as forças médias $F_{n,av}^{\text{rise}}$ e $F_{t,av}^{\text{rise}}$ são calculadas através da Equação 3.7, nos períodos de tempo que compreendem a primeira subida dos sinais correspondentes. Por sua vez, os valores das componentes de força média compensada são calculados através da Equação 3.8, e mostrados na Tabela 10.

O valor máximo das componentes de força, medidas durante os testes de riscamento, corresponde a aproximadamente 15 % da faixa de medição na qual o sistema foi calibrado. Portanto, o sistema de medida de forças apresentado pode ser submetido a testes de riscamento com abrasivos de maior dureza, que teoricamente resultariam em forças com maiores magnitudes. A mesma afirmação é válida para testes de riscamento em peças fabricadas com materiais mais duros, como por exemplo a cerâmica.

Tabela 10 – Valores das Componentes de Força Média Compensada Obtidas nos Testes de Riscamento

$a_p(\mu\text{m})$	$F_{n,\text{avg}}^{\text{comp}}(\text{N})$	$F_{t,\text{avg}}^{\text{comp}}(\text{N})$
10	2,75	2,88
20	3,11	3,21
30	7,49	5,71
40	14,51	11,15
50	19,67	15,42

Nesse ponto, é importante salientar que os resultados apresentados se referem a um sistema de medida de forças construído ao custo total de R\$ 1.290,00 (US\$ 238,00), o que representa uma fração (5,6 %) do valor comercial do sistema usado como referência nos testes de calibração.

5 Conclusões

O sistema de medida de forças dinâmicas proposto nesta tese de doutorado foi projetado e construído objetivando o estudo das forças presentes no processo de retificação, mais especificamente, das forças que envolvem os mecanismos de corte de um único grão abrasivo. Composto por dois sensores de força uniaxiais, cujos transdutores são diafragmas piezelétricos de baixo custo, esse sistema responde a impulsos de força aplicados nos eixos normal e tangencial.

Esse sistema também é composto por um circuito condicionador de sinais, projetado e construído em função das respostas em magnitude e em frequência do sensor piezelétrico para a medição de pequenos sinais de força com dinâmica rápida, como testes de riscamento. A configuração usada na construção do condicionador de sinais é a de um circuito amplificador de carga. A curva teórica de resposta em frequência do circuito projetado aponta uma frequência de corte superior de aproximadamente 1 MHz.

Sua calibração foi realizada por um sistema que se vale da fusão de múltiplos sensores para calcular a força média teórica de eventos de colisão de uma esfera metálica, a qual é lançada em queda livre, de forma controlada, contra uma superfície rígida. Esse processo de calibração possui dois métodos distintos para o cálculo da força média resultante do impacto da esfera. O primeiro método considera o impulso de força durante o período em que a esfera desacelera, do início da sua colisão com a superfície de referência até o instante em que atinge a velocidade nula. O segundo método considera todo o período em que a esfera permanece em contato com a superfície, do início da sua colisão até o momento em que é rebatida.

Ambos os métodos alcançaram bons níveis de precisão e de exatidão durante os ensaios de calibração, mas o método de cálculo por tempo de desaceleração apresentou os melhores resultados. Porém, referindo-se a esse primeiro método, o limite inferior de força da sua faixa de calibração é determinado pelo peso da esfera metálica, a qual deve ter um diâmetro mínimo suficiente para refletir a luz emitida pelo sensor fotoelétrico, que compõe o sistema de calibração. Isso restringiu o seu uso na calibração do sistema de medida de forças proposto, pois a faixa de interesse de medição foi limitada em 130 N. Portanto, o método usado para a calibração do sistema de medida foi o método por tempo de contato. Como resultado desse processo de calibração, o erro relativo apresentado pelo sistema de medida foi de 4,62 % para a componente de força normal e de 6,47 % para a componente de força tangencial.

Após calibrado, o sistema de medida de forças biaxial foi submetido a testes de riscamento com único grão abrasivo, realizados em um centro de usinagem CNC. Diante

dos sinais amostrados, o sistema apresentou respostas em magnitude e em frequência apropriadas aos testes a que fora projetado. Isso permite concluir que houve êxito no seu projeto e na sua execução, e que há condições de aplicá-lo no estudo dos mecanismos de corte do processo de retificação. Também é possível afirmar que há uma relação favorável entre os custos de produção do sistema e os seus benefícios, sobretudo ao considerar o seu potencial proveito em estudos com diferentes materiais empregados na construção do rebolo.

