

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
MECÂNICA

Leonardo do Nascimento Cervelin

CONCEPÇÃO DE BANCADA PARA MEDIÇÃO DE PERDAS POR
ATRITO EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE
REFRIGERAÇÃO

Florianópolis

2013

Leonardo do Nascimento Cervelin

CONCEPÇÃO DE BANCADA PARA MEDIÇÃO DE PERDAS POR
ATRITO EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE
REFRIGERAÇÃO

Dissertação submetida ao
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Mecânica da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau
de Mestre em Engenharia
Mecânica
Orientador: Prof. Carlos Alberto
Flesch, Dr. Eng.

Florianópolis

2013

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca da
Universidade Federal de Santa Catarina

A ficha catalográfica é confeccionada pela Biblioteca Central.

Tamanho: 7cm x 12 cm

Fonte: Times New Roman 9,5

Maiores informações em:

<http://www.bu.ufsc.br/design/Catalogacao.html>

Leonardo do Nascimento Cervelin

CONCEPÇÃO DE BANCADA PARA MEDIÇÃO DE PERDAS POR
ATRITO EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE
REFRIGERAÇÃO

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de
“Mestre em Engenharia Mecânica”, e aprovada em sua forma final pelo
Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica.

Florianópolis, 17 de outubro de 2013.

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

Banca Examinadora:

Prof. Carlos Alberto Flesch, Dr. Eng. (Presidente)
Orientador

Prof. José Daniel Biasoli de Melo, Dr. (UFU).

Prof. Saulo Güths, Dr. (UFSC).

Prof. Tiago Loureiro Figaro da Costa Pinto, Dr. Eng. (UFSC).

Dedico este trabalho a todos
aqueles que contribuíram de alguma
forma para sua realização.

AGRADECIMENTOS

À UFSC, pela estrutura, conhecimento e excelência, que possibilitaram a realização deste trabalho.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica pela ajuda e condições dadas para concluir o trabalho de mestrado.

Ao Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaios – LIAE – pela estrutura, aprendizado e experiência vividas.

À CNPq, pelo suporte financeiro da bolsa de pesquisa, o que permitiu a confecção deste trabalho.

Aos amigos do Labmetro/LIAE pelos bons momentos e pela amizade estabelecida.

Ao Prof. Carlos Alberto Flesch, não só por ser meu orientador mas pela oportunidade que me foi dada, pelos ensinamentos e pelos conselhos.

Ao pesquisador Julio Nelson Scussel, pelo auxílio e suporte científico e pela confiança.

Aos professores que me auxiliaram durante o mestrado através de seus conhecimentos, experiência e conselhos.

Aos meus colegas de trabalho, pela paciência, ensinamentos, amizade, ajuda e suporte durante o mestrado.

À minha família por me apoiar, aos meus pais pela compreensão, carinho e paciência e a minha irmã pelo companheirismo, amizade e carinho.

E, por fim, a todos os que contribuíram com este trabalho.

RESUMO

Dentre as diversas grandezas que contribuem para redução da eficiência dos compressores alternativos de refrigeração, as forças de atrito possuem destaque por, adicionalmente, influenciarem no tempo de vida do equipamento. Porém, mesmo com esse nível de importância, existe grande escassez de referências na literatura. Além disso, não existem, até o presente momento, métodos para obtenção, de maneira direta, das forças de atrito do conjunto formado por pistão e cilindro. Os ensaios de perdas por atrito em compressores são de grande importância para avaliar o desempenho do mesmo frente a mudanças de materiais e de condições de operação. Este trabalho apresenta um estudo das fontes de atrito presentes em um compressor hermético alternativo, através do qual foram identificadas as grandezas que mais influenciam nas perdas por atrito: temperatura de interface; condições do ambiente; frequência de operação. O estudo culmina na proposição de uma concepção de bancada automatizada para medição de perdas por atrito e de um novo método para medição da força de atrito no par formado por pistão e cilindro. Para cumprir o objetivo, foi definido um compressor alvo e, a partir dele, foram estabelecidas condições de contorno. Com elas foi possível a identificação de meios e métodos de medição compatíveis, exceto para a grandeza força de atrito. Constatada a inexistência de um transdutor que possibilite medir a força de atrito no conjunto pistão e cilindro, foi proposto um método que utiliza uma biela instrumentada com extensômetros metálicos. Através de um procedimento proposto, caracterizado por uma sequência de passos, acredita-se que seja possível a medição direta da força de atrito entre pistão e cilindro de um compressor.

Palavras-chave: Perdas por atrito em compressores, atrito entre pistão e cilindro, medição de força de atrito.

ABSTRACT

Among many physical quantities contributing to reduce the efficiency of alternative compressors for refrigeration, the frictional forces are highlighted by its influence on the lifetime of the equipment. However, despites this level of significance, there is a great shortage of references in the literature. In addition, there aren't to date, methods for obtaining friction forces on a piston-cylinder assembly directly. The friction losses analyses in compressors are of great importance for evaluating the performance influences caused by changes in materials and operating conditions. This work presents a study of the sources of friction present in a hermetic reciprocating compressor, through which the physical quantities that influence the friction losses were identified: interface temperature, ambient conditions, operating frequency. The study culminates in proposing a design of automated bench for measuring friction losses and a new method for measuring friction force in the piston and cylinder assembly. To fulfill the objective, a specific target compressor was chosen to establish boundary conditions. With them, it was possible to identify ways and compatible methods of measurement except for the friction force. Given the lack of a transducer capable of measuring the force of friction in the piston and cylinder assembly, it has been proposed a method that uses a rod instrumented with strain gages. Through a proposed procedure is characterized by a sequence of steps, it is believed that it is possible to measure the frictional force directly between the piston and cylinder of a compressor.

Keywords: *Compressor's friction losses, piston cylinder friction, friction force measurement.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Ciclo de refrigeração por compressão de vapor.....	26
Figura 2: Estágios de funcionamento do compressor alternativo biela e manivela	32
Figura 3: Representação do mecanismo do compressor alternativo biela e manivela	33
Figura 4: Representação do mecanismo do compressor linear.....	34
Figura 5: Representação do sistema de lubrificação do compressor linear	35
Figura 6: Gráfico velocidade x tempo de parada do compressor	40
Figura 7: Diagrama Pressão x Volume.....	43
Figura 8: Forças de atrito presentes na biela	47
Figura 9: Principais forças de atrito presentes no conjunto pistão e cilindro	48
Figura 10: Características apresentadas pela manivela resultante da força exercida pelo pistão	49
Figura 11: Forças e momentos que agem no pistão	49
Figura 12: Desalinhamento do conjunto pistão e cilindro.....	50
Figura 13: Variação do coeficiente de atrito com a frequência rotacional	51
Figura 14: Variação da taxa de desgaste com a frequência rotacional ..	52
Figura 15: Variação do coeficiente de atrito com o carregamento normal	52
Figura 16: Variação da taxa de desgaste com o carregamento normal a 1500 RPM	53
Figura 17: Etapas da distribuição de calor entre corpos em atrito.....	54
Figura 18: Diagrama da distribuição de temperatura ao redor da região de contato	58
Figura 19: Fonte de calor retangular na superfície de um sólido semi-infinito se movendo na direção x com velocidade V	61
Figura 20: Aumento da temperatura na superfície de um corpo semi-infinito causado pelo atrito.....	63
Figura 21: Gradiente de temperatura em um corpo em movimento a baixa e a alta velocidade.....	64
Figura 22: Modelo de uma região de contato.....	65
Figura 23: Diagrama de fonte de calor.....	68
Figura 24: Outros modelos para a troca de calor entre as superfícies ...	69

Figura 25: Temperatura da peça de trabalho: comparação entre os valores analíticos e experimentais.....	70
Figura 26: Variação do coeficiente de atrito em função da humidade relativa (Força de contato 10 N)	71
Figura 27: Método do termopar incorporado	76
Figura 28: Método do termopar incorporado utilizando epóxi	77
Figura 29: Termopar incorporado em um furo passante	78
Figura 30: Fibra ótica incorporada.....	78
Figura 31: Medição da temperatura e fluxo de calor da superfície em atrito	79
Figura 32: Método das peças como par termoelétrico	79
Figura 33: Tempo de resposta dos três métodos	81
Figura 34: FLDT e sensor de sincronismo instalados no compressor...	83
Figura 35: Sinais de sincronismo e do FLDT a partir de compressor ...	84
Figura 36: Recomendações para instalação do sensor de umidade	86
Figura 37: Aplicação de força controlada para calibração da medição.	88
Figura 38: Teste da deformação por frequência de operação.....	89
Figura 39: Uso de uma câmara com nitrogênio com pressão e temperatura controladas	90
Figura 40: Teste da deformação por frequência de operação.....	90
Figura 41: Esquema da montagem dos transdutores para medição da força de atrito	91
Figura 42: Faixa de linearidade fibra ótica	93
Figura 43: LVDT	94
Figura 44: Transdutor de temperatura série OS1562	95
Figura 45: Transdutor de temperatura OS4000.....	96
Figura 46: Transdutor de temperatura CTFast Micro-Epsilon.....	97
Figura 47: Transdutor de temperatura FastTemp	98
Figura 48: Transdutor infravermelho	101
Figura 49: Agilent 34970a	103
Figura 50: Sistema multifunção Agilent 34980a.....	104
Figura 51: PCI-6250	105
Figura 52: PCI-6122	105
Figura 53: Configuração geral do sistema	107
Figura 54: Cadeia de medição do deslocamento.....	108
Figura 55: Dependência da incerteza expandida com a variação de temperatura durante o intervalo de aquisição.....	111
Figura 56: Cadeia de medição da frequência de oscilação.....	112
Figura 57: Variação da incerteza de medição da frequência rotacional com o tempo de observação	113
Figura 58: Cadeia de medição da temperatura na interface	114

Figura 59: Dependência da incerteza expandida com a temperatura medida e a incerteza da emissividade.....	117
Figura 60: Transdutores de força extensométricos.....	136
Figura 61: Extensômetros metálicos	137
Figura 62: Extensômetros semicondutores.....	138
Figura 63: Três estágios de compressão do resistor sensível à força ..	139
Figura 64: Curva de variação da resistência em função da força do resistor sensível à força	140
Figura 65: Princípio de funcionamento do transdutor de fibra ótica ...	144
Figura 66: Resposta do transdutor de fibra ótica sem compensar a refletividade da superfície	144
Figura 67: Resposta do transdutor de fibra ótica com compensação da refletividade.....	145
Figura 68: Diagrama esquemático do LVDT	146
Figura 69: Diagrama de funcionamento do LVDT	147
Figura 70: LVDT - Características da tensão de entrada e saída.....	147
Figura 71: Intervalo de medição linear do LVDT	148
Figura 72: Princípio de funcionamento do sensor Eddy	149
Figura 73: Grau de penetração das correntes de Eddy	150
Figura 74: Transdutor FLDT.....	151
Figura 75: Curva característica do FLDT.....	152
Figura 76: Transdutor de sincronismo instalado em um compressor alternativo do tipo biela e manivela	152
Figura 77: Sinal de sincronismo	153
Figura 78: Diagrama de funcionamento de um sensor do tipo HALL	154
Figura 79: Utilização prática do sensor de efeito Hall	155
Figura 80: Esquemático do funcionamento de um encoder rotativo ...	156
Figura 81: Típico trem de pulsos e disco de um encoder absoluto.....	157
Figura 82: Típico trem de pulsos e disco de um encoder incremental	158
Figura 83: Tensão de Seebeck (V_{AB})	161
Figura 84: Junta de referência externa utilizando um banho de gelo ..	162
Figura 85: Utilização de um termistor ou termorresistor como junta de referência.....	163
Figura 86: Tensão de saída em função da temperatura para um termopar do tipo J.....	164
Figura 87: Erro aproximado em °C para um termopar do tipo J	164
Figura 88: Resistência x Temperatura de um termistor.....	166
Figura 89: Resistência x Temperatura do termorresistor.....	168
Figura 90: Aplicação de um pirômetro infravermelho para medição da temperatura da superfície	169
Figura 91: Estrutura básica de um sensor capacitivo de umidade.....	173

Figura 92: Estrutura básica de um sensor resistivo de umidade.....	174
Figura 93: Cadeia de medição.....	176
Figura 94: Placas de aquisição.....	176
Figura 95: Agilent 34980a.....	177
Figura 96: Exemplos de PAC.....	178
Figura 97: Exemplo de VXI.....	179
Figura 98: Exemplos de chassis PXI.....	180
Figura 99: Exemplo de uma arquitetura híbrida.....	181

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Expressão para o pico máximo da temperatura <i>flash</i> para diversos tipos de distribuição da fonte de calor.....	67
Tabela 2: Condições de contorno do experimento de Chowdhury, Nuruzzaman e Hannan.	71
Tabela 3: Fibra ótica série RC.....	93
Tabela 4: Características dos LVDT modelo DTA.....	94
Tabela 5: Transdutor de temperatura série OS1562.....	96
Tabela 6: Transdutor de temperatura série OS4000.....	97
Tabela 7: Características dos transdutores CTFast.....	98
Tabela 8: Características associadas ao transdutor de temperatura FastTemp.....	99
Tabela 9: Temperatura máxima que pode ser medida.....	99
Tabela 10: Constante de tempo médio para os termopares do tipo J...	100
Tabela 11: Características do transdutor de umidade série HMT 330.	101
Tabela 12: Características da medição de temperatura dos transdutores série HTM 330.....	102
Tabela 13: Valores de incerteza de medição da frequência rotacional para diferentes intervalos de medição.....	113
Tabela 14: Níveis de incerteza para a temperatura máxima e mínima definidas como condição de contorno.....	118
Tabela 15: Comparação entre os sensores mais usuais para medição de esforços.....	142
Tabela 16: Principais vantagens e desvantagens dos transdutores de frequência/deslocamento.....	159
Tabela 17: Principais junções e respectivos coeficientes de Seebeck e faixa de temperatura.....	165
Tabela 18: Vantagens e desvantagens dos métodos de medição de temperatura.....	170
Tabela 19: Comparação entre os sensores de umidade.....	175
Tabela 20: Balanço das incertezas do deslocamento.....	182
Tabela 21: Cálculo da incerteza combinada do deslocamento.....	182
Tabela 22: Balanço das incertezas da temperatura de interface.....	183
Tabela 23: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,01.....	183
Tabela 24: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,03.....	184

Tabela 25: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,05..... 185

LISTA DE ABREVIATURAS

DAQ	<i>Data Acquisition</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
FLDT	<i>Fast Linear Displacement Transducer</i> - Transdutor indutivo de deslocamento
LVDT	<i>Linear Variable Differential Transducer</i> - Transformador Diferencial Linear Variável
adm	Adimensional
LABMETRO	Laboratório de Metrologia e Automatização
LIAE	Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaios Aplicados à Refrigeração
LABMAT	Laboratório de materiais
PCI	<i>Peripheral Component Interconnect</i>
POSMEC	Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica
RS232	<i>Recommended Standard 232</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VIM	Vocabulário Internacional de Termos Fundamentais e Gerais em Metrologia

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	25
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO	25
1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO.....	29
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	29
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	31
2.1 COMPRESSORES HERMÉTICOS PARA SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO..	31
2.2 PERDAS DE ENERGIA EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO	36
2.3 AVALIAÇÃO DE PERDAS DE ENERGIA MECÂNICA EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO.....	36
2.3.1 <i>Método a vazio</i>	37
2.3.2 <i>Método mola helicoidal</i>	41
2.3.3 <i>Método mola-gás</i>	42
2.3.4 <i>Método carga nominal sem desligamento</i>	45
2.4 AVALIAÇÃO DE PERDAS POR ATRITO EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO.....	46
2.4.1 <i>Frequência de oscilação do conjunto pistão e cilindro</i>	50
2.4.2 <i>Influência da temperatura</i>	53
2.4.3 <i>Temperatura na interface de contato</i>	55
2.4.4 <i>Condições do ambiente</i>	70
2.4.5 <i>Proposta de método para avaliação de perdas por atrito</i>	72
3. ESTABELECIMENTO DE REQUISITOS E ANÁLISE DE ESPECIFICIDADE DAS GRANDEZAS ESCOLHIDAS	73
3.1 REQUISITOS DA BANCADA	73
3.2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO APLICÁVEIS.....	75
3.2.1 <i>Temperatura de interface</i>	75
3.2.2 <i>Deslocamento e frequência de oscilação</i>	83

3.2.3	<i>Força de atrito</i>	85
3.2.4	<i>Condições do ambiente</i>	86
4.	PROPOSTA DE CONCEPÇÃO DE BANCADA	87
4.1	PROPOSTA PARA A AQUISIÇÃO DA FORÇA DE ATRITO	87
4.2	PROJETO MECÂNICO	91
4.3	SELEÇÃO DE TRANSDUTORES COMERCIAIS PARA A BANCADA DE PERDAS POR ATRITO.....	92
4.3.1	<i>Força de atrito</i>	92
4.3.2	<i>Deslocamento e frequência de oscilação</i>	92
4.3.3	<i>Temperatura na interface</i>	95
4.3.4	<i>Condições do ambiente</i>	100
4.4	SELEÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO COMERCIAIS	102
4.4.1	<i>Instrumento dedicado</i>	103
4.4.2	<i>Placa de aquisição ou DAQ</i>	104
4.4.3	<i>Arquitetura proposta</i>	106
4.5	CONFIGURAÇÃO GERAL DO SISTEMA	106
4.6	AVALIAÇÕES A PRIORI DO COMPORTAMENTO METROLÓGICO DA BANCADA	107
4.6.1	<i>Deslocamento</i>	108
4.6.2	<i>Frequência de oscilação</i>	111
4.6.3	<i>Temperatura na interface</i>	114
5.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	119
5.1	CONCLUSÕES.....	119
5.2	PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS	121
	REFERÊNCIAS	122
	APÊNDICE A - PRINCÍPIOS DE TRANSDUÇÃO DAS VARIÁVEIS DE INTERESSE	135
A.1	TRANSDUTORES DE FORÇA.....	135
A.1.1	<i>Transdutores de força resistivos</i>	136
A.1.2	<i>Transdutores de força piezelétricos</i>	140

A.1.3	<i>Vantagens e desvantagens dos transdutores de força</i>	141
A.2	TRANSDUTORES DE DESLOCAMENTO E FREQUÊNCIA DE OSCILAÇÃO	143
A.2.1	<i>Transdutor de fibra ótica para a medição de deslocamento sem contato</i>	143
A.2.2	<i>Transformador Diferencial Linear Variável</i>	145
A.2.3	<i>Sensores baseados em correntes de Foucault</i>	148
A.2.4	<i>Sensor de sincronismo</i>	152
A.2.5	<i>Sensor Hall</i>	154
A.2.6	<i>Encoder digital ótico</i>	155
A.2.7	<i>Vantagens e desvantagens dos transdutores de deslocamento e frequência de oscilação</i>	159
A.3	TRANSDUTORES DE TEMPERATURA	161
A.3.1	<i>Termopar</i>	161
A.3.2	<i>Termistor</i>	165
A.3.3	<i>Termorresistor</i>	167
A.3.4	<i>Pirômetro infravermelho</i>	168
A.3.5	<i>Vantagens e desvantagens dos transdutores de temperatura</i>	170
A.4	TRANSDUTORES DE UMIDADE RELATIVA	171
A.4.1	<i>Sensor baseado no efeito capacitivo</i>	172
A.4.2	<i>Sensor baseado no efeito resistivo</i>	173
A.4.3	<i>Vantagens e desvantagens dos transdutores de umidade</i> ..	174
APÊNDICE B—ARQUITETURAS PARA A AQUISIÇÃO DE SINAIS		175
B.1	PLACAS DE AQUISIÇÃO	176
B.2	INSTRUMENTOS DEDICADOS	177
B.3	CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMÁVEIS	178
B.4	PROGRAMABLE AUTOMATION CONTROLLERS	178
B.5	VXI	179
B.6	PXI	180

B.7 SISTEMAS HIBRIDOS	180
APÊNDICE C–BALANÇO DE INCERTEZAS	181

1. INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

É indiscutível que os sistemas de refrigeração fazem parte da vida moderna. Utilizados para conforto térmico (condicionadores de ar), para refrigerar ou congelar alimentos e até mesmo em aplicações especiais, como na indústria aeronáutica, na fabricação de circuitos impressos e na cura de concreto (SCUSSEL, 2006). Segundo pesquisa do IBGE¹ (2010), refrigeradores estão presentes em 93,7% dos domicílios que possuem algum bem durável. Essa pesquisa demonstra o grau de importância dos equipamentos produtores de frio.

Os principais métodos para a refrigeração são: absorção de vapor, ejeção de vapor, ciclo de ar e compressão de vapor. Sendo que a ampla maioria dos circuitos refrigeradores utilizam o princípio da mudança de fase do fluido refrigerante (compressão de vapor) para retirar calor de um ambiente controlado (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002).

O circuito de refrigeração a compressão de vapor, teve seu primeiro modelo proposto por Perkins em 1834, servindo como base para todos os circuitos atuais desse gênero. O princípio proposto e destaca por ser o mais utilizado atualmente e tem seu funcionamento se acordo com o representado na figura 1.

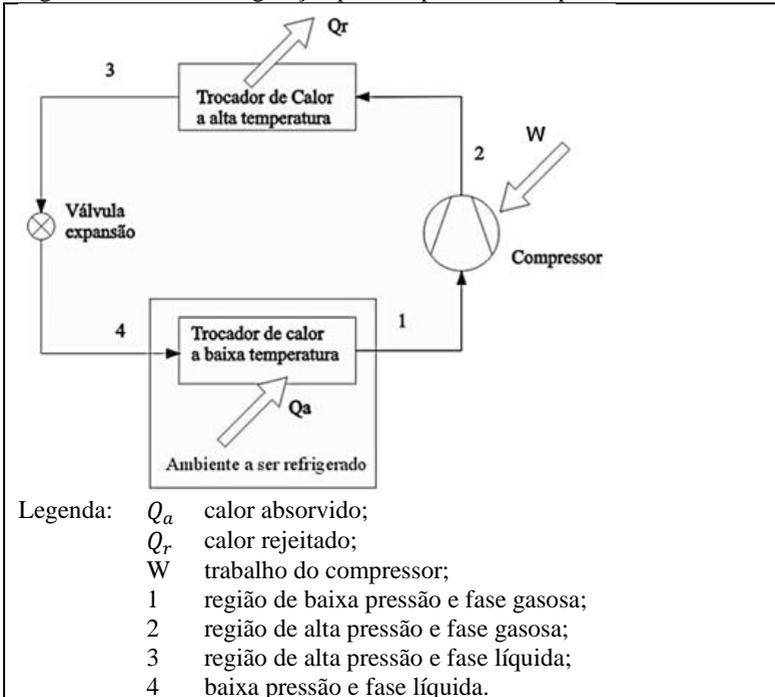
O ciclo de refrigeração ocorre com a compressão do vapor pelo compressor; seguido da rejeição de calor e liquefação do fluido refrigerante no condensador (devido à repulsão de calor para o ambiente); em seguida, ocorre a absorção de calor no evaporador pela reevaporação do fluido, o que fecha o circuito. Neste instante, o fluido refrigerante está em condições de ser succionado novamente pelo compressor (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002). Qualquer circuito básico de refrigeração irá possuir esses elementos. Porém, a forma com que eles são dispostos vai depender do projeto (SCUSSEL, 2006).

De forma simplificada, um circuito de refrigeração à compressão de vapor pode ser compreendido como uma sequência de equipamentos que atuam em conjunto, tornando possível a transferência de calor de um ambiente a baixa temperatura para outro submetido a temperatura maior. Ou seja, em um circuito de refrigeração, se faz necessária a

¹Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística

introdução de uma fonte externa de energia (compressor) para que a troca de calor ocorra de maneira contrária a natural.

Figura 1: Ciclo de refrigeração por compressão de vapor



Fonte: Adaptado de Poletto, 2006.

O fato de o compressor ser o principal e o mais complexo elemento do circuito refrigerante evidencia o porquê da dedicação dada a ele em termos de desenvolvimento e testes de compressores integrados a sistemas de refrigeração. Visto que para uma empresa conquistar seu espaço no mercado, ela precisa tornar seu produto competitivo, mantendo rígidos controles de fabricação e investindo intensamente em pesquisa e desenvolvimento de novos produtos, além de aprimorando os já existentes².

²Como exemplo pode-se citar a Whirlpool S.A., a maior fabricante de eletrodomésticos do mundo (WHIRLPOOLa, 2012), a qual preza por constante aumento na qualidade de seus produtos, através

Na Embraco, líder mundial na produção de compressores herméticos para refrigeração (WHIRPOOLb, 2012 e WHIRLPOOLc, 2012), é realizada uma grande quantidade de ensaios ligados à pesquisa e desenvolvimento e ao controle de qualidade. Nas plantas da Embraco, a produção é quase que integralmente voltada à fabricação de compressores herméticos alternativos. Atualmente estão em desenvolvimento novos tipos de compressores, como os que adotam motores lineares para aplicar a força necessária ao trabalho de compressão.

Uma característica importante associada aos circuitos de refrigeração é o rendimento, também conhecido como coeficiente de desempenho ou COP³ (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002). O coeficiente de desempenho é definido como a razão entre a energia útil (calor absorvido pelo evaporador) e a energia necessária para realizar a tarefa de compressão (energia utilizada pelo compressor) e também pode ser determinado através da razão entre a capacidade de refrigeração e a potência elétrica entregue ao compressor⁴ (ASHRAE, 2005).

No ciclo real, a energia gasta para extrair o calor do ambiente refrigerado é proveniente do compressor. Portanto, um compressor com alto rendimento é essencial para o alto rendimento de todo o ciclo de refrigeração. Essa melhora de rendimento pode ser obtida através de modificações e otimizações de projeto, e os ganhos, mesmo que pareçam pequenos, proporcionam considerável economia de energia, dada a necessidade de uso racional nos dias de hoje (SCUSSEL, 2006).

De acordo com a norma ASHRAE 23 (2005), o rendimento global de um compressor é afetado pelos seguintes fatores: vazamentos internos de gás, perdas nas válvulas, trocas térmicas nos tubos de sucção e descarga, troca de calor com o ambiente, reexpansão do refrigerante restante no cilindro de compressão e atrito.

As perdas por atrito em compressores⁵ estão entre os principais fatores determinantes da eficiência do compressor. Elas não estão

da redução de custos operacionais, melhoria na eficiência e introdução de inovações em seus produtos (WHIRLPOOLb, 2012).

³*Coefficient of performance*

⁴Ensaio de desempenho são realizados para determinar a capacidade, o consumo e o COP do compressor (ASHRAE, 2005).

⁵Como toda a forma de mecanismo que possui alguma espécie de contato dinâmico, o compressor acaba sofrendo perdas devido ao

ligadas apenas ao aumento da energia consumida, mas também a seu desgaste e à redução da vida útil do compressor (DAGILIS; VAITKUS, 2009).

A importância dada aos estudos das perdas por atrito fica evidente quando se observa o enfoque das grandes empresas no desenvolvimento e refino da qualidade dos lubrificantes, no investimento em novos tipos de materiais e na melhoria do acabamento das superfícies em contato dinâmico, fatos que levam à redução do coeficiente de atrito⁶ entre as partes envolvidas (DAGILIS; VAITKUS, 2009).

Dessa forma, desperta na indústria de compressores alternativos de refrigeração, cada vez mais interesse na determinação das perdas por atrito em seus produtos, bem como no conhecimento dos fatores que influenciam essas perdas.

Apesar disso, há certa carência de trabalhos científicos dedicados ao estudo das perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração e, dos poucos trabalhos encontrados, alguns contemplam áreas de estudo diferentes, como Jocsak (2003), o qual apresenta um caso direcionado a motores à combustão interna. Acredita-se que, em parte, essa escassez se deve ao sigilo dos fabricantes, por motivos comerciais.

Por outro lado, existem métodos experimentais, que estimam as perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração através da medição e da teoria da conservação de energia envolvidas no ciclo de funcionamento do compressor, como apresentado por Oh, Lee e Lee (1994) e Benedet (2006).

Dessa forma, mesmo com o alto grau de relevância em se determinar as perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração, não há na atualidade um método conhecido que seja capaz de determinar tal valor com incerteza aceitável e confiabilidade assegurada. Isso justifica uma análise mais aprofundada do problema de forma a propor métodos de medição das perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração. Ademais, não se tem

contato entre as suas partes móveis, afetando o desempenho do compressor.

⁶O coeficiente de atrito é intrínseco a cada par de materiais e expressa a oposição de dois corpos em contato deslizarem em relação ao outro. O seu valor médio pode ser obtido através da divisão entre a força causada pelo atrito e a força normal aplicada ao corpo (BHUSHAN, 2000).

conhecimento, com detalhes, de que forma grandezas como temperatura da interface, condições do ambiente, frequência de oscilação e deslocamento influenciam nas perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração.

Isto posto, é de grande interesse o desenvolvimento de uma bancada que possibilite medir as perdas por atrito em um compressor alternativo de refrigeração, porém monitorando os valores de temperatura na interface pistão e cilindro, umidade, frequência de oscilação e temperatura ambiente a fim de verificar as influências dessa grandeza no tempo de vida dos componentes do compressor.

Foi proposto através de uma parceria com LIAE⁷ e LabMAT⁸, aliando o emprego de conhecimentos em automação, instrumentação, metrologia e materiais, o desenvolvimento de uma bancada para o estudo das perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração.

1.2 OBJETIVOS DO TRABALHO

O objetivo principal deste trabalho é conceber bancada que possibilite a medição de perdas por atrito em compressores alternativos.

Como objetivos específicos, têm-se a apresentação de métodos para instrumentação e aquisição das variáveis importantes para estudo da força de atrito, a identificação de transdutores e a definição de arquiteturas de aquisição compatíveis com as necessidades e a avaliação a priori das incertezas de medição ligadas às variáveis que serão obtidas com o conjunto de equipamentos proposto para a bancada.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

Nesta dissertação são apresentados ao longo de 5 capítulos as características necessárias para o projeto e fabricação de um mecanismo

⁷Laboratório de Instrumentação e Automação de Ensaios, divisão do Labmetro - Laboratório de metrologia e automação do departamento de engenharia mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina.

⁸Laboratório de Materiais do departamento de engenharia mecânica da Universidade Federal de Santa Catarina.

que possibilite ensaios de perdas por atrito no conjunto pistão-cilindro, com foco nos fenômenos tribológicos envolvidos. A estrutura de desenvolvimento se desdobra de acordo com o descrito a seguir.

No capítulo 2 é apresentado um levantamento bibliográfico a respeito dos tipos de compressores herméticos, dos fatores que reduzem seu desempenho e das forças de atrito presentes. Além disso, são apresentados os métodos mais usuais para a estimativa das perdas por atrito e quais as variáveis mais influentes nas perdas por atrito e no desempenho de compressores herméticos, bem como a contribuição dessas para o aumento do seu desgaste.

Já no capítulo 3 são expostos os requisitos para a construção de uma bancada de análise de perdas por atrito em compressores herméticos. Ademais, são citados métodos para medição das diversas variáveis que influenciam no comportamento das forças de atrito e no desgaste de um compressor hermético.

No capítulo 4 é apresentada a proposta para a aquisição da força de atrito, um projeto preliminar, a seleção de transdutores e arquitetura de aquisição para uma bancada dessa natureza. Ademais, é feita uma análise a priori do comportamento metrológico da bancada.

O capítulo 5 contém as conclusões deste trabalho e propostas sugeridas para trabalhos futuros.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Antes de aprofundar no estudo das variáveis que mais influenciam nas perdas por atrito de compressores herméticos, é importante entender o porquê da aquisição de cada uma das variáveis presentes no ensaio. Nos próximos itens há uma breve descrição dos tipos de compressores mais utilizados na indústria de refrigeração e dos métodos de aquisição das variáveis de maior interesse em ensaios de perdas por atrito em compressores herméticos.

2.1 COMPRESSORES HERMÉTICOS PARA SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO

Os compressores mais utilizados pela indústria de refrigeração podem ser divididos em dois grandes grupos: compressores rotodinâmicos e compressores de deslocamento positivo (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002).

Compressores rotodinâmicos utilizam o princípio da transformação da quantidade de movimento fornecida ao fluido, através da passagem em um difusor, em energia de pressão (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002).

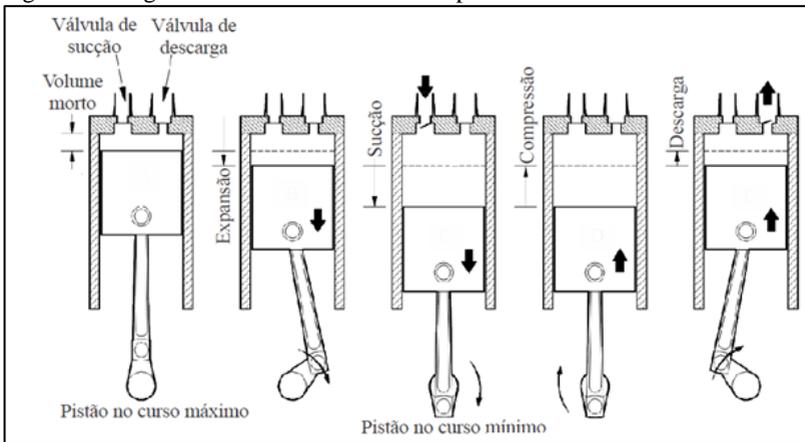
Compressores de deslocamento positivos são classificados em: alternativo, *scroll*, rotativo de palheta e rotativo de parafuso (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002). Em compressores do tipo *scroll*, a compressão se dá através da interação de uma espiral orbitante excêntrica contra uma espiral fixa. Já nos do tipo parafuso, o gás entra pela parte superior e, a medida que os rotores giram, o gás deixa a região de entrada, começando a ser comprimido pelo encaixe das proeminências do rotor macho nas reentrâncias do motor fêmea. Na etapa final do processo de compressão ocorre quando o gás atinge a região de saída, onde então é descarregado. Em compressores do tipo rotativo a compressão do fluido pode ser feita através de corpos dentados que se engrenam e formam câmaras de compressão ou palhetas, enquanto nos alternativos, a compressão se dá através de um pistão alternativo.

Em compressores alternativos de refrigeração, à medida em que o pistão se afasta, o fluido refrigerante entra pela válvula de sucção, até o momento em que se inicia o processo de compressão, onde o fluido é comprimido até atingir um valor determinado e, então, é liberado pela válvula de descarga (STOECKER; SAIZ JABARDO, 2002). A figura 2

mostra os estágios de expansão, sucção, compressão e descarga típicos de um compressor do tipo alternativo, que utiliza o mecanismo biela e manivela.

Em meio aos compressores alternativos, têm-se os que utilizam um mecanismo biela e manivela, mecanismos do tipo Scotch-Yoke e, recentemente, atuadores lineares. Os principais modelos fabricados pela empresa parceira são os alternativos do tipo biela e manivela e linear.

Figura 2: Estágios de funcionamento do compressor alternativo biela e manivela

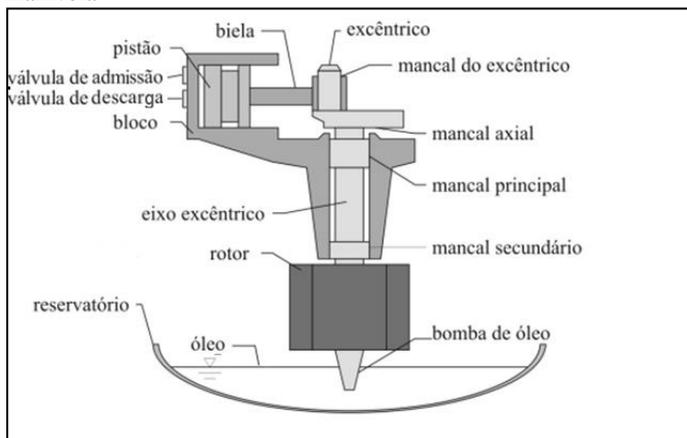


Fonte: Adaptado de U.S Department Of Energy, 2012.

A figura 3 apresenta o compressor hermético alternativo do tipo biela e manivela com seus principais componentes.

Os compressores de refrigeração alternativos tradicionais utilizam um sistema biela e manivela para transformar o movimento rotativo do motor em movimento alternativo linear do pistão (figura 3), o que acarreta em uma série de perdas por atrito causados pelas partes móveis que o compõem, como, por exemplo, os mancais que sustentam a manivela (DAGILIS; VAITKUS, 2009). Além disso, devido ao fato da força responsável pelo movimento do pistão não estar alinhada ao cilindro, há o surgimento de esforços laterais, que possuem grande influência na vida útil do mecanismo.

