

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial

Humberto Leitão Riella

**DESENVOLVIMENTO DE BANCADA DE ENSAIO PARA
CARACTERIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO
DE SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO**

Florianópolis

2010

Humberto Leitão Riella

**DESENVOLVIMENTO DE BANCADA DE ENSAIO PARA
CARACTERIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO
DE SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Metrologia Científica e Industrial da Universidade
Federal de Santa Catarina para obtenção de grau de
Mestre em Metrologia

Orientador: Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr.Eng.

Florianópolis

2010

Catálogo na fonte pela Biblioteca Universitária
da
Universidade Federal de Santa Catarina

R555d Riella, Humberto Leitão

Desenvolvimento de bancada de ensaio para caracterização do comportamento dinâmico de sistemas de medição de deslocamento [dissertação] / Humberto Leitão Riella ; orientador, Carlos Alberto Flesch. - Florianópolis, SC, 2010. 214 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial.

Inclui referências

1. Metrologia científica. 2. Medição. 3. Compressores herméticos. I. Flesch, Carlos Alberto. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial. III. Título.

CDU 537.7

Humberto Leitão Riella

**DESENVOLVIMENTO DE BANCADA DE ENSAIO PARA
CARACTERIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DE
SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de “MESTRE EM METROLOGIA” e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial

Florianópolis, 28 de outubro de 2010

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr.Eng.
Orientador

Prof. Armando Albertazzi Gonçalves Jr., Dr.Eng.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:

Prof. Marco Antonio Martins Cavaco, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Arcanjo Lenzi, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Lauro Cesar Nicolazzi, Dr.Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Eng. André Paz Rosa, M.Sc.
Whirlpool S.A. - Unidade Embraco

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais e minha irmã, por toda a educação, amor e apoio incondicionais.

À minha namorada, Anelise, por tornar minha vida mais feliz, pelo companheirismo e amor demonstrados e pela paciência nos diversos momentos de ausência.

Um agradecimento especial ao meu orientador, professor Carlos Alberto Flesch, pelos ensinamentos, críticas e valiosas sugestões dadas durante o desenvolvimento do projeto.

Ao professor Lauro Nicolazzi, pela sugestão na construção da bancada e contribuição à escolha do motor de automodelo.

Ao professor Arcanjo Lenzi, por ceder o *shaker* para a realização dos ensaios e pela ajuda nas análises de vibração.

À turma 2008 do mestrado, pelos excelentes momentos de convivência.

Aos colegas do LIAE, por propiciar um ambiente de trabalho tão agradável e prazeroso, pela ajuda na montagem da bancada e pelas diversas sugestões de melhoria.

Aos funcionários da Embraco, especialmente ao André e Moisés, pelo suporte técnico e direcionamento.

RESUMO

A medição do deslocamento do pistão de compressores herméticos, por exemplo, na caracterização do diagrama PV, proporciona não somente dados concretos para a etapa de pesquisa e desenvolvimento, como também oferece informações importantes para o controle da qualidade desses produtos. Atualmente há uma forte tendência à miniaturização de compressores. Nesse caso, a redução dos volumes das câmaras de compressão é compensada pelo aumento da frequência de operação. Estudo realizado junto à empresa líder mundial na fabricação de compressores evidenciou que os métodos de medição de deslocamento do pistão para compressores que operam a 60 Hz atendem as necessidades. Não há segurança, no entanto, para frequências de operação acima de 100 Hz. Para que esse comportamento seja melhor compreendido, é necessária a determinação do comportamento dinâmico do transdutor de deslocamento atualmente utilizado, especialmente do atraso de fase. Para determinação do atraso, compara-se o sinal de deslocamento do transdutor atualmente utilizado com o de um transdutor de referência cujo comportamento é conhecido. Essa comparação deve ser feita em diferentes frequências, estabelecendo assim uma tendência para o comportamento do atraso. O objetivo deste trabalho é a construção de uma bancada de testes capaz de simular o deslocamento do pistão de um compressor que opera a frequências elevadas, com possibilidade de controle e seleção da frequência de operação. São mostradas as etapas de desenvolvimento do sistema, com especificação e seleção dos componentes utilizados. Além disso, é proposto um método de cálculo do atraso baseado no cruzamento dos sinais por um valor de referência. Como resultado, tem-se uma bancada funcional e automatizada. Ademais, a validação do método proposto permitiu a caracterização do atraso do transdutor atualmente empregado.

Palavras-chave: medição de deslocamento, pistão de compressores, alta frequência, atraso do sinal, desenvolvimento de bancada de testes.

ABSTRACT

Measuring the displacement of hermetic compressors piston, for example in the characterization of PV diagram, not only provides concrete data for research and development but also important information for quality control of such products. Nowadays there is a strong trend towards miniaturization of compressors. In this case, the volume reduction of compression chambers is compensated with an increase in the frequency of operation. Study carried out with the worldwide leader in compressor production has shown that methods employed for piston displacement measurement meet the requirements. There is no guarantee, however, for frequencies of operation above 100 Hz. In order to fully comprehend this behavior, one needs to assess the dynamic behavior of the displacement transducer currently used, especially concerning phase lag. In order to determine this lag, one needs to compare the displacement signal of the transducer currently used with a reference transducer, whose behavior is known. This comparison must be done at different frequencies, thus establishing a trend for the phase-lag behavior. The objective on this thesis is the construction of a test bench capable of simulating the displacement of a compressor's piston operating at high frequencies, with the possibility of controlling and selecting frequency of operation. Each step, including specification and selection of the components used, is also depicted. Besides, a method for calculating the lag based on signals crossing through reference values is also proposed. As a result, there is a fully functional and automatized test bench. Additionally, validation of the proposed method has allowed characterization of the transducer currently employed.

Key-words: displacement measurement, compressors piston, high frequency, signal lag, development of test bench.

LISTA DE FIGURAS

2.1	Circuito de refrigeração. Fonte (16).	35
2.2	Esquema de um compressor hermético. Fonte (5).	36
2.3	Representação do mecanismo do compressor alternativo. Fonte (18).	36
2.4	Diagrama pressão-ângulo da manivela para um ciclo ideal. Fonte (13).	38
2.5	Mecanismo do compressor linear. Fonte (20).	39
2.6	Esquema de lubrificação pelo próprio fluido refrigerante. Fonte (20).	40
2.7	Diagrama PV de um compressor. Fonte (5).	43
2.8	Diagrama PV real. Fonte (13).	43
2.9	Detalhe mostrando perdas no diagrama PV real. Fonte (13).	44
2.10	Vista do LVDT com as bobinas primária (A) e secundária (B). Fonte (27).	45
2.11	Sinais de sincronismo e do FLDT a partir de ensaio em compressor.	47
2.12	FLDT e sensor de sincronismo instalados no compressor.	48
3.1	Unidade de tratamento de sinais e controle e o <i>shaker</i> propriamente dito.	49
3.2	Sinais do FLDT e acelerômetro no <i>shaker</i>	50
3.3	Acelerômetro piezoelétrico. Fonte (30).	53
3.4	Fenômeno da piezoelectricidade quando submetido a <i>stress</i> mecânico (caso <i>a</i>) e a carga elétrica (caso <i>b</i>).	54
3.5	Relação logarítmica entre velocidade, aceleração e deslocamento. Fonte (33).	56
3.6	Princípio de funcionamento do transdutor capacitivo. Fonte (35).	60
3.7	Princípio de funcionamento. Fonte (37).	61
3.8	Princípio de funcionamento do transdutor. Fonte (13).	62

3.9	Resposta do transdutor de fibra óptica sem compensação de refletividade.	62
3.10	Resposta do transdutor de fibra óptica com compensação de refletividade.	63
3.11	Transdutor de triangulação a laser. Fonte (42).	64
3.12	Mecanismo biela-manivela de um compressor hermético de simples estágio. Fonte (43).	65
3.13	Vista do motor EC. Fonte (56).	73
3.14	Motor de automodelo utilizado.	74
3.15	Condicionador de sinais e transdutor <i>eddy</i> utilizados. Fonte (13).	76
3.16	Transdutor de fibra óptica utilizado.	77
3.17	Acoplamento utilizado.	78
3.18	Diagrama de blocos da bancada.	79
3.19	Bancada de testes desenvolvida.	80
3.20	Modelagem do projeto de fixação da bancada.	82
3.21	Vista superior do projeto de fixação.	82
3.22	Conjunto único de fixação e haste para o FLDT.	83
3.23	Condição típica de desalinhamento. Fonte (59).	84
3.24	Tipos de desalinhamento. Fonte (61).	85
3.25	Desvio máximo do desalinhamento por rotação do eixo. Fonte (59).	86
3.26	Bloco estrutural do sistema de medição.	87
3.27	Tela do software de aquisição de dados.	89
3.28	Curva de rotação por tensão obtida para o motor.	90
3.29	Detalhe do ponto de medição e das curvas em intervalo com 95% de confiança.	91
4.1	Novo conjunto suporte-haste para utilização com transdutor.	97
4.2	Saída típica da um transdutor Hall linear com tensão de alimentação de 5 V.	99
5.1	Coeficiente de sensibilidade obtido para o FLDT.	102
5.2	Sinais de referência e FLDT adquiridos.	103
5.3	Sinais de referência do <i>eddy</i> e da fibra óptica.	104
5.4	Nomenclatura utilizada para as variáveis na determinação do valor de referência da fibra.	105

5.5	FFT do sinal de deslocamento a 100 Hz.	107
5.6	FFT do sinal de deslocamento a 300 Hz.	107
5.7	Comparação entre sinal do FLDT e senoide pura a 100 Hz.	108
5.8	Comparação entre sinal do FLDT e senoide pura a 300 Hz.	109
5.9	Velocidade obtida a partir da derivada do sinal do FLDT a 100 Hz.	109
5.10	Velocidade obtida a partir da derivada do sinal do FLDT a 300 Hz.	110
5.11	Variação da tensão DC em três ensaios diferentes. . . .	111
5.12	Sinal do FLDT a 100 Hz com componente DC eliminada. Escala ajustada propositalmente para mostrar assimetria.	111
5.13	Efeito da variação da componente DC no sinal.	112
5.14	Efeito da variação da componente DC no sinal na defasagem.	112
5.15	Variação de amplitude do sinal de deslocamento com a frequência.	113
5.16	Variação do ponto de cruzamento do transdutor de fibra óptica a 100 Hz.	115
5.17	Variação do ponto de cruzamento do transdutor <i>eddy</i> a 100 Hz.	115
5.18	Variação do ponto de cruzamento do FLDT a 100 Hz. .	116
5.19	Variação do ponto de cruzamento do transdutor de fibra óptica a 300 Hz.	116
5.20	Variação do ponto de cruzamento do transdutor <i>eddy</i> a 300 Hz.	117
5.21	Variação do ponto de cruzamento do FLDT a 300 Hz. .	117
5.22	Pequenas alterações no ponto de cruzamento por zero. .	119
5.23	Variação da temperatura nas duas medições.	121
5.24	Sinal da fibra óptica durante período de estabilização e medição <i>haste grande</i>	121
5.25	Sinal do <i>eddy</i> durante período de estabilização e medição <i>haste grande</i>	122

5.26	Sinal do <i>eddy</i> durante período de estabilização e medição <i>haste pequena</i>	123
5.27	Sinal da fibra óptica durante período de estabilização e medição <i>haste pequena</i>	123
5.28	Atraso entre sinais de referência para cada método de cálculo.	125
5.29	Atraso dos sinais de referência para <i>Falling edge</i>	125
5.30	Atraso dos sinais de referência para <i>Rising edge</i>	126
5.31	Atraso entre as referências em <i>Falling edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	127
5.32	Atraso entre as referências em <i>Rising edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	128
5.33	Atraso entre FLDT e <i>eddy</i> para <i>Falling edge</i>	129
5.34	Atraso entre FLDT e <i>eddy</i> para <i>Rising edge</i>	129
5.35	Atraso entre FLDT e <i>eddy</i> para <i>Falling edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	130
5.36	Atraso entre FLDT e <i>eddy</i> para <i>Rising edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	130
5.37	Atraso entre FLDT e fibra óptica para <i>Falling edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	131
5.38	Atraso entre FLDT e fibra para <i>Rising edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	132
5.39	Atraso entre FLDT e fibra para <i>Falling edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	133
5.40	Atraso entre FLDT e fibra para <i>Rising edge</i> , desconsiderando 200 Hz.	133
5.41	Circuito do filtro passa-baixas.	135
5.42	Atrasos calculados para filtro com frequência de corte de 428,8 Hz.	135
5.43	Atrasos calculados para filtro com frequência de corte de 1591 Hz.	136
5.44	Amplitude de vibração em cada eixo.	137
A.1	Princípio de funcionamento do transdutor capacitivo. Fonte (72).	160
A.2	Esquema construtivo do LVDT. Fonte (73).	163

A.3	Modelagem matemática do transdutor baseada nas relações de indutância mútua. Fonte (33).	164
A.4	Relação entre a tensão de saída e o ângulo da fase de acordo com a posição do núcleo. Fonte (73).	166
A.5	Princípio de funcionamento do transdutor. Fonte (74).	168
A.6	Condicionamento de sinal do transdutor.	169
A.7	Transdutor <i>eddy</i> com unidade de tratamento de sinal. Fonte (75).	169
A.8	Profundidade de penetração das correntes. Fonte (74).	170
A.9	Tensão de saída em função da distância para diferentes frequências.	172
A.10	Influência da geometria da peça. Fonte (76).	173
A.11	Sensibilidade em função da distância entre transdutor e material.	173
A.12	Efeito da blindagem no campo magnético. Fonte (38).	174
A.13	Resposta de um transdutor Hall analógico. Fonte (77).	177
A.14	Resposta de um transdutor Hall digital. Fonte (77).	178
A.15	Aspecto construtivo do transdutor de fibra óptica. Fonte (79).	180
A.16	Influência da configuração das fibras no sinal de saída.	181
A.17	Influência da distância no sinal de saída. Fonte (40).	182
A.18	Sinal de saída do transdutor. Fonte (80).	182
A.19	Princípio de funcionamento do transdutor de triangulação a laser.	184
A.20	Estrutura de um acelerômetro. Fonte (24).	187
A.21	Resposta em frequência típica de um acelerômetro piezoelétrico. Fonte (33).	188
A.22	Amplificador de carga típico. Fonte (33).	190
B.1	Curvas de deriva térmica para diversos ensaios.	192
C.1	Atraso entre os sinais de referência em <i>Falling edge</i> , método 3	195
C.2	Atraso entre as referências em <i>Rising edge</i> , método 3.	196
C.3	Atraso entre os sinais de referência em <i>Falling edge</i> , método 4.	197
C.4	Atraso entre os sinais de referência em <i>Rising edge</i> , método 4.	197

C.5	Atraso entre FLDT e eddy em <i>Falling edge</i>	198
C.6	Atraso entre FLDT e eddy em <i>Rising edge</i>	198
C.7	Atraso entre FLDT e fibra em <i>Falling edge</i> , método 3 .	199
C.8	Atraso entre FLDT e fibra óptica em <i>Rising edge</i> , método 3	199
C.9	Atraso entre FLDT e fibra óptica em <i>Falling edge</i> , método 4	200
C.10	Atraso entre FLDT e fibra óptica em <i>Rising edge</i> , método 4	200
D.1	FFT do sinal de vibração vertical a 100 Hz.	201
D.2	FFT do sinal de vibração vertical a 150 Hz.	202
D.3	FFT do sinal de vibração vertical a 190 Hz.	202
D.4	FFT do sinal de vibração vertical a 200 Hz.	203
D.5	FFT do sinal de vibração vertical a 210 Hz.	203
D.6	FFT do sinal de vibração vertical a 250 Hz.	204
D.7	FFT do sinal de vibração vertical a 300 Hz.	204
E.1	FFT do sinal de vibração lateral a 100 Hz.	205
E.2	FFT do sinal de vibração lateral a 150 Hz.	206
E.3	FFT do sinal de vibração lateral a 190 Hz.	206
E.4	FFT do sinal de vibração lateral a 200 Hz.	207
E.5	FFT do sinal de vibração lateral a 210 Hz.	207
E.6	FFT do sinal de vibração lateral a 250 Hz.	208
E.7	FFT do sinal de vibração lateral a 300 Hz.	208
F.1	FFT do sinal de vibração radial a 100 Hz.	209
F.2	FFT do sinal de vibração radial a 150 Hz.	210
F.3	FFT do sinal de vibração radial a 190 Hz.	210
F.4	FFT do sinal de vibração radial a 200 Hz.	211
F.5	FFT do sinal de vibração radial a 210 Hz.	211
F.6	FFT do sinal de vibração radial a 250 Hz.	212
F.7	FFT do sinal de vibração radial a 300 Hz.	212
A.1	<i>Datasheet</i> do amplificador do FLDT. Fonte (87). . . .	214

LISTA DE TABELAS

3.1	Comparação entre os sistemas de medição.	69
5.1	Valores, em graus, correspondentes ao desvio padrão dos pontos de cruzamento para cada sinal.	118
5.2	Informações sobre os filtros analógicos.	134
5.3	Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração vertical (eixo y). . .	138
5.4	Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração lateral (eixo x). . .	138
5.5	Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração radial (eixo z). . .	138

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D	Analógico - Digital
AC	<i>Alternating Current</i>
C	Capacitor
CCD	<i>Charge Coupled Device</i>
CPT	<i>Counts Per Turn</i>
DC	<i>Direct Current</i>
Embraco	Whirlpool S.A. – Unidade Embraco de Compressores e Soluções de Refrigeração
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FLDT	<i>Fast Linear Displacement Transducer</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
Labmetro	Laboratório de Metrologia e Automatização
LIAE	Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaios Aplicados à Refrigeração
LVA	Laboratório de Vibrações e Acústica do Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC
LVDT	<i>Linear Variable Differential Transformer</i>
PMI	Ponto morto inferior
PMS	Ponto morto superior
PZT	Titanato zirconato de chumbo
R	Resistor
RPM	Rotações por minuto
RTSC	<i>Real Time Surface Compensation</i>
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
VCC	<i>Variable Capacity Compressor</i>
VFFM	Valor final da faixa de medição

SUMÁRIO

1	Introdução	27
1.1	Contextualização	27
1.2	Proposta de trabalho	29
1.3	Estrutura da dissertação	30
2	Compressores de refrigeração e o diagrama PV	33
2.1	Circuito de refrigeração	34
2.1.1	Modelo da unidade compressora	35
2.1.2	Processo de compressão	37
2.1.3	Compressor linear	38
2.2	Aplicação do diagrama PV na análise de compressores	40
2.3	Medição de deslocamento no processo de obtenção do diagrama PV	44
3	Estudo de caso de comportamento dinâmico de um sistema de medição para aplicação em compressores	49
3.1	Descrição do ensaio	50
3.2	Limitações de análise usando <i>shaker</i>	50
3.3	Desenvolvimento de bancada específica	52
3.3.1	Concepção geral	52
3.3.2	Transdutores considerados	53
3.3.3	Aplicabilidade dos transdutores para bancada de testes	67
3.3.4	Componentes utilizados	69
3.3.5	Sistema mecânico	80
3.3.6	Importância do alinhamento	83
3.4	Desenvolvimento do software	86
3.4.1	Software de aquisição de dados durante ensaio	88
3.4.2	Software de tratamento de sinais e detecção do atraso	91

4	Contribuição à seleção de princípios de operação de transdutores de deslocamento aplicáveis ao problema em questão	93
4.1	Alternativas de utilização de transdutores de deslocamento aplicáveis ao problema específico da bancada de testes	93
4.1.1	Estabelecimento de características desejáveis para o sistema de medição de deslocamento na bancada de testes	94
4.1.2	Transdutores potencialmente aplicáveis ao problema	94
4.2	Contribuição à seleção de transdutores aplicáveis ao problema específico do compressor	96
4.2.1	Estabelecimento de características desejáveis para o sistema de medição de deslocamento em compressores	97
4.2.2	Transdutores potencialmente aplicáveis ao problema da medição no compressor	98
4.3	Conclusões acerca dos transdutores de deslocamento aplicáveis ao problema	100
5	Resultados experimentais	101
5.1	Características básicas do FLDT	101
5.2	Análise dos sinais de deslocamento	102
5.2.1	Determinação dos pontos de referência	103
5.2.2	Características dos sinais de referência e deslocamento	106
5.3	Influência do tempo de estabilização nos sinais de referência	120
5.4	Defasagem do sinal	124
5.4.1	Determinação do melhor método	124
5.4.2	Atraso dos sinais de referência	124
5.4.3	Atraso do FLDT em relação ao transdutor <i>eddy</i>	128
5.4.4	Atraso do FLDT em relação à fibra óptica	131
5.5	Defasagem com atraso conhecido	134
5.6	Ensaio de vibração da bancada	136
5.7	Conclusões acerca dos resultados experimentais	139

6	Conclusões e propostas para trabalhos futuros	143
6.1	Conclusões	143
6.1.1	Acerca da bancada desenvolvida	144
6.1.2	Acerca do cálculo da defasagem dos sinais	145
6.1.3	Acerca dos transdutores disponíveis	146
6.1.4	Acerca dos objetivos alcançados	147
6.2	Perspectivas para trabalhos futuros	147
	Referências	151
	Apêndice A – Princípio de funcionamento dos sistemas de medição de deslocamento escolhidos	159
A.1	Transdutores capacitivos	159
A.2	Transdutores indutivos e magnéticos	162
A.2.1	LVDT	162
A.2.2	Transdutores <i>eddy</i>	167
A.2.3	Transdutor Hall	175
A.3	Transdutores ópticos	179
A.3.1	Transdutores de fibra óptica	179
A.3.2	Transdutores de triangulação a laser	183
A.4	Acelerômetro	186
A.4.1	Faixa de Frequência	188
A.4.2	Amplificadores para acelerômetros piezoelétricos	190
	Apêndice B – Levantamento de deriva térmica do FLDT	191
	Apêndice C – Defasagens observadas nos sinais	195
C.1	Entre os sinais de referência	195
C.1.1	Método 3	195
C.1.2	Método 4	197
C.2	Atraso do FLDT em relação ao transdutor <i>eddy</i>	198
C.3	Atraso do FLDT em relação ao transdutor de fibra óptica	199
C.3.1	Método 3	199
C.3.2	Método 4	200

Apêndice D – Transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal de

vibração vertical	201
Apêndice E – Transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal de vibração lateral	205
Apêndice F – Transformada rápida de Fourier (FFT) do sinal de vibração radial	209
Anexo A – <i>Datasheet</i> do amplificador do FLDT	213

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Sistemas de refrigeração por compressão mecânica de vapores são utilizados em ampla escala e em diversas aplicações na sociedade. O compressor alternativo é o tipo mais amplamente utilizado na área da refrigeração, principalmente em aplicações domésticas (1). Praticamente todas as aplicações de pequeno porte, tais como geladeiras, congeladores e aparelhos de ar condicionado residencial utilizam compressores herméticos.

Em um ambiente doméstico, os refrigeradores são responsáveis por aproximadamente 30% do consumo total de energia elétrica (2). Impulsionados por programas de regulação de energia cada vez mais exigentes, os fabricantes buscam constantemente aprimorar seus produtos.

Nos compressores, a melhora do rendimento consiste em modificações ou otimização dos mecanismos que compõem o equipamento e é objeto de incessante pesquisa por parte dos fabricantes. Ganhos, mesmo que pequenos, consistem numa economia expressiva de energia (3) e se traduzem principalmente em vantagem comercial.

Ciente disso, a empresa líder mundial na produção de compressores herméticos para refrigeradores domésticos, investe fortemente nas áreas de pesquisa e desenvolvimento e controle de qualidade de seus produtos, características que podem ser corroboradas se considerarmos que mais de 70% das vendas referem-se a produtos lançados nos últimos quatro anos e de que o compressor VCC está entre as dez invenções brasileiras mais significativas dos últimos dez anos (4).

As modificações que visam melhoria no desempenho do com-

pressor podem ser avaliadas através de simulações, mas sempre são validadas através de ensaios (5), os quais, por sua vez, envolvem medições.

Um dos grandes desafios metrológicos atuais na indústria de compressores é a realização de medições internas às unidades herméticas. Aquilo que atualmente já é tarefa pouco dominada no meio industrial passa a ser ainda mais crítico nos produtos com características inovadoras, como os compressores de CO_2 (6) e microcompressor (7). A utilização destes vem sendo bastante testada em sistemas de refrigeração de processadores para *laptop* (8, 9), onde o superaquecimento é mais frequente devido ao tamanho reduzido.

Certamente, o aspecto mais desafiador no projeto de compressores para baixas capacidades são as elevadas velocidades necessárias para garantir uma capacidade de refrigeração adequada. Nesse aspecto, mancais magnéticos são cruciais para proporcionar, através da redução da fricção mecânica, um aumento na eficiência e na abrangência de aplicação de compressores de tamanho reduzido (10).

Por apresentarem volumes extremamente pequenos (possuindo aproximadamente 100 milímetros de comprimento e 17 milímetros de diâmetro, um volume 10 vezes menor do que o de um compressor comum), a colocação de instrumentos internos representa retroações na maioria das vezes inaceitáveis sobre o desempenho do compressor. Uma das frentes de trabalho mais críticas no momento é a medição de grandezas mecânicas em compressores de alta frequência.

O sistema de medição atualmente empregado para medição de deslocamento, de fundamental importância para a confecção do diagrama PV em compressores que operam a 60 Hz, parece não atender às exigências quando se trata de compressores que operam em frequências bem mais elevadas, uma vez que ocorrem deformações no diagrama, levando a uma resposta não-confiável a respeito das perdas mecânicas do compressor.

Embora pequenas, essas deformações acarretam erros que variam de (0,5 a 3) W na potência do compressor¹.

Adicionalmente, os fatores que levam à falta de confiabilidade do resultado ainda não estão compreendidos na sua totalidade, já que

¹Dados obtidos com especialistas da empresa parceira

não se sabe se, de fato, o sistema de medição atualmente empregado não é adequado para medições em frequências mais elevadas, ou se é resultado de outras influências ainda desconhecidas. Assim sendo, torna-se fundamental que o atual sistema de medição seja detalhadamente estudado, de maneira que se possa aprovar ou reprovar a utilização do mesmo e, caso a reprovação aconteça, uma nova alternativa de solução seja proposta.

Os compressores comumente utilizados operam em uma faixa, tipicamente de 50 Hz ou 60 Hz, ou seja, o motor do compressor (e consequentemente seu pistão) realizam entre 3000 e 3600 rotações por minuto, respectivamente. No caso dos minicompressores, uma vez que a massa total do sistema é significativamente menor, é possível trabalhar com até 250 Hz.

Além de baixa incerteza de medição do deslocamento, é necessário também que o sinal não apresente defasagem em frequência maior do que um grau para a maior frequência de trabalho do compressor (250 Hz).

A justificativa para tal é que, se o sinal de deslocamento começa a defasar com o aumento da frequência, o diagrama PV sofre distorção, o que leva a erros na determinação das características do compressor.

1.2 Proposta de trabalho

A proposta de trabalho desta dissertação é o desenvolvimento de uma bancada de ensaios de comportamento dinâmico de sistemas de medição de deslocamento.

Uma vez que praticamente inexistente bibliografia referente à medição de deslocamento de pistões de compressores que operam em frequências elevadas, destaca-se o caráter pioneiro do estudo.

Ao fim deste trabalho, espera-se que os seguintes itens tenham sido atendidos:

- estudo da disponibilidade e aplicabilidade de transdutores para medição de deslocamento em altas frequências;
- determinação do comportamento do atraso no sinal de deslocamento do transdutor atualmente empregado pela empresa que

serviu de estudo de caso;

- construção de bancada de testes para medição de deslocamento e determinação de características dinâmicas;
- automatização da medição de deslocamento na bancada de testes;
- manual, com padronização dos experimentos na bancada de testes.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em seis capítulos. O capítulo dois inicia com uma descrição sobre o circuito de refrigeração no qual estão inseridos os compressores. Descreve-se especialmente o conjunto pistão-biela-virabrequim, seguido de detalhes sobre a aplicação do diagrama PV na análise de compressores. Adicionalmente, descreve-se o sistema de medição atualmente empregado.

No capítulo três mostram-se os motivos que levaram à construção da bancada de deslocamento, as etapas de desenvolvimento, bem como o funcionamento dos softwares de aquisição e controle de frequência rotacional e tratamento de sinais.

O capítulo quatro trata das alternativas disponíveis comercialmente para resolver o problema da medição do deslocamento em frequências elevadas, tanto para o caso da bancada desenvolvida, como para compressores de pequeno volume e alta frequência, levando-se em consideração características tais como tamanho, custo, robustez e frequência de corte.

No capítulo cinco faz-se uma análise detalhada dos resultados experimentais obtidos, no qual são descritos os métodos utilizados para determinação dos valores de referência dos sinais. Descrevem-se também as características observadas no sinal do transdutor de deslocamento que prejudicam a determinação desses valores de referência. Além disso, faz-se também um estudo do comportamento vibratório da bancada, visando um melhor entendimento de sua influência no deslocamento, que é a variável de interesse.

Por fim, apresentam-se as conclusões acerca do trabalho realizado e sugestões para continuidade do mesmo.

2 COMPRESSORES DE REFRIGERAÇÃO E O DIAGRAMA PV

Os primeiros compressores alternativos para refrigeração foram desenvolvidos em meados de 1860. Desde lá, o mecanismo de compressão praticamente não sofreu alteração, havendo apenas melhorias construtivas e emprego de novos materiais (11).

Nas décadas de 1960 e 1970 houve uma melhora significativa em termos tecnológicos, possibilitando que os compressores passassem a operar em rotações mais elevadas, com aprimoramentos nas válvulas. No início da década de 1970, com a crise energética, os fabricantes de compressores viram-se obrigados a investir maciçamente em pesquisa e desenvolvimento. Similarmente, na década de 1990, com o fenômeno da globalização, houve um aumento significativo da concorrência e, conseqüentemente, da vanguarda dos produtos. Essa necessidade refletiu-se na redução do tempo de projeto, do tempo de ensaio de protótipos, além de uma melhora dos ensaios em campo, no lançamento de novas linhas e na acurada avaliação mercadológica (5).

Essa mudança de paradigma é corroborada com o lançamento de diversos modelos que visam não somente a redução do consumo de energia elétrica, como os compressores VCC, como também de tamanho, tal como os minicompressores. Assim sendo, não restam dúvidas de que os desafios tornaram-se permanentes e estão presentes no cotidiano de qualquer fabricante que almeja uma posição de destaque no mercado mundial.

2.1 Circuito de refrigeração

Os sistemas de refrigeração têm a função de resfriar determinado ambiente de forma controlada (12, 13). A diminuição da temperatura do ambiente que se deseja refrigerar é feita através do ciclo termodinâmico, cuja finalidade é a extração de calor da fonte de baixa temperatura. Todos os outros processos do ciclo ocorrem para transferir a energia retirada da fonte de baixa temperatura para um ambiente conveniente de alta temperatura (14). Para realizar a transferência de calor através do circuito de refrigeração, utiliza-se uma substância com características específicas, chamada de fluido refrigerante.

O ciclo simples de refrigeração de compressão é composto por quatro processos: expansão, vaporização, compressão e condensação (15). Esse ciclo, com o processo mecânico de compressão e mudança de fase, é composto pelo menos pela junção de cinco elementos: evaporador, condensador, dispositivo de expansão, compressor e dutos (5).

O compressor succiona fluido refrigerante na forma gasosa e sob baixa pressão vindo do evaporador e o descarrega no condensador, também na forma gasosa, com temperatura e pressão mais elevadas. No condensador, através da transferência de calor para o ambiente externo, o gás é condensado.

Já na forma líquida, o fluido refrigerante passa pelo dispositivo de expansão (também chamado de tubo capilar ou válvula de expansão), onde sofre uma brusca queda de pressão, para em seguida circular pelo evaporador, onde absorve o calor do ambiente que se deseja resfriar e vaporizando-se onde, a partir desse ponto, o ciclo recomeça. O circuito de refrigeração descrito pode ser observado na figura 2.1.

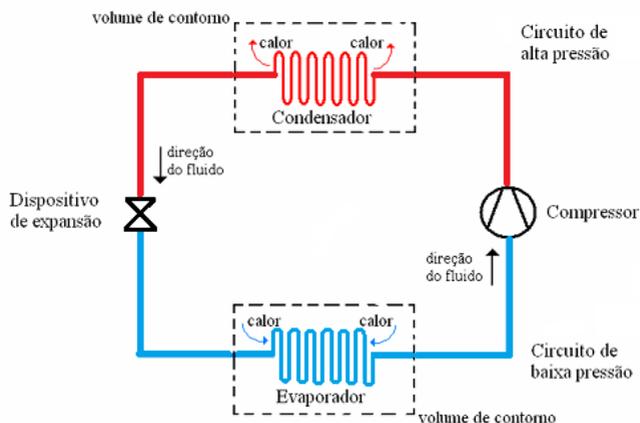


Figura 2.1: Circuito de refrigeração. Fonte (16).

2.1.1 Modelo da unidade compressora

O compressor é considerado uma máquina de baixa complexidade mecânica (17) e existe uma extensa bibliografia acerca da modelagem física e matemática dos mesmos. Esse pode ser considerado o coração do sistema de compressão de vapor, tendo como função tanto a de circulação do fluido refrigerante como de elevação da pressão do mesmo a partir da saída do evaporador. Na figura 2.2 observa-se a montagem do compressor em forma de monobloco com o conjunto motor-cilindro-pistão formando um único elemento centrado no interior da carcaça pela ação de molas (5).

O mecanismo dos compressores alternativos tradicionais é composto basicamente por eixo, biela e pistão. A biela tem a função de ligação entre o eixo e o pistão, possibilitando a transformação do movimento rotativo do eixo (acionado por um motor elétrico, geralmente de indução) em movimento alternativo do pistão, responsável pelo processo de compressão do fluido refrigerante, representado na figura 2.3.

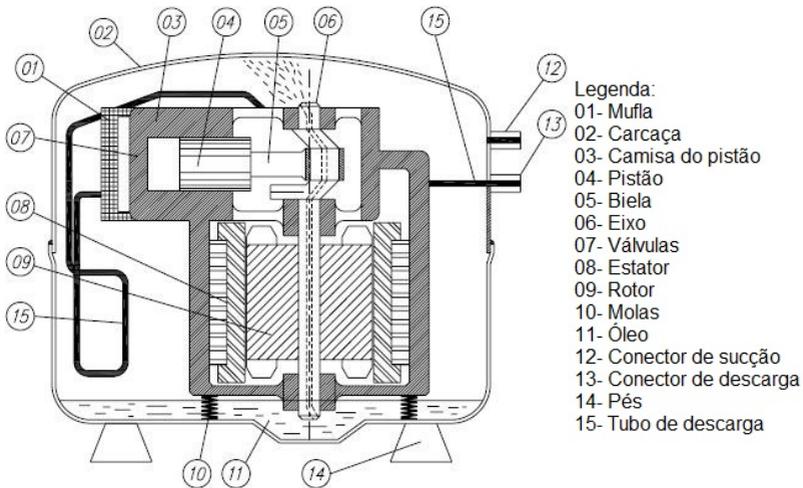


Figura 2.2: Esquema de um compressor hermético. Fonte (5).

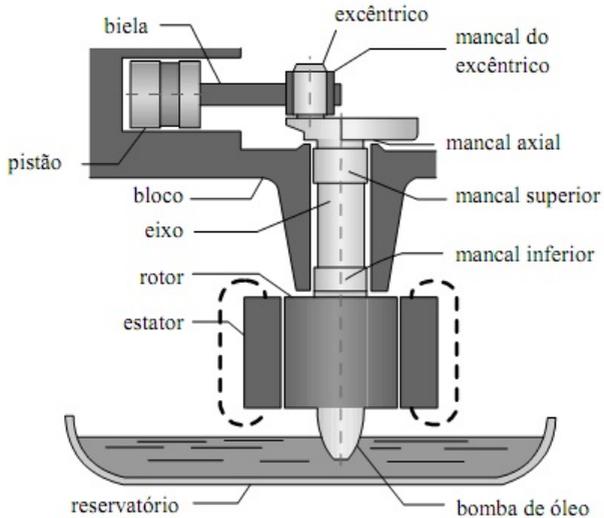


Figura 2.3: Representação do mecanismo do compressor alternativo. Fonte (18).

2.1.2 Processo de compressão

Normalmente entende-se por compressão as três fases pelas quais o refrigerante passa dentro do cilindro do compressor. São elas (19):

Admissão (ou sucção): Quando o pistão começa o movimento descendente¹, a válvula de sucção se abre. O aumento do volume interno do cilindro cria uma diminuição da pressão interna do mesmo, que faz com que o gás preencha todo o cilindro. A admissão tem fim quando o pistão inicia o movimento ascendente².

Compressão: Com o início do movimento ascendente do pistão a pressão sobe ligeiramente, ocasionando o fechamento da válvula de sucção. Como o gás dentro do cilindro está confinado, com o movimento ascendente do pistão a pressão e temperatura aumentam, dado que o volume diminui. O pistão continuará o movimento e a compressão só terminará quando a pressão dentro do cilindro atingir o ponto de abertura da válvula de descarga.

Descarga: Com a abertura da válvula de descarga, ocorre o escoamento do fluido refrigerante (a altas pressão e temperatura) para a câmara de descarga. Esse processo tem início pouco antes do fim do movimento ascendente do pistão e termina quando se inicia o movimento descendente.

Para demonstrar a importância, descreve-se abaixo um ciclo de funcionamento do compressor, visualizado na figura 2.4.

Partindo do ponto *a*, o gás é comprimido até o ponto *b* (pistão desloca-se em direção ao cabeçote), condição na qual a válvula de descarga é deslocada, permitindo a passagem do gás para fora do cilindro. Do ponto *b* ao ponto *c*, o gás é expulso do cilindro. Com o giro do virabrequim, o pistão no ponto *c* inicia o movimento de afastamento do cabeçote, reexpandindo o gás que ficou contido no volume-morto, pelo fato do pistão chegar ao ponto morto superior (PMS) pouco antes

¹Nesse caso, o movimento descendente refere-se ao movimento da esquerda para direita, de acordo com a figura 2.3.

²Nesse caso, o movimento ascendente refere-se ao movimento da direita para esquerda, de acordo com a figura 2.3.

de entrar em contato com o cabeçote e não fazer o esvaziamento completo do refrigerante. Do ponto *d* ao *a* o gás é admitido no cilindro, recomeçando o ciclo.

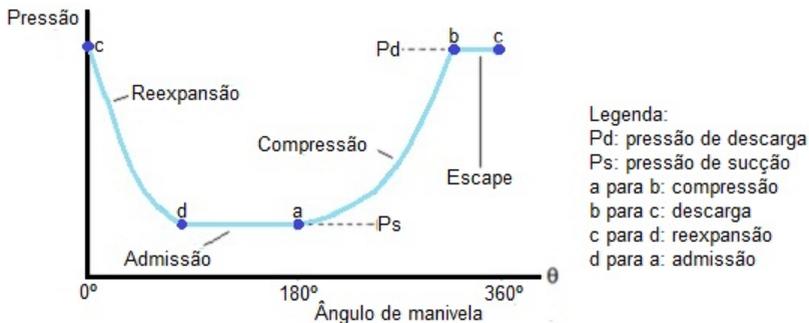


Figura 2.4: Diagrama pressão-ângulo da manivela para um ciclo ideal. Fonte (13).

2.1.3 Compressor linear

O mecanismo utilizado pelos compressores alternativos tradicionais requer uma série de partes móveis e mancais hidrodinâmicos que acarretam perdas por atrito. No eixo de acionamento é fixada uma bomba de deslocamento positivo, que, através do movimento rotacional do motor, alimenta os mancais com óleo lubrificante que, por sua vez, é conduzido pelo eixo através de um sistema de ranhuras que alimenta os mancais (18). Além disso, o fato de o eixo do movimento principal do pistão e, conseqüentemente, da atuação de forças de compressão não estar alinhado com o acionamento, gera forças laterais que precisam ser cuidadosamente tratadas, de maneira a evitar problemas de confiabilidade do mecanismo (20).

Recentemente, foram desenvolvidos compressores cujo mecanismo não se baseia no conceito de biela e manivela, mas sim em atuadores lineares oscilantes. Compressores com esse mecanismo receberam o nome de compressores lineares, pois utilizam um atuador linear para movimentar diretamente o pistão, eliminando desta forma a ne-

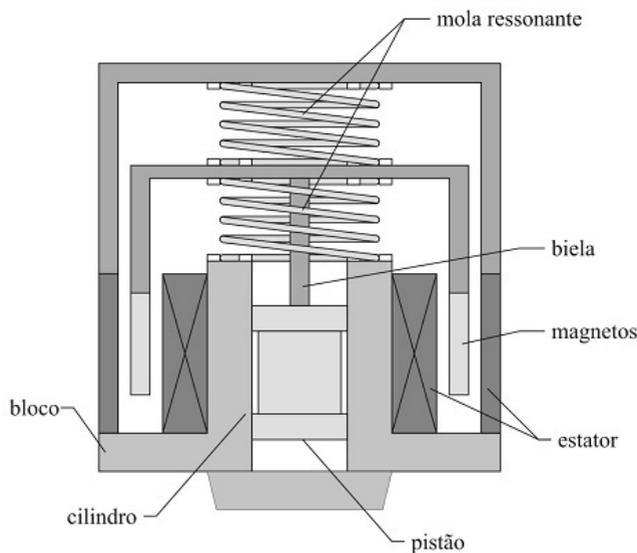


Figura 2.5: Mecanismo do compressor linear. Fonte (20).

cessidade de se utilizar mancais do eixo, excêntrico e biela, visto que a única superfície deslizante é a interface pistão-cilindro. Essa nova configuração possibilita ganhos de 15% a 25% na eficiência quando comparados a compressores tradicionais (21).

Uma vez que não há conversão de movimento rotativo, a geração de forças laterais é minimizada, dado que todos os esforços estão alinhados com o eixo principal do movimento, o que resulta em considerável redução de perdas por atrito (20).

Além disso, picos de ruído existentes nos compressores alternativos quando esses são ligados ou desligados podem ser eliminados nos compressores lineares através de operações suaves de *start-stop* (2).

Esse novo mecanismo possibilita ainda a operação do compressor utilizando o próprio fluido refrigerante como elemento lubrificante, o que descarta a necessidade de óleo, reduzindo custos e eliminando problemas oriundos da sua circulação pelo sistema (20), como observado na figura 2.6.

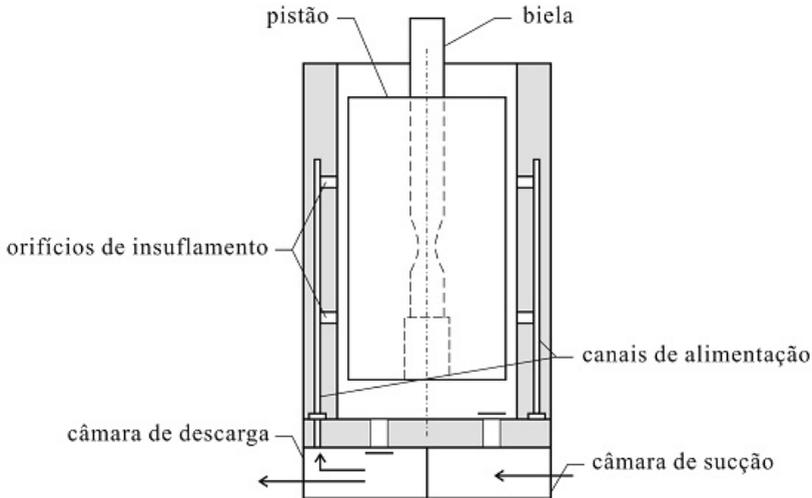


Figura 2.6: Esquema de lubrificação pelo próprio fluido refrigerante. Fonte (20).

2.2 Aplicação do diagrama PV na análise de compressores

Para que seja possível avaliar a qualidade e conformidade de compressores, é necessário que existam critérios que traduzam para dados numéricos o desempenho dos mesmos. A comparação desses dados permite, por exemplo, que seja selecionado o modelo mais adequado a uma determinada aplicação, ou também avaliar as vantagens de uma determinada modificação durante as etapas de desenvolvimento do produto. Sabe-se que em sistemas reais nem toda a potência fornecida é convertida em trabalho útil, em virtude das perdas que ocorrem (de origem mecânica, elétrica e termodinâmica). A relação entre potência convertida em trabalho útil e a potência fornecida é conhecida como eficiência e ela é, talvez, o mais importante indicativo de desempenho.

A maximização da eficiência no processo de desenvolvimento de um compressor é o objetivo final de todo projeto. A eficiência é uma

medida composta pela relação entre as perdas totais e o consumo do compressor, de modo que uma medição exata e confiável dessas grandezas torna-se fundamental para uma análise concisa dos resultados. As perdas termodinâmicas de um compressor podem ser atribuídas às parcelas do trabalho termodinâmico realizado durante um ciclo e que não contribuem para aumentar a capacidade do sistema.

Citando (22), considera-se que o processo de compressão e expansão de um gás em um compressor é adiabático, no qual a pressão, o volume e a temperatura variam, porém nenhuma transferência de calor é realizada, uma vez que se pode supor que em virtude do baixo tempo de ciclo, as trocas de calor entre o gás e o compressor podem ser desprezadas. O trabalho realizado durante um processo adiabático é calculado a partir da seguinte equação:

$$W_1^2 = \int_1^2 P dV \quad (2.1)$$

Sendo:

W o trabalho termodinâmico;

P a pressão no cilindro;

V o volume.

O trabalho realizado pode ser calculado numericamente por uma aproximação da regra do trapézio, dada pela equação:

$$W = \sum_{i=1}^N \bar{p}_i \Delta V_i \quad (2.2)$$

Sendo:

\bar{p}_i a pressão média entre os pontos i e $i + 1$;

ΔV_i a variação do volume entre os pontos i e $i + 1$.

A potência termodinâmica total pode ser obtida dividindo-se o trabalho termodinâmico pelo tempo de ciclo, dado por:

$$P_{PV} = \frac{1}{T_{ciclo}} \sum_{i=1}^N \bar{p}_i \Delta V_i \quad (2.3)$$

Sendo:

T_{ciclo} o período do ciclo;

P_{PV} a potência termodinâmica no ciclo.