Há a perspectiva de se aplicar o sistema desenvolvido em ensaios de riscamento com diferentes configurações, em que se pretende realizar análises microscópicas mais detalhadas dos cortes. Dentre os aspectos a serem explorados nos futuros ensaios, estão a verificação da espessura equivalente do cavaco, a medida da profundidade de corte real e a relação existente entre os parâmetros de corte e as medidas das componentes de força.

Referências

- AGARWAL, S.; RAO, P. V. Predictive modeling of force and power based on a new analytical undeformed chip thickness model in ceramic grinding. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Elsevier Ltd., v. 65, p. 68 – 78, Fev. 2013. DOI 10.1016/j.ijmachtools.2012.10.006. 39
- ANDERSON, D.; WARKENTIN, A.; BAUER, R. Experimental and numerical investigations of single abrasive-grain cutting. *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, Elsevier Ltd., v. 51, n. 12, p. 898 – 910, 2011. DOI 10.1016/j.ijmachtools.2011.08.006. 30, 78
- ATKINSON, K. E. *An Introduction to Numerical Analysis*. 2. ed. Nova York: John Wiley & Sons, Inc., 1989. 693 p. ISBN 0-471-62489-6. 77
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. *Electronic Devices and Circuit Theory*. 11. ed. Harlow: Pearson Education Limited, 2014. 928 p. ISBN 978-1-292-02563-6. 43
- BUDOYA, D. E.; BAPTISTA, F. G. A comparative study of impedance measurement techniques for structural health monitoring applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 67, n. 4, p. 912 – 924, Abril 2018. DOI 10.1109/TIM.2018.2792854. 42
- CARTER, B.; BROWN, T. R. Application Report SBOA092B. *Handbook of Operational Amplifier Applications*. Dallas: Texas Instruments, Inc., 2001. Revisado em Set. 2016. 93 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sboa092b/sboa092b.pdf>>. 43
- DINEVA, P. et al. *Dynamic Fracture of Piezoelectric Materials: Solution of Time-Harmonic Problems via BIEM*. Cham, Heidelberg, Nova York, Dordrecht, Londres: Springer, 2014. 249 p. ISBN 978-3-319-03960-2. 41
- DOTTO, F. R. L. et al. In-dressing acoustic map by low-cost piezoelectric transducer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 67, n. 8, p. 6927 – 6936, 2020. DOI 10.1109/TIE.2019.2939958. 42
- GAUTSCHI, G. *Piezoelectric Sensorics: Force, Strain, Pressure, Acceleration and Acoustic Emission Sensors, Materials and Amplifiers*. Berlim, Heidelberg: Springer, 2002. 264 p. ISBN 978-3-642-07600-8. 29, 39, 41, 50, 51, 52, 54
- GRAEME, J. G. Application Bulletin AB-045. *Op Amp Performance Analysis*. Tucson: Burr-Brown Corporation, 1993. 8 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/sboa054/sboa054.pdf>>. 47
- GRAEME, J. G. *Photodiode Amplifiers: Op Amp Solutions*. Boston, Burr Ridge, Dubuque, Madison, Nova York, San Francisco, Saint Louis: McGraw-Hill, 1995. 252 p. ISBN 0-07-024247-X. 13, 14, 55, 56, 57, 58, 59, 60, 68
- GUERRINI, G.; BRUZZONE, A. A. G.; CRENNNA, F. Single grain grinding: an experimental and FEM assessment. In: *10th CIRP Conference on Intelligent Computation in Manufacturing Engineering - CIRP ICME '16*. : Elsevier B.V., 2017. v. 62, p. 287 – 292. DOI 10.1016/j.procir.2016.07.082. 40, 78

HAHN, R. S. On the nature of grinding process. In: *Proceedings of the 3rd International Machine Tool Design & Research Conference*. Oxford, Londres, Nova York, Paris: Pergamon Press, 1963. p. 129 – 154. 37