Figura 3: Representação do mecanismo do compressor alternativo biela e manivela

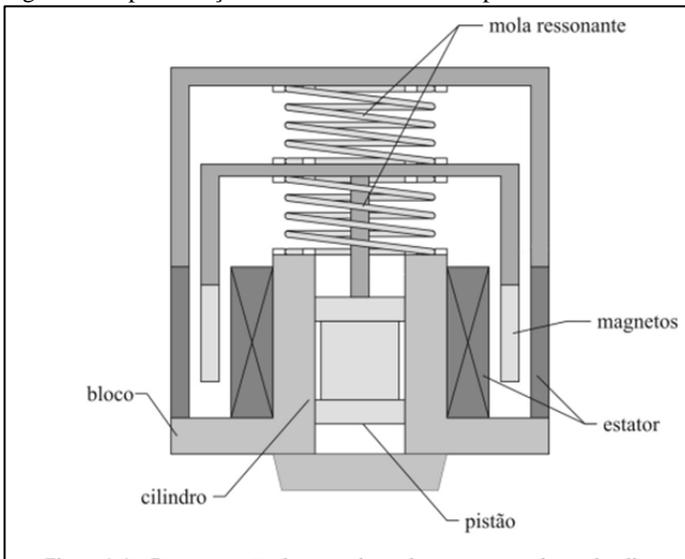


Fonte: Adaptado de Huelse, 2008.

Os compressores lineares (figura 4) utilizam um atuador linear para movimentar o pistão, eliminando a necessidade de mancais rotativos nos eixos. Como o eixo principal de atuação está alinhado ao eixo principal de movimentação, há uma redução significativa nas perdas por atrito, quando comparado a compressores alternativos convencionais.

No compressor linear, o núcleo do motor passa a ser o próprio pistão. No sentido de recuo, ele é impelido por forças eletromagnéticas contra uma mola; em sentido oposto, a energia armazenada na mola soma-se à energia eletromagnética que possibilita a compressão do vapor de fluido refrigerante. Controles eletrônicos fazem a modulação da frequência de pulsação e da amplitude, para que não haja volumes nocivos elevados e nem choques contra o cabeçote de válvulas. O movimento alternativo, sem a presença de componentes desalinhados ao eixo do pistão, evita o aparecimento de formas de desgastes comum em mecanismos biela e manivela.

Figura 4: Representação do mecanismo do compressor linear

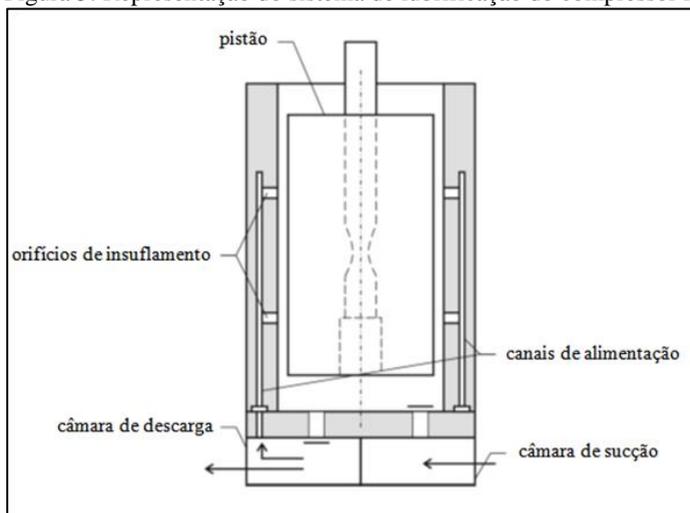


Fonte: Adaptado de Huelse, 2008.

Devido às baixas forças laterais, quando comparado ao mecanismo biela manivela, é possível utilizar o próprio fluido refrigerante como elemento de lubrificação para o pistão no compressor linear (figura 5); algo que reduz custos e, concomitantemente, elimina os problemas oriundos da circulação de óleo no sistema. Esse colchão de fluido é obtido através da injeção de fluido refrigerante à alta pressão nos orifícios de insuflamento (figura 5), derivado da câmara de descarga do compressor, gerando uma separação entre o pistão e o cilindro, tendo o funcionamento semelhante à um mancal aerostático.

Porém, compressores lineares também estão sujeitos a desgastes, visto que sempre haverá uma inclinação relativa entre o pistão e o cilindro, gerando interferência entre as superfícies que possuem movimento relativo e, por consequência, o aparecimento de atrito.

Figura 5: Representação do sistema de lubrificação do compressor linear



Fonte: Adaptado de Huelse, 2008.

De forma geral, o aparecimento de desgastes em compressores herméticos leva a um aumento das folgas e vazamentos, gerando mais calor, mais perdas e, por fim, levando a atingir os limites que ditam o fim da vida do equipamento, seja por falha total ou por perda de rendimento. Existem métodos para se analisar o comportamento do compressor frente a esses problemas. O mais comum deles são os ensaios de teste de vida de compressor⁹.

⁹Ensaio de teste de vida de compressor têm como objetivo determinar as características de desgaste apresentadas pelas partes que compõem o compressor (como por exemplo, os mancais), caracterizando a estabilidade dos materiais frente às forças de desgaste mecânico e a ação química, devido à exposição ao fluido refrigerante e óleo, e sob influência da temperatura e pressão de trabalho. Além disso, as alterações do comportamento do compressor ao longo do tempo de uso são também estudadas.

2.2 PERDAS DE ENERGIA EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO

Todo o sistema elétrico ou mecânico está sujeito a perdas de energia, ou seja, o rendimento da máquina é incapaz de chegar a 100%. No caso dos compressores herméticos os principais fatores que influenciam na perda de desempenho são (POSSAMAI; TODESCAT, 2004):

- termodinâmicas;
- elétricas;
- mecânicas.

As perdas termodinâmicas podem derivar dos mecanismos de sucção e descarga, da não idealidade do ciclo de compressão e expansão do fluido refrigerante, da redução da capacidade de descarga e aumento da temperatura no processo de sucção causada pela reexpansão do gás refrigerante e de vazamentos de fluido refrigerante (LI; WANG, 2000).

As perdas elétricas são derivadas do motor elétrico utilizado no compressor, sendo que nele ainda há uma parcela de energia que é perdida de forma mecânica. A combinação das formas de energia perdidas pelo motor resulta nas perdas globais (rendimento global), que é a razão da potência mecânica disponível na ponta do eixo pela entregue nos bornes de alimentação. Além disso, outras partes que compõem o compressor também geram perdas mecânicas.

Pelo fato deste trabalho ser focado em perdas por atrito, se dará mais ênfase nas perdas por energia mecânica visto que ela engloba as perdas por atrito.

2.3 AVALIAÇÃO DE PERDAS DE ENERGIA MECÂNICA EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO

As perdas mecânicas apresentadas por um compressor hermético têm grande influência na sua eficiência. É importante então, se caracterizar e avaliar as perdas de maneira a se obter valores mais confiáveis em relação ao projeto e aprimoramento de compressores.

Um dos parâmetros para se avaliar as perdas mecânicas é o valor da energia dissipada por efeitos mecânicos. Essas perdas podem ter seu valor aproximado por métodos analíticos ou experimentais. Kurka, Izuka e Paulino (2012) apresentam modelos matemáticos para cálculo

das forças dinâmicas presentes em compressores alternativos com mancais flexíveis, estabelecendo equações diferenciais para descrever o movimento do sistema através do cálculo do deslocamento orbital dos mancais do compressor. Todavia Benedet (2006), Kato (2003) e Oh, Lee e Lee (1994) apresentam maneiras experimentais de se obter, de forma indireta, os valores das perdas por atrito em compressores.

Na indústria, os métodos mais utilizados são os experimentais, existindo diversos procedimentos padronizados para se medir a magnitude das perdas mecânicas. Porém, eles apresentam uma série de simplificações que não refletem o comportamento real de um compressor em funcionamento, em um ciclo de refrigeração normal. Os métodos mais utilizados para a obtenção das perdas por atrito são os métodos a vazio, mola helicoidal, mola-gás e carga nominal sem desligamento (BENEDET, 2006).

2.3.1 Método a vazio

Esse método parte do princípio que para medir as perdas mecânicas deve-se eliminar as outras perdas envolvidas durante o ciclo de refrigeração.

A parcela termodinâmica pode ser eliminada retirando o cabeçote fixado ao cilindro, juntamente com as válvulas de sucção e descarga. Ou seja, o compressor trabalha de forma livre, já que o trabalho de compressão realizado pelo pistão é nulo (BENEDET, 2006; KATO, 2003; OH; LEE; LEE, 1994).

Já a parte das perdas provenientes da parte elétrica pode ser eliminada através do desligamento do motor após o mesmo entrar em regime. Quando se desliga o motor, a velocidade começa a diminuir. E, já que as perdas termodinâmicas e elétricas foram eliminadas, a única perda de energia responsável pela queda da frequência rotacional do compressor são as de origem mecânica (BENEDET, 2006; KATO, 2003; OH; LEE; LEE, 1994).

Oh, Lee e Lee (1994) apresentam um método para teste com o compressor livre utilizando os dados obtidos com o auxílio de um acelerômetro cuidadosamente posicionado no ponto de interesse. A ideia parte do princípio básico de que a energia cinética do compressor é dissipada pelo atrito a partir do momento em que o mesmo é desligado.

A equação do movimento de rotação do rotor após o mesmo ser desligado é dada pela equação (1) (OH; LEE; LEE, 1994).

$$I \cdot \ddot{\theta} + C \cdot \dot{\theta} = 0 \quad (1)$$

onde,

C	amortecimento equivalente ao coeficiente de atrito	[N. s/m];
I	momento de inércia do rotor	[kg. m ²];
$\ddot{\theta}$	aceleração angular	[rad/s ²];
$\dot{\theta}$	velocidade angular	[rad/s].

Após a integração dos termos da equação (1) e da simplificação do resultado através da expansão da série de Taylor truncada no terceiro termo, é possível se obter a equação referente ao ângulo percorrido ($\theta(t)$) pelo motor a partir de um tempo t até o momento da parada (equação (2)).

$$\theta(t) = \omega_0 \cdot \left[t - \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{C}{I} \right) \cdot t^2 \right] \quad (2)$$

onde,

ω_0	velocidade angular no instante de parada	[rad/s].
------------	--	----------

Finalmente, as perdas mecânicas podem ser estimadas pela equação (3).

$$P_{mec} = C \cdot \omega_0 \quad (3)$$

Substituindo a equação (2) na (3) têm-se:

$$P_{mec} = 2 \cdot I \cdot \omega_0 \left(\frac{1}{t^2} \right) \cdot \left(t - \frac{\theta(t)}{\omega_0} \right) \quad (4)$$

onde,

P_{mec}	perdas mecânicas	[W].
-----------	------------------	------

Outra maneira de se aplicar o método a vazio para encontrar as perdas por atrito envolve a combinação da equação da potência (equação (5)) e a segunda lei de Newton (equação (6)). A partir daí é

possível se calcular a potência dissipada (P_{ot}) pelo atrito no sistema (KATO, 2003).

$$P_{ot} = F \cdot v \quad (5)$$

$$F = m \cdot a \quad (6)$$

onde,

F	força	$[N];$
v	velocidade	$[m/s];$
m	massa	$[kg];$
a	aceleração	$[m/s^2].$

Caso o caso do compressor alternativo movido à biela e manivela, as equações (5) e (6) podem ser escritas de acordo com as equações (7) e (8).

$$P_{ot} = \tau \cdot \omega \quad (7)$$

$$\tau = I \cdot \alpha \quad (8)$$

onde,

τ	torque	$[N \cdot m];$
ω	frequência rotacional	$[rad/s];$
I	momento de inércia	$[kg \cdot m^2];$
α	aceleração angular	$[rad/s^2].$

A partir da combinação das equações (7) e (8) têm-se:

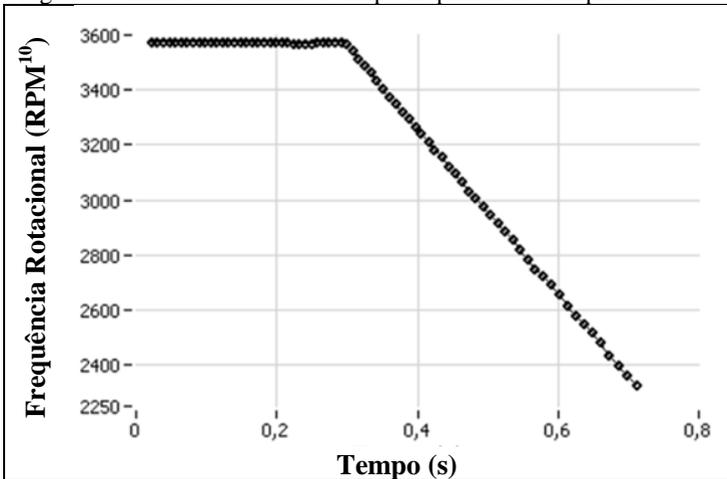
$$P_{ot} = \omega \cdot \alpha \cdot I \quad (9)$$

A equação (9) representa a potência total dissipada na desaceleração do compressor, que nesse método representa a própria perda mecânica.

A frequência rotacional pode ser obtida utilizando-se um transdutor de deslocamento posicionado no compressor.

A figura 6 mostra a característica de uma curva de redução na velocidade de um compressor hermético a partir do momento em que o motor é desligado.

Figura 6: Gráfico velocidade x tempo de parada do compressor



Fonte: Benedet, 2006.

No gráfico nota-se que o desligamento ocorreu em torno de 0,3 s. A frequência de rotação desse ensaio é considerada como sendo a média entre os pontos que vão de (0 a 0,3) s, ou seja, cerca de 3570 RPM. Esses pontos são utilizados para a geração de um polinômio ajustado na forma da equação (10) (BENEDET, 2006).

$$P_2 = a_0 + a_1 \cdot t + a_2 \cdot t^2 = f(t) \quad (10)$$

onde,

P_2 polinômio ajustado [adm¹¹];
 a_0, a_1 e a_2 coeficientes do polinômio [adm].

¹⁰RPM: embora não seja a unidade do SI é senso comum, no dia-a-dia e na literatura.

¹¹adm: número adimensional.

A partir daí encontra-se o ponto onde o polinômio intercepta a frequência rotacional calculada anteriormente (equação (11)) e, derivando-se para este ponto se obtém a aceleração angular (equação (12)).

$$P_2(t_i) = \omega_0 \quad (11)$$

$$\frac{\partial \omega}{\partial t} = \frac{\partial(P_2(t_i))}{\partial t} = \alpha \quad (12)$$

onde,

t_i	tempo no qual há intersecção entre o polinômio ajustado e a velocidade angular média calculada	[s];
ω_0	coeficientes do polinômio	[rad/s].

Como nesse método o compressor encontra-se livre de carga, os resultados obtidos servem como comparação entre dois compressores, porém não indicam a real perda mecânica de um compressor em funcionamento normal (BENEDET, 2006).

2.3.2 Método mola helicoidal

Esse método parte do princípio da aproximação das condições de trabalho normal com o auxílio de uma mola presa ao bloco do compressor, exercendo uma força proporcional à posição do pistão em relação ao cilindro, simulando as forças necessárias para a compressão do fluido refrigerante. A força exercida pela mola pode ser obtida pela equação (13) (BENEDET, 2006).

$$F_{mola} = K \cdot D_{es} \quad (13)$$

onde,

F_{mola}	força exercida pela mola	[N];
K	constante de elasticidade da mola	[N/m];
D_{es}	deslocamento do pistão	[m].

Esse método aproxima-se mais da condição real, porém ele traz vários empecilhos, como o fato da força exercida pela mola helicoidal não se comportar como a força que age no compressor se o mesmo se encontrasse em funcionamento normal. Ademais, a distribuição dos esforços são diferentes do que acontece em condições reais de operação e, o fato de o posicionamento da mola ser de difícil controle e influenciar no desgaste, a massa da mola pode alterar a posição e a magnitude do centro de massa do pistão. Além disso, esse método danifica o pistão, tornando o método destrutível (BENEDET, 2006).

2.3.3 Método mola-gás

O método mola-gás utiliza um bloco metálico que substitui o cabeçote original do compressor hermético. A diferença desse método para o usual é a ausência da válvula de descarga e por possuir um orifício para a instrumentação de um transdutor de pressão. Ademais, ele possui outra abertura que tem como objetivo variar o tamanho do volume morto com intuito de controlar a pressão na câmara de compressão (KATO, 2003).

O novo cabeçote consegue reter o ar existente dentro do cilindro fazendo com que durante o funcionamento, o pistão comprima o volume de ar e, durante a sucção, o volume passa a ser expandido, dando origem a um novo ciclo. O uso da válvula de sucção tem como finalidade compensar eventuais vazamentos que possam aparecer, tornando possível a entrada de ar durante o ciclo de sucção (KATO, 2003).

O cálculo da força exercida pelo ar sobre o pistão pode ser obtida com a equação (14) (KATO, 2003).

$$F_{ar} = ce.V^{-n} \quad (14)$$

onde,

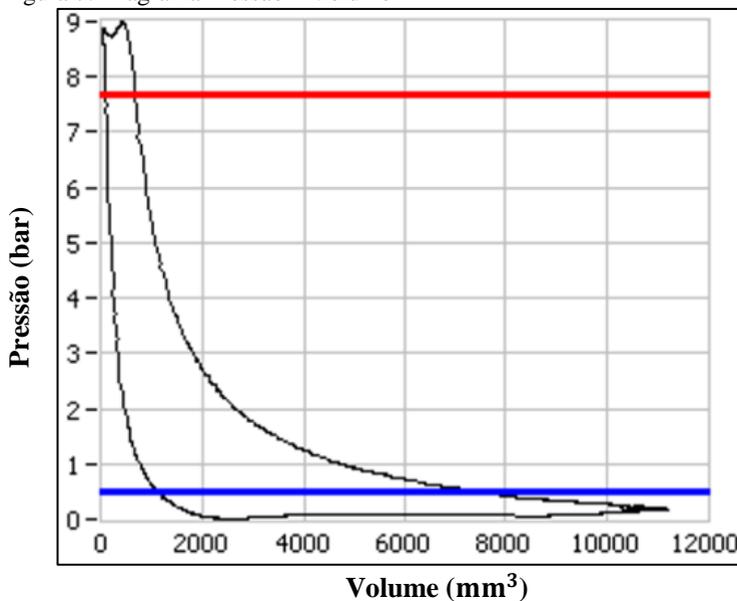
F_{ar}	força exercida pelo ar	[N];
ce	constante experimental	[adm];
V	volume de ar	[m ³];
n	constante do ar	[adm].

O método mola-gás utiliza o mesmo princípio do método a vácuo, porém a análise considera também a influência na desaceleração provocada pelas forças exercidas pelo ar confinado no interior do cilindro. Ou seja, há também a influência da potência aplicada sobre o gás e as perdas termodinâmicas (BENEDET, 2006).

Desta forma, esse método apresenta, além das perdas mecânicas, as perdas termodinâmicas. Logo, tendo o valor das perdas termodinâmicas pode-se calcular a potência mecânica. O cálculo da potência termodinâmica envolvida no funcionamento de um compressor pode ser obtida a partir do diagrama pressão por volume (pxV).

O diagrama pxV apresenta a relação entre a pressão e o volume do cilindro para cada ponto de um ciclo completo do pistão.

Figura 7: Diagrama Pressão x Volume



Fonte: Benedet, 2006.

O trabalho realizado pelo pistão durante um ciclo de funcionamento é dado pela área interna da figura 7. As perdas termodinâmicas são as áreas apresentadas acima da pressão de descarga (linha vermelha) e abaixo da pressão de sucção (linha azul), enquanto o resto é o trabalho útil do compressor, um indicativo de capacidade.

O cálculo do trabalho realizado pelo pistão pode ser obtido pela integral da área interior da figura 7 (equação (15)), a qual resulta na área do diagrama $p \times V$.

$$W = \oint p dV \quad (15)$$

onde,

p	pressão no interior do cilindro	[Pa];
W	trabalho realizado pelo pistão	[N.m];
V	volume no interior do cilindro	[m ³].

A partir de aproximações pela regra trapezoidal é possível efetuar uma simplificação da equação (15) e obter a área do gráfico através de um somatório.

$$W = \sum_{i=0}^{N-1} \bar{p}_i \cdot \Delta V_i \quad (16)$$

onde,

N	número de amostras	[adm];
\bar{p}_i	pressão média entre os pontos i e $i+1$	[Pa];
ΔV_i	variação no volume entre os pontos i e $i+1$	[m ³].

Os resultados obtidos com essa aproximação são proporcionais ao número de pontos utilizados para o cálculo, e pode chegar a valores com erros desprezíveis e muito próximos ao real.

Da divisão dos resultados da equação (16) pelo tempo levado para completar o ciclo, obtêm-se a potência termodinâmica. É possível então, se isolar as perdas mecânicas através da equação (17).

$$P_{mec} = |P_{total}| - P_{termo} \quad (17)$$

onde,

P_{mec}	perdas mecânicas	[W];
P_{total}	potência total do sistema (calculada pela equação (9))	[W];
P_{termo}	potência termodinâmica	[W].

Substituindo a equação (9) na (17) têm-se a equação (17) (KATO, 2003).

$$P_{mec} = |\omega \cdot \alpha \cdot I| - P_{termo} \quad (18)$$

2.3.4 Método carga nominal sem desligamento

Nesse método não há desligamento do compressor, portanto, as perdas elétricas também estarão presentes.

A potência total fornecida pela rede é igual a soma das perdas elétricas, das perdas termodinâmicas, das perdas mecânicas juntamente da energia utilizada na fase de compressão (equação (19)).

$$P_{total} = P_{eletrica} + P_{termo} + P_{mec} + P_{util} \quad (19)$$

onde,

P_{total}	potência total fornecida ao sistema	[W];
$P_{eletrica}$	perdas elétricas	[W];
P_{termo}	perdas termodinâmicas	[W];
P_{mec}	perdas mecânicas	[W];
p_{util}	energia utilizada na fase de compressão	[W].

Assim como visto no item 2.3.3 a soma da potência útil com as perdas termodinâmicas e é dada pela área interna do diagrama PxV. Logo, as perdas mecânicas podem ser obtidas pela equação (20).

$$P_{mec} = P_{total} - P_{eletrica} - (P_{util} + P_{termo}) \quad (20)$$

A potência total fornecida ao sistema pode ser obtida com o auxílio de um wattímetro na alimentação do compressor. Ademais, sabendo-se o rendimento do motor, as perdas elétricas podem ser calculadas a partir da equação (21).

$$P_{eletrica} = P_{total} \cdot (1 - \eta_{motor}) \quad (21)$$

onde,

η	rendimento do motor	[adm].
--------	---------------------	--------

Apesar dos métodos atuais trazerem informações relevantes, eles pecam por não analisar apenas as perdas por atrito, mas também todas as perdas mecânicas provenientes do compressor. Sendo essas forças, provenientes de uma série de fatores no interior do compressor, é necessário se estender o estudo das forças aos fatores que a influenciam para que se possa encontrar uma maneira de se aprofundar no estudo das perdas por atrito em compressores herméticos.

2.4 AVALIAÇÃO DE PERDAS POR ATRITO EM COMPRESSORES ALTERNATIVOS DE REFRIGERAÇÃO

O contato entre dois corpos em atrito se dá de forma macroscópica entre seus picos de rugosidades. O nível dessas imperfeições, bem como a maneira como estão dispostas, é diretamente relacionado ao método utilizado na fabricação da superfície de contato dos corpos em contato. Essas variáveis são uma grande preocupação durante o desenvolvimento de dispositivos mecânicos. Elas não só afetam o desempenho (eficiência, tempo de vida, vibrações, aquecimento dos componentes, entre outras coisas), mas também influenciam no custo de produção, devido aos processos utilizados para se obter um determinado acabamento superficial (BAYERN; SIRICO, 1975). Conhecer a área de contato real entre as superfícies é essencial para se estudar o atrito entre elas (BHUSHAN, 2000).

As perdas por atrito em equipamentos mecânicos sempre foram alvos de estudos, pois apresentam grande influência no rendimento do equipamento (JOCSAK, 2003). Na indústria automobilística, sempre se buscou um aumento na qualidade das peças, procurando reduzir ao máximo as perdas mecânicas nos motores a combustão interna.

Em um compressor linear ou um compressor alternativo dotado do mecanismo biela e manivela, as perdas de energia por atrito sempre estarão presentes, afetando diretamente o rendimento do compressor, já que aumentam a energia necessária para bombear a mesma quantidade de fluido refrigerante e, por consequência, reduzem a eficiência de cada ciclo de refrigeração (DAGILIS; VAITKUS, 2009).

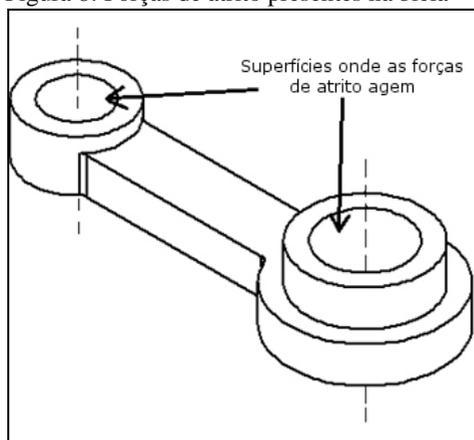
Existem diversos textos na literatura que buscam identificar as influências das perdas por atrito no desempenho do compressor, utilizando diferentes diâmetros, montagens e fluidos de trabalho (DAGILIS; VAITKUS, 2009; KURKA; IZUKA; PAULINO, 2012; LEE et al., 2000). Perdas por atrito não envolvem apenas a parcela

proveniente do pistão e cilindro, mas também das outras partes móveis do compressor e da vaporização do fluido refrigerante. Porém as duas últimas representam uma parcela pequena (DAGILIS; VAITKUS, 2009). As perdas por atrito em compressores herméticos estão diretamente ligada à força de atrito entre as partes móveis do equipamento.

Nos compressores alternativos, as forças de atrito aparecem principalmente em dois lugares, e os fatores que provocam o aparecimento dessas forças são: o movimento irregular da entrada do pistão no interior do cilindro; o desalinhamento do conjunto pistão e cilindro; o desalinhamento nos mancais da manivela causado pela força provocada pelo pistão e também pelos mancais presentes na biela. Esses fatores são altamente influenciados pela lubrificação, pois se ela for ineficiente haverá um excessivo desalinhamento, aumentando a intensidade dos fatores, que pode ocasionar falhas mecânicas e desperdício de energia (KURKA; IZUKA; PAULINO, 2012).

Na biela (figura 8) as forças de atrito são resultados do contato dinâmico entre seus mancais e o pino que a prende ao pistão e o pino da manivela. A intensidade da força gerada nesse contato é variável e depende da posição em que o pistão se encontra, da frequência de rotação do motor alternativo e da intensidade da força transmitida através da biela (KURKA; IZUKA; PAULINO, 2012).

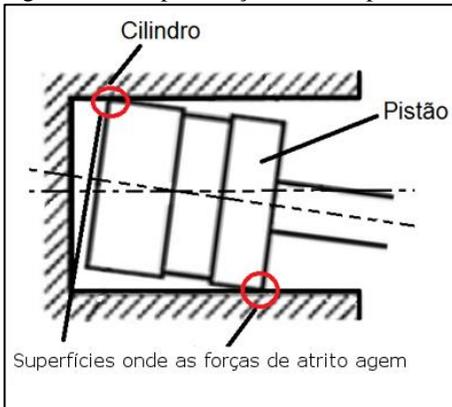
Figura 8: Forças de atrito presentes na biela



Fonte: Autor.

Já as forças de atrito presentes no conjunto pistão e cilindro (figura 9) são geradas pelo desalinhamento do pistão em relação ao cilindro e pelo movimento irregular do pistão causado pela direção da força transmitida pela biela. O valor dessa força é variável e depende de fatores como grau de desalinhamento e da superfície de contato entre os corpos (KURKA; IZUKA; PAULINO, 2012).

Figura 9: Principais forças de atrito presentes no conjunto pistão e cilindro



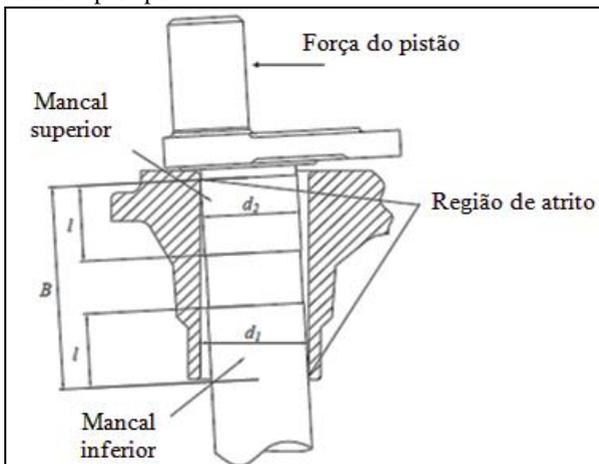
Fonte: Autor.

Na manivela (figura 10) as forças de atrito são provenientes, principalmente, do desalinhamento do eixo em relação aos mancais que o sustentam. Esse desalinhamento é causado pela força exercida pelo pistão, a qual é transmitida pela biela à manivela, fazendo com que apareça um momento fletor no eixo da manivela (KURKA; IZUKA; PAULINO, 2012). Esse desalinhamento causa o aparecimento de uma pequena abertura na parte inferior e superior da manivela (figura 10). Esse local é onde há a maior intensidade de desgaste no compressor alternativo (DAGILIS; VAITKUS, 2009).

Ademais, no caso de compressores alternativos que usam o princípio da biela e manivela, à medida que o pistão sobe e desce, as forças devido ao gás sendo comprimido, da biela, do filme de óleo entre o pistão e o cilindro e da força de atrito, geram um desbalanceamento de forças, podendo levar ao aparecimento de pequenos movimentos de translação e rotação durante o movimento oscilante do pistão (figura 11) (PRATA; FERNANDES; FAGOTTI, 2001). Portanto, a dinâmica e a direção da força aplicada em um compressor rotativo não são paralelas à

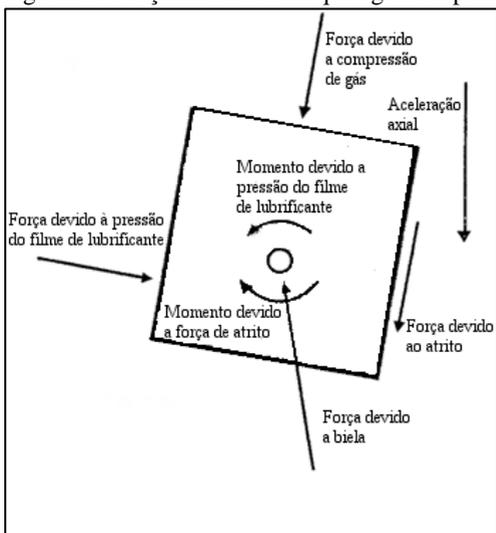
direção de movimento do pistão no interior do cilindro, o que leva a um aumento na pressão de contato nos pontos de suporte do conjunto.

Figura 10: Características apresentadas pela manivela resultante da força exercida pelo pistão



Fonte: Adaptado de Kurka; Izuka; Paulino, 2012.

Figura 11: Forças e momentos que agem no pistão

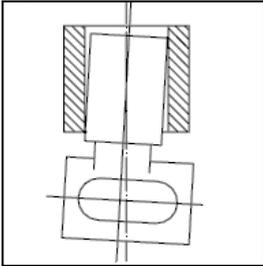


Fonte: Adaptado de Prata; Fernandes; Fagotti, 2001.

No compressor linear, o movimento do pistão é gerado através de um motor oscilante, ou seja, não há a necessidade de transformar o movimento rotativo em linear. Portanto, as forças ligadas ao desalinhamento do conjunto pistão e cilindro (figura 12) representam a maior contribuição na força de atrito (KU et al.).

Devido a ausência da manivela no mecanismo do compressor linear, as perdas por atrito são inferiores aos valores apresentados pelo compressor alternativo (LEE et al., 2000).

Figura 12: Desalinhamento do conjunto pistão e cilindro



Fonte: Adaptado de Dagilis; Vaitkus, 2009.

Chowdhury et al. (2011) relatam que a força de atrito é função da velocidade e do tempo de contato. Para a maioria dos pares tribológicos, o aumento da velocidade faz com que o atrito diminua, e quando a duração do contato aumenta o atrito também aumenta. Além disso, segundo DAGILES e VAITKUS (2009), o coeficiente de atrito depende menos da viscosidade do fluido lubrificante que da magnitude e da natureza da força presente.

Estudos mostram que a força de atrito é influenciada, além da força normal e coeficiente de atrito, pela velocidade relativa entre o pistão e o cilindro, pela temperatura na interface de contato e pelas condições do ambiente (CHOWDHURY et al., 2011; BHUSHAN, 2000; STACHOWIAK; BATCHELOR; STACHOWIAK, 2004; CHOWDHURY; NURUZZAMAN; HANNAN, 2012).

2.4.1 Frequência de oscilação do conjunto pistão e cilindro

A variação de direção e intensidade das perdas de energia causadas pelo atrito entre os corpos está diretamente ligada à frequência de oscilação do conjunto pistão e cilindro. Além disso, a taxa de geração

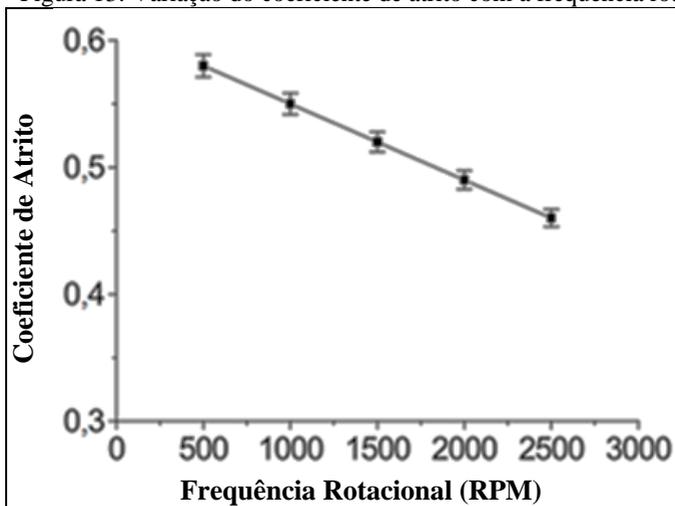
de calor na interface das superfícies em atrito também é função dessa frequência.

A velocidade relativa entre as peças é um dos fatores predominantes na variação da força de atrito e da taxa de desgaste dos materiais. Mudanças na velocidade resultam em mudanças na taxa de cisalhamento, a qual pode influenciar as propriedades mecânicas do material. Por exemplo, altas velocidades podem resultar em altas temperaturas na interface de contato das superfícies em atrito, o que é capaz de reduzir significativamente a dureza da maioria dos materiais. Além disso, quando há um aumento na velocidade, uma força de afastamento na região de contato entre os corpos aparece, diminuindo a região real de contato e, por consequência, diminuindo a força de atrito (CHOWDHURY et al., 2011).

CHOWDHURY et al. (2011) apresentam um estudo da influência da velocidade e da pressão de contato na magnitude do coeficiente de atrito. O ensaio é feito através da aplicação de contato entre um pino e um disco rodando a uma velocidade controlada.

A figura 13 apresenta um gráfico demonstrando a redução do coeficiente de atrito à medida que se aumenta a velocidade de atrito¹².

Figura 13: Variação do coeficiente de atrito com a frequência rotacional



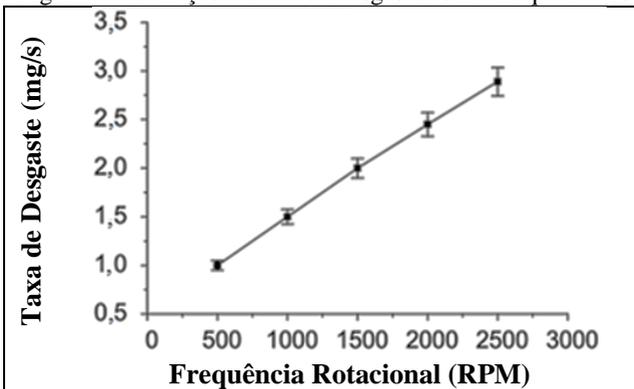
Fonte: Adaptado de Chowdhury et al., 2011.

¹²A velocidade de deslizamento é diretamente proporcional à frequência de rotacional do conjunto.

Segundo Chowdhury et al. (2011), a redução progressiva do coeficiente de atrito apresentado pela figura 13 talvez ocorra devido a uma alteração na taxa de cisalhamento que influencia nas propriedades mecânicas do par de material.