Usando duas propriedades quaisquer do gás como coordenadas matemáticas, o estado termodinâmico deste em qualquer momento dado, pode ser mostrado como um ponto no gráfico. Além disso, quando são conhecidas as condições sob as quais um gás passa de um estado inicial para um estado final, pode-se realizar a representação do processo mediante uma trajetória gráfica. Analisando-se a equação 2.1, nota-se que, apesar de válida, ela não é muito utilizada na prática, pois em muitos casos não há uma função conhecida relacionando pressão e volume (22). Para esses casos, opta-se pela representação gráfica. A representação gráfica de um processo ou ciclo denomina-se diagrama de processo ou diagrama de ciclo e é bastante útil nas análises e soluções de problemas cíclicos. Dado que o trabalho é uma função da pressão e do volume, as coordenadas geralmente usadas são justamente a pressão e o volume.

O diagrama PV é, portanto, um gráfico de pressão por volume, onde a área interna à curva, que representa um ciclo de trabalho do compressor, corresponde ao trabalho termodinâmico realizado. Na prática, uma vez que o diagrama PV representa os vários processos que compõem o ciclo do compressor, torna-se uma real e exata medida do trabalho realizado.

Na análise das perdas de um compressor, consideram-se como perdas termodinâmicas as áreas do diagrama PV que estão acima da pressão de descarga e abaixo da pressão de sucção. Vale ressaltar que a potência indicada leva em conta a eficiência de compressão, mas não a mecânica (perdas resultantes de atrito mecânico no compressor) nem a elétrica (15).

Essas áreas estão relacionadas com as deficiências na abertura e fechamento das válvulas, causadas por atrito e resistência à flexão.

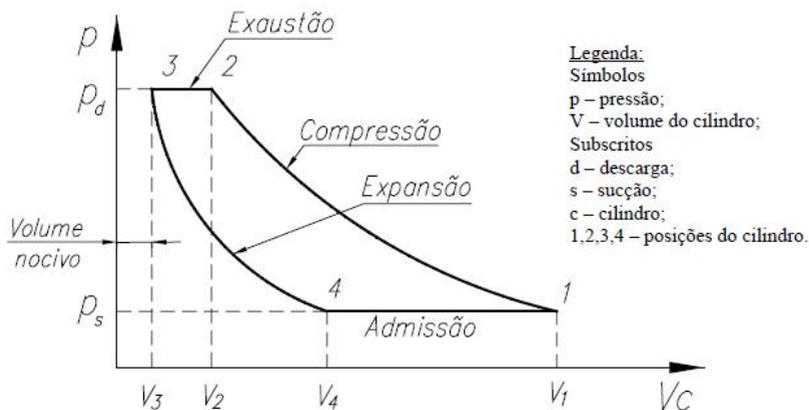


Figura 2.7: Diagrama PV de um compressor. Fonte (5).

As demais áreas do gráfico PV são as que contribuem com trabalho útil e refletem na capacidade do compressor (22). O diagrama PV real de um compressor e o detalhe das perdas no diagrama PV durante a etapa de descarga são mostradas nas figuras 2.8 e 2.9, respectivamente.

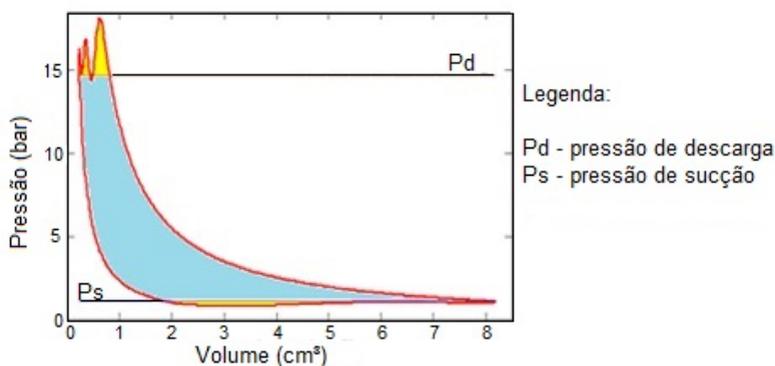


Figura 2.8: Diagrama PV real. Fonte (13).

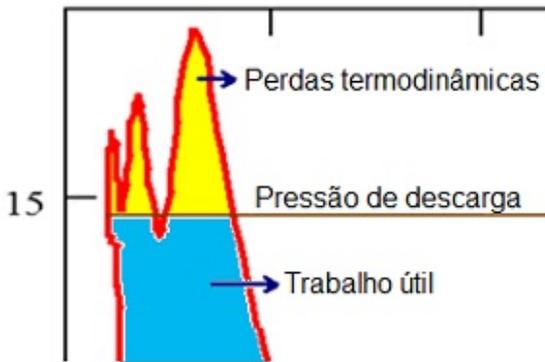


Figura 2.9: Detalhe mostrando perdas no diagrama PV real. Fonte (13).

2.3 Medição de deslocamento no processo de obtenção do diagrama PV

A medição de posição e deslocamento de objetos físicos é fundamental em muitas aplicações, tais como malhas de controle, robótica, sistemas de segurança, dentre outros. Por posição entende-se a determinação das coordenadas de um objeto (linear ou angular) com relação a uma determinada referência (23). Deslocamento significa mover-se de uma posição a outra por uma distância ou ângulo específicos. As medições de comprimento podem ser de dois tipos: aquelas que requerem a determinação de um valor absoluto em termos de um padrão internacional definido e aquelas que determinam uma mudança no comprimento de um intervalo de comprimento do padrão de medida (comprimento relativo) (24).

O método atualmente utilizado para medição de deslocamento do pistão do compressor na empresa que serviu de estudo de caso emprega um transdutor conhecido por FLDT e um sensor chamado de sensor de sincronismo. O FLDT (*Fast Linear Displacement Transducer*), embora construtivamente se assemelhe ao LVDT (*Linear Variable Displacement Transducer*)³, apresenta princípio de funcionamento

³Maiores detalhes sobre o princípio de funcionamento encontram-se nos anexos.

distinto. Construtivamente, a principal diferença entre esses transdutores é que o LVDT possui apenas uma bobina (de maneira bastante semelhante a um indutor elétrico), enquanto o FLDT possui uma bobina principal e duas secundárias, de maneira semelhante a um transformador.

O princípio de funcionamento do LVDT (mostrado na figura 2.10) baseia-se na variação da indutância mútua, o que faz com que as tensões induzidas nas bobinas secundárias também mudem. Dessa forma, o deslocamento do núcleo causa variação na tensão de saída, que é a diferença entre as tensões induzidas em cada bobina secundária (23, 25, 26).

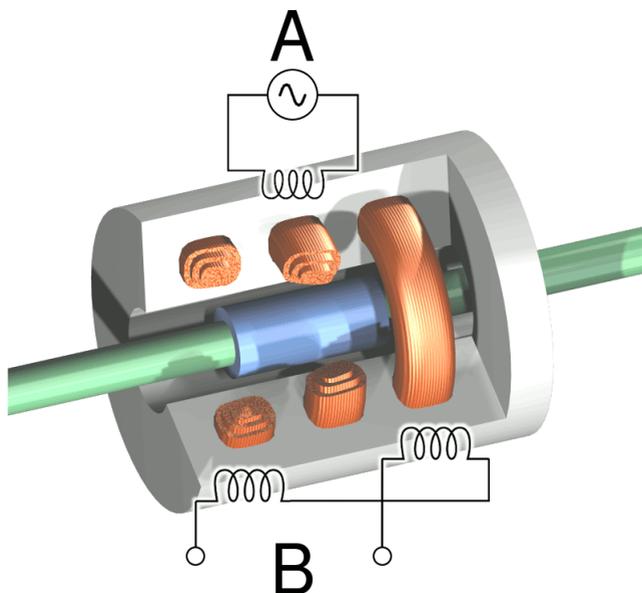


Figura 2.10: Vista do LVDT com as bobinas primária (A) e secundária (B). Fonte (27).

Já o princípio de funcionamento do FLDT baseia-se na variação da indução através das correntes de Foucault (correntes parasitas): à medida que a haste acoplada ao pistão do compressor se desloca,

ocorre variação do campo magnético, e por sua vez das correntes induzidas, ocasionando variação na impedância da bobina. Esse princípio é semelhante ao dos transdutores *eddy*. Uma unidade de tratamento de sinal transforma esta variação na indutância em um sinal de tensão variante no tempo e que é função da posição do pistão. Como o transdutor trabalha na região linear, é possível obter a posição multiplicando-se o valor em volts por uma constante pré-determinada por calibração (28).

Além disso, o FDLT é de simples confecção (o que elimina a necessidade de realização de pedidos de compra), cerca de 80% da faixa de medição é linear, possui custo extremamente baixo e é de fácil calibração.

O sensor⁴ de sincronismo é composto por um ímã permanente fixado ao eixo do motor e uma bobina localizada no bloco do motor, que é posicionada de maneira que o ímã passe próximo a ela a cada ciclo do eixo. Ao passar pela região da bobina, o ímã impõe uma variação de fluxo concatenado com a mesma, levando à geração de uma tensão induzida nos terminais da bobina. Através desse sinal gerado é possível calcular a velocidade do eixo e também estimar qual a posição do pistão a cada ciclo, através de equacionamento trigonométrico (28).

Esse transdutor continua sendo frequentemente utilizado devido à sua praticidade, porém possui uma incerteza elevada para a medição de rotação, devido à sua resolução. É possível adquirir somente um ponto por volta, fazendo a média de um ciclo do eixo, descartando assim as possíveis variações de rotação que podem ocorrer dentro de um ciclo. Por se tratar de um valor estimado para a posição, é preferível a utilização do FLDT.

Os sinais dos transdutores de sincronismo e do FLDT obtidos a partir de ensaio em compressor podem ser visualizados na figura 2.11. O sinal de sincronismo apresenta dois picos, um positivo e outro negativo, que correspondem ao intervalo de aproximação e afastamento do ímã em relação à bobina, respectivamente.

⁴Embora se assemelhe mais à definição de detector dada pelo VIM (29), esse também indica que o termo detector é usado como conceito de sensor em alguns campos de aplicação, sendo também o adotado pela empresa parceira.

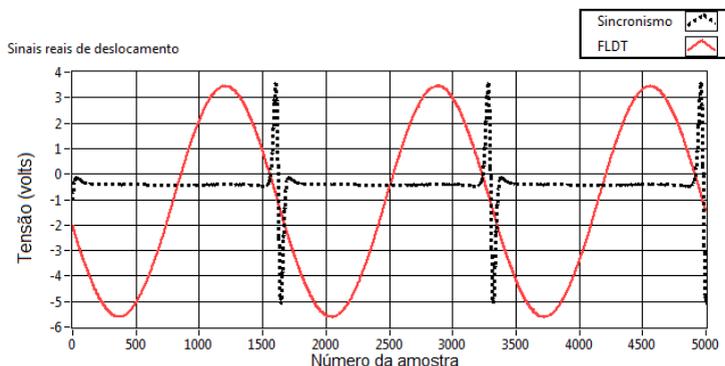


Figura 2.11: Sinais de sincronismo e do FLDT a partir de ensaio em compressor.

Atualmente, a instalação do FLDT em compressores herméticos tradicionais já é tarefa bastante laboriosa. A falta de espaço disponível para fixação da haste e do transdutor exige algumas adaptações:

- uma extremidade da haste é fixada na parte interna do pistão;
- são feitos diversos ângulos na haste, de maneira a permitir que ela se desloque sem que haja choque com as demais partes do compressor.

Em decorrência disso, podem surgir ruídos no sinal devido às forças que atuam na haste, além do próprio problema do alinhamento com o FLDT. Outra consequência importante é que, devido às dobras feitas na haste, existe o risco de deformação da mesma, o que se torna ainda mais grave à medida que se aumenta a frequência rotacional. A figura 2.12 mostra o FLDT e a haste, fixada em uma extremidade à superfície interna do pistão e a outra movimentando-se no interior do FLDT, além da bobina do sensor de sincronismo, fixada ao bloco do motor.

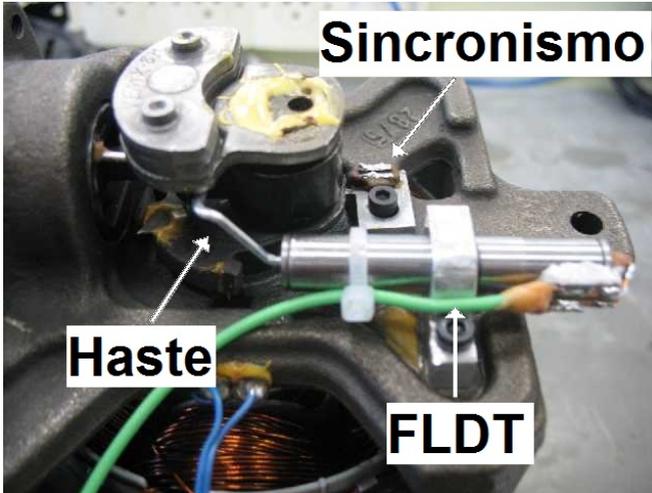


Figura 2.12: FLDT e sensor de sincronismo instalados no compressor.

Neste capítulo foi apresentado o circuito de refrigeração no qual os compressores estão inseridos. O modelo clássico da unidade compressora, com movimento alternativo do pistão e os novos compressores lineares também foram mostrados, permitindo um comparativo entre os dois. A aplicação do diagrama PV na análise de compressores e a medição de deslocamento empregando o FLDT também foram abordadas com mais detalhes.

O capítulo 3 tratará dos transdutores considerados para medição de deslocamento, com uma breve descrição dos seus princípios de funcionamento, o projeto mecânico da bancada desenvolvida e os componentes utilizados. Descrevem-se, ainda, as informações mais relevantes dos softwares de aquisição e tratamento de dados desenvolvidos para a aplicação.

3 ESTUDO DE CASO DE COMPORTAMENTO DINÂMICO DE UM SISTEMA DE MEDIÇÃO PARA APLICAÇÃO EM COMPRESSORES

A primeira abordagem escolhida para determinação do comportamento dinâmico do FLDT foi utilizar o *shaker* do Laboratório de Vibrações e Acústica (LVA) do Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC.

Os *shakers*, também chamados de vibradores, são utilizados para provocar vibração com amplitude e frequência controladas em um sistema e, com isso, determinar características dinâmicas dos mesmos ou realizar testes de fadiga em materiais (30). Um sistema do tipo *shaker* é mostrado na figura 3.1.

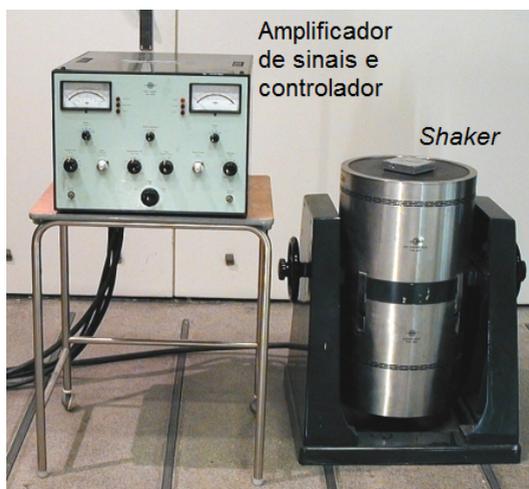


Figura 3.1: Unidade de tratamento de sinais e controle e o *shaker* propriamente dito.

3.1 Descrição do ensaio

Como sinais de referência utilizaram-se três acelerômetros, modelo ACC104, do fabricante Omega, e os modelos 4339 e 8301, da Brüel & Kjaer. O atraso calculado é função da diferença de fase entre os sinais do FLDT e dos acelerômetros. A figura 3.2 mostra o sinal de deslocamento (amplitude menor) e do acelerômetro obtidos a partir de ensaio no *shaker*.

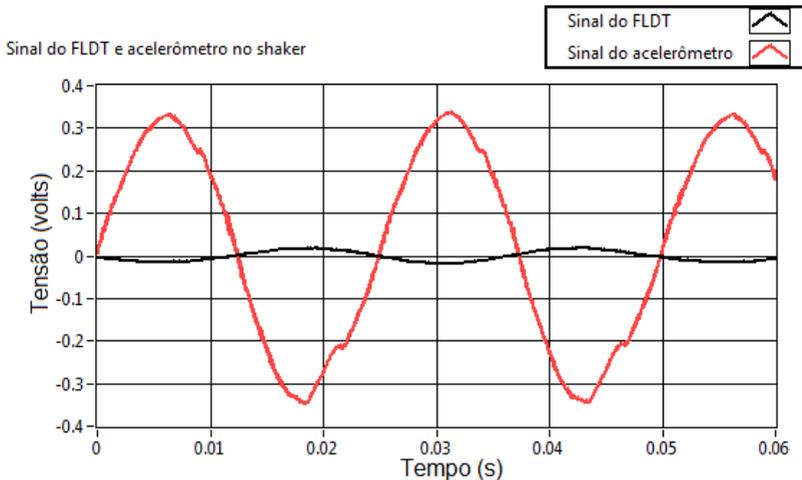


Figura 3.2: Sinais do FLDT e acelerômetro no *shaker*.

Visando estabelecer a curva de atraso do FLDT, realizou-se o ensaio variando-se a frequência de oscilação de 10 Hz a 500 Hz, com incrementos de 10 Hz. Entretanto, a análise dos resultados não levou a uma conclusão acerca do comportamento do atraso do sinal do FLDT. Os problemas encontrados ao realizarem-se ensaios com tal equipamento são discutidos na seção 3.2.

3.2 Limitações de análise usando *shaker*

Destacam-se aqui três possíveis causas responsáveis pela impossibilidade de determinação do atraso do FLDT:

Sinal da referência: os sinais de aceleração dos acelerômetros, utilizados como sinais de referência, não apresentaram boas características em baixas frequências. Esse comportamento faz com que os resultados não tenham confiabilidade, uma vez que fica difícil determinar a partir de qual valor de frequência que o sinal é, de fato, uma boa referência.

Baixa amplitude do sinal: para frequências maiores, o *shaker* não é capaz de manter um deslocamento suficientemente grande. Como consequência, tem-se um sinal de deslocamento do FLDT com amplitude bastante baixa, implicando uma relação sinal/ruído pobre.

Risco de dano aos transdutores: em alguns casos, durante mudança na frequência do sinal de referência, o *shaker* apresentava picos de deslocamento, possivelmente devido à diminuição da amplitude do deslocamento. Esses picos faziam com que a superfície vibratória do *shaker* entrasse em contato com os transdutores posicionados acima, ocasionando um impacto. Em alguns casos, dependendo da natureza do transdutor, é possível que haja danos permanentes.

Desta forma, decidiu-se por uma nova abordagem que procurasse mitigar os problemas encontrados. A partir disso, realizou-se uma extensa pesquisa em busca de uma solução viável, até finalmente decidir-se pela construção de uma nova bancada. O desenvolvimento de uma nova bancada de testes proporciona algumas vantagens em comparação à utilização do *shaker*:

- elimina necessidade de um *shaker*, equipamento de alto custo;
- possui deslocamento constante;
- não oferece riscos aos transdutores;
- ambiente mais próximo àquele no qual o compressor funciona;
- baixo custo de aquisição.

Além disso, também permite a variação da frequência, possibilitando o levantamento do atraso do sinal do transdutor sob teste. Como desvantagem a mencionar está o fato de que o *shaker* apresenta um deslocamento com características muito próximas de uma senoide pura.

3.3 Desenvolvimento de bancada específica

Descrevem-se abaixo as especificações técnicas necessárias, os procedimentos de montagem e o porquê da escolha de cada equipamento, bem como sua função.

3.3.1 Concepção geral

Como primeira alternativa, poder-se-ia utilizar um motor linear. Contudo, essa ideia foi descartada devido ao fato de não se saber se esses motores são capazes de gerar deslocamentos periódicos e com características senoidais. Uma construção baseada nos compressores lineares não permitiria a variação da frequência de deslocamento sem a necessidade de utilização de diferentes molas, já que elas trabalham baseadas no princípio da ressonância, que é uma propriedade mecânica.

A usinagem de um sistema do tipo pistão-biela- virabrequim de alta frequência e dimensões reduzidas é bastante complicada, pois exige não somente um projeto mecânico complexo, de maneira a evitar desbalanceamentos e vibrações excessivas, como também um processo de usinagem de precisão que exige máquinas de excelente qualidade.

A forma mais rápida de suprir essa dificuldade foi utilizar um motor de automodelo de dois tempos de alta rotação, o qual não possui custo elevado e já resolve os problemas de projeto supracitados. Uma vez que esses motores são barulhentos e geram bastante calor (características indesejáveis para a realização de testes em ambientes fechados) optou-se por acoplar a esse um motor elétrico também de alta rotação cuja frequência de rotação pode ser controlada facilmente. Esse motor é o responsável pelo acionamento do motor de automodelo.

Dessa maneira, variando-se a frequência do motor elétrico, varia-se também a do motor a combustão. A conexão entre eles é feita por

um acoplamento elástico sem folgas, de alta rotação e baixa inércia.

3.3.2 Transdutores considerados

3.3.2.1 Acelerômetro

O acelerômetro é um dispositivo eletromecânico capaz de medir aceleração, e é frequentemente utilizado em medições de vibração e choque mecânico¹².

Existem diversos modelos que se baseiam na medição do deslocamento de uma massa dentro do acelerômetro como forma de medir a aceleração. Para isso, utilizam os mais variados princípios de medição, tais como: potenciômetros resistivos, LVDT, variação da indutância, efeito Hall, piezorresistivo, capacitivo e, mais recentemente, fibra óptica.

No entanto, o acelerômetro de cristal piezoelétrico (mostrado na figura 3.3) é o tipo mais comumente utilizado, principalmente devido ao fato de tais cristais serem capazes de gerar uma saída elétrica proporcional à força aplicada, eliminando dessa forma a necessidade de utilização de outro transdutor de deslocamento (31). Ademais, o próprio cristal já funciona como um sistema massa-mola, o que possibilita a confecção de transdutores com massa e dimensão reduzidas (26).

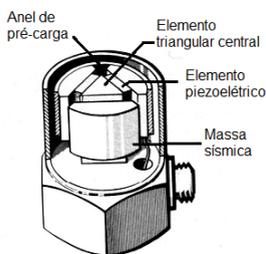


Figura 3.3: Acelerômetro piezoelétrico. Fonte (30).

¹ Tipo de movimento no qual um corpo é levado ao estado de repouso, geralmente devido a uma colisão, caracterizando-se por desacelerações de alta magnitude (500 g ou mais) e curtos intervalos de duração (26).

² Embora não seja uma unidade do SI, por ser a unidade usual na área de medição de vibração, frequentemente adota-se o g (que equivale ao valor da aceleração devido à gravidade) como unidade de aceleração.

O princípio de funcionamento baseia-se no fenômeno da piezoelectricidade, que é a capacidade de alguns materiais de gerarem uma carga elétrica quando submetidos a *stress* mecânico (32). Dessa forma, quando o acelerômetro é submetido a uma aceleração, uma força é gerada e, através do fenômeno da piezoelectricidade, ocorre uma variação da carga, com descrito na equação 3.1

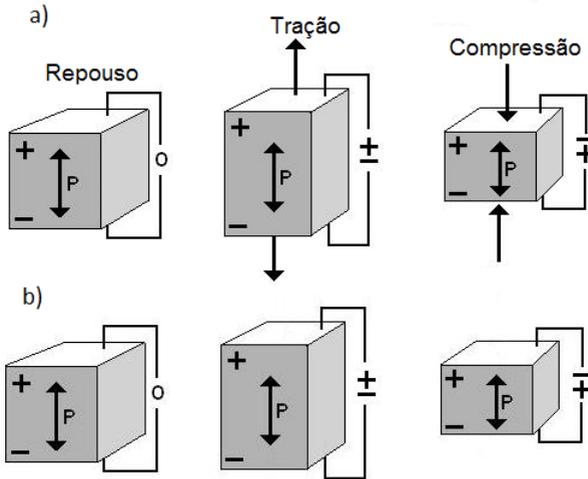


Figura 3.4: Fenômeno da piezoelectricidade quando submetido a *stress* mecânico (caso *a*) e a carga elétrica (caso *b*).

$$q = \frac{K}{k} F = \alpha F \quad (3.1)$$

sendo α [CN^{-1}] a sensibilidade da carga à força

3.3.2.1.a Medição de deslocamento com o acelerômetro

No caso específico da bancada desenvolvida, se está interessado na realidade no sinal de deslocamento. Logo, um entendimento mais aprofundado das diferenças existentes entre cada um desses sinais passa por uma análise matemática dos mesmos.

Supondo-se que o deslocamento do pistão tenha comportamento

senoidal, tem-se:

$$x(t) = X_p \text{sen}(\omega t) \quad (3.2)$$

Sendo:

X_p o deslocamento máximo a partir de uma referência;
 $\omega = 2\pi f$ a frequência angular.

Sabendo-se que a velocidade é a derivada do deslocamento, tem-se

$$v(t) = \frac{dx}{dt} = \omega X_p \cos(\omega t) = V_p \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.3)$$

Sendo:

$V_p = \omega X_p$, que é a velocidade máxima.

Sendo a aceleração a derivada da velocidade:

$$a(t) = \frac{dv}{dt} = \frac{d^2x}{dt^2} = -\omega^2 X_p \text{sen}(\omega t) = A_p \text{sen}(\omega t + \pi) \quad (3.4)$$

Sendo:

$$A_p = \omega^2 X_p;$$

$X_p = \omega V_p$ a aceleração máxima.

A partir das equações 3.2 a 3.4, mostra-se que a forma básica e o período dos sinais permanecem os mesmos tanto para aceleração quanto para deslocamento e velocidade. A diferença é que ocorre uma mudança de fase de 90° do sinal de velocidade em relação ao deslocamento e de mais 90° da aceleração em relação à velocidade.

Tanto a velocidade como o deslocamento podem ser obtidos dividindo-se a aceleração por um fator proporcional à frequência angular e ao quadrado da frequência, respectivamente, como mostra a figura 3.5

Entretanto, ao utilizar-se acelerômetros como transdutores de deslocamento, deve-se atentar ao fato de que pode haver ruptura do

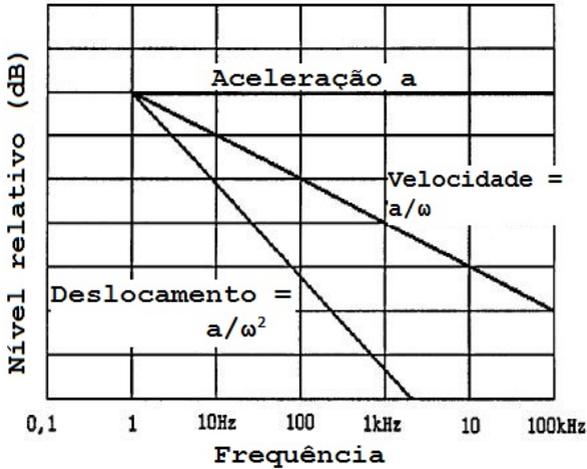


Figura 3.5: Relação logarítmica entre velocidade, aceleração e deslocamento. Fonte (33).

cabo em virtude do movimento de deslocamento. Além disso, dependendo das dimensões do acelerômetro, o acréscimo de massa sobre a parte móvel pode alterar as características de deslocamento do sistema mecânico.

3.3.2.1.b Incerteza da medição indireta a partir dos sinais de deslocamento e aceleração

Figliola (34) demonstrou a influência da derivação e integração de sinais de deslocamento e aceleração, respectivamente, na incerteza da medição.

Como mostrado na seção 3.3.2, a velocidade pode ser obtida através da diferenciação do sinal de deslocamento, sendo esse obtido pela aquisição digital do sinal a intervalos de tempo δt . Assim, a velocidade em qualquer instante $n\delta t$ pode ser aproximada por:

$$v(t) = x'(t) = \frac{x_{n+1} - x_n}{\delta t} \quad (3.5)$$

Sendo:

v a velocidade no instante t ;

x_{n+1} a medição de deslocamento no instante $(n + 1)\delta t$;

x_n a medição de deslocamento no instante $n\delta t$.

A incerteza da medição de velocidade a partir do sinal de deslocamento pode ser calculada a partir da equação geral para cálculo de incerteza:

$$u_v = \left[\left(\frac{\partial v}{\partial x_{n+1}} u x_{n+1} \right)^2 + \left(\frac{\partial v}{\partial x} u x_n \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.6)$$

Sabendo-se que:

$$v(t) = x'(t) = \frac{x_{n+1} - x_n}{\delta t} \quad (3.7)$$

e as derivadas parciais

$$\frac{\partial v}{\partial x_{n+1}} = \frac{1}{\delta t} \quad (3.8)$$

e

$$\frac{\partial v}{\partial x_n} = \frac{-1}{\delta t} \quad (3.9)$$

Tem-se então

$$u_v = \left[\left(\frac{1}{\delta t} u x_{n+1} \right)^2 + \left(\frac{-1}{\delta t} u x_n \right)^2 \right] \quad (3.10)$$

Analogamente ao que foi desenvolvido para o cálculo da incerteza da velocidade, faz-se para a obtenção da incerteza da aceleração a partir do sinal de deslocamento, a qual é dada por:

$$u_a = \left[\left(\frac{\partial a}{\partial v_{n+1}} u v_{n+1} \right)^2 + \left(\frac{\partial a}{\partial v_n} u v_n \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.11)$$

Com

$$a(t) = x''(t) = \frac{x_{n+1} - x_n}{\delta t} = v'(t) = \frac{v'_{n+1} - v'_n}{\delta t} \quad (3.12)$$

e

$$\frac{\partial a}{\partial v_{n+1}} = \frac{1}{\delta t} \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial a}{\partial v_n} = \frac{-1}{\delta t} \quad (3.14)$$

Resultando assim na expressão 3.15

$$u_a = \left[\left(\frac{1}{\delta t} u_{v_{n+1}} \right)^2 + \left(\frac{-1}{\delta t} u_{v_n} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.15)$$

Da equação 3.6, percebe-se que a incerteza da velocidade equivale à raiz quadrada da soma dos quadrados das incertezas em dois instantes consecutivos da medição de deslocamento, representada na equação 3.10, o que leva a uma incerteza maior na medição de velocidade, já que existem duas componentes de incerteza que se somam.

Da mesma forma, a equação 3.15, que corresponde à incerteza da medição de aceleração a partir do sinal de deslocamento, mostra comportamento similar, porém, ocorre soma dos quadrados das incertezas da velocidade, correspondendo, portanto, a um erro ainda maior.

Para determinar o deslocamento a partir do sinal de aceleração, integram-se os valores medidos do sinal de aceleração. Como o sinal na realidade é amostrado, a integral é obtida numericamente através da seguinte expressão:

$$x(t) = v'(t) = \sum_i \sum_i a(t) \delta t \quad (3.16)$$

Supondo que a incerteza no tempo é desprezível, tem-se que a incerteza u_v da velocidade é dada por

$$u_v = u_a t \quad (3.17)$$

Logo, a incerteza u_x do deslocamento é

$$u_x = \sum_i u_{at} \delta t \quad (3.18)$$

De onde obtém-se

$$u_x = \frac{t^2 u_a}{2} \quad (3.19)$$

A incerteza da medição da velocidade, representada por u_v , depende da incerteza da medição de deslocamento, quando suposto que a incerteza no tempo é desprezível.

A diferenciação de sinais tende a ser extremamente sensível a ruídos de pequena amplitude e alta frequência, podendo ocasionar erros bastante grandes no sinal derivado, especialmente com altas taxas de amostragem (34). Através da utilização de filtros e técnicas de suavização de sinal é possível resolver os erros associados ao ruído nos casos em que a amplitude do mesmo é baixa.

Já a integração tende a eliminar ruídos de baixa amplitude e alta frequência. Entretanto, essa vantagem pode não compensar a utilização da integral devido ao comportamento acumulativo do erro como consequência da integração.

Nos casos em que o comportamento do sinal é periódico, pode haver eliminação do erro acumulado devido ao fato de a integração poder ser reiniciada a cada valor zero do sinal.

3.3.2.2 Transdutores capacitivos

A maioria dos sistemas capacitivos utiliza a configuração de placas paralelas, no qual um eletrodo é o próprio transdutor e o outro é o objeto que se desloca (35). O princípio de funcionamento é visualizado na figura 3.6. A capacitância do transdutor, medida pela unidade de tratamento de sinal, é proporcional ao deslocamento do objeto. Apesar de terem boa linearidade na resposta e realizarem medição sem contato com o objeto, tais transdutores possuem diâmetro relativamente grande se comparado à faixa de medição. A frequência de resposta também é um fator negativo, com valores que tipicamente não ultrapassam 10 kHz.

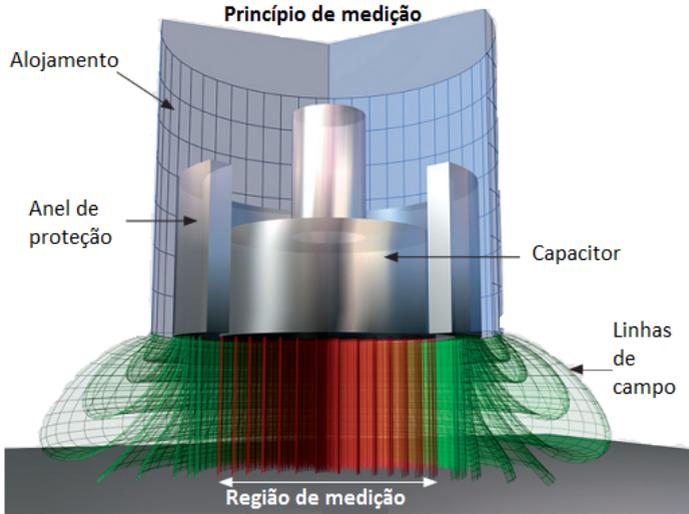


Figura 3.6: Princípio de funcionamento do transdutor capacitivo. Fonte (35).

3.3.2.3 Transdutores *eddy*

Sistemas que utilizam correntes de *eddy* são frequentemente empregados em aplicações industriais que requerem medição de vibração, deslocamento, distância, deflexão, deformação, dentre outras. A medição é realizada sem contato, bastando que o transdutor esteja posicionado próximo ao objeto a ser medido.

Esse tipo de sistema indutivo tem sensibilidade a qualquer material condutor de eletricidade (36), no qual são geradas correntes de *eddy* (assim chamadas por se darem na forma de redemoinhos, que inglês são chamadas de *eddy*) que interagem com o campo magnético criado pela bobina do transdutor. A interação entre os campos magnéticos altera o campo da bobina proporcionalmente à distância entre o transdutor e o objeto (13). A figura 3.7 mostra o princípio de funcionamento descrito.

Há disponibilidade comercial de tais sistemas que possuam alta frequência de resposta.

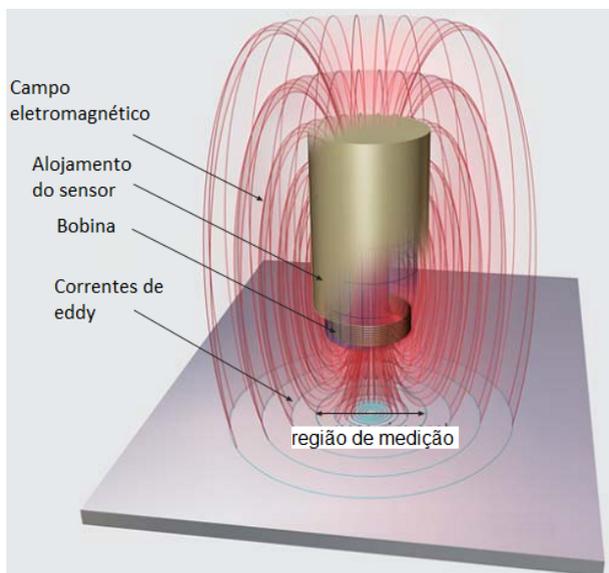


Figura 3.7: Princípio de funcionamento. Fonte (37).

A faixa de medição é diretamente proporcional ao diâmetro do transdutor, ou seja, quanto maior a faixa de medição linear requerida, maior é seu diâmetro. Existe ainda a possibilidade de aquisição de transdutores com ou sem blindagem. No caso dos transdutores blindados, recomenda-se que o objeto a ser medido tenha um diâmetro pelo menos 1,5 vez maior que o diâmetro do transdutor. Já para os transdutores sem blindagem, deve-se ter um diâmetro três vezes maior que o do transdutor (38, 37).

3.3.2.4 Transdutores de fibra óptica

Transdutores de fibra óptica utilizam fibras de vidro agrupadas para transmitir a luz até a superfície do objeto de medição. Existe também um outro grupo de fibras que recebe a luz refletida pela superfície do objeto medido, tal como observado na figura 3.8. A intensidade da luz refletida é proporcional à distância entre a ponta do transdutor e o objeto medido (39). Embora realizem medições sem contato, possuam alta frequência de resposta, pequenas dimensões e boa sensibilidade,

sua faixa de medição é geralmente reduzida. Sabendo-se que a tensão de saída é função da quantidade de luz refletida pelo corpo do objeto medido, variando-se a refletividade do corpo se teria também uma variação na tensão. Para resolver essa dificuldade, é possível a obtenção de transdutores que já incluem compensação de refletividade.

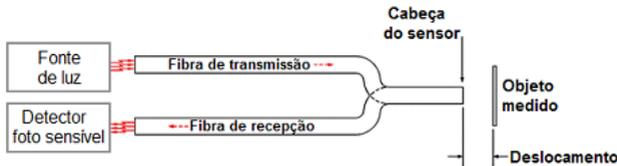


Figura 3.8: Princípio de funcionamento do transdutor. Fonte (13).

A curva de resposta de tais transdutores varia com o tipo escolhido: transdutores sem compensação de refletividade apresentam curvas que contêm duas faixas aproximadamente lineares, chamadas de lado próximo e lado distante, mostrados na figura 3.9. O lado próximo caracteriza-se por sensibilidade mais elevada, porém com menor faixa de medição, enquanto o lado distante apresenta menor sensibilidade, mas permite medições com faixas de deslocamento maiores (39, 40). O deslocamento no qual o sinal de saída é máximo é chamado de pico óptico (39, 40).

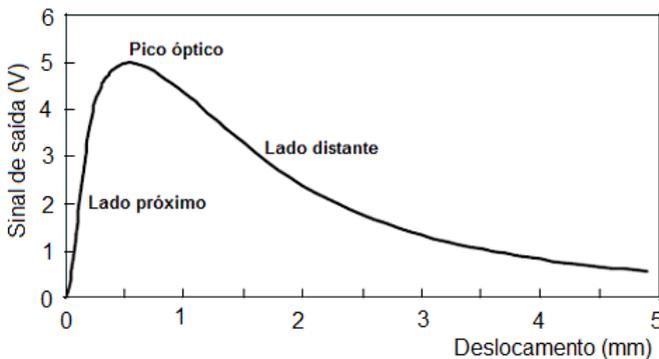


Figura 3.9: Resposta do transdutor de fibra óptica sem compensação de refletividade.

Já transdutores com compensação de refletividade apresentam uma curva de resposta sem pico óptico e com uma única faixa linear, como indicado na figura 3.10.

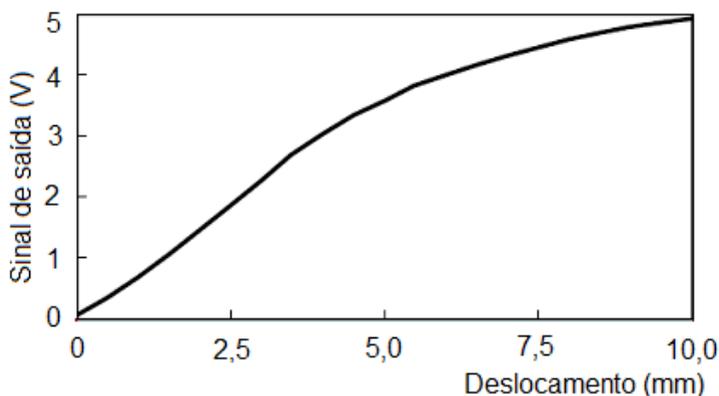


Figura 3.10: Resposta do transdutor de fibra óptica com compensação de refletividade.

3.3.2.5 Transdutores de triangulação a laser

Os sistemas de triangulação utilizam um diodo laser como fonte luminosa, capaz de gerar um ponto de luz de pequeno diâmetro de alta intensidade e extremamente concentrado na superfície do objeto medido. A luz refletida é transmitida para um receptor óptico, formado por lentes ópticas sensíveis a luz. A variação de posição do objeto medido ocasiona a variação da posição do ponto de luz refletido ao receptor (41).

O circuito de condicionamento do sistema detecta a posição do ponto de luz e gera um sinal de saída proporcional ao deslocamento do objeto medido. A medição de deslocamento por sistemas de triangulação a laser é realizada sem contato e o transdutor deve ser fixado a uma distância especificada do objeto.

Assim como no caso dos transdutores *eddy* e de fibra óptica, a medição por triangulação a laser não requer contato com a superfície

do objeto a medir, mas é necessário que o transdutor esteja posicionado a uma distância especificada para que possa funcionar corretamente, como indicado na figura 3.11.

Embora esses transdutores possam realizar medições em praticamente qualquer tipo superfície, materiais altamente reflexivos não geram medições satisfatórias (42). Devido à necessidade de uma complexa unidade de processamento de sinal digital, a literatura destaca que tais sistemas apresentam taxas de aquisição variando de algumas centenas de Hz a até 20 kHz (42), tornando difícil sua aplicação em processos com dinâmica elevada. No entanto, foi possível encontrar comercialmente uma versão com frequência de resposta mais elevada (42).

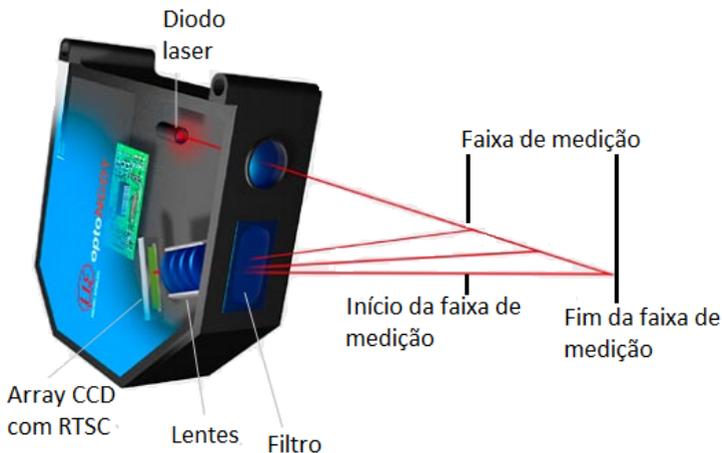


Figura 3.11: Transdutor de triangulação a laser. Fonte (42).

3.3.2.6 Medição através de relações cinemáticas do conjunto cilindro e biela-manivela

A medição da posição instantânea do pistão pode ser calculada indiretamente medindo-se o deslocamento angular do eixo.

O equacionamento cinemático que descreve o volume do cilindro como função do tempo é obtido a partir da análise geométrica do

mecanismo pistão, biela e manivela (43).

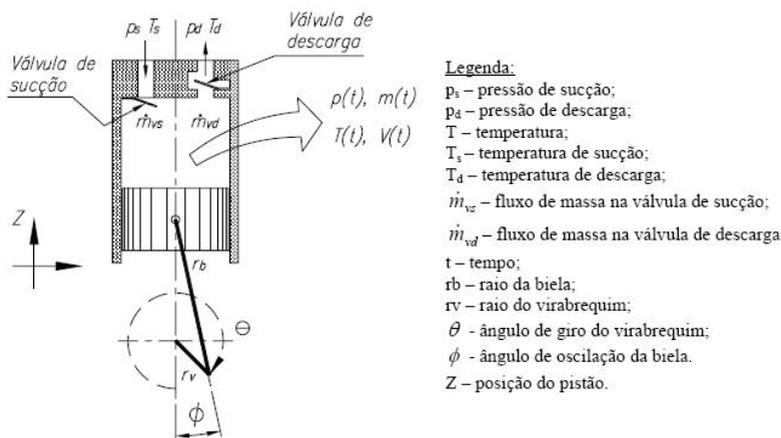


Figura 3.12: Mecanismo biela-manivela de um compressor hermético de simples estágio. Fonte (43).

De acordo com a figura 3.12, tem-se que:

$$V(t) = V_c + \left[\frac{(\pi D_p^2)}{4} \right] [2r_v - z(t)] \quad (3.20)$$

A partir de relações trigonométricas obtém-se:

$$r_b + z(t) = r_v - r_v \cos \theta(t) + r_b \cos \theta(t) \quad (3.21)$$

$$r_b + \text{sen} \phi(t) = r_v \text{sen} \theta(t) \quad (3.22)$$

$$\text{sen}^2 \phi(t) = 1 - \cos^2 \theta(t) = \left(\frac{r_v}{r_b} \right)^2 \text{sen}^2 \theta(t) \quad (3.23)$$

$$\cos \phi(t) = \sqrt{1 - (r_v - r_b)^2 \text{sen}^2 \theta(t)} \quad (3.24)$$

Desta forma,

$$z(t) = r_v - r_b + r_b \sqrt{1 - \left(\frac{r_v}{r_b}\right)^2 \sin^2 \theta(t) - r_v \cos \theta(t)} \quad (3.25)$$

E o volume em função do tempo é dado por:

$$V(t) = V_n + \frac{\pi D_p^2}{4} \left\{ 1 + \cos \theta(t) + \frac{r_b}{r_v} [1 - \sqrt{1 - \left(\frac{r_v}{r_b}\right)^2 \sin^2 \theta(t)}] \right\} \quad (3.26)$$

Sendo:

$V(t)$ o volume instantâneo interno ao cilindro;

V_n o volume morto;

D_p o diâmetro do pistão;

r_b o comprimento da biela;

r_v o raio do virabrequim;

$\phi(t)$ o ângulo de rotação da biela em função do tempo;

$\theta(t)$ o ângulo de rotação do virabrequim em função do tempo;

$z(t)$ o deslocamento do pistão em função do tempo.