HERMANS, C.; STEYAERT, M. Broadband opto-electrical receivers in standard CMOS. In: ISMAIL, M. (Ed.). *Analog Circuits and Signal Processing Series*. Dordrecht: Springer, 2007. ISBN 978-1-4020-6222-3. 56, 60

HOROWITZ, P.; HILL, W. *The Art of Electronics*. 3. ed. Nova York: Cambridge University Press, 2015. 1192 p. ISBN 978-0-521-80926-9. 68

HU, Y. et al. Nonlinear behavior of a piezoelectric power harvester near resonance. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, IEEE, v. 53, n. 7, p. 1387 – 1391, Jul. 2006. DOI 10.1109/TUFFC.2006.1665088. 41

JUNG, W. G. (Ed.). *Op Amp Applications*. Analog Devices, Inc., 2002. 917 p. ISBN 0-916550-26-5. Disponível em: <<http://www.analog.com/en/education/education-library/op-amp-applications-handbook.html>>. 44, 47

KANNAPPAN, S.; MALKIN, S. Effects of grain size and operating parameters on the mechanics of grinding. *Journal of Engineering for Industry*, ASME, v. 94, n. 3, p. 833 – 842, Ago. 1972. DOI 10.1115/1.3428258. 39

KLOCKE, F. *Manufacturing Processes 2: Grinding, Honing, Lapping*. Berlim, Heidelberg: Springer, 2009. 433 p. ISBN 978-3-540-92258-2. 38

LALLY, J. Technical Note TN-17. *Accelerometer Selection Considerations - Charge and ICP® Integrated Circuit Piezoelectric*. Depew: PCB Piezotronics, Inc., 2005. 5 p. Disponível em: <https://www.pcb.com/techsupport/docs/vib/TN_17_VIB-0805.pdf>. 71

LEVEN, A.; REUTER, R.; BAEYENS, Y. Unified analytical expressions for transimpedance and equivalent input noise current of optical receivers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 48, n. 10, p. 1701 – 1706, 2000. DOI 10.1109/22.873898. 56

MALKIN, S.; GUO, C. *Grinding Technology: Theory and Applications of Machining with Abrasives*. 2. ed. Nova York: Industrial Press, 2008. 368 p. ISBN 978-0-8311-3247-7. 13, 35, 36, 37, 38

MARINESCU, I. D. et al. *Handbook of Machining with Grinding Wheels*. 2. ed. Boca Raton, Londres, Nova York: CRC Press, 2016. 694 p. ISBN 978-1-4822-0670-8. 35

MURATA MANUFACTURING. *Piezoelectric Ceramics (PIEZOTITE®) Sensors*. Kyoto, 2008. Catálogo nº P19E-9. 42

MURATA MANUFACTURING. *Piezoelectric Sound Components*. Kyoto, 2018. Catálogo nº P37E-28. Disponível em: <<https://www.murata.com/-/media/webrenewal/support/library/catalog/products/sound/p37e.ashx?la=en-gb>>. 13, 42

NELSON, J. C. C. *Operation Amplifier Circuits: Analysis and Design*. Boston, Oxford, Melbourne, Singapura, Toronto, Munique, Nova Deli, Tóquio: Butterworth-Heinemann, 1995. 138 p. ISBN 0-7506-9468-8. 45, 46

OLJACA, M.; SURTIHADI, H. Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis. *Analog Applications Journal*, Texas Instruments, Inc., n. 1, p. 20 – 23, 2010. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slyt367/slyt367.pdf>>. 13, 46, 47, 48, 49

OLJACA, M.; SURTIHADI, H. Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis. *Analog Applications Journal*, Texas Instruments, Inc., n. 2, p. 24 – 28, 2010. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/an/slyt374/slyt374.pdf>>. 46

PALLÀS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. *Sensors and Signal Conditioning*. 2. ed. Nova York, Chichester, Weinheim, Brisbane, Singapura, Toronto: John Wiley & Sons, Inc., 2001. 570 p. ISBN 0-471-33232-1. 53, 54

PCB PIEZOTRONICS. *Installation Drawing M201/M211 Series Metric Force Ring*. Depew, 2010. Desenho nº M201-2010-90. Disponível em: <https://www.pcb.com/contentstore/docs/PCB_Corporate/ForceTorque/Products/Drawing/PDF/M201-2010-90-A.pdf>. 70