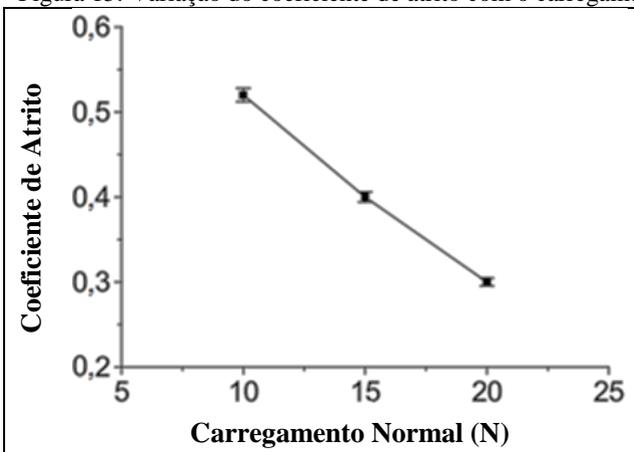
Além disso, o aumento na velocidade provoca uma aceleração na taxa de desgaste devido ao fato de uma velocidade maior levar as superfícies em atrito a percorrerem uma distância maior em um mesmo intervalo de tempo (CHOWDHURY et al., 2011). Isso pode ser visualizado na figura 14.

Figura 14: Variação da taxa de desgaste com a frequência rotacional



Fonte: Adaptado de Chowdhury et al., 2011.

Figura 15: Variação do coeficiente de atrito com o carregamento normal

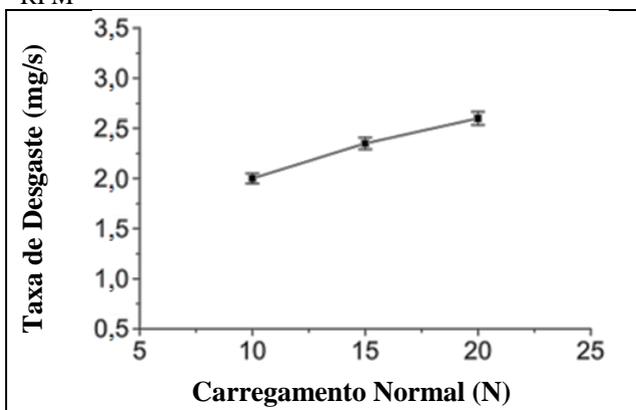


Fonte: Adaptado de Chowdhury et al., 2011.

Para o aumento do carregamento normal, em muitos materiais metálicos, há uma redução no coeficiente de atrito (figura 15) (CHOWDHURY et al., 2011).

A taxa de desgaste também sofre um aumento na proporção em que se aumenta o carregamento normal. É o que mostra a figura 16.

Figura 16: Variação da taxa de desgaste com o carregamento normal a 1500 RPM



Fonte: Adaptado de Chowdhury et al., 2011.

Variações na velocidade de deslizamento entre as peças em contato e na força de contato afetam a força de atrito e a taxa de desgaste de forma considerável. Portanto, manter níveis apropriados de velocidade de atrito e força de contato pode levar a um aumento na eficiência dos equipamentos mecânicos (CHOWDHURY et al., 2011).

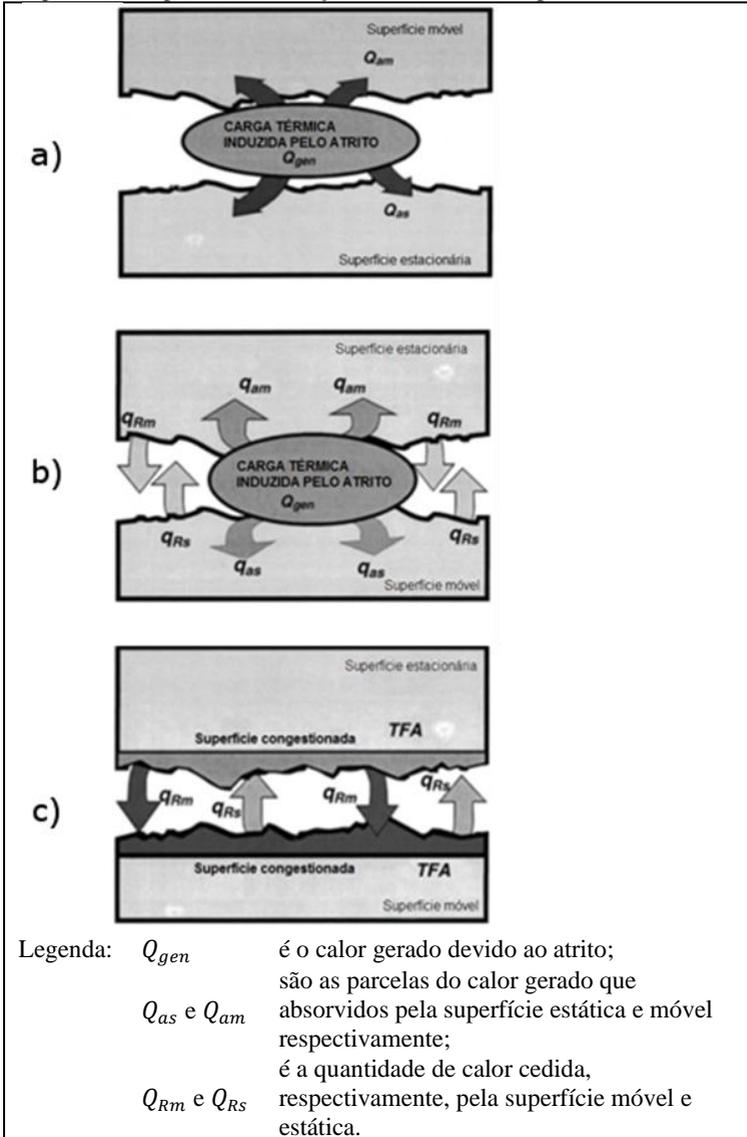
2.4.2 Influência da temperatura

O aquecimento devido ao atrito possui grande influência no comportamento tribológico e no aparecimento de falhas nas peças que estão em contato (BHUSHAN, 2000).

Praticamente, toda energia gerada pelo atrito entre as peças móveis do compressor é convertida em calor, que, por isso, causa um aumento de temperatura e, por conseguinte, danos aos materiais, por mudanças de fase, aparecimento de tensões residuais e distorções térmicas (SHEN et al., 2008). O aumento de temperatura na região

superficial também acarreta em um aumento da taxa de desgaste e na redução de desempenho do conjunto pistão e cilindro.

Figura 17: Etapas da distribuição de calor entre corpos em atrito



Fonte: Adaptado de Abdel-Aal, 2003.

A relação entre a integridade da superfície de um sólido que sofre atrito na evolução da dissipação térmica foi confirmada em diversos estudos. Há uma correlação entre o histórico térmico da superfície e a habilidade do material em formar uma camada de óxido protetor em sua superfície que sofre atrito (ABDEL-AAL, 2003).

No estudo da dissipação de energia por atrito, variações térmicas e mecânicas estão ligadas. Ou seja, variações de temperatura podem mudar as propriedades mecânicas dos materiais em atrito; essas variações afetam a taxa de geração de calor das superfícies, alterando as propriedades mecânicas e térmicas. Então, faz-se necessário conhecer as temperaturas da região de testes e dos corpos de prova para ensaiar as características de dissipação da energia gerada pelo atrito (ABDEL-AAL, 2003).

A troca de calor apresentada pelos corpos em atrito segue os seguintes passos:

- O atrito na interface dá início à geração de calor devido ao contato dos picos de rugosidade (figura 17.a);
- Os corpos em atrito começam a aumentar sua temperatura e inicia a troca de calor também entre as partes que não estão em contato (figura 17.b);
- Por fim, as superfícies dos corpos atingem um ponto de saturação¹³ (figura 17.c).

2.4.3 Temperatura na interface de contato

A temperatura na interface de contato¹⁴ ou próxima a ela pode se tornar alta o suficiente para causar mudanças na estrutura e propriedades do material em atrito, levando à oxidação da superfície e ao amolecimento e arrancamento da superfície, por microssoldagem ou por cisalhamento, podendo alcançar a liquefação dos sólidos em contato. O aumento dessa temperatura é comumente responsável por mudanças bruscas no coeficiente de atrito do material, e também pode levar a alterações no comportamento do fluido lubrificante (BHUSHAN, 2000). Por isso, ela vem sendo alvo de muita investigação, tanto de forma

¹³Ponto onde as temperaturas nos corpos atingem regime permanente (ABDEL-AAL, 2003).

¹⁴Se entende por interface de contato, a região da superfície das peças em contato onde há o aparecimento das forças de atrito.

analítica quanto experimental (BROSSE, 2008; KIM; KIM; KWAK, 2006; LEFEBVRE et al., 2012; MAMALIS et al., 2003; SHEN et al., 2008).

A temperatura de contato e a tensão térmica resultante dela podem representar papel importante no desgaste das peças em contato. Pode haver amolecimento ou cisalhamentos nas camadas próximas a superfície, devido ao elevado gradiente de temperatura ao redor da região de contato. Ademais, a efetividade do lubrificante é extremamente dependente da temperatura de contato, pois os aditivos contidos nele costumam deteriorar-se ao atingir um valor de temperatura crítica (BHUSHAN, 2000).

Outro efeito colateral da temperatura na superfície é a oxidação causada na superfície de contato quando as peças em contato são expostas ao oxigênio, podendo aparecer uma fragmentação na superfície e criando um terceiro corpo na região de atrito (BHUSHAN, 2000).

O conhecimento da temperatura na interface é essencial para se observar o desempenho dos materiais, visto que o aparecimento de altas temperaturas, aliadas à variação na taxa de calor gerada são responsáveis pelo aparecimento de mecanismos de falha no material (ABDEL-AAL, 2003). Porém, um dos grandes problemas em se medir a temperatura na interface é a dificuldade de instrumentação na região de interesse, sem que haja interferência nas variáveis medidas.

Ademais, durante o contato apenas uma parcela da área nominal está realmente em contato, ou seja, o calor gerado pelo atrito é suscitado apenas nessas regiões. Isso implica o aparecimento de temperaturas muito superiores às considerada sem uma distribuição de calor gerada pelo atrito de superfícies uniforme. Esse fenômeno é conhecido como temperatura *flash* e é comumente utilizado para descrever o aparecimento de altas temperaturas em experimentos, onde a temperatura nominal da superfície deveria ser baixa (MARSCHER, 1981).

O conceito de temperatura *flash* foi introduzido inicialmente por Blok, em 1937. A teoria da temperatura *flash* descreve o aparecimento de grandes variações de temperatura causados pelo contato entre picos de rugosidade, durante a dinâmica dos corpos em atrito (BLOK, 1963).

Esse efeito térmico causa o aparecimento de duas componentes de temperatura: a primeira, conhecida como temperatura *flash*, encontra-se na interface, e possui natureza transiente; a segunda aparece a uma pequena distância da superfície de contato. Com a continuidade do atrito dinâmico entre as superfícies, o calor gerado nos picos de rugosidade é dissipado para a região próxima. Por consequência, essas regiões

imediatas à superfície se tornam aquecidas e a condutibilidade térmica diminui.

A maior temperatura (indicada por T_c na figura 18) ocorre em uma pequena região onde há o encontro de picos de rugosidade das superfícies em contato (na ordem de 10 μm de diâmetro). Essa temperatura pode ser muito alta (chegando a até 1000 °C em alguns casos). Porém, ela dura o mesmo tempo em que os picos estão em contato (podendo chegar a menos de 10 μs). A todo o momento, existe o aparecimento de várias temperaturas *flash* de curta duração entre os pontos de contato dos picos de rugosidade da peça. A média da temperatura de todos os pontos da região de contato real é chamada de temperatura nominal (T_{nom}). A temperatura diminui à medida que a mesma sai da região de contato, indo para uma temperatura média do corpo (T_b) a alguns milímetros da região de contato. A figura 18 mostra o diagrama de distribuição das temperaturas apresentadas ao longo da região onde ocorre o contato entre os picos de rugosidade (BHUSHAN, 2000).

Vários pesquisadores propuseram métodos para cálculo da máxima temperatura *flash* em diversas situações onde há geração de calor por atrito (MARSCHER, 1981; BHUSHAN, 2000; BOSAND MOES, 1994).

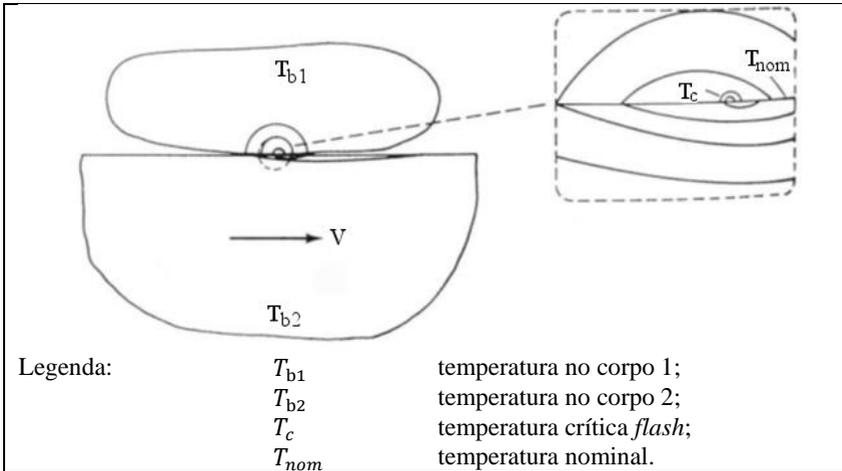
Considerando dois corpos em contato no qual o corpo 1 está se movendo com uma velocidade V_1 relativa à área de contato e o corpo 2 está se movendo a uma velocidade V_2 com relação a mesma área, a taxa total de energia dissipada na área de contato é determinada pela força de atrito e a velocidade relativa entre os corpos 1 e 2. Se assumirmos que toda a energia é dissipada como calor na área de contato real entre as superfícies, então o calor gerado por unidade de área de contato, q_{total} , é dado pela equação (22) (BHUSHAN, 2000).

$$q_{total} = \mu \cdot p \cdot U \quad (22)$$

onde,

μ	coeficiente de atrito	[adm];
p	força de contato por unidade de área de contato (pressão de contato)	[N/m ²];
U	velocidade relativa e $U = V_2 - V_1 $	[m/s].

Figura 18: Diagrama da distribuição de temperatura ao redor da região de contato



Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

A lei de Fourier para a condução de calor em um sólido isotrópico que se movimentava a uma velocidade V , sem geração interna de calor e com a condutividade térmica uniforme e constante, pode ser escrita de acordo com a equação (23).

$$\nabla^2 T = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{DT}{Dt} \quad (23)$$

onde,

T	temperatura	[°C];
$\frac{DT}{Dt}$	taxa de variação da temperatura	[°C/s].

α é a difusividade térmica e é dada pela equação (24).

$$\alpha = \frac{k}{\rho \cdot c} \quad (24)$$

onde,

k	condutividade térmica	[W/(m.K)];
ρ	densidade	[kg/m ³];
c	calor específico	[J/(kg.K)].

O problema na análise da temperatura na superfície é determinar a solução para a equação (23) sujeita as condições de contorno que incluem a geração de calor na região de contato e outras condições de operação e geometria dos corpos em contato.

Jaegar e Carslaw (1959) apresentam um método para solucionar de forma analítica a equação (23). Para isso trata-se o problema como um corpo se movimentando em relação a uma fonte de calor estacionária.

O método apresentado por Jaegar e Carslaw (1959) parte da definição de dois sistemas de coordenadas. O primeiro, dada por (x, y, z) , fixo e com a origem na fonte de calor estacionária. O segundo é fixado em um corpo que se move com a velocidade V e é dada por (x', y', z') .

Os dois sistemas de coordenadas são relacionados pelas equações abaixo.

$$x' = x - V \cdot t, \quad y' = y, \quad z' = z \quad (25)$$

Portanto a temperatura em um ponto P em um tempo t é $T(x, y, z, t) = T(x' + V \cdot t, y, z, t)$.

Derivando-se a lei de Fourier para a condução de calor em um corpo em movimento, chega-se à equação (26).

$$\frac{DT}{Dt} = \frac{\partial T}{\partial t} + V \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \quad (26)$$

onde,

V	velocidade do corpo em movimento	[m/s];
T	temperatura no ponto P	[°C];
t	tempo	[s];
x	direção de deslocamento do corpo em movimento	[m].

Assumindo que a superfície do corpo em movimento é isolada exceto no ponto onde há a fonte de calor, que possui o valor Q . A solução para esse caso é dada pela equação (27).

$$\Delta T = \frac{Q/(\rho \cdot c)}{\pi^{1.5} \cdot \alpha \cdot R} \cdot e^{\frac{V \cdot x}{2 \cdot \alpha}} \int_{\xi=R/\sqrt{\alpha \cdot t}}^{\infty} e^{-\xi - V^2 \cdot R^2 / 16 \cdot \alpha^2 \cdot \xi^2} \cdot d\xi \quad (27)$$

onde,

Q	valor de fonte de calor	[J];
ρ	densidade	[kg/m ³];
c	calor específico	[J/(kg · K)];
α	difusividade térmica	[m ² /s];
V	velocidade do corpo em movimento	[m/s];
x	direção de deslocamento do corpo em movimento	[m];
R	$x^2 + y^2 + z^2$	[m ²].

Com o tempo tendendo ao infinito, o aumento da temperatura ΔT se aproxima ao regime permanente ΔT_{ss} .

$$\Delta T_{ss} = \frac{Q}{2 \cdot \pi \cdot k \cdot R} \cdot e^{-V \cdot (R-x)/2 \cdot \alpha} \quad (28)$$

onde,

Q	valor de fonte de calor	[J];
α	difusividade térmica	[m ² /s];
k	condutividade térmica	[W/(m · K)];
V	velocidade do corpo em movimento	[m/s];
x	direção de deslocamento do corpo em movimento	[m];
R	$x^2 + y^2 + z^2$	[m ²].

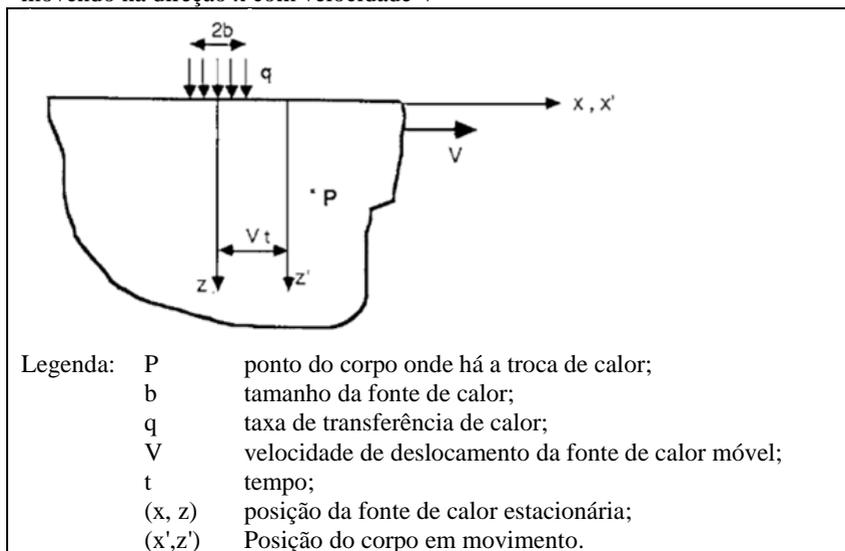
A equação desenvolvida nesse caso não é válida no ponto central da fonte de calor ($R=0$), o qual foi assumido como um ponto infinitesimal. Uma condição mais real é assumir uma distribuição da fonte de calor sobre uma área finita. Qualquer problema envolvendo uma fonte de calor distribuída pode ser resolvido através da integração da equação (28) para o regime permanente e pela equação (27) para o caso transiente.

O pico da temperatura *flash* para um grande número de formas de contato e distribuição de pressão foram determinadas por muitas investigações, incluindo Blok (1937), Jaegar (1942), Archard (1958), Kuhlmann-Wilsdorf (1987), Greenwood (1991), Tian e Kennedy (1994), e Bosand Moes (1994). Geralmente a expressão para a temperatura *flash* é obtida devido a uma fonte de calor móvel em um corpo estacionário.

A seguir será demonstrado o desenvolvimento dessa expressão para o caso de uma distribuição de calor uniforme e retangular, com largura infinita.

Considerando um corpo semi-infinito movendo com uma velocidade V na direção x , com uma fonte de calor estacionária de valor q distribuída sobre uma área (figura 19).

Figura 19: Fonte de calor retangular na superfície de um sólido semi-infinito se movendo na direção x com velocidade V



Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

O aumento da temperatura em regime permanente (equação (29)) para esse caso é encontrada pela integração da equação (28).

$$\Delta T = \int_{-b}^b \frac{q}{\pi \cdot k} \cdot e^{\frac{v \cdot (x-x')}{2 \cdot \alpha}} \cdot K_0 \cdot \left\{ \frac{V}{2 \cdot \alpha} \cdot [(x-x')^2 + z^2]^{\frac{1}{2}} \right\} \cdot dx' \quad (29)$$

onde,

$K_0\{\}$	função modificada de Bessel do segundo tipo e ordem zero	[adm];
q	taxa de transferência de calor	[J/(m. s)];
α	difusividade térmica	[m ² /s];
k	condutividade térmica	[W/(m. K)];

O resultado da equação (29) é apresentado na figura 20, mostrando que o resultado é muito dependente do número de Peclet¹⁵ (P_e), o qual é dado pela equação (30).

$$P_e \equiv \frac{V \cdot b}{2 \cdot \alpha} \quad (30)$$

onde,

V	velocidade de deslocamento da fonte de calor móvel	[m/s];
b	tamanho da fonte de calor	[m];
α	difusividade térmica	[m ² /s];

Para grandes números de Peclet ($P_e \geq 10$), a temperatura máxima parece ocorrer na aresta posterior. Nesse caso o aumento de temperatura na posição da aresta posterior ($x=b$) é dada pela Equação (31).

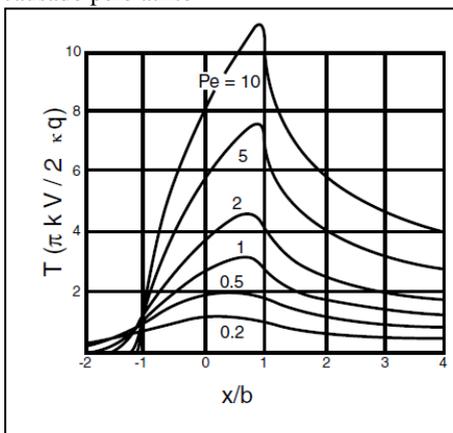
$$\Delta T_{max} = \frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}} \quad (31)$$

onde,

q	taxa de transferência de calor	[J/(m. s)];
k	condutividade térmica	[W/(m. K)];
P_e	número de Peclet	[adm];
b	tamanho da fonte de calor	[m].

¹⁵O número de Peclet é uma grandeza adimensional definida pela razão entre a taxa de advecção de uma grandeza física pelo fluxo à taxa de difusão da mesma grandeza controlada pelo apropriado gradiente (FOX; PRITCHARD; MCDONALD, 2010).

Figura 20: Aumento da temperatura na superfície de um corpo semi-infinito causado pelo atrito

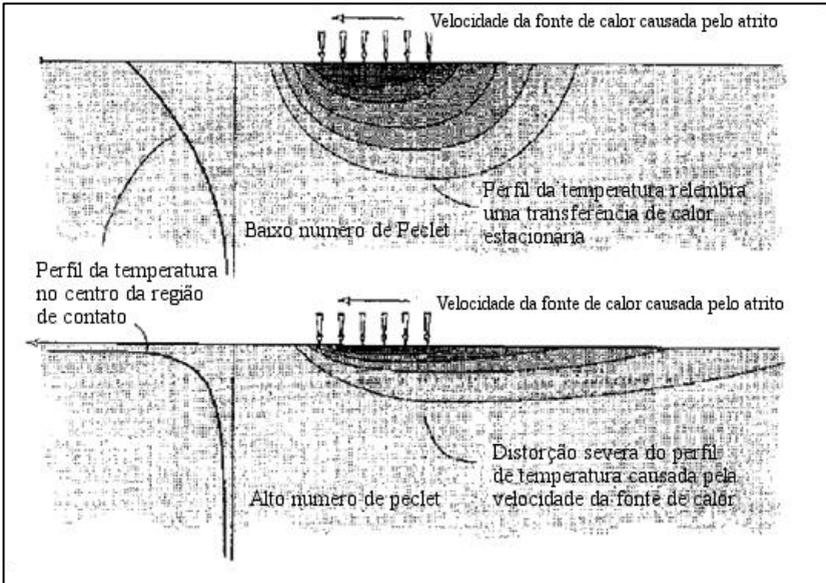


Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

Na equação (31) é possível notar que para um valor constante de q , a temperatura máxima na superfície decai à medida em que a velocidade aumenta (o número de Peclet aumenta). Isso se deve à natureza da transferência de calor a um corpo em movimento. O material entrando na fonte de calor na posição $x = -b$ está com uma temperatura de superfície nominal relativamente baixa. Esse material tem uma capacidade de aquecimento e difusividade finita. Logo, um tempo finito é necessário para absorver o calor que causará o aumento da sua temperatura. Na medida em que a velocidade aumenta, o corpo ficará por menos tempo em contato com a fonte de calor fazendo com que o aumento de temperatura seja mais lento.

Se a temperatura é avaliada a diferentes profundidades (z), percebe-se que a temperatura diminui rapidamente à medida em que z aumenta, especialmente em altas velocidades (figura 21). O calor que entra no corpo em movimento é concentrado em uma pequena área abaixo da fonte de calor (figura 21).

Figura 21: Gradiente de temperatura em um corpo em movimento a baixa e a alta velocidade



Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

Para o caso do número de Peclet menor que 10, a equação para a temperatura máxima não é de tão fácil dedução, porém soluções aproximadas foram desenvolvidas por Kuhlmann-Wilsdorf (1987), Greenwood (1991), e Tian e Kennedy (1994).

Para uma fonte de calor uniforme e de distribuição retangular localizada na superfície de um corpo se movendo com uma velocidade V , o pico máximo da temperatura *flash* pode ser aproximado pela equação (32).

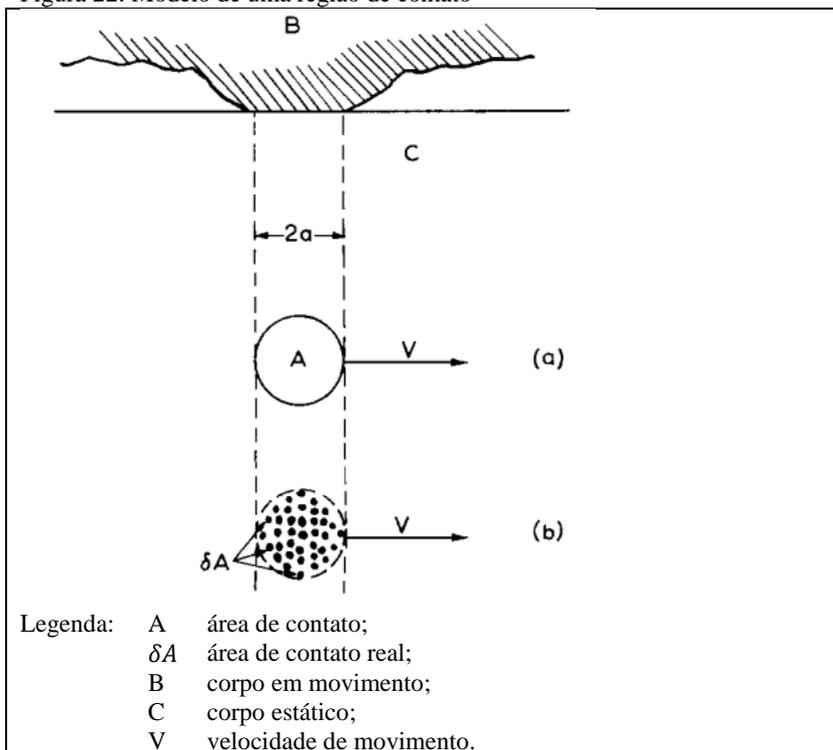
$$\Delta T_{max} \approx \frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi(1 + Pe)}} \quad (32)$$

onde,

q	taxa de transferência de calor	[J/(m. s)];
k	condutividade térmica	[W/(m. K)];
Pe	número de Peclet	[adm];
b	tamanho da fonte de calor	[m].

A solução para o caso de uma fonte de calor circular e uniforme com raio a em um corpo em movimento (figura 22) pode ser encontrada utilizando os resultados de Jaeger (1942).

Figura 22: Modelo de uma região de contato



Fonte: Adaptado de Archard, 1959.

O pico máximo da temperatura *flash* para número de Peclet maior que 10 pode ser obtido pela equação (33).

$$\Delta T_{max} \approx \frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}} \quad (33)$$

onde,

q	taxa de transferência de calor	$[J/(m \cdot s)];$
k	condutividade térmica	$[W/(m \cdot K)];$
P_e	número de Peclet	$[adm];$
a	raio da região de transferência de calor	$[m].$

e o número de Peclet é dado pela equação (34).

$$P_e \equiv \frac{V \cdot a}{2 \cdot \alpha} \quad (34)$$

onde,

V	velocidade de deslocamento da fonte de calor móvel	[m/s];
a	raio da região de transferência de calor	[m];
α	difusividade térmica	[m ² /s];

Para todos os números de Peclet, o pico máximo em regime permanente da temperatura *flash* pode ser obtido, de maneira aproximada, pela equação (35).

$$\Delta T_{max} = \frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi(1,273 + P_e)}} \quad (35)$$

onde,

q	taxa de transferência de calor	[J/(m. s)];
k	condutividade térmica	[W/(m. K)];
P_e	número de Peclet	[adm];
a	raio da região de transferência de calor	[m].

A tabela 1 mostra expressões deduzidas para o pico máximo da temperatura *flash* em regime permanente para diversas formas da fonte de calor na superfície do corpo em movimento.

Tabela 1: Expressão para o pico máximo da temperatura *flash* para diversos tipos de distribuição da fonte de calor

Pico máximo da temperatura <i>flash</i> em regime permanente					
Forma da fonte de calor	Distribuição do fluxo de calor	Figura	Parado ou baixa velocidade $P_e < 0,1$	Alta velocidade $P_e > 10$	Equação aproximada para todas as velocidades
Faixa	Uniforme	Figura 19	$\frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1 + P_e)}}$
Quadrada	Uniforme	Figura 24.a	$\frac{1,122 \cdot q \cdot b}{k}$	$\frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot b}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1,011 + P_e)}}$
Circular	Uniforme	Figura 19	$\frac{q \cdot a}{k}$	$\frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1,273 + P_e)}}$
Circular	Parabólica	Figura 24.b	$\frac{3 \cdot \pi \cdot \bar{q} \cdot a}{8 \cdot k}$	$\frac{2,32 \cdot \bar{q} \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2,32 \cdot \bar{q} \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1,234 + P_e)}}$
Elíptica	Uniforme	Figura 24.c	$\frac{q \cdot a}{k \cdot \sqrt{S_e}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2 \cdot q \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1 + P_e)}}$
Elíptica	Semi-elipsóide	Figura 24.d	$\frac{3 \cdot \pi \cdot \bar{q} \cdot a}{8 \cdot k \cdot \sqrt{S_e}}$	$\frac{2,32 \cdot \bar{q} \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot P_e}}$	$\frac{2,32 \cdot \bar{q} \cdot a}{k \cdot \sqrt{\pi \cdot (1,234 + P_e)}}$

P_e - o número de Peclet dado pela Equação (30) para a fonte de calor em forma de faixa ou quadrado e pela (34) para a circular ou elíptica

\bar{q} - a média do fluxo de calor

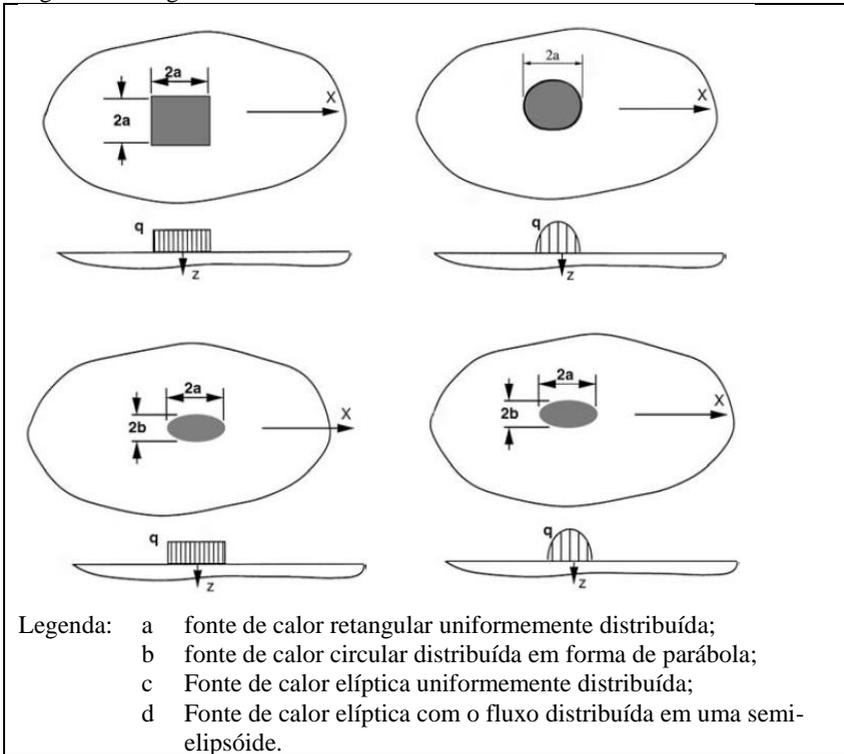
S_e é a equação da forma da fonte de calor elíptica e é dada pela equação abaixo.

$$S_e = \frac{16 \cdot e^{1,75}}{(3 + e^{0,75}) \cdot (1 + 3 \cdot e^{0,75})}$$

onde $e = b/a$ (razão de aspecto da fonte elíptica).

Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

Figura 23: Diagrama de fonte de calor

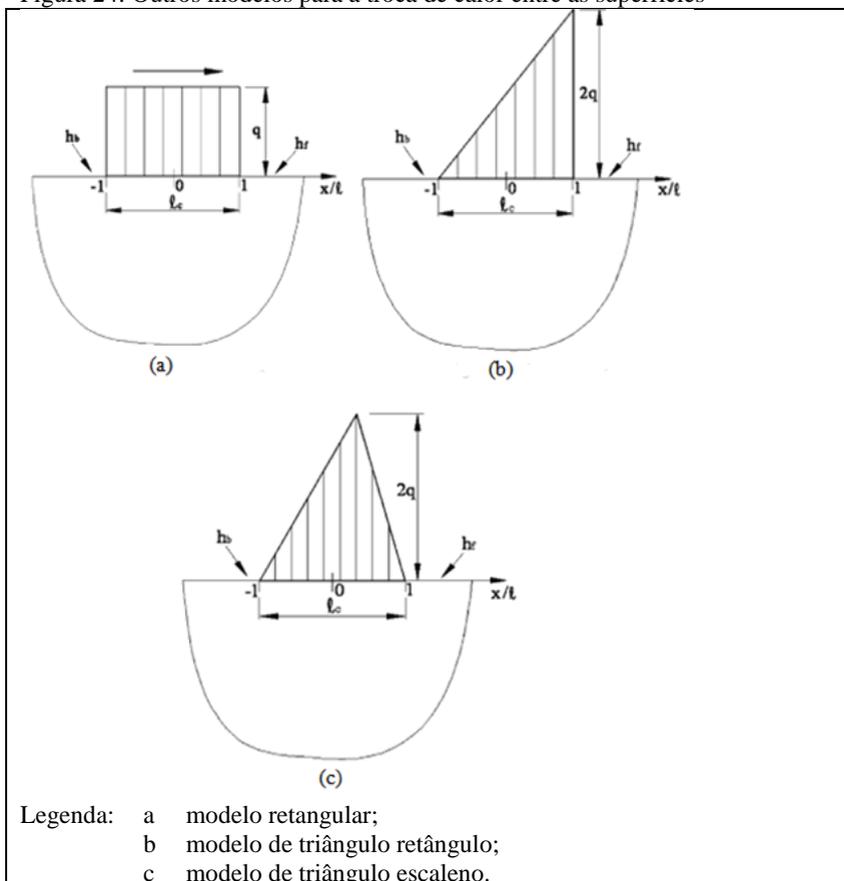


Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

A temperatura em regime permanente representa o maior pico que a temperatura *flash* pode apresentar. Então, assumir esse estado é uma estimativa conservadora da temperatura máxima atingida na superfície. Ademais, o estado de regime permanente, após o início do movimento de atrito, é alcançado em poucos instantes.

Kim, Kim e Kwak (2006) apresentam novos métodos para a aproximação da taxa de geração de calor na interface (figura 24), utilizando ao invés de uma fonte retangular de calor, fontes na forma de triângulo retângulo e escaleno. Todos estimados com a mesma quantidade de fluxo de calor e superfície de contato.