Esse método, além de requerer um conhecimento prévio das dimensões dos componente mecânicos, ainda exige um sistema de medição angular. O método mais usual para tal seria o emprego de um *encoder*. Contudo, a maior dificuldade reside no fato de tais transdutores estarem inseridos em um ambiente com temperaturas elevadas, óleo e sujeira, o que reduziu consideravelmente a vida útil em testes realizados em compressores herméticos³.

Ademais, a grande maioria dos *encoders* não é capaz de medir frequências rotacionais elevadas, embora existam algumas versões com *encoders* magnéticos que consigam medir rotações acima de 30000 rpm (44).

Como o *encoder* do motor utilizado na bancada de testes desta dissertação mostrou pouca robustez e parou de funcionar, e também devido ao fato de os microcompressores não apresentarem um eixo rotacional, o que não justificaria seu emprego, descartou-se, por fim, sua utilização.

³Informações obtidas com especialistas de empresa que serviu como estudo de caso.

3.3.3 Aplicabilidade dos transdutores para bancada de testes

Apesar dos transdutores supracitados possuírem as características dinâmicas necessárias para a medição em alta frequência, existem outras características que devem ser consideradas.

Embora os transdutores *eddy* sejam imunes a interferências e sujeiras, possam trabalhar em temperaturas mais elevadas, possibilitem medição sem contato e possuam frequência de corte de até 100 kHz (38), a necessidade de transdutores com diâmetros grandes devido à faixa de medição (quanto maior a faixa de medição, maior deve ser o diâmetro do transdutor) impossibilita sua utilização em ambientes com pouco espaço disponível e que exijam deslocamentos maiores.

Os transdutores capacitivos sofrem com o mesmo problema de dimensão do transdutor por faixa de medição dos transdutores *eddy* e, por esse motivo, tiveram sua utilização descartada.

A fibra óptica, devido ao seu tamanho reduzido e boas características dinâmicas (controle e compensação de temperatura, compensação de luz ambiente, frequência de corte de até 350 kHz) (39), surge como um transdutor com grande potencial de aplicabilidade ao processo, embora a existência de óleo e sujeira possam influenciar na medição e esses transdutores sejam frágeis, uma vez que as paredes internas são feitas de vidro.

Contudo, extensa busca mostrou que não há transdutor disponível cuja região linear contenha a faixa de medição necessária para os testes na bancada. Ainda assim, é possível calibrar o transdutor, de maneira a determinar o polinômio característico que relaciona o nível de tensão do sinal de saída em função da distância com o objeto, que equivale à medição do deslocamento.

Vale ressaltar, entretanto, que para a faixa de medição real do compressor (que é menor que a da bancada experimental desta dissertação), existem transdutores disponíveis comercialmente. Dessa forma, o transdutor de fibra óptica surge como forte candidato para medição de deslocamento.

Os transdutores de triangulação a laser são sensíveis a vibrações e altas temperaturas e a maioria dos modelos não é adequado às exigências de projeto no que diz respeito à resposta em frequência. Como esses transdutores são digitais, é necessário que exista uma alta taxa

de aquisição, o que geralmente não é cumprido. Foi identificado um modelo, no entanto, que cumpre com esse requisito, pois proporciona um sinal analógico cuja resposta em frequência é de 31 kHz (42).

Esse modelo poderia ser utilizado para testes em bancada, no entanto, cotações levantadas junto aos representantes do fabricante, as quais variaram entre R\$ 35.000 e R\$ 36.000, eliminaram por completo sua utilização.

Os acelerômetros apresentam boa resposta em frequência para medições de aceleração e dimensões relativamente pequenas, além de imunidade a interferências e sujeiras, uma vez que são hermeticamente fechados. Entretanto, dado que o sinal de saída é função da aceleração, é necessário integrar o sinal duas vezes, o que reduz significativamente sua resposta em frequência (45). Todavia, como existem amplificadores de carga disponíveis comercialmente com saída em deslocamento de até 1 kHz (com $\pm 10\%$) (46), é possível utilizá-lo para este fim.

Entretanto, a necessidade de colocá-lo sobre uma superfície em movimento cria algumas dificuldades práticas, tais como aumento da massa (e por sua vez da carga) sobre o pistão e desbalanceamento devido ao posicionamento, aliado ao fato de que, com o cabo em movimento, existe um risco considerável de rompimento.

Como forma de resolver os problemas de massa e desbalanceamento, poderia-se utilizar acelerômetros de choque, com dimensões extremamente reduzidas e respostas altíssimas. No entanto, a medição poderia ser grandemente prejudicada pela baixa amplitude do sinal de saída, pois a sensibilidade costuma ser da ordem de $\mu V/g$ (47).

A tabela 3.1 faz um comparativo entre os sistemas de medição mencionados, levando em conta características tais como frequência de corte, tamanho, faixa de medição, custo e robustez. No caso do acelerômetro, considera-se a aplicação para o caso específico da medição de deslocamento a partir da dupla integração do sinal de aceleração. O critério de robustez envolve principalmente a resistência a choques mecânicos e a imunidade a sujeira e a interferências eletromagnéticas, a capacidade de operar em altas temperaturas e a necessidade ou não de haver contato para realizar a medição. Os valores dados vão de 1 a 4, onde 1 representa uma nota ruim, 2 é uma nota razoável, 3 é bom e 4 corresponde a uma nota excelente.

Tabela 3.1: Comparação entre os sistemas de medição.

Característica	Acelerômetro	Fibra óptica	<i>Eddy</i>	Triangulação a laser
Frequência de corte	1	4	3	2
Tamanho	3	3	2	1
Faixa de medição	4	3	3	4
Custo	3	4	3	1
Robustez	3	3	4	2
Total	14	17	15	10

3.3.4 Componentes utilizados

3.3.4.1 Sistema de aquisição de dados

O sistema de aquisição de dados propõe a aquisição de sinais com características diferenciadas: enquanto os sinais de deslocamento caracterizam-se por dinâmicas mais elevadas e exigem boa resolução, os sinais de vibração, medidos pelo acelerômetro e o sinal de temperatura da fibra óptica permitem taxas de aquisição bem mais baixas.

Como forma de evitar erros de atraso provenientes do sistema de aquisição de dados nos sinais de deslocamento, foi utilizada uma placa com aquisição simultânea. Além disso, os ensaios em rotações mais elevadas demandam uma alta taxa de aquisição dos sinais de deslocamento.

Devido à sua disponibilidade, utilizou-se a placa da National Instruments PCI-6133 (48), com as seguintes características:

- 8 entradas analógicas diferenciais de aquisição simultânea;
- taxa de aquisição de até 3 milhões de amostras por segundo por canal;
- resolução de 14 bits;
- 8 entradas/saídas digitais;
- 2 contadores/temporizadores de 24 bits;
- *trigger* digital e analógico.

A necessidade de utilização de saída analógica como sinal de *setpoint* do motor elétrico e a aquisição dos sinais analógicos do acelerômetro e do sinal de temperatura da fibra óptica, com taxa de aquisição de 10 kHz exigiram a utilização de outra placa de aquisição. A placa de aquisição escolhida foi a NI USB-6251 (49), que possui as seguintes características:

- 8 entradas analógicas diferenciais;
- taxa de aquisição;
- resolução de 16 bits;
- 2 saídas analógicas;
- 24 entradas/saídas digitais;
- 2 contadores/temporizadores de 32 bits.

3.3.4.1.a Taxa de amostragem

A aquisição de sinais analógicos a taxas muito baixas pode causar *aliasing*, que é quando falsas componentes de baixa frequência aparecem no sinal amostrado (50). Esse fenômeno ocorre sempre que a taxa de amostragem escolhida é menor que duas vezes a frequência de Nyquist (50).

É importante observar, entretanto, que existe um compromisso entre taxa de aquisição e utilização de recursos computacionais. Taxas de aquisição muito elevadas geram arquivos de medição grandes devido à enorme quantidade de valores, especialmente em processos que demandam a aquisição de mais de um canal. Além disso, taxas muito elevadas tornam o sinal mais sujeito a ruídos elétricos de alta frequência.

Por fim, decidiu-se pela aquisição dos sinais de deslocamento (do FLDT, fibra óptica e *eddy*) a uma taxa de aquisição de 1 MS/s (1 milhão de amostras por segundo), correspondendo a um intervalo de apenas 1 μ s entre amostras, o que é particularmente importante na determinação do ponto de cruzamento dos sinais por algum valor de referência.

Já sinais com dinâmicas mais lentas e sem a necessidade de determinação de pontos de cruzamento, tais como as medições de vibração com acelerômetro e do sinal de temperatura do amplificador da fibra óptica, utilizaram taxas de amostragem de 10 kS/s (10 mil amostras por segundo).

3.3.4.1.b Resolução

Resolução é a menor diferença que pode ser percebida entre indicações (51). Em instrumentos digitais de medição, a resolução é usualmente indicada pelo número de bits ou dígitos, embora no caso dos conversores analógico-digitais (A/D) o mais usual seja através do número de bits. O número de valores distintos no qual o sinal de entrada pode ser expresso é dado pela equação (52):

$$r = \frac{100}{2^n} \quad (3.27)$$

Sendo:

r a resolução;

n o número de bits.

A partir das informações das placas de aquisição NI PCI-6133 e NI USB-6251, tem-se que a resolução é de 0,006% e 0,001%, respectivamente. Idealmente, a situação mais favorável seria que a placa PCI-6133 possuísse 16 bits de resolução, diminuindo dessa forma a incerteza de medição do deslocamento. Porém, o valor obtido permite afirmar que a incerteza devido à resolução da placa é uma das fontes com menor influência na incerteza total da medição.

3.3.4.2 Motor elétrico

Apesar de existirem algumas opções disponíveis no mercado para motores elétricos de alta rotação, especialmente motores para automodelo (similares aos de combustão), abandonou-se esta opção devido à falta de informações técnicas, especialmente no que se refere ao controle da frequência, que é de importância fundamental nos ensaios, pois essa deve se manter constante para o valor escolhido. O motor

elétrico escolhido foi o *Maxon EC22* (53), que em conjunto com o controlador *Maxon EPOS 70/10* (54), responsável pelo controle da velocidade de rotação do motor, mostrou-se o conjunto mais adequado para a aplicação.

Esse motor é comumente conhecido como motor DC *brushless*, uma vez que a comutação dos enrolamentos, de modo a obter-se o campo girante, dá-se através de comutação eletrônica, dispensando assim a comutação mecânica por escovas e comutador.

Acoplado ao eixo do motor existe um *encoder* incremental de 3 canais e 512 pulsos por volta (CPT) que é utilizado para controle de velocidade e medição da posição. Nesses motores, os elementos do estator e do rotor têm suas posições trocadas em relação ao motor DC com comutação mecânica, ou seja, possuem o enrolamento no estator, normalmente exterior ao rotor, que porta os ímãs permanentes. Desta forma, deixa de existir a necessidade de se utilizar escovas para conduzir corrente para o elemento móvel (55).

Dado que o sistema eletrônico precisa receber informação de posição instantânea do elemento móvel do motor, os sinais de alta resolução do *encoder* são utilizados na comutação das correntes no enrolamento do estator. Essas correntes que atravessam os três enrolamentos do motor são dependentes de posição do rotor e estão defasadas em 120 graus, o que resulta em um comportamento bastante estável do motor. Uma outra alternativa é obter a informação da posição a partir do sinal dos transdutores Hall. A diferença, contudo, é que, com apenas 3 pulsos por volta, tem-se um controle de rotação mais deficiente (devido à baixa resolução), podendo-se, nesse caso específico, trabalhar somente com velocidades superiores a 1000 rpm e não podendo realizar controle de posição.

A importância da utilização de comutação senoidal é produzir um movimento suave e sem as oscilações inerentes à comutação trapezoidal, especialmente em baixas rotações. Como mostrado em (56), destacam-se como propriedades da comutação senoidal:

- eletrônica com custo mais elevado;
- não existe oscilação (*ripple*) de torque;
- comportamento estável, mesmo em velocidades muito baixas

(próximas a 1 rpm);

- altos torques de partida e aceleração possíveis.

As últimas três propriedades são fundamentais para a confiabilidade dos ensaios, uma vez que as oscilações de torque podem causar variações de rotação. O comportamento estável em rotações baixas possibilita operação em um espectro bastante amplo de frequências, o que facilita a observação do atraso do sinal. Por último, alto torque de partida é fundamental para acionar o motor a combustão e alta aceleração permite que se alcance o valor de regime permanente de rotação em um menor tempo, diminuindo assim a duração dos ensaios. A figura 3.13 mostra o motor em corte, onde é possível ver os componentes.

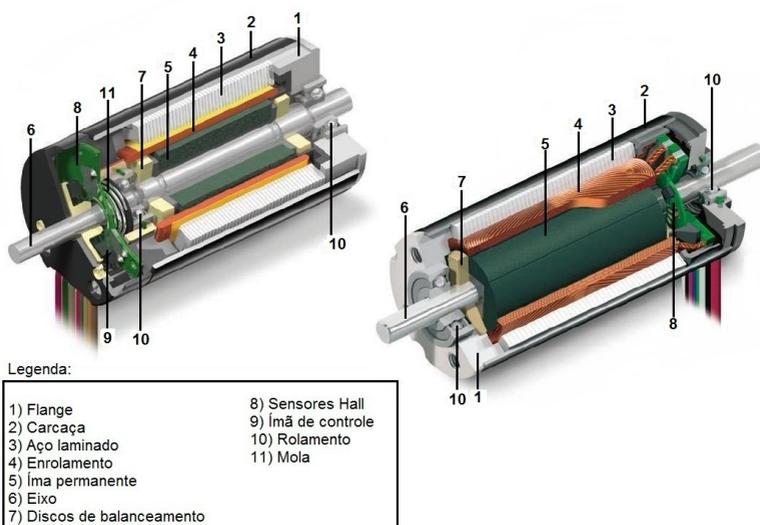


Figura 3.13: Vista do motor EC. Fonte (56).

3.3.4.3 Motor de automodelo

As características desejáveis principais para estes tipos de motores é que fossem capazes de operar em altas rotações (pelo menos 20000 rpm) e que o deslocamento do pistão fosse o menor possível, de

forma a torná-lo mais semelhante ao deslocamento real do pistão do minicompressor, que é de aproximadamente 4 mm.

Contudo, esses motores no geral apresentam deslocamentos de aproximadamente 14,5 mm ou até mais, dado que o objetivo destes motores é a potência, que fica em torno de 1 hp⁴. Desta forma, como resultado de pesquisa de mercado, o motor que melhor se encaixou nas especificações foi o modelo *Picco .08Tcc* (57).

Com dimensões bastante reduzidas, possuindo deslocamento de 9,7 mm, rotação máxima nominal de 35000 rpm, podendo chegar a 40000 rpm em operações com curtos intervalos e massa de 300 g. Para a aplicação em particular, retirou-se o carburador, o cabeçote e a câmara de combustão, de maneira a permitir que os transdutores sejam instalados sobre o pistão, bem como reduzir a potência necessária para acioná-lo a partir do motor elétrico. A figura 3.14 mostra o motor de automodelo utilizado na bancada, ainda com o cabeçote e o carburador.



Figura 3.14: Motor de automodelo utilizado.

A robustez desses motores pode ser colocada em prova quando se analisam as forças sob as quais os componentes mecânicos (pistão e biela, principalmente) estão submetidos. No caso mais extremo (300 Hz) tem-se uma aceleração de aproximadamente 1700 m/s^2 .

⁴Unidade de potência comumente utilizada em aplicações automobilísticas. Equivale a aproximadamente 746 watts

3.3.4.4 Transdutores utilizados

Os transdutores de referência utilizados foram o transdutor de fibra óptica, modelo RC20-AH3NQRT4, da Philtec e o transdutor *eddy*, modelo EU05, juntamente com o a unidade de tratamento de sinal Micro-Epsilon *eddy*NCDDT 3300.

Ambos os transdutores de referência estavam disponíveis, já que foram utilizados para medição de deslocamento e velocidade de impacto da válvula de sucção na bancada de impacto de válvulas desenvolvida durante um trabalho de mestrado (13).

Já que os resultados obtidos por ele foram bastante satisfatórios, decidiu-se então por utilizá-los, eliminando assim a necessidade de obtenção de novos transdutores.

O transdutor *eddy* possui como principais características:

- alta frequência de corte, de 100 kHz;
- o baixo erro devido à não-linearidade ($\pm 0,2\%$ da faixa de medição);
- boa resolução (0,01% da faixa de medição);
- o reduzido diâmetro do transdutor, de 2,5 mm;
- faixa de medição de 0,5 mm.

O sistema também apresenta baixa deriva térmica, de $\pm 0,015\%$ (da faixa de medição) por $^{\circ}\text{C}$, podendo gerar sinal de saída em tensão (com seleção de faixa de $\pm 10\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$ e 0 a 10 V) ou corrente (com faixa de (4 a 20) mA). O condicionador de sinais e o transdutor utilizados podem ser vistos na figura 3.15.

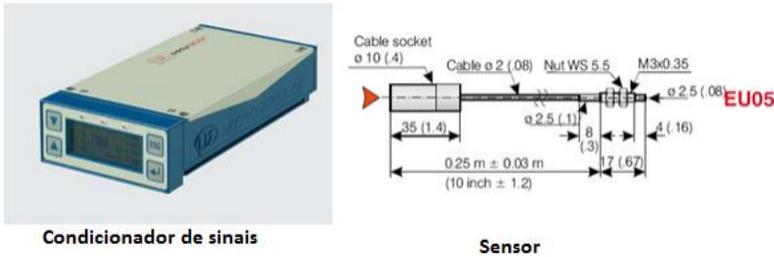


Figura 3.15: Condicionador de sinais e transdutor *eddy* utilizados. Fonte (13).

Já o transdutor de fibra óptica, mostrado na figura 3.16, possui como principais características:

- altíssima frequência de corte, de 350 kHz;
- sistema de estabilização e controle de temperatura do circuito eletrônico;
- sistema de rejeição de luz ambiente;
- reduzido diâmetro do transdutor, de 0,8 mm;
- faixa de medição linear de 0,4 mm.

No entanto, como tais transdutores possuem faixas de medição bastante pequenas (quase 20 vezes menor que o necessário), o que impossibilitaria medição de deslocamento completo, fez-se necessário uma adaptação.

Ambos os transdutores foram posicionados lateralmente ao deslocamento da bancada, de maneira a medir unicamente a passagem do corpo do suporte e gerando, portanto, sinais pulsados. São esses sinais que foram utilizados como referência para a determinação do atraso do sinal do FLDT.

O acelerômetro utilizado para medir vibração foi o modelo ACC104 (58), da Omega, em conjunto com o amplificador ACC-PS3, do mesmo fabricante.



Figura 3.16: Transdutor de fibra óptica utilizado.

As principais características do acelerômetro são:

- massa de apenas 1,5 g;
- sensibilidade de 10 mV/g;
- erro de linearidade de $\pm 2\%$ da faixa de medição;
- faixa de medição de frequência de 2 Hz a 10 kHz;
- amplitude de aceleração de até ± 500 g de pico.

3.3.4.5 Acoplamento

É fundamental que se tomem precauções para evitar o desalinhamento, sob risco de danos ao sistema mecânico. Contudo, parte dessa responsabilidade cai também sobre o acoplamento a ser utilizado. Piotrowsky (59) cita como características importantes em um acoplamento a capacidade de:

- suportar (valores limitados de) desalinhamentos paralelos e angulares;

- transmitir potência;
- ser de fácil instalação e montagem;
- suportar choques torcionais e amortecer vibrações torcionais;
- funcionar sob condições de desalinhamento (algumas vezes severo) quando o equipamento é inicializado, até que este atinja sua posição de funcionamento pleno;
- permanecer rigidamente acoplado ao eixo sem danificá-lo ou desgastá-lo;
- produzir forças de desbalanceamento mínimas;
- contribuir minimamente com efeitos de carga, de forma a não alterar o comportamento dinâmico do sistema.

Os acoplamentos selecionados para a aplicação foram o *EK/GS 3H7-3H7* e *EK/GS 3H7-4H7* (60), ambos suportando torques de até 0,5 Nm, rotação máxima de 47500 rpm e com inércia de apenas $0,0034 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$. A diferença entre eles é que o diâmetro do furo varia: no segundo caso têm-se diâmetros de 3 e 4 mm, enquanto no primeiro caso ambos são de 3 mm. O acoplamento utilizado pode ser visualizado na figura 3.17.



Figura 3.17: Acoplamento utilizado.

3.3.4.6 Bancada de testes

Na figura 3.18 observa-se o diagrama de blocos da bancada. Nele, são representados esquematicamente os transdutores utilizados, com suas respectivas unidades de tratamento de sinal, as placas de aquisição PCI e USB, para aquisição dos sinais de deslocamentos das referências e do FLDT, e para comunicação com o *driver* do motor de corrente contínua e aquisição do sinal do acelerômetro, respectivamente.

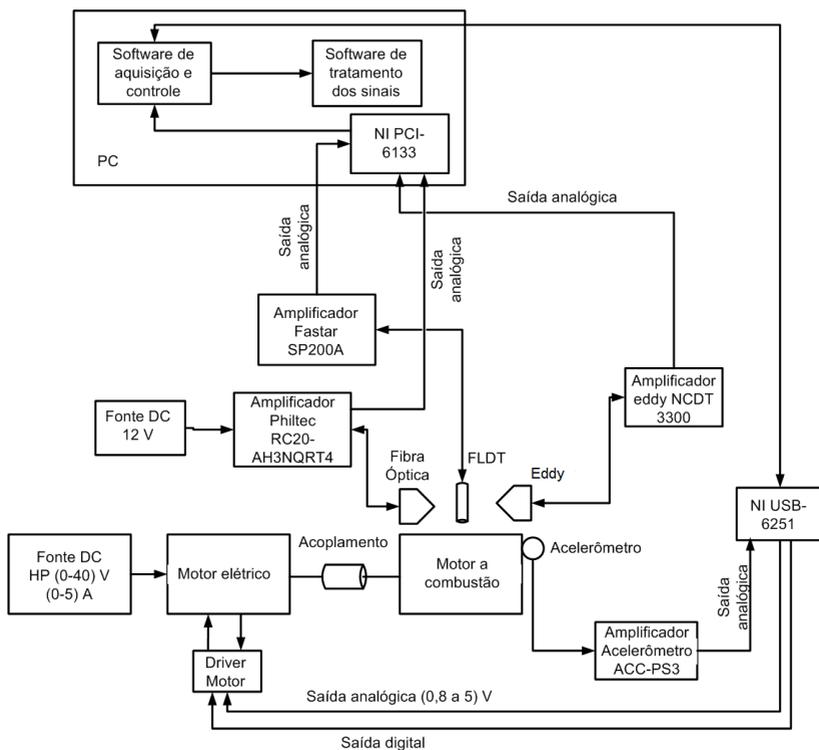


Figura 3.18: Diagrama de blocos da bancada.

A figura 3.19 mostra os transdutores em detalhe, o sistema de fixação do motor a combustão e o acoplamento conectando os dois eixos.

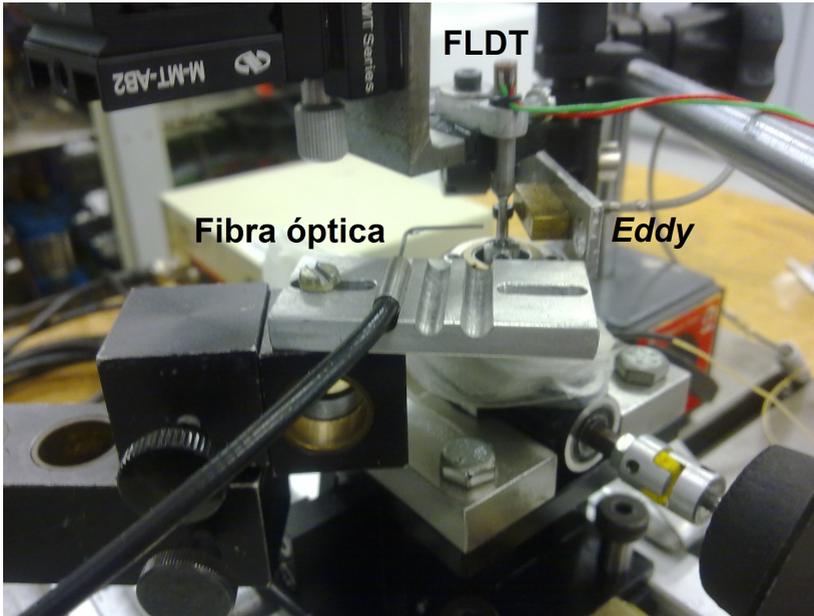


Figura 3.19: Bancada de testes desenvolvida.

3.3.5 Sistema mecânico

3.3.5.1 Fixação do acoplamento

Duas diferentes formas de fixação do acoplamento foram testadas:

- a) **Acoplamento flexível com rosca interna:** Nesse caso tem-se que o acoplamento é rosqueado ao eixo do motor de combustão. Uma desvantagem é que pode haver deslizamento do acoplamento, o que pode gerar vibrações e tensões, podendo acarretar a quebra do mesmo.

b) Acoplamento flexível sem rosca: Nesse caso tem-se que o acoplamento é fixado por parafusos externos. Por estar fixo apenas no passo da rosca, é passível de deslizamento.

A primeira versão será utilizada como acoplamento flexível com rosca interna, bastando neste caso realizar o processo de rosqueamento, que irá transformar um lado em uma rosca de diâmetro de 4 mm que será acoplada ao eixo do motor. Na segunda versão ter-se-á o acoplamento flexível sem rosca sendo, portanto, acoplado diretamente aos eixos e preso por parafusos, como mencionado anteriormente.

3.3.5.2 Projeto mecânico

Para a fixação dos motores desenvolveu-se um pequeno projeto mecânico. Decidiu-se que o motor elétrico ficaria fixo a um suporte usinado em forma de U, preso do lado do eixo por três parafusos em um arranjo de 120 graus, apoiando-se sobre o suporte usinado na parte de trás e fixado através de quatro parafusos que prendem uma peça em forma de arco.

Já o motor a combustão foi fixado através de parafusos a um suporte usinado, o qual por sua vez é preso a duas mesas micrométricas com regulagens de altura e transversal. A ideia é que com isso se possa ajustar as posições x e y do eixo do motor, de maneira a deixá-lo alinhado com o motor elétrico.

Para minimizar ruídos e problemas de desalinhamento horizontal dos eixos, o conjunto todo foi fixado através de porcas T a uma base ranhurada. Uma representação 3D do sistema de fixação pode ser visualizada nas figuras 3.20 e 3.21.

A fixação do suporte que contém a haste que é inserida no FLDT para a medição de deslocamento foi planejada de forma a evitar os seguintes contratempos:

- desbalanceamento devido à falta de concentricidade entre a haste e o suporte;
- problemas de fixação do suporte no corpo do pistão;
- problemas de fixação da haste no suporte.

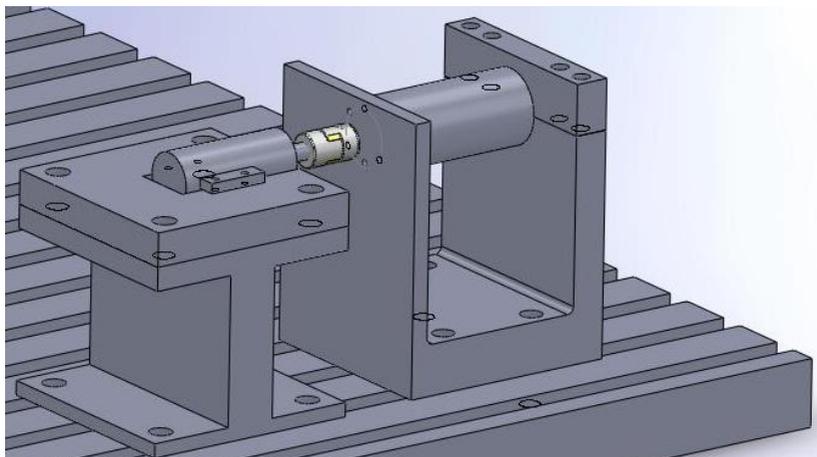


Figura 3.20: Modelagem do projeto de fixação da bancada.

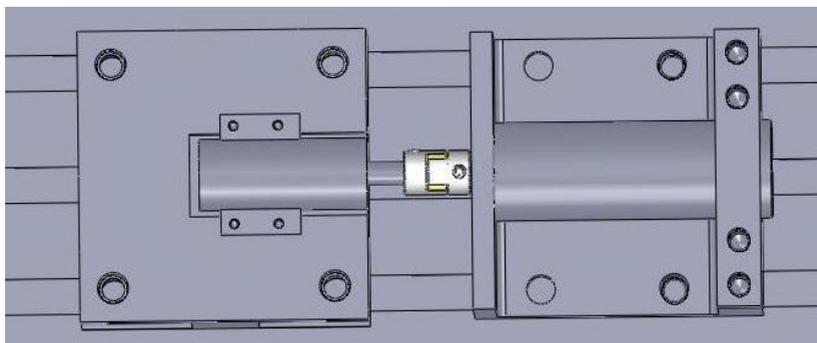


Figura 3.21: Vista superior do projeto de fixação.

Dessa forma, com a haste do FLDT e o suporte sendo um corpo só, usinado em alumínio de forma a minimizar a carga sobre o pistão, não existe o problema da fixação deficiente entre eles. O problema da fixação do suporte no corpo do pistão foi resolvido fazendo-se um furo rosqueado no suporte e adicionando-se o eixo com rosca no pistão, possibilitando dessa forma que o suporte seja rosqueado ao corpo do pistão. Como forma de garantir que a rosca não se soltaria durante o movimento do pistão, colocou-se ainda uma gota de cola em um lado da rosca. Essa configuração simples mostrou-se bastante robusta, não havendo desprendimento do suporte durante a realização dos ensaios. O desenho em 3D do conjunto de fixação e haste pode ser visto na figura 3.22.

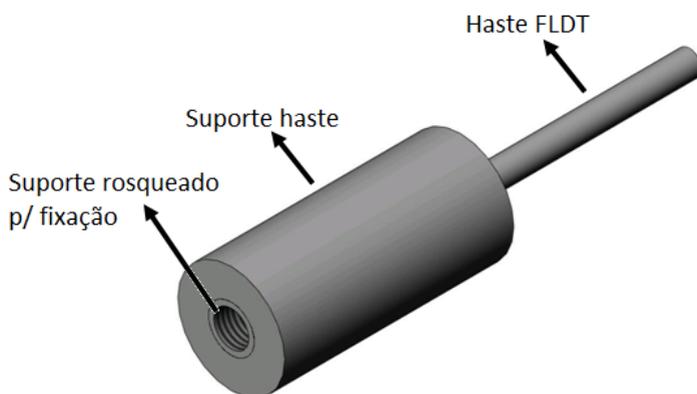


Figura 3.22: Conjunto único de fixação e haste para o FLDT.

3.3.6 Importância do alinhamento

Ao contrário do que se costuma pensar, os acoplamentos flexíveis (como os utilizados na aplicação) não compensam desalinhamentos severos (61). O desalinhamento de eixos ocorre quando as linhas de

centro dos eixos de rotação de duas (ou mais) máquinas não estão em linha um com o outro. Em termos mais precisos, é dito como o desvio da posição relativa do eixo de um eixo colinear de rotação, medida nos pontos de transmissão de força (ou potência) quando o equipamento está rodando nas condições normais de operação (59), tal como mostrado na figura 3.23.

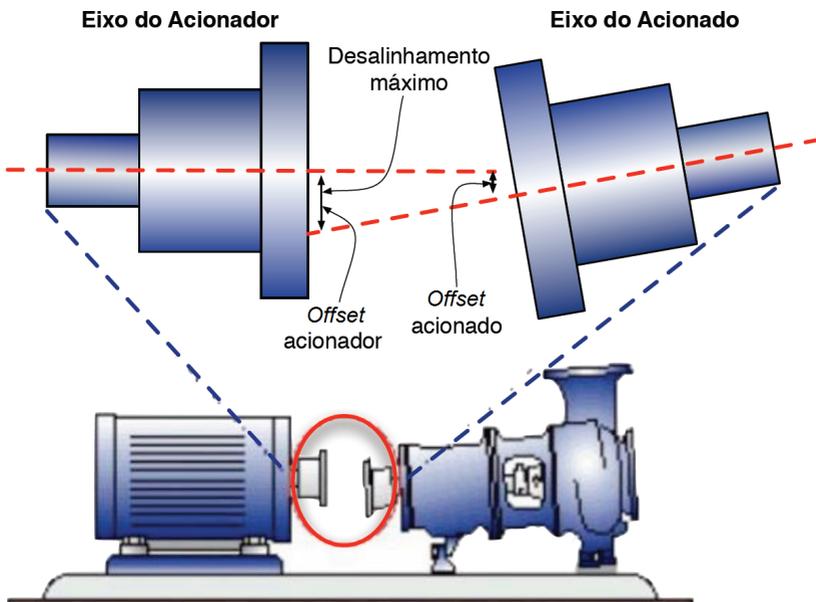


Figura 3.23: Condição típica de desalinhamento. Fonte (59).

Alguns acoplamentos podem suportar por longos períodos de funcionamento desalinhamentos severos, no entanto, alguns componentes mecânicos não suportam esse mesmo desalinhamento. A função principal de um acoplamento é transmitir potência entre uma máquina e outra, enquanto compensa pequenos desalinhamentos, deflexão do veio ou variações de temperatura. As forças criadas pelo desalinhamento são passadas para os componentes mecânicos, originando falhas prematuras. Observa-se, assim, que não basta ter um acoplamento condizente com a aplicação, é necessário também que não haja desalinhamentos severos.

O desalinhamento pode ser classificado como sendo angular ou paralelo (61). O desalinhamento angular ocorre quando o eixo de rotação de dois veios forma um ângulo. O desalinhamento paralelo ocorre quando o eixo de rotação entre os dois veios é paralelo. Na grande maioria dos casos o desalinhamento é uma combinação do desalinhamento angular e paralelo (61). A figura 3.24 demonstra o que foi descrito.

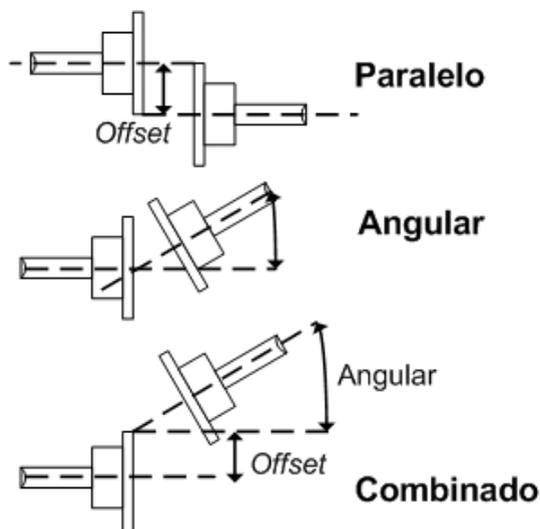


Figura 3.24: Tipos de desalinhamento. Fonte (61).

A importância da problemática do desalinhamento fica bastante clara quando se observa a figura 3.25. Percebe-se daí que, para rotações mais elevadas, as especificações se tornam ainda mais rígidas.

Como mencionado em (59), o objetivo principal do alinhamento é reduzir as forças radiais e axiais excessivas sobre os mancais, garantindo uma vida maior, bem como estabilidade ao rotor sob condições dinâmicas de operação, além de permitir:

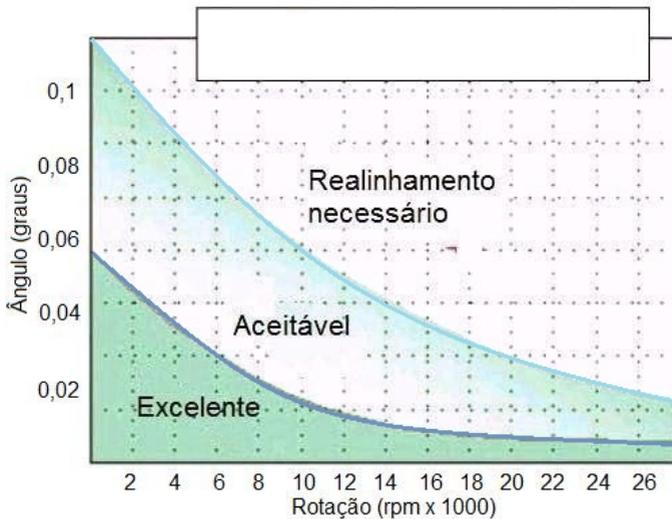


Figura 3.25: Desvio máximo do desalinhamento por rotação do eixo. Fonte (59).

- reduzir o nível de vibração e ruído;
- minimizar o desgaste nos componentes do acoplamento;
- reduzir as falhas nos selos mecânicos;
- manter as folgas internas apropriadas no rotor;
- eliminar a possibilidade de falha do eixo por fadiga cíclica.

3.4 Desenvolvimento do software

Os softwares foram todos desenvolvidos utilizando-se o LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*), desenvolvido pela National Instruments como ferramenta de programação. A linguagem de programação gráfica, que utiliza ícones ao invés de linhas de texto, baseia-se no fluxo de dados (onde o fluxo de informações através dos nós de uma diagrama de blocos determina a

ordem de execução das funções) (62). Esse tipo de abordagem, aliado a uma interface amigável, permite um desenvolvimento significativamente mais rápido se comparado a linguagens baseadas em linhas de texto.

Além dos softwares anteriormente desenvolvidos para realização dos ensaios no *shaker* e cálculo da defasagem, desenvolveu-se também dois softwares específicos para esta bancada, mostrados na figura 3.26.

1. Aquisição de dados durante ensaio: funciona *online* e é responsável pela aquisição dos sinais de todos os transdutores presentes no ensaio e do controle de velocidade do motor.
2. Tratamento de sinais e cálculo do atraso: funciona *offline*, eliminando características indesejáveis dos sinais e calculando o atraso entre os sinais.

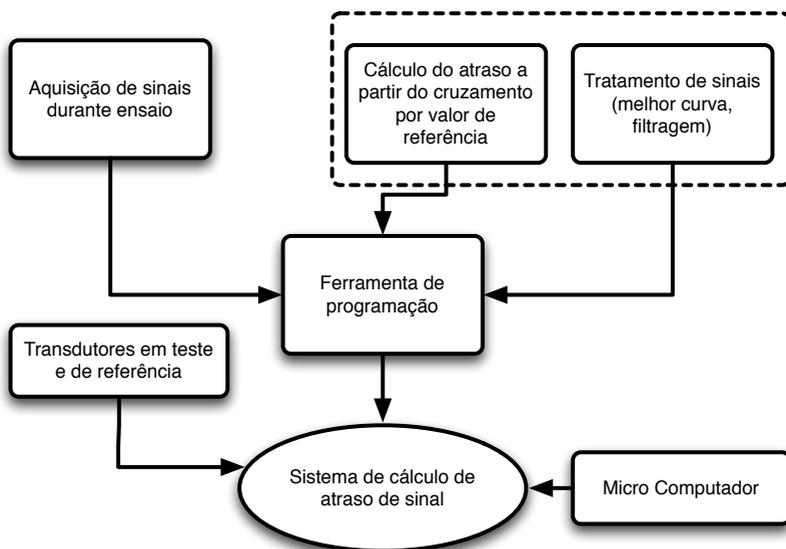


Figura 3.26: Bloco estrutural do sistema de medição.

3.4.1 Software de aquisição de dados durante ensaio

A tela com o software desenvolvido é mostrada na figura 3.27. Visando facilitar a utilização e a visualização das informações disponíveis ao usuário, foram criadas 5 abas, cada qual com sua função específica, a mencionar:

Controle de posição: Possibilita ao usuário a inserção da posição desejada, baseada no sinal do *encoder*. Isso pode se dar tanto de forma absoluta (move até a posição desejada) como relativa (move o equivalente ao número de pulsos do *encoder*, independente da posição atual). Ressaltando que, uma vez que o *encoder* é incremental, toda vez que o sistema é religado, a posição atual passa a ser 0 (zero).

Controle de velocidade: Possibilita ao usuário a inserção do valor de velocidade desejado, bem como a leitura da velocidade instantânea fornecida pelo controlador. Os controles de posição e velocidade não podem se dar concomitantemente, dado que é impossível controlar a posição com o eixo rotacionando a uma determinada velocidade e vice-versa.

Transdutores Hall: Disponibiliza ao usuário os valores da medição de velocidade a partir do sinal do transdutor Hall e do *encoder*. Esta opção foi adicionada por dois motivos principais: primeiramente porque não se conhecia a maneira pela qual o controlador disponibilizava o valor da velocidade e segundo, porque esperava-se diminuir a incerteza da medição de velocidade utilizando as informações do *encoder*.

Deslocamento: Mostra os gráficos dos sinais de deslocamento (em conjunto e separadamente) durante a medição, sendo este atualizado continuamente. Esta aba é particularmente útil para analisar a qualidade do sinal (no que se refere à forma de onda).

Estatística: Disponibiliza ao usuário dados estatísticos numéricos e gráficos (optou-se por utilizar histogramas), tais como média e desvio padrão de velocidade de cada método de medição utilizado.

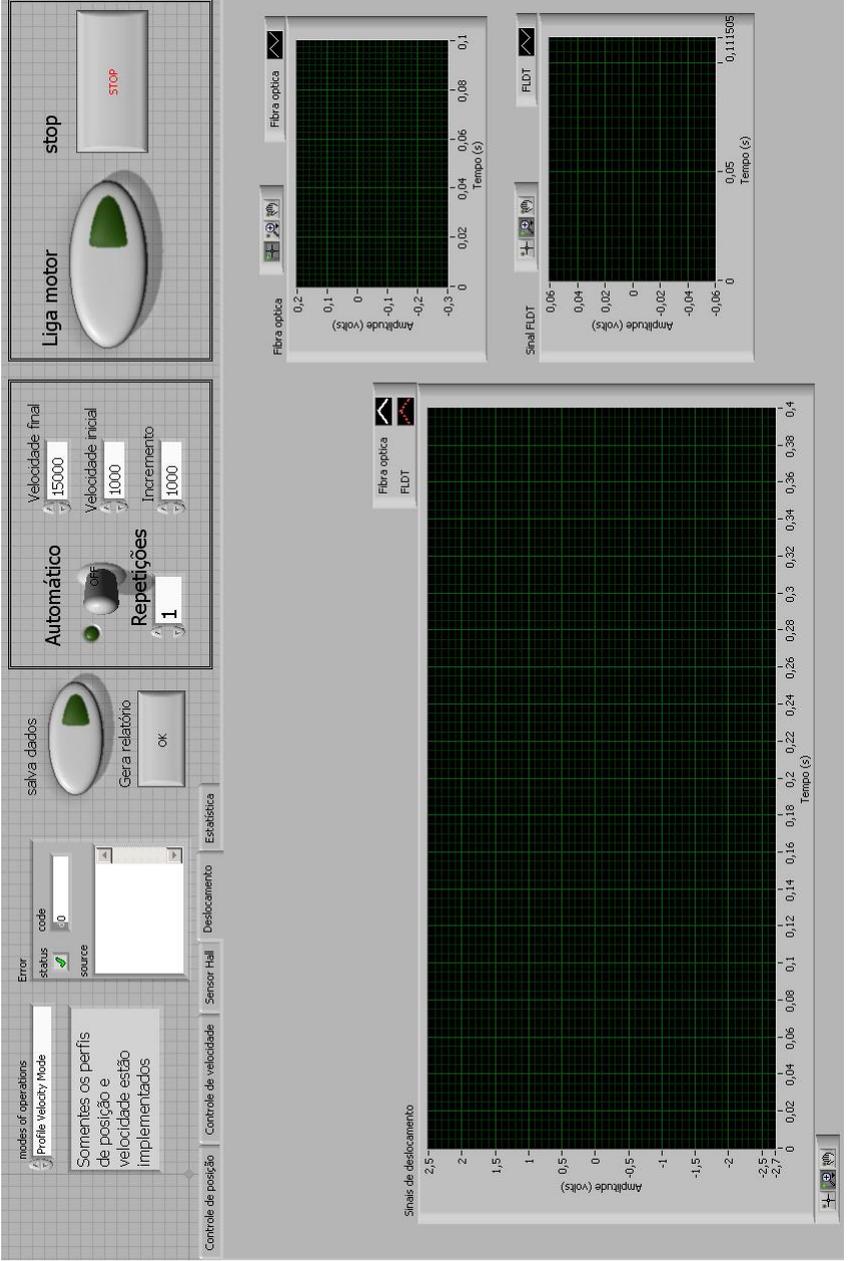


Figura 3.27: Tela do software de aquisição de dados.

Adicionalmente, pode-se realizar as medições de maneira automática ou manual, bastando para tal alterar a chave seletora para a opção *Automático*. Nesta configuração, o software realiza incrementos fixos de velocidade, separados por intervalos fixos de tempo. Tanto o incremento quanto as velocidades inicial e final podem ser escolhidas pelo usuário. Esta operação pode se repetir quantas vezes for desejada, necessitando apenas que o campo *Repetições* seja preenchido com o número de repetições. Os sinais são salvos automaticamente em cada ponto de medição e o motor é desligado ao final do ensaio. Durante toda a duração do ensaio o usuário pode desligar o motor, se assim desejar.

Existe também a opção de salvar os dados da medição de velocidade em uma planilha para posterior tratamento.

A inserção do valor de rotação desejada só foi possível após levantamento da curva de rotação em função da tensão do motor. O resultado pode ser observado na figura 3.28.

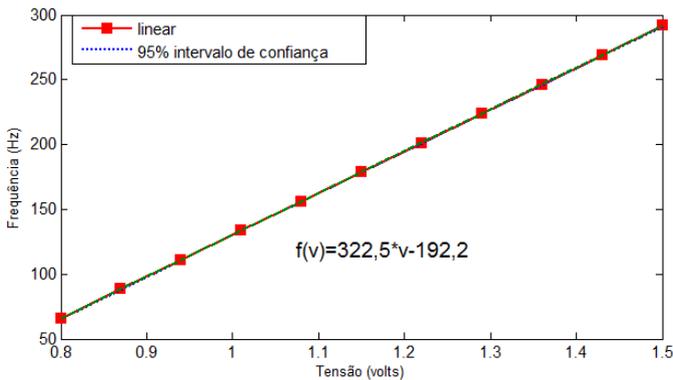


Figura 3.28: Curva de rotação por tensão obtida para o motor.