PCB PIEZOTRONICS. *201B03 ICP® Force Sensor Specification Sheet*. Depew, 2011. Documento nº 35154. Disponível em: <https://www.pcb.com/contentstore/docs/PCB_Corporate/ForceTorque/Products/Specsheets/201B03_D.pdf>. 70

PCB PIEZOTRONICS. *Model 482B11 Line Powered Signal Conditioner for ICP® Sensors - Installation and Operating Manual*. Depew, 2013. Documento nº 21354. Disponível em: <https://www.pcb.com/contentstore/docs/PCB_Corporate/Electronics/Products/Manuals/482B11.pdf>. 71

RAGAZZINI, J. R.; RANDALL, R. H.; RUSSELL, F. A. Analysis of problems in dynamics by electronic circuits. In: *Proceedings of the IRE*. Nova York: The Institute of Radio Engineers, Inc., 1947. v. 35, n. 5, p. 444 – 452. DOI 10.1109/JRPROC.1947.232616. 43

RIBEIRO, D. M. S. et al. Spectra measurements using piezoelectric diaphragms to detect burn in grinding process. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 66, n. 11, p. 3052 – 3063, Nov. 2017. DOI 10.1109/TIM.2017.2731038. 42

ROWE, W. B. *Principles of Modern Grinding Technology*. 2. ed. Amsterdam, Boston, Heidelberg, Londres, Nova York, Oxford, Paris, San Diego, San Francisco, Singapura, Sydney, Tóquio: William Andrew, 2014. 420 p. ISBN 978-0-323-24271-4. 13, 34, 36, 37

RUGGIERO, M. A. G.; LOPES, V. R. L. *Cálculo Numérico: Aspectos Teóricos e Computacionais*. 2. ed. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000. 395 p. ISBN 978-85-346-0204-4. 78

SCHRAND, D. Cross-talk compensation using matrix methods. *IFSA Sensors & Transducers Journal*, International Frequency Sensor Association Publishing, v. 79, n. 5, p. 1157 – 1163, 2012. ISSN 1726-5479. 81

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microelectronic Circuits*. 7. ed. Nova York, Oxford: Oxford University Press, 2015. 1436 p. ISBN 978-0-19-933913-6. 13, 43, 44, 45, 48, 49, 50

SERRIDGE, M.; LICHT, T. R. *Piezoelectric Accelerometers and Vibration Preamplifiers - Theory and Application Handbook*. Glostrup: Brüel & Kjær, 1987. 151 p. Disponível em: <<https://www.bksv.com/media/doc/bb0694.pdf>>. 13, 51, 52, 53

- STANTON, S. C. et al. Nonlinear piezoelectricity in electroelastic energy harvesters: Modeling and experimental identification. *Journal of Applied Physics*, AIP Publishing, v. 108, n. 7, p. 1 – 9, Out. 2010. DOI 10.1063/1.3486519. 41
- TIPLER, P. A.; MOSCA, G. *Physics for Scientists and Engineers, with Modern Physics*. 6. ed. Nova York: W. H. Freeman and Company, 2008. 1412 p. ISBN 978-0-7167-8964-2. 102
- VARGHESE, B. et al. Development of a sensor-integrated “intelligent” grinding wheel for in-process monitoring. In: *Annals of CIRP*. 2000. v. 49, n. 1, p. 231 – 234. DOI 10.1016/S0007-8506(07)62935-7. 39
- VEATCH, D. W.; BOGUE, R. K. NASA Reference Publication 1159. *Analog Signal Conditioning for Flight-Test Instrumentation*. Edwards: NASA Ames Research Center, 1986. 184 p. Disponível em: <https://www.nasa.gov/centers/dryden/pdf/88032main_H-1191.pdf>. 53, 54
- WALKER, J.; HALLIDAY, D.; RESNICK, R. *Fundamentals of Physics, Extended*. 10. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2014. 1448 p. ISBN 978-1-118-23072-5. 15, 76, 101, 102, 103, 104
- ZHANG, J. et al. Development of piezoelectric three-dimensional dynamometer for ϕ 300mm wafer grinder. *Advanced Materials Research*, Trans Tech Publications, v. 945 - 949, p. 2017 – 2020, 2014. DOI 10.4028/www.scientific.net/AMR.945-949.2017. 40
- ZUMBAHLEN, H. (Ed.). *Basic Linear Design*. Analog Devices, Inc., 2007. 1259 p. ISBN 0-916550-28-1. Disponível em: <<http://www.analog.com/en/education/education-library/linear-circuit-design-handbook.html>>. 47