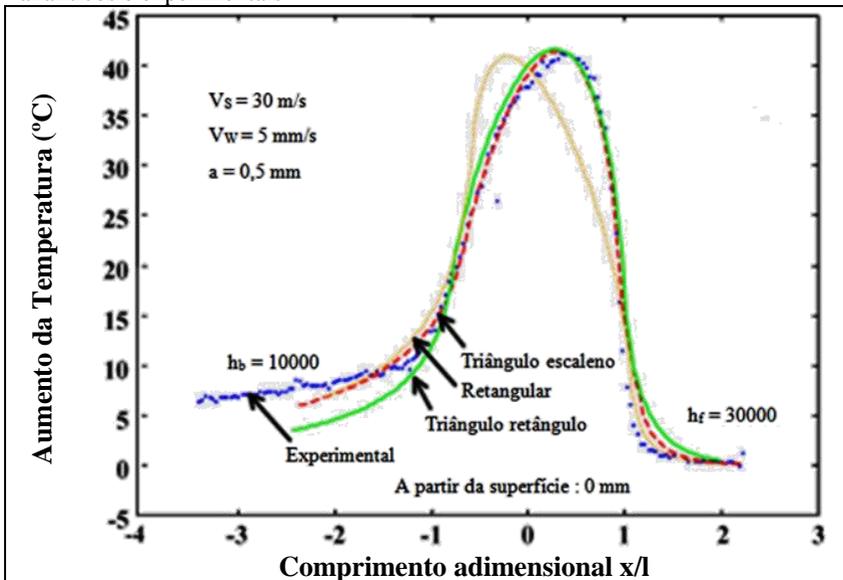
Figura 24: Outros modelos para a troca de calor entre as superfícies



Fonte: Adaptado de Kim; Kim; Kwak, 2006.

A figura 25 mostra os resultados de cada modelo comparados aos valores obtidos através da utilização de um método experimental. É possível observar que os novos métodos se aproximam mais dos valores reais de temperatura na interface dos corpos.

Figura 25: Temperatura da peça de trabalho: comparação entre os valores analíticos e experimentais



Fonte: Adaptado de Kim; Kim; Kwak, 2006.

2.4.4 Condições do ambiente

Segundo Stachowiak, Batchelor e Stachowiak (2004), a temperatura mínima no contato dinâmico dos corpos em atrito é arbitrada pela temperatura do ambiente que os contém. As condições do ambiente, tais como umidade, composição e temperatura, influenciam na força de atrito e na taxa de desgaste apresentada pelos materiais.

Kurka, Izuka e Paulino (2012) comentam que o tipo de fluido refrigerante utilizado, para o caso de compressores que utilizam óleo, acarreta em maior ou menor absorção de umidade por parte do lubrificante. Essa absorção provoca alteração no coeficiente de atrito entre o pistão e o cilindro. Já no caso dos compressores sem óleo, o fluido refrigerante está diretamente ligado ao coeficiente de atrito entre o pistão e o cilindro.

Outro fator importante é a umidade do ambiente que contém o conjunto pistão e cilindro. Ela possui grande influência nas forças de atrito e na taxa de desgaste apresentada pelos corpos em atrito (STACHOWIAK; BATCHELOR; STACHOWIAK, 2004).

Chowdhury, Nuruzzaman e Hannan (2012) apresentam um estudo experimental da variação do coeficiente de atrito com a umidade relativa do ambiente e a velocidade de escorregamento entre os corpos. Para tanto eles utilizam um disco e um pino. A tabela 2 apresenta as condições de contorno usadas para os ensaios em questão.

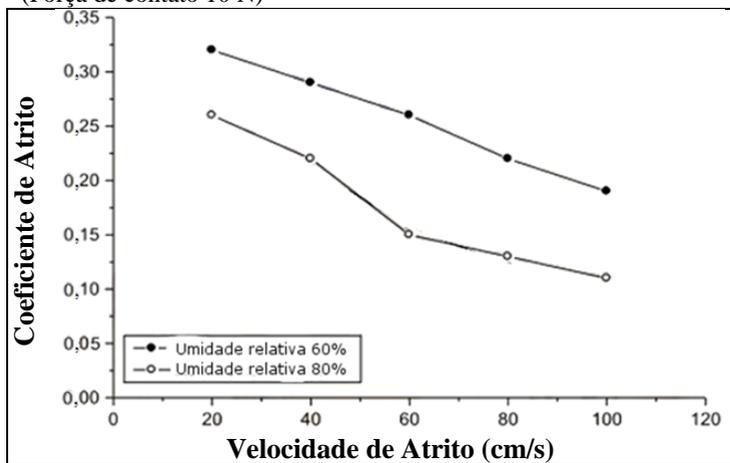
Tabela 2: Condições de contorno do experimento de Chowdhury, Nuruzzaman e Hannan.

Parâmetros	Condições de operação
Força de contato	10 N
Velocidade de deslizamento	(20, 40, 60, 80 e 100) cm/s
Umidade relativa	60%, 80%
Material do disco	Cobre
Material do pino	Aço inoxidável 304
Rugosidade média do disco	(0,4 a 0,5) μm
Rugosidade média do pino	0,3 μm
Condição da região de contato	Seco
Duração do ensaio	6 minutos

Fonte: Adaptado de Chowdhury; Nuruzzaman; Hannan, 2012.

A figura 26 mostra um aumento no coeficiente de atrito à medida que a umidade relativa do ambiente diminui.

Figura 26: Variação do coeficiente de atrito em função da humidade relativa (Força de contato 10 N)



Fonte: Adaptado de Chowdhury; Nuruzzaman; Hannan, 2012.

A variação do coeficiente de atrito devido às mudanças na umidade relativa pode ser resultado do grau de umidificação das superfícies em contato. De maneira geral, pode-se concluir que, com o aumento da umidade relativa, os valores do coeficiente de atrito diminuem (CHOWDHURY; NURUZZAMAN; HANNAN, 2012).

2.4.5 Proposta de método para avaliação de perdas por atrito

A partir das variáveis destacadas nos itens anteriores, é possível definir parâmetros para o projeto de uma bancada para analisar as grandezas que mais influenciam nas perdas por atrito em compressores herméticos. É necessário então, analisar mais a fundo, métodos para a obtenção dessas variáveis e estabelecer requisitos para a bancada, definindo quais métodos de medição são aplicáveis para cada grandeza em particular.

3. ESTABELECIMENTO DE REQUISITOS E ANÁLISE DE ESPECIFICIDADE DAS GRANDEZAS ESCOLHIDAS

Neste capítulo são estabelecidos os requisitos da bancada e é feita uma análise das características peculiares de cada uma das grandezas envolvidas.

3.1 REQUISITOS DA BANCADA

Na bancada de ensaio de perdas por atrito proposta neste trabalho, as grandezas envolvidas são: força de atrito, deslocamento do pistão, temperatura na interface, temperatura do ambiente e umidade do ambiente. No caso da temperatura de interface, os valores da temperatura *flash* não serão adquiridos devido ao fato de, na ampla busca realizada no âmbito deste trabalho, não se ter se encontrado transdutores que consigam medir tal grandeza.

Para simplificar a escolha dos transdutores e arbitrar algumas condições de contorno, deve-se definir quais os modelos de compressores que serão ensaiados na bancada. Escolheu-se, então, trabalhar com os compressores da série EM 20HR (EMBRACOb, 2013) pois além de serem muito utilizados, representam uma fração expressiva da produção de compressores da empresa que apoia o projeto no qual esta dissertação se insere.

A série EM 20HR tem como característica de operação as frequências rotacionais decorrentes da alimentação elétrica em (50 e 60) Hz. Logo, a frequência de oscilação para os ensaios foi delimitada entre (40 e 60) Hz. O limite inferior foi estabelecido como a frequência onde há o tombamento¹⁶ dos modelos 50 Hz (80% da frequência rotacional síncrona) (SCHLICKMANN, 2012). Já o limite superior foi

¹⁶O instante de tombamento é o momento em que o motor elétrico do compressor não consegue fornecer torque suficiente para manter a condição de pressão imposta na sucção e descarga do compressor hermético alternativo. Sendo que o torque máximo é atingido quando a frequência de rotação do motor é cerca de 80% do valor nominal (SCHLICKMANN, 2012).

traçado como a frequência síncrona de funcionamento do modelo 60 Hz¹⁷.

Na documentação dessa série consta que a temperatura máxima na bobina é de 130 °C¹⁸. Portanto, é seguro afirmar que esse valor é o limite superior da temperatura ambiente. Enquanto a inferior pode ser definida como sendo a temperatura do ambiente onde a bancada estará situada (20 °C).

Outra característica dessa série de compressores é o curso de 8 mm no movimento do pistão. Anota-se também que o fluido lubrificante utilizado é o Ester ISO 22.

Já a temperatura na interface, Xu e Malkin (2001) recomendam que o tempo de resposta apresentado pelo sensor de temperatura deve ser inferior ao tempo que o ponto instrumentado leva para passar por um mesmo ponto demarcado na peça estática, ou seja, uma frequência de aquisição superior à frequência operacional máxima do compressor (60 Hz) já apresenta-se razoável.

A temperatura máxima atingida na interface pode ser aproximada através da equação (32). Considerando a equação que considera o calor gerado pelo atrito uma fonte de calor retangular é possível chegar a um valor teórico da temperatura na interface. Como essa estimativa é conservadora, pode-se considerar ela como limite superior. Ademais, como o objetivo aqui é sempre o pior caso, utiliza-se o valor máximo de perdas mecânicas apresentadas por Benedet (2006). Através desses valores chega-se a um número de Peclet de aproximadamente 21. Para um número de Peclet maior que 10 a equação usada é a equação (31). Então, considerando o pior caso, onde a temperatura no ambiente alcança o limite superior (130 °C), a temperatura na interface em regime permanente é de aproximadamente 364 °C. Como no ciclo de refrigeração não há envolvimento da umidade, ela apenas será monitorada.

Além disso, os transdutores utilizados na bancada devem ser compactos de forma a ser possível instrumentar no interior de um compressor sem alterar seu funcionamento.

Assim, de forma organizada, as condições de contorno são as seguintes:

¹⁷Apesar de a frequência máxima ser limitada como a frequência síncrona do compressor, ele apresenta certo escorregamento, o que acarreta uma frequência nominal de rotação inferior ao valor da frequência de alimentação.

¹⁸Temperatura limite de funcionamento das bobinas do compressor.

- frequência de operação de (40 a 60) Hz;
- força de atrito com variação de direção à frequência de (40 a 60) Hz;
- temperatura média do local de ensaios entre (20 e 130) °C;
- curso do pistão de 8 mm;
- medição da temperatura na superfície com tempo de resposta inferior a 16 ms;
- limite superior da temperatura de interface de 364 °C;
- os transdutores devem possuir dimensões reduzidas para permitir a inserção no interior do corpo do compressor.

Devido à abrangência e a natureza inovadora deste trabalho, não foi possível se determinar quais os níveis de incerteza que se pretende atingir, pois não foram encontradas normas na literatura que determinam os limites de incerteza necessários para a medição das grandezas que compõem uma bancada dessa natureza. Acredita-se que essa avaliação só poderá ser feita a partir de dados experimentais, visto que ela é dependente do comportamento do compressor, necessitando um estudo mais focado na área de materiais ao invés de metrologia. A determinação da influência de cada grandeza adquirida nas características do desgaste permite definir limites para as incertezas de medição. Porém, esse estudo por si, devido à alta complexidade, já caracteriza uma nova dissertação de mestrado.

3.2 MÉTODOS DE MEDIÇÃO APLICÁVEIS

Para facilitar o trabalho de definição da instrumentação da bancada alvo deste trabalho foram estudados métodos já utilizados por outros autores, sejam eles aplicados a compressores ou não.

A seguir serão apresentados os principais métodos utilizados para se adquirir a temperatura de interface, deslocamento e frequência de oscilação, a força de atrito e as condições do ambiente.

3.2.1 Temperatura de interface

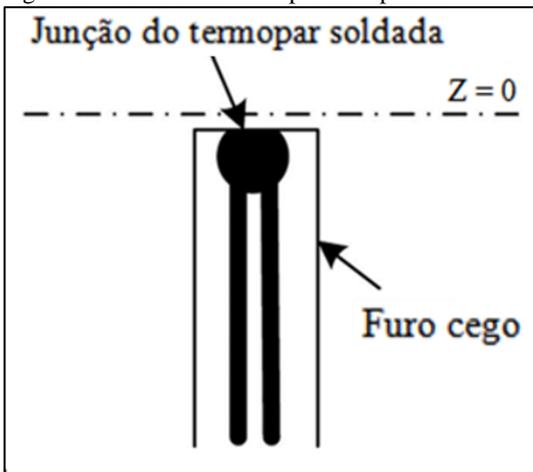
Modelos matemáticos foram desenvolvidos para se estimar a temperatura superficial das peças em contato, como escrito anteriormente no item 2.4.3. Porém, métodos experimentais são

necessários para se obter valores com baixa incerteza dessas temperaturas.

Ao longo dos anos, foram desenvolvidas diversas técnicas para se medir a temperatura de interface, envolvendo desde a utilização de termografia até a utilização das peças como par bimetalico de um termopar (SHEN et al., 2008).

Uma das técnicas mais utilizadas atualmente é a do termopar incorporado (figura 27). Ela apresenta como vantagens a relativa simplicidade, o baixo custo, a baixa incerteza e a alta confiabilidade (SHEN et al., 2008). Nesse método, um termopar é soldado no fundo de um furo cego, feito a alguns milímetros abaixo da superfície que sofre deslizamento, o que requer o uso de equipamentos especiais e habilidade manual por parte do operador.

Figura 27: Método do termopar incorporado



Fonte: Adaptado de Shen et al., 2008.

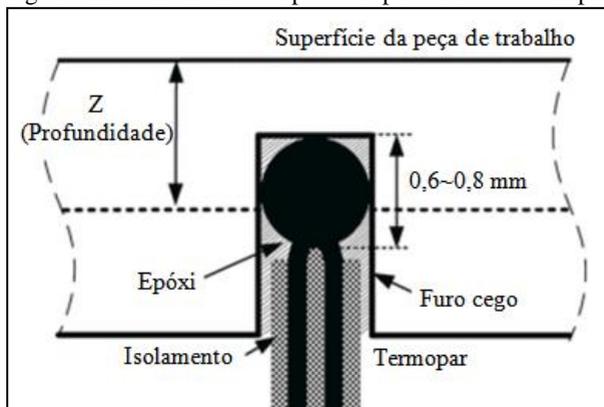
No entanto, o termopar inserido na região de atrito, assim como o furo criado para seu assentamento, podem perturbar o campo de temperatura local, tornando necessário fazer o termopar e o furo com dimensões muito pequenas. Assim, a soldagem torna-se uma tarefa cada vez mais difícil, à medida em que se diminui as dimensões do termopar.

Shen et. al (2008) utilizam uma nova aproximação para contornar o problema da soldagem e facilitar a aplicação do método do termopar incorporado. Ele propõe que a fixação do termopar se dê através da utilização de adesivo do tipo epóxi, eliminando a dificuldade gerada pela

necessidade de se soldar o termopar no interior do furo (figura 28). Porém, o diâmetro do furo e do termopar devem ter um valor muito próximo para que a medição da temperatura sofra pouca influência.

Ambos os métodos que utilizam o termopar incorporado apresentam como limitação o fato do termopar não estar realmente na superfície; obtendo, por consequência, um valor aproximado da temperatura na região de contato.

Figura 28: Método do termopar incorporado utilizando epóxi

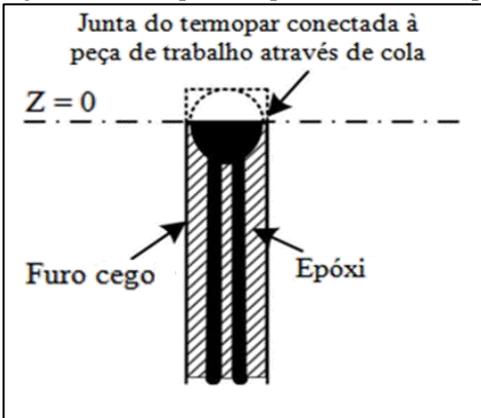


Fonte: Adaptado de Shen et al., 2008.

O método do termopar incorporado colado com adesivo epóxi também pode ser utilizado em um furo passante (tendo desgaste junto com a peça), porém nesse caso há influência do material bimetalico do termopar nas características apresentadas pela temperatura na interface (figura 29) (SHEN et al., 2008).

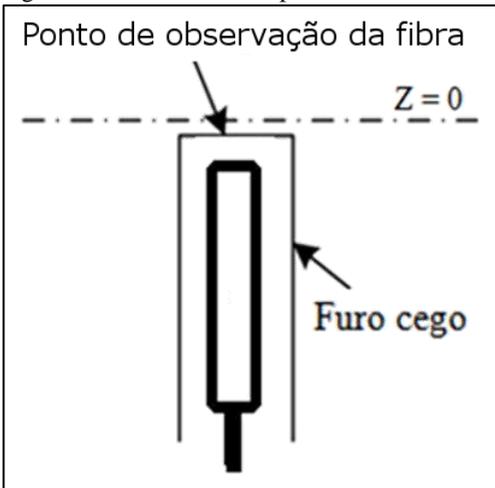
Há também um método onde se substitui o termopar por uma fibra ótica, ligada a um sensor infravermelho (figura 30). Ou seja, utiliza-se um sensor do tipo infravermelho para se medir a temperatura no fundo do furo cego, a qual é transmitida através de uma fibra ótica (XU; MALKIN, 2001).

Figura 29: Termopar incorporado em um furo passante



Fonte: Adaptado de Shen et al., 2008.

Figura 30: Fibra óptica incorporada



Fonte: Autor.

Outro método para se medir a temperatura na interface é através da termografia da superfície (figura 31). Em comparação ao termopar, a termografia tem como vantagem melhor resolução espacial e temporal, bem como a capacidade de medir vários pontos ao invés de apenas um, como é o caso do termopar (BROSSE et al., 2008).

Brosse et al. (2008) destaca que existem alguns parâmetros importantes na termometria, como é o caso da escolha da banda espectral de integração, do tempo de integração, além da determinação do valor de emissividade da peça.

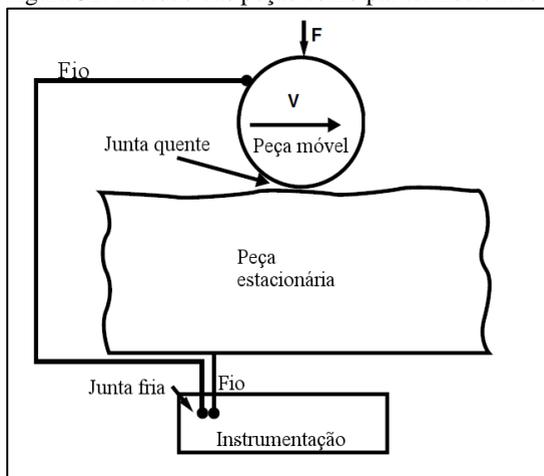
Stachowiak, Batchelor e Stachowiak (2004) enfatizam que a maior dificuldade em se usar infravermelho é determinar a emissividade da superfície de testes. Além disso, a emissividade do material pode variar devido ao desgaste ou lubrificação o que agrega fortes incertezas ao processo.

Figura 31: Medição da temperatura e fluxo de calor da superfície em atrito



Fonte: Adaptado de Brosse et al., 2008.

Figura 32: Método das peças como par termoelétrico



Fonte: Adaptado de Bhushan, 2000.

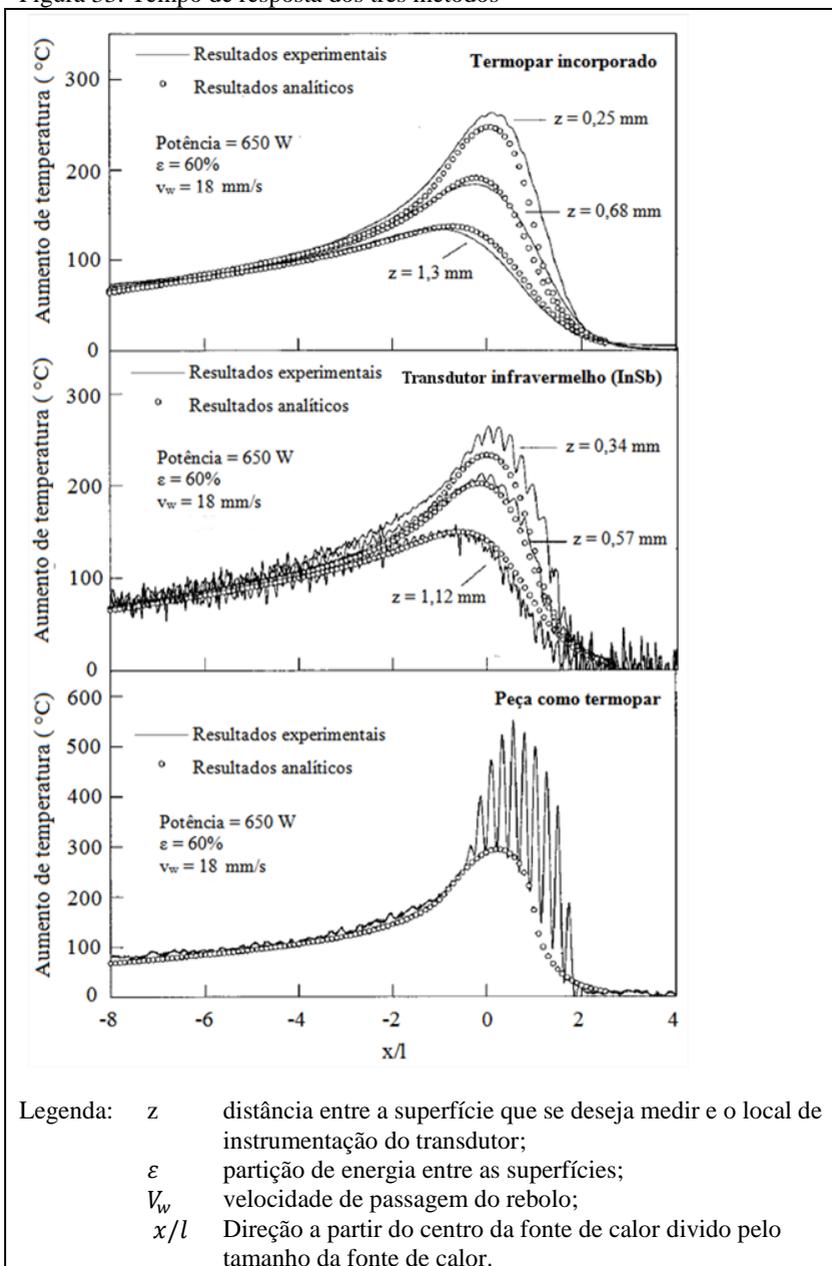
Lefebvre et. al (2012) e Bhushan (2000) apresentam um método que utiliza as próprias peças que irão sofrer atrito como par termoeletrico, sendo a região de contato a junção (figura 32). Essa técnica é conhecida pela utilização das peças como termopar, nela há a necessidade dos materiais em atrito serem dissimilares e o coeficiente de Seebeck do termopar formado ser bem conhecida.

Xu e Malkin (2001) comparam os métodos do termopar incorporado, infravermelho incorporado e peças como termopar. Para isso, eles fazem a aquisição dos valores de temperaturas na superfície da peça de trabalho durante o processo de retificação. Além disso, é adicionado à comparação um método teórico desenvolvido por eles capaz de chegar a valores aproximados da temperatura de interface.

Na figura 33, além de se observar as características apresentadas por cada método, para o caso das medições obtidas com o termopar incorporado ou com o sensor infravermelho, é possível se observar um aumento na temperatura medida conforme o fundo do furo onde as peças foram instrumentadas se aproxima da superfície.

A figura 33 apresenta uma comparação entre as curvas de temperatura dos métodos para medição e valores obtidos experimentalmente com a equação desenvolvida por Xu e Malkin (2001). Nela, também fica evidente a influência do tempo de resposta do método utilizado nas características da curva apresentada pelo gráfico. Onde o tempo de resposta apresentado pelo termopar é maior e o tempo de resposta apresentado pelas peças utilizadas como termopar é o menor. Também fica evidente na figura 33 que o termopar utilizado não apresenta indícios da presença do efeito *flash*, já no método utilizando as peças como termopar é possível se observar pequenos picos de temperatura. Isso também mostra que esses picos algumas vezes chegam a atingir valores de temperatura muito acima da tendência de aumento da temperatura apresentada pela superfície.

Figura 33: Tempo de resposta dos três métodos



Fonte: Adaptado de Xu; Malkin, 2001.

Na seleção de um método de medição da temperatura de contato em uma situação particular, um fator importante que se deve considerar é o tempo de resposta. Mesmo que o método de medição utilizando um termopar incorporado seja o mais fácil de se aplicar, um dos objetivos de se utilizar o método infravermelho é o fato de esse ter uma resposta muito mais rápida. A constante de tempo apresentada pelo termopar incorporado utilizado por Xu e Malkin (2001) é estimado em 4,3 ms. Já a que utiliza os materiais de trabalho como termopar é da ordem de 2 ms. Vale lembrar que o termopar utilizado por Xu e Malkin (2001) é um modelo AWG 30 com cerca de 0,254 mm de diâmetro. Portanto, existem termopares com diâmetro inferiores e, por consequência menor inércia térmica, levando a um tempo de resposta devido ao termopar¹⁹ muito menor (OMEGAa, 2013).

Para se certificar que o tempo de resposta é suficientemente rápido, deve se comparar ele com o tempo que um ponto da peça leva para passar por toda a superfície de contato (para o caso do conjunto pistão e cilindro, a sua frequência de oscilação). Esse tempo pode ser obtido dividindo o tamanho da região de contato pela velocidade em que ocorre o atrito (XU; MALKIN, 2001).

Para o sistema em questão, não há controle dos materiais usados nas peças em atrito. Portanto, como o método das peças como termopar, necessita de materiais com coeficiente de Seebeck bem definido para seu funcionamento, ele se torna impraticável. Já o fato de a região de atrito não ser visível lateralmente devido ao pistão se encontrar sempre no interior do cilindro, não é possível se utilizar termografia da superfície. Além disso, utilizar um termopar incorporado em um furo passante altera as propriedades da estrutura que se pretende medir. Já os métodos do termopar incorporado e fibra ótica incorporada, que são dissimilares, permitem realizar a medição da temperatura da superfície através de um orifício não passante, tornando-se, nesse caso, os métodos mais indicados para a medição da temperatura na superfície.

¹⁹O tempo de resposta do termopar é dependente de diversos parâmetros, incluindo tamanho, construção, configuração da ponta e a natureza do meio que contém o sensor. Se o termopar é incorporado a um meio com alta capacidade térmica e a transferência de calor é rápida, o efeito do tempo de resposta será praticamente o do próprio termopar (resposta intrínseca). Entretanto, se as propriedades do meio são ruins o tempo de resposta pode ser até 100 vezes maior.

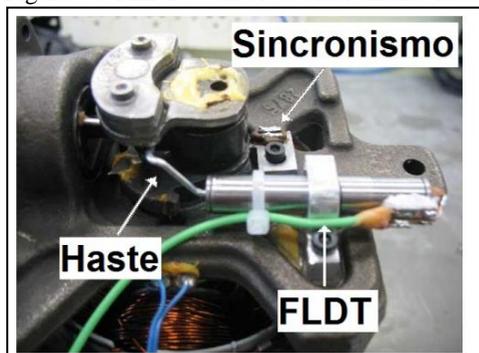
3.2.2 Deslocamento e frequência de oscilação

O deslocamento e a velocidade relativa entre o pistão e o cilindro podem ser obtidas através da medição da distância entre a posição atual do pistão em relação a um ponto fixo, com uso de: FLDT²⁰; LVDT²¹; fibra ótica²². Outra forma de se obter o valor dessa posição, para o caso dos compressores alternativos, é através da medição da posição angular do motor com um *encoder* ou através de um sensor de sincronismo.

Para esse caso, o deslocamento e a frequência de oscilação apresentam como limite máximo um curso de 8 mm. Já a temperatura ambiente pode chegar a atingir 130 °C e a frequência de operação 60 Hz. Considerando que a velocidade do pistão seja representada por uma curva senoidal, a velocidade máxima atingida, nesse caso, é de cerca de 3 m/s²³.

No caso dos compressores alternativos do tipo biela e manivela, é possível se obter a frequência de oscilação, bem como o deslocamento, através da medição da rotação do motor ou do deslocamento do pistão.

Figura 34: FLDT e sensor de sincronismo instalados no compressor



Fonte: Riella, 2010.

²⁰*Fast Linear Displacement Transducer* - Transdutor indutivo de deslocamento

²¹*Linear Variable Differential Transducer* - Transformador Diferencial Linear Variável

²²As particularidades dos transdutores são apresentadas no apêndice A.

²³Para o cálculo da velocidade máxima, considerou-se que a onda que descreve o movimento do pistão é do tipo periódica com frequência de 60 Hz. Levando a equação $V_{max} = 0,008.2. \pi. 60$ m/s.

Atualmente, a maior empresa de compressores herméticos para refrigeração utiliza como método para medição do deslocamento do pistão no interior do compressor um transdutor do tipo FLDT ou um sensor de sincronismo.

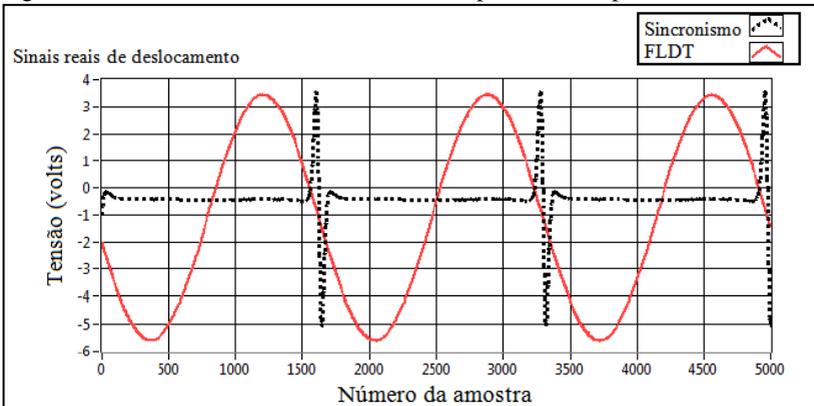
A figura 34 mostra as modificações necessárias para se montar o transdutor do tipo FLDT e de sincronismo no interior de um compressor alternativo.

A fibra ótica pode ser afixada próxima ao pistão ou manivela, visto que ela é um transdutor sem contato, devendo respeitar a distância máxima de alcance da fibra e, por ser frágil, também respeitando um valor mínimo para evitar acidentes.

A figura 35 apresenta dois sinais de deslocamentos em um ensaio realizado por Riella (2010) sendo que a curva em vermelha foi obtida a partir do sinal de um FLDT enquanto a curva preta de um sensor de sincronismo.

É possível observar na figura 35 que o FLDT apresenta os valores de deslocamento do pistão ao longo de todo o movimento, enquanto o sensor de sincronismo apenas apresenta o momento em que o ímã fixado à manivela passa próximo ao sensor. Isso faz com que o sinal proveniente do FLDT possua uma incerteza de deslocamento bem inferior à apresentada pelo sensor de sincronismo. No caso da fibra ótica, as incertezas de medição são bem inferiores aos outros métodos (RIELLA, 2010). Porém, ela apresenta menor robustez e custo elevado.

Figura 35: Sinais de sincronismo e do FLDT a partir de compressor



Fonte: Riella, 2010.

Todos os métodos apresentados já foram aplicados a compressores herméticos²⁴. Portanto, a escolha de qual será utilizado, depende mais da incerteza de medição que for admitida, da robustez exigida e da disponibilidade de recurso do que do método em si.

3.2.3 Força de atrito

A força de atrito gerada no conjunto pistão cilindro é de característica transiente, e depende da frequência de oscilação do conjunto. Transdutores de força que utilizam cristal piezelétrico são compatíveis com uma grande gama de aplicações. Eles são capazes de medir forças de compressão, tensão e impacto que possuam como característica a alta frequência de variação (PCB PIEZOTRONICS INCa., 2012).

Como há a necessidade de se utilizar um transdutor de força com capacidade de medir esforços dinâmicos, o transdutor mais indicado para a aquisição da força de atrito na bancada são os do tipo piezelétrico.

A quantidade de níveis de sensibilidades disponíveis nos transdutores de força piezelétricos permite ao usuário escolher um modelo que seja compatível com suas necessidades, possibilitando assim reduzir os níveis de ruído do sinal (PCB PIEZOTRONICS INCa., 2012).

Analisando, de maneira preliminar, as condições de contorno apresentadas no item 3.1, não foram encontradas soluções comerciais de transdutores de força que sejam facilmente instrumentados no interior do corpo de compressores herméticos sem que haja a necessidade de alteração no projeto do equipamento.

Como alternativa, propõe-se o desenvolvimento de um sistema para a aquisição de forças de atrito em compressores alternativos de refrigeração. Essa proposta está apresentada mais adiante.

²⁴Riella (2010) apresenta em detalhes a utilização dos métodos, comumente, utilizados para a medição de deslocamento e frequência de oscilação do conjunto pistão e cilindro do compressor hermético alternativo.

3.2.4 Condições do ambiente

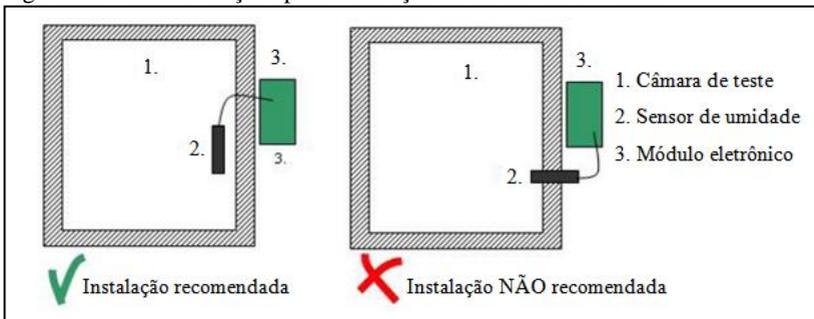
As condições do ambiente de ensaio, conforme explicados no capítulo 2.4.4, possuem grande influência nas características apresentadas no ensaio de perdas por atrito no interior da câmara de compressão.

No caso da umidade do ambiente de ensaio, pode-se utilizar um transdutor do tipo capacitivo, sendo que a maior vantagem em se usar um transdutor desse tipo é a baixa manutenção e a capacidade do transdutor em trabalhar em um grande intervalo de temperatura (VAISALAA, 2012).

Vaisalaa (2012) recomenda que, na instalação do sensor de umidade, seja utilizado um pequeno cabo no interior da câmara, para certificar-se que todo o seu corpo esteja a uma temperatura de equilíbrio, de acordo com o interior da câmara de ensaios (figura 36). Se a sonda for instalada através da parede, e houver gradiente de temperatura entre suas extremidades, pode ocorrer do sensor estar a uma temperatura diferente à ambiente que se pretende medir, levando a uma medição incorreta da umidade relativa.

Já a temperatura ambiente pode ser medida em qualquer ponto da câmara do compressor. E, como possui valores baixos e varia lentamente, pode ser medida com termorresistores, termistores ou termopares sem grandes problemas.

Figura 36: Recomendações para instalação do sensor de umidade



Fonte: Adaptado de Vaisalaa, 2012.

No caso da instrumentação dos transdutores de temperatura e de umidade não há muito que se comentar. Os métodos já são dominados e, portanto, não há dificuldades em suas implementações.

4. PROPOSTA DE CONCEPÇÃO DE BANCADA

A partir dos métodos de instrumentação definidos no item 3.2 e dos tipos de transdutores que provavelmente são compatíveis com a aplicação, é possível se iniciar o projeto de uma bancada para analisar as perdas por atrito em compressores herméticos²⁵.

O projeto da bancada de ensaio de perdas por atrito segue, como roteiro, a apresentação de uma proposta de projeto mecânico, seleção de transdutores compatíveis com as grandezas que serão medidas, um fluxograma que apresenta a estrutura do software de controle e automação, a sugestão de uma possível arquitetura para a aquisição das grandezas e uma análise primária das incertezas de medição das grandezas da bancada.

4.1 PROPOSTA PARA A AQUISIÇÃO DA FORÇA DE ATRITO

Conforme apresentado no item 3.2.3, não existem métodos conhecidos para a medição direta das forças de atrito presentes no conjunto biela e manivela dos compressores herméticos. Neste item é proposto um método para se chegar a essas forças.

Partindo da ideia de que as forças de atrito presentes no conjunto biela e manivela podem ser obtidas através da caracterização do comportamento do compressor frente à aplicação de uma força conhecida, da variação de frequência de operação e da pressão sofrida pelo conjunto pistão e cilindro, pode-se desenvolver passos para se isolar as forças de atrito presentes no compressor.

Primeiramente instrumenta-se a biela com um extensômetro para a medição da deformação sofrida por ela durante o funcionamento. O transdutor mais indicado é o extensômetro metálico. Isso se deve ao fato de o mesmo apresentar fácil instrumentação, ser robusto e compatível com as frequências de operação e temperaturas no interior do compressor (ver apêndice A.1). O método para instrumentação deve seguir os procedimentos padrões na aplicação de extensômetros.