Determinou-se também a variação dos parâmetros obtidos para um intervalo com 95% de confiança, como demonstrado na figura 3.29.

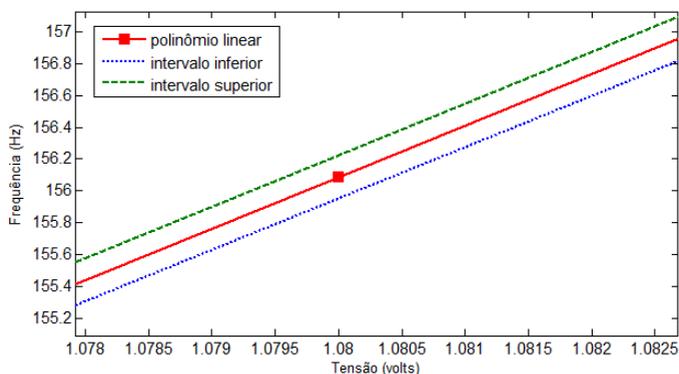


Figura 3.29: Detalhe do ponto de medição e das curvas em intervalo com 95% de confiança.

3.4.2 Software de tratamento de sinais e detecção do atraso

O software desenvolvido utiliza o cruzamento por zero dos sinais como base para os cálculos, gerando uma matriz que contém os índices com os cruzamentos por zero. Como a frequência e o tempo de aquisição são conhecidos, pode-se facilmente obter o instante de tempo em que cada sinal cruzou o zero.

Contudo, dada a impossibilidade de posicionar os transdutores de referência fisicamente na posição correspondente ao deslocamento zero, o que implicaria que todos os sinais cruzariam o eixo zero ao mesmo tempo (tendo-se, portanto, uma defasagem de zero grau), fez-se necessária uma adaptação nos cálculos. Assim sendo, o atraso medido a uma determinada frequência corresponde à diferença entre a defasagem nesta frequência e a defasagem na menor frequência do ensaio.

Matematicamente essas relações são expressas por:

$$\theta = \frac{p \cdot 360}{N \cdot T} \quad (3.28)$$

Sendo:

θ a defasagem (em graus);

p o número de pontos que separam os dois sinais (amostras);

N a taxa de aquisição (em amostras/s);

T o período do sinal (em segundos).

ϕ corresponde à variação da defasagem com a frequência e é a variável utilizada para levantamento do atraso do sinal, dada pela equação 3.29.

$$\phi = |\theta_{medido} - \theta_{vel.inicial}| \quad (3.29)$$

4 CONTRIBUIÇÃO À SELEÇÃO DE PRINCÍPIOS DE OPERAÇÃO DE TRANSDUTORES DE DESLOCAMENTO APLICÁVEIS AO PROBLEMA EM QUESTÃO

Os transdutores utilizados como referência na bancada trabalham fora da faixa de medição para a qual foram projetados. Procura-se com essa seção dar uma contribuição à busca de uma solução que possa ser utilizada integralmente na bancada desenvolvida. Dá-se também uma contribuição à solução do problema da medição de deslocamento em compressores que operam em frequências elevadas. Isso pode ser particularmente útil caso haja constatação de que o FLDT não possui comportamento adequado (devido à frequência de corte, por exemplo) para medição no compressor. Atualmente, contudo, o FLDT ainda aparece como opção mais simples e barata.

Como existem diferenças nos requisitos dos transdutores para utilização na bancada de testes e no compressor, as abordagens para cada um dos casos são tratadas separadamente.

4.1 Alternativas de utilização de transdutores de deslocamento aplicáveis ao problema específico da bancada de testes

A análise de aplicabilidade dos transdutores de deslocamento baseou-se em critérios metrológicos (resolução, sensibilidade, repetitividade, erros de histerese e não-linearidade), características dinâmicas (frequência de corte) e mecânicas (massa, dimensões, robustez).

4.1.1 Estabelecimento de características desejáveis para o sistema de medição de deslocamento na bancada de testes

O estabelecimento das características desejáveis possuem como objetivos principais:

1. garantir o funcionamento da bancada de testes sem influência do transdutor;
2. efetuar a medição de maneira confiável.

Para que os objetivos supracitados possam ser alcançados, deve-se garantir que o sistema de medição tenha as seguintes características:

- dimensões bastante reduzidas, de forma a não exigir grandes alterações mecânicas;
- massa reduzida, de maneira a não alterar o comportamento do movimento do pistão pela adição de carga;
- resposta em frequência elevada, garantindo-se assim que não existe atraso significativo do sinal. Como característica desejada definiu-se uma frequência de corte de pelo menos 30 kHz, que é o valor necessário para que ocorra um atraso no sinal de, no máximo 1 grau, em uma frequência de 250 Hz.

4.1.2 Transdutores potencialmente aplicáveis ao problema

A análise dos transdutores aplicáveis ao problema é feita tanto para o caso da medição em bancada, como também para utilização em compressor (pelo menos no que se refere às potencialidades), daí o fato de que pode haver disparidades.

4.1.2.1 Acelerômetro

Identificou-se como opção disponível comercialmente pelo fabricante Brüel&Kjaer, e que atende os requisitos da bancada, o acelerômetro piezoelétrico do modelo 4374, com massa de apenas 0,65 g, faixa de resposta que vai de 1 Hz a 26 kHz e sensibilidade da carga

de 1,5 pC/g. Existem ainda duas opções de amplificadores de carga: o Nexus 2692-D (63), e o modelo 2525 (46). Ambos já incluem filtros com duplo integrador, para saída em deslocamento, com resposta de 1 Hz a 1kHz, com atenuação de 10% na amplitude. Não existem informações a respeito do comportamento da fase.

Com massa de 0,12 g, sensibilidade da carga de 1,9 pC/g e faixa de resposta de 1 Hz a 2 kHz¹, o acelerômetro piezoelétrico da Endevco, o modelo 12M1 aparece como outra opção. Nesse caso, podem-se utilizar os amplificadores modelos 133 (64) e 136 (65), não existindo, contudo, sinal em deslocamento, o que obriga à dupla integração do sinal por software.

Todavia, para ambas as aplicações (e especialmente no caso da bancada de testes, que possui deslocamento ainda maior) deve-se considerar que pode haver rompimento do cabo durante o movimento do acelerômetro.

4.1.2.2 Fibra óptica

Tanto para a medição de deslocamento completo da bancada desenvolvida como para o caso específico do compressor pode-se utilizar um modelo similar ao que foi utilizado, porém, com algumas diferenças importantes:

- a) **Faixa de medição linear:** é necessário que a faixa de medição seja aumentada, pois o deslocamento, tanto para o caso da bancada construída como para o caso do compressor, é muito maior do que a faixa de medição do transdutor atual.
- b) **Ajuste polinomial:** o ajuste polinomial da curva de resposta do transdutor permite que a faixa de medição dobre e, em alguns casos, até triplique (66), o que é uma característica bastante importante, dado que ela possibilita a utilização de transdutores desenvolvidos para faixas de medição menores, o que, geralmente, corresponde a um transdutor de menor dimensão, facilitando assim sua instalação no ambiente.

¹Embora relativamente baixa, os dados do catálogo asseguram desvios menores que 2% a 300 Hz.

A partir de uma análise dos transdutores disponíveis, e considerando a possibilidade de se estender o valor da faixa de medição, identifica-se como opção viável o modelo RC171-AH3NPQR: com faixa de medição linear de 4,0 mm e ajuste polinomial (39, 66).

As demais características (rejeição de ruídos, rejeição de luminosidade ambiente, amplificador com frequência de corte de 350 kHz, controle de temperatura) permanecem as mesmas.

Para utilização na bancada, será necessário modificar o conjunto atual de suporte e haste de maneira a abrir espaço para o novo transdutor de fibra óptica. Isso deve ser feito porque, para funcionar corretamente, o transdutor necessita que todas as fibras (tanto as responsáveis pelo envio da luz quanto as responsáveis pela recepção) estejam na região correspondente à superfície da região cujo deslocamento deseja-se medir. Caso esse requisito não seja cumprido, haverá alteração no sinal de saída, ocasionando erros de medição.

A figura 4.1 mostra o novo desenho que já leva em consideração o espaço adicional requerido. Nota-se que houve um alargamento da região onde a haste se encontra, permitindo que a fibra seja colocada ao lado da mesma. As demais dimensões permaneceram inalteradas.

4.1.2.3 Transdutor de triangulação a laser

A única opção disponível comercialmente identificada, e que atenderia aos requisitos da bancada de testes, é o modelo LD 1607-20(42), com faixa de medição de 20 mm, analógico e com frequência de corte de 37 kHz.

4.2 Contribuição à seleção de transdutores aplicáveis ao problema específico do compressor

Faz-se aqui uma análise dos transdutores potencialmente aplicáveis ao problema da medição de deslocamento para o caso específico de compressores que operam em frequências elevadas.

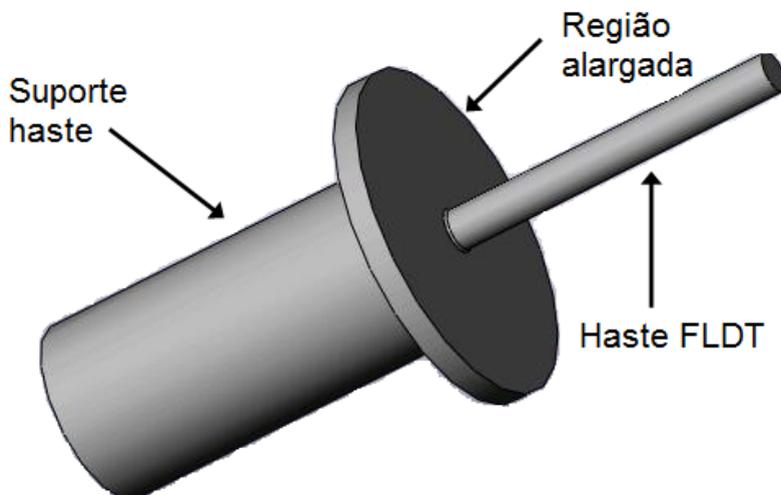


Figura 4.1: Novo conjunto suporte-haste para utilização com transdutor.

4.2.1 Estabelecimento de características desejáveis para o sistema de medição de deslocamento em compressores

Algumas das características desejáveis para a medição de deslocamento na bancada de testes também se aplicam ao caso do compressor. Existem, entretanto, algumas características adicionais, especialmente no que se refere à robustez, que devem ser observadas. Dessa forma, tem-se como características desejáveis:

- dimensões bastante reduzidas, de forma a caber dentro do compressor;
- massa reduzida, de maneira a não alterar o comportamento do movimento do pistão pela adição de carga;
- resposta em frequência elevada, garantindo-se assim que não existe atraso significativo do sinal. Como característica desejada definiu-se uma frequência de corte de pelo menos 30 kHz,

que é o valor necessário para que ocorra um atraso no sinal de, no máximo 1 grau, em uma frequência de 250 Hz;

- imunidade a interferências eletromagnéticas (EMI) e sujeira;
- capacidade de operar em ambientes com temperatura mais elevada (próximas a 60 °C).

Entretanto, vale ressaltar que uma análise baseada unicamente nesses critérios não é suficiente para afirmar que tal(is) transdutor(es) é(são) capaz(es) de medir deslocamento de maneira apropriada, pois não se teve acesso ao projeto mecânico dos compressores nos quais tais transdutores deveriam trabalhar. Dessa forma, ainda é possível que, especialmente devido a dificuldades de instalação, sua utilização seja inviabilizada.

4.2.2 Transdutores potencialmente aplicáveis ao problema da medição no compressor

4.2.2.1 Acelerômetro

Os mesmos modelos de acelerômetro aplicados ao problema da medição de deslocamento na bancada de testes também podem ser utilizados para o compressor. Todavia, assim como no caso da bancada de testes, aqui também existe o risco de rompimento do cabo durante o movimento do acelerômetro.

4.2.2.2 Fibra óptica

Assim como no caso da bancada de testes, pode-se utilizar o modelo RC171-AH3NPQR. O modelo RC90-AH3NPQR, com faixa de medição linear de 1,8 mm, ajuste polinomial e dimensões menores que o modelo RC171 (39, 66), também pode ser utilizado no compressor. Modelos com faixa de medição e dimensões menores que o RC90 podem ser utilizados, dependendo do quanto essa conseguir ser prolongada através do ajuste polinomial.

4.2.2.3 Transdutor de triangulação a laser

Para a utilização no compressor, existem os modelos LD 1607-4 e LD1607-10, com faixa de medição de 4,0 mm e 10,0 mm, respectivamente, mas devido ao seu tamanho e problemas de robustez, sua utilização em tal ambiente é bastante improvável.

4.2.2.4 Transdutor Hall linear

Os transdutores Hall lineares também se mostram como uma boa alternativa para a medição no compressor, pois suas dimensões são pequenas, o que facilita sua instalação. Entretanto, como detectam variações na densidade do fluxo magnético, necessitam de um objeto capaz de alterar esse fluxo dentro da faixa linear do transdutor, o que requer calibração.

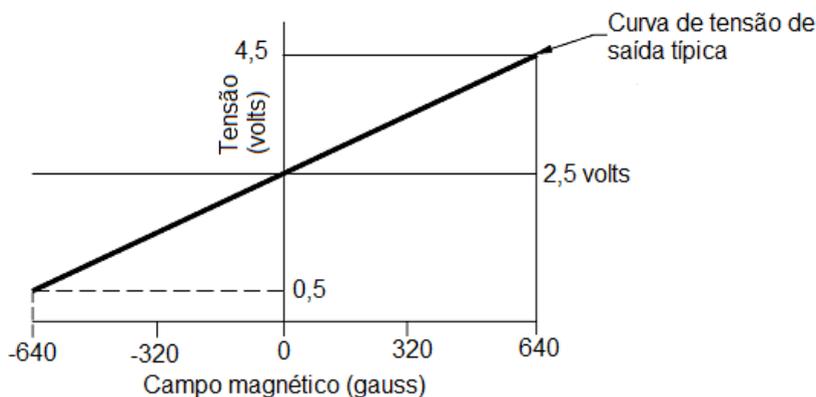


Figura 4.2: Saída típica de um transdutor Hall linear com tensão de alimentação de 5 V.

Essa abordagem já foi utilizada previamente pela empresa parceira em ensaios de medição de deslocamento em microcompressores.

Todavia, ainda existem dúvidas a respeito da confiabilidade da medição, pois não existe referência de deslocamento que permita analisar a qualidade (em termos de atraso) do sinal obtido pelo transdutor

Hall. Salienta-se assim, que, caso se confirme, através de ensaios comparativos, a capacidade de medir satisfatoriamente o deslocamento, transdutores desse tipo, podem sim, vir a ser utilizados. Uma opção disponível comercialmente é o modelo A1321, da fabricante Allegro (67). Esses transdutores possuem compensação de temperatura, sensibilidade típica de $2,5 \text{ mV/G}^2$, tensão de saída variando de (0,2 a 4,7) V e largura de banda de 30 kHz^3 .

4.3 Conclusões acerca dos transdutores de deslocamento aplicáveis ao problema

No presente capítulo foram apresentadas as alternativas de utilização de transdutores de deslocamento tanto para o caso da bancada de testes desenvolvida, como para o microcompressor. Os transdutores de fibra óptica aparecem como boas opções em ambos os casos, salientando-se a necessidade de modificações no conjunto suporte-haste, com o intuito de aumentar o espaço disponível. Os transdutores de efeito Hall também aparecem como opção a se considerar, especialmente devido ao fato de já terem sido utilizados previamente com sucesso em aplicações semelhantes, embora com deslocamentos menores⁴. Contudo, sua capacidade de medir satisfatoriamente, sem atraso significativo no sinal, ainda precisa ser avaliada.

Ressalta-se, no entanto, que o FLDT ainda é a opção mais simples e barata. A análise dos transdutores supracitados serve como alternativa à utilização do FLDT para o caso em que haja constatação de que ele não apresenta comportamento adequado. No capítulo cinco apresentar-se-ão os resultados obtidos experimentalmente na bancada de testes desenvolvida.

²A unidade do SI para densidade de fluxo magnético é dada por tesla. $1 \text{ T} = 1 \text{ Wb/m}^2 = 10^4 \text{ G}$.

³O fabricante não utilizou a expressão frequência de corte.

⁴Informação obtida junto à empresa parceira.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais referem-se aos ensaios realizados na bancada de testes desenvolvida, os quais consistiram em variar a rotação, a partir de um valor inicial, estabelecido em 100 Hz, até 300 Hz, com incrementos de 50 Hz. Para cada rotação, os sinais de deslocamento eram salvos e posteriormente analisados.

Faz-se aqui uma análise detalhada das características observadas em cada sinal, do comportamento da bancada desenvolvida e dos métodos de medição considerados e utilizados para o cálculo do atraso. Por fim, mostram-se os atrasos calculados através dos dois métodos considerados mais apropriados.

5.1 Características básicas do FLDT

A característica básica de interesse do FLDT para o ensaio em questão é o coeficiente de sensibilidade¹ do transdutor. O coeficiente de sensibilidade encontrado para um intervalo de confiança de 95% é de $(0,042 \pm 0,003)$ V/mm. A tensão de saída diminui à medida que uma maior quantidade da haste é inserida no FLDT, como indicado na figura 5.1. O deslocamento do pistão da bancada de testes está contido na região cujo comportamento é mais linear.

¹Varição da resposta de um instrumento de medição dividida pela correspondente variação do estímulo (51).

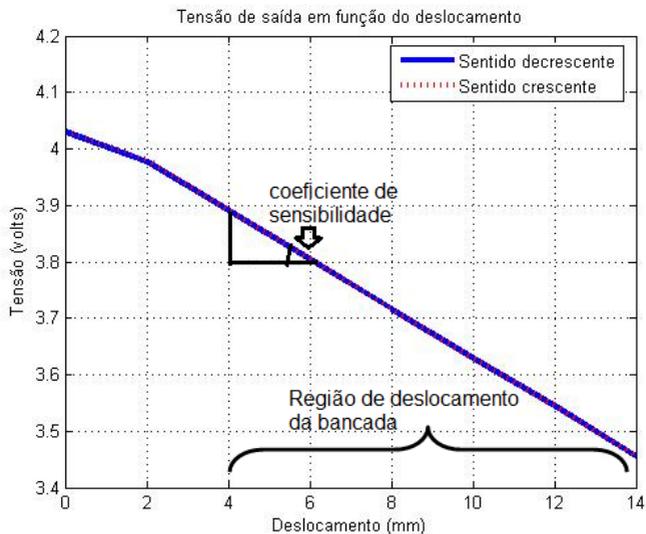


Figura 5.1: Coeficiente de sensibilidade obtido para o FLDT.

5.2 Análise dos sinais de deslocamento

Observam-se na figura 5.2 os três sinais adquiridos durante o ensaio. A senoide representa o sinal de deslocamento do pistão, medido com o FLDT. Os sinais pulsados referem-se às referências, sendo que o sinal de maior amplitude, com saturação positiva e negativa representa o sinal do transdutor *eddy*, enquanto o pulso de menor amplitude é a medição realizada pelo transdutor de fibra óptica.

O transdutor *eddy* trabalha, de fato, saturado, com o valor -10 V representando a medição do corpo da haste (além da distância mínima necessária, muito próxima ao transdutor) e o valor próximo a 10 V representando a medição fora da faixa de medição máxima.

Não existe, de fato, saturação para o sinal da fibra óptica: assim como no caso do transdutor *eddy*, o valor próximo a 0 V representa a medição do corpo da haste, muito próxima ao transdutor, porém, o valor superior não equivale à tensão de saturação do transdutor.

Tanto para o *eddy* como para a fibra óptica, o pulso equivale à passagem do corpo pelos transdutores.

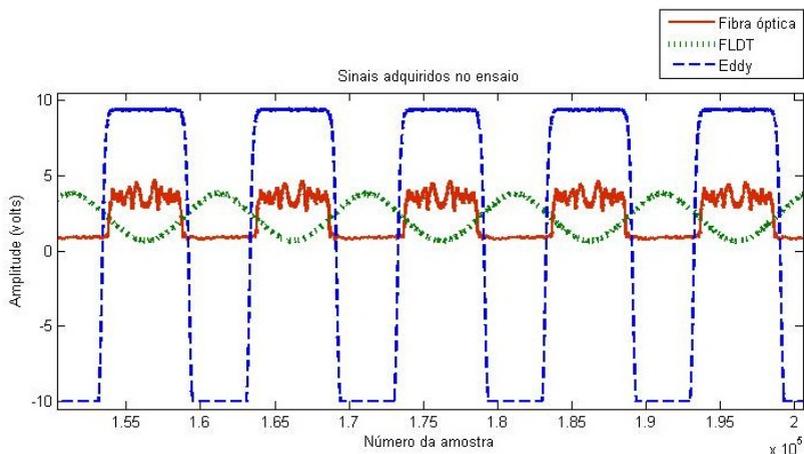


Figura 5.2: Sinais de referência e FLDT adquiridos.

Na prática percebeu-se que a inclinação do pulso é função tanto da rotação quanto do diâmetro do transdutor².

Faz-se aqui um estudo aprofundado de diversas características que prejudicam a determinação de um valor de referência estável para o FLDT. Além disso, mostra-se a partir de quais condições foram estabelecidos os valores de referência para os sinais da fibra e *eddy*.

5.2.1 Determinação dos pontos de referência

A determinação dos pontos de referência para os sinais da fibra óptica e *eddy* tinha como objetivo encontrar um valor que pudesse ser utilizado como referência em todas as frequências e em todos os ensaios, apesar das mudanças dinâmicas sofridas pelos sinais (particularmente no caso da amplitude). Os sinais dos transdutores de fibra óptica e *eddy* são visualizados na figura 5.3.

Para o caso do transdutor *eddy*, como o comportamento dinâmico do sinal é mais estável devido à saturação positiva e negativa, utilizaram-se apenas as informações de amplitude estática do sinal

²Quanto maior a rotação e menor o diâmetro, maior a inclinação do degrau.

como informação para determinação do ponto de referência.

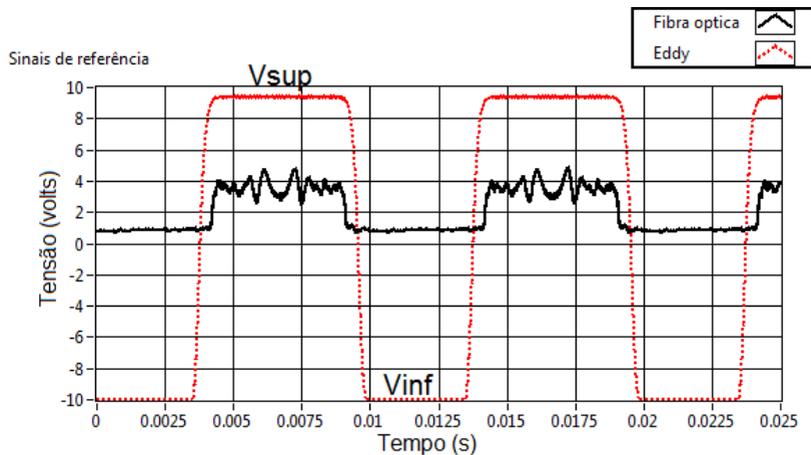


Figura 5.3: Sinais de referência do *eddy* e da fibra óptica.

Assim, para o sinal do transdutor *eddy*, tem-se a seguinte relação:

$$V_{sup} - 0,5 \cdot Amplitude(est) \quad (5.1)$$

Sendo:

V_{sup} a tensão superior, determinada estaticamente;

$Amplitude(est) = V_{sup} - V_{inf}$ a amplitude estática;

V_{inf} a tensão inferior, determinada estaticamente.

Para o caso do transdutor de fibra óptica foram utilizados quatro diferentes métodos de medição, possuindo como variáveis principais os valores de amplitude determinados dinamicamente e estaticamente. A característica do sinal, bem como a nomenclatura adotada para cada região do sinal são mostradas na figura 5.4.

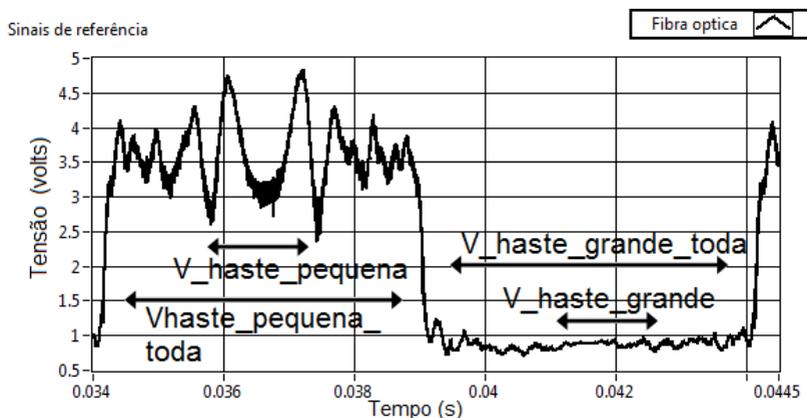


Figura 5.4: Nomenclatura utilizada para as variáveis na determinação do valor de referência da fibra.

5.2.1.1 Método de medição 1: valores inferior completo e de amplitude estática

Determinação do valor de referência através da média dos valores de toda a parte inferior e da amplitude estática (equação 5.2).

$$Ref = V_{hastegrandetoda} + 0,5 \cdot Amplitude(est) \quad (5.2)$$

Sendo:

$V_{hastegrandetoda}$ toda a parte inferior do sinal, que é a medição do corpo da haste;

$Amplitude(est) = V_{hastepeq}(est) - V_{hastegrande}(est)$, realizada antes do início do ensaio.

5.2.1.2 Método de medição 2: valores superior e de amplitude estática

Determinação do valor de referência através da média dos valores da parte central do sinal superior e da amplitude estática, dado pela equação 5.3.

$$Ref = V_{hastepeq} - 0,5 \cdot Amplitude(est) \quad (5.3)$$

Sendo:

$V_{hastepeq}$ a parte central do sinal superior.

5.2.1.3 Método de medição 3: valores superior e de amplitude dinâmica

Determinação do valor de referência através da média dos valores da parte central do sinal superior e de amplitude dinâmica, como visto na equação 5.4. Nesse caso, também é necessário o cálculo da média dos valores da parte inferior do sinal.

$$Ref = V_{hastepeq} - 0,5 \cdot Amplitude(din) \quad (5.4)$$

Sendo:

$$Amplitude(din) = V_{hastepeq}(din) - V_{hastegrande}(din).$$

5.2.1.4 Método de medição 4: valores superior completo e amplitude estática

Determinação do valor de referência através da média de todo o sinal superior e da amplitude estática do sinal, dado pela equação 5.5.

$$Ref = V_{hastepeqtoda} - 0,5 \cdot Amplitude(est) \quad (5.5)$$

Sendo:

$V_{hastepeqtoda}$ toda a parte superior do sinal.

5.2.2 Características dos sinais de referência e deslocamento

Um dos critérios adotados para analisar a qualidade do sinal de deslocamento foi através da Transformada Rápida de Fourier (FFT).

Analisando-se as figuras 5.5 e 5.6, percebe-se um comportamento muito bom do sinal de deslocamento do FLDT.

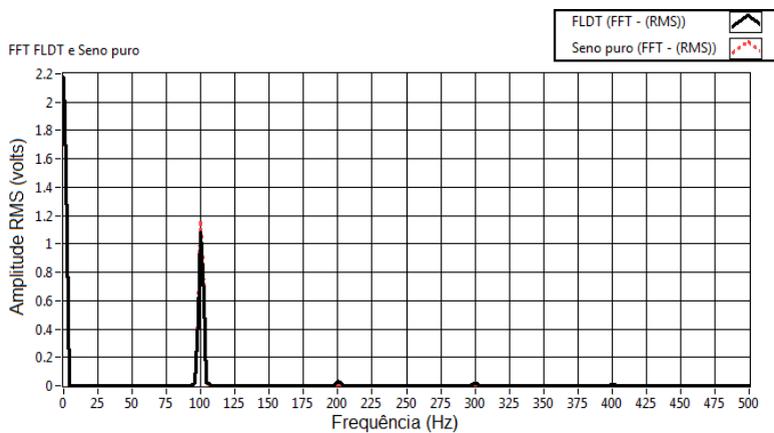


Figura 5.5: FFT do sinal de deslocamento a 100 Hz.

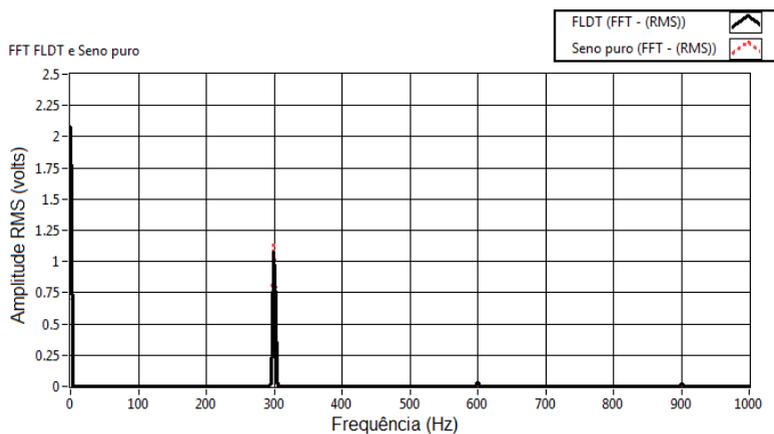


Figura 5.6: FFT do sinal de deslocamento a 300 Hz.

Existe, inclusive, dificuldade em perceber a presença da FFT da senoide pura devido à semelhança entre a harmônica fundamental dos sinais. No entanto, ao analisar-se detalhadamente, nota-se que existem harmônicas de ordens superiores no sinal de deslocamento, enquanto a senoide pura contém apenas a componente fundamental. Essa característica manteve-se em todos as frequências onde foram feitas medições, com evidente predominância da frequência de rotação sobre as demais harmônicas, indicando, portanto, que o sinal não sofre interferência considerável de nenhuma outra fonte externa.

Além disso, outra característica observada e utilizada como critério para análise da qualidade do sinal de deslocamento foi a comparação no domínio do tempo com uma senoide pura. Como citado no capítulo 3 e comprovado matematicamente pela equação 3.25, o mecanismo não possui características perfeitamente senoidais.

Logo, a comparação desses sinais permite avaliar o quão próximo o sinal do FLDT aproxima-se de uma senoide pura. A senoide pura foi construída com os parâmetros (frequência, amplitude, fase) obtidos a partir do sinal de deslocamento do FLDT. O gráfico resultante serve como ferramenta de avaliação visual.

A partir da análise das figuras 5.7 e 5.8, é possível inferir que o sinal não apresenta simetria entre a subida e descida, pois os pontos de subida e descida não cruzam a senoide pura no mesmo intervalo.

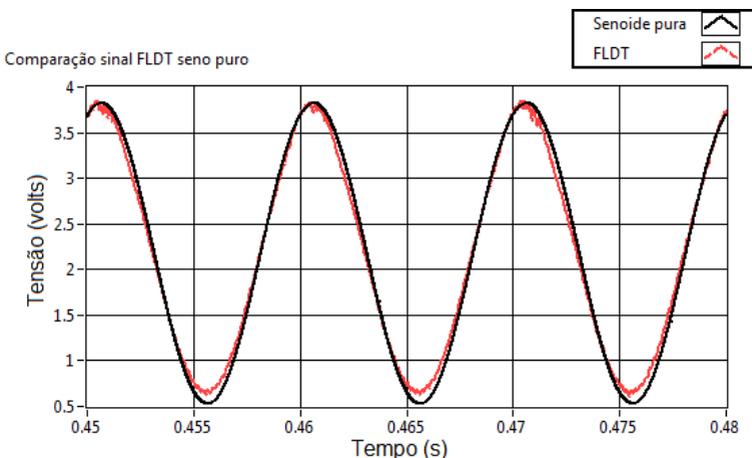


Figura 5.7: Comparação entre sinal do FLDT e senoide pura a 100 Hz.

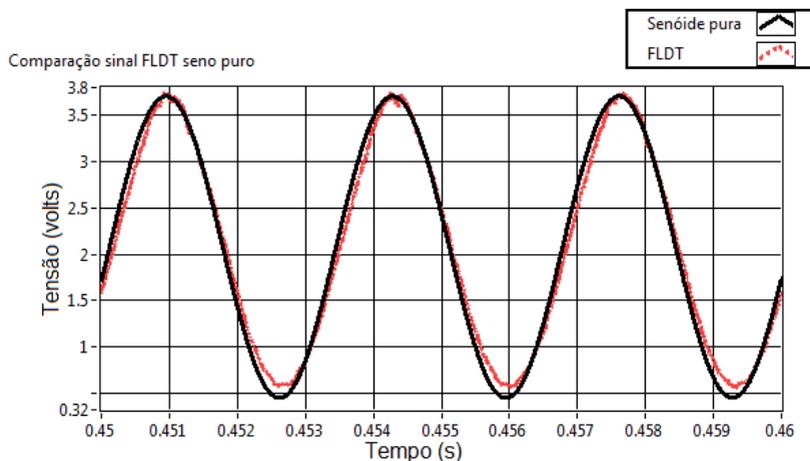


Figura 5.8: Comparação entre sinal do FLDT e senoide pura a 300 Hz.

Adicionalmente, esses intervalos de cruzamento (no qual se pode considerar que o comportamento é equivalente ao de uma senoide pura) não se mantêm constantes ao longo da frequência.

A derivada do sinal de deslocamento do FLDT serve como base para o entendimento do comportamento observado. As figuras 5.9 e 5.10 mostram os sinais obtidos, já filtrados, para melhorar a visualização.

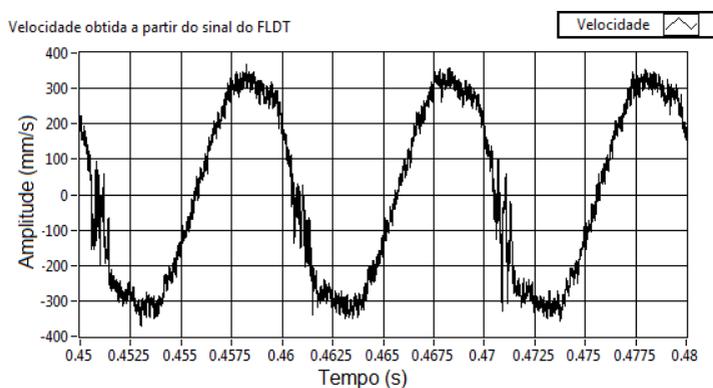


Figura 5.9: Velocidade obtida a partir da derivada do sinal do FLDT a 100 Hz.

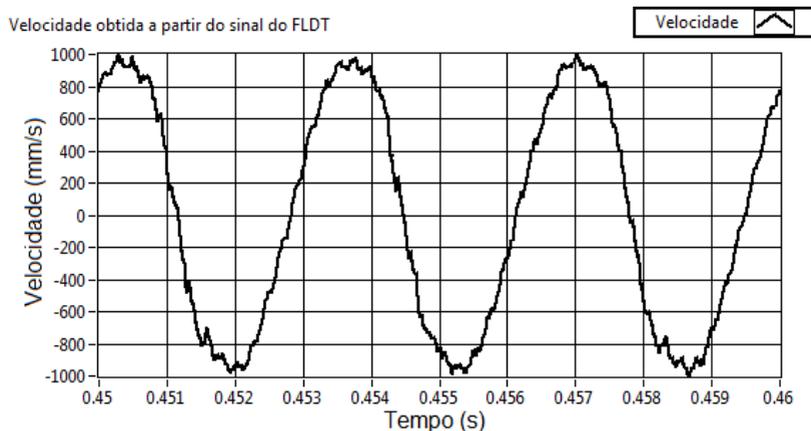


Figura 5.10: Velocidade obtida a partir da derivada do sinal do FLDT a 300 Hz.

É possível perceber que, de maneira similar ao caso dos sinais de deslocamento, não existe simetria entre as velocidades para os movimentos de subida e descida do pistão.

Além disso, existem diferenças perceptíveis entre frequências distintas, tal como a inclinação da parte correspondente à subida do sinal de velocidade. Embora seja uma consequência do fato de a velocidade de deslocamento ser maior, dada que a frequência também é, ocorre acentuação das diferenças entre as velocidades nos movimentos de subida e descida.

Comportamento semelhante também é notado em compressores herméticos alternativos³.

5.2.2.1 Variação da componente DC

A variação da componente DC do sinal do FLDT é considerada um dos maiores entraves na determinação do cruzamento do sinal pelo valor de referência.

Embora exista variação da componente DC em todos os ensaios, com uma diminuição da tensão à medida que a frequência aumenta, ela

³De acordo com especialistas da empresa parceira.

não se dá de maneira sistemática, notadamente com variações mais significativas em alguns ensaios, como mostra a figura 5.11.

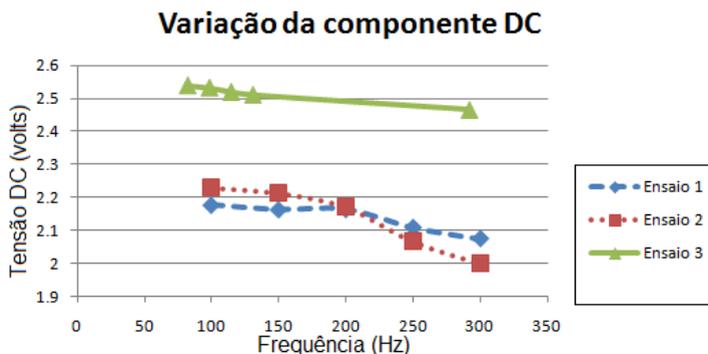


Figura 5.11: Variação da tensão DC em três ensaios diferentes.

A eliminação da componente DC evidencia o fato de que o sinal não é simétrico (os picos positivo e negativo não possuem o mesmo módulo), como mostrado na figura 5.12.

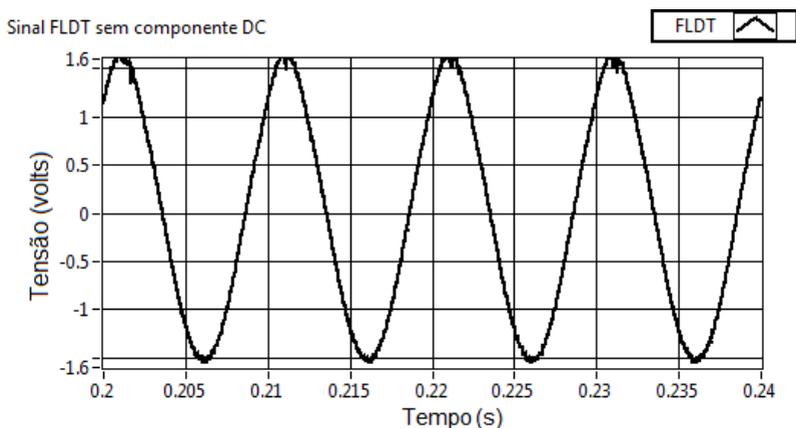


Figura 5.12: Sinal do FLDT a 100 Hz com componente DC eliminada. Escala ajustada propositalmente para mostrar assimetria.

Como o valor de referência é mantido o mesmo, quando ocorre a variação da componente DC e o sinal é deslocado, não há mais cor-

respondência entre as medições em frequências diferentes. O efeito da variação da componente DC é mostrado na figura 5.13.

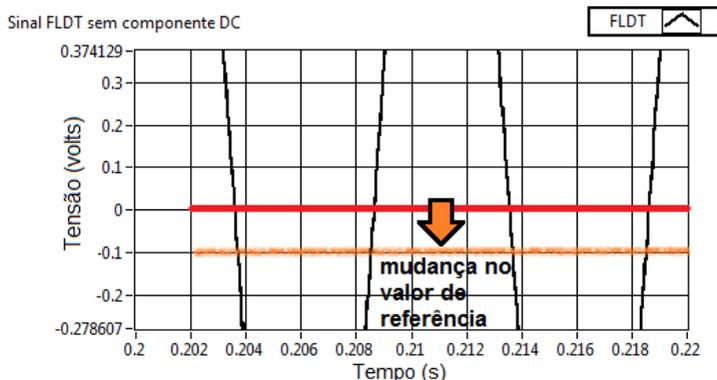


Figura 5.13: Efeito da variação da componente DC no sinal.

Mesmo que pequena, essa variação, quando transformada em desvio temporal, leva a grandes erros no cálculo da defasagem. A 100 Hz, uma variação de 10^{-4} s equivale a uma variação de $3,6^\circ$, já para um sinal cuja frequência é 300 Hz, a mesma variação no tempo equivale a quase 11° . A variação correspondente no tempo pode ser visualizada na figura 5.14.

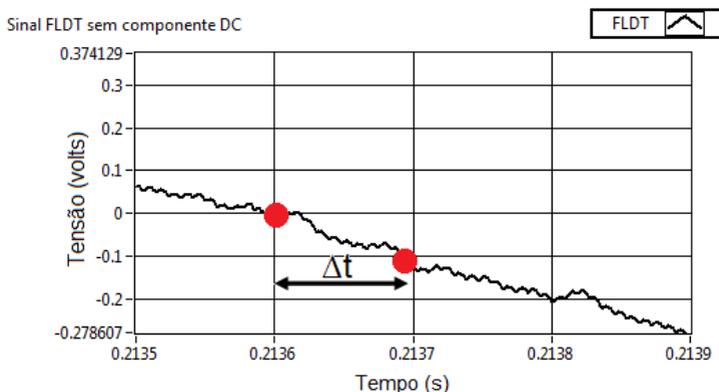


Figura 5.14: Efeito da variação da componente DC no sinal na defasagem.

5.2.2.2 Estabilidade da amplitude

Outra importante característica que precisa ser analisada é a estabilidade da amplitude do sinal. Como mencionado na seção 3.2, é desejável que os ensaios sejam realizados sob as mesmas condições, o que também inclui um deslocamento constante.

Todavia, é sabido que o próprio mecanismo, devido ao movimento alternativo, sofre deformação. A figura 5.15 mostra o comportamento da amplitude do sinal em função da frequência de deslocamento do pistão.

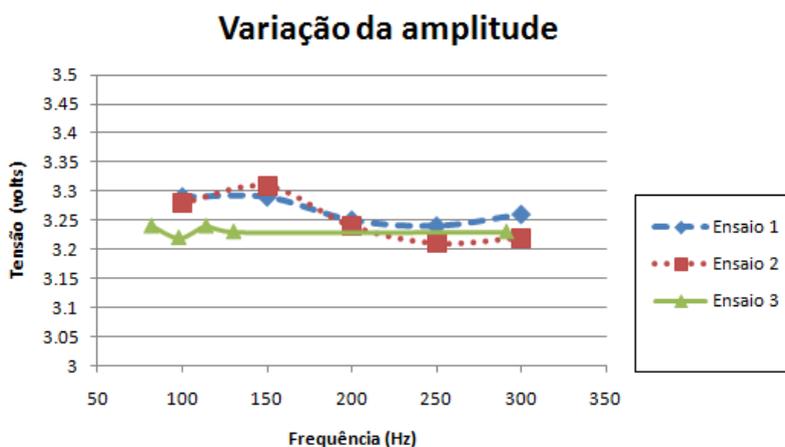


Figura 5.15: Variação de amplitude do sinal de deslocamento com a frequência.

Para o pior caso, houve variação de 0,1 V na amplitude do sinal, correspondendo a uma variação percentual de 3% relativo ao valor médio de 3,25 V.

Vale ressaltar, contudo, que não existe relação direta entre o aumento da amplitude e da frequência, o que seria esperado devido à maior deformação do conjunto mecânico. Logo, não se pode afirmar que a deformação afeta de maneira significativa os ensaios, sendo a variação atribuída a um conjunto de fatores, tais como: incerteza na determinação da amplitude pelo software, variação nas características

do amplificador de sinais do FLDT e ao próprio movimento mecânico.

Essa variação, todavia, poderia ser compensada utilizando-se algoritmo semelhante ao da determinação dos valores de referência para os sinais *eddy* e da fibra óptica. Entretanto, é tarefa bastante complicada determinar exatamente os picos superior e inferior de um sinal ruidoso sem tratamento de sinal. Sendo assim, não foi possível determinar um valor de referência baseado na amplitude dinâmica do sinal.

5.2.2.3 Repetitividade do sinal

O estudo de repetitividade do sinal permite determinar o comportamento de cada sinal no que diz respeito ao cruzamento em relação ao valor de referência utilizado, possibilitando assim não somente uma melhor compreensão sobre o comportamento da bancada (no que diz respeito à variação da rotação), com também dos transdutores utilizados (repetitividade da medição) e do algoritmo de detecção do cruzamento pelo valor de referência.

Adotou-se a variação do ponto de cruzamento de cada sinal com o valor de referência como ferramenta de comparação. Ou seja, determinam-se os índices correspondentes ao instante de cruzamento do sinal pelo valor de referência e faz-se a subtração entre índices adjacentes, obtendo-se assim a distância, em pontos, entre os pontos de cruzamento. Idealmente, se não houvesse variação da rotação nem erro na determinação no cruzamento da onda pelo valor de referência, ter-se-ia sempre uma onda no qual qualquer valor arbitrário de referência estaria espaçado um número de pontos equivalente ao período do sinal, com desvio padrão nulo.

Entretanto, como é de se esperar, na prática observou-se um comportamento distinto entre as referências e o FLDT. Como base de comparação, escolheram-se os extremos da medição (a 100 Hz e 300 Hz).

As figuras 5.16, 5.17, 5.18 indicam que, para rotações mais baixas, a distribuição possui comportamento mais retangular, com menor variação observada para os sinais de referência.