Apêndices

APÊNDICE A – Cálculo da Força Média de Impacto

Neste apêndice, é feita uma revisão dos princípios físicos que embasam o método de calibração do sistema de medida de forças apresentado. Alguns conceitos da mecânica clássica são trazidos aqui para fundamentarem o cálculo da força média de impacto, usada como medida de referência nos testes de calibração.

A.1 O Conceito de Força

Em sua obra-prima *Philosophiae Naturalis Principia Mathematica*, cuja primeira edição data de 1687, Sir Isaac Newton apresenta os axiomas, ou as leis do movimento:

Lei 1 *Todo o corpo persevera no seu estado de repouso ou de movimento uniforme em linha reta, a não ser na medida em que é obrigado a mudar o seu estado pelas forças que lhe são impressas.*

Lei 2 *A mudança de movimento é proporcional à força motriz impressa, e dá-se ao longo da linha reta em que aquela força é impressa.*

Lei 3 *A uma ação corresponde sempre uma reação contrária e igual: ou seja, as ações de dois corpos entre si são sempre iguais e vão em direções contrárias.*

Em termos atuais, a Segunda Lei de Newton é expressa pelo conceito de momento linear¹: “A taxa temporal de variação do momento de uma partícula é igual à força resultante que age sobre a partícula e tem a mesma orientação que a força resultante” (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 224).

A unidade de força, dada em newtons (N), é definida como a força necessária para impor a um corpo com massa igual a 1 kg, a aceleração de 1 m/s²:

$$1 \text{ N} = (1 \text{ kg}) \cdot (1 \text{ m/s}^2) = 1 \text{ kg m/s}^2. \quad (\text{A.1})$$

Força é uma grandeza vetorial e, portanto, possui um módulo e uma orientação (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 96). Todavia, para efeito de simplificação, são

¹ O que atualmente é chamado de momento linear, Newton definiu como quantidade de movimento: “A quantidade de movimento é a medida do mesmo, que resulta da velocidade e da quantidade de matéria em conjunto.”

representadas nesta seção apenas grandezas unidirecionais. Matematicamente, a Segunda Lei de Newton é descrita como:

$$F = \frac{d(mv)}{dt} = \frac{dp}{dt}, \quad (\text{A.2})$$

onde m é a massa do corpo, dada em (kg), e v é a sua velocidade, dada em (m/s); o momento linear é denotado por p .

Em sistemas onde o corpo possui sua massa inalterada ao longo do tempo, essa pode ser removida da derivada parcial, o que resulta em:

$$F = m \frac{dv}{dt} = ma, \quad (\text{A.3})$$

onde a denota a aceleração impressa ao corpo pela força F . A partir da Equação A.3, a massa de um corpo é definida como a propriedade que relaciona uma força que age sobre o corpo com a aceleração resultante (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 98).

Considerando g a aceleração da gravidade, a força gravitacional que atua sobre um corpo de massa m é dada por:

$$F_g = mg. \quad (\text{A.4})$$

A.2 Impulso

Em condições de impacto ou colisão, quando um corpo recebe a ação de uma força externa por um intervalo de tempo muito pequeno, o seu momento linear muda rapidamente. A análise da força em um sistema com essas condições torna-se mais adequada, portanto, mediante sua integração no intervalo de tempo $\Delta t = t_f - t_i$, obtendo como resultado o chamado impulso:

$$J = \int_{t_i}^{t_f} dp = \int_{t_i}^{t_f} F(t) dt. \quad (\text{A.5})$$

O impulso é uma medida da intensidade e da duração da força de colisão (TIPLER; MOSCA, 2008, p. 255). Ainda, a magnitude do impulso é igual à variação do momento linear durante o intervalo de tempo Δt :

$$J = p_f - p_i = \Delta p. \quad (\text{A.6})$$

Em alguns casos é conveniente computar o impulso utilizando a força média F_{avg} , definida como a força constante que resulta no mesmo impulso que $F(t)$ na Equação A.5, considerando o intervalo de tempo Δt :

$$J = F_{\text{avg}} \Delta t. \quad (\text{A.7})$$

Graficamente, o impulso pode ser determinado pela área da curva de $F(t)$ sobre o eixo do tempo t , conforme mostrado na Figura 48.