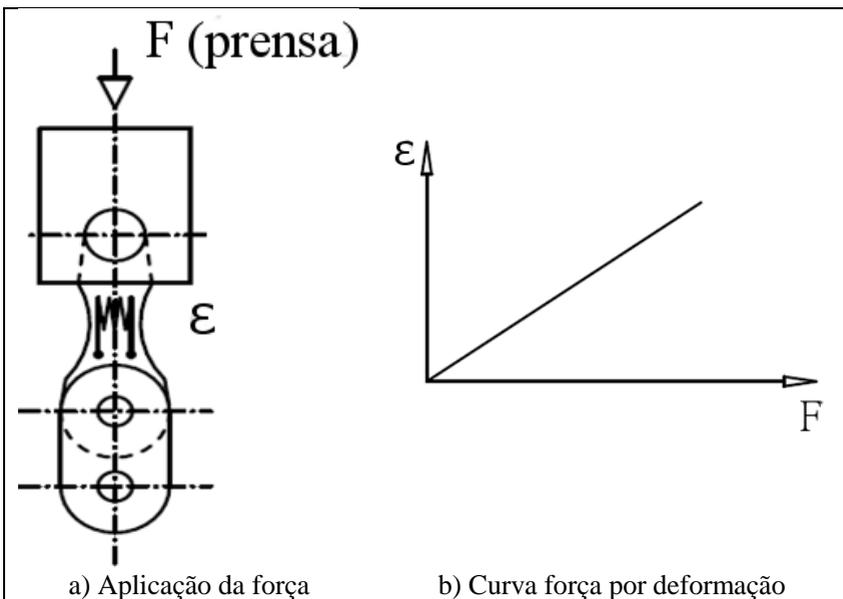
Para caracterizar a relação força (F) por deformação (ϵ) é feita a aplicação de uma carga mecânica ou pressão conhecida (figura 37.a),

²⁵Uma descrição mais detalhada dos tipos de transdutores indicados para cada tipo de medição pode ser encontrada no apêndice A.

através de um atuador, identificando, assim, a relação entre força e deformação apresentada pelo transdutor. O objetivo nesse procedimento é encontrar a sensibilidade do par extensômetro e biela. A partir dessa deformação, pode-se chegar aos valores de força aplicados no topo do pistão (figura 37.b). O extensômetro deve ser posicionado de maneira que a direção principal de deformação seja medida por ele.

Após a obtenção da curva estática de deformação por força, faz-se necessário conhecer a resposta em frequência do conjunto biela e pistão. Para isso é utilizado um mecanismo – figura 38 – na qual o pistão é posto em movimento alternativo, a frequências próximas e iguais de operação do compressor e com a amplitude de movimento ao qual o par pertence, porém, totalmente isento de atrito. O objetivo é apenas identificar os esforços que surgem em decorrência das acelerações. As curvas de deformação são traçadas levando em conta o ângulo do mecanismo da biela e as frequências angulares próximas à de operação do compressor. A proposta é realizar tal operação com o pistão suspenso, sem contato mecânico com outra peça além da biela e um mancal aerostático.

Figura 37: Aplicação de força controlada para calibração da medição

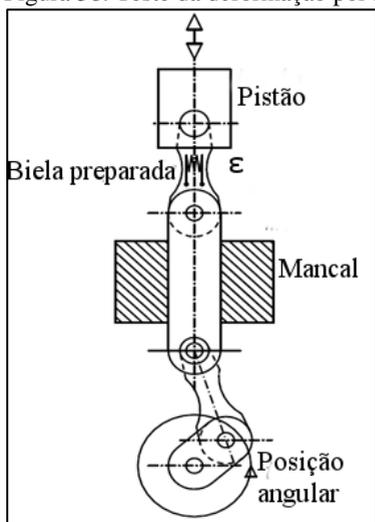


Fonte: Scussel; Cervelin, 2013.

Com o movimento do pistão restringido em relação à biela, utiliza-se duas peças em conjunto com um mancal aerostático para garantir que o movimento seja igual ao de um compressor em operação. Eliminando assim, qualquer influência do mancal, das peças e da manivela nas medições dos esforços provocados pelas acelerações do conjunto (figura 38).

De posse das duas curvas, deformação por carga e deformação por posição angular a uma dada frequência, é possível obter a curva de deformação por pressão, caracterizada contra uma fonte de pressão constante, que pode ser obtida com um reservatório de gás neutro de grande volume; o qual não apresenta variações significativas de pressão com a variação de volume do pistão (figura 39). O cabeçote deve ser retirado para que o efeito das válvulas não esteja presente.

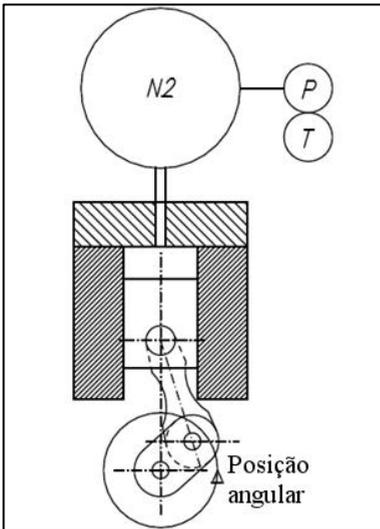
Figura 38: Teste da deformação por frequência de operação



Fonte: Scussel; Cervelin, 2013.

Assim, é possível traçar curvas de deformação pela posição angular da manivela variando a pressão de controle da câmara com nitrogênio.

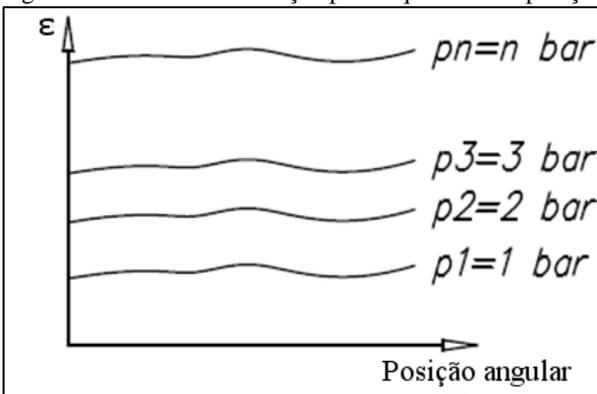
Figura 39: Uso de uma câmara com nitrogênio com pressão e temperatura controladas



Fonte: Scussel; Cervelin, 2013.

Através do ensaio de n níveis de pressão, pode-se caracterizar o comportamento do compressor em vários estados durante o seu ciclo de funcionamento em função da frequência de operação, chegando a uma curva de deformação pela posição angular da manivela para cada ponto fixo de pressão (figura 40).

Figura 40: Teste da deformação por frequência de operação



Fonte: Scussel; Cervelin, 2013.

A partir desses dados, exclui-se a deformação dinâmica, obtida do comportamento do compressor frente às frequências operacionais. Da calibração, pode-se relacionar a deformação sofrida nesse ponto com as forças de atrito apresentadas pelo compressor, chegando-se, por fim, nos valores puros de força de atrito.

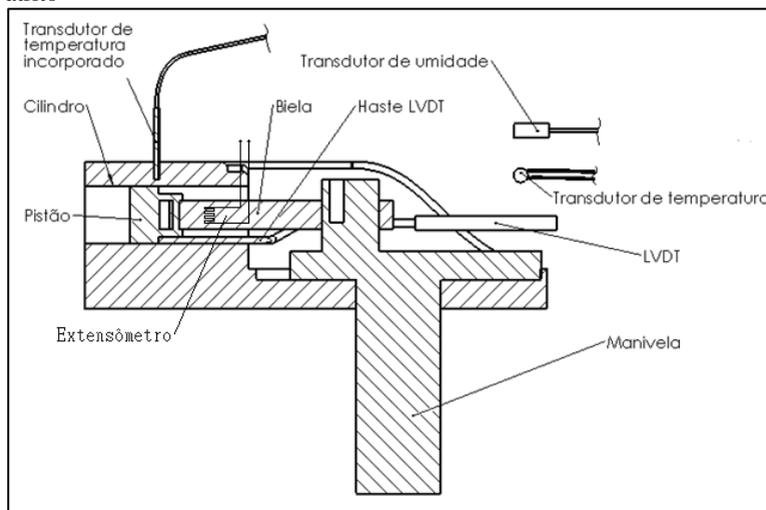
Assim, é possível traçar um perfil das forças de atrito do compressor em seu funcionamento, permitindo manter um histórico das características apresentadas pelo desgaste ao longo do ciclo de vida do compressor.

4.2 PROJETO MECÂNICO

Como proposta de projeto mecânico, a figura 41 apresenta um possível esquema de montagem e disposição dos transdutores da bancada de ensaio de perdas por atrito em compressores herméticos.

Seguindo as formas de instrumentação no item 3.2, um esboço inicial do compressor instrumentado, pode ser observado na figura 41. Assim como indicado no item 4.1 para a aquisição das forças de atrito, será fixado um extensômetro do tipo metálico na estrutura da biela.

Figura 41: Esquema da montagem dos transdutores para medição da força de atrito



Fonte: Autor.

A figura 41 apresenta uma vista em corte, da região de interesse do compressor hermético, ou seja, o conjunto biela e manivela juntamente com o pistão e cilindro. Em termos de instrumentação, a figura apresenta a utilização de um transdutor de temperatura incorporado para a medição da temperatura na interface, um LVDT para medição do deslocamento e frequência de oscilação, um extensômetro colado na biela para medição de força e transdutores de umidade e temperatura para monitorar as condições da câmara do compressor.

4.3 SELEÇÃO DE TRANSDUTORES COMERCIAIS PARA A BANCADA DE PERDAS POR ATRITO

As condições de contorno apresentadas no item 3.1 possibilitam a seleção de transdutores compatíveis com os objetivos que se pretende atingir na bancada de perdas por atrito.

Nesse tópico são apresentadas sugestões de transdutores que poderão compor a bancada para análise de perdas por atrito em compressores herméticos. Ao fim de cada subitem será dada uma sugestão de escolha para se alcançar medições com elevada confiabilidade metrológica e baixa incerteza.

4.3.1 Força de atrito

Assim como indicado no item 4.1, o transdutor mais indicado para a medição da força de atrito, para o método proposto, é o extensômetro do tipo metálico. Como ainda não se tem ideia dos níveis de força que estarão presentes, nesse caso fica proposto apenas que seja utilizado um transdutor desse tipo.

4.3.2 Deslocamento e frequência de oscilação

Como a frequência de oscilação pode ser obtida a partir da medição do deslocamento do pistão, pode se utilizar apenas um transdutor para se adquirir ambos os parâmetros.

A partir dos métodos indicados no apêndice A.2 as melhores maneiras para se conseguir os valores de frequência de oscilação e deslocamento do conjunto pistão cilindro são através da utilização de uma fibra ótica ou LVDT. Isso se deve ao fato de o pistão apresenta um

movimento linear, sendo mais simples se obter de forma direta os valores de deslocamento e frequência de oscilação.

Na tabela 3 é possível observar que utilizando uma fibra ótica é possível, através de um custo maior, obter os valores de deslocamento e frequência de oscilação com baixa incerteza.

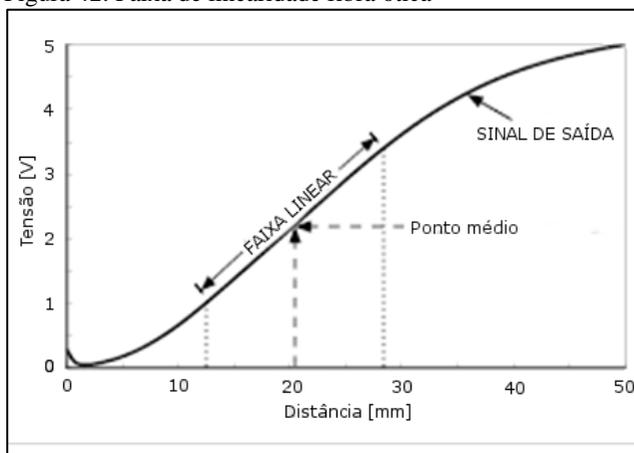
Tabela 3: Fibra ótica série RC

Modelo	Faixa de medição	Região linear	Resolução 100 Hz	Resolução 20 kHz	Resolução 200 kHz	Diâmetro da sonda
RC25	mm	mm	μm	μm	μm	mm
RC25	0,76	0,2	0,05	0,3	0,6	4,75
RC32	2,0	0,6	0,25	1,0	2,0	1,25
RC60	3,2	1,0	0,6	1,8	3,6	1,83
RC62	2,0	0,6	0,25	1,0	2,0	7,14
RC63	4,0	1,6	0,7	2,0	4,0	7,14
RC90	9,0	2,3	0,6	4,0	8,0	7,93
RC99	5,0	1,5	2,0	8,0	15,0	3,18
RC100	5,1	1,8	0,75	3,0	6,0	3,18
RC140	6,0	1,7	0,4	2,3	4,6	7,93
RC171	12,7	4,0	2,5	5,6	11,0	4,75
RC190	21,0	3,3	3,0	6,7	13,4	7,93
RC290	40,0	11,0	6,0	13,0	25,0	7,93

Fonte: Adaptado de Philtecb, 2012

A figura 42 mostra a região de linearidade apresentada pela fibra ótica da série RC (PHILTECb, 2012).

Figura 42: Faixa de linearidade fibra ótica



Fonte: Adaptado de Philtecb, 2012.

Apesar de na figura 42 ficar evidente que a curva da faixa de medição em função da tensão de saída da fibra ótica não é completamente linear, é possível contornar esse problema através de uma fixação que faça com que todo o intervalo de medição do deslocamento ocorra na faixa em que o erro de linearidade seja aceitável.

Outro método para se obter o deslocamento e a frequência de oscilação do compressor é o LVDT (figura 43).

Figura 43: LVDT



Fonte: Micro-Epsilon, 2012.

A tabela 4 mostra as características de medição dos transdutores do tipo LVDT série DTA (MICRO-EPSILONa, 2012).

Tabela 4: Características dos LVDT modelo DTA

Modelo	DTA-10D	DTA-15D	DTA-25D
Faixa de medição	±10 mm	±15 mm	±25 mm
Erro de	Padrão:±0.5%	-	300 µm
Linearidade:	Padrão:±0.3%	60 µm	90 µm
	Opcional: ±0.15%	30 µm	45µm
Frequência da tensão de excitação	2 kHz	1 kHz	1 kHz
Amplitude da tensão de excitação	5 V	2,5 V	2,5 V
Sensibilidade	44 mV/(V.mm)	45 mV/(V.mm)	33 mV/(V.mm)
Faixa de temperatura de trabalho	(-20 a +80) °C	(-20 a +80) °C	(-20 a +80) °C
Deriva	zero	±50 ppm/°C ²⁶	±50 ppm/°C
térmica:			
	Sensibilidade	±100 ppm/°C	±100 ppm/°C
		±100 ppm/°C	±100 ppm/°C

Fonte: Adaptado de MICRO-Epsilon, 2012.

De acordo com as características apresentadas na tabela 4 e as condições estabelecidas no item 3.1, os dois transdutores conseguem satisfazer os requisitos de projeto. Porém, o custo muito maior da fibra

²⁶Apesar de não fazer parte do SI é usual os fabricantes utilizarem partes por milhão.

ótica não justifica a sua aplicação neste caso, visto que a incerteza obtida com o transdutor LVDT já supre as condições estabelecidas. Além disso, os transdutores LVDT são mais robustos, tornando o transdutor LVDT mais adequado para a bancada de perdas por atrito.

4.3.3 Temperatura na interface

Os valores de temperatura apresentados na interface ocorrem em um instante de tempo relativamente curto. A sua variação está diretamente relacionada à frequência de funcionamento do compressor. Logo, o transdutor utilizado para adquirir a temperatura na interface deve obedecer às condições estabelecidas no item 3.1.

Para aquisições que necessitam de baixo tempo de resposta, a Omega possui transdutores de fibra ótica capazes de obter valores de temperatura de superfície com tempo de resposta de até 10 ms (OMEGAb, 2012)

O transdutor de temperatura infravermelho série OS1562 (figura 44), utiliza fibra ótica para chegar ao local que se necessita medir a temperatura.

Figura 44: Transdutor de temperatura série OS1562



Fonte: Omegab, 2012.

Na tabela 5 é possível observar as características de maior importância do transdutor série OS1562.

Tabela 5: Transdutor de temperatura série OS1562

Característica	Valor
Tempo de resposta	10 ms
Incerteza instrumental	1% da leitura
Repetibilidade	0,5% do valor de leitura
Emissividade	0,05 a 1,00
Faixa de medição	-R1: (454 a 982) °C -R2: (204 a 454) °C -R3: (204 a 454) °C -R4: (900 a 1825) °C
Resolução	1°C
Resposta espectral	(0,8 a 1,8) μm
Saída analógica (1)	1 mV/°C
Saída analógica (opcional)	0 a 10 V (4 a 20) mA
Alimentação	± 15 V 100 mA

Fonte: Adaptado de Omegab, 2012.

Caso haja necessidade de efetuar as medições com um tempo de reposta inferior, a Omega também possui uma série de transdutores infravermelho com tempo de reposta da ordem de 1 ms. Os modelos da série OS4000 (figura 45) conseguem atingir esse patamar.

Figura 45: Transdutor de temperatura OS4000



Fonte: Omegac, 2012.

A tabela 6 mostra as características do transdutor de fibra ótica série OS4000 da Omega.

Tabela 6: Transdutor de temperatura série OS4000

Característica	Valor
Tempo de resposta	1 ms (ajustável a até 3,2 s com auxílio de um software)
Emissividade	0,05 a 0,99
Incerteza instrumental	1% da leitura
Ajuste de emissividade	0,05 a 0,99
Faixa de medição	(100 a 1600) °C
Campo de visão da lente	0,63 mm a uma distância de 51 mm
Resposta espectral	(1,2 a 2,6) μm
Alimentação	(15 a 24) V
Saída analógica	1 mV/°C
Saída analógica (opcional)	(0 a 5) V (0 a 10) V (4 a 20) mA

Fonte: Adaptado de Omegac, 2012.

A Micro-Epsilon possui uma gama de transdutores de temperatura sem contato especialmente desenvolvidos para a aquisição de temperaturas com baixo tempo de resposta. A série de transdutores CTFast (figura 46) possui uma ampla faixa de medição e baixo custo. Além disso, ela é equipada com termopilhas extremamente rápidas, conseguindo atingir tempos de resposta inferiores a 6 ms na aquisição da temperatura de uma superfície com 90% do degrau de temperatura.

Figura 46: Transdutor de temperatura CTFast Micro-Epsilon



Fonte: MICRO-Epsilon, 2013.

A tabela 7 apresenta as características dos transdutores modelo CTFast da empresa Micro-Epsilon.

Tabela 7: Características dos transdutores CTFast.

Modelo	CTF-SF15-C3	CTF-SF15-C3
Resolução ótica ²⁷	15:1	25:1
Faixa de medição	(-50 a +975) °C	
Faixa espectral	(8 a 14) μm	
Incerteza instrumental	< 1% ou ±2 °C	
Repetibilidade	< 0,75% ou ±0,75 °C	
Resolução	< 0,2 °C	< 0,4 °C
Tempo de resposta	9 ms (90% do sinal) 4 ms (50% do sinal)	6 ms (90% do sinal) 3 ms (50% do sinal)
Ajuste de emissividade	0,1 a 1	
Ajuste de transmissividade	0,1 a 1	
Sinal de saída	0 a 10 V	
Impedância de saída	100 kΩ	

Fonte: Adaptado de Micro-Epsilonb, 2013.

Outra alternativa é o transdutor de temperatura FastTemp da Labcell (figura 47). Ele possui como característica uma ampla faixa de medição e um baixo tempo de resposta. Seu sensor é um termopar do tipo K contido em uma blindagem, e um amplificador que já conta com uma junta fria.

Figura 47: Transdutor de temperatura FastTemp



Fonte: Labcell, 2013.

²⁷Relação entre distância e o tamanho da área a qual a temperatura será medida

A tabela 8 traz as principais características apresentadas pelo transdutor de temperatura FastTemp.

Tabela 8: Características associadas ao transdutor de temperatura FastTemp

Características	Valor
Faixa de medição	(-60 a +1370) °C
Incerteza instrumental	± 1 °C no sinal de entrada da temperatura ± 10 mV no sinal de saída do amplificador
Tempo de resposta	Menor que 50 ms
Sensibilidade	5 mV/°C
Sensor	Termopar tipo K
Power	(6 a 35) V
Proteção	IP67
Temperatura de trabalho	(-55 a +125) °C

Fonte: Adaptado de Labcell, 2013.

A Omega também tem uma linha de termopares especiais indicados para medições que necessitam de baixo tempo de resposta. Essa série possui modelos do tipo J, K, N, T, E, R, S e B, cada um com uma faixa de medição específica.

A tabela 9 contém o limite máximo de temperatura que cada tipo de termopar pode ficar exposto. Para o caso de pequenos intervalos de tempo, a temperatura máxima utilizada para todos os diâmetros pode ser a mesma apresentada pelo termopar de 0,81 mm.

Tabela 9: Temperatura máxima que pode ser medida

Termopar tipo	0,13 mm	0,38 mm	0,51 mm	0,81 mm
J**	315 °C	371 °C	371 °C	482 °C
K	593 °C	871 °C	871 °C	982 °C
N	593 °C	871 °C	871 °C	982 °C
T	149 °C	204 °C	204 °C	260 °C
E	315 °C	426 °C	426 °C	593 °C
R,S	-	-	1450 °C	1450 °C
B	-	-	1700 °C	1700 °C

Fonte: Adaptado de Omegae, 2013.

A tabela 10 apresenta alguns valores para a constante de tempo do termopar quando submerso em alguns meios controlados. O fato dos termopares serem disponibilizados em pequenos diâmetros também permite a medição da temperatura em regiões mais pontuais.

Tabela 10: Constante de tempo médio para os termopares do tipo J

Diâmetro do fio [mm]	Ar estático	Fluxo de ar a 18 m/s	Água
	427 °C 38 °C	427 °C 38 °C	93 °C 38 °C
0,025	0,05 s	0,004 s	0,002 s
0,125	1,0 s	0,08 s	0,04 s
0,381	10,0 s	0,80 s	0,40 s
0,75	40,0 s	3,2 s	1,6 s

Fonte: Adaptado de Omegae, 2013.

Cruzando-se as características apresentadas pelos transdutores de temperatura com os requisitos apresentados nas condições de contorno, pode-se definir um modelo que melhor se encaixa nas necessidades. Seguindo a recomendação de Xu e Malkin (2001), o tempo de resposta do transdutor de temperatura deve ser inferior ao inverso da frequência máxima de funcionamento.

Portanto, dos cinco transdutores apresentados, quatro se enquadram dentro das condições estabelecidas (O transdutor de temperatura FastTemp apresentou tempos de resposta superior ao apresentado nos requisitos). Sendo que, para o caso dos termopares especiais, são necessários testes para se descobrir o tempo de resposta para o caso do método do termopar incorporado. Em justaposto, as especificações da tabela 7 do transdutor CTF-SF25-C3 mostram que ele é a melhor solução para o caso da medição da temperatura na interface de atrito. Ele alia uma grande faixa de medição a um baixo tempo de resposta.

4.3.4 Condições do ambiente

Os valores de umidade e temperatura do ambiente variam de forma lenta, não sendo necessário um transdutor que tenha um tempo de resposta baixo. Ademais, caso se trabalhe com gases refrigerantes durante o ensaio de perdas por atrito, o nível de umidade pode se aproximar muito de 0%. Logo, assim como recomendado no item A.4, os transdutores mais indicados para baixos níveis de umidade são os do tipo capacitivo. As demais condições de ensaio são as apresentadas no item 3.1 do capítulo 3.

Diversos transdutores de umidade possuem também a possibilidade de se medir a temperatura do ambiente ao qual o sensor

está inserido. Logo, apenas um transdutor é capaz de obter a temperatura e a umidade do ambiente de ensaios.

Vaisalab (2013) tem em seu catálogo transdutores do tipo capacitivo, da série HMT 330 (figura 48). Eles são capazes de medir a umidade relativa e a temperatura do local ao qual ele está inserido.

Figura 48: Transdutor infravermelho



Fonte: Vaisalab, 2013.

As características apresentadas pelo transdutor para medição de temperatura e umidade foram divididas em duas tabelas.

Na tabela 11 estão as características para a medição dos valores de umidade.

Tabela 11: Características do transdutor de umidade série HMT 330

Características	Valor
Faixa de medição	0 a 100% (UR ²⁸)
Incerteza de medição	± 0,6% UR no intervalo de (0 a 40)% UR ± 1,0% UR (40 a 97)% UR
Sensor	Vaisala HUMICAP® 180 Vaisala HUMICAP® 180R

Fonte: Adaptado de Vaisalab, 2013.

Na tabela 12 estão as características metrológicas da medição de temperatura, bem como a faixa de medição, para os transdutores que compõem a série HMT 330.

²⁸Umidade Relativa

Tabela 12: Características da medição de temperatura dos transdutores série HTM 330

Características	Valor
Faixa de medição:	HMT331 (-40 a +60) °C
	HMT333 (-40 a +80) °C ou (-40 a +120) °C
	HMT334/335/337/338 (-70 a +180) °C
Incerteza	± 0,2 °C
Sensor utilizado	Pt100 RTD 1/3 Class B IEC 751

Fonte: Adaptado de Vaisalab, 2013.

Para o caso da temperatura ambiente, selecionou-se o transdutor HMT338. Esse modelo possui um intervalo de medição com limite superior de 180 °C, sendo compatível com os requisitos apresentadas no item 3.1. Também vale ressaltar que ele é recomendado pela Vaisala (2013) para monitoramento do nível de umidade em fluidos refrigerantes.

4.4 SELEÇÃO DE SISTEMAS DE AQUISIÇÃO COMERCIAIS

Após analisar as arquiteturas apresentadas no apêndice B e item 4.3 foi possível eliminar algumas alternativas visto que elas não se encaixam dos principais requisitos de projeto. O padrão VXI foi excluído devido ao fato de ser um instrumento concebido para ser utilizado em projetos maiores que o deste trabalho, onde há a necessidade de uma enorme quantidade de canais para a medição, justificando o grande investimento inicial nessa arquitetura. Já os CLP, deixam a desejar com relação às características metrológicas visto que não foram desenvolvidos para serem usados em um sistema de medição. Portanto, não cumprindo com as especificações de projeto. Além disso, como a bancada será montada no interior de um laboratório, não há necessidade de se utilizar sistemas embarcados, tornando o custo maior dos sistemas PXI e PAC não justificáveis para essa aplicação. Já com relação aos instrumentos dedicados e às DAQ, foram selecionados alguns equipamentos que são compatíveis com as condições apresentadas pela aplicação a fim de julgar se suas características metrológicas, bem como suas vantagens e desvantagens, estejam de acordo com os requisitos de projeto apresentados.

4.4.1 Instrumento dedicado

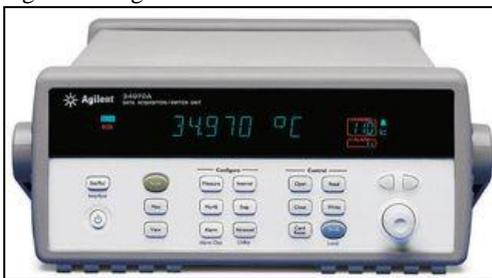
Nesse caso, os instrumentos que escolhidos foram o 34970a e o 34980a, ambos da Agilent Technologies.

O sistema de aquisição, multiplexador, comutação e registro de dados 34970a é baseado em um multímetro 6 ½ dígitos (22 bits) e possui como frequência de aquisição até 250 Hz. Devido ao fato dele ser um multímetro, ele possui condicionamento integrado de sinais que mede tensão CA e CC, corrente CA e CC, frequência, resistência e também a temperatura (termopares, termorresistores, termistores). O modelo 34970 possui 3 *slots* e 8 módulos de multiplexação que tornam possível montar o sistema conforme necessidade (AGILENT TECHNOLOGIESa, 2013).

É possível se utilizar entre 20 e 120 canais configuráveis, atuadores, entradas e saídas analógicas e digitais. Ademais o sistema possui interfaces de comunicação GPIB e RS-232. Possui isolamento ótico nas entradas para até 300 V (AGILENT TECHNOLOGIESa, 2013).

Como vantagens, o 34970a (figura 49) é compacto, possui isolamento e características metrológicas bem definidas. Já as desvantagens são: chaveamento mecânico (relés); limitada quantidade e tipos de módulos; não possui processamento; baixa frequência de aquisição; solução proprietária.

Figura 49: Agilent 34970a



Fonte: Agilent Technologiesa, 2013.

Outro modelo compatível é o sistema de aquisição multifuncional 34980a (figura 50). Ele possui 8 *slots* e 21 módulos, permitindo, assim, até 560 canais multiplexados a dois fios, frequência de até 3 kHz, entradas e saídas analógicas e digitais. Assim como o modelo 34970a

ele também é um multímetro 6 ½ dígitos (22 bits), ou seja, ele é capaz de medir temperatura, corrente CA e CC, tensão CA e CC e resistência a dois ou quatro fios. É compacto e modular e possui comunicação *ethernet*, GPIB e USB (AGILENT TECHNOLOGIESb, 2013).

Como vantagem tem-se as modernas interfaces de comunicação, a quantidade de *slots* e módulos, chaveamento com chave semicondutora, compacto, isolamento e baixa incerteza. Porém, o sistema não possui processamento, tem baixa frequência de aquisição (porém superior ao modelo 34970a) e é uma solução proprietária.

Figura 50: Sistema multifunção Agilent 34980a



Fonte: Agilent Technologiesb, 2013.

Ambos os sistemas de aquisição Agilent possuem drivers compatíveis com o ambiente de programação LabVIEW.

4.4.2 Placa de aquisição ou DAQ

Entre os diversos modelos de placas DAQ que utilizam o barramento PCI do computador para conexão, foram escolhidas os modelos PCI-6250 e PCI-6122 da *National Instruments*.

A placa PCI-6250 (figura 51) é uma placa PCI da *National Instruments* que possui 16 entradas analógicas, 24 saídas e entradas digitais, contadores, *triggers*. Ademais, esse modelo possui uma frequência de aquisição de 1 MHz distribuídos entre os canais ou 1,25 MHz canal único com 16 bits de resolução (NATIONAL INSTRUMENTSg, 2013).

Figura 51: PCI-6250

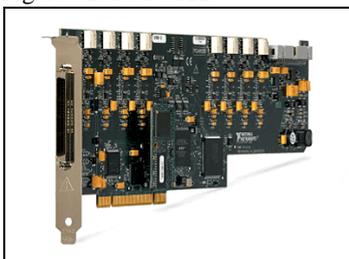


Fonte: National Instrumentsg, 2013.

As vantagens desse modelo são: elevada frequência de aquisição; ganho ajustável; baixo custo. Como desvantagens: a placa não é de aquisição simultânea.

Outro sistema de aquisição compatível é a placa PCI-6122 da *National Instruments* (figura 52). Ela possui frequência de aquisição de 500 Hz e resolução de 16 bits. Esse modelo possui 4 entradas analógicas de aquisição simultânea, ou seja, cada entrada é capaz de alcançar a frequência de especificação da placa. O ganho pode ser ajustado, permitindo intervalos de medição de (± 1.25 a ± 10) V. Além disso, a placa possui 8 saídas e entradas digitais, dois contadores 24 bits e *trigger* analógico e digital (NATIONAL INSTRUMENTSh, 2013).

Figura 52: PCI-6122



Fonte: National Instrumentsh, 2013.

As vantagens desse modelo são: maior frequência de aquisição; aquisição simultânea; baixa incerteza instrumental; ganho ajustável. Porém, seu custo é superior ao modelo PCI-6122.

4.4.3 Arquitetura proposta

Diante das conclusões alcançadas no item 4.4.2 é possível apresentar uma arquitetura que cumpra os requisitos de projeto. Conforme as justificativas utilizadas, pode se chegar à conclusão que a arquitetura PCI DAQ é a que mais se encaixa no perfil desejado. Pois ela:

- é compatível com o ambiente de programação LabVIEW;
- é uma arquitetura desenvolvida para a área de medição;
- possui níveis de incerteza capaz de suprir as exigências apresentadas;
- tem comportamento metrológico garantido;
- possui frequência de aquisição compatível com as necessidades;
- possui grande flexibilidade de aplicação;
- tem ganho ajustável;
- não é uma solução de elevado custo.

Portanto, como proposta está a utilização de um conjunto contendo uma placa de aquisição DAQ PCI-6250 para adquirir os dados da temperatura de interface e deslocamento, uma interface de comunicação RS-232 com o objetivo de conectar o transdutor de umidade ao PC e um computador com objetivo de processar e armazenar os dados dos experimentos.

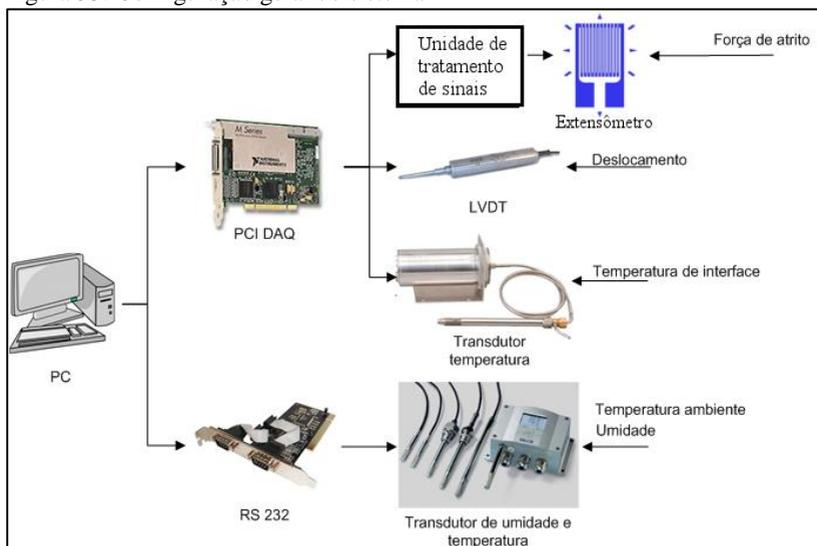
4.5 CONFIGURAÇÃO GERAL DO SISTEMA

Como configuração final, a proposta de arquitetura da bancada é distribuída, conforme representado na figura 53.

Propõe-se que o software seja desenvolvido utilizando o ambiente de programação LabVIEW²⁹ da *National Instruments*. Esse utiliza uma programação gráfica, especialmente desenvolvida para aquisição e processamento de sinais, ao invés de linhas de texto (NATIONAL INSTRUMENTSc, 2007).

²⁹Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench

Figura 53: Configuração geral do sistema



Fonte: Autor.

4.6 AVALIAÇÕES A PRIORI DO COMPORTAMENTO METROLÓGICO DA BANCADA

Para analisar as incertezas de medição das temperaturas, umidade e força de atrito, optou-se por utilizar o método proposto por ISO GUM³⁰ (INMETROa, 2003). A análise de incertezas é feita com a seleção de possíveis transdutores compatíveis com a bancada e sua respectiva análise da cadeia de medição para chegar a uma equação (equação da medição) que represente a sua grandeza agregada a um valor de incerteza. Para o caso da temperatura ambiente e da umidade ambiente, o fabricante já apresenta os instrumentos com as suas respectivas incertezas de medição. Sobra assim, o deslocamento, a frequência de operação e a temperatura de interface. Para o caso da força de atrito, ainda não há maneira de se definir as incertezas de

³⁰Os métodos para a expressão da incerteza de medição propostos pelo ISO GUM (INMETROa, 2003) estabelecem regras para avaliar e expressar as incertezas de medição, utilizando como base a propagação de incertezas através de modelos matemáticos da cadeia de medição (ISO, 2008).

medição, visto que não foram selecionados transdutores. O cálculo das incertezas na medição de deslocamento e temperatura de interface é apresentado de forma mais detalhada no Apêndice C.

4.6.1 Deslocamento

Propõe-se que a medição de deslocamento seja feita com um transdutor LVDT modelo LDR-10-CA. A cadeia de medição desse transdutor segue o diagrama apresentada na figura 54.

Figura 54: Cadeia de medição do deslocamento



Fonte: Autor.

As fontes de incerteza que afetam a medição executadas pelo LVDT são (GRAZIANO; SCHMITZ, 2011; BOWDEN et al., 1996):

- a não linearidade de movimento do núcleo no interior das bobinas do transdutor;
- vibração mecânica;
- desalinhamento do transdutor;
- temperatura;
- instrumental.

Todos esses fatores contribuem de certa forma para a incerteza de medição. Porém, como a maioria desses fatores só poderão ser julgados após a instrumentação da bancada, para o cálculo de incertezas serão apenas consideradas as instrumentais.