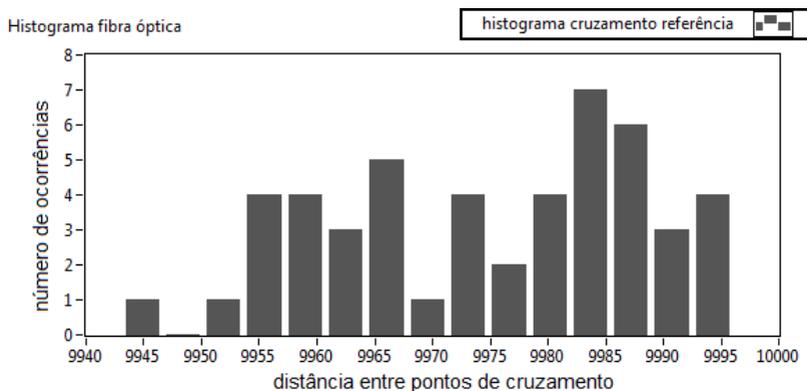


Figura 5.16: Variação do ponto de cruzamento do transdutor de fibra óptica a 100 Hz.

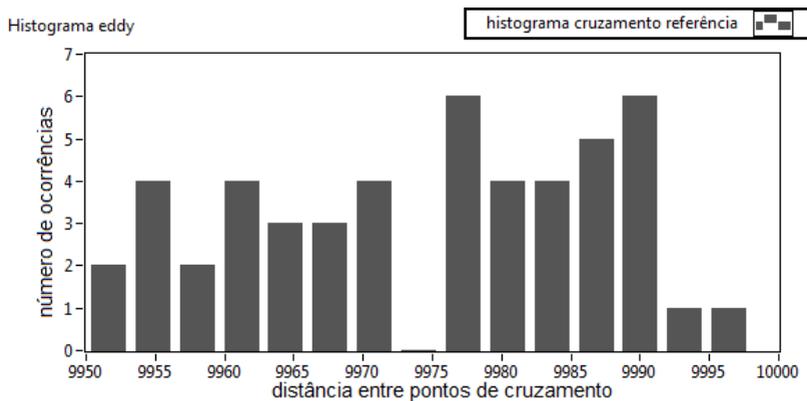


Figura 5.17: Variação do ponto de cruzamento do transdutor *eddy* a 100 Hz.

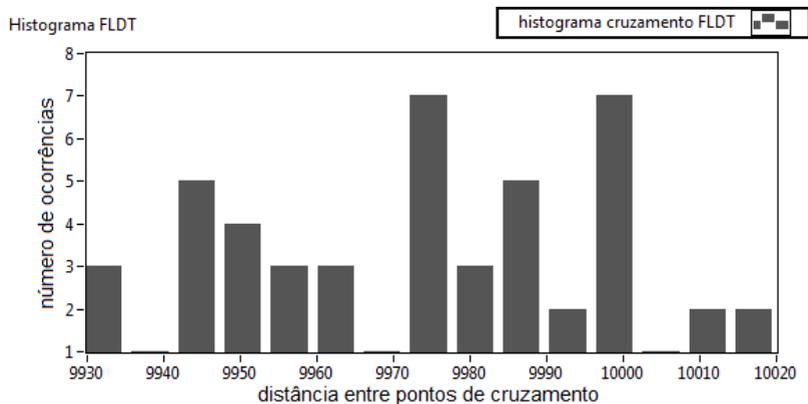


Figura 5.18: Variação do ponto de cruzamento do FLDT a 100 Hz.

Em rotações mais elevadas (figuras 5.19, 5.20 e 5.21), observa-se uma distribuição mais normal. Assim como no primeiro caso (rotação a 100 Hz), tem-se um desvio padrão menor dos sinais de referência quando comparados ao sinal do FLDT.

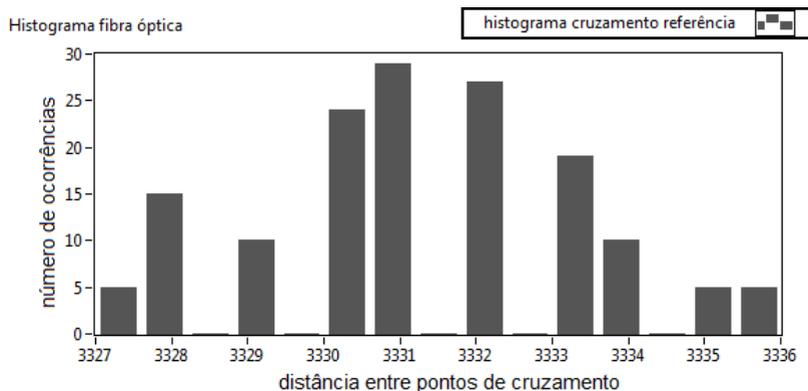


Figura 5.19: Variação do ponto de cruzamento do transdutor de fibra óptica a 300 Hz.

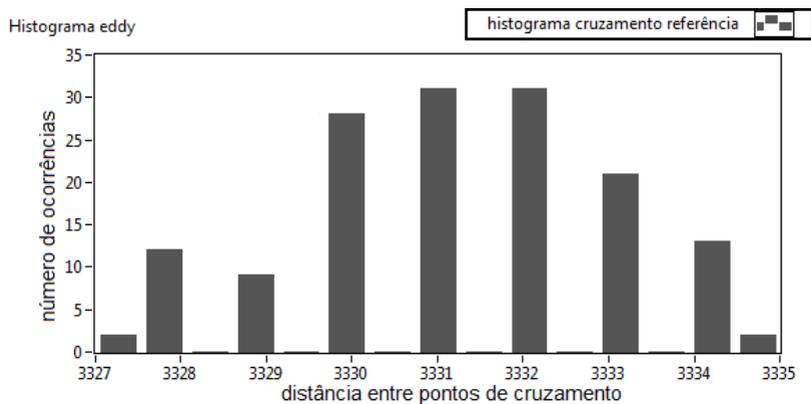


Figura 5.20: Variação do ponto de cruzamento do transdutor *eddy* a 300 Hz.

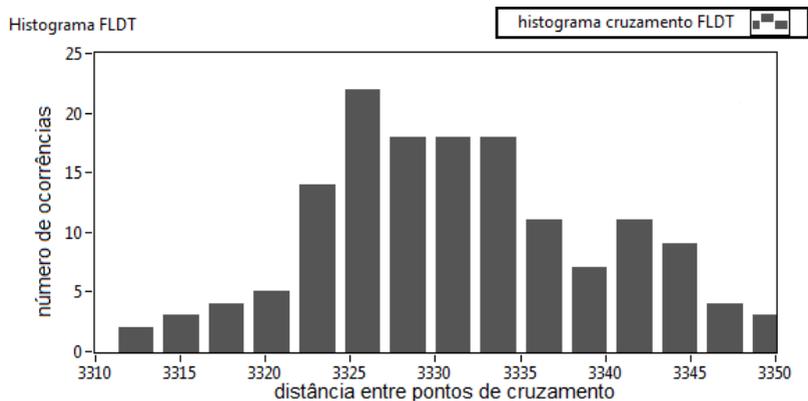


Figura 5.21: Variação do ponto de cruzamento do FLDT a 300 Hz.

Percebe-se também que, em termos relativos, a variação diminui significativamente com o aumento da rotação para os sinais de referência e, em menor escala, para o FLDT.

Entretanto, o dado mais representativo é o quanto essa variação dos pontos de cruzamento equivale em graus. A tabela 5.1 mostra os resultados quando os desvios padrão correspondentes à variação da distância entre os pontos de cruzamento são convertidos para graus, sabendo-se a frequência.

Tabela 5.1: Valores, em graus, correspondentes ao desvio padrão dos pontos de cruzamento para cada sinal.

Freq. sinal	Fibra óptica	<i>Eddy</i>	FLDT
100 Hz	0,50°	0,46°	0,93°
300 Hz	0,23°	0,12°	0,82°

A partir disso, é possível afirmar que a variação da rotação durante o intervalo de medição não deve ser significativa, caso contrário, através da distância entre os pontos de cruzamento, seria possível perceber essa variação. Ademais, nota-se um maior desvio padrão no sinal do FLDT, o que pode estar relacionado tanto às suas características metrológicas quanto a uma maior dificuldade de determinação do exato ponto de cruzamento, devido ao caráter oscilatório do sinal, mais perceptível em sinais com derivada (grau de inclinação numa região) menor.

5.2.2.4 Filtros digitais

Tanto os sinais de deslocamento das referências como o sinal do FLDT contêm ruídos (tanto devido à vibração do sistema mecânico como à altíssima taxa de aquisição utilizada) que dificultam a identificação do instante da passagem do sinal pelo valor de referência, uma vez que devido à oscilação do sinal, diversos pontos de cruzamento podem ser identificados.

Esse problema poderia ser facilmente resolvido através de filtros analógicos. No entanto, como tais filtros modificam a fase do sinal original, e sendo tal informação de fundamental importância, descartou-

se sua utilização.

Logo, a solução foi a utilização de filtros digitais. Foram utilizados dois filtros com princípios de funcionamento distintos.

Embora também apresentem ruídos, os sinais de referência não foram filtrados, porque o valor de referência estava sempre contido na região de transição do sinal, caracterizada por alta derivada, o que minimiza o efeito do ruído.

O primeiro filtro, chamado aqui de Filtro FFT, permite a filtragem de sinais sem modificação de fase, realizada através do princípio da FFT e da seleção das harmônicas de interesse. A reconstrução do sinal no tempo é feita através da Transformada de Fourier Inversa.

Utilizou-se também um filtro conhecido como Savitzky-Golay (68), também chamado de filtro de mínimos quadrados ou DISPO (do inglês *Digital Smoothing Polynomial*). Esse filtro, diferentemente dos filtros comuns, não tem suas propriedades definidas no domínio de Fourier e depois transladadas para o domínio do tempo (69).

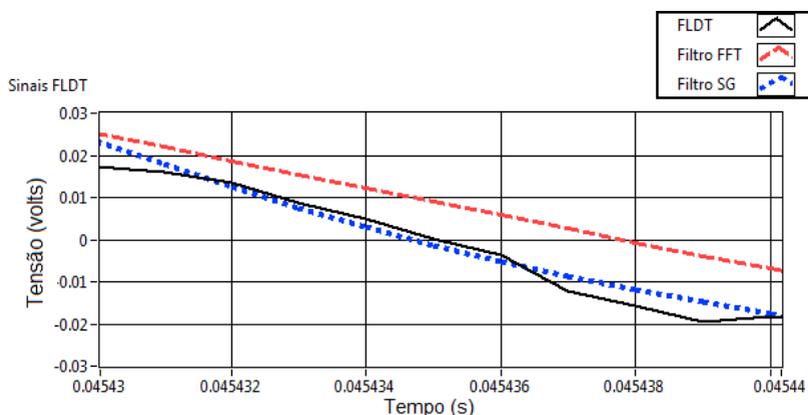


Figura 5.22: Pequenas alterações no ponto de cruzamento por zero.

Na prática, ambos os filtros apresentaram resultados bastante satisfatórios para os sinais de deslocamento do FLDT, não se observando alteração na fase do sinal em nenhum dos casos. No cálculo da defasagem dos sinais, houve pequenas variações dos filtros em relação ao

sinal original. Isso pode ser justificado pelo fato de os sinais apresentarem pequenas oscilações, o que altera o ponto de cruzamento pela referência, como observado na figura 5.22. Entretanto, considerando todos os casos, essas variações não foram maiores do que 0,2 grau.

5.3 Influência do tempo de estabilização nos sinais de referência

O tempo de estabilização é o tempo necessário, a partir do instante em que o equipamento é ligado, para que os componentes eletrônicos aqueçam e entrem em equilíbrio térmico. Se esse tempo não for respeitado, pode haver diferenças no valor do sinal, acarretando erros de medição.

Embora não haja um interesse particular na medição de deslocamento de tais sistemas, variações significativas nos sinais superior e inferior levariam a modificações no valor da amplitude do sinal, o que alteraria, conseqüentemente, o ponto utilizado como referência para o cálculo da defasagem.

O objetivo, todavia, não é a determinação do coeficiente de deriva térmica de tais sistemas, uma vez que essa já é uma informação disponível pelos fabricantes de cada sistema. Foram analisadas aqui duas situações distintas: com ambos os transdutores medindo a posição superior do pistão (chamada de *haste pequena*) e a posição inferior (chamada de *haste grande*).

Após cada medição, os sistemas foram desligados e uma nova medição se deu apenas no dia seguinte, de forma a garantir que os sistemas estariam em equilíbrio térmico com o ambiente no próximo ensaio (condição inicial).

A figura 5.23 mostra o comportamento dinâmico da temperatura para ambos os casos. Percebe-se que o tempo de estabilização máximo do ensaio foi de aproximadamente 1750 segundos, o que equivale a aproximadamente 30 minutos.

Para a medição do corpo da haste com o transdutor de fibra óptica, observa-se um comportamento assintótico, com estabilização próxima ao valor de 0,825 V, indicado na figura 5.24. Utilizando-se o valor de 0,815 V como base, tem-se então uma variação percentual de 1,2% no valor do sinal da fibra óptica.

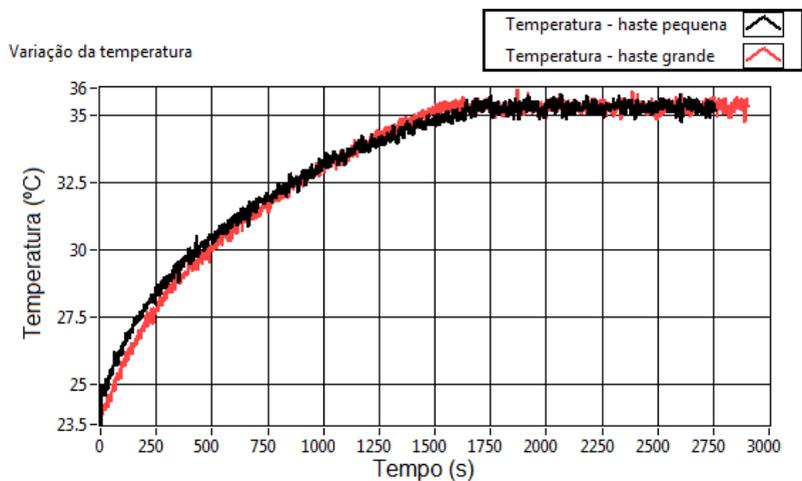


Figura 5.23: Variação da temperatura nas duas medições.

Em deslocamento, essa variação corresponde a aproximadamente $1,6 \mu m$.

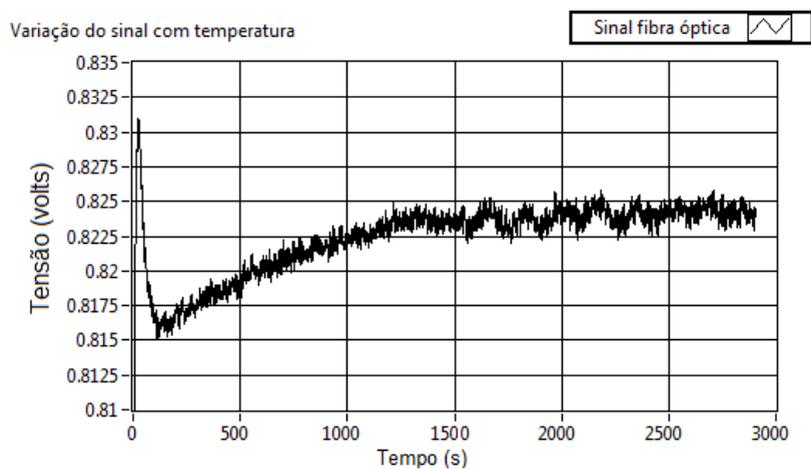


Figura 5.24: Sinal da fibra óptica durante período de estabilização e medição *haste grande*.

Já o transdutor *eddy*, com saturação negativa ao medir o corpo da haste, não sofre influência devido ao tempo de estabilização. Esse comportamento é ilustrado na figura 5.25.

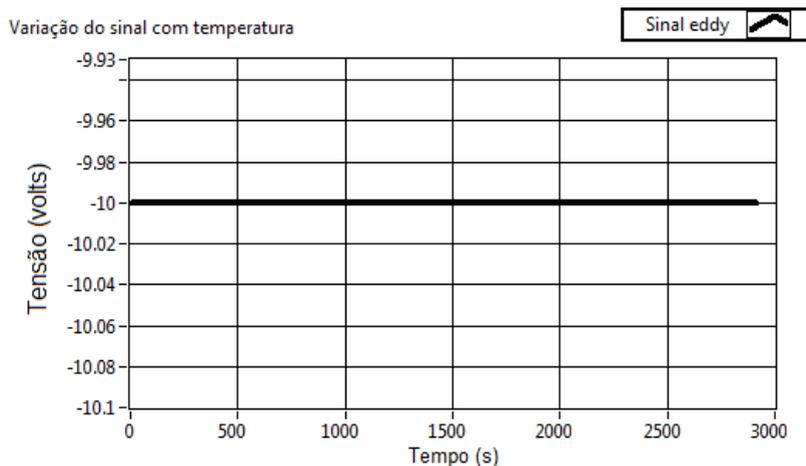


Figura 5.25: Sinal do *eddy* durante período de estabilização e medição haste grande.

Para o caso da medição da haste pequena, com saturação positiva (figura 5.26), não se observa um comportamento assintótico do sinal do transdutor *eddy*, embora fique claro uma tendência de estabilização próximo ao valor de saturação, o que pode indicar que, nesse caso, o tempo de acomodação tira o transdutor da região de saturação. Considerando-se que a variação da tensão de saída foi de 0,1 V, em deslocamento, tem-se uma variação correspondente de $2,5 \mu\text{m}$.

O sinal de fibra óptica apresenta comportamento assintótico do valor de saída, com variação de aproximadamente 3,46 V para 3,51 V, correspondendo a uma variação de 2% do sinal. Em deslocamento, tem-se uma variação de aproximadamente $8,2 \mu\text{m}$. A variação temporal do sinal é ilustrada na figura 5.27.

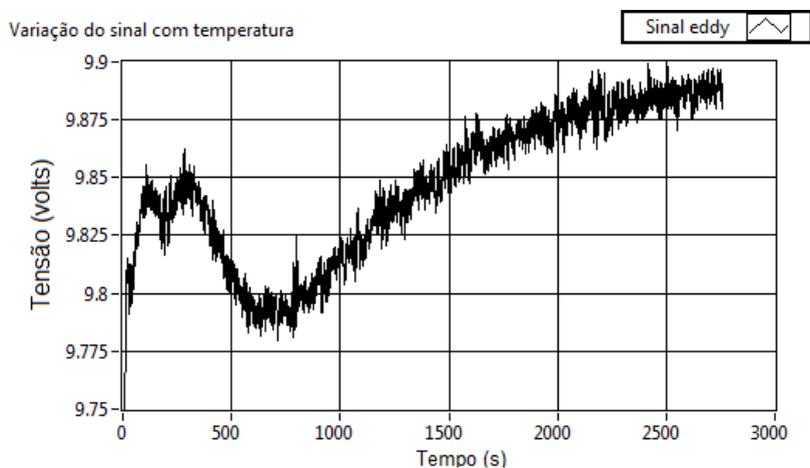


Figura 5.26: Sinal do *eddy* durante período de estabilização e medição *haste pequena*.

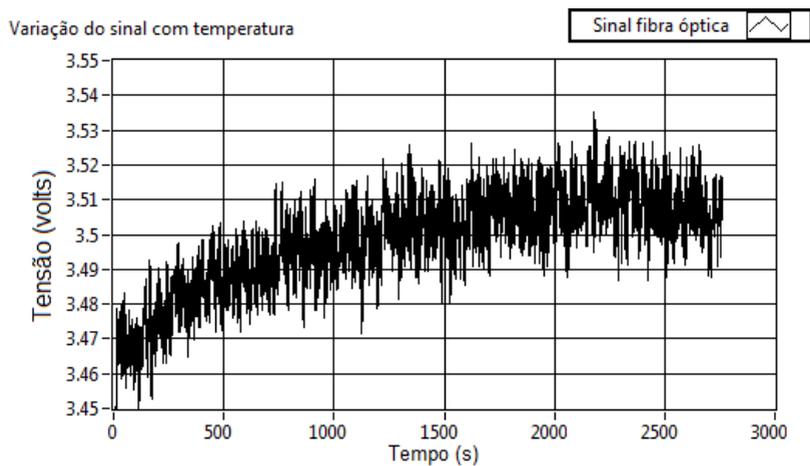


Figura 5.27: Sinal da fibra óptica durante período de estabilização e medição *haste pequena*.

5.4 Defasagem do sinal

A defasagem dos sinais, que corresponde ao atraso do sinal na frequência de medição com relação à frequência de 100 Hz, foi calculada a partir das equações 3.29 e 3.28 e dos métodos de medição citados na seção 5.2.1.

Apresentam-se aqui os resultados obtidos quando se comparou o atraso entre os sinais de referência, entre fibra óptica e FLDT e entre *eddy* e FLDT.

5.4.1 Determinação do melhor método

O primeiro ensaio realizado teve como objetivo determinar qual dos métodos para determinação do valor de referência (apresentados na seção 5.2.1) apresentava menores variações, mais próximas às esperadas a partir das informações de frequência de corte de cada transdutor de referência, o que poderia ser considerado como um resultado mais satisfatório.

A partir do diagrama de Bode do transdutor de fibra óptica e do transdutor *eddy*⁴, tem-se que, a 300 Hz, a defasagem esperada entre os sinais é de aproximadamente 0,3 grau. Por apresentarem as variações mais próximas às esperadas teoricamente, adotaram-se os métodos 3 e 4 como os métodos a serem utilizados para o cálculo do atraso nos demais ensaios. As variações de defasagem de acordo com cada método de cálculo de atraso podem ser visualizadas na figura 5.28.

5.4.2 Atraso dos sinais de referência

5.4.2.1 Atraso obtido com método 3

As figuras 5.29 e 5.30 mostram o atraso calculado entre os sinais de referência para três ensaios distintos, tanto para o caso no qual os sinais cruzam os valores de referência no sentido crescente.

⁴Supôs-se uma resposta semelhante a um filtro passa-baixa de primeira ordem, embora esse comportamento não seja confirmado pelo fabricante do transdutor *eddy* no *datasheet*. Adotou-se a mesma abordagem para a fibra óptica, porém, essa informação é confirmada em catálogo.

Variações no cálculo da defasagem de acordo com cada método

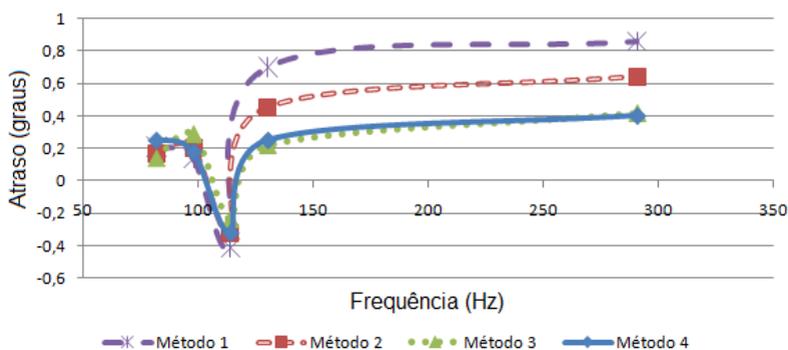


Figura 5.28: Atraso entre sinais de referência para cada método de cálculo.

Atraso entre os sinais de referência - *Falling edge*

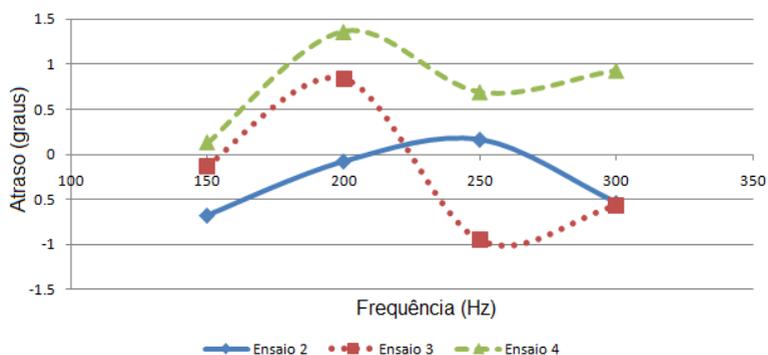


Figura 5.29: Atraso dos sinais de referência para *Falling edge*.

Ou seja, vindo de um valor de saturação negativo em direção à saturação positiva, aqui chamado de *Rising edge*, como para o caso contrário, no sentido decrescente, chamado de *Falling edge*.

Observa-se que existe um pico acentuado do atraso calculado a 200 Hz. Tal comportamento manteve-se constante em todos os ensaios realizados, e foi o que motivou a realização de ensaios de vibração na bancada (mostrada na seção 5.6).

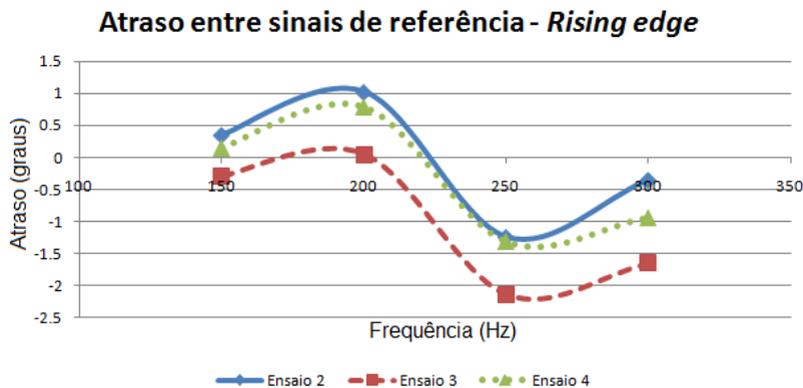


Figura 5.30: Atraso dos sinais de referência para *Rising edge*.

Contudo, não foi possível determinar uma causa que justificasse tal comportamento. Desta maneira, realizou-se a análise do atraso desconsiderando-se o comportamento observado nessa frequência. Todavia, deve-se salientar que tal comportamento precisa ser melhor analisado futuramente⁵.

Como mostrado na seção 5.2.2.3, a repetitividade dos sinais de referência é consideravelmente melhor que a do FLDT. Ou seja, para uma dada frequência, os sinais dos transdutores de fibra óptica e *eddy* cruzam seus respectivos valores de referência em intervalos de tempo cuja variabilidade é pequena. No caso do *Falling edge*, existe um padrão menos perceptível, com os ensaios 3 e 4 apresentando comportamento mais semelhante, embora com módulos distintos, enquanto os valores finais de atraso a 300 Hz para os ensaios 2 e 3 apresentam valores mais próximos aos encontrados teoricamente pelo diagrama de Bode e obtidos no primeiro ensaio, tal como visto na seção 5.4.1.

Logo, não sendo a repetitividade a responsável pela variação excessiva da defasagem, a explicação para tal comportamento é que ainda ocorre variação no valor de referência utilizado para o cálculo da defasagem, em virtude das variações que os sinais de referência, principalmente da fibra óptica, sofrem com a mudança da frequência.

⁵Os ensaios originais, sem desconsiderar o comportamento a 200 Hz, estão disponíveis nos anexos.

Além disso, o sinal de fibra óptica contém ruídos acentuados, o que dificulta não somente a detecção do instante de cruzamento pelo valor de referência, como também pode alterar o valor das amplitudes dinâmicas, que é uma das variáveis utilizadas na determinação do valor de referência.

5.4.2.2 Atraso obtido com método 4

Os resultados obtidos utilizando o método 4 mostram que, de modo geral, a módulo do atraso detectado ficou em torno de 0,4 grau (exceção feita ao ensaio 4), valor não tão distante do esperado teoricamente, apesar de, em termos relativos, representar uma variação considerável. As figuras 5.31 e 5.32 mostram o comportamento obtido após o cálculo do atraso.

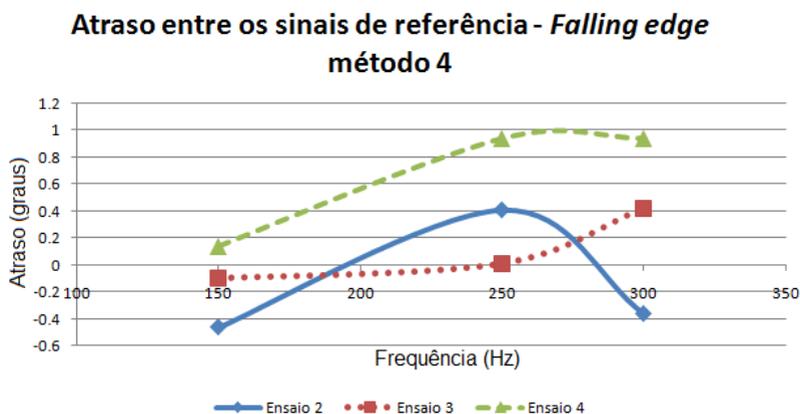


Figura 5.31: Atraso entre as referências em *Falling edge*, desconsiderando 200 Hz.

Além disso, nota-se que os ensaios em *Rising edge* apresentaram menor variação, com comportamento decrescente até 250 Hz para os três casos. O ensaio 4, em ambos os casos, apresentou os maiores erros, com valores próximos a 1 grau.

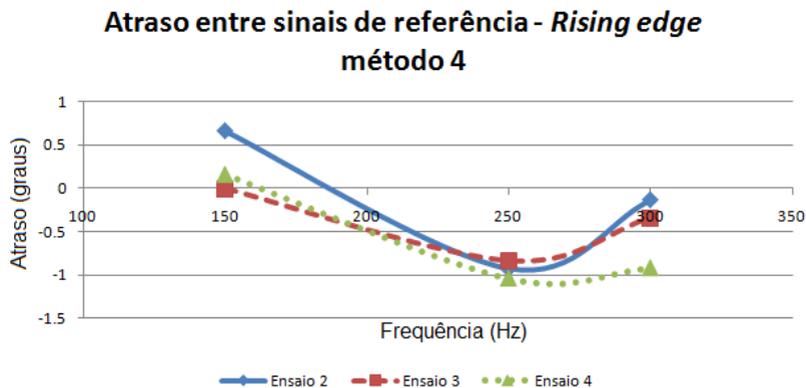


Figura 5.32: Atraso entre as referências em *Rising edge*, desconsiderando 200 Hz.

5.4.3 Atraso do FLDT em relação ao transdutor *eddy*

O atraso observado entre o sinal do transdutor *eddy* e do FLDT, para cada caso, pode ser visto nas figuras 5.33 e 5.34. Como não foi utilizado nenhum outro método de determinação do valor de referência, não existem análises distintas.

Percebe-se um comportamento mais similar dos resultados obtidos nos ensaios 3 e 4, principalmente no caso do *Rising edge*. O ensaio 2, para ambos os casos, apresenta maior variabilidade, com pico acentuado e de módulo diferente na frequência de 200 Hz. Essa variação no módulo do atraso reforça a ideia de que não existe simetria no sinal de deslocamento na subida e na descida, uma vez que no caso do *Falling edge* o sinal do transdutor *eddy* cruza a referência antes do FLDT. Contrariamente, no caso do *Rising edge*, o sinal do transdutor *eddy* cruza a referência depois do FLDT.

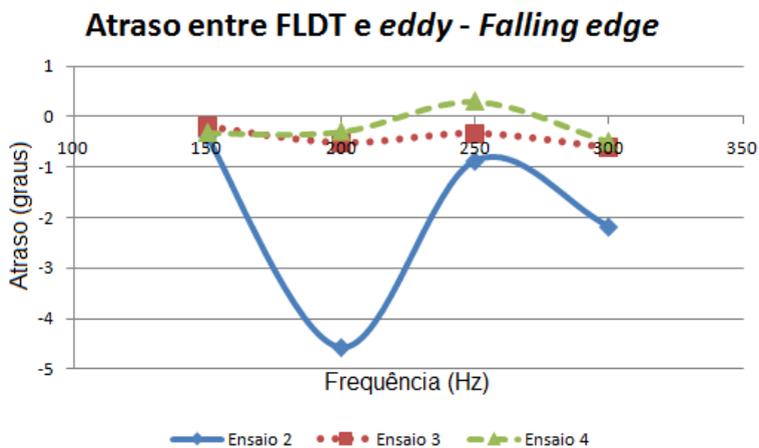


Figura 5.33: Atraso entre FLDT e eddy para *Falling edge*.

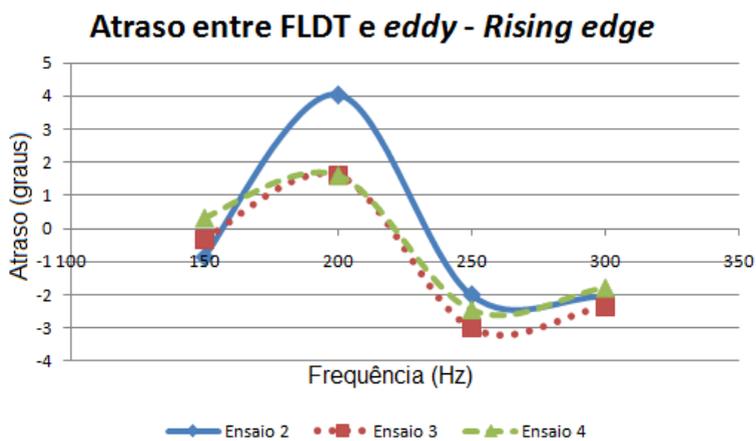


Figura 5.34: Atraso entre FLDT e eddy para *Rising edge*.

Como as referências são as mesmas para ambos os casos, elimina-se a hipótese dessa variação ser devida à mudança do valor de referência.

Desconsiderando-se os resultados a 200 Hz, observa-se um comportamento mais assintótico do atraso (figuras 5.35 e 5.36). Essa variação de pouco mais de 2 graus também condiz com as informações presentes no *datasheet* do amplificador do FLDT.

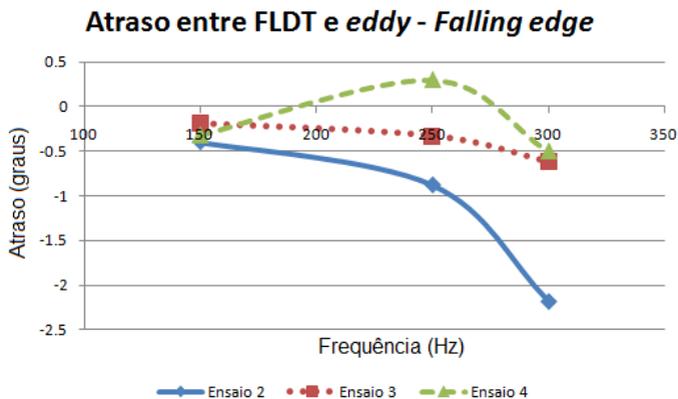


Figura 5.35: Atraso entre FLDT e *eddy* para *Falling edge*, desconsiderando 200 Hz.

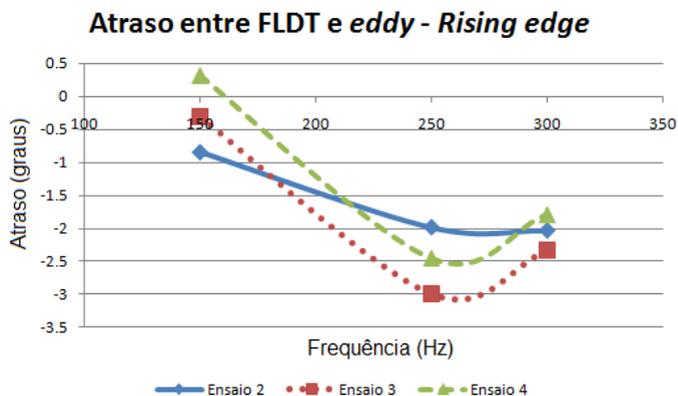


Figura 5.36: Atraso entre FLDT e *eddy* para *Rising edge*, desconsiderando 200 Hz.

Comparando-se os resultados obtidos com o esperado a partir

das informações de frequência de corte de cada transdutor⁶, tem-se que, na teoria, o atraso esperado é de 0,48 grau. Os resultados obtidos para os ensaios 3 e 4 no caso *Falling edge* foi de 0,62 grau e 0,50 grau, respectivamente. Já no caso do *Rising edge*, nota-se comportamento de queda das curvas de atraso, com valores próximos a 2 graus em 300 Hz, bem mais distantes do esperado. Embora o sinal do transdutor *eddy* apresente menos ruído, os mesmos problemas encontrados no caso da comparação do sinal do FLDT com fibra óptica também são válidos para essa análise.

5.4.4 Atraso do FLDT em relação à fibra óptica

5.4.4.1 Atraso obtido com método 3

Assim como observado na medição com transdutor *eddy*, também nota-se a assimetria do sinal do FLDT, exatamente com as mesmas características para cada referência utilizada (*Falling edge* ou *Rising edge*). As figuras 5.37 e 5.38 mostram o atraso calculado para ambos os casos.

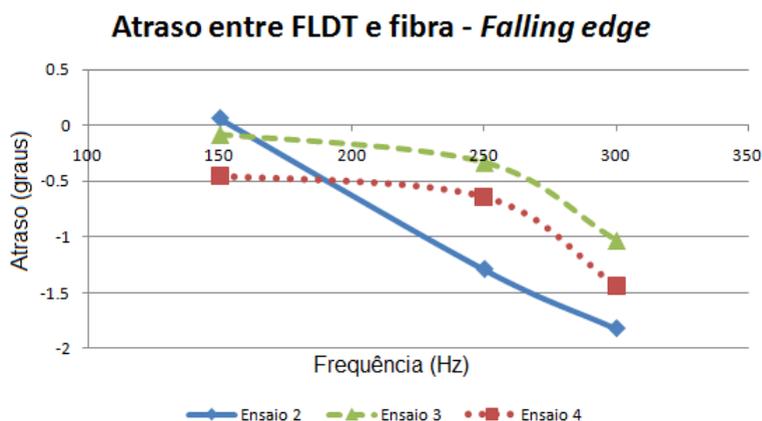


Figura 5.37: Atraso entre FLDT e fibra óptica para *Falling edge*, desconsiderando 200 Hz.

Na comparação com os valores teóricos, esperaria-se um atraso aproximado de 0,78 grau.

⁶O *datasheet* do amplificador do FLDT encontra-se no anexo.

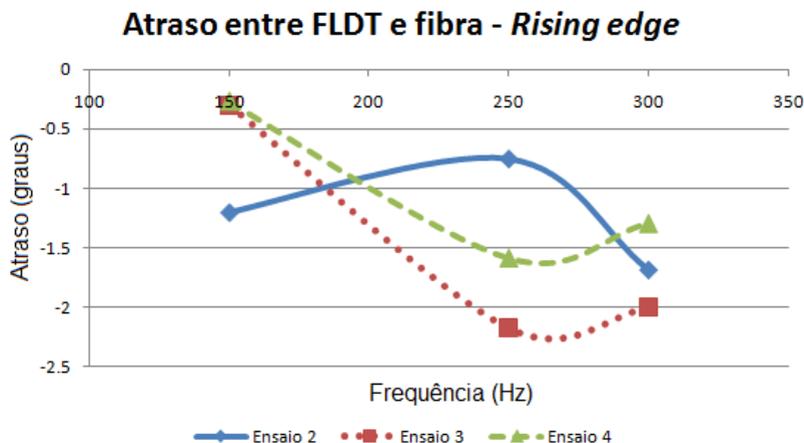


Figura 5.38: Atraso entre FLDT e fibra para *Rising edge*, desconsiderando 200 Hz.

Embora apresentem menor variabilidade quando comparado ao atraso calculado para o transdutor *eddy*, os valores mais próximos ficam na casa de 1,5 grau (em módulo), ainda distante do valor esperado.

Ressalta-se, todavia, que o cálculo do atraso é mais difícil que o do transdutor *eddy*, dadas as características ruidosas e com variação de amplitude dinâmica, aliado aos fatores já mencionados do sinal do FLDT. Isso contribui para alterar o valor de referência encontrado e aumentar o número de falsos pontos de cruzamento⁷.

5.4.4.2 Atraso obtido com método 4

Esse método apresentou maiores variações quando comparado ao método 3.

Nota-se que existem inversões no sentido de variação (ensaios 3 e 4) quando se comparam os atrasos obtidos com *Falling edge* e *Rising edge*, mostrados nas figuras 5.39 e 5.40.

⁷Pontos que, devido ao ruído, cruzam o valor de referência, mas não correspondem ao instante verdadeiro de cruzamento.

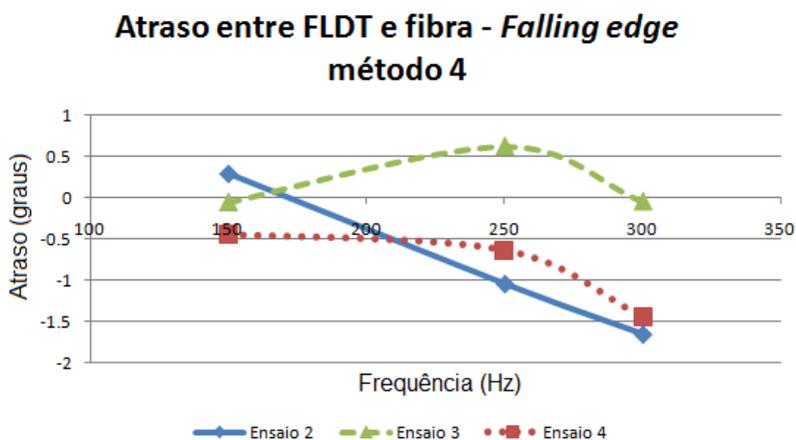


Figura 5.39: Atraso entre FLDT e fibra para *Falling edge*, desconsiderando 200 Hz.

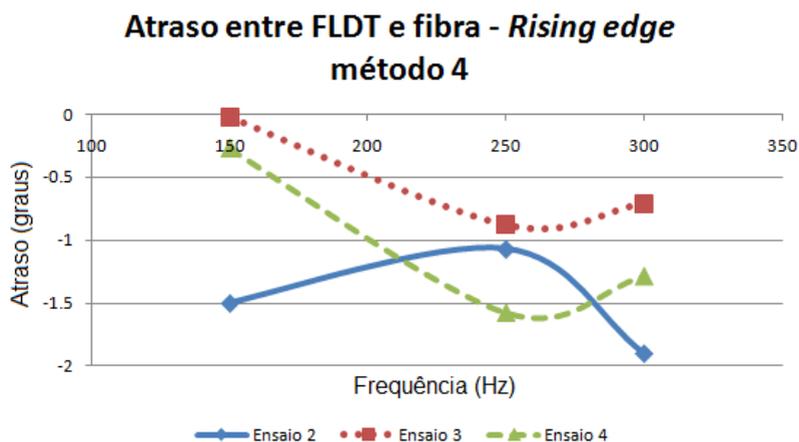


Figura 5.40: Atraso entre FLDT e fibra para *Rising edge*, desconsiderando 200 Hz.

Mais uma vez, essas diferenças são explicadas por assimetrias no sinal do FLDT e mudanças no valor de referência, que alteram o valor final do atraso. Ainda assim, as variações (em módulo) não ultrapassam os 2 graus, o que também deixa o resultado dentro dos limites estabelecidos em catálogo pelo fabricante do amplificador do FLDT.

5.5 Defasagem com atraso conhecido

Essa abordagem consiste em fazer com que a saída do FLDT passe por um filtro passa-baixa de primeira ordem e constante de tempo conhecida. Dessa maneira, a defasagem entre o sinal original e filtrado pode ser calculada e comparada com os valores teóricos, baseados na curva de resposta em frequência do filtro.

Isso permite reforçar uma série de questões bastante pertinentes, no que se refere ao atual sistema de medição utilizado, mas também como estudo preliminar do método de medição a ser empregado futuramente, com tais questões sendo:

- simulação da determinação do atraso de dois sinais senoidais, de maneira similar a que será utilizada no futuro, com a utilização de um outro transdutor de fibra óptica;
- validação do software para o cálculo do atraso baseado no cruzamento por um valor de referência, através da comparação dos resultados obtidos dessa maneira com os valores teóricos.

O circuito elétrico construído pode ser visualizado na figura 5.41.

A variação da frequência de corte do filtro (e por sua vez do atraso do sinal) deu-se pela alteração do resistor utilizado, como indica a tabela 5.2.

Tabela 5.2: Informações sobre os filtros analógicos.

Resistência (Ω)	Capacitância (μF)	Frequência de corte (Hz)	Atraso/100 Hz ($^{\circ}$ /100 Hz)
330,0	1,0	428,8	10,6
100,0	1,0	1591,0	3,8

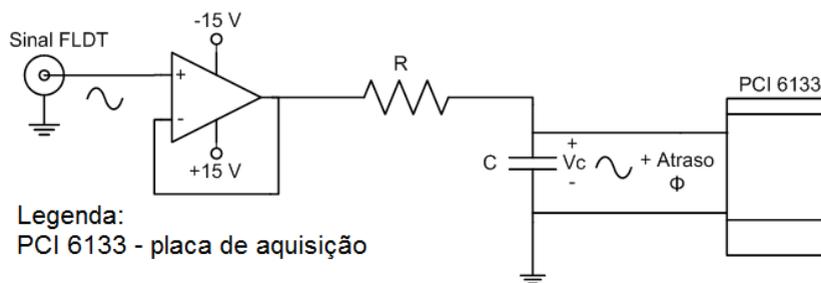


Figura 5.41: Circuito do filtro passa-baixas.

A proximidade dos resultados obtidos medindo-se diretamente a defasagem entre os sinais original e filtrado e através do cruzamento por um valor de referência indicam que o software é capaz de determinar os pontos de cruzamento e os valores de atraso corretamente. A figura 5.42 indica o atraso calculado quando o sinal passa pelo filtro com frequência de corte de 428,8 Hz.

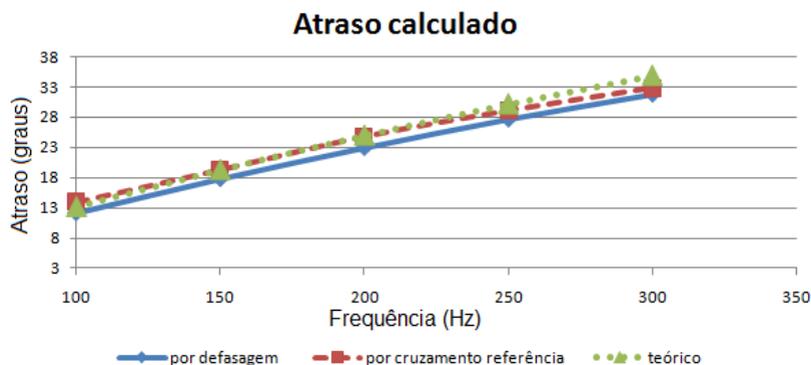


Figura 5.42: Atrasos calculados para filtro com frequência de corte de 428,8 Hz.