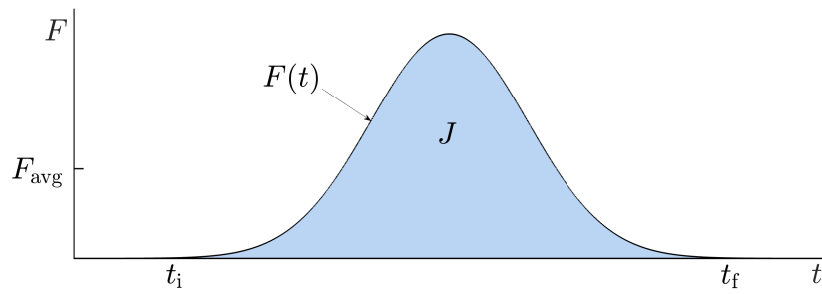


Figura 48 – Curva da intensidade da força F em função do tempo, e impulso J determinado pela área de $F(t)$ sobre o eixo t . Figura adaptada de (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 227).

A.3 Energia Cinética e Energia Potencial Gravitacional

Energia cinética é a energia associada ao estado de movimento de um corpo (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 150). Para um corpo de massa m que se move à velocidade v , sua energia cinética K é calculada por:

$$K = \frac{mv^2}{2}. \quad (\text{A.8})$$

Energia potencial é a energia associada à configuração de um sistema de objetos que exercem forças uns sobre os outros (WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014, p. 177). A energia potencial gravitacional está associada ao sistema chamado partícula-Terra, onde um corpo de massa m , que se encontra a certa altura h em relação ao plano de referência, é atraído à Terra com uma força F_g . A energia potencial gravitacional U_g pode então ser calculada através da seguinte Equação:

$$U_g = F_g h = mgh. \quad (\text{A.9})$$

As energias cinética e potencial são grandezas escalares, e têm como unidade o joule (J):

$$1 \text{ J} = 1 \text{ kg m}^2/\text{s}^2. \quad (\text{A.10})$$

A.4 Energia Mecânica e o Princípio de Conservação

A energia mecânica E_{mec} de um sistema é a soma das energias potencial U e cinética K de suas componentes. Durante o processo de transferência de energia em um sistema onde atuam apenas forças conservativas, a variação da energia mecânica é nula:

$$\Delta E_{\text{mec}} = \Delta K + \Delta U = 0. \quad (\text{A.11})$$

Portanto, o princípio de conservação da energia mecânica pode ser expresso por:

$$K_2 + U_2 = K_1 + U_1, \quad (\text{A.12})$$

onde os índices se referem a diferentes instantes durante o processo de transferência de energia ([WALKER; HALLIDAY; RESNICK, 2014](#), p. 184).

A.5 Cálculo da Força Média de Impacto

Seja U_g a energia potencial gravitacional de um objeto com massa m , que no instante t_0 se encontra a uma altura h em relação ao plano de referência. Ainda no instante t_0 , sua energia cinética é $K_0 = 0$ J, pois $v_0 = 0$ m/s. Quando o objeto é lançado em queda livre, sua velocidade cresce linearmente ao longo do tempo, enquanto sua energia potencial gravitacional é transferida à energia cinética com taxa temporal quadrática. A partir do princípio de conservação da energia mecânica, e admitindo que esse sistema seja isolado de forças externas, é possível determinar a energia cinética K_1 do objeto no instante t_1 imediatamente anterior ao impacto com o plano de referência:

$$K_1 = U_g = mgh. \quad (\text{A.13})$$

Dado que esse objeto possui massa constante, sua velocidade no instante t_1 é calculada a partir do conceito da energia cinética, demonstrado na Equação [A.8](#), resultando em:

$$v_1 = \sqrt{2gh}. \quad (\text{A.14})$$

Ao tocar o plano de referência, haja vista a terceira lei de Newton, o objeto recebe uma força com sentido contrário à sua velocidade e desacelera. No instante t_2 , sua velocidade é nula. De acordo com a Equação [A.2](#), a taxa de variação temporal do momento linear do objeto, do instante em que esse toca o plano de referência até a sua parada, está relacionada à magnitude da força exercida sobre ele. Quanto menor o tempo de desaceleração, maior a força. Destarte, o impulso verificado no processo de colisão, por meio das Equações [A.6](#) e [A.7](#), permite calcular a força média sobre o objeto durante o tempo de desaceleração $\Delta t = t_2 - t_1$:

$$F_{\text{th,avg}}^{\text{dec}} = m \cdot \frac{\Delta v}{\Delta t} = m \cdot \frac{v_1}{t_2 - t_1}. \quad (\text{A.15})$$

Também é possível calcular a força média do impacto considerando todo o intervalo de tempo em que o objeto permanece em contato com o plano. Esse intervalo é dado por $\Delta t = t_3 - t_1$, onde t_3 corresponde ao instante em que o objeto é rebatido e perde o contato com o plano a uma velocidade $-v_2$. Assim, considerando que a variação da velocidade seja $\Delta v = v_1 - (-v_2)$, a força média sobre o objeto durante o tempo de contato com o plano de referência é calculada por:

$$F_{\text{th,avg}}^{\text{cont}} = m \cdot \frac{\Delta v}{\Delta t} = m \cdot \frac{v_1 + v_2}{t_3 - t_1}. \quad (\text{A.16})$$

APÊNDICE B – Transdutor de Emissão Acústica com Diafragma Piezelétrico

Simultaneamente ao projeto do sistema de medida de forças apresentado nesta tese de doutorado, foi desenvolvido um método de encapsulamento do diafragma piezelétrico para criar um transdutor de emissão acústica (EA). A motivação para o desenvolvimento desse método de encapsulamento foi a de contribuir com o trabalho de pesquisa do querido amigo Felipe Aparecido Alexandre (*in memoriam*). Seu trabalho de pesquisa resultou na publicação de artigos periódicos científicos com grande impacto e também no depósito de um pedido de patente junto ao Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI), que diz respeito a uma técnica de monitoramento do processo de retificação por meio de sinais de EA.

O uso do diafragma piezelétrico com a finalidade de sensoriar sinais de EA é frequentemente observado em projetos de pesquisa acadêmica. Geralmente, esse dispositivo de baixo custo é fixado na superfície a ser sensorada por meio de adesivos a base de cianoacrilato. Embora o custo do diafragma piezelétrico seja extremamente acessível, o processo de fixação por adesão impossibilita que esse elemento seja reutilizado em qualquer outra aplicação. Durante a sua remoção, a base metálica, que nos modelos mais comuns tem aproximadamente 0,2 mm de espessura, não é capaz de resistir ao esforço mecânico e se deforma, fazendo com que a fina camada de cerâmica piezelétrica seja danificada e que sua atividade eletromecânica seja comprometida. Contudo, o seu notável desempenho em aplicações para o sensoramento de sinais de EA, somado ao seu baixo custo, justificaram o desenvolvimento de um encapsulamento que permitisse a sua fixação por meio magnético. Os detalhes do método de encapsulamento desenvolvido aqui são mostrados na Figura 49.

O corpo do encapsulamento metálico (1) do transdutor EA é construído a partir de um segmento de 20,0 mm de tubo de aço inoxidável austenítico 304, com diâmetro de 25,4 mm (1 pol.) e parede de 1,5 mm. A tampa (2) do encapsulamento metálico é construída a partir de um segmento de barra de aço inoxidável austenítico 304 com 22,22 mm de diâmetro (7/8 pol.) e 2,0 mm de espessura. Essa tampa (2) é soldada ao corpo do encapsulamento (1), o que proporciona ao transdutor maior proteção contra interferências eletromagnéticas e também maior robustez mecânica. Na parte do corpo (1) mais próxima do que corresponde ao topo do transdutor EA, é feita uma furação para servir de encaixe para o conector SMA (3). O diafragma piezelétrico (5) é posicionado na parte mais inferior