As características dos módulos são:

- a) Transdutor LVDT LDR-10-CA (MICRO-EPSILONa, 2012):
 - faixa de medição: (0 a 10) mm;
 - sensibilidade: 255 mV/mm;
 - linearidade: 0,30% da faixa de medição ($0,30\% \cdot 10 = \pm 0,03 \text{ mm} \equiv 24 \text{ mV}$);

- deriva térmica em zero: 0,003% da faixa de medição por grau Celsius ($0,003\% \text{ } ^\circ\text{C}.10 = \pm 0,0003 \text{ mm}/^\circ\text{C} \equiv 0,24 \text{ mV}/^\circ\text{C}$);
 - deriva térmica da sensibilidade: 0,01% da faixa de medição por grau Celsius $0,01\% /^\circ\text{C}.10 = \pm 0,001 \text{ mm}/^\circ\text{C} \equiv 0,8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$;
 - ruído eficaz: 1,5 mV.
- b) Unidade de alimentação, amplificação e demodulação MSC 7210 (MICRO-EPSILONa, 2012):
- sinal de saída: (2 a 10) V;
 - linearidade: $\pm 0,02\%$ da faixa de medição;
 - ruído eficaz: 1,5 mV;
 - deriva térmica: $\pm 0,01\% /^\circ\text{C}$ da faixa de medição.
- c) Placa de aquisição (NATIONAL INSTRUMENTSg, 2013):
- número de bits de amostragem A/D: 16 bits;
 - faixa de medição: (-10 a +10) V;
 - erro máximo: $\pm 2,080 \text{ mV}$.

A partir da cadeia de medição (figura 54) obtêm-se três equações que correspondentes às características de resposta ideal dos três módulos.

$$V_L = S_L \cdot X \quad (36)$$

$$V_C = S_C \cdot V_L + 2 \quad (37)$$

$$V_m = V_C \cdot G_{DAQ} \quad (38)$$

onde,

V_L	sensibilidade do LVDT	[V];
S_L	ganho LVDT	[V/mm];
X	deslocamento do núcleo do LVDT	[mm];
V_C	tensão na saída do controlador	[V];
S_C	ganho na saída do controlador	[V/V];
V_m	tensão medida na placa de aquisição	[V];
G_{DAQ}	sensibilidade da placa de aquisição	[V/V].

Substituindo a equação (37) na (36):

$$V_C = S_C \cdot X \cdot S_L + 2 \quad (39)$$

Substituindo a equação (39) na (38), chega-se na equação de medição do deslocamento, a qual é representada pela equação (40).

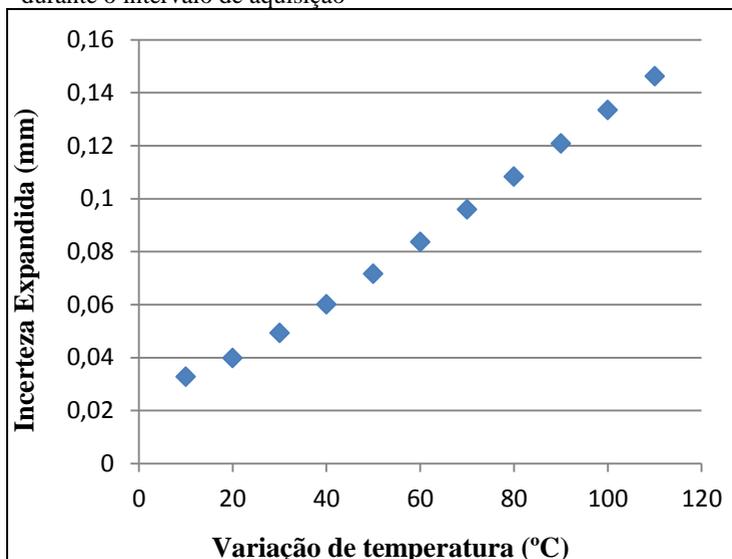
$$V_m = (S_C \cdot X \cdot S_L + 2) \cdot G_{DAQ} \quad (40)$$

A partir do método ISO GUM (INMETROa, 2003) e, considerando que, para efeito de cálculo de incerteza, não existe correlação entre as características do LVDT, do controlador e da placa de aquisição, pode-se chegar na equação da propagação de incertezas do deslocamento (equação (41)).

$$u_{V_m} = \sqrt{u_{LVDT}^2 + u_{con}^2 + u_{daq}^2} \quad (41)$$

A incerteza instrumental do LVDT é dada pela combinação da deriva térmica em zero, da deriva temporal, da deriva térmica da sensibilidade e da linearidade do transdutor. Haverá necessidade de se considerar ainda a incerteza que for herdada da calibração do LVDT. Ela não foi aqui considerada porque, logicamente, não se dispões neste momento de tal informação. Já a do controlador é dada apenas pela linearidade, visto que ele não estará na região de ensaios. Portanto é possível considerar que a variação de temperatura sentida por ele é mínima. Ademais, considerando que as distribuições da incerteza do LVDT, do controlador e da DAQ são do tipo retangular (erro máximo) é possível se encontrar os valores da incerteza padrão combinada do deslocamento. Além disso, a deriva térmica do LVDT agrega muita incerteza à medição. Sendo importante traçar os níveis de incerteza para diversos casos de variação de temperatura que podem ocorrer durante um ensaio. Com isso, é possível traçar um gráfico de incertezas onde em um eixo está a incerteza expandida (para um intervalo de confiança de 95%) e no outro a variação de temperatura durante a medição (figura 55).

Figura 55: Dependência da incerteza expandida com a variação de temperatura durante o intervalo de aquisição



Fonte: Autor.

Na figura 55 é possível observar uma grande dependência dos níveis de incerteza para com a variação de temperatura no ambiente. Nesse caso, a incerteza vai desde 38 μm para uma variação de temperatura de 10 $^{\circ}\text{C}$ a até 168 μm para a variação máxima de temperatura (110 $^{\circ}\text{C}$).

A partir de ensaios realizados em estufa, é possível se caracterizar os erros inerentes à deriva térmica apresentada pelo transdutor. Isso torna possível verificar quais parcelas desse erro admitem compensação, reduzindo a incerteza global.

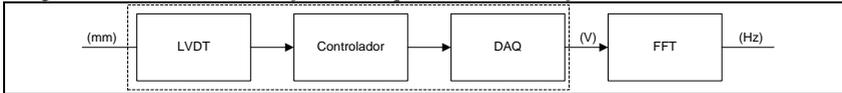
4.6.2 Frequência de oscilação

Através da transformada discreta de Fourier³¹ do sinal de deslocamento em função do tempo obtém-se a frequência de oscilação

³¹A transformada de Fourier é uma ferramenta matemática que parte da ideia de que todo o sinal é composto por uma soma ponderada de sinais trigonométricos, tornando possível a transposição de um sinal no domínio

do conjunto pistão cilindro. A cadeia de medição da frequência de oscilação é apresentada na figura 56.

Figura 56: Cadeia de medição da frequência de oscilação



Fonte: Autor.

Devido muitas vezes a incorreta definição do período do sinal e pela presença de componentes não múltiplos do período no sinal, a transformada de Fourier gera uma dispersão espectral. Isso origina não um resultado único, mas sim um *continuum* de pontos ao longo de todo o espectro de frequências (DEMA Y, 2008). Essa distribuição de pontos gera uma incerteza na medição da frequência real do sinal. Segundo Proakis e Manolakis (2006), a maior parte da incerteza agregada pela transformada de Fourier é função do tempo de observação e pode ser obtida através da equação (42).

$$\Delta f = \frac{1}{t} = \frac{f_s}{N} \quad (42)$$

onde,

Δf	incerteza da frequência de oscilação	[Hz];
t	intervalo de observação	[s];
f_s	frequência de amostragem	[Hz];
N	número de amostras	[adm];

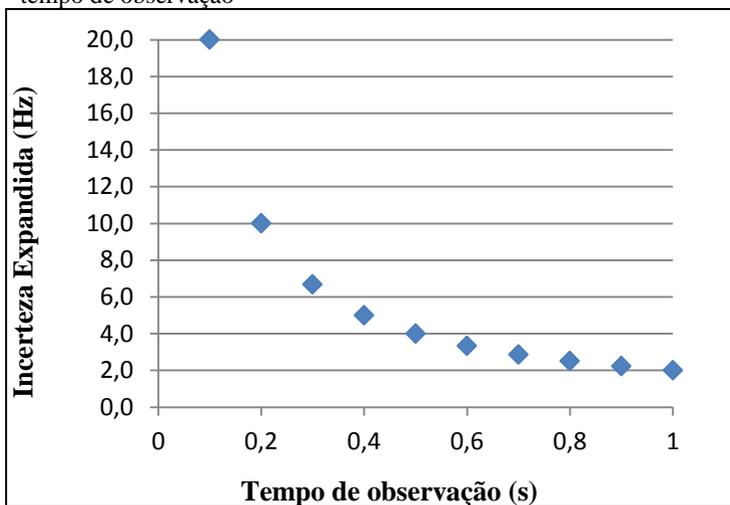
Além disso, na transformada de Fourier existe outras fontes de incerteza³², porém, elas possuem uma contribuição muito inferior quando comparadas ao tempo de observação e, portanto, podem ser desprezadas.

A figura 57 apresenta curvas de incerteza para diversos tempos de observação com um intervalo de confiança de 95%.

do tempo para o da frequência e vice-versa (PROAKIS; MANOLAKIS, 2006).

³²De acordo com Demay (2008), existem também contribuições de incerteza causadas pela dispersão de longo alcance e de curto alcance geradas pela transformada de Fourier.

Figura 57: Variação da incerteza de medição da frequência rotacional com o tempo de observação



Fonte: Autor.

Assim como indicado na tabela 13 a incerteza expandida da medição da frequência rotacional - com intervalo de confiabilidade de 95% - para um intervalo de observação de 0,1 s é de 20,0 Hz. Porém, se há um aumento no intervalo de observação para 1 s, os valores de incerteza diminuem, assim como indicado. Logo, pode-se observar que a incerteza é fortemente dependente do tempo de observação.

Como é característica do compressor possuir pequena variação da frequência rotacional durante o regime de operação (escorregamento), para definir o tempo de observação ideal, neste caso, é preciso saber o quanto frequente é necessário se ter a informação da variação de frequência operacional ao longo do ensaio de perdas por atrito.

Tabela 13: Valores de incerteza de medição da frequência rotacional para diferentes intervalos de medição

Intervalo de medição (s)	Incerteza expandida (Hz)
0,1	20,0
0,5	4,0
1	2,0

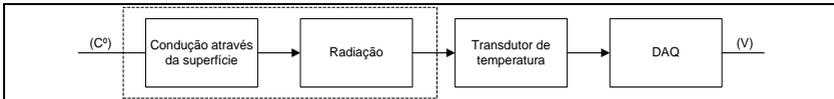
Fonte: Autor.

O intervalo de observação pode ser selecionado de acordo com os valores de incertezas os quais se deseja adquirir a frequência rotacional. Ademais, caso necessário, Demay (2008) apresenta métodos para a obtenção da frequência rotacional com níveis de incerteza ainda menores.

4.6.3 Temperatura na interface

Propõe-se que a temperatura de interface seja medida com auxílio do transdutor CTF-SF25-C3. A cadeia de medição dele é apresentada na figura 58.

Figura 58: Cadeia de medição da temperatura na interface



Fonte: Autor.

As características que agregam incertezas na medição da temperatura de interface são: a emissividade da superfície; a variação da emissividade ao longo do ensaio; a instrumentação; o fato da superfície medida não ser a mesma que a instrumentada.

As características dos módulos são:

- a) Transdutor de temperatura sem contato CTF-SF25-C3 (MICRO-EPSILONb, 2013):
 - faixa de medição: (-50 a +975) °C;
 - saída: em tensão de (0 a 10) V
 - linearidade: 1% do valor de leitura;
 - repetibilidade: 0,75% do valor de leitura;
 - emissividade: 0,1 a 1;
 - transmissividade: 0,1 a 1;
 - resposta espectral: (8 a 14) μm;
 - tempo de resposta: 6 ms.

- b) Placa de aquisição (NATIONAL INSTRUMENTSg, 2013):

- número de bits de amostragem A/D: 16 bits;
- faixa de medição: (-10 a +10) V;
- erro máximo: $\pm 2,080$ mV.

O procedimento para ajuste da emissividade pode ser feito com os seguintes passos (INFRATEMP, 2013):

- instrumentação da bancada seguindo o método da fibra ótica incorporada;
- aquecimento da bancada até um valor de temperatura conhecido;
- ajuste da emissividade no transdutor CTF-SF25-C3 até o valor da temperatura indicada por ele ser a mesma do transdutor que mede a temperatura ambiente.

Outro método envolve a cobertura da superfície que será medida por uma tinta preta, o que gera uma superfície com uma emissividade igual a $(0,95 \pm 0,05)$. Porém, esse método cria uma nova camada que irá influenciar nos valores da temperatura medidos (INFRATEMP, 2013).

A equação da medição que relaciona a temperatura medida com a tensão medida na placa de aquisição é dada pela equação (43).

$$T = (102,5 \cdot V - 50) \text{ } ^\circ\text{C} \quad (43)$$

Seguindo a cadeia de medição, primeiramente deve-se considerar o fato de que a temperatura de interesse é diferente da região onde é executada a medição (figura 28). Logo, considerando que todo o fluxo de calor que chega à superfície medida é devido a condução, a equação da diferença de temperatura entre a interface e a região medida é dada pela equação (44).

$$T_{S2} = T_{S1} - \frac{q \cdot Z}{k} \quad (44)$$

onde,

T_{S2}	temperatura na superfície interna ao orifício	[$^\circ\text{C}$];
T_{S1}	temperatura na interface	[$^\circ\text{C}$];
q	fluxo de calor	[W/m^2];
Z	distância entre a interface e o local onde a temperatura está sendo medida	[m];
k	condutividade térmica	[$\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$].

A incerteza combinada devido a equação de medição da temperatura é dada conforme abaixo.

$$u_{T_{S2}} = \sqrt{u_{T_{S1}}^2 + \left(\frac{u(q) \cdot Z}{k}\right)^2 + \left(\frac{u(Z) \cdot q}{k}\right)^2} \quad (45)$$

Já a temperatura detectada pelo sensor infravermelho é função da emissividade da superfície. O erro no ajuste dessa emissividade gera uma incerteza na medição da temperatura (INFRATEMP, 2013). Essa incerteza pode ser obtida através da lei de Wien de acordo com a equação (46).

$$u_{emis} = 2,6 \cdot \left(\frac{T_{S2} + 273,15}{1200}\right)^2 \cdot \sqrt{\left[\frac{100 \cdot u(\varepsilon)}{\varepsilon}\right]^2 + \left[\frac{T_{S2}}{100}\right]^2} \quad (46)$$

Como as incertezas devido o local da temperatura de interesse e da temperatura medida não ser a mesma e da incerteza devido ao ajuste de emissividade não serem correlacionadas, chega-se ao nível de incerteza, em graus Celsius, da temperatura medida na entrada do transdutor de fibra ótica com relação à temperatura real.

$$u_{c1} = \sqrt{u_{T_{S2}}^2 + u_{emis}^2} \quad (47)$$

Como para o calculo da incerteza combinada não existe correlação entre as características ad temperatura medida, do transdutor de temperatura e da placa de aquisição, chega-se a seguinte equação:

$$u_{c2} = \sqrt{u_{c1}^2 + (0,1025 \cdot u_{trans})^2 + (0,1025 \cdot u_{daq})^2} \quad (48)$$

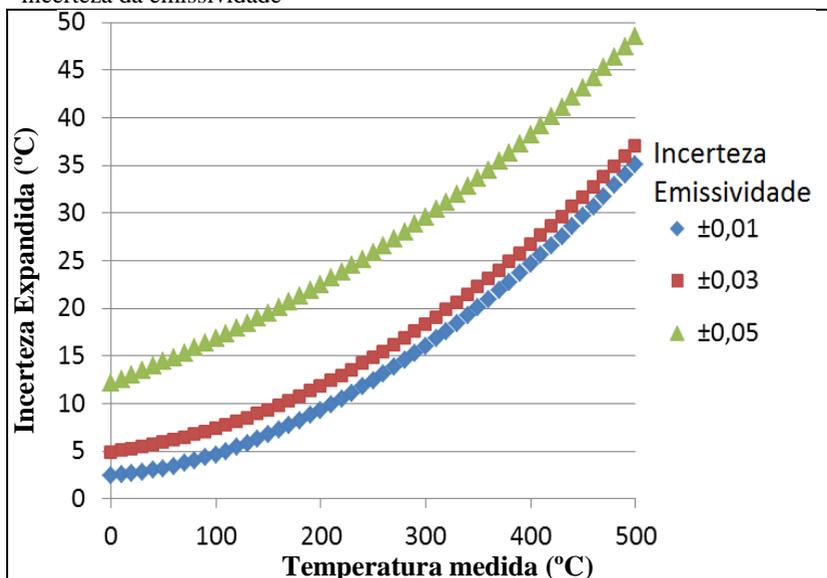
Levando em consideração que as distribuições da incerteza do transdutor e da placa de aquisição são do tipo retangular, a equação da incerteza combinada em função da temperatura medida fica conforme a equação (49).

$$u_{c2}(T_{S2}) = \sqrt{u_{c1}^2 + \left(\frac{0,0018 \cdot T_{S2}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{0,2132}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (49)$$

A incerteza devido à emissividade da superfície pode ser reduzida através da utilização de um termopar de referência para a calibração do transdutor de fibra ótica. O termopar pode ser incorporado também à superfície em outro orifício fabricado próximo ao ponto de medição da fibra.

A figura 59 apresenta a dependência da incerteza expandida da medição da temperatura com os valores de temperatura medidos e o nível de incerteza resultado do ajuste da emissividade do transdutor.

Figura 59: Dependência da incerteza expandida com a temperatura medida e a incerteza da emissividade



Fonte: Autor.

A partir da figura 59 é possível saber em qual região da curva a medição se encontra. Pode-se então encontrar valores de incerteza compatíveis com os níveis que serão exigidos da bancada. A incerteza

vai desde 1,3 °C com uma incerteza do ajuste de emissividade de 0,01 e temperatura 20 °C a até 24 °C com uma incerteza no ajuste de emissividade de 0,05 e uma temperatura de 500 °C.

A tabela 14 apresenta os valores de incerteza para a temperatura máxima e mínima definidas como condição de contorno no item 3.1.

Tabela 14: Níveis de incerteza para a temperatura máxima e mínima definidas como condição de contorno

Incerteza Emissividade	20 °C	364 °C
±0,1	2,6 °C	21,4 °C
±0,2	5,4 °C	23,4 °C
±0,5	13,0 °C	24,8 °C

Fonte: Autor.

Observando a tabela 14 é possível notar a forte dependência dos níveis de incerteza para com a temperatura medida. Além disso, os níveis de incerteza os quais a emissividade é ajustada, também afeta de forma negativa a incerteza combinada da medição. Para o caso onde a temperatura na interface medida é a máxima, os valores de incerteza podem chegar a 24,8 °C. É necessário então se estudar o quão influente os valores da temperatura de interface são para as perdas por atrito, pois só assim se terá ideia de qual é o adequado nível de incerteza para com a medição da temperatura.

Os valores de incertezas obtidos neste capítulo servem apenas para apresentar a viabilidade e disponibilidade dos instrumentos, sendo necessário um estudo mais aprofundado do comportamento das perdas por atrito frente a cada grandeza. Isso tornará possível criar uma ligação entre os níveis de incerteza admissíveis e a confiabilidade dos dados obtidos pela bancada.

5. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve por objetivo estudar o problema e apresentar um arranjo instrumental para medir de forma direta as forças de atrito presentes em compressores alternativos de refrigeração, dando ênfase também na aquisição das principais grandezas que influenciam nos valores dessas forças. Foram apresentados diversos métodos aplicados à instrumentação, bem como tipo de transdutores indicados para medição de cada grandeza e uma proposta para a medição da força de atrito.

De acordo com os estudos propostos no item 2.4, chegou-se a conclusão que para se obter de forma mais detalhada, o comportamento das perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração, deve-se estudar, além da força de atrito, as seguintes grandezas: frequência de oscilação do pistão e cilindro; temperatura média da interface; umidade e temperatura ambiente.

Os métodos para medição da temperatura na interface se mostram eficientes (muito utilizados em usinagem), bem como do deslocamento (já amplamente aplicados na indústria). Ademais, as condições do ambiente também se mostraram facilmente obtíveis.

No caso da força de atrito o método proposto se apresenta, em teoria, plausível. Torna-se ainda necessário fazer a implementação e a avaliação experimental desse.

Já na seleção dos demais transdutores, os resultados foram satisfatórios. Para a medição da umidade e temperatura do ambiente dentro da carcaça do compressor, encontrou-se um transdutor com uma solução única e de fácil instrumentação. Para a medição de deslocamento e frequência de operação, transdutores muito utilizados na área de compressores se mostraram adequados. No caso da medição da temperatura na interface, o emprego de um transdutor infravermelho cumpriu a meta de medir a temperatura média na interface.

A análise mostrou que não haverá problemas para a escolha de uma arquitetura adequada. Foi sugerida uma arquitetura de aquisição que se mostra aceitável, visto que atende todos os requisitos estabelecidos e não contribui significativamente para o aumento da

incerteza de medição das grandezas. Porém, como nessa área existe um constante desenvolvimento de novos equipamentos, é importante continuar a pesquisa, visto que se pode encontrar uma solução com uma melhor relação custo-benefício.

Devido à característica inovadora deste trabalho, não foi possível se estabelecer limites para os níveis de incerteza das grandezas adquiridas, sendo necessário efetuar um estudo mais aprofundado das grandezas envolvidas nas perdas por atrito para então se definir os limites de incerteza aceitáveis.

Os estudos realizados com relação às perdas por atrito identificaram as grandezas que influenciam de forma significativa na força de atrito. Além disso, fez-se o levantamento e a seleção de métodos para a instrumentação, além de se propor transdutores compatíveis com a medição das grandezas alvo. Por fim, foi apresentada uma proposta de arquitetura de medição que atende aos requisitos de projeto.

A busca por referências relacionadas às perdas por atrito em compressores se mostrou uma tarefa árdua em função da escassez de informação. Porém, partindo para uma abrangência multidisciplinar, encontrou-se em outras áreas, material capaz de auxiliar na busca de informações a respeito da perda por atrito em equipamentos.

A princípio, houve dificuldade em descobrir uma maneira para se obter as forças de atrito no par pistão e cilindro de maneira direta. Porém, após alguns estudos chegou-se a um método capaz de, com sucessivas etapas, viabilizar tal medição. No entanto, ainda resta avaliar experimentalmente se os resultados obtidos através desse método apresentarão confiabilidade.

Ademais, no caso da temperatura da interface, o aumento dos níveis de incerteza com o aumento da temperatura medida pode se mostrar um grande problema. Portanto é necessário se aprofundar mais na influencia das variações de temperatura nas características das perdas por atrito, para então traçar limites para os níveis de incerteza.

De forma geral, o trabalho alcançou seus objetivos, cumprindo as metas traçadas e abrindo um novo leque de estudos na área de perdas por atrito em compressores herméticos.

5.2 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

O presente trabalho expõe um leque de oportunidades para trabalhos futuros, abrindo uma nova maneira de como as perdas por atrito em compressores são estudadas, trazendo conhecimento das variáveis que influenciam diretamente no valor da força de atrito e maneiras de como adquiri-las de forma eficiente sem influenciar nas características do compressor hermético. Para dar continuidade ao desenvolvimento deste, são apresentados os seguintes itens:

- a limitação da bancada para compressores convencionais pode torná-la inapta a trabalhar com os novos compressores que estão surgindo no mercado. Portanto, uma sugestão de continuidade é expandir o projeto da bancada para uma versão que também suporte compressores que trabalham a frequências elevadas, como é o caso dos lineares;
- não se tem ideia se os níveis de incerteza instrumental atingidos supre as necessidades para estudo das perdas por atrito. Logo, é necessário se fazer um estudo visando quantificar como cada grandeza de influencia compõe a incerteza das perdas por atrito (coeficiente de sensibilidade);
- como o estudo feito neste trabalho foi apenas teórico, deve-se avaliar a viabilidade da proposta de método para a medição da força de atrito apresentado. Para tanto, é necessário implementar uma bancada para validar a possibilidade de se medir as forças de atrito no conjunto pistão e cilindro com confiabilidade aceitável.

REFERÊNCIAS

ABDEL-AAL, Hisham A. **Efficiency of thermal energy dissipation in dry rubbing**. Elsevier Science, Amsterdam, p. 348-364. set. 2003.

ABNT. **Termorresistência Industrial de Platina - Requisitos e métodos de ensaio**. NBR 13773 - set 2008. Rio de Janeiro - Brasil. p. 13.

AGILENT TECHNOLOGIESa. **Agilent 34970A Data Acquisition/Switch Unit**. Product Overview. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-5290EN.pdf>. Acesso em: 10 de junho 2013.

AGILENT TECHNOLOGIESb. **Agilent 34980A Multifunction Switch/Measure Unit**. Data Sheet. Disponível em: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-1437EN.pdf>. Acesso em: 10 de junho 2013.

ALCIATORE, David G.; HISTAND, Michael B. **Introduction to Mechatronics and Measurement Systems**. 4. ed. Nova York: The McGraw-hill Companies, Inc., 2012.

ALLOCA, J. A.; STUART, A. **Transducers: theory and applications**. Reston, VA: Reston, 1984.

ARCHARD, J. F. **The Temperature of rubbing surfaces**. Wear, Reino Unido, v. 2, n. , p.438-455, 1 jan. 1959.

ASHRAE, ASHRAE Handbook “**Fundamentals, SI Edition, The American Society of Heating, Ventilation and Air-Conditioning Inc.**”, Atlanta, USA, 2005.

BAYER, R. G.; SIRICO, J. L. **The influence of surface roughness on wear**. Wear, Nova Yorque, v. 35, n. 5, p.251-260, 26 mar. 1975.

BELL, I. **The Future of Control**. IEEE Manufacturing Engineer, p.36-39, 2005.

BENEDET, M. E. **Medição de Perdas Mecânicas em Compressores Herméticos para Refrigeração Utilizando Carga Nominal**. 2006. Monografia (Graduação em Engenharia de Controle e Automação Industrial) – Programa de Engenharia de Controle e Automação Industrial, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2006.

BHUSHAN, Bharat. **Modern Tribology Handbook: Principles of Tribology**. Volume 1 Boca Raton: Crc Press, 2000. 1728 p.

BLOK, H. **The Flash Temperature Concept**. Wear, Holanda, p. 483-494. 1963.

BOWDEN, G. et al. Precision magnet movers for the Final Focus Test Beam. **Nuclear Instruments And Methods In Physics**, Stanford, n. , p.579-592, 29 jun. 1996.

BROSSE, A. et al. **Temperature measurement and heat flux characterization in grinding using thermography**. Journal Of Materials Processing Technology, França, p. 590-595. 2008.

CHEN, Zhi; LU, Chi. Humidity Sensors: **A review of materials and mechanisms**. American Scientific Publishers: Sensor Letters, EUA, v. 3, p.274-295, 27 jul. 2005.

CHOWDHURY, M. A. et al. **The Effect of sliding Speed and Normal Load on friction and Wear Property of Aluminum**. International Journal Of Mechanical & Mechatronics Engineering, Bangladesh, p. 53-57. fev. 2011.

CHOWDHURY, M. A.; NURUZZAMAN, D. M.; HANNAN, Abdul. **Effect of Sliding Velocity and Relative Humidity on Friction coefficient of Brass Sliding against Different Steel Counter faces**. International Journal Of Research And Application, Bangladesh, p. 1425-1431. mar. 2012.

CIMINO, C. **Rack-and-stack**. IEEE Computing & Control Engineering, p.16-19,2005.

COX, M. G.; SIEBERT, B. R. **The use of a Monte Carlo method for evaluating Uncertainty and expanded uncertainty**. Metrology, n. 43, p.178-188, 2006. Institute of Physics Publishing.

DAGILIS, V.; VAITKUS, L. **Experimental investigations and analysis of compressor's friction losses**. Mechanika, Kaunas: Technologija, v. 79, n. 5, p.28-35, 2009.

PROAKIS, John G.; MANOLAKIS, Dimitris G. **Digital signal processing**. 4. ed. Eua: Pearson Prentice Hall, 2006.

DEMAY, Miguel Burg. **DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS PARA MEDIÇÃO DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL EM COMPRESSORES HERMÉTICOS**. 2008. 153 f. Dissertação (Mestrado) - Ufsc, Florianópolis, 2008.

DRENKOW, G. **Future Test System Architectures**. IEEE A & E SYSTEMS MAGAZINE, p.27-32, 2005.

Du, W.Y., Yelich, S.W.: **Resistive and capacitive based sensing technologies**. Sensors & Transducers Journal 90, p. 100–116. mar. 2008.

DWYER, Daniel. **Differential Hall-effect sensors aid rotational speed control**. Disponível em: <<http://www.eetimes.com/electronics-news/4164393/Differential-Hall-effect-sensors-aid-rotational-speed-control>>. Acesso em: dez. 2012.

EMBRACOb. **Dispositivos de Sincronismo. Padrão Operacional PO GTTP00054**. Revisão 01. 2002.

EMBRACOb. **Compressor Technical Data**. Disponível em: <http://www.embraco.com/catalog/pdfs/FT001288_1.pdf>. Acesso em: 27 mar. 2013.

ENGINEERSGARAGE (Eua). **Humidity Sensor**. Disponível em: <<http://www.engineersgarage.com/articles/humidity-sensor>>. Acesso em: 17 nov. 2012.

ERICKSON, K. T. **Programmable Logic Controllers**. IEEE Potentials, p.14-17, 1996.

EXACTA. **Sugestão De Ligação De Termopares**. Disponível em: <<http://www.exacta.ind.br/?p=conteudo&id=200>>. Acesso em: 10 out. 2012.

FOX, Robert; PRITCHARD, Philip; MCDONALD, Alan. **Introdução à Mecânica dos Fluidos**. 7. ed. Usa: Ltc, 2010.

FRADEN, J.: **AIP Handbook of Modern Sensors – Physics, Design and Applications**. American Institute of Physics, New York, 2003.

GRAZIANO, Arthur; SCHMITZ, Tony L.. Sensor design and evaluation for on-machine probing of extruded tool joints. **Precision Engineering**, Florida, n. , p.525-535, 23 fev. 2011.

GUTTERMAN, L. **PXI: The Future of Test**. IEEE, p.205-214, 2002.

HAMLIN. **Technical Information: Hall Sensor**. Disponível em: <<http://www.hamlin.com/technical-detail-hall-sensor.cfm>>. Acesso em: 10 dez. 2012.

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.

IBGE. **Censo Demográfico 2010**. Disponível em: <<http://www.ibge.gov.br/home/presidencia/noticias/imprensa/ppts/00000008473104122012315727483985.pdf>>. Acesso em: 15 dez. 2012.

INFRATEMP. **Termometria Infravermelha: Teoria Básica** . Disponível em: <<http://www.infratemp.com.br/imagensDinamica/comofunciona/1412011090301.pdf>>. Acesso em: 10 mar. 2013.

INMETROa. **Guia para a expressão da incerteza de medição (ISO GUM)**, 3. ed, Rio de Janeiro, 2003.

INMETROb. **Vocabulário internacional de termos fundamentais egerais de metrologia - VIM. 1. ed**. Rio de Janeiro: [s.n.], 2012. 72 p.

ISO. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM)-Supplement 1: Numerical Methods for the Propagation of Distributions. BIPM/JCGM, 2008.

JOCSAK, Jeffrey. **The Effects of Surface Finish on Piston Ring-pack Performance in advanced reciprocating engine systems.** 2005. 103 f. Dissertação (Mestrado) - Massachusetts Institute Of Thecnology, Massachusetts, 2003.

KATO, Fábio A. **Medição de Perdas Mecânicas em Compressores Herméticos para Refrigeração.** Florianópolis, 2003. Monografia (Projeto de Fim de Curso: Ensino Superior). Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação Industrial, UFSC.

KIM, Hae-ji; KIM, Nam-kyung; KWAK, Jae-seob. **Heat flux distribution model by sequential algorithm of inverse heat transfer for determining workpiece temperature in creep feed grinding.** International Journal Of Machine Tools & Manufacture, Amsterdan, p. 2086-2093. 27 jan. 2006.

KURKA, P. R .g.; IZUKA, J. H.; PAULINO, K. L. G. **Dynamics loads of reciprocating compressors with flexible bearings.** Mechanism And Machine Theory, Campinas, v. 52, n. , p.130-143, fev. 2012.

KYOWA. **StrainGages.** Disponível em: <http://www.kyowa-ei.co.jp/eng/product/strain_gages/gages>. Acesso em: 15 out. 2012.

LABCELL. **FastTemp:** Fast Response Thermocouple Module. Disponível em: <http://www.labcell.com/media/36024/ecm_fasttemp-email.pdf>. Acesso em: 10 mar. 2013.

LAI, Yuqing. **Eddy Current Displacement Sensor with LTCC Technology.** 2005. 118 f. Dissertação (Mestrado) - Der Albert-ludwigs Universität Freiburg, Breisgau, 2005.

LAUTERBACH, M. J. **Building an Automated Test System Using Modular Signal Sources and Digitalizers.** IEEE, p.72-76, 2003.

LEE, H. K. et al. **Development of the Linear Compressor for a Household Refrigerator.** International Compressor Engineering Conference, Korea, v. 15, n. , p.31-38, 25 jul. 2000.

LEFEBVRE, A. et al. **Measurement of grinding temperatures using a foil/workpiece thermocouple.** International Journal Of Machine Tools & Manufacture, França, p. 1-10. 25 fev. 2012.

LI, H; WANG, R. Performance Improvement of R134a Refrigerator Compressor. **Fifteenth International Compressor Engineering Conference At Purdue University**, West Lafayette, n. , p.563-570, 25 jul. 2000.

MACRO SENSORS. **LVDT Basics.** Disponível em: <http://www.macrosensors.com/lvdt_tutorial.html>. Acesso em: 10 out. 2012.

MAMALIS, A. G. et al. **Effect of the workpiece material on the heat affected zones during grinding: a numerical simulation.** Springer-verlag London Limited, Londres, v. 22, n. , p.761-767, 19 ago. 2003.

MARSCHER, William D. **A Critical Evaluation of the *Flash Temperature Concept.*** Asle Transactions, Pennsylvania, p. 137-174.maio 1981.

MEASUREMENT SPECIALTIESa. **Temperature Sensors: Advantages & Disadvantages.** Disponível em: <http://www.meas-spec.com/downloads/Temperature_Sensor_Advantages.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2013.

MEASUREMENT SPECIALTIESb. **Application Note: MEAS LVDT Technology.** Disponível em: <http://www.meas-spec.com/downloads/LVDT_Technology.pdf>. Acesso em: 20 jan. 2013.

MICRO-EPSILONa. **More Precision: induSENSOR.** Disponível em: <<http://www.micro-epsilon.com/download/products/cat--induSENSOR-en.pdf>>. Acesso em: 10 out. 2012.

MICRO-EPSILONb. **ThermoMETER:** Non-contact IR temperature sensors. Disponível em: <http://www.micro-epsilon.com/download/products/_temperature/dax--thermoMETER-CTfast--en-us.html>. Acesso em: 15 jun. 2013.

MTI. **FiberOpticMeasurement Systems**. Disponível em:
 <<http://www.mtiinstruments.com/products/fiberopticmeasurement.aspx>>
 .Acesso em: Junho de 2012.

NATIONAL INSTRUMENTSa. **Temperature Sensor Handbook**. Austin, 2008.76 p.

NATIONAL INSTRUMENTSb. **RTD, Thermistor, Thermocouple Comparison Chart**. Disponível em:
 <<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/C50FA55B3B2F85D9862572D00083350E>>. Acesso em: jan. 2012.

NATIONAL INSTRUMENTSc. **LabVIEW Fundamentals**. [S.l.], Agosto. 2007.

NATIONAL INSTRUMENTSd. **Aquisição de dados**. Disponível em:
 <<http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/pt/>>. Acesso em: 10 maio 2013.

NATIONAL INSTRUMENTSe. **Sistemas Híbrido**. Disponível em:
 <<http://www.ni.com/white-paper/3464/pt/>>. Acesso em: 10 maio 2013.

NATIONAL INSTRUMENTSf. **NI Mechatronics Machine Design Guide**. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/7266/en/>>.
 Acesso em: 08 jun. 2013.

NATIONAL INSTRUMENTSg. **NI PCI-6250**. Disponível em:
 <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/14122>>. Acesso em: 10 jun. 2013.

NATIONAL INSTRUMENTSh. **NI PCI-6122**. Disponível em:
 <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/201939>>. Acesso em: 10 jun. 2013.

OH, W.; LEE, H.; LEE, I. **Measuring Friction Losses Using Accelerometer**. International Compressor Engineering Conference, Korea, p.341-346, 1994.