O atraso calculado para o filtro com frequência de corte de 1591 Hz é visualizado na figura 5.43.

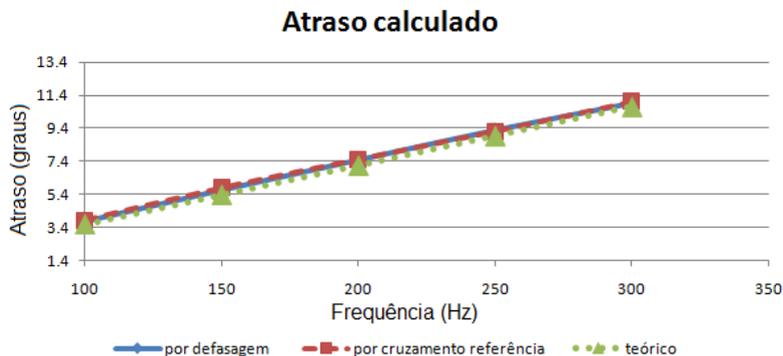


Figura 5.43: Atrasos calculados para filtro com frequência de corte de 1591 Hz.

Por conseguinte, pode-se dizer que os resultados obtidos através do método de medição de atraso a ser utilizado no futuro foram bastante promissores, com valores bastante próximos aos obtidos teoricamente para o filtro.

5.6 Ensaios de vibração da bancada

Ao transmitirem torque, os eixos agem como molas torcionais. Quando ocorre variação cíclica do torque transmitido, podem aparecer vibrações torcionais forçadas que, dependendo da frequência natural do sistema, podem causar ressonância⁸ (70). Em ensaios realizados previamente, com a bancada em uma configuração diferente, percebeu-se a existência do efeito da ressonância. Sabendo-se que a ressonância causa uma variação significativa de fase do sinal, a realização dos ensaios tiveram como objetivo principal a determinação da frequência de ressonância da bancada.

Realizaram-se testes com o acelerômetro colocado nos três eixos, de maneira a medir vibrações verticais, laterais e axiais. As FFT de cada medição de vibração, por eixo, podem ser vistas nos anexos.

⁸Fenômeno que ocorre quando a frequência natural de vibração de uma máquina ou estrutura coincide com a frequência da força externa atuante (30).

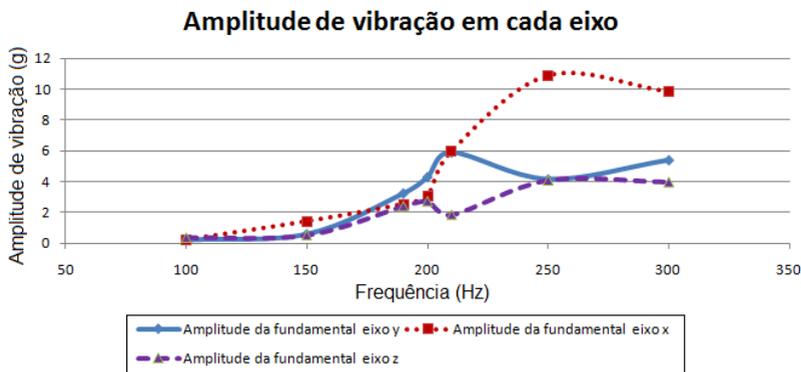


Figura 5.44: Amplitude de vibração em cada eixo.

A partir da figura 5.44, nota-se que a vibração lateral (eixo x) possui maior amplitude e que vibrações axiais possuem baixa amplitude. Além disso, existe, de maneira geral, uma relação diretamente proporcional entre a amplitude de vibração e a frequência de rotação.

O picos do sinal de amplitude de vibração lateral (eixo x) próximos a 200 Hz e a 300 Hz podem ser um indicativo de frequências de ressonância na bancada. Contudo, observando-se o comportamento da vibração para os outros eixos, não se percebe comportamento similar, pois não existem picos de amplitude acentuados, especialmente nessas frequências.

Utilizando-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT) como ferramenta de análise espectral do sinal de vibração, determinou-se a frequência fundamental, a amplitude e fase dos sinais de vibração para cada frequência, em cada eixo.

Os dados das tabelas 5.3, 5.4 e 5.5 demonstram que, na maioria dos casos, a componente fundamental do sinal de vibração é da mesma ordem da rotação (1X), existindo também predominância de harmônicas pares (2X e 4X).

Tabela 5.3: Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração vertical (eixo y).

Frequência motor (Hz)	Frequência fundamental (Hz)	Ordem fundamental	Amplitude fundamental (g)	Fase fundamental (graus)
100	200,38	2X	0,20	258,65
150	150,43	1X	0,58	229,78
190	191,10	1X	3,22	-49,32
200	200,62	1X	4,27	269,17
210	210,60	1X	5,88	-32,04
250	250,65	1X	4,13	18,64
300	597,32	2X	5,37	210,87

Tabela 5.4: Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração lateral (eixo x).

Frequência motor (Hz)	Frequência fundamental (Hz)	Ordem da fundamental	Amplitude fundamental (g)	Fase fundamental (graus)
100	799,24	8X	0,22	263,90
150	301,03	2X	1,41	158,58
190	381,93	2X	2,53	-73,43
200	402,08	1X	3,06	57,57
210	211,28	1X	5,96	-48,84
250	251,06	1X	10,86	97,17
300	300,40	1X	9,81	230,18

Tabela 5.5: Valores de amplitude e fase da fundamental obtidos através da FFT do sinal de vibração radial (eixo z).

Frequência motor (Hz)	Frequência fundamental (Hz)	Ordem da fundamental	Amplitude fundamental (g)	Fase fundamental (graus)
100	200,26	2X	0,36	59,91
150	602,30	4X	0,52	22,83
190	764,16	4X	2,42	31,86
200	804,00	4X	2,74	31,41
210	845,07	4X	1,85	129,51
250	251,18	1X	4,10	40,43
300	300,88	1X	3,99	142,68

Heidrich (71) aponta desbalanceamentos e desalinhamentos como causas mais comuns de vibração em máquinas. Vibrações cuja natureza provém de desbalanceamentos caracterizam-se por uma frequência da vibração dominante coincidente com a frequência rotacional (a

frequência da componente fundamental é a mesma da rotação). Já os desalinhamentos originam vibrações cuja frequência dominante pode variar de 1 a até 4 vezes a frequência rotacional, com maior predominância de ocorrência de harmônicas com frequência de uma e duas vezes a da rotação do motor.

Além disso, a FFT do sinais de deslocamento (mostrada na seção 5.2.2) do FLDT não mostra uma influência significativa de harmônicas de outras ordens, que não as da própria rotação. Ou seja, o desbalanceamento, fruto do próprio mecanismo de deslocamento, aliado ao fato de haver carga adicional no pistão, e o desalinhamento entre os eixos dos motores, são fontes de influência no comportamento do deslocamento, porém não acarretam distorções suficientemente grandes a ponto de inviabilizar a utilização da bancada.

5.7 Conclusões acerca dos resultados experimentais

Neste capítulo realizou-se uma extensa análise das características do sinais de deslocamento do FLDT e das referências. Dentre os comportamentos observados, a variação da componente DC e a assimetria do sinal senoidal do FLDT destacam-se entre os fatores mais determinantes no cálculo do atraso do sinal. No caso das referências, a utilização de tais transdutores trabalhando fora da faixa de medição é fator agravante para o cálculo do atraso. Mesmo assim, tanto o transdutor de fibra óptica como o transdutor *eddy* apresentaram boa repetitividade e os atrasos em função da frequência se mostraram coerentes com as especificações dos fabricantes.

O desenvolvimento de filtros digitais mostrou excelentes resultados, pois não houve mudança na fase do sinal filtrado, quando comparado ao sinal original, característica de extrema importância. Contudo, houve pequena influência no cálculo da defasagem (e por sua vez no atraso) entre os sinais, dado o fato de que, embora estivessem em fase, os sinais original e filtrado apresentavam pequenas variações no instante de cruzamento pelo valor de referência, devido às características oscilatórias do sinal.

O tempo de estabilização dos sinais mostrou pouca influência em vários casos, e, às vezes, até nenhuma. Entretanto, como forma

de se certificar que nenhum sistema de medição está trabalhando fora de suas características normais de operação devido ao fato de não ter atingido a temperatura usual de trabalho, recomenda-se aqui esperar pelo menos 30 minutos até o início dos ensaios.

O cálculo do atraso entre os sinais de referência, fibra óptica e FLDT e *eddy* e FLDT apresentaram variabilidade maior do que a necessária para estabelecer, de fato, o comportamento dinâmico do FLDT. Dentre as causas observadas que explicam o fenômeno destacam-se, principalmente, a mudança no valor de referência dos sinais de referência, devido a alterações na amplitude e forma do sinal, alterando assim, por exemplo, a amplitude dinâmica, que é uma das variáveis utilizadas. Além disso ruídos excessivos (especialmente no caso da fibra óptica) também dificultam a detecção exata do instante de cruzamento. No caso do FLDT, o maior problema observado é a variabilidade da tensão DC durante o ensaio, aliada ao fato de não haver simetria do sinal, o que também leva a mudanças no valor de cruzamento. Mesmo assim, é possível observar que ocorre atraso no sinal do FLDT e que ele não é maior que o especificado pelo fabricante do amplificador de sinais. Pode-se ressaltar ainda que, como o atraso observado é da ordem do estabelecido no catálogo do amplificador de sinais, não existe atraso significativo por parte do FLDT em si. Assim sendo, mudanças na eletrônica (unidade de tratamento de sinais) podem mitigar os problemas observados atualmente.

A passagem do sinal do FLDT por um filtro passa-baixa de primeira ordem e com frequência de corte conhecida permitiu a comprovação de que o software desenvolvido é capaz de medir corretamente o atraso. Ademais, o cálculo do atraso do sinal através da defasagem de dois sinais de deslocamento completo, além de ser muito mais fácil e computacionalmente mais rápida, também apresentou resultados promissores, com valores bastante próximos aos obtidos teoricamente.

Assim sendo, fica a recomendação de instalação de um transdutor de deslocamento capaz de medir o deslocamento completo do pistão da bancada de testes desenvolvida e que venha a servir como referência para o cálculo do atraso.

Os ensaios de vibração realizados na bancada não mostraram comportamento ressonante em nenhum dos valores de frequência me-

dados. Além disso, análise feita através da FFT mostra influência do desalinhamento entre os eixos dos motores.

Todavia, quando comparam-se os sinais da FFT dos sinais de deslocamento e de vibração da bancada, nota-se que não existe influência significativa dos efeitos de desbalanceamento e desalinhamento, uma vez que existe predominância bastante evidente da componente fundamental (que é a própria frequência do motor) no sinal de deslocamento.

6 CONCLUSÕES E PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

As distorções observadas no diagrama PV de compressores operando em frequências elevadas levantou dúvidas a respeito do comportamento dinâmico do transdutor de deslocamento atualmente utilizado. De modo a determinar o quanto o sinal do FLDT atrasava, era necessário, primeiramente, encontrar uma maneira de realizar um deslocamento cuja frequência fosse variável e controlável. Além disso, também era necessário medir o atraso efetivo do sinal, o que só seria possível comparando-se a resposta do FLDT com a de um transdutor que servisse de referência.

Os ensaios realizados no *shaker*, principalmente devido à falta de uma referência confiável e da baixa amplitude do sinal de deslocamento, não permitiram levar a uma conclusão definitiva a respeito do comportamento dinâmico do FLDT, objetivo inicial do ensaio. Essa dificuldade levou a alterações na abordagem do problema, resultando por sua vez na construção de uma bancada de testes para medição de deslocamento.

Todavia, a visível complexidade de construção de um sistema de deslocamento capaz de trabalhar sob altas rotações levou a uma abordagem que procurasse utilizar equipamentos já disponíveis no mercado e que pudessem ser adaptados à situação. Após extensa pesquisa optou-se pela utilização de um motor a combustão de automodelo acionado por um motor elétrico *brushless* de alta rotação. Essa configuração permite a variação da rotação e medição do deslocamento em uma ampla faixa, similarmente ao *shaker*. Como vantagens, tem-se uma maior faixa de deslocamento, em comparação ao *shaker*, e tam-

bém mais próxima à estabelecida como típica para compressores de alta frequência, como o microcompressor. Além disso, a possibilidade de utilização de um sinal de referência e realização de ensaios dentro das estruturas do LIAE são também vantagens a se considerar. Vale ressaltar como outro ponto positivo que o custo para a construção da bancada é bastante inferior ao necessário para aquisição de um sistema tipo *shaker*.

A seguir apresentam-se as conclusões acerca de cada etapa desenvolvida: a bancada, o software desenvolvido e o cálculo da defasagem dos sinais e da disponibilidade comercial dos transdutores. Por fim apresentam-se as perspectivas para trabalhos futuros.

6.1.1 Acerca da bancada desenvolvida

A bancada desenvolvida cumpriu os requisitos estabelecidos inicialmente. Observou-se, na prática, que a bancada apresentou boa robustez, suportando rotações elevadas (acima de 18000 rpm) sem danificar nenhum componente. Não foi possível observar variações significativas no deslocamento do pistão, tampouco alguma relação entre as variações observadas e a frequência de rotação.

O posicionamento da haste dentro do transdutor mostrou-se uma fonte de influência na qualidade do sinal de deslocamento - em casos severos de desalinhamento entre a mesma e o orifício do FLDT, a carga excessiva impedia até mesmo o movimento do pistão. A presença de ruído mecânico, cuja origem pode ser explicada pela vibração da haste do transdutor devido ao movimento do pistão, mostrou-se presente durante toda a faixa de medição, agravando-se todavia para frequências maiores, sendo também influenciada pelo posicionamento da haste. Embora perceptíveis, essas vibrações não impossibilitaram a detecção do cruzamento pelo valor de referência.

Os ensaios de vibração também não indicaram a presença de ressonância do sistema mecânico, embora seja possível perceber através das harmônicas a influência do desalinhamento entre os eixos. Ademais, a análise através da FFT do sinal de deslocamento não mostrou nenhuma influência significativa de harmônicas de outras ordens, que não a própria fundamental.

6.1.2 Acerca do cálculo da defasagem dos sinais

A variação da componente DC do sinal de deslocamento do FLDT não seria um problema se houvesse simetria, porém, como existem diferenças entre o movimento de subida e descida do pistão, com amplitudes superior e inferior diferentes, ocorre deslocamento do valor que serve de referência para o cruzamento, dificultando o cálculo da defasagem. Os filtros digitais desenvolvidos apresentaram comportamento excelente, reduzindo significativamente o ruído presente nos sinais, sem alterar a fase. Mesmo assim, houve pequenas variações no cálculo do atraso do sinal filtrado quando comparado aos sinais sem filtro. A explicação reside no fato de haver pequena variação no instante de cruzamento do sinal pelo valor de referência, em virtude da oscilação.

Ficou caracterizado que existe atraso no sinal do FLDT quando comparado aos sinais de referência. A incerteza da medição relativamente elevada para o problema em questão não possibilita a determinação exata do atraso em cada frequência. Dentre as causas que impossibilitaram melhores resultados, mencionam-se: os ruídos existentes nos sinais, variação da amplitude dinâmica dos sinais de referência e variação da componente DC do FLDT, como já foi mencionado. Todos eles são responsáveis pela variação do valor de referência utilizado para o cálculo do atraso.

Mesmo assim, considerando-se que o atraso calculado em nenhum momento superou o estipulado pelo fabricante no catálogo do amplificador de sinais, acredita-se que se pode assegurar um atraso menor que 3 graus em 300 Hz.

Embora os sinais de referência apresentem boa repetitividade para uma faixa de medição, com a variação da frequência, ocorre a variação do ponto de referência, que, mesmo que pequena, causa alterações significativas no resultado. Além disso, mesmo com as informações de frequência de corte dadas pelo fabricante dos transdutores, tanto no caso do transdutor *eddy* como do próprio FLDT, não é possível afirmar que o seu comportamento possa ser aproximado por um sistema de primeira ordem.

Ensaio realizados com filtro passa-baixa cuja frequência de corte é conhecida mostraram que o método utilizado funciona corretamente,

porém, percebe-se um erro maior na medição. No entanto, cálculo de atraso do sinal baseado na variação da fase dos sinais mostraram resultados mais próximos ao teórico (especialmente no caso do filtro com frequência de corte maior), obtido a partir da análise do diagrama de Bode do filtro.

6.1.3 Acerca dos transdutores disponíveis

A falta de transdutores disponíveis que pudessem servir como referência para o sinal de deslocamento mostrou-se um problema bastante crítico. De maneira geral, existem poucas opções comerciais com frequência de corte compatível com os requisitos de projeto e, quando existentes, na sua grande maioria permitem a medição de deslocamentos muito pequenos (até 1 mm), o que dificulta sua utilização na bancada de testes desenvolvida.

As duas únicas possibilidades encontradas para a medição de toda a faixa de deslocamento até o momento são através do transdutor de fibra óptica e do transdutor analógico de triangulação a laser. Todavia, por basearem-se em princípios ópticos, sua utilização em compressores pode ser seriamente comprometida por problemas de robustez. Ainda assim, o transdutor de fibra óptica surge como maior candidato devido às suas boas características dinâmicas e preço muito mais acessível que o do transdutor de triangulação a laser.

No que se refere à utilização específica em compressor, o transdutor Hall linear também aparece como opção viável, já tendo sido, inclusive, utilizado em testes. Contudo, como ainda não se sabe se tal transdutor pode, de fato, medir deslocamentos sem atraso significativo, permanece o problema da falta de referência. Assim sendo, ainda é necessário a compra de um transdutor de referência para medição de deslocamento, com o transdutor de fibra óptica surgindo como mais forte candidato.

O acelerômetro mostrou-se uma alternativa viável para a medição de deslocamentos em frequências elevadas e amplitudes baixas. Amplitudes grandes de deslocamento fazem com que o cabo vibre de maneira excessiva, o que gera não somente uma carga adicional no sistema como pode até levar ao rompimento do mesmo.

Após análise dos resultados dos ensaios realizados com o ace-

lerômetro posicionado nos três eixos da bancada não se identificou ressonância da bancada nas frequências de teste.

A solução para contornar esse problema foi o tratamento do sinal através de duas frentes distintas: a eliminação das harmônicas de alta frequência e o levantamento de melhor curva através de algoritmos numéricos. Ambas as soluções apresentaram ótimos resultados, contudo, o método através da eliminação das harmônicas de alta frequência mostrou menor variabilidade para sinais de frequências diferentes.

6.1.4 Acerca dos objetivos alcançados

A bancada desenvolvida para ensaios de comportamento dinâmico de sistemas de medição de deslocamento cumpriu o objetivo, possibilitando a medição do deslocamento do pistão com frequências variáveis e controladas.

Embora não tenha sido possível determinar de maneira quantitativa o atraso, foi possível caracterizar que ele existe e que há fortes indícios de que não é superior ao especificado no catálogo pelo fabricante do amplificador de sinais do FLDT. Através da análise do atraso dos sinais pelo filtro com frequência de corte conhecida, pôde se comprovar que o método de cálculo desenvolvido e implementado é capaz de medir atrasos satisfatoriamente. Uma vez que os atrasos observados são da ordem do especificado em catálogo do amplificador de sinais, foi possível também estabelecer que o amplificador de sinais do FLDT é o responsável pelo atraso, não o FLDT em si.

6.2 Perspectivas para trabalhos futuros

Os resultados aqui obtidos não levam a soluções completas para o problema abordado, contudo, servem de passo inicial para solução posterior ao problema em questão. Algumas sugestões para novos trabalhos, tanto de caráter mecânico como metrológico, são apresentadas a seguir.

Modificações na bancada de ensaios: mudanças no sistema de fixação da haste e do motor elétrico, como forma de reduzir a vibração, modificações no sistema de fixação do FLDT, reduzindo o

tempo de preparação, mudança do material utilizado como camisa, ficando a sugestão de utilização de teflon (PTFE), o qual, por apresentar baixo coeficiente de atrito, evita a necessidade de óleo como lubrificante. Caso não seja possível, um sistema de reaproveitamento de óleo pode ser desenvolvido.

Medição de desalinhamento: sendo o desalinhamento uma das principais fontes de vibração da bancada e, considerando-se que tal problema não foi tratado de forma aprofundada durante o projeto, um método capaz de medir quantitativamente o desalinhamento é de fundamental importância. Para tal, pode-se utilizar uma câmera e, através de marcações específicas no acoplamento e de técnicas de tratamento de imagem, mede-se o desalinhamento. A correção do desalinhamento pode ser feita através de mesas micrométricas que sejam capazes de suportar vibrações, carga, e que não apresentem folgas excessivas.

Projeto e usinagem do mecanismo de deslocamento: o desenvolvimento de um projeto mecânico e a confecção de cada elemento responsável pelo movimento (pistão, biela, virabrequim, camisa) possibilitaria deslocamentos menores que o da bancada de testes atual, embora ainda significativamente maior que os do *shaker* (de modo a não prejudicar demasiadamente a relação sinal-ruído). Por conseguinte, poder-se-ia utilizar diferentes instrumentos de medição, dado que existe uma gama maior disponível para medições de deslocamentos menores.

Controle magnético de posição: a segunda abordagem envolve o projeto de um sistema de deslocamento controlado magneticamente, o que reduziria significativamente problemas de atrito e desgastes de componentes em função do contato mecânico existente. Uma dificuldade que se prevê é a complexidade de controle do campo magnético, necessário para gerar deslocamento.

Controle por atuador PZT: as cerâmicas PZT (Titanato Zirconato de Chumbo) são materiais piezoelétricos que, quando submetidos à tensão elétrica, sofrem deformação. Essa característica pode ser

utilizada para gerar deslocamentos controlados. Já existem atuadores piezoelétricos disponíveis comercialmente capazes de gerar os deslocamentos com frequência controlada e amplitude de alguns milímetros. O elevado custo para aquisição do conjunto atuador-controlador, no entanto, é um forte limitador.

Desenvolvimento de transdutor de deslocamento: outra linha de pesquisa em aberto consiste em desenvolver um transdutor (seja ele magnético, óptico ou qualquer outro princípio) que possa ser utilizado como substituto do FLDT. Ressalta-se, entretanto, a elevada complexidade de tal projeto, uma vez que duas frentes de estudo são necessárias: o projeto mecânico do transdutor (dimensões, forma, princípio de funcionamento, materiais utilizados etc) e elétrico (desenvolvimento da unidade de tratamento de sinal, conversão de grandezas elétricas, imunidade a ruídos e interferências).

Alinhamento entre FLDT e haste: a verificação do alinhamento entre o FLDT e a haste, atualmente verificada de forma manual, pode ser realizada com a ajuda de um laser de baixa potência. Nesse caso, o feixe de luz colimada, ao atravessar o orifício do FLDT e atingir a superfície superior da haste, indicaria alinhamento. Caso essa condição não se cumprisse e o feixe de luz fosse (parcialmente) interrompido, teria-se a condição de não-alinhamento entre o transdutor e a haste.

Monitoramento de deslocamento: o monitoramento do deslocamento do pistão pode ser feito de duas formas distintas: a primeira é utilizando-se uma lâmpada estroboscópica cuja frequência pode ser ajustada de maneira a ser muito próxima a da rotação. Dessa forma, é possível observar como ocorre o movimento do pistão em cada frequência e, caso haja algo anormal, comparar os resultados com as medições de vibração. Similarmente ao caso da lâmpada estroboscópica, pode-se utilizar uma câmera fotográfica de alta velocidade, permitindo monitoramento *online* do deslocamento. Apesar da vantagem da automação no processo, pesa o fato de tais câmeras serem de custo bastante elevado.

Medições com outros transdutores: possivelmente a sugestão mais importante, a realização de medições com outros transdutores, capazes de medir deslocamentos completos, será de fundamental importância para um melhor entendimento a respeito do comportamento dinâmico do FLDT. Como demonstrado na seção 5.5, a medição do atraso do sinal quando se trabalha com sinais de deslocamento completo é computacionalmente mais fácil e rápido. Além disso, os problemas enfrentados (tal como ruído no sinal e variação da componente DC) com a utilização de um valor como referência para o cálculo do atraso também seriam eliminados. Ademais, ainda é possível testar transdutores com diversos princípios de funcionamento e comparar suas características de maneira bastante rápida, dando à bancada um caráter bastante global no que se refere à medição de deslocamento.

REFERÊNCIAS

- 1 RODRIGUES, R. S. *Análise de esforços dinâmicos transmitidos pelo eixo e pistão ao bloco de compressores herméticos*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2003.
- 2 SUNG, J. et al. *Sensorless Control for Linear Compressors*. 2003. Research Report. University of Wisconsin-Madison, College of Engineering.
- 3 GUTIERREZ, H. *Simulação horária e otimização termo-econômica de ciclos de refrigeração com ejetor movidos à energia solar e gás natural*. Tese (Doutorado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2005.
- 4 UM compressor entre as dez mais. Disponível em: <<http://www.gentequeinova.com.br/entrevista/texto.php?cln=MTAy>>. Acesso em: Fevereiro de 2010.
- 5 SCUSSEL, J. N. *Propostas de ações para reduzir o tempo demandado por ensaio de desempenho de compressores herméticos*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 2006.
- 6 EMBRACO - Compressores de CO2. Disponível em: <http://www.embraco.com.br/portugue/produtos/05021_port.pdf>. Acesso em: Janeiro de 2010.
- 7 EMBRACO cria microcompressor. Outubro 2007. Disponível em: <<http://www.revistaportuaria.com.br/site/?home=noticias&n=CTq>>. Acesso em: Novembro de 2009.

- 8 UNGER, R.; NOVOTNY, S. A high performance linear compressor for cpu cooling. In: *Purdue Compressor Engineering and Refrigeration and Air Conditioning Conferences*. [S.l.: s.n.], 2002.
- 9 LEGIT Event Reviews - Hot Gaming Notebooks Get Air Conditioning. Disponível em: <<http://www.legitreviews.com/article/1567/1/>>. Acesso em: Junho de 2010.
- 10 BAUNGARTNER, R. *Modelagem e análise do desempenho de compressores centrífugos para baixa capacidade de refrigeração*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- 11 SERRANO, J. *Numerical simulation and experimental validation of hermetic reciprocating compressors: Integration in vapour compression refrigerant system*. Tese (Thesis (Doctoral)) — Catalunha Politechnic University, Terrassa, 2002.
- 12 STOECKER, W. F.; JABARDO, J. S. *Refrigeração Industrial*. 2. ed. [S.l.]: Edgard Bluecher, 2002.
- 13 PENTEADO, P. M. *Desenvolvimento de uma bancada de ensaio de fadiga por impacto em válvulas de compressores de refrigeração*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- 14 STOECKER, W. F. *Refrigeração e ar condicionado*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1985.
- 15 DOSSAT, R. J. *Princípios de Refrigeração: Teoria, Prática, Exemplos, Soluções*. [S.l.]: Hemus, 1998.
- 16 HENKLEIN, P. *Análise de ensaios de desempenho de compressores herméticos durante o transitório*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Setembro 2006.

- 17 RAJA, B. A numerical model for thermal mapping in hermetically sealed reciprocating refrigerant compressor. *International Journal of Refrigeration*, v. 26, p. 652–658, 2003.
- 18 CHIEH, H. *Modelagem e análise computacional da lubrificação do conjunto eixo, biela e pistão em compressores alternativos*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Fevereiro 2007.
- 19 MARTINELLI, L. C. *Refrigeração e Ar Condicionado - Parte III Compressores*. Departamento de Engenharia Mecânica, Unijuí.
- 20 HUELSE, E. R. *Modelagem e análise de um compressor alternativo linear para refrigeração*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Abril 2008.
- 21 WALT, N. R. van der; UNGER, R. *Linear Compressors - A Maturing Technology*. [S.l.], 1994.
- 22 KOERICH, G. B. *Medição de Perdas Termodinâmicas em Compressores Herméticos para Refrigeração*. 2004. Monografia (Graduação em Engenharia de Controle e Automação) - Programa de Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2004.
- 23 FRADEN, J. *Handbook of Modern Sensors. Physics, Design and Applications*. [S.l.]: Springer, 2003.
- 24 BOYES, W. *Instrumentation Reference Book*. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2003.
- 25 BOLTON, W. *Instrumentation and Control Systems*. [S.l.]: Elsevier Science Technology Books, 2004.
- 26 MORRIS, A. S. *Measurement and Instrumentation Principles*. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2001.

- 27 WIKIPEDIA. *Linear variable differential transformer*. Disponível em: <<http://en.wikipedia.org/wiki/LVDT>>. Acesso em: Agosto de 2010.
- 28 NETO, B. M. de S. *Medição de Perdas Mecânicas em Compressores Herméticos sob Carga Nominal*. 2007. Monografia (Graduação em Engenharia de Controle e Automação) - Programa de Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- 29 INMETRO. *Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia - VIM*. 4. ed. Rio de Janeiro: [s.n.], 2007. 72 p.
- 30 PICCOLI, H. C. *Mecânica das vibrações: Medição de Vibrações*. Apostila. Departamento de Engenharia Mecânica, Fundação Universidade Federal do Rio Grande.
- 31 BENTLEY, J. P. *Principles of Measurement Systems*. Fourth edition. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2005.
- 32 INSTITUTE, P. *What is piezoelectricity*. Disponível em: <<http://www.piezoinstitute.com/about/whatispiezo/index.php>>. Acesso em: Agosto de 2010.
- 33 WEBSTER, J. G. *Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook*. [S.l.]: CRC Press, 2002.
- 34 FIGLIOLA, R. S.; BEASLEY, D. E. *Theory and Design for Mechanical Measurements*. Third edition. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2000.
- 35 MICRO-EPSILON. *Datasheet Micro-Epsilon capaNC DT 6300-6310*. [S.l.].
- 36 MICRO-EPSILON. *Eddy Current Sensors for Displacement and Position*. Disponível em: <<http://www.micro-epsilon.com/products-/displacement-position-sensors/eddy-current-sensor/>>. Acesso em: Maio de 2009.
- 37 MICRO-EPSILON. *Datasheet Micro-Epsilon Eddy NCDT 3300*. [S.l.].

- 38 MICRO-EPSILON. *Datasheet Micro-Epsilon Eddy NCDT 3010*. [S.l.].
- 39 PHILTEC. *Fiber Optic Sensors for Displacement and Vibration*. [S.l.], February 2009.
- 40 MTI. *Fiber Optic Measurement Systems*. Disponível em: <<http://www.mtiinstruments.com/products/fiberopticmeasurement.aspx>>. Acesso em: Agosto de 2009.
- 41 MICRO-EPSILON. *Keep in touch with non-contact sensing*. 2009. Disponível em: <http://www.micro-epsilon.com/presse/Fachartikel/pub-uk-2009-02-Keep_in_touch_with_non-contact_sensing.pdf>. Acesso em: Outubro de 2009.
- 42 MICRO-EPSILON. *Datasheet Micro-Epsilon Laser Triangulation Displacement Sensors*. [S.l.].
- 43 USSYK, M. *Simulação numérica de desempenho de compressores herméticos alternativos*. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC, 1984.
- 44 MAXON MOTOR. *Encoder MR, Type M, 128-512 CPT, 2/3 Channels, with Line Driver*. [S.l.], May 2010.
- 45 BRUEL & KJAER. *Product Data Charge Amplifier 2635*. [S.l.].
- 46 BRUEL & KJAER. *Product Data Measuring Amplifier Type 2525*. [S.l.].
- 47 ENDEVCO CORPORATION. *Piezoresistive accelerometers Model 71*. [S.l.].
- 48 NATIONAL INSTRUMENTS. *Datasheet S Series Multifunction DAQ NI 6123, NI 6122, NI 6133, NI 6122*. [S.l.], 2005.
- 49 NATIONAL INSTRUMENTS. *Datasheet High-Speed M Series Multifunction DAQ NI USB-6251 BNC*. [S.l.], 2008.

- 50 INSTRUMENTS, N. *Analog Sampling Basics*. May 2009. Disponível em: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id-3016\toc3>>. Acesso em: Janeiro de 2010.
- 51 INMETRO. *Vocabulário internacional de termos fundamentais e gerais de metrologia*. 4. ed. [S.l.], 2007. 72 p.
- 52 INSTRUMENTS, N. *Data Acquisition Fundamentals*. April 2009. Disponível em: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id-3016\toc3>>. Acesso em: Janeiro de 2010.
- 53 MAXON. *Datasheet Maxon EC 22*. [S.l.], May 2008.
- 54 MAXON. *Datasheet EPOS 70/10 digital positioning controller*. [S.l.], 2008.
- 55 MARTIN, C. A. *Apostila de Acionamentos Eletromecânicos em Automação de Máquinas e Instrumentos*. Florianópolis, SC.
- 56 MAXON. *Maxon EC Motor: Technology - Short and to the point*. [S.l.].
- 57 PICCO. *P-Zero engines*. Disponível em: <<http://www.teampicco.com/Motori/p-zero.html>>. Acesso em: Maio de 2009.
- 58 OMEGA. *Miniature Low Mass Laboratory Accelerometers - ACC104*. [S.l.].
- 59 PIOTROWSKY, J. *Shaft Alignment Handbook*. [S.l.]: CRC Press, 2007.
- 60 GERWAH. *Acoplamento Elástico de Precisão sem Folgas Tipo EK/GS*. [S.l.].
- 61 MITT ENGENHARIA. *Alinhamento de Acoplamentos*. [S.l.].
- 62 NATIONAL INSTRUMENTS. *LabVIEW Fundamentals*. [S.l.], August 2007.
- 63 BRUEL & KJAER. *Product Data Nexus Conditioning Amplifiers for Very High Input - Types 2692-C and 2692-D*. [S.l.], 2006.

- 64 ENDEVCO. *Model 133 PE and Isotron signal conditioner*. [S.l.].
- 65 ENDEVCO. *Model 136 DC amplifier*. [S.l.].
- 66 PHILTEC. *Option P - Polynomial Curve Fit*. [S.l.].
- 67 ALLEGRO. *Ratiometric Linear Hall Effect Sensor for High-Temperature Operation*. [S.l.], 2008.
- 68 SAVITZKY, A.; GOLAY, M. J. E. Smoothing and differenciation of data by simplified least squares procedures. v. 36, n. 8, July 1964.
- 69 PRESS, W. H. et al. *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*. Second edition. [S.l.]: Cambridge University Press, 1993.
- 70 KHATER, E. *Diagnóstico de falhas em máquinas rotativas através da análise da vibração torcional*. [S.l.].
- 71 HEIDRICH, R. M. *Controle de Vibrações*. Florianópolis: [s.n.], 1996. Apostila. Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina.
- 72 MTI. *Using Capacitance Sensors to Measure Position, Vibration and Displacement of Small Targets*. [S.l.].
- 73 MACRO SENSORS. *LVDT Basics*. 2003.
- 74 OLYMPUS. *Eddy Current Probe Tutorial*. Disponível em: <<http://www.olympusndt.com/en/applications-and-solutions/introductory-ultrasonics/eddy-current-tutorial/>>. Acesso em: Julho de 2009.
- 75 CEFET, SC. *Apostila de Transdutores de Deslocamento, Velocidade e Força*.
- 76 BUCKLEY, J. M. *An introduction to Eddy Current Testing: theory and technology*. Disponível em: <<http://www.scribd.com/doc/25680150/An-Introduction-to-Eddy-Current-Testing-Theory>>. Acesso em: Julho de 2009.
- 77 HONEYWELL SENSING AND CONTROL. *Hall Effect Sensing and Application*. [S.l.].

- 78 UTOU, F. E.; GRYZAGORIDIS, J.; SUN, B. Parameters affecting the performance of fiber optic displacement sensors. *Smart Materials and Structures*, v. 15, p. 154–157, 2006.
- 79 DISPLACEMENT Sensors - Fotonic Sensors. Disponível em: <<http://www.geocities.com/styrene007/sensors/SEMINAR.html/Fotonic>>. Acesso em: Setembro de 2009.
- 80 EDDY Current Transducers: Introduction. Disponível em: <http://www.efunda.com/designstandards/sensors/eddy_current/eddy_intro.cfm>. Acesso em: Maio de 2009.
- 81 HOW sensors work - Digital CANBUS. Disponível em: <<http://www.sensorland.com/HowPage056.html>>. Acesso em: Setembro de 2009.
- 82 AGILENT. *Agilent 34401a Multimeter. Uncompromising Performance for Benchtop and System Testing Product Overview*. USA, 2001.
- 83 HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fundamentos de Física: Gravitação, Ondas e Termodinâmica*. 4a. edição. ed. [S.l.]: LTC, 1995.
- 84 INSTRUMENTS, N. *NI USB-6210 M Series Multifunction DAQ, Bus-Powered*. Disponível em: <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p-/lang/en/nid/203223>>. Acesso em: Agosto de 2010.
- 85 WEEGE, T. A. *Medição de pressão em cilindros de pequenos volumes aplicados em conceitos inovadores de compressores de refrigeração*. Dissertação (Dissertação de Mestrado em Metrologia Científica e Industrial) — Programa de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial, Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- 86 NBR13773:1997, A. *Termorresistência industrial de platina - Requisitos e métodos de ensaio*. 1997.
- 87 SENTECH. *SP200A,300A OEM Signal Processor*. [S.l.].

APÊNDICE A – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DOS SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO ESCOLHIDOS

A.1 Transdutores capacitivos

Capacitância elétrica é a capacidade de armazenar energia elétrica na forma de campo elétrico; indutores elétricos armazenam energia na forma de campo magnético. A teoria eletromagnética relaciona estas duas formas de campo e portanto a maioria dos conceitos aplicados na área de sensoramento magnético-indutivo aplicam-se também em estruturas elétrico-capacitivas (24). Os medidores de deslocamento capacitivos possuem muitas aplicações e são empregados diretamente para medição de posição e deslocamento, mas também como blocos construtivos de outros transdutores nos quais o deslocamento é produzido por força, pressão, temperatura etc. A capacidade dos detectores capacitivos de detectar praticamente todos os materiais torna-os uma escolha bastante atrativa em diversas aplicações. A capacitância elétrica de uma estrutura formada por duas placas eletricamente condutoras é dada por:

$$C = \frac{\epsilon A}{D} \quad (\text{A.1})$$

Sendo:

C a capacitância;

ϵ a constante dielétrica do material entre as placas;

A a área;

D a distância que as separa.

O princípio de operação de um transdutor capacitivo é baseado na mudança de geometria (distância entre as placas do capacitor), o que fornece uma relação inversa entre a distância (parâmetro de entrada) e a mudança de capacitância, ou variando o comprimento de uma das placas, variando assim a área A , o que fornece uma relação direta. Uma forma alternativa é inserir uma peça móvel de dielétrico diferente e com isso causar variações de capacitância na presença de materiais condutivos ou dielétricos. Entretanto, uma variação na constante dielétrica (ϵ) pode introduzir erros devido a mudanças de umidade e pressão do ar, o dielétrico mais comumente utilizado. Quando a capacitância muda, esta pode ser convertida em um sinal elétrico variável. A faixa de medição é proporcional à área do elemento transdutor. Quanto maior a área, maior a faixa de medição e a distância de operação.

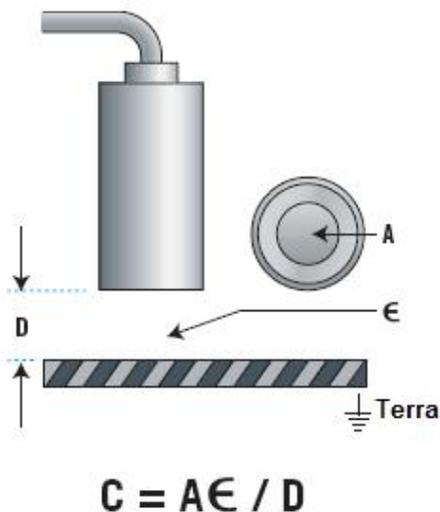


Figura A.1: Princípio de funcionamento do transdutor capacitivo. Fonte (72).

Tal como em muitos transdutores, transdutores capacitivos podem ser monopolar (utilizando somente um capacitor), diferencial (usando dois capacitores), ou uma ponte capacitiva pode ser usada (utilizando

quatro capacitores), sendo que esta última vem se tornando bastante popular no design de transdutores de deslocamento. Neste caso, uma fonte de excitação proporciona uma tensão senoidal (5 kHz a 50 kHz) e a diferença de tensão entre o par de placas móveis é percebida pelo amplificador diferencial, cuja saída está conectada à entrada de um detector síncrono. A capacitância de duas placas paralelas, de distância fixa, é proporcional à área de uma das placas diretamente oposta à área correspondente da outra placa. Uma vantagem de um circuito capacitivo em ponte é o mesmo de qualquer circuito em ponte: linearidade e imunidade a ruídos. Além disso, apresentam boa estabilidade temporal e possibilitam medições que variam de poucos milímetros a centenas de milímetros (± 250 mm). Erros de não-linearidade e histerese são de aproximadamente 0,01 % VFFM (23).

Sistemas baseados em capacitância caracterizam-se por terem alta impedância de saída, além de necessitarem de tensões de excitação relativamente altas. Os valores de resposta em frequência dependem da frequência de modulação utilizada, embora comumente utilize-se valores em torno de 50 kHz como limite superior, embora isso não seja uma restrição séria no design desses transdutores. Deve-se atentar, todavia, às ressonâncias mecânicas do transdutor (24).

A.2 Transdutores indutivos e magnéticos

Transdutores indutivos são amplamente utilizados na indústria em diversas aplicações, pois são robustos, compactos e menos afetados por fatores ambientais (umidade, sujeira) que os transdutores capacitivos (26). Esses transdutores baseiam-se em princípios magnéticos e podem ser classificados como autogeradores ou passivos. Transdutores do tipo autogerador utilizam o princípio do gerador elétrico. Quando existe um movimento relativo entre o condutor e o campo magnético, existe uma tensão induzida no condutor, alternativamente, um campo magnético variante ligado a um condutor estacionário produz uma tensão no mesmo. Em aplicações de instrumentação, o campo magnético pode estar variando com alguma frequência enquanto o condutor se move. Em transdutores indutivos, o movimento relativo entre o campo e o condutor é proporcionado por mudanças no mensurando, geralmente através de algum movimento mecânico. Já os transdutores passivos necessitam de uma fonte de alimentação externa e, neste caso, a ação no transdutor é simplesmente a modulação do sinal de excitação.

Uma das muitas vantagens de se utilizar transdutores baseados em campos magnéticos para medição de posição e distância é que qualquer material não-magnético pode ser penetrado por estes campos sem perda de exatidão. Outra vantagem é que esses transdutores podem ser colocados em ambientes bastante severos e corrosivos porque suas pontas e alvos podem ser cobertos com materiais inertes que não irão afetar os campos magnéticos de forma adversa.

A.2.1 LVDT

Talvez o mais utilizado transdutor baseado em indutância mútua seja o LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*), ou, analogamente, para medições rotacionais, o RVDT (*Rotary Variable Differential Transformer*). O LVDT é um transformador com um núcleo atuado mecanicamente. Sua estrutura interna consiste de um enrolamento primário centrado entre um par de bobinas idênticas e simetricamente espaçadas em relação ao enrolamento primário. Esse enrolamento é energizado com uma tensão AC de alta frequência (50 a 120) kHz. O esquema construtivo é observado na figura A.2.

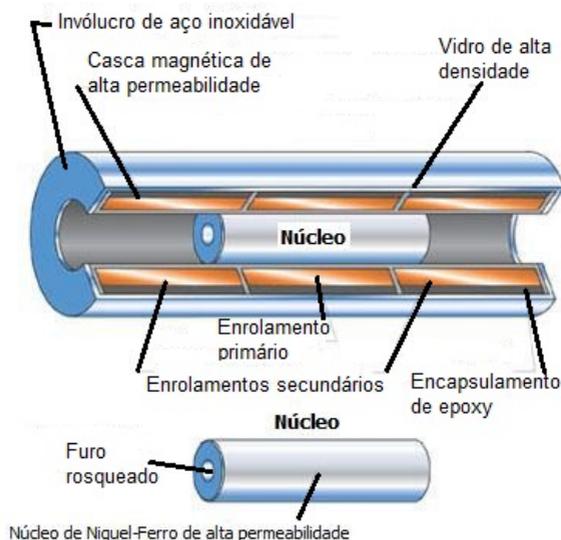


Figura A.2: Esquema construtivo do LVDT. Fonte (73).

Os dois enrolamentos secundários são feitos idênticos, pois possuem o mesmo número de voltas e geometria similar e estão conectados em série oposta, de forma que suas tensões induzidas de saída se opõem. Com essa configuração, quando o núcleo encontra-se no meio (chamado de ponto nulo ou ponto de referência do transdutor), existe um acoplamento igual entre os enrolamentos primário e secundário e as forças eletromotrizes também são iguais, resultando assim em uma tensão de saída nula. Entretanto, quando existe um deslocamento do núcleo do ponto nulo, ocorre um desbalanceamento entre os acoplamentos dos enrolamentos, pois ocorre alteração na indutância mútua entre os enrolamentos, resultando assim em uma tensão maior em algum dos enrolamentos e consequente mudança na amplitude e na fase do sinal de saída. As tensões induzidas nas bobinas secundárias dependem da indutância mútua entre a bobina primária e cada uma das bobinas secundárias. A seguir, faz-se uma modelagem matemática do LVDT a partir das relações de indutância mútua dos enrolamentos, como pode ser observado pela figura A.3.