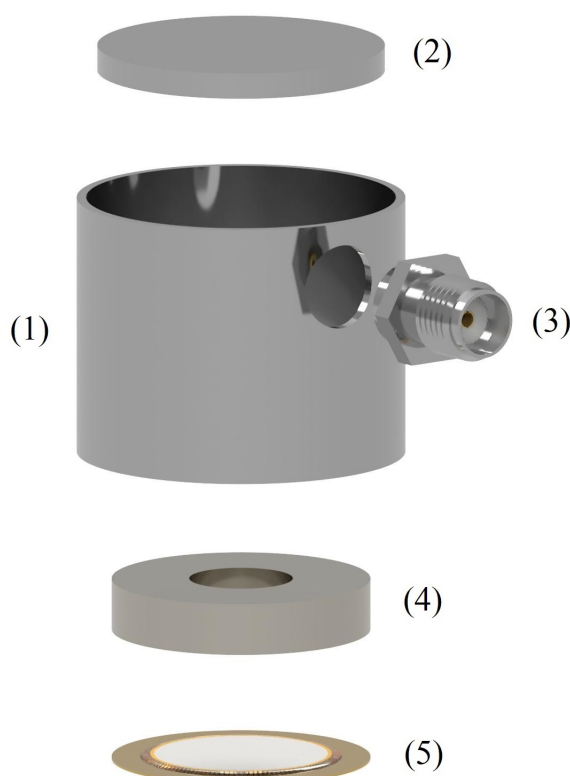


Figura 49 – Perspectiva explodida do transdutor piezelétrico encapsulado. Fonte: Autor.

do corpo do encapsulamento (1) e sua base metálica tem a face voltada para baixo, de modo que a mesma sirva de interface entre o transdutor e a superfície a ser testada. A base metálica do diafragma piezelétrico (5) é conectada eletricamente ao corpo metálico (1) do transdutor EA, o que contribui com a sua blindagem contra eventuais interferências eletromagnéticas. Um ímã de neodímio (4) em formato de anel, com dimensões de 20,0 mm x 8,0 mm x 4,0 mm (diâmetro externo x diâmetro interno x espessura) e grade magnética N35, é posicionado a 3,0 mm de distância do diafragma piezelétrico (5). Essa configuração promove uma força de atração suficiente para garantir uma boa fixação do transdutor a uma superfície metálica ferrosa. O conector SMA (3) é fixado e conectado eletricamente ao corpo do encapsulamento (1) e, por consequência, sua parte condutora externa é conectada eletricamente à base metálica do diafragma piezelétrico (5). O outro polo do conector SMA (3), chamado de condutor central, é conectado eletricamente ao eletrodo do diafragma (5) por meio de um fio condutor. O orifício do ímã de neodímio (3) serve de passagem para esse fio. O interior do transdutor EA é parcialmente preenchido com resina epóxi para reduzir a ressonância do transdutor e aumentar a sua largura de banda. O nível superior de preenchimento com resina é delimitado pela posição do conector SMA (3). Já o nível inferior de preenchimento é o mesmo nível da posição do diafragma piezelétrico (5). A resina epóxi sustenta o diafragma piezelétrico (5) e confere maior resistência mecânica à sua base metálica, bem como sustenta o ímã de neodímio (4) a uma distância fixa

acima do diafragma (5). Podem ser misturadas à resina, antes da sua cura, partículas de material com alta densidade para dispersar as ondas acústicas e reduzir a sua reflexão. O transdutor de EA, construído a partir de um diafragma piezelétrico encapsulado, é mostrado na Figura 50 abaixo.

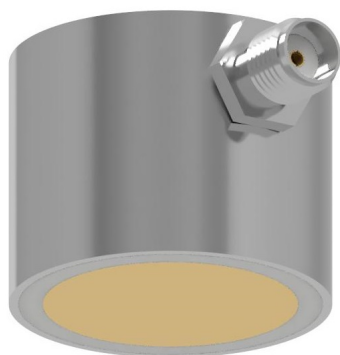


Figura 50 – Transdutor piezelétrico encapsulado. Fonte: Autor.