OLYMPUS.Eddy Current Probe Tutorial. Disponível em: <<http://www.olympus-ims.com/es/ndt-tutorials/eca-tutorial/>>. Acesso em: out. 2012.

OMEGAa. The Thermocouple. Disponível em: <<http://www.omega.com/temperature/z/pdf/z021-032.pdf>>. Acesso em: jul. 2012.

OMEGAb. Fast Response Fiber Optic Infrared Sensors. Disponível em: <http://www.omega.com/pptst/OS1562_1572.html>. Acesso em: 10 jan. 2013.

OMEGAc. High Speed Industrial Fiber Optic Infrared Transmitter. Disponível em: <http://www.omega.com/ppt/pptsc.asp?ref=OS4000_Series>. Acesso em: 10 jan. 2013.

OMEGAd. Dynamic load cells for high-frequency tension/compression force measurements: DLC101 Series. Disponível em: <<http://www.omega.com/Pressure/pdf/DLC101.pdf>>. Acesso em: 11 nov. 2012.

OMEGAe. Unsheathed Fine Gage Microtemp Thermocouples. Disponível em: <http://www.omega.com/pptst/IRCO_CHAL_P13R_P10R.html>. Acesso em: 15 fev. 2013.

OMEGAf. The Ld100, A Fast Linear Displacement Transducer. Disponível em: <<http://www.tuner.tw/omega%20cd/zsection/7685USA.PDF>>. Acesso em: 30 jul. 2013.

OPTO22. Understanding Programmable Automation Controllers (PACs) in Industrial Automation. White paper, 2008.

PCB PIEZOTRONICS INCa.(EUA). Dynamic Force and Strain Sensors. Disponível em: <http://www.pcb.com/Linked_Documents/Force-Torque/Catalog/Sections/FTQ200G_0107_Quartz.pdf>. Acesso em: 15 set. 2012.

PCB PIEZOTRONICS INCb. **Model 208C01 ICP® Force**

Sensor. Disponível em:

<http://www.pcb.com/contentstore/docs/PCB_Corporate/ForceTorque/Products/Manuals/208C01.pdf>. Acesso em: 10 out. 2012.

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.

PHILTECa. **Fiber Optic Sensors for Displacement and Vibration**. [S.l.], Fevereiro 2009.

PHILTECb. **RC MODEL SENSORS: REFLECTANCE COMPENSATED**. Disponível em:

<<http://www.philtec.com/products/rcmodelsensors.html>>. Acesso em: 10 out. 2012.

POLETTI, E. L. **Aprimoramento de uma bancada de ensaios de desempenho de compressores herméticos visando reduzir incertezas de medição.** Dissertação (Mestrado) - Curso de Pós-Graduação em Metrologia Científica e Industrial. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2006. 107 p.

POSSAMAI, Fabricio C; TODESCAT, Marcio L. A Review of Household Compressor Energy Performance. **International Compressor Engineering Conference**, Joinville, n. , p.C067, Page 1-C067, Page 7, 12 jul. 2004.

PRATA, A. T.; FERNANDES, J. R. S.; FAGOTTI, F. **Piston Lubrication In Reciprocating Compressors**. Engenharia Térmica, Florianópolis, v. 1, n. , p.56-63, 2001.

RIELLA, Humberto Leitão. **DESENVOLVIMENTO DE BANCADA DE ENSAIO PARA CARACTERIZAÇÃO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DE SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE DESLOCAMENTO**. 2010. 214 f. Dissertação (Mestrado) - UFSC, Florianópolis, 2010.

SANG, Yi; DUBÉ, Martin; GRANT, Martin. **Dependence of friction on roughness, velocity, and temperature.** Physical Review E, Canada, v. 77, n. , p.036123.1-036123.11, 27 mar. 2008.

SCUSSEL, Julio N.; CERVELIN, Leonardo N. **Relatório interno – Método para análise das forças de atrito em compressores alternativos herméticos,** Florianópolis, 2013.

SHEN, Bin et al. **Thermocouple Fixation Method for Grinding Temperature Measurement.** Journal Of Manufacturing Science And Engineering, Massachusetts, p. 051014-1-051014-8. out. 2008.

SCHLICKMANN, Daniel Garcia. **Aprimoramento E Caracterização Do Comportamento Metrológico De Uma Bancada De Ensaio De Partida E De Tombamento De Compressores De Refrigeração.**2012. 141 f. Dissertação (Mestrado) - UFSC, Florianópolis, 2012.

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. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.

STACHOWIAK, Gwidon W.; BATCHELOR, Andrew W.; STACHOWIAK, Grazyna B. **Experimental Methods in Tribology.** Amsterdam: Elsevier Science, 2004. 335 p.

STARKLOFF, E.; FOUNTAIN, T.; BLACK, G. **The PXI Modular Instrumentation Architecture.** IEEE, p.156-165, 2003.

STEFANESCU, Dan Mihai. **Handbook of Force Transducers: Principles and Components.** Romania: Springer, 2011. 643 p.

STOECKER, W. F.; SAIZ JABARDO, J. M. **Refrigeração Industrial.** 2. ed. Edgard Blücher LTDA, 2002.

U.S DEPARTMENT OF ENERGY. **Fundamentals Handbook, Mechanical Science.** Washington D.C, Vol. 2, Janeiro, 1993. Disponível em:

<<http://www.hss.energy.gov/nuclearsafety/ns/techstds/standard/standard.html>>. Acesso em: 20 nov.2012.

VAISALAA (EUA). **Humidity Measurement in Test Chambers and Incubators - Questions and Answers**. Disponível em:

<<http://www.vaisala.com/Vaisala/Documents/Applicationnotes/HumidityMeasurementinTestChambers-FAQs-application-note-B210927EN-A.pdf>>. Acesso em: 21 out. 2012.

VAISALAB. **HMT330 Series Humidity and Temperature Transmitters for Demanding Humidity Measurement**. Disponível em:

<<http://www.vaisala.com/en/products/humidity/Pages/HMT330.aspx>>. Acesso em: 20mar. 2013.

WATLOW ELECTRIC MANUFACTURING COMPANY (Eua). **Temperature Sensors**. Disponível em: <http://www.m-r-c.co.il/Media/Doc/TechnicalInformation/Temp_Measuring1.pdf>. Acesso em: 10 jan. 2013.

WEBSTER, J.G. (Editor-in-Chief): **The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook**. CRC Press – Springer – IEEE Press, Boca Raton, 1999.

WHIRLPOOLA. **Perfil Institucional Whirlpool Corporation**. Disponível em:

<<http://www.whirlpool.com.br/site/p/institucional/perfil/whirlpool-corporation>>. Acesso em: Dezembro de 2012.

WHIRLPOOLB. **About Whirlpool Corporation**. Disponível em:<<http://www.whirlpoolcorp.com/about/default.asp>>. Acesso em: Dezembro de 2012.

WHIRLPOOLC. **Perfil Institucional EMBRACO**. Disponível em: <<http://www.whirlpool.com.br/site/p/institucional/perfil/embraco>>. Acesso em: Dezembro de 2012.

WINDOW, A.L., Holister, G.S.: **Strain Gage Technology**. Elsevier Applied Science, London, New York, 1989.

WOLFE, R. **Short Tutorial on VXI/MXI**. National Instruments, Application Note 030, p.27-32, 2005.

XU, Xipeng; MALKIN, Stephen. **Comparison of Methods To Measure Grinding Temperatures**. Journal Of Manufacturing Science And Engineering, Massachusetts, p. 191-195. maio 2001.

APÊNDICE A - PRINCÍPIOS DE TRANSDUÇÃO DAS VARIÁVEIS DE INTERESSE

Este apêndice apresenta alguns transdutores indicados para a medição das grandezas definidas como importante para uma bancada de análise das perdas por atrito em compressores herméticos. Como este é um assunto que pode ser tratado separadamente do restante do trabalho, decidiu-se apresentá-lo na forma de apêndice.

Nos ensaios de perdas por atrito, segundo os autores Bhushan (2000), Stachowiak, Batchelor e Stachowiak (2004), Sang, Dubé e Grant (2008), uma série de grandezas são importantes para se compreender as formas, efeitos e magnitude das perdas de energia. Então é importante definir quais os transdutores são compatíveis com cada grandeza que se pretende medir.

Diferentemente dos métodos apresentados no item 2.3 - muito utilizados atualmente - pretende-se trazer conhecimento, de várias áreas no estudo das perdas por atrito para a área de compressores herméticos.

Ainda, segundo Bhushan (2000), as grandezas de interesse na medição da força de atrito são: força de atrito; temperatura na interface; temperatura ambiente; umidade relativa; deslocamento e frequência de oscilação.

Abaixo são explicados os principais transdutores usados para medição de cada grandeza, bem como a comparação deles para saber qual melhor se adapta à medição pretendida.

A.1 TRANSDUTORES DE FORÇA

Pode-se definir força como qualquer influência que faz um objeto sofrer mudanças, seja em forma de movimento, direção, ou geometria. (STEFANESCU, 2011).

A fim de executar a medição de esforços é necessário primeiramente identificar quais as características da grandeza, se a mesma possui componentes dinâmicas ou não, a magnitude dela e quais os níveis de incerteza se pretende atingir.

Assim - como destacado no item 2.4 - as forças de atrito presentes em compressores possuem característica dinâmica e, portanto, a busca por transdutores compatíveis é necessária.

Apesar de existirem outros transdutores de força, nesse tópico serão enfatizados somente os transdutores de força resistivos e piezelétricos, visto que esses modelos, além de serem os mais empregados, cobrem variadas faixas de medição e de frequência.

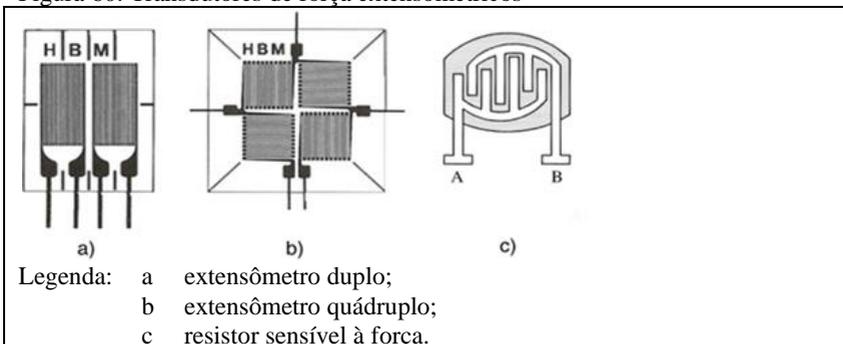
A.1.1 Transdutores de força resistivos

Quando submetidos à força, os transdutores de força resistivos respondem variando a sua resistência. Através dessa variação é possível encontrar o valor de força a qual eles estão submetidos. As vantagens deste tipo de transdutor são: boa confiabilidade, construção simples, resolução ajustável e, teoricamente, livre de manutenção (DU; YELICH, 2008). Ademais, a resistência elétrica é uma das propriedades elétricas mais fáceis de se medir com baixa incerteza.

Apesar de existirem outros transdutores de força resistivos, como por exemplo, potenciômetros e de fios resistivos pré-tensionados, será abordado apenas os do tipo extensométricos (metálico e semiconductor) e resistores sensíveis à força por estes representarem os transdutores mais usados e que possuem as melhores características como um todo (STEFANESCU, 2011).

A figura 60 apresenta os transdutores de força resistivos mais comuns, sendo eles: os extensômetros e os resistores sensíveis à força (STEFANESCU, 2011).

Figura 60: Transdutores de força extensométricos



Fonte: Stefanescu, 2011.

Extensômetros metálicos e semicondutores³³ utilizam as características de variação da resistência devido à deformação de um material elástico para medir a força aplicada. Já os resistores sensíveis à força utilizam a propriedade que possuem certos polímeros de exibir redução na resistência com o aumento da força aplicada (WEBSTER, 1999).

Os transdutores de força resistivos são baseados na variação da resistência elétrica R através de mudanças do comprimento área do transdutor e na resistividade ao sofrerem ação de uma força (equação (50)) (STEFANESCU, 2011).

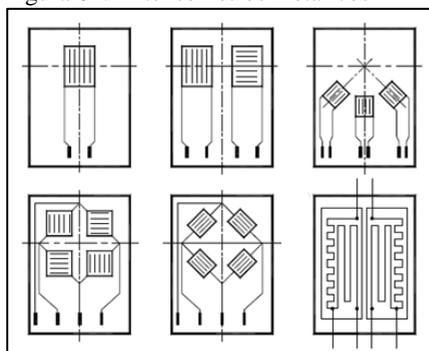
$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (50)$$

onde,

ρ	resistividade	$[\Omega m]$;
l	comprimento do condutor	$[m]$;
A	área da seção transversal	$[m^2]$.

Os extensômetros metálicos (figura 61) possuem uma distribuição espacial de alguns milímetros, logo, o transdutor não consegue ser pequeno, e possui uma baixa rigidez em conjunto de uma pequena massa, ou seja, há uma baixa frequência natural que deve ser considerada quando se estiver executando medições dinâmicas. Em suma, os extensômetros metálicos não são os mais indicados para medições dinâmicas.

Figura 61: Extensômetros metálicos

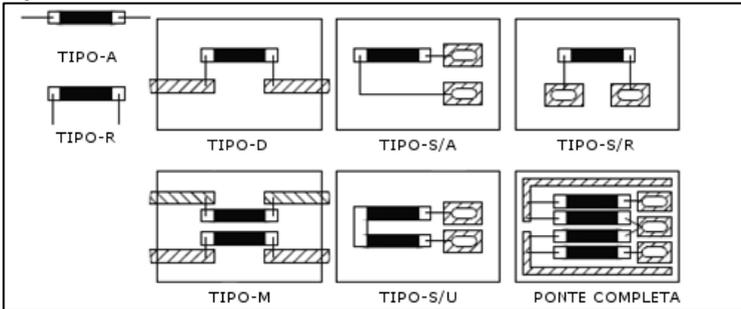


Fonte: Stefanescu, 2011.

³³Os extensômetros semicondutores também são caracterizados por serem piezoresistivos.

Para contornar esse problema algumas vezes é recomendada a utilização de extensômetros semicondutores (figura 62). Pois, apesar de estes possuírem um custo superior aos metálicos, eles apresentam uma maior sensibilidade, resultando em uma maior frequência natural para medições dinâmicas (STEFANESCU, 2011).

Figura 62: Extensômetros semicondutores



Fonte: Stefanescu, 2011.

A sensibilidade à deformação, k , de um extensômetro, é definida como (STEFANESCU, 2011):

$$k = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l} = 1 + 2 \cdot \nu + \frac{\Delta \rho/\rho}{\Delta l/l} \quad (51)$$

onde,

ν	coeficiente de Poisson	[adm];
Δl	variação de comprimento do condutor	[m];
l	comprimento do condutor	[m];
$\Delta l/l$	deformação do extensômetro	[m/m];
R	resistência elétrica do extensômetro	[Ω];
ΔR	Variação da resistência elétrica do extensômetro	[Ω].

Quando comparado aos extensômetros metálicos, os do tipo semicondutor se destacam pelas seguintes vantagens (STEFANESCU, 2011):

- ampla faixa de resistências, indo desde 10 Ω até 10 k Ω ;
- sensibilidade à deformação que chega a ser até 70 vezes maior que o dos extensômetros convencionais (KYOWA, 2012);

- histerese nula;
- alta resistência à fadiga;
- reduzidas dimensões, resultando em pouca dissipação de energia, possibilitando a criação de transdutores miniaturizados.

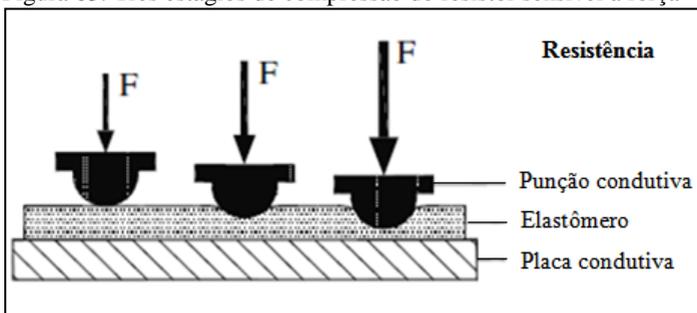
Já como desvantagens, os extensômetros do tipo semicondutor têm:

- menor linearidade;
- faixa de deformação mais limitada;
- maior sensibilidade a variação de temperatura.

Circuitos elétricos especiais são montados para medir a deformação sofrida pelos extensômetros montados sob corpos de prova. Esse circuito é chamado de ponte de Wheatstone, podendo ser montado em um quarto, meia ponte ou ponte completa, com o objetivo de aumentar a sensibilidade, linearidade e reduzir as derivas térmicas e temporais através do equilíbrio de forças.

Resistores sensíveis à força podem ser fabricados utilizando materiais em que a resistência elétrica é função da deformação, como borrachas condutoras (FRADEN, 2003). O princípio de operação desses sensores elastoméricos³⁴ é baseado na variação da área de contato quando há o aperto entre duas placas, ou com a mudança na espessura do elastômero entre duas placas condutoras quando a força externa varia (figura 63).

Figura 63: Três estágios de compressão do resistor sensível à força

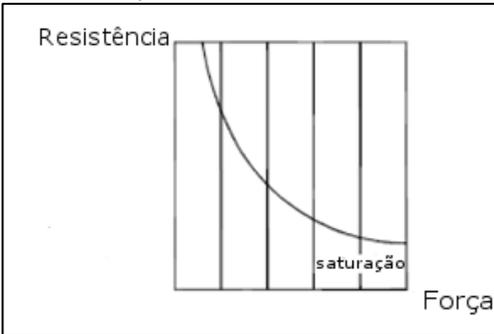


Fonte: Stefanescu, 2011.

³⁴Polímero viscoelástico.

Com a aplicação de uma força a área de contato entre as interfaces muda, gerando uma redução na resistência elétrica do componente (figura 64).

Figura 64: Curva de variação da resistência em função da força do resistor sensível à força



Fonte: Stefanescu, 2011.

Um dos grandes problemas dos transdutores de força extensométricos é o fato de serem limitados quando aplicados à medição de forças dinâmicas devido à inércia apresentada pelo extensômetro e seu substrato em sofrerem deformação para efetuar a medição.

A escolha do extensômetro deve levar em conta a durabilidade necessária, qual faixa de temperatura ele será utilizado, a resistência à umidade, o limite máximo de alongamento do extensômetro e a corrente máxima suportada por ele (STEFANESCU, 2011).

A.1.2 Transdutores de força piezelétricos

As principais diferenças entre os transdutores piezelétricos e os resistivos reside no fato de que os primeiros são incapazes de medir grandezas estáticas, porém são mais indicados para a medição de forças dinâmicas³⁵, enquanto os resistivos são mais compatíveis com a medição de forças de baixa frequência e são capazes de realizar a medição de esforços estáticos (STEFANESCU, 2011).

³⁵ A resposta em frequência de um quartzo piezelétrico chega a ser dez vezes maior que a resposta de um transdutor resistivo equivalente (STEFANESCU, 2011).

Os elementos passivos que compõem os transdutores de força piezelétricos (resistências, capacitâncias e indutâncias), que são designados a deformarem durante o carregamento, trazem vários problemas, entre eles (STEFANESCU, 2011):

- a estrutura dos elementos sensíveis é sujeita a falha por fadiga;
- a resposta em frequência é limitada pela rigidez do elemento sensível;
- variações na temperatura afetam mecânica e eletricamente as propriedades dos materiais elásticos, causando uma variação no sinal de saída não relacionada à força aplicada;
- a sensibilidade varia com o tempo devido ao envelhecimento dos elementos do material e de contorno do transdutor. Calibrações periódicas são requeridas.

A grande vantagem dos transdutores de força piezelétricos é o intervalo de forças que se pode trabalhar, indo desde milinewtons até meganewtons. Eles possuem uma grande capacidade de prover medições com baixa incerteza e maior sensibilidade à pequenas variações da força, mesmo na presença de forças muito superiores.

Ainda, os transdutores piezelétricos são menores e mais caros que os extensômetros de capacidade equivalente; porém, possuem uma frequência de corte superior a estes.

A.1.3 Vantagens e desvantagens dos transdutores de força

Após analisar as alternativas mais comuns no mercado, é possível se montar uma tabela para comparar as vantagens e desvantagens de cada método. Logo abaixo; na tabela 15, é apresentado, com mais detalhes, cada método que pode ser utilizado para a medição de forças.

Seguindo a tabela 15 é possível notar que cada tipo de transdutor possui peculiaridades próprias, cada um possuindo uma melhor compatibilidade com determinada aplicação.

Tabela 15: Comparação entre os sensores mais usuais para medição de esforços

Sensor	Vantagens	Desvantagens
Extensômetro metálico	<ul style="list-style-type: none"> baixo custo 	<ul style="list-style-type: none"> baixa sensibilidade limitado a baixas frequências
Extensômetro semicondutor	<ul style="list-style-type: none"> possui sensibilidade superior a dos extensômetros metálicos histerese nula alta resistência à fadiga dissipa pouca energia, possibilitando a criação de transdutores miniaturizados 	<ul style="list-style-type: none"> custo superior aos do tipo metálico mais sensível à temperatura que o extensômetro metálico limitado a baixas frequências
Resistor sensível à força	<ul style="list-style-type: none"> baixo custo frequência de corte superior a dos metálicos 	<ul style="list-style-type: none"> baixa sensibilidade frequência de corte superior a dos piezelétricos
Célula de carga piezelétrica	<ul style="list-style-type: none"> consegue medir esforços dinâmicos com alta frequência vão desde milinewtons a até meganewtons possui baixa incerteza alta resolução para pequenas variações de força 	<ul style="list-style-type: none"> alto custo incapaz de medir forças estáticas deriva térmica deriva temporal requer calibração mais frequente

Fonte: Adaptado de Stefanescu, 2011.

Para o caso de medições dinâmicas, as células de cargas piezelétricas são as mais indicadas, visto que elas possuem frequência de corte muito superior às outras alternativas. Porém, para medições estáticas, os extensômetros do tipo semicondutor podem ser uma ótima alternativa pois esses, apesar de suportarem menor deformação que os do tipo metálico, possuem maior sensibilidade à variação de força. Levando em conta que o alvo de estudo são as forças de atrito em compressores herméticos, os transdutores do tipo extensométricos são os mais compatíveis com a aplicação, já que essa força possui natureza cíclica e dependente da frequência rotacional de trabalho do compressor.

A.2 TRANSDUTORES DE DESLOCAMENTO E FREQUÊNCIA DE OSCILAÇÃO

A medição relacionada à extensão do movimento de um objeto normalmente é referida como medições de deslocamento. Devido ao grande nível de importância, constantemente, novos métodos para medição de deslocamento e frequência de oscilação vêm sendo desenvolvidos e aprimorados.

No caso de compressores alternativos de refrigeração, o deslocamento do pistão no interior do cilindro é função da frequência rotacional de funcionamento do compressor. Portanto, o transdutor escolhido deve possuir suas características compatíveis com a aplicação.

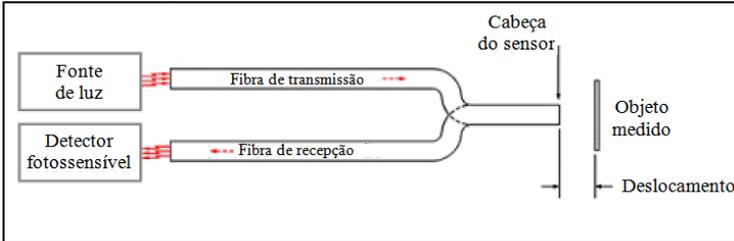
Apesar de existirem diversos tipos de transdutores de deslocamento, nesse capítulo está focado nos mais comuns, sendo eles: a fibra ótica; o LVDT; o FLDT; o sensor de sincronismo; sensor Eddy; sensor de efeito Hall; encoder digital ótico. Sendo assim, pretende-se apresentar, de forma geral, o princípio de funcionamento destes métodos usados para medição de deslocamento os quais, a partir deles, é possível se obter outras variáveis, como a frequência de oscilação e aceleração do conjunto.

A.2.1 Transdutor de fibra ótica para a medição de deslocamento sem contato

Os transdutores de fibra ótica utilizam fibras de vidro para transmitir a luz de um ponto a outro. Eles basicamente são compostos por: uma ponteira; um cabo de fibra ótica; um amplificador optoeletrônico. Esse tipo de transdutor é capaz de adquirir o deslocamento através da emissão de uma intensidade de luz na superfície que se pretende medir o deslocamento, uma fibra de recepção, que recebe o reflexo provocado pela superfície, o qual retorna a um detector fotossensível que é responsável por identificar a intensidade de luz (figura 65). A intensidade da luz refletida pela superfície é proporcional à distância entre a ponta do transdutor e o objeto medido. Esse método é capaz de realizar medições sem contato e possibilita realizar medições de deslocamento em alta frequência. Mas, como as medições podem ser influenciadas pela refletividade do corpo medido, existem modelos de transdutores capaz de compensar as variações de refletividade das superfícies (PHILTECa, 2009).

Além disso, a fibra ótica é imune aos campos magnéticos que possam vir a influenciar na medição (PHILTECa, 2009).

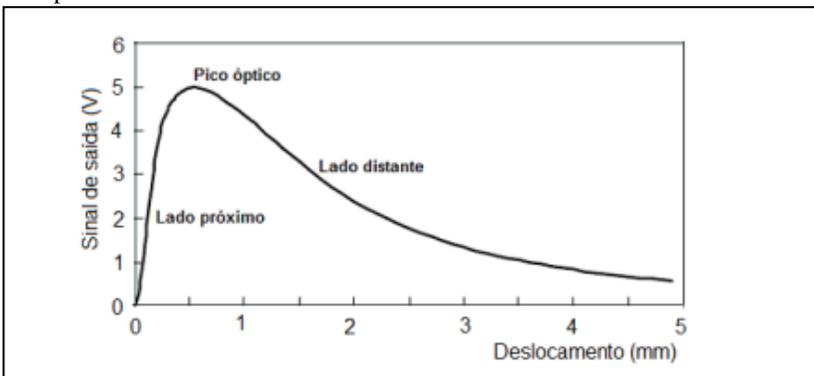
Figura 65: Princípio de funcionamento do transdutor de fibra ótica



Fonte: Penteadó, 2009.

A resposta desse tipo de transdutor varia conforme a existência ou não da compensação da refletividade. Para o caso dos transdutores sem compensação (figura 66), há o aparecimento de duas faixas lineares. A região entre essas duas faixas, na qual o sinal de saída é máximo, é conhecida como pico óptico. O lado a esquerda do pico óptico indicado pela figura 66 (lado próximo) possui uma sensibilidade mais elevada, porém uma faixa de medição reduzida. Já o lado a direita (lado distante) permite medições maiores a custo de uma sensibilidade reduzida (PHILTECa, 2009 e MTI, 2012).

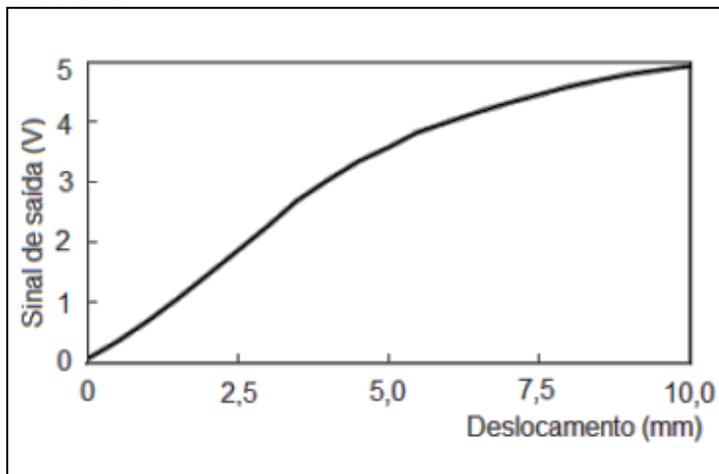
Figura 66: Resposta do transdutor de fibra ótica sem compensar a refletividade da superfície



Fonte: Riella, 2010.

No caso dos transdutores com compensação de refletividade, a curva apresentada não possui um pico ótico e apresenta uma única faixa linear (figura 67).

Figura 67: Resposta do transdutor de fibra ótica com compensação da refletividade



Fonte: Riella, 2010.

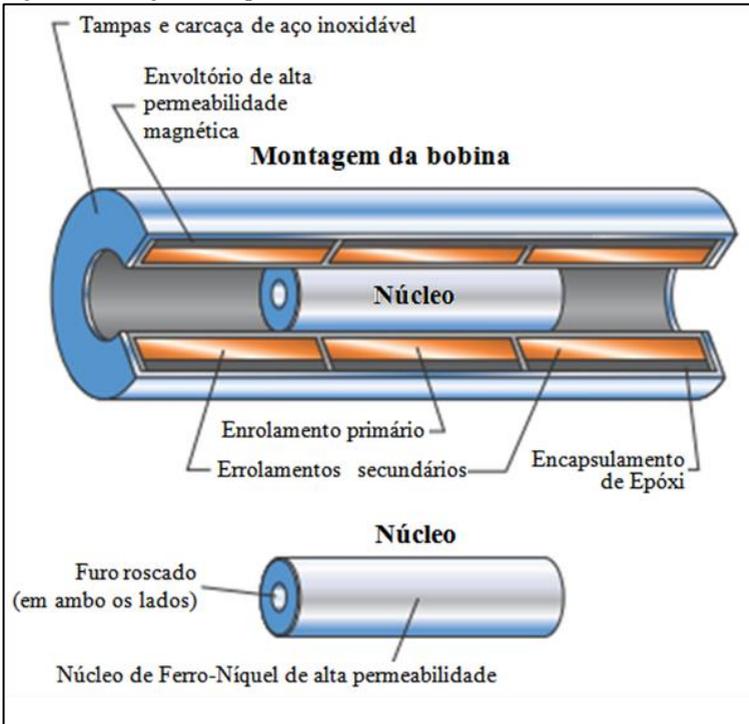
O grande problema da fibra ótica é a sua delicadeza e custo elevado quando comparado as outras alternativas no mercado. Além disso, mesmo com o circuito de compensação, ela ainda sofre influência da refletividade do material o qual será usado como referência para a medição (RIELLA, 2010).

A.2.2 Transformador Diferencial Linear Variável

Os transdutores do tipo LVDT³⁶ (figura 68) são capazes de transformar o deslocamento linear do corpo que está sendo medido em um sinal elétrico correspondente. Eles funcionam sob o princípio da variação mútua de indutância. O deslocamento do núcleo provoca uma variação na tensão de saída, que é a diferença entre as tensões induzidas em cada enrolamento secundário (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

³⁶*Linear Variable Differential Transformer* - Transformador Diferencial Linear Variável.

Figura 68: Diagrama esquemático do LVDT



Fonte: Adaptado de Macro Sensors, 2012.

O núcleo do LVDT é composto de um material permeável magneticamente, o qual é livre para se movimentar no interior da bobina. Ele é afixado no material no qual a posição está sendo medida. Não havendo contato físico entre o núcleo e a bobina.

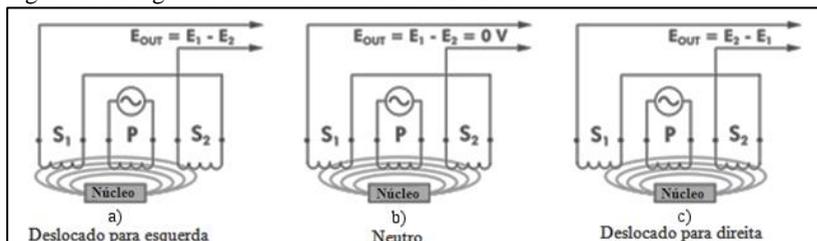
A figura 69 ilustra o funcionamento do LVDT. O enrolamento primário (P) deve ser excitado por uma fonte alternada com amplitude constante para induzir uma resposta alternada nos enrolamentos secundários (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

Caso o núcleo se encontre exatamente entre os núcleos secundários, as tensões de saída induzidas pelos enrolamentos S_1 e S_2 são iguais, resultando em uma tensão de saída E_{out} igual a zero (figura 69.b).

Se o núcleo for movido para mais próximo de um dos enrolamentos secundários, aparecerá um desbalanceamento nas tensões geradas nos enrolamentos S_1 e S_2 , causando o aparecimento de uma

tensão de saída E_{out} diferente de zero (figura 69.a e figura 69.c) (MACRO SENSORS, 2012).

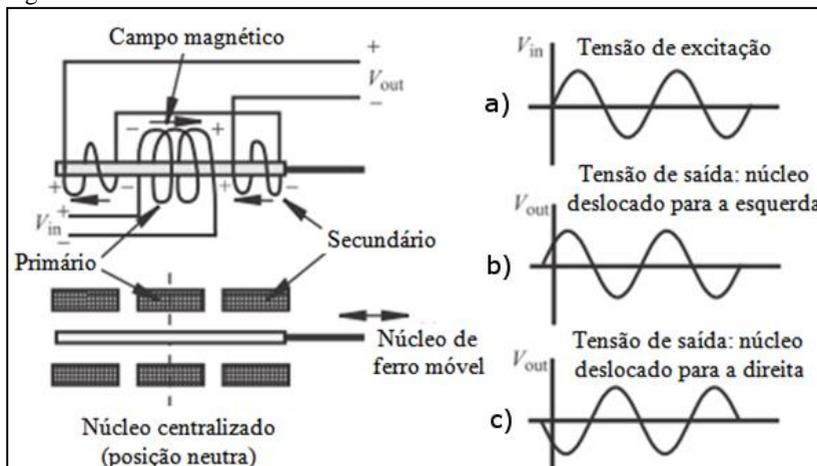
Figura 69: Diagrama de funcionamento do LVDT



Fonte: Adaptado de Macro Sensors, 2012.

Ao excitar o transdutor LVDT com um sinal de tensão representado na figura 70.a. Quando o núcleo se desloca da posição neutra para a esquerda, ele apresenta um sinal de resposta também deslocado (figura 70.b). Já quando ele se desloca para a direita, o sinal de saída fica conforme o valor mostrado na figura 70.c.

Figura 70: LVDT - Características da tensão de entrada e saída

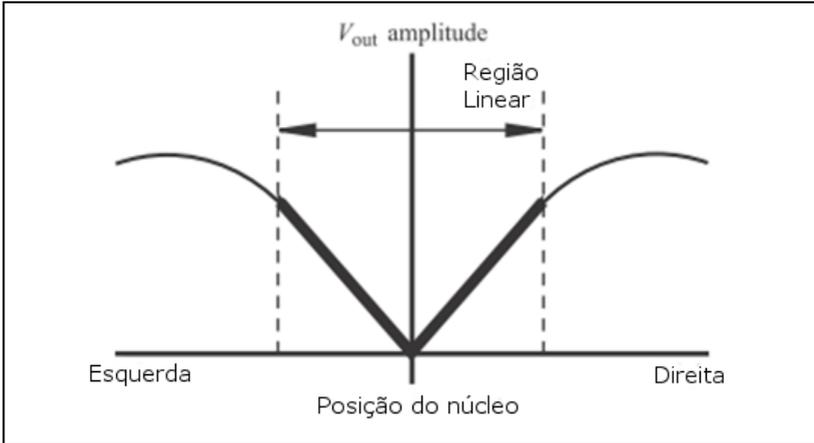


Fonte: Adaptado de Alciatore; Histand, 2012.

A partir do momento em que o núcleo do LVDT sai da posição neutra (centralizada), a amplitude do sinal de saída aumenta

proporcionalmente de forma linear (figura 71) (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

Figura 71: Intervalo de medição linear do LVDT



Fonte: Adaptado de Alciatore; Histand, 2012.

Os transdutores do tipo LVDT podem ser usados para medir deslocamentos e velocidades lineares.

Além da resolução infinita³⁷ e ótima linearidade, o LVDT possui maior confiabilidade para ambientes agressivos. Já o tamanho físico e as exigências do movimento para determinadas medições são grandes desvantagens. A inércia do núcleo e mecanismo podem limitar a velocidade aplicada ao núcleo e a frequência de resposta ao medir deslocamentos (TRIETLEY,1986).