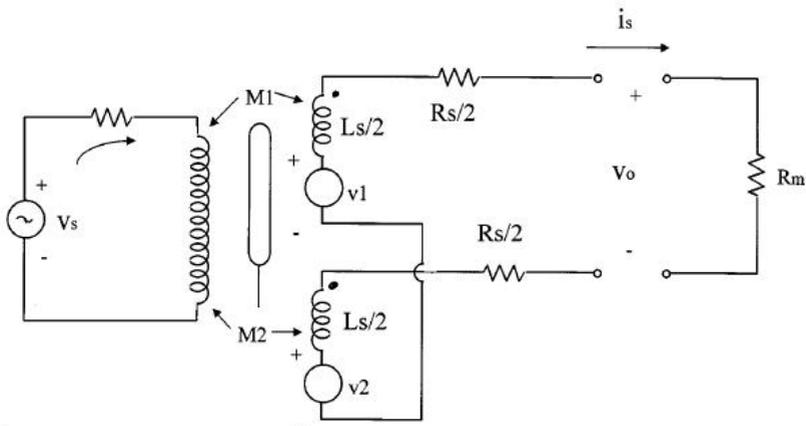


Figura A.3: Modelagem matemática do transdutor baseada nas relações de indutância mútua. Fonte (33).

Assumindo que não existem tensões parasitas entre os secundários, as tensões induzidas são dadas por:

$$v_1 = M_1 s i_p \quad v_2 = M_2 s i_p \quad (\text{A.2})$$

Sendo:

M_1 e M_2 as indutâncias mútuas entre as bobinas primárias e secundárias para uma posição fixa do núcleo;
 s o operador de Laplace;
 i_p a corrente no enrolamento primário.

$$v_o = R_m i_s \quad (\text{A.3})$$

Sendo:

$$i_s = \frac{(M_1 - M_2) s i_p}{R_s + R_m + s L_s};$$

$$v_s = i_p (R + s L_p) - (M_1 - M_2) s i_s.$$

Eliminando i_p e i_s da equação resulta na função de transferência:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R_m(M_1 - M_2)s}{[(M_1 - M_2)^2 + L_s L_p]s^2 + [L_p(R + R_m) + RL_s]s + (R_s + R_m) + R} \quad (\text{A.4})$$

Esse é um sistema de segunda ordem, que indica que devido ao efeito do numerador, o ângulo de fase do sistema muda de $+90^\circ$ em baixas frequências para -90° em altas frequências. Em aplicações práticas, a frequência da fonte é escolhida de forma tal que na posição de referência, o ângulo de fase do sistema seja 0° (26). As amplitudes das tensões de saída das bobinas secundárias dependem da posição do núcleo. Contudo, para movimentos rápidos do núcleo, esses sinais podem ser convertidos em DC e a direção do movimento a partir da posição nula pode ser detectada. Existem diversas maneiras de se fazer isso, mas um demodulador sensível a fase (*phase-sensitive demodulator*) é a opção mais comum. Esses demoduladores são usados frequentemente em transdutores indutivos do tipo diferencial e sua função principal é basicamente converter as saídas AC em valores DC e indicar a posição do núcleo a partir da amplitude da tensão de saída DC e a direção de movimento a partir da polaridade da tensão DC.

A resposta em frequência dos LVDTs é limitada principalmente pelas características inerciais do dispositivo. Em geral, a frequência da tensão aplicada deve ser 10 vezes maior que a resposta em frequência desejada (26). Existem LVDTs comerciais disponíveis em diferentes tamanhos e sendo amplamente empregados para medição de deslocamentos em uma vasta gama de aplicações, com faixas de medição variando entre $\pm 0,25$ mm e $\pm 7,5$ cm, podendo trabalhar em uma faixa de temperatura bastante grande, variando de $(-265$ a $600)$ °C e com erros de linearidade típicos de $\pm 1\%$.

Um problema com os LVDTs é que pode não ser simples a fabricação idêntica das duas metades do secundário; sua indutância, resistência e capacitância podem ser diferentes, o que pode causar uma saída em quadratura indesejada na posição de equilíbrio; para mitigar estes problemas, pode ser necessário utilizar equipamentos de enrolamento de bobina de precisão. Outro problema relaciona-se aos ajustes da posição nula. As harmônicas na tensão de alimentação e a existência de capacitâncias parasitas resultam em tensões nulas pequenas.

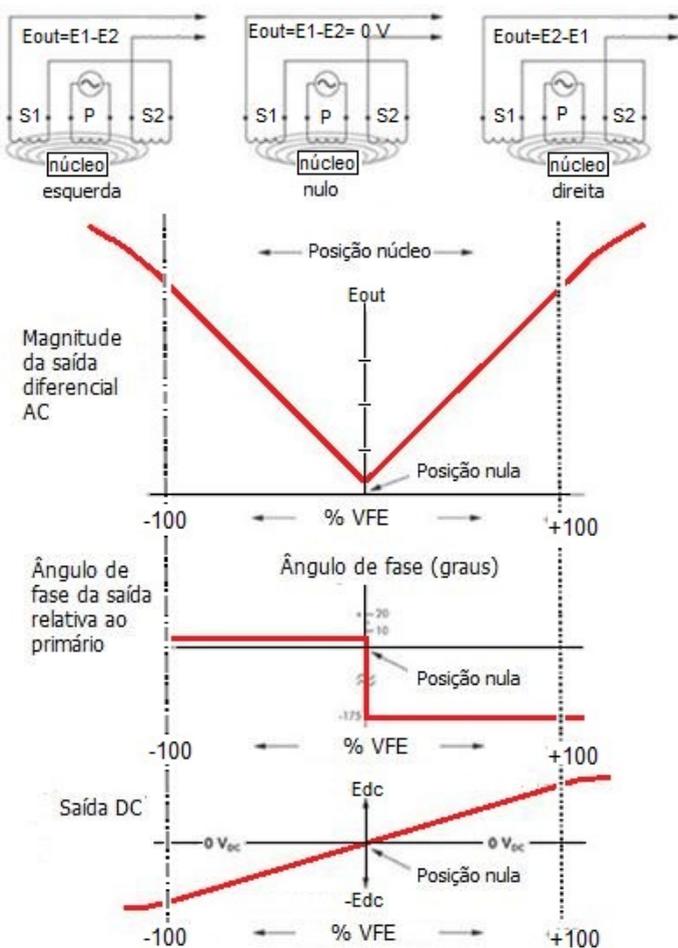


Figura A.4: Relação entre a tensão de saída e o ângulo da fase de acordo com a posição do núcleo. Fonte (73).

A tensão nula pode ser reduzida com um aterramento apropriado, o que diminui os efeitos capacitivos (26, 23).

A.2.2 Transdutores *eddy*

A propriedade de determinados materiais produzirem correntes de eddy (assim chamadas porque as correntes se dão de forma circular, que em inglês é traduzido por *eddy*) pode ser utilizada em sistemas com a capacidade de realizarem medições com características muito interessantes. Transdutores que atuam aproveitando a criação destas correntes possibilitam a medição sem contato da grandeza de interesse, apresentando uma alta frequência de resposta e excelente resolução quando utilizados com circuitos de condicionamento e processamento de sinais apropriados. Com estes sistemas é possível a medição de várias características dos materiais, como a detecção de falhas, não-conformidades em sua condutividade, diâmetros em tubos e os deslocamentos realizados pelo objeto em teste.

Para medição, uma bobina é utilizada como referência, enquanto a outra serve como elemento transdutor das correntes magnéticas induzidas no objeto condutor. Na maioria dos sistemas comerciais para medição de deslocamento, as bobinas são ligadas na forma de ponte de Wheatstone.

A interação entre as correntes de *eddy* geradas no objeto medido e a bobina de medição causa um desbalanceamento da ponte. Essa variação é detectada pela unidade de tratamento de sinais. Quanto mais perto o objeto se encontrar do bobina, maior será a mudança na impedância magnética. A bobina de referência também é utilizada para compensar erros de medição devido à deriva térmica. Os princípios básicos do funcionamento de transdutores que atuam gerando correntes de *eddy* baseiam-se em três leis fundamentais, a mencionar:

1. A corrente que passa pela bobina gera um campo magnético (Lei de Ampere);
2. O campo magnético induz correntes de *eddy* no material (Lei de Faraday). As correntes de *eddy* geram um campo magnético na direção oposta (Lei de Lenz);

3. Ocorre alteração da impedância da bobina;
4. A mudança de impedância é medida e analisada por circuito eletrônico.

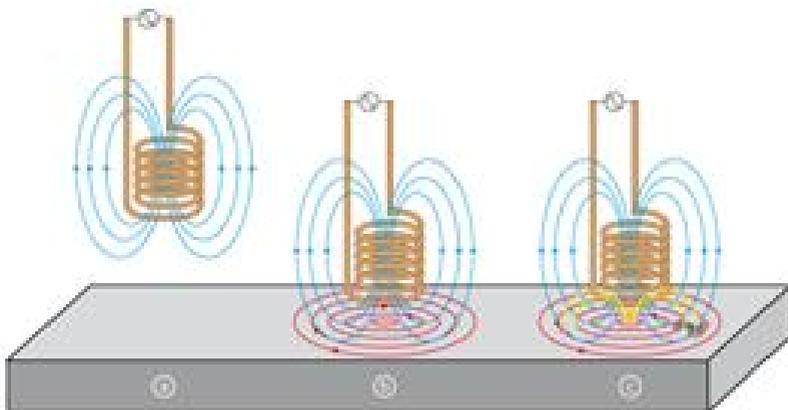


Figura A.5: Princípio de funcionamento do transdutor. Fonte (74).

- Uma bobina é alimentada com uma corrente alternada de alta frequência, gerando um campo magnético;
- Quando colocada próxima a um material condutor, o campo magnético da bobina induz correntes de *eddy* no material;
- O campo criado pela corrente de *eddy* opõe-se ao campo magnético da bobina. Esse campo oposto resulta em uma mudança na corrente alternada que passa pela bobina. Se o campo magnético muda, então a amplitude medida na bobina também muda.

A amplitude do sinal de saída da bobina é demodulada e então linearizada eletronicamente. Uma vez que a distância da bobina ao material não altera a amplitude de forma linear, o circuito eletrônico contém também uma unidade de compensação da não-linearidade. O esquema de funcionamento pode ser visualizado nas figuras A.6 e A.7.

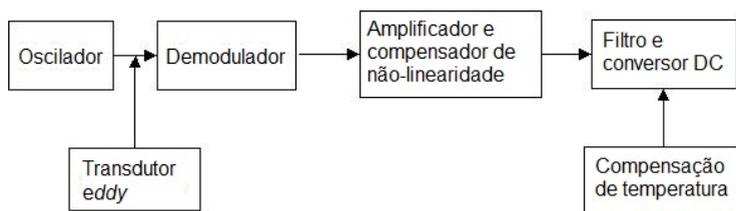


Figura A.6: Condicionamento de sinal do transdutor.

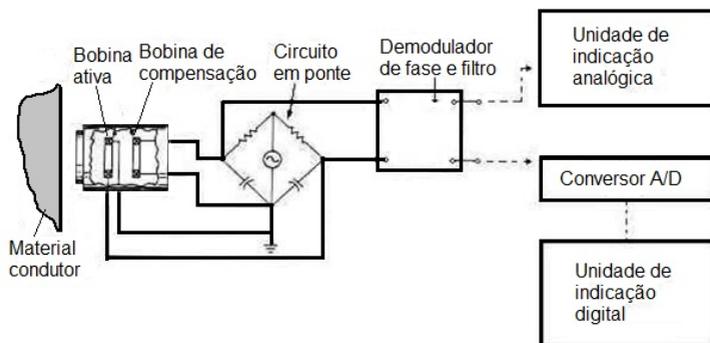


Figura A.7: Transdutor *eddy* com unidade de tratamento de sinal.
Fonte (75).

A profundidade de penetração das correntes de *eddy* depende da condutividade e permeabilidade do material e da frequência de excitação da bobina.

Essa característica das correntes geradas decresce com o aumento da frequência de excitação e o aumento da condutividade e permeabilidade do material. A densidade da corrente *eddy* não permanece constante com a profundidade do material, sendo maior na superfície e decrescendo exponencialmente com a profundidade (o chamado *skin effect*). Um parâmetro conhecido como *standard depth of penetration* (profundidade padrão de penetração), dado pela letra δ é utilizado para explicar a capacidade de penetração e equivale ao valor no qual a corrente corresponde a 37% ($1/e$) do valor da mesma na superfície, dada pela seguinte relação (23):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{A.5})$$

Sendo:

f a frequência de excitação;

π uma constante;

μ a permeabilidade magnética;

σ a condutividade elétrica.

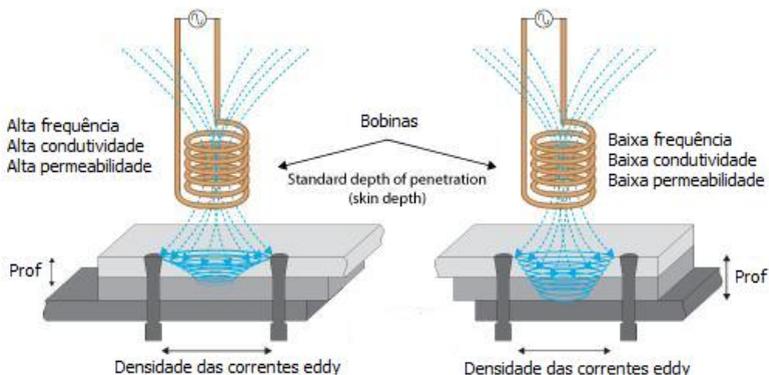


Figura A.8: Profundidade de penetração das correntes. Fonte (74).

A figura A.8 mostra a influência das variáveis f , μ e σ na profundidade de penetração das correntes. Logo, para uma operação eficaz, é necessário que a espessura do objeto seja maior que a profundidade de penetração, o que impossibilita sua utilização em objetos laminados ou filmes metalizados.

Adicionalmente, existem ainda cinco outros fatores que alteram as características das correntes de *eddy*, a mencionar: a condutividade do material, a permeabilidade, a frequência de excitação, a geometria da peça e a proximidade da mesma. Dependendo da grandeza que se deseja observar, uma das grandezas sofre variação enquanto as demais permanecem constantes. Para a medição da condutividade ou a permeabilidade do material, por exemplo, a distância entre o objeto medido e o transdutor deve permanecer constante, para não haver influência e conclusões equivocadas no resultado.

1. A condutividade do material é uma propriedade que tem muita influência sobre o fluxo das correntes de *eddy*. Quanto maior for a condutividade do material, maior será a intensidade do fluxo de correntes de *eddy* na superfície do mesmo, sendo geralmente maior para metais não-magnéticos.
2. A permeabilidade é uma propriedade que representa a facilidade com que o material pode ser magnetizado, tendo valor 1 para metais não-magnéticos (como o alumínio), e valor superior a 1 para materiais magnéticos
3. A frequência da tensão alternada que alimenta a bobina de medição é outra grandeza de influência na resposta. O gráfico da figura A.9 mostra a variação do sinal de resposta (em volts) em função do deslocamento medido para diferentes frequências de excitação. É possível verificar no gráfico que para diferentes faixas de medição existem frequências que apresentam sensibilidade e linearidade com melhores características. Neste experimento, as frequências mais baixas deveriam ser utilizadas para maiores faixas de medição e para faixas menores, valores mais altos de frequência de excitação seriam utilizados

Transdutores de corrente de *eddy* funcionam de forma mais eficiente em uma frequência de oscilação próxima à sua frequência

de ressonância, a qual depende da bobina do transdutor. Idealmente, para cada aplicação deve ser verificada a frequência de excitação que apresente melhores características metrológicas.

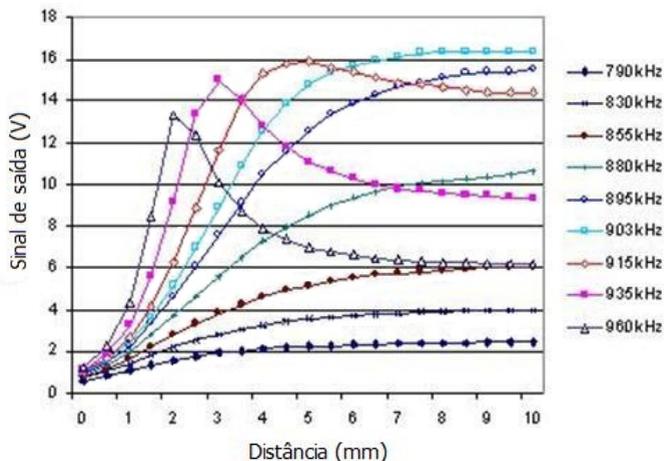


Figura A.9: Tensão de saída em função da distância para diferentes frequências.

4. A geometria da peça é uma característica que altera consideravelmente o fluxo e a intensidade das correntes de *eddy* geradas. Características como planicidade, deformação, falhas e problemas no tratamento térmico vão produzir diferenças nos sinais adquiridos pelo sistema de medição. Na figura A.10 pode-se visualizar a alteração no fluxo das correntes de *eddy* causadas por uma falha no objeto medido.
5. A proximidade do objeto medido em relação ao transdutor tem grande influência na intensidade das correntes de *eddy* geradas em sua superfície. De maneira geral, quanto maior a proximidade entre o objeto e o transdutor, maior será o fluxo de correntes de *eddy* existente. Mudanças na impedância da bobina também dependem da distância, sendo inversamente proporcional à mesma (vide figura A.11).

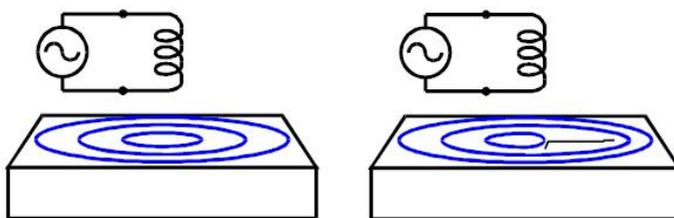


Figura A.10: Influência da geometria da peça. Fonte (76).

Para a medição de deslocamento de um corpo, devem-se manter fixos os demais fatores que alteram o fluxo das correntes de *eddy* (condutividade, permeabilidade, frequência de excitação e geometria da peça) para que a variação no sinal de saída seja convertida em deslocamento.

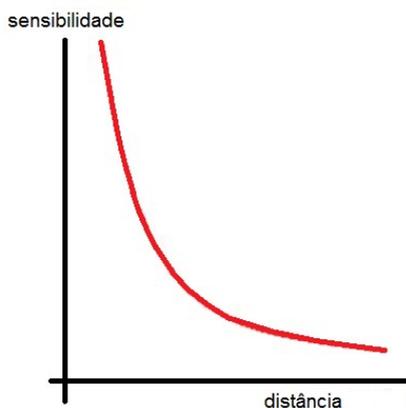


Figura A.11: Sensibilidade em função da distância entre transdutor e material.

O campo eletromagnético produzido pelos transdutores de correntes de *eddy* estende-se em frente à superfície do mesmo, radialmente, e, em menor escala, na parte de trás. A existência de um material condutor nesse campo magnético pode, portanto, afetar a saída do sistema. Como forma de evitar tal problema, em alguns casos é

necessário blindar o transdutor. Ambas as versões (com ou sem blindagem) estão disponíveis comercialmente, embora haja uma demanda crescente pela versão blindada (38). As diferenças entre essas duas configurações são tratadas em seguida e podem ser visualizadas na figura A.12.

- **Blindados:** A bobina está localizada diretamente abaixo da superfície não-metálica do cilindro, o campo magnético mais estreito acarreta menor sensibilidade a objetos localizados na vizinhança, mas em contrapartida estes devem estar mais próximos do alvo. O diâmetro do campo magnético para transdutores blindados estende-se por uma área de 1,5 a 2 vezes o diâmetro do transdutor;
- **Não-blindados:** Uma vez que as pontas de prova não-blindadas produzem um campo magnético mais largo e mais sensível a outros objetos próximos do alvo, o campo magnético produzido por transdutores não-blindados estende-se radialmente a partir do transdutor até uma área cujo diâmetro é igual a 2,5 a 3 vezes o diâmetro do transdutor. Por isso, estes devem ser montados em placa de metal cujo diâmetro tenha essas dimensões.

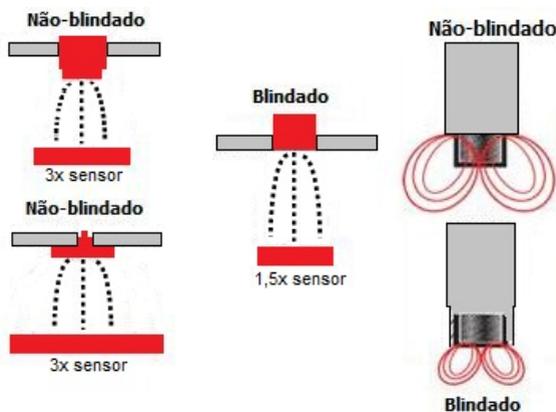


Figura A.12: Efeito da blindagem no campo magnético. Fonte (38).

Quanto às características metrológicas, vale mencionar que os transdutores de corrente de *eddy* apresentam altas respostas em frequência (podendo chegar a até 100 kHz, sendo 25 kHz um valor típico) e altos níveis de sensibilidade, são insensíveis a influências, tais como óleo, sujeira, água e campos eletromagnéticos. A resolução é função da frequência de operação, mas os *datasheets* de fabricantes mostram valores típicos $\leq 0,005\%$ VFFM para medições a 25 Hz e $\leq 0,2\%$ VFFM para medições a 25 kHz. Apresentam também, grandes faixas térmicas de operação (com variações de $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $+180\text{ }^{\circ}\text{C}$), erros de linearidade $\leq \pm 0,25\%$ VFFM, erros devido à temperatura de $\pm 0,025\%$ VFFM/ $^{\circ}\text{C}$ e de linearidade de $\pm 0,25\%$, considerando-se que uma calibração foi feita.

Contudo, sua faixa de medição relativamente pequena (0,4 até 80,0 mm) e o problema da deriva térmica podem restringir suas aplicações. Além disso, eles geralmente não são capazes de trabalhar sob altas pressões. Devido a um efeito similar à zona morta (uma faixa na qual a variação da posição não gera um sinal de saída), recomenda-se distanciar o objeto a ser medido em pelo menos 20% do fundo de escala, para que o sistema funcione com boas características metrológicas.

A peça a ser medida deve ter idealmente diâmetro igual ou superior à bobina de medição. Isto é aconselhado porque a tensão de saída decai em aproximadamente 50% caso seja utilizada uma peça com metade do diâmetro do transdutor. Peças de superfície curvada (como um eixo) têm resposta similar às peças planas se seu diâmetro for superior a quatro vezes o diâmetro do transdutor. A não-linearidade típica destes sistemas é de 0,5% do fundo de escala.

A.2.3 Transdutor Hall

O elemento Hall é construído a partir de uma fina folha de material condutor com conexões de saída perpendiculares à direção do fluxo de corrente. Quando submetido a um campo magnético, este responde com um sinal de saída proporcional à intensidade do campo magnético. Uma vez que a saída em tensão é muito pequena (aproximadamente $30\text{ }\mu\text{V}$ na presença de um campo magnético de um gauss), necessita-se de um amplificador de baixo ruído, alta impedância de entrada e ganho

moderado para que se alcance níveis de tensão úteis.

Um amplificador diferencial com estas características é integrado ao elemento Hall utilizando-se a tecnologia já bastante conhecida do transistor bipolar. Integra-se ainda, um circuito responsável pela compensação da temperatura, além de um regulador de tensão, que possibilita operação mesmo com fontes não reguladas, permitindo assim que a corrente se mantenha constante, de forma que a saída do sensor reflita apenas a intensidade do campo magnético.

É a combinação do elemento Hall com os componentes eletrônicos que formam o transdutor de efeito Hall. O coração de todo dispositivo de efeito Hall é o seu circuito integrado, que contém o elemento Hall e a unidade de tratamento de sinal. Embora o transdutor de efeito Hall seja um transdutor de campo magnético, ele pode também ser utilizado em muitos outros dispositivos de medição (corrente, temperatura, pressão etc), desde que o parâmetro a ser medido incorpore ou seja passível de incorporar um campo magnético (77).

Existem dois tipos de transdutores Hall: analógico (ou linear) e digital (ou *threshold*).

Transdutores analógicos proporcionam uma saída proporcional ao campo magnético ao qual estão expostos. O campo magnético pode ser tanto positivo como negativo e, como resultado, a saída do amplificador será também positiva ou negativa, necessitando, desta forma, de fontes de alimentação positivas e negativas. Como forma de evitar este requisito de duas fontes, um *offset* fixo é introduzido ao amplificador diferencial. Essa funcionalidade aparece na saída quando não há campo magnético e é conhecida como tensão nula. Quando um campo magnético positivo está presente, a saída aumenta além da tensão nula. Alternativamente, quando um campo magnético está presente, a saída diminui abaixo da tensão nula, mas permanece positiva. Esses transdutores não apresentam uma resposta completamente linear em relação à intensidade do campo magnético e, portanto, para aplicações que exigem boa exatidão, é necessário realizar uma calibração. A curva de resposta pode ser visualizada na figura A.13.

O transdutor de efeito Hall digital possui uma saída que é composta por apenas dois estados: ligado (ON) ou desligado (OFF).

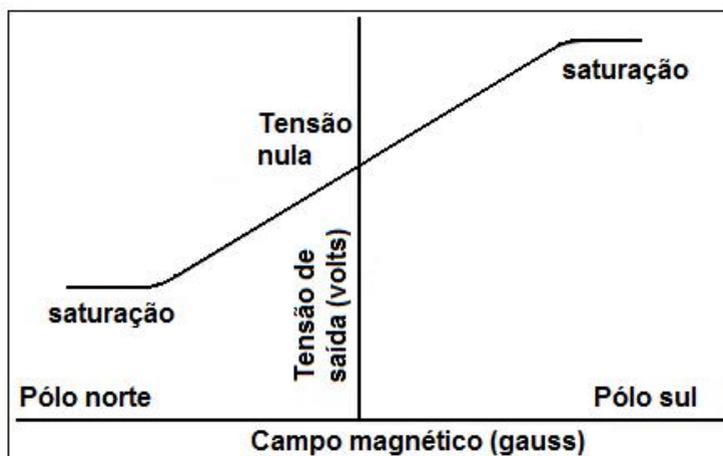


Figura A.13: Resposta de um transdutor Hall analógico. Fonte (77).

O *Schmitt-trigger* compara a saída do amplificador diferencial com uma referência pré-definida. Quando a saída do amplificador excede a referência, o *Schmitt-trigger* liga, já quando a saída está abaixo da referência, o *Schmitt-trigger* desliga. A saída ainda apresenta histerese acentuada como forma de eliminar oscilações espúrias, ao introduzir uma faixa de zona morta.

As principais características de entrada e saída (mostradas na figura A.14) são o ponto de operação (*operate point*), ponto de liberação (*release point*) e a diferença entre estes pontos. À medida que o campo magnético aumenta, não haverá mudança na saída do transdutor até que se alcance o ponto de operação. Uma vez que este ponto é atingido, haverá mudança no estado do transdutor. Mudanças no campo magnético além do ponto de operação não terão efeito algum sobre a resposta. Se o campo magnético é reduzido para um nível abaixo do ponto de operação, a resposta ainda permanece constante até que o ponto de liberação seja atingido. A partir deste ponto, a saída retornará ao estado original (desligado). Como mencionado anteriormente, o objetivo da diferença entre os pontos de operação e liberação é eliminar falsos chaveamentos devido a pequenas variações na entrada.

Para medição de posição e deslocamento, estes transdutores necessitam de uma fonte de campo magnético e um circuito eletrônico

de interfaceamento (77). O sistema magnético responde à quantidade física a ser medida (temperatura, pressão, posição etc) através da interface de entrada. A interface de saída converte o sinal elétrico de transdutor Hall em um sinal que possa ser utilizado na aplicação em questão.

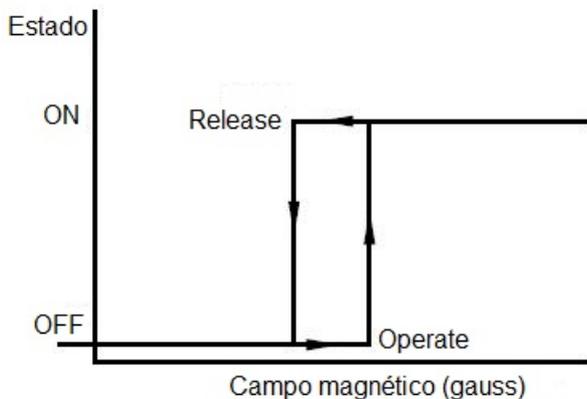


Figura A.14: Resposta de um transdutor Hall digital. Fonte (77).

Por último, vale a pena mencionar algumas características boas e importantes presentes nesses transdutores:

- dispositivo de estado sólido;
- longa vida (30 bilhões de operações);
- alta velocidade de operação - mais de 100 kHz;
- opera com entrada estacionária (velocidade zero);
- não possui partes móveis;
- entradas e saídas lógicas compatíveis;
- larga faixa de temperatura (-40 a +150) °C;
- elevada repetitividade.

A.3 Transdutores ópticos

Um feixe de luz pode caracterizar-se pela sua composição espectral, intensidade, posição e direção no espaço, fase e estado de polarização e qualquer alteração em uma dessas características pode ser quantificada e as causas que levaram a tal alteração geralmente descobertas. Conseqüentemente, técnicas de medição baseadas em métodos ópticos podem ser utilizadas em uma enorme gama de atividades. Vale ressaltar que as palavras 'óptica' e 'luz' são utilizadas de maneira bastante negligente quando aplicadas a instrumentos. Estritamente falando, tais termos deveriam aplicar-se somente a radiações dentro do espectro visível, ou seja, aquelas cujo comprimento de onda encontra-se na faixa de (380-770) nm.

Após os sensores potenciométricos e de contato mecânico, os transdutores ópticos são provavelmente os mais populares para a medição de deslocamento e posição. Suas principais vantagens são a simplicidade, a ausência de efeitos de carga e as distâncias relativamente longas de operação. Eles são insensíveis a campos magnéticos e interferências eletrostáticas, o que os torna bastante apropriados para muitas aplicações mais sensíveis. Os transdutores ópticos geralmente necessitam de pelo menos três componentes essenciais: uma fonte de luz, um fotodetector e dispositivos que servem como guias para a luz, tais como lentes, espelhos, fibras ópticas etc

A.3.1 Transdutores de fibra óptica

O princípio básico empregado em uma fibra óptica baseia-se na utilização de um par adjacente de elementos de fibras ópticas, um que transmite a luz (monocromática, geralmente na faixa visível de $400 \text{ nm} < \lambda < 700 \text{ nm}$) de uma fonte remota até o objeto cujo deslocamento ou movimento deseja-se medir, e outro que recebe essa luz refletida do objeto e a transmite até um detector remoto fotossensível (78). Uma análise completa dos princípios e características de desempenho foi realizada por R.O. Cook e C.W. Hamm. Um elemento de fibra óptica é um cabo de vidro ou plástico capaz de transmitir a luz ao longo de seu comprimento mantendo uma reflexão quase total da luz.

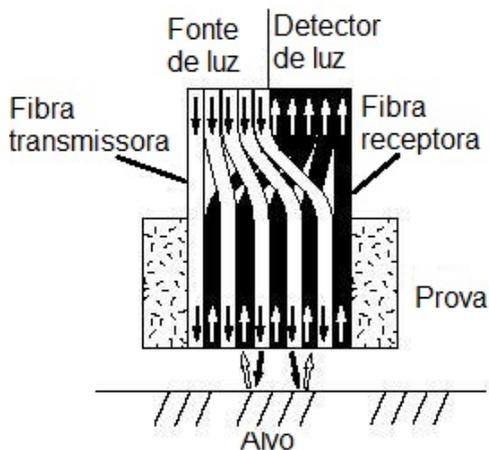


Figura A.15: Aspecto construtivo do transdutor de fibra óptica. Fonte (79).

As fibras mais frequentemente utilizadas são as chamadas *step index* e consistem de um núcleo interno para transmitir a luz e um revestimento externo. Para que ocorra reflexão total, o índice de refração do vidro no núcleo deve ser maior que o índice de refração do vidro do revestimento. Este é o ângulo máximo no qual o raio de luz incidente na superfície da fibra pode ser aprisionado no interior do núcleo e refletido ao longo de sua extensão. De forma similar, os raios que saem do outro lado da superfície da fibra também são limitados pelo mesmo ângulo.

O diâmetro das fibras individuais varia de 0,001" até 0,01", embora avanços tecnológicos recentes tenham permitido a construção de fibras com tamanho de até 0,06" (40). A eficiência da transmissão é dependente do tipo de composição e da pureza do vidro utilizado no núcleo e no revestimento, bem como da qualidade das superfícies do final da fibra.

Quando não há distância entre o transdutor e o objeto, a luz transmitida pela fibra é refletida diretamente de volta para a mesma fibra, e, portanto, quase nenhuma ou nenhuma luz atinge as fibras receptoras.

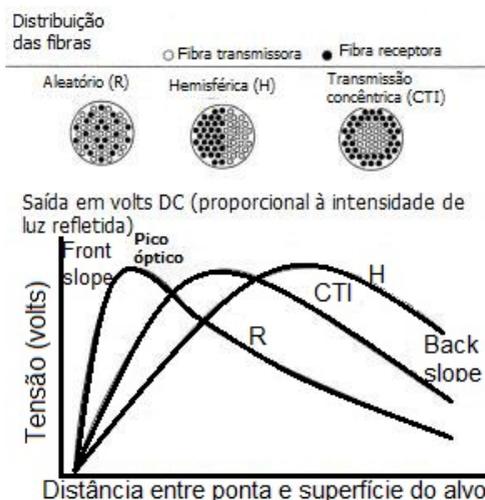


Figura A.16: Influência da configuração das fibras no sinal de saída.

À medida que a lacuna aumenta, alguns feixes de luz refletidos são capturados pelas fibras receptoras e transmitidos até o detector fotossensível. Essa quantidade de luz refletida continua aumentando com o aumento da lacuna, até atingir um máximo.

A partir deste ponto, incrementos maiores resultarão em um decréscimo de luz nas fibras receptoras e uma correspondente queda no sinal de saída do transdutor. A curva que relaciona a saída em tensão do transdutor com a lacuna entre este e a superfície do objeto pode ser visualizada na figura A.18. A porção inicial da curva, conhecida como *front slope* possui alta sensibilidade e por isso é utilizada em medições que exigem boa exatidão. Já a porção conhecida como *back slope* é utilizada em medições que exigem faixa de deslocamento maior, mas em contrapartida possuem menor sensibilidade.

Como o sinal de saída varia proporcionalmente tanto com a distância quanto com a refletividade do material do objeto (quanto maior a refletividade, maior é o sinal), tem-se que em determinadas situações a saída não será repetitiva, o que pode limitar suas aplicações. Para contornar tal problema, faz-se a medição utilizando-se duas fibras que capturam a luz refletida e percorrem caminhos separados até o trans-

dutor.

Através de relações matemáticas, determina-se a distância de maneira independente das variações de refletância do alvo. Tem-se assim que o sinal de saída é dependente apenas da distância e possui um valor único para cada distância (39). Utou, Gryzagoridis e Sun (78), mostraram também que o sinal de saída é dependente do ângulo de inclinação entre o alvo e o transdutor, ressaltando que para pequenas inclinações (dentro de uma faixa de 2 graus), praticamente não há diferença no sinal, enquanto para inclinações de 20 graus o sinal de saída é praticamente nulo.

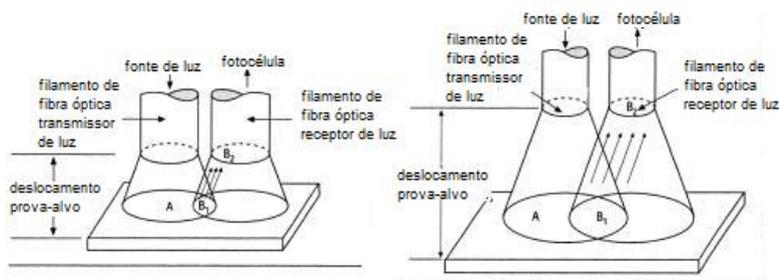


Figura A.17: Influência da distância no sinal de saída. Fonte (40).

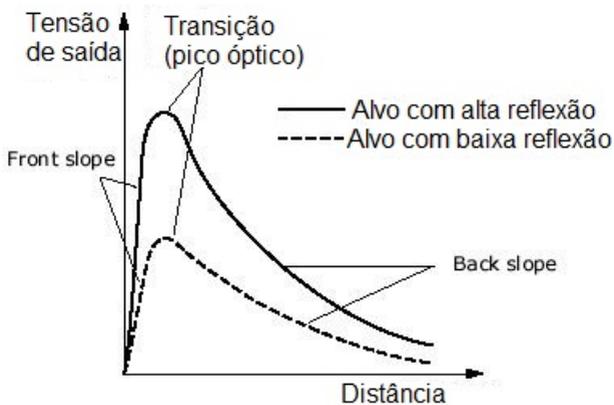


Figura A.18: Sinal de saída do transdutor. Fonte (80).

A.3.2 Transdutores de triangulação a laser

Transdutores de triangulação operam com quase qualquer tipo de fonte de luz. Para um melhor desempenho, a fonte de luz deve possuir uma intensidade relativamente alta e criar um ponto de luz de dimensões pequenas sobre a superfície. Como consequência desses requisitos, quase todos os transdutores de triangulação utilizam um laser como fonte luminosa, e a maioria dos projetos atuais utilizam um laser de estado sólido, similar àqueles existentes em canetas apontadoras.

A determinação da posição de transdutores de triangulação a laser do alvo dá-se através da medição da luz refletida pela superfície do alvo. Um transmissor (diodo laser) projeta um ponto de luz no alvo e sua reflexão é focalizada por lentes ópticas em um dispositivo sensível à luz chamado de receptor. Se ocorre mudança na posição do alvo com relação a um ponto de referência, então também ocorre variação da posição do ponto de luz. O circuito de condicionamento de sinal de laser detecta a posição do ponto de luz no elemento receptor e, através de linearização e técnicas de condicionamento de sinais analógicos ou digitais, proporciona um sinal de saída proporcional à posição do alvo (81), como mostra a figura A.19. O elemento mais importante deste arranjo é o receptor, que pode ser de duas formas:

- *Position-sensing device* (PSD)
- *Charge-coupled device*(CCD)

Os PSDs estão disponíveis há aproximadamente 25 anos e por isso tendem a dominar o mercado. Entretanto, a confiabilidade e repetitividade podem ser afetadas por diversas fontes, tais como condições da superfície, textura do alvo, mudanças de inclinação. Qualquer uma dessas mudanças altera a formato do ponto de luz, afetando assim o centro de distribuição da mesma e induzindo uma mudança na saída do PSD, embora a verdadeira posição Z do alvo não tenha se alterado.

Esses sistemas são também bastante sensíveis à intensidade de luz, e se essa se altera enquanto a posição do ponto permanece a mesma, tem-se por conseguinte uma mudança na saída.

Lasers CCD surgiram na Europa há aproximadamente 10 anos e ajudaram a superar muitas das limitações de tecnologia PSD.

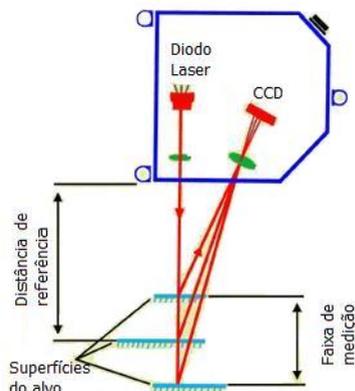


Figura A.19: Princípio de funcionamento do transdutor de triangulação a laser.

Todavia, a velocidade de resposta do laser a mudanças nas condições da superfície ainda era limitada pelo microprocessador de controle. Se essas condições mudassem rapidamente, o dispositivo simplesmente não conseguia reagir suficientemente rápido, o que resultava em erros de medição. Contudo, com o avanço da tecnologia, os elementos CCD mais recentes e os dispositivos DSP praticamente eliminaram esses problemas. Lasers CCD inteligentes podem agora reagir espontaneamente a condições de mudança na superfície, de forma a obter resultados precisos independentemente da textura ou cor da mesma (81).

O elemento CCD é um detector digital com 1024 tensões discretas que representam a quantidade de luz que atinge cada pixel do detector. Um elemento do CCD pode carregar até 1024 x 1024 pedaços de informação de quantidade de luz. A distribuição da intensidade do ponto de luz é completamente detectada com a ajuda de um poderoso dispositivo DSP, e o processamento de imagem é então incorporado para medições de triangulação linear. O pós-processamento dos dados da distribuição de intensidade possibilita que quase todos os problemas referentes a não-idealidades do alvo sejam superados. Transdutores CCD inteligentes também utilizam controle em malha fechada para

ajustar a potência do laser de transmissão, de acordo com a quantidade de luz refletida do alvo. Desta forma, obtém-se uma intensidade de luz ótima independentemente da cor ou textura do alvo.

A.4 Acelerômetro

A maioria dos acelerômetros consistem em uma massa suspensa por uma mola e um amortecedor contidos em um invólucro, o qual por sua vez é preso à estrutura do corpo submetido à aceleração. Qualquer aceleração do corpo causa uma força F na massa M , dada por:

$$F = M\ddot{x}$$

Opondo-se a esta força tem-se a força da mola F_s , cuja constante da mola é K . O resultado é que a massa desloca-se uma distância x com relação à sua posição inicial, dada por

$$F_s = Kx$$

Em regime permanente, quando a massa está acelerando à mesma razão do revestimento do acelerômetro, $F = F_s$ e logo:

$$Kx = M\ddot{x}$$

Embora os acelerômetros sejam transdutores amplamente empregados em sistemas de medição de vibração, também podem ser utilizados para obtenção de sinais de velocidade e deslocamento, ao integrar-se o sinal de saída. Contudo, tais transdutores só proporcionam informação sobre a posição relativa com respeito a um ponto inicial arbitrário. sobre a posição absoluta de um corpo no espaço.

Essa é a equação de movimento de um sistema de segunda ordem, o qual, na ausência de amortecimento, resultaria em uma saída não-amortecida. Por esse motivo, adiciona-se um amortecedor ao instrumento, produzindo assim uma força de amortecimento F_d proporcional à velocidade da massa M e dada pela seguinte relação:

$$F_d = B\dot{x}$$

Dessa forma, tem-se que a equação que descreve o movimento resulta em:

$$Kx + B\dot{x} = M\ddot{x}$$

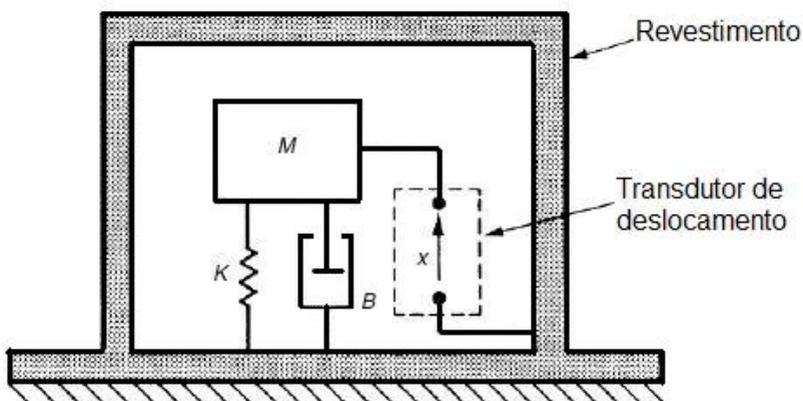


Figura A.20: Estrutura de um acelerômetro. Fonte (24).

Uma característica importante dos acelerômetros é a sua sensibilidade à aceleração em ângulos retos ao eixo de medição (a direção ao longo da qual o instrumento é projetado para medir aceleração). Essa característica é definida como *cross-sensitivity* e é especificada em termos de saída, expressa como um percentual do valor final de escala quando uma aceleração de determinada magnitude é aplicada perpendicularmente ao eixo de medição. A leitura de aceleração é obtida a partir do deslocamento da massa dentro do acelerômetro, mas existem várias outras técnicas de medição de deslocamento comercialmente disponíveis. Os acelerômetros ainda variam em termos do tipo de elemento de mola e da forma de amortecimento utilizada. Potenciômetros resistivos são instrumentos de medição de deslocamento que podem ser utilizados em acelerômetros, principalmente para medição de vibrações de baixa frequência e correspondendo a um intervalo de $(0 - 50) g^1$.

¹Embora não seja uma unidade do SI, emprega-se comumente o g como unidade de aceleração, correspondendo, nesse caso, ao valor da aceleração da gravidade.

A.4.1 Faixa de Frequência

As medições de aceleração geralmente situam-se dentro da faixa linear da curva de resposta do transdutor. Uma vez que a resposta é limitada tanto em baixas frequências como em altas frequências (pela frequência natural de ressonância), utiliza-se como regra que o limite superior de frequência de medição equivale a um terço da frequência de ressonância, de tal forma que as vibrações medidas terão menos que 1 dB em linearidade (33). No entanto, vale ressaltar que a faixa de frequência útil é significativamente maior, podendo chegar a 1/2 ou 2/3 da frequência de ressonância. Já o limite inferior de frequência é limitado por dois fatores: o primeiro é a frequência de corte inferior associada aos pré-amplificadores, o segundo é o efeito das flutuações de temperatura do ambiente às quais o acelerômetro pode ser sensível. A resposta típica de um acelerômetro pode ser visualizada na figura A.21.

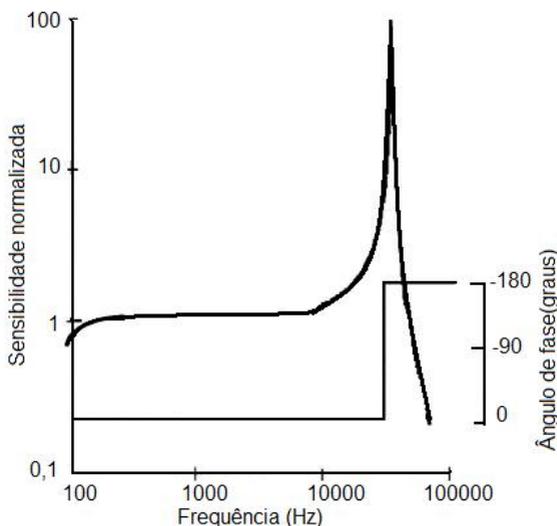


Figura A.21: Resposta em frequência típica de um acelerômetro piezoelétrico. Fonte (33).