A.2.3 Sensores baseados em correntes de Foucault

As correntes de Foucault são correntes parasitas induzidas em um material condutor. Os equipamentos mais conhecidos baseados nesse

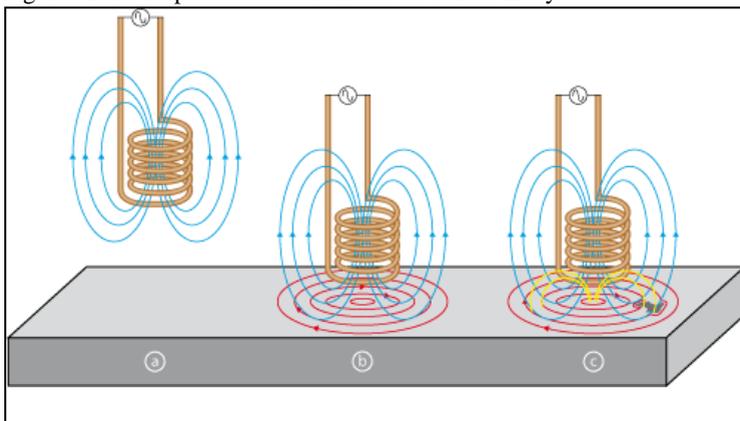
³⁷Como o LVDT funciona com o princípio da variação de indução, a resolução dele é infinita. Na prática, o limitador da resolução é a sensibilidade do sistema eletrônico agregado ao LVDT em perceber essas variações na tensão de saída (ALLOCA, STUART, 1984).

fenômeno são os sensores Eddy e os transdutores indutivos de deslocamento.

Sensores de corrente Eddy, os quais operam utilizando campos magnéticos são frequentemente aplicados na indústria para medir deslocamentos, distâncias, velocidades, entre outras grandezas.

A medição é realizada pela injeção de corrente alternada na bobina do transdutor, a qual provoca o aparecimento de um campo magnético alternado (indicado em azul na figura 72.a). Quando a bobina é aproximada da superfície condutiva, correntes alternadas opostas são geradas (indicado em vermelho na figura 72.b). As correntes de Eddy, então, criam então um campo magnético oposto àquele gerado pela corrente injetada no sensor (indicado em amarelo na figura 72.c) (OLYMPUS, 2012). Essa interação é proporcional à distância entre o transdutor e o objeto.

Figura 72: Princípio de funcionamento do sensor Eddy



Fonte: Olympus, 2012.

A faixa de medição dos sensores tipo Eddy é relativamente pequena; estando, usualmente entre (0,4 e 80,0) mm e, geralmente, esses sensores não são capazes de trabalhar em ambientes submetidos à alta pressão (RIELLA, 2010).

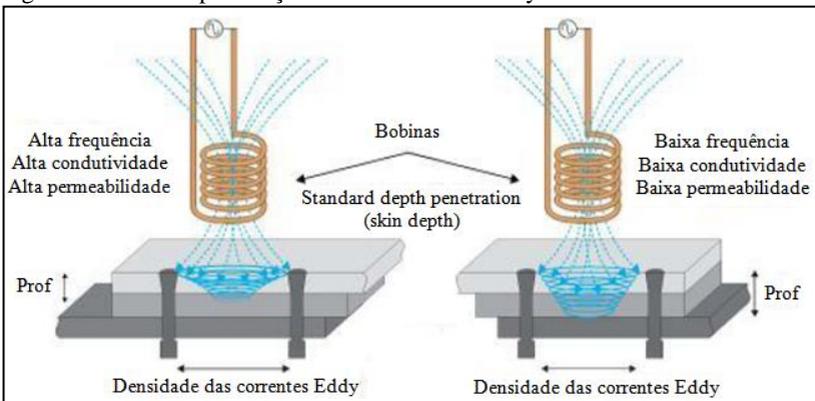
A capacidade de penetração das correntes de Eddy (Figura 73) é representada por um parâmetro conhecido como profundidade de penetração (δ), e equivale ao valor no qual a corrente de Eddy corresponde a 37% do valor da mesma na superfície. Essa característica é dada pela seguinte equação (52) (FRADEN, 2003):

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{(\pi f \mu \sigma)}} \quad (52)$$

onde,

δ	profundidade de penetração	[mm];
f	frequência de excitação	[Hz];
π	constante	[];
μ	permeabilidade magnética	[H/mm];
σ	condutividade elétrica	[1/(\Omega . mm)].

Figura 73: Grau de penetração das correntes de Eddy



Fonte: Olympus, 2012.

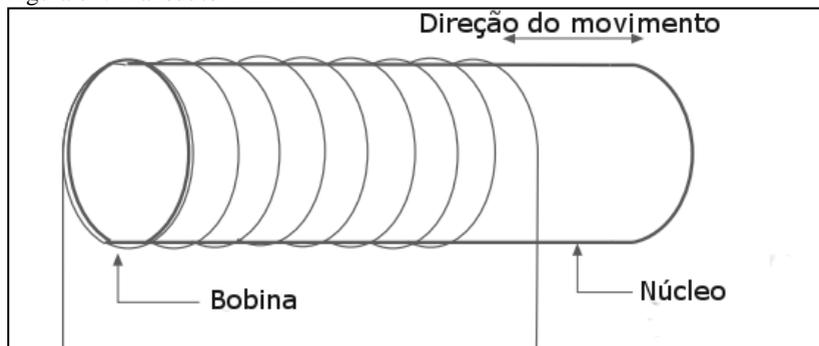
O grau de penetração das correntes de Eddy (Figura 73) depende das características de condutividade e permeabilidade do material medido e também da frequência utilizada na excitação da bobina.

Apesar de amplamente utilizado na indústria, o fato de o sensor Eddy possuir uma faixa de medição relativamente pequena, pode comprometer a medição do deslocamento do pistão durante o funcionamento do compressor.

Para contornar a faixa de medição restrita do sensor Eddy, foi desenvolvido um transdutor baseado em correntes de Foucault que utiliza um núcleo no interior de uma bobina para medir o deslocamento, reduzindo a queda da sensibilidade com o afastamento da superfície

condutiva. Os transdutores indutivos de deslocamento ou FLDT³⁸ utilizam correntes parasitas³⁹ para medir o deslocamento realizado pelo núcleo. Quando há um deslocamento dele, ocorre o aparecimento de variações no campo magnético, provocando correntes induzidas e variando a impedância da bobina (figura 74).

Figura 74: Transdutor FLDT



Fonte: Adaptado de Omegaf, 2013.

Uma unidade de tratamento de sinais é responsável por transformar essa variação de indutância na bobina em um sinal em função do tempo, o qual está ligado ao deslocamento do núcleo. Como o sinal de saída do transdutor possui forma linear, é possível, através de calibração, obter os valores de posição multiplicando o sinal de saída por uma constante (RIELLA, 2010).

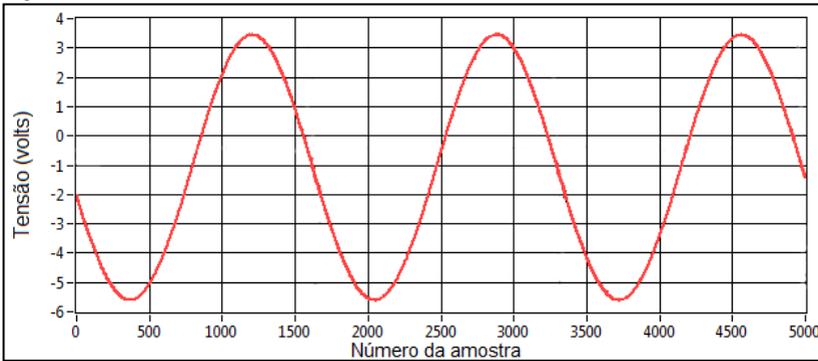
A curva característica gerada pelo transdutor do tipo FLDT pode ser observada no figura 75.

Um dos grandes problemas do FLDT está no fato de ter seu desempenho afetado por vibrações, visto que há contato com a superfície usada como referência na medição. Ademais, diferentemente da fibra ótica e assim como o LVDT, ele acaba sofrendo influência dos campos magnéticos que o circundam (RIELLA, 2010).

³⁸*Fast Linear Displacement Transducer* - Transdutor indutivo de deslocamento.

³⁹Uma corrente parasita ou corrente de Eddy é originada em uma massa metálica, devido a uma indução eletromagnética, o que acontece quando se varia o fluxo magnético que atravessa esse corpo metálico (esta corrente também é conhecida como "corrente de Foucault").

Figura 75: Curva característica do FLDT



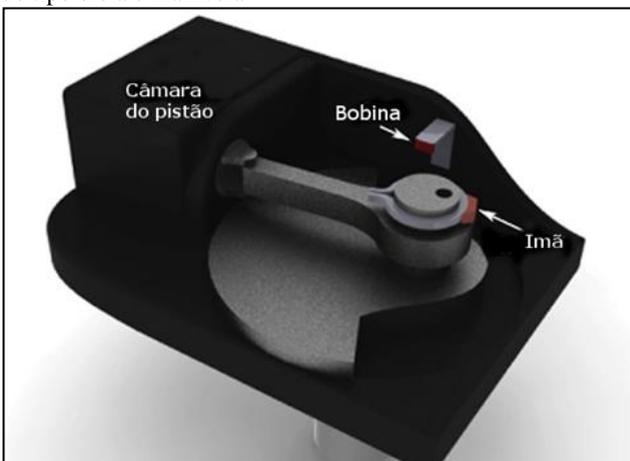
Fonte: Adaptado de Riella, 2010.

A.2.4 Sensor de sincronismo

O sensor de sincronismo consiste na fixação de um ímã permanente em uma dada posição e uma bobina no corpo do compressor de forma que o ímã passe muito próximo a ela uma vez por ciclo (EMBRACOa, 2002).

A figura 76 mostra a simplicidade de instalação de um transdutor de sincronismo em um compressor alternativo do tipo biela e manivela.

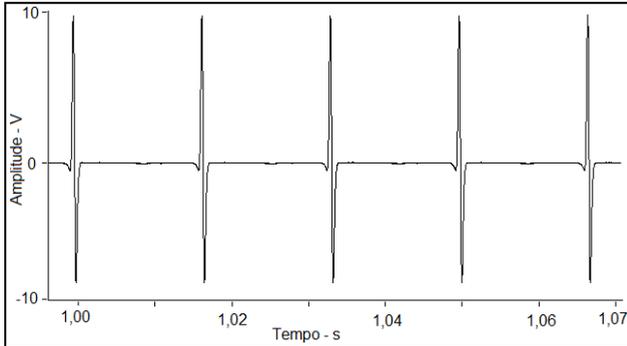
Figura 76: Transdutor de sincronismo instalado em um compressor alternativo do tipo biela e manivela



Fonte: Adaptado de Demay; Flesch; Rosa, 2011.

Durante o funcionamento, quando a bobina passa pelo imã, há uma variação no fluxo magnético, fazendo com que uma tensão seja gerada nos terminais da bobina um sinal como o apresentado na figura 77 (EMBRACOa, 2002).

Figura 77: Sinal de sincronismo



Fonte: Demay, 2006.

Nesse caso, a posição de fixação da bobina e do imã é escolhida de forma que o imã passe próximo a bobina no momento em que o pistão se encontra no ponto médio da sucção (EMBRACOa, 2002).

Considerando a velocidade angular constante e a posição zero àquela onde a distância entre o imã a bobina seja a mínima, pode-se converter os dados fornecidos pelo sensor de sincronismo e estimar, através de trigonometria, a posição do pistão durante todo o ciclo utilizando a equação (RIELLA, 2010):

$$\theta(t) = \frac{t}{T} \cdot 360 \quad (53)$$

onde,

$\theta(t)$	vetor ângulo do eixo	[<i>graus</i>];
t	instante de tempo	[s];
T	período de um ciclo completo do pistão	[s].

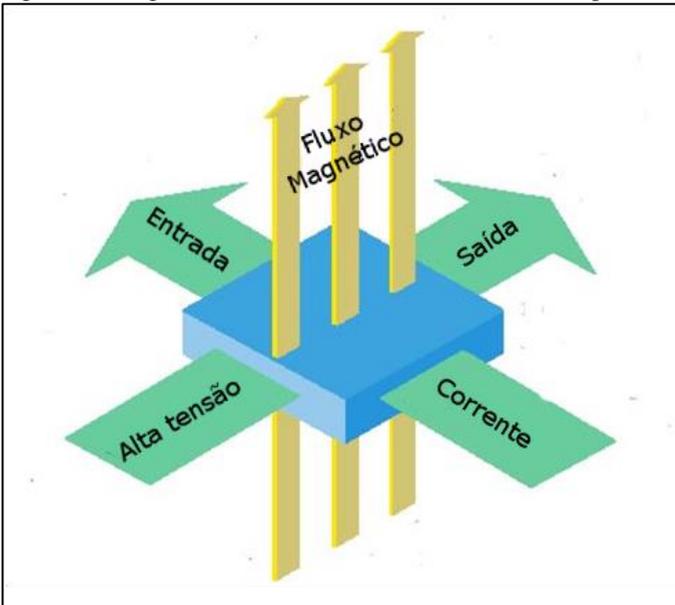
O sensor de sincronismo pode ser facilmente instalado no sistema. Em contrapartida, o fato de não se ter o posicionamento instantâneo ao longo de cada ciclo e de, conseqüentemente, considerar a

velocidade angular constante, traz uma grande incerteza na medição do deslocamento e da frequência rotacional (RIELLA, 2010).

A.2.5 Sensor Hall

Em 1879, Sir Edwin Hall descobriu que, quando uma tensão controlada é aplicada em uma lâmina de silício, através de duas correntes de contato, um campo elétrico é criado, e uma corrente é gerada. Se a lâmina é então exposta a um campo magnético induzido perpendicular, há o aparecimento de uma tensão elétrica proporcional à intensidade do campo magnético normal à lâmina. Essa tensão é conhecida por tensão de Hall (DWYER, 2012). A figura 78 mostra detalhadamente a disposição dos efeitos em relação à lâmina de silício.

Figura 78: Diagrama de funcionamento de um sensor do tipo HALL



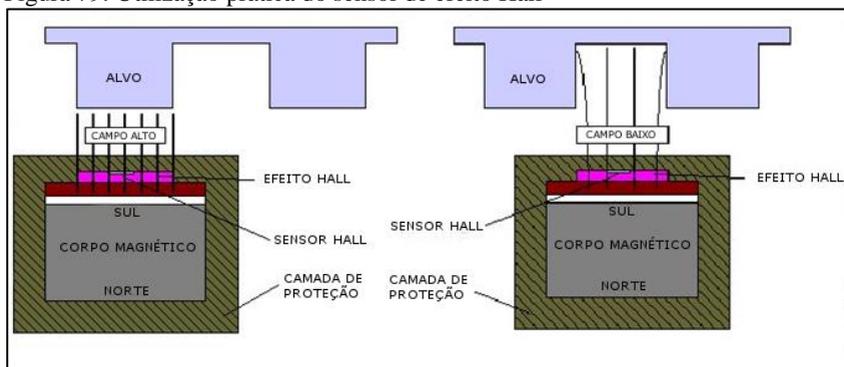
Fonte: Adaptado de Dwyer, 2012.

Pelo fato do sensor Hall detectar a força de um campo magnético, sua sensibilidade é obtida através de variações no campo magnético que passam através da lâmina de silício. Isso é comumente alcançado através de movimento linear ou rotativo de múltiplos pólos magnéticos.

Entretanto, é mais prático utilizar uma engrenagem fabricada em material ferroso como aço com baixo percentual de carbono.

A posição e rotação dos polos magnéticos podem ser detectadas utilizando o efeito Hall gerado através das mudanças causadas pelo posicionamento do alvo frente a um corpo magnético. A presença do alvo altera as características do campo magnético criando uma concentração do efeito na superfície do corpo magnético. Essas alterações podem ser medidas usando um sensor de efeito Hall localizado na face do corpo magnético voltada para o alvo (figura 79) (DWYER, 2012).

Figura 79: Utilização prática do sensor de efeito Hall



Fonte: Adaptado de Dwyer, 2012.

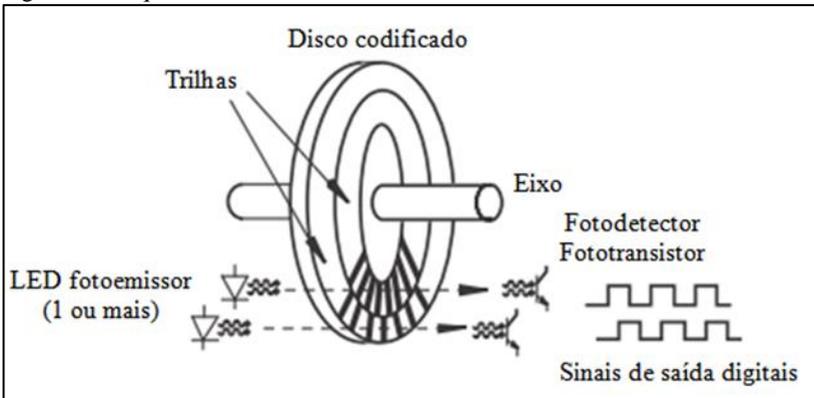
Um das maiores dificuldades apresentadas na utilização do sensor Hall é o fato de o mesmo funcionar apenas para pequenas distâncias. Ademais, o sensor também sofre influência da temperatura do meio e o sinal de saída do transdutor apresenta um pequeno *offset* (DWYER, 2012).

A.2.6 Encoder digital ótico

Os encoders são equipamentos conhecidos por converter movimento em sequências de pulsos digitais. Através da contagem de pulsos ou grupos de pulsos, é possível ter esses valores convertidos em medições de posicionamento relativo ou absoluto. Os encoders são encontrados em dois tipos de configurações: linear e angular (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

A figura 80 ilustra um encoder angular. Esse tipo de encoder envolve a utilização de um disco codificado com uma trilha de pequenos furos. À medida que as linhas interrompem o feixe de luz emitido entre o foto-emissor e o foto-detector, os pulsos digitais são produzidos. O sinal de saída do sistema não é quadrado, sendo necessário compensar através de um circuito eletrônico para transformá-lo em um sinal digital quadrado (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

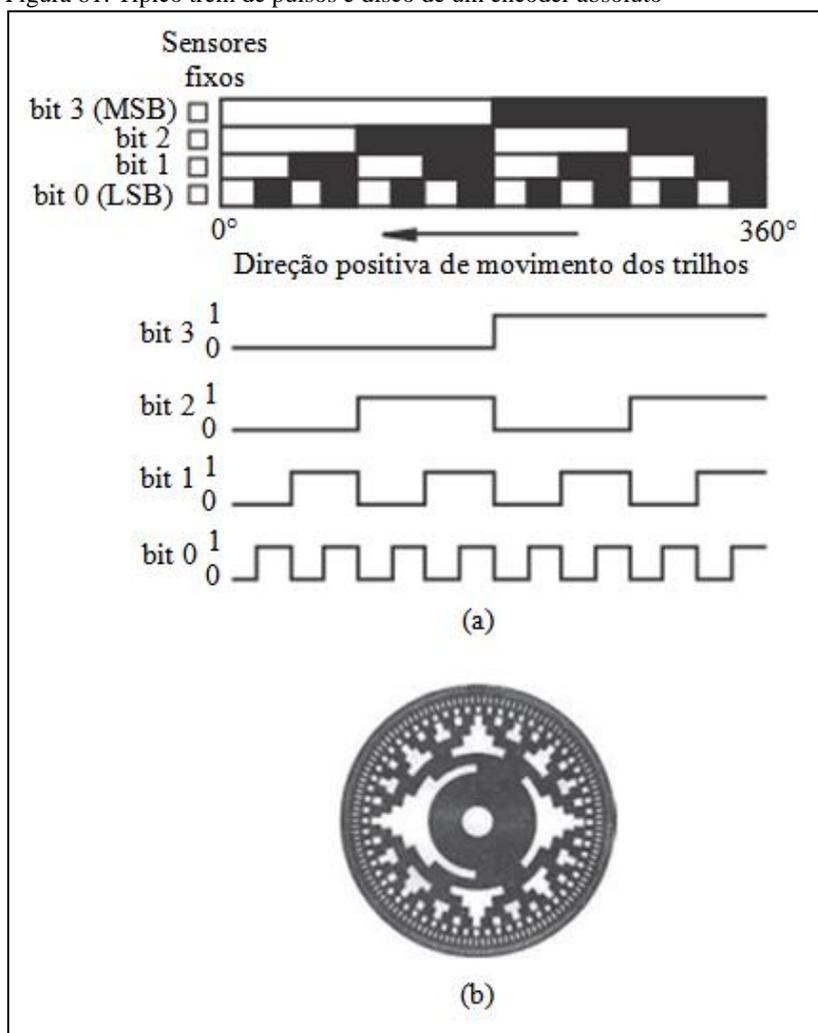
Figura 80: Esquemático do funcionamento de um encoder rotativo



Fonte: Adaptado de Alciatore; Histan, 2012.

O disco ótico do encoder absoluto (figura 81.b) é desenhado para produzir pulsos digitais que distinguem N posições do eixo no qual ele está fixado. Os tipos mais comuns de codificação utilizados nos encoders absolutos são os códigos binário e *gray* (ALCIATORE; HISTAND, 2012). A figura 81.a mostra as características e o trem de pulso típico de um encoder absoluto. Onde a indicação de pulsos vai desde o pulso menos significativo, representado pelo bit 0, até o pulso mais significativo representado pelo bit 3. Quando as informações de todas as trilhas são unidas, tem-se o posicionamento do disco no instante de tempo.

Figura 81: Típico trem de pulsos e disco de um encoder absoluto



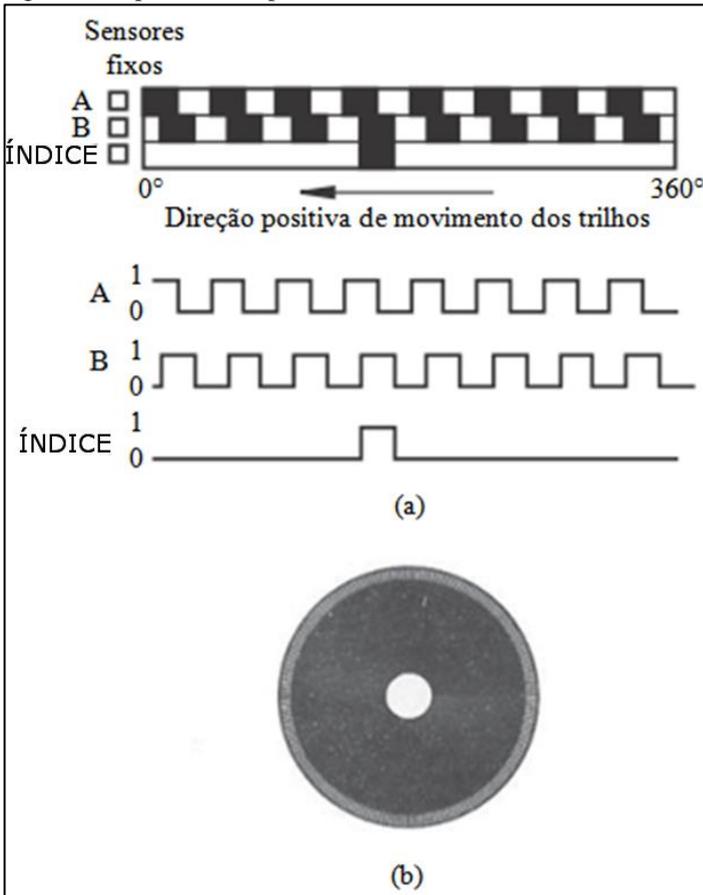
Fonte: Adaptado de Alciatore; Histan, 2012.

Já o disco do encoder incremental (figura 82.b) possui um projeto mais simples. Ele consiste de dois sensores e duas trilhas⁴⁰ que possuem

⁴⁰O uso de duas trilhas serve para distinguir o sentido de deslocamento do disco e para compensar os efeitos da vibração.

as saídas A e B. À medida que o eixo gira, trens de pulso ocorrem em A e B, a uma frequência proporcional à velocidade do eixo. As características do encoder incremental, bem como o típico trem de pulso gerado por eles podem ser observados na figura 82. A e B são círculos 1/4 defasados um do outro e são conhecidos como sinal de quadrante. Geralmente há também uma terceira saída, chamada de ÍNDICE, a qual apresenta um pulso por revolução, ideal para contar revoluções e definir uma referencia ou posição inicial (figura 82.a).

Figura 82: Típico trem de pulsos e disco de um encoder incremental



Fonte: Adaptado de Alciatore; Histan, 2012.

Apesar de permitirem a medição direta da posição, o custo dos encoders óticos aumenta proporcionalmente à resolução. Além disso, eles possuem baixa robustez quando comparados aos transdutores indutivos (ALCIATORE; HISTAND, 2012).

A.2.7 Vantagens e desvantagens dos transdutores de deslocamento e frequência de oscilação

Na tabela 16 é possível observar uma comparação das vantagens e desvantagens de cada método que pode ser utilizado para a medição da frequência de oscilação e posição relativa do conjunto pistão e cilindro.

Tabela 16: Principais vantagens e desvantagens dos transdutores de frequência/deslocamento

Sensor	Vantagens	Desvantagens
Fibra ótica	<ul style="list-style-type: none"> • frequência de corte muito superior aos outros transdutores • sistema de estabilização e controle de temperatura embarcado no circuito eletrônico • imune a campos magnéticos • resistente a altas temperaturas e ambientes hostis • leve e pequena 	<ul style="list-style-type: none"> • alto custo • fragilidade • sofre influência da refletividade do material medido
LVDT	<ul style="list-style-type: none"> • sistema com boa praticidade • resolução teórica infinita • alta sensibilidade • durável • boa linearidade • baixa histerese • sem histerese mecânica • boa resposta dinâmica • insensível a movimentos radiais 	<ul style="list-style-type: none"> • incerteza aumenta conforme aumenta-se a frequência de oscilação • o desempenho do transdutor é afetada por vibração • é muito afetado por variações na temperatura • é sensível a campos magnéticos • não é perfeitamente linear • não é recomendável para medições de longa duração
FLDT	<ul style="list-style-type: none"> • simples confecção • possui 80% de sua faixa de medição na região linear • baixo custo • fácil calibração 	<ul style="list-style-type: none"> • desempenho do transdutor é afetada por vibração • não é perfeitamente linear

Sensor de sincronismo	<ul style="list-style-type: none"> • baixo custo • simples confecção • fácil utilização 	<ul style="list-style-type: none"> • erro considerável na medição da posição instantânea
Eddy	<ul style="list-style-type: none"> • alta robustez • alta frequência de corte (100 kHz) • baixo erro devido à não-linearidade • boa resolução • diâmetro reduzido • baixa deriva térmica • leve • durável • imune a sujeira, vapor, umidade etc. • estrutura simples 	<ul style="list-style-type: none"> • pequena faixa de medição • sinal medido é modificado pelas propriedades do material medido
Hall	<ul style="list-style-type: none"> • tensão de saída proporcional ao campo magnético detectado • não sofre interferência de poeira, umidade e vibrações • seu comportamento é constante com o tempo • tempo de vida útil teórico ilimitado 	<ul style="list-style-type: none"> • sofre efeito da temperatura • possui um offset no sinal de saída • funciona em pequenas distâncias
Encoder ótico	<ul style="list-style-type: none"> • boa exatidão • medição direta da posição 	<ul style="list-style-type: none"> • custo aumenta proporcionalmente à resolução • suscetível a contaminação ótica

Fonte: Adaptado de Hamlin, 2012; Riella, 2010; Lai, 2005; Measurement Specialtiesb, 2013.

Seguindo a tabela 16, percebe-se que cada um dos transdutores possui vantagens e desvantagens para medição. Por exemplo, o sensor Hall, apesar de não sofrer interferência do meio e possuir um comportamento constante ao longo do tempo, funciona bem apenas para pequenas distâncias. Já o LVDT é um sistema com boa praticidade e que possui uma garantia metrológica e um curso excelente e, portanto, sendo muito usado na área de compressores para a refrigeração. Por outro lado, a fibra ótica pode trazer como vantagem medições com menor incerteza, sem contato, à custo de um maior preço.

A.3 TRANSDUTORES DE TEMPERATURA

A temperatura é uma variável que representa importante influência em experimentos. Seja diretamente alterando os valores aferidos ou influenciando fisicamente nas características dos materiais.

Para medir temperatura é necessário primeiramente identificar as características apresentadas por ela, como a frequência de variação que ela apresenta, qual o grau de incerteza da medição que se pretende atingir durante a aquisição e a sua magnitude.

Apesar de existirem vários transdutores para obter temperatura, será dado ênfase nos termopares, termistores, termorresistores e pirômetros infravermelhos, por esses vislumbrarem maior aplicabilidade ao problema em questão.

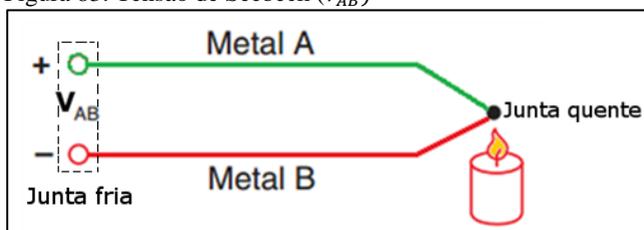
A.3.1 Termopar

O termopar é um sistema de baixo custo, simples construção, que utiliza o fenômeno termoelétrico para medir temperatura (OMEGAA, 2012).

Quando dois fios compostos de materiais dissimilares são unidos em ambos os lados, e um dos lados é aquecido, há o aparecimento de uma corrente contínua no circuito. Esse fenômeno foi descoberto em 1821 por Thomas Seebeck ao constatar que qualquer condutor submetido a um gradiente térmico apresenta o aparecimento desse efeito.

Se o circuito for aberto, a tensão de Seebeck se torna função da temperatura nas junções e da composição dos dois metais (figura 83). Todos os metais dissimilares exibem esse efeito (OMEGAA, 2012).

Figura 83: Tensão de Seebeck (V_{AB})



Fonte: Adaptado de Omegaa, 2012.

Os valores de temperatura obtidos podem ser considerados proporcionais à tensão de saída (V_{AB}). A equação a seguir mostra os efeitos da tensão na saída com a mudança na temperatura.

$$V_{AB} = S(T_q - T_f) \quad (54)$$

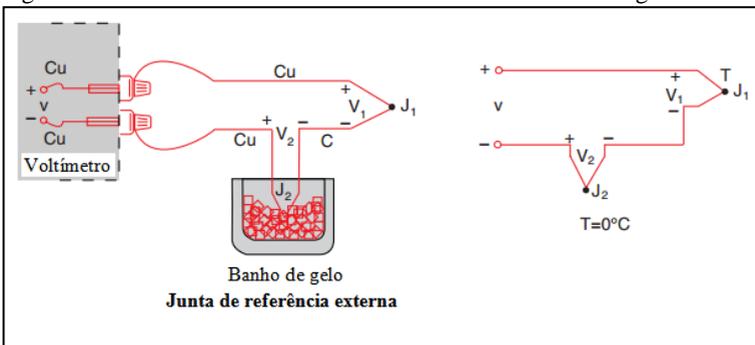
onde,

S	coeficiente de Seebeck do par termoeletrico	[V/K];
T_q	temperatura na junta quente	[°C];
T_f	temperatura na junta fria	[°C];
V_{AB}	tensão de saída no terminal aberto do termopar	[V].

A tensão gerada é dependente, mas não necessariamente proporcional, à diferença de temperatura entre a junta quente e as outras partes do transdutor.

Para se obter a temperatura medida pelo termopar, é necessário se conhecer também qual o valor de temperatura da junta fria. Uma das maneiras é utilizar uma junta de referência física (figura 84), mergulhando a junta 2 (J_2) em um banho de gelo, forçando-a a assumir o valor de 0 °C e a utilizando como junta de referência (OMEGAA, 2012).

Figura 84: Junta de referência externa utilizando um banho de gelo



Fonte: Adaptado de Omegaa, 2012.

Desenvolvendo a equação (54) para a temperatura na junta fria igual a 0°C se obtém a seguinte formulação:

$$V = S(T_{j_1}) \quad (55)$$

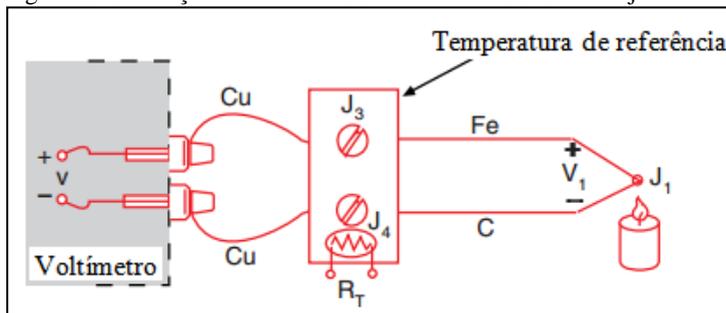
onde,

V	tensão medida pelo multímetro	[V];
S	coeficiente de Seebeck do par termoelétrico	[V/K];
T_{j_1}	Temperatura na junta quente	[$^{\circ}\text{C}$];

Como as junções no terminal do voltímetro são cobre-cobre, as medições de tensão no voltímetro são proporcional à diferença de temperatura entre as junções J_1 e J_2 .

Outro método para se obter a temperatura da junta fria é utilizando um termistor ou termorresistor⁴¹ em um bloco isotérmico para se medir a temperatura na junta de referência (figura 85) e usar essa ela como informação para se calcular a temperatura à qual se pretende medir (OMEGAA, 2012).

Figura 85: Utilização de um termistor ou termorresistor como junta de referência

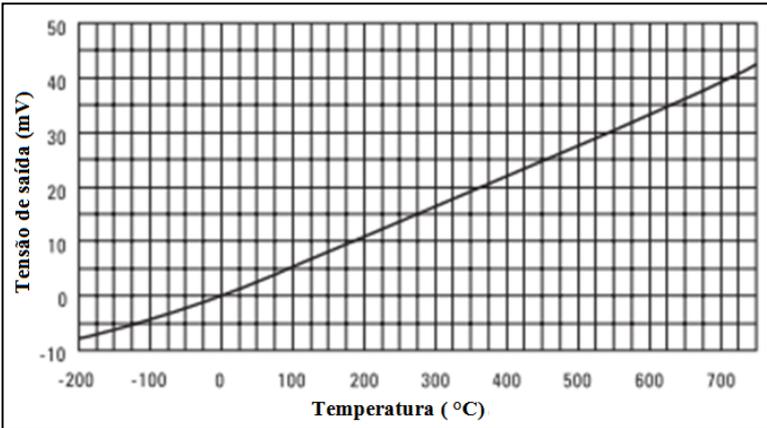


Fonte: Adaptado de Omegaa, 2012.

Na figura 86, é possível se observar a curva característica de um termopar do tipo J (ferro-constantan) com a variação da tensão de saída, à medida em que a temperatura é variada. Além disso, fica claro que a curva da variação da tensão de saída com a temperatura pode ser aproximada a por uma reta.

⁴¹Tais transdutores serão apresentados na sequência.

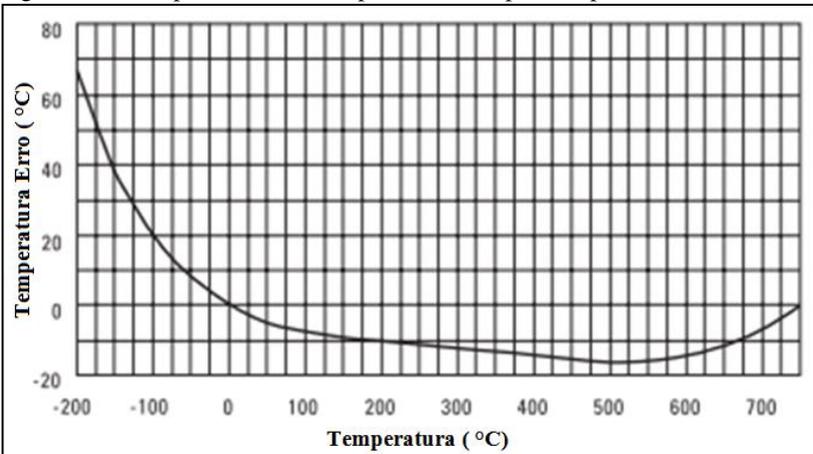
Figura 86: Tensão de saída em função da temperatura para um termopar do tipo J



Fonte: Adaptado de National Instrumentsa, 2012.

A figura 87 mostra as características do erro de medição do termopar tipo J à medida em que se varia a temperatura, considerando o ajuste de curva linear. Essa característica normalmente é a barreira que restringe a aplicação de um termopar a uma determinada faixa de temperatura.

Figura 87: Erro aproximado em °C para um termopar do tipo J



Fonte: Adaptado de National Instrumentsa, 2012.

A tabela 17 mostra as características das principais junções termoeletricas, bem como a faixa de medição de temperatura indicada.

Tabela 17: Principais junções e respectivos coeficientes de Seebeck e faixa de temperatura

Tipo	Coeficiente de Seebeck [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$]	Faixa de Temperatura [$^\circ\text{C}$]
E	58,5 a 0°C	0 a 1700
J	50,2 a 0°C	0 a 750
K	39,4 a 0°C	-200 a 1250
R	11,5 a 0°C	0 a 1450

Fonte: Adaptado de National Instrumentsa, 2012.

Termopares são capaz de operar à altas temperaturas, são livres de autoaquecimento e possuem baixo tempo de reposta. Porém, sua estabilidade, repetibilidade⁴² e sensibilidade são baixas. Além disso, eles necessitam uma junta de referência para efetuar a medição correta.

A.3.2 Termistor