Um amplificador para leitura de sinais de saída de acelerôme-

tros do tipo piezoelétrico tem impedância de entrada bastante elevada, resposta em frequência adequada e baixa impedância de saída. Ajustes de ganho e filtro e integração como forma de obterem-se saídas em velocidade e deslocamento são também necessárias, como forma de possibilitar sua utilização em aplicações variadas. O amplificador pode ser desenvolvido para enxergar o transdutor tanto como fonte de tensão como de carga, sendo que as fontes de carga são preferíveis às de tensão, pois permitem que se desconsiderem os efeitos de capacitância de cabos, amplificadores operacionais e do próprio transdutor, o que, no caso do método da tensão, não seriam possíveis. Logo, utilizando-se leitura de carga, não há necessidade de se preocupar com o comprimento do cabo. O circuito equivalente pode ser entendido como um capacitor ativo que se carrega na presença de carga mecânica. O amplificador de carga consiste que ocorre como resultado do sinal de entrada da e basicamente convertem a entrada de carga em tensão, amplificando-a em seguida. Utilizando-se de amplificadores operacionais em malhas de realimentação, a entrada do amplificador é mantida a zero volts, possuindo, portanto, comportamento semelhante a de um curto-circuito na entrada.

A função de transferência completa que descreve a relação entre a saída em tensão e a entrada em aceleração é dada por:

$$\frac{E_o}{a_o} = \frac{jS_a R_f C_f \omega}{1 + jR_f C_f [1 + \frac{(C_a + C_c)}{(1+G)C_f}] \omega} \quad (\text{A.6})$$

Sendo:

- E_o a saída do conversor de carga (V);
- a_o a magnitude da aceleração (m/s^2);
- S_a a sensibilidade do acelerômetro (mV/g);
- C_a a capacitância do acelerômetro (F);
- C_c a capacitância do cabo (F);
- C_f a capacitância da malha de realimentação;
- R_f a resistência da malha de realimentação;
- G o ganho de malha aberta do amplificador.

A.4.2 Amplificadores para acelerômetros piezoelétricos

O circuito elétrico do amplificador de carga pode ser visualizado na figura A.22.

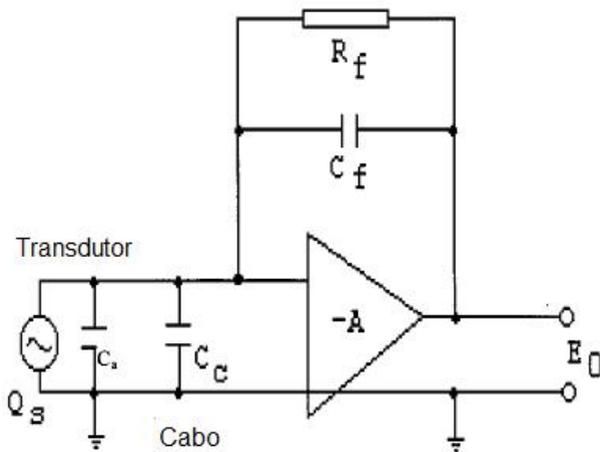


Figura A.22: Amplificador de carga típico. Fonte (33).

APÊNDICE B – LEVANTAMENTO DE DERIVA TÉRMICA DO FLDT

Como referência de temperatura utilizou-se um Pt100 (colocado junto ao corpo do FLDT) e um multímetro *HP 34401A* (82) de 6 e 1/2 dígitos com medição a 4 fios. Similarmente ao que foi realizado durante a etapa de levantamento do coeficiente de sensibilidade, aqui também realizaram-se alguns ensaios com incrementos e decrementos de temperatura. Contudo, foram realizadas menos medições com decréscimo de temperatura, pois o tempo de ensaio era demasiadamente longo, uma vez que o resfriamento ocorria de forma natural. A não-utilização de um método de resfriamento forçado deveu-se ao fato de que, como o Pt100 possui menor constante de tempo (entra em equilíbrio térmico mais rapidamente), um resfriamento muito rápido poderia causar inconsistências, devido ao fato de o FLDT ainda não ter entrado em equilíbrio térmico, mas o Pt100 sim. Logo, o valor medido de temperatura não representaria o verdadeiro comportamento do FLDT, o que levaria a erros na determinação do coeficiente de deriva térmica.

É sabido que o fenômeno da expansão ocorre com o aumento da temperatura, o que poderia influenciar no levantamento do coeficiente de deriva térmica do transdutor. Utilizando-se as informações de que o coeficiente de dilatação linear do alumínio é $\alpha = 23 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}$ (83), que o comprimento da haste é de 15 mm e com o valor do coeficiente de sensibilidade levantado, tem-se que a dilatação é responsável por um aumento de $95 \mu\text{V}$ para a temperatura mais elevada. Quando esse valor é convertido para deslocamento, tem-se um erro de $2,2 \mu\text{m}$, que pode ser considerado irrelevante.

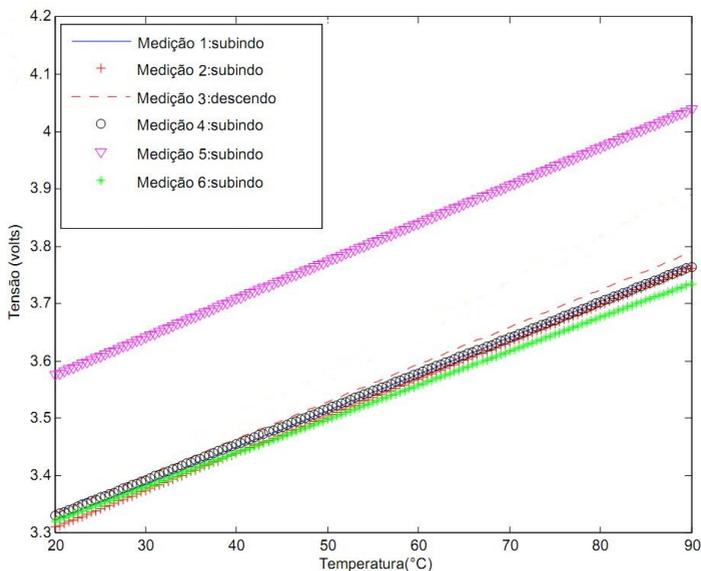


Figura B.1: Curvas de deriva térmica para diversos ensaios.

Por fim, obteve-se que o coeficiente de deriva térmica é de $(0,0062 \pm 0,0003)$ V/K. Conhecendo-se o coeficiente de sensibilidade e considerando uma variação de temperatura de 70 °C, é possível obter o intervalo corresponde, em deslocamento. Dessa forma, tem-se uma variação de $0,15$ mm/°C.

Vale ressaltar que o levantamento de deriva térmica realizado não leva em conta as parcelas correspondentes à deriva de ganho e de zero separadamente.

Pode-se aqui mostrar que a instrumentação utilizada apresenta erros máximos que conduzem a valores de incerteza que não comprometem a análise. Sabendo-se que a deriva térmica é função da variação da tensão de saída do transdutor e da variação de temperatura, tem-se a seguinte relação:

$$d = \frac{\Delta V}{\Delta T} \quad (\text{B.1})$$

Utilizando-se a expressão geral para o cálculo da incerteza e

sendo a variável de interesse a deriva térmica, dada por d , obtém-se:

$$u_c^2(G) = \left(\frac{\partial f}{\partial X_1} u(X_1) \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial X_2} u(X_2) \right)^2 \quad (\text{B.2})$$

$$u_c^2(d) = \left(\frac{u(V)}{T} \right)^2 + \left(\frac{-V}{T^2} u(T) \right)^2 \quad (\text{B.3})$$

Para a medição de tensão (na faixa de até 10 V) através da entrada analógica da placa de aquisição tem-se uma incerteza de 2,69 mV, obtida através do catálogo (84). Considerando-se uma distribuição retangular, tem-se:

$$u(V) = \frac{2,69 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{3}} = 1,55 \text{ mV} \quad (\text{B.4})$$

Para a medição de temperatura utilizou-se um Pt100, classe A. A expressão que rege a tolerância correspondente para esse tipo de sensor é dada por: $0,15 + 0,002 \cdot T$ (85) apud (86). O valor máximo da incerteza é obtido para o valor máximo de temperatura medido, que é de 90 °C. Tem-se assim:

$$u(T) = \frac{0,15 + 0,002 \cdot 90}{\sqrt{3}} = 0,19^\circ \text{C} \quad (\text{B.5})$$

Substituindo os valores na equação B.3, obtém-se:

$$u_c^2(d) = \left(\frac{1,55 \cdot 10^{-3}}{T} \right)^2 + \left(\frac{-V}{T^2} \cdot 0,19 \right)^2 \quad (\text{B.6})$$

A maior parcela de incerteza (pior caso) é obtida quando se tem a combinação entre o maior valor de tensão e o menor valor de temperatura medidos, o que resulta em:

$$u_c^2(d) = \left(\frac{1,55 \cdot 10^{-3}}{20} \right)^2 + \left(\frac{-4}{20^2} \cdot 0,19 \right)^2 \quad (\text{B.7})$$

Considerando-se infinitos graus de liberdade, tem-se $k = 2$, obtendo-se assim:

$$U(d) = 2 \cdot 3,62 \cdot 10^{-6} = 7,24 \mu V / ^\circ C \quad (\text{B.8})$$

Esse valor é desprezível frente ao valor obtido para a deriva térmica, comprovando que as incertezas envolvidas não comprometem a análise.

APÊNDICE C – DEFASAGENS OBSERVADAS NOS SINAIS

C.1 Entre os sinais de referência

C.1.1 Método 3

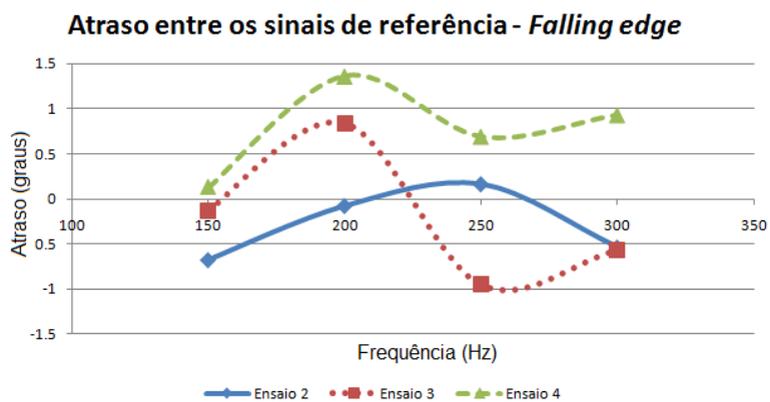


Figura C.1: Atraso entre os sinais de referência em *Falling edge*, método 3

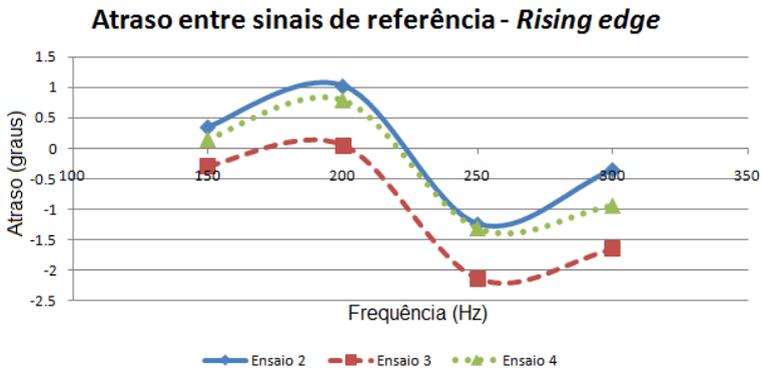


Figura C.2: Atraso entre as referências em *Rising edge*, método 3.

C.1.2 Método 4

**Atraso entre os sinais de referência - *Falling edge*
método 4**

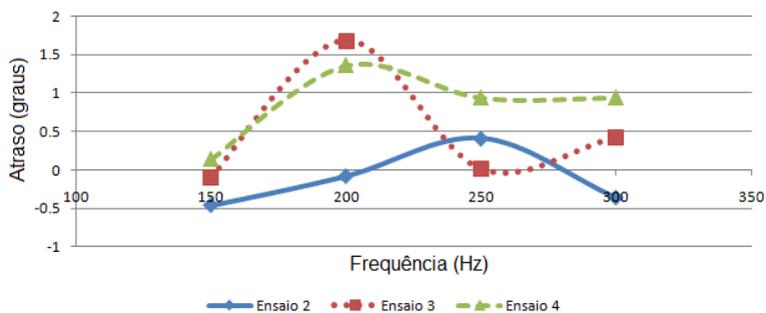


Figura C.3: Atraso entre os sinais de referência em *Falling edge*, método 4.

**Atraso entre sinais de referência - *Rising edge*
método 4**

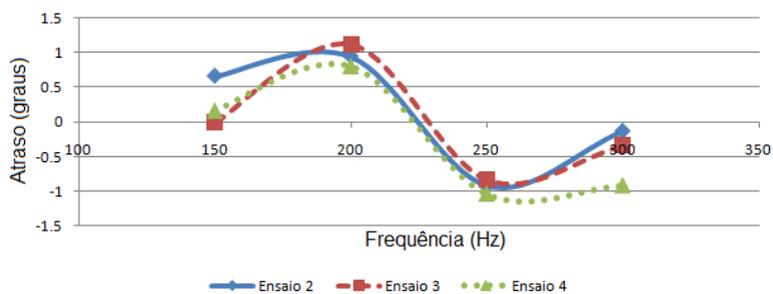


Figura C.4: Atraso entre os sinais de referência em *Rising edge*, método 4.

C.2 Atraso do FLDT em relação ao transdutor *eddy*

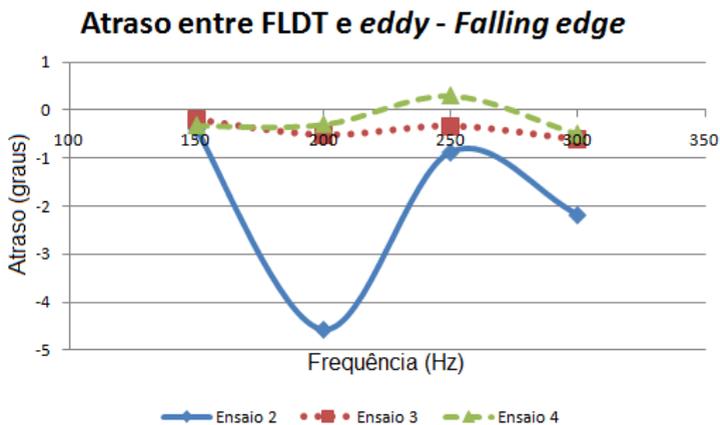


Figura C.5: Atraso entre FLDT e *eddy* em *Falling edge*.

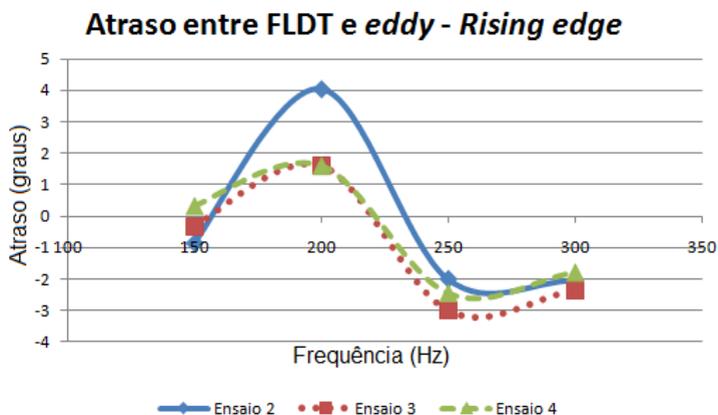


Figura C.6: Atraso entre FLDT e *eddy* em *Rising edge*.

C.3 Atraso do FLDT em relação ao transdutor de fibra óptica

C.3.1 Método 3

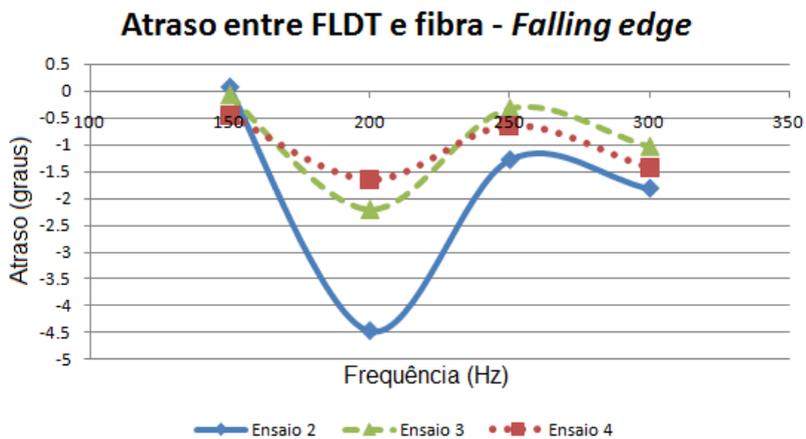


Figura C.7: Atraso entre FLDT e fibra em *Falling edge*, método 3

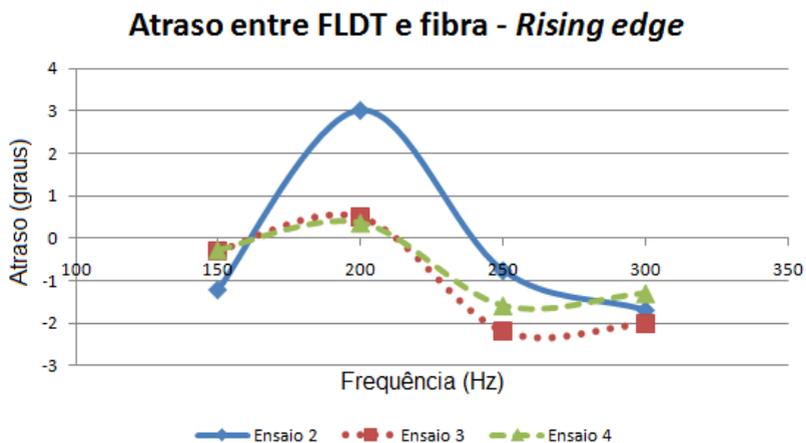


Figura C.8: Atraso entre FLDT e fibra óptica em *Rising edge*, método 3

C.3.2 Método 4

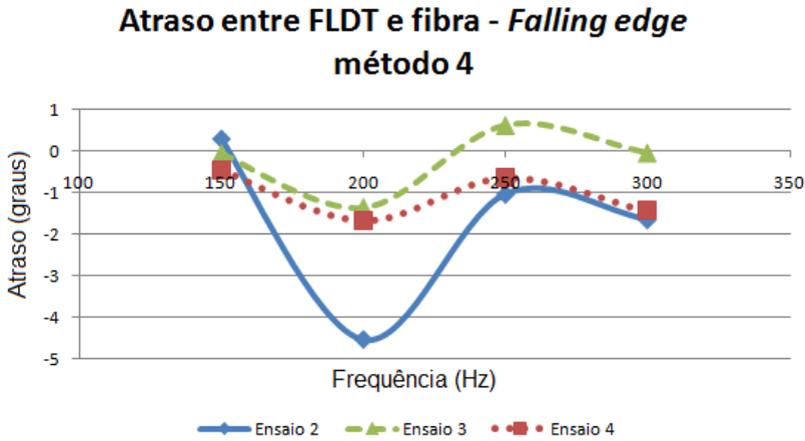


Figura C.9: Atraso entre FLDT e fibra óptica em *Falling edge*, método 4

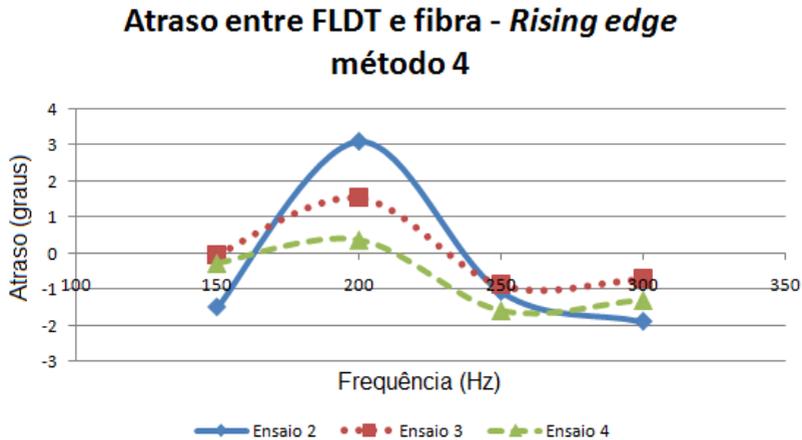


Figura C.10: Atraso entre FLDT e fibra óptica em *Rising edge*, método 4

**APÊNDICE D – TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER
(FFT) DO SINAL DE VIBRAÇÃO VERTICAL**

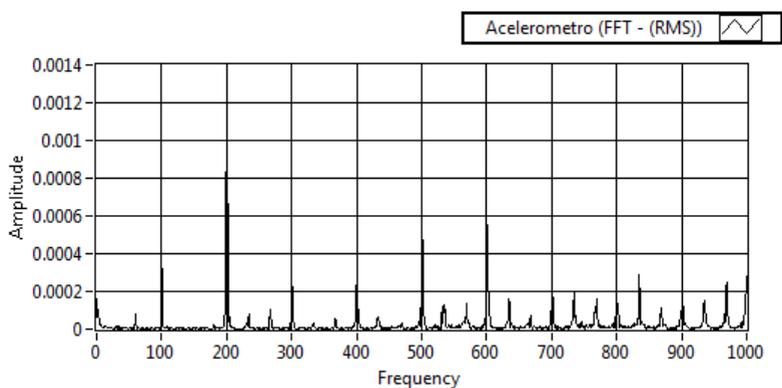


Figura D.1: FFT do sinal de vibração vertical a 100 Hz.

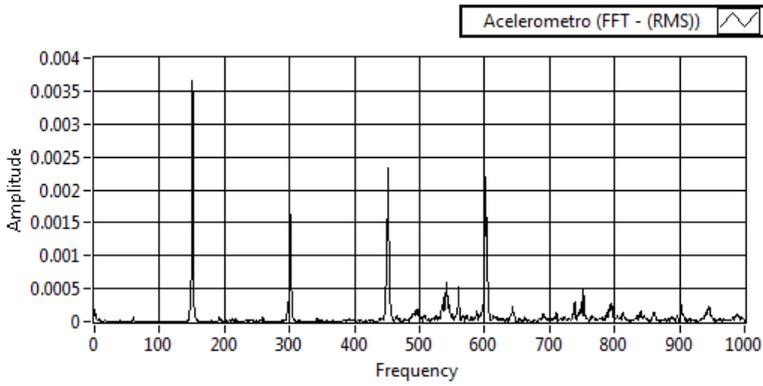


Figura D.2: FFT do sinal de vibração vertical a 150 Hz.

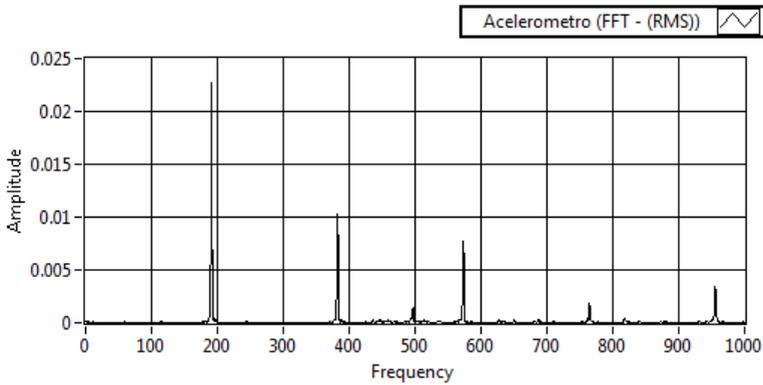


Figura D.3: FFT do sinal de vibração vertical a 190 Hz.

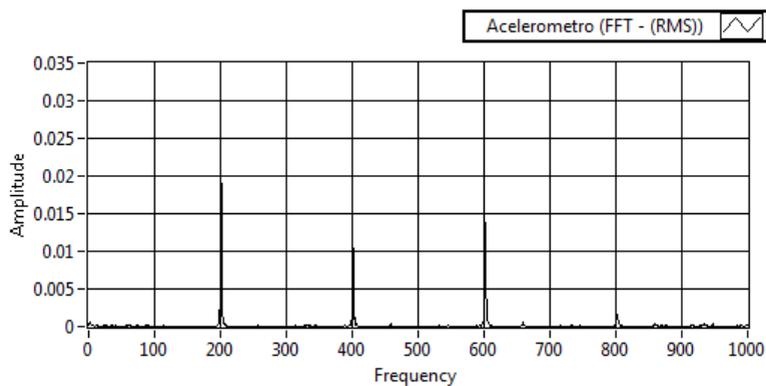


Figura D.4: FFT do sinal de vibração vertical a 200 Hz.

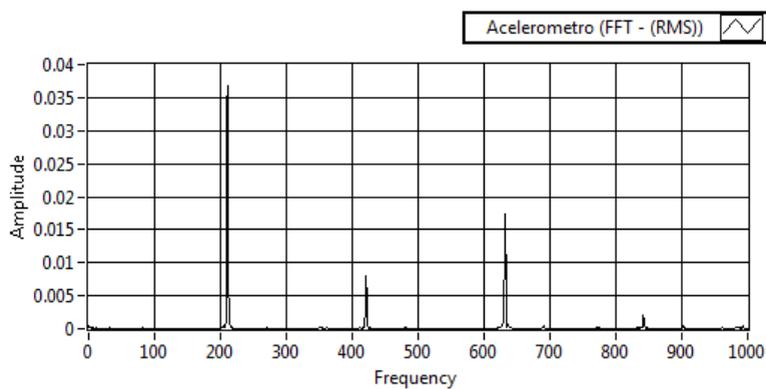


Figura D.5: FFT do sinal de vibração vertical a 210 Hz.

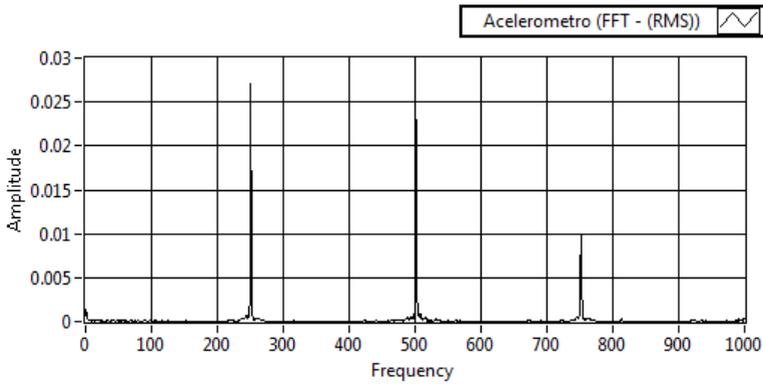


Figura D.6: FFT do sinal de vibração vertical a 250 Hz.

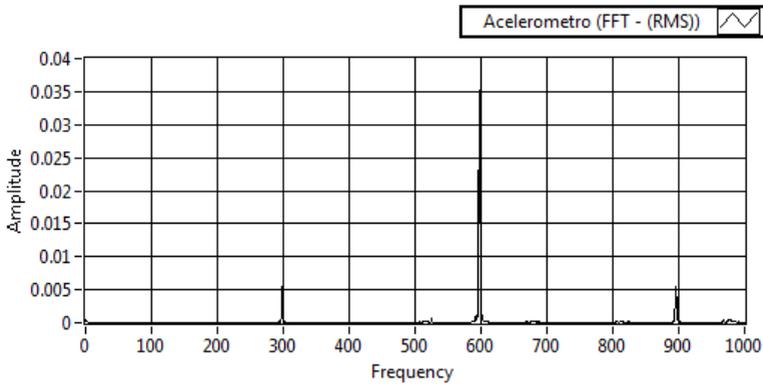


Figura D.7: FFT do sinal de vibração vertical a 300 Hz.

**APÊNDICE E – TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER
(FFT) DO SINAL DE VIBRAÇÃO LATERAL**

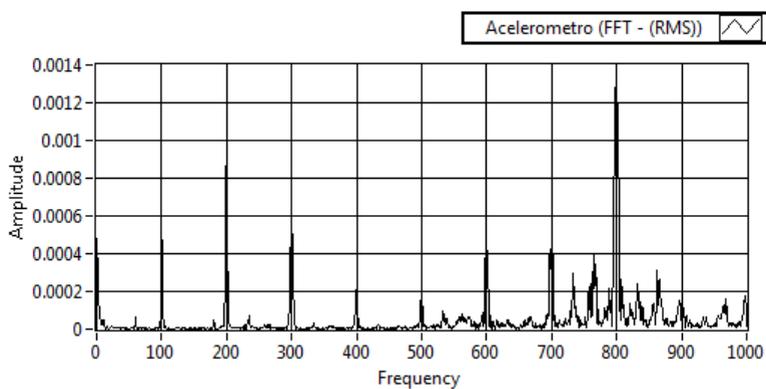


Figura E.1: FFT do sinal de vibração lateral a 100 Hz.

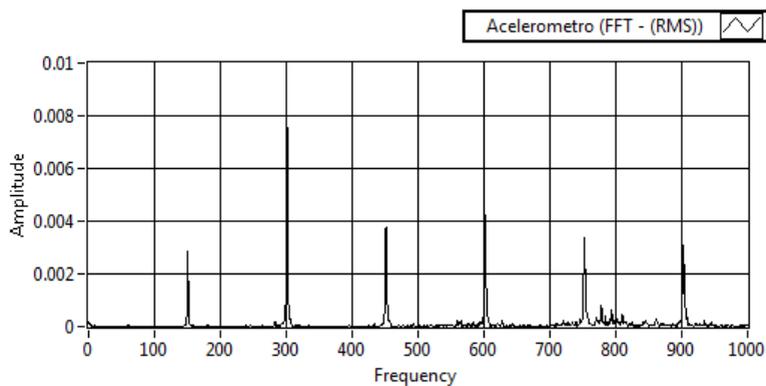


Figura E.2: FFT do sinal de vibração lateral a 150 Hz.

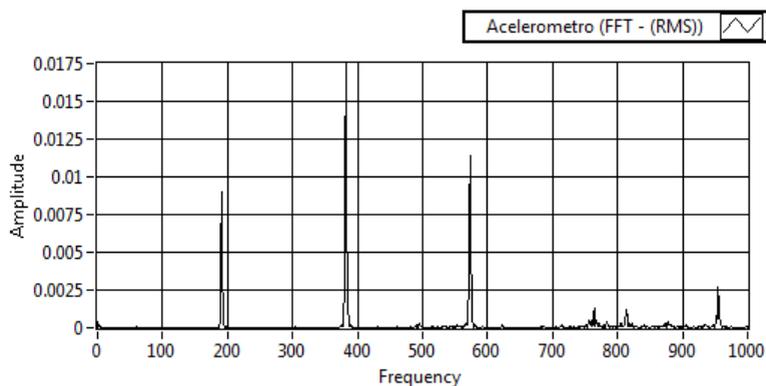


Figura E.3: FFT do sinal de vibração lateral a 190 Hz.

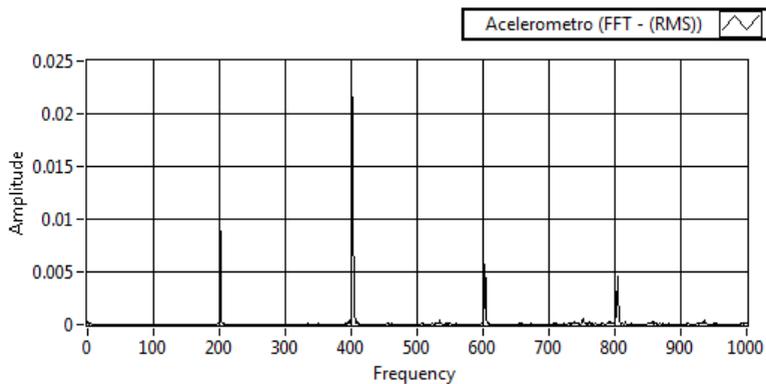


Figura E.4: FFT do sinal de vibração lateral a 200 Hz.

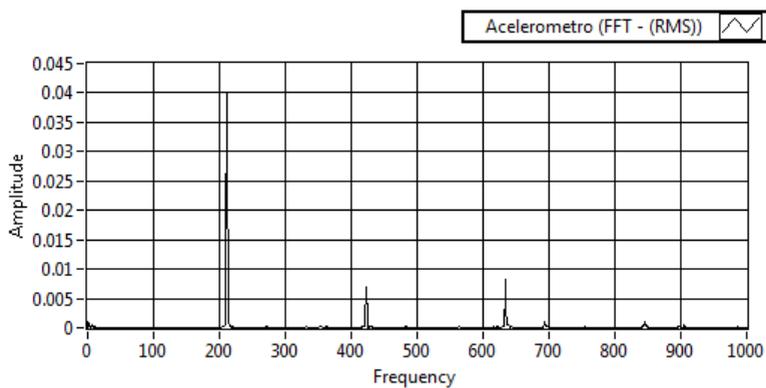


Figura E.5: FFT do sinal de vibração lateral a 210 Hz.

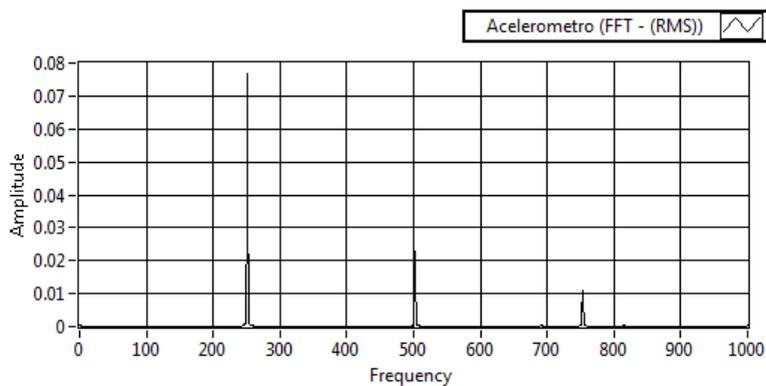


Figura E.6: FFT do sinal de vibração lateral a 250 Hz.

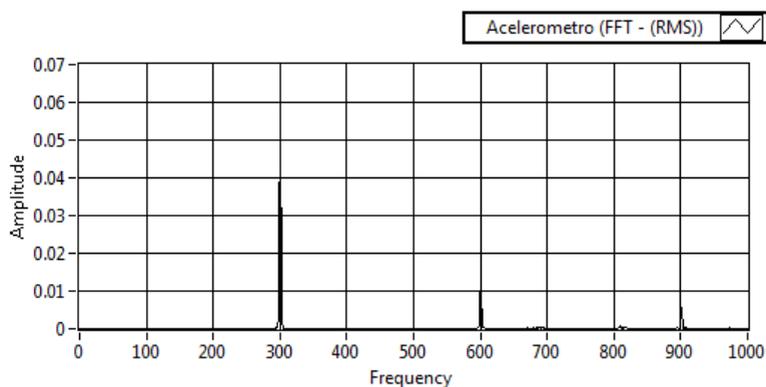


Figura E.7: FFT do sinal de vibração lateral a 300 Hz.

**APÊNDICE F – TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER
(FFT) DO SINAL DE VIBRAÇÃO RADIAL**

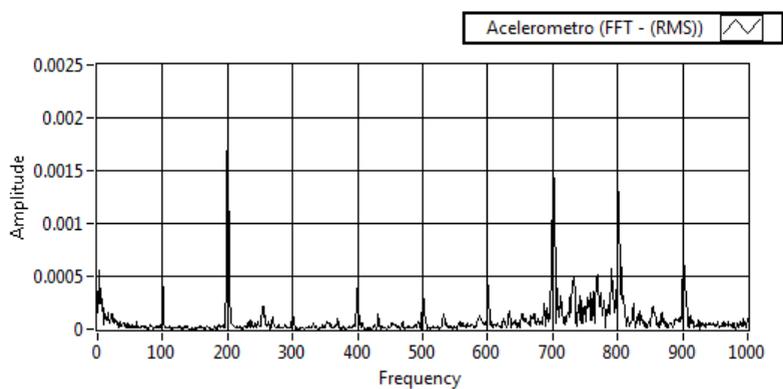


Figura F.1: FFT do sinal de vibração radial a 100 Hz.

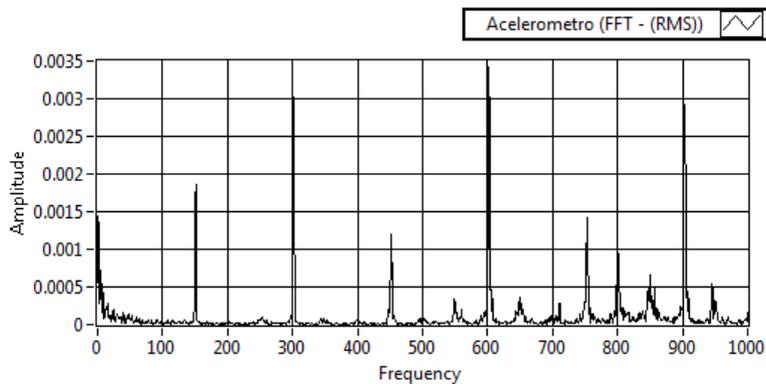


Figura F.2: FFT do sinal de vibração radial a 150 Hz.

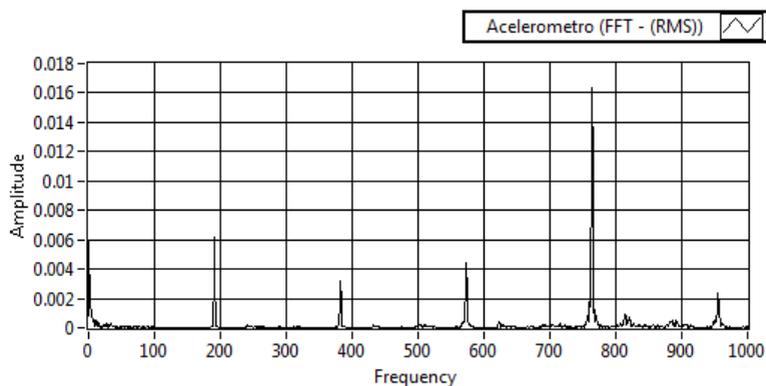


Figura F.3: FFT do sinal de vibração radial a 190 Hz.

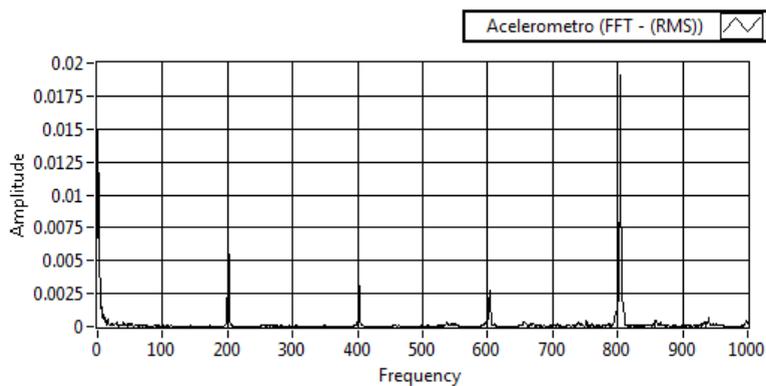


Figura F.4: FFT do sinal de vibração radial a 200 Hz.

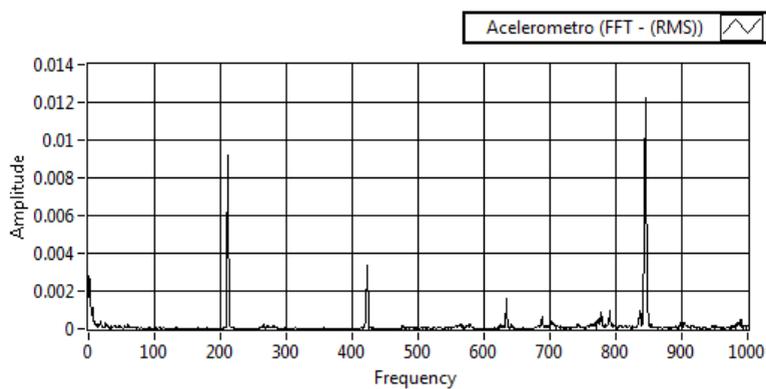


Figura F.5: FFT do sinal de vibração radial a 210 Hz.

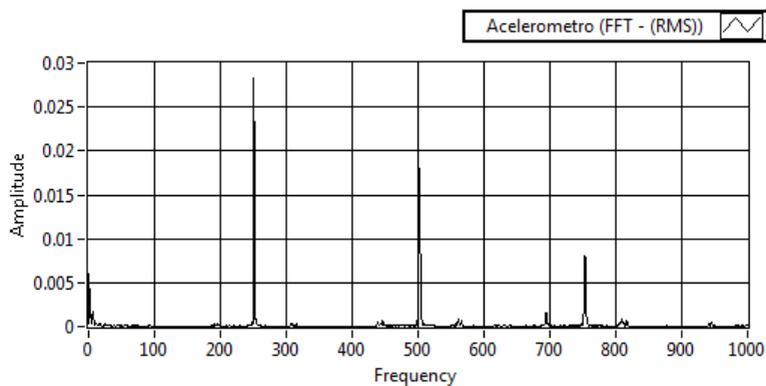


Figura F.6: FFT do sinal de vibração radial a 250 Hz.

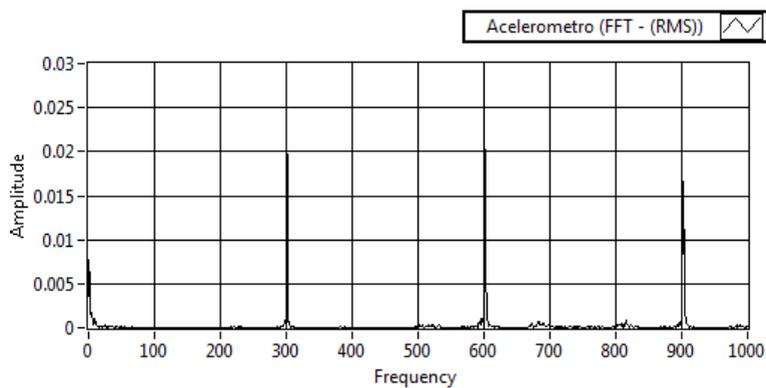


Figura F.7: FFT do sinal de vibração radial a 300 Hz.

ANEXO A - DATASHEET DO AMPLIFICADOR DO FLDT

SP 200A, 300A

OEM Signal Processor

ST | SENTECH INC.
Inc.

The SP 200A and SP 300A signal processors provide complete signal conditioning for Fastar/Hydrastar transducers. The transducer connector plugs into a jack on the front panel. A front panel BNC connector provides the output signal for a meter or other device. The SP 300A includes a built-in 4½-digit LCD display.

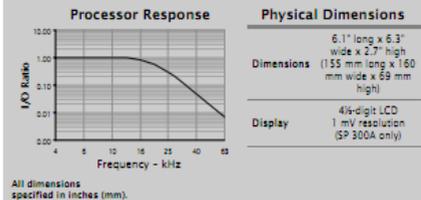
Both processors have a rear panel switch for selecting 115 or 230 VAC. The units have front panel zero and span adjustments. A polarity reverse switch allows you to change polarity of the output signal. Output is from 0 to ± 10 VDC (adjustable).



FEATURES & BENEFITS

- Complete signal processing for Fastar/Hydrastar coils
- Adjustable zero and span
- All signal conditioning in one compact unit
- Easy to connect and simplified settings
- Bench-top unit

DIMENSIONS AND RESPONSE



Technical Specifications

ELECTRICAL

Input Power	115 Volts AC $\pm 10\%$, 50/60 Hz, 5.5 VA 230 Volts AC $\pm 10\%$, 50/60 Hz, 5.5 VA (switch selectable)
Output	Span: 5-20 VDC adjustable (5-16 V for HS1000) DC Offset: ± 10 VDC adjustable
Resolution	0.02% of Full Scale
Carrier Frequency	112 kHz
Frequency Response	0 to 15 kHz, -3 dB point
Phase Shift	lags $< 1^\circ/100$ Hz 30 μ s delay (motion to output)
Output Noise and Ripple	$< 0.01\%$ of Full Range (RMS) plus 1 mV
Connections	miniature circular DIN for Fastar transducer input, BNC jack for output signal, IEC connector for AC power

PERFORMANCE

Operating Temperature Range	-30°F to 140°F (-35°C to 60°C)
Max Temp Coefficient	Scale: $\pm 0.02\%/^\circ$ F (0.04%/°C) Null: $\pm 0.02\%/^\circ$ F (0.04%/°C)
Warm-up	30 minutes
Adjustments	zero, span, twin coil zero, polarity reverse switch, transducer temperature compensation

FASTAR[®]

Fastar and related products are protected by one or more of the following patents: U.S. 4,687,158; 4,327,350; 4,368,878; 4,012,400; 4,864,233; 4,868,378; 5,068,607; U.K. 2054954; Japan 1498268; France 8014767; 8101087. Additional U.S. and foreign patents pending.

WARRANTY

All Sentech Inc. products are warranted against defective materials and workmanship. This warranty applies for a period of one year from the date of delivery to the original purchaser. Any product that is found within the one year period not to meet these standards will be replaced or repaired at the discretion of Sentech Inc. No other warranty is expressed or implied. Although Sentech Inc. manufactures its products to exacting specification standards, we assume no responsibility for their misuse. Sentech Inc. accepts no liability for damages, incidental or punitive, in applications using our products. Please note: It is solely the user's responsibility to properly install and maintain transducers. Sentech Inc. manufactures its products to meet stringent specifications and cannot assume responsibility for those consequences arising from their misuse or unauthorized modification.

Printed in USA.

SPECIFICATIONS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE

Sentech Inc.
2851 Limekiln Pike
North Hills, PA 19038 USA
Tel: (215) 887-8665
Fax: (215) 887-8449
sales@sentechivdt.com
www.sentechivdt.com

1 - 8 8 8 - 4 6 1 - T E C H

SP200A300A-30S-SEP01

Figura A.1: *Datasheet* do amplificador do FLDT. Fonte (87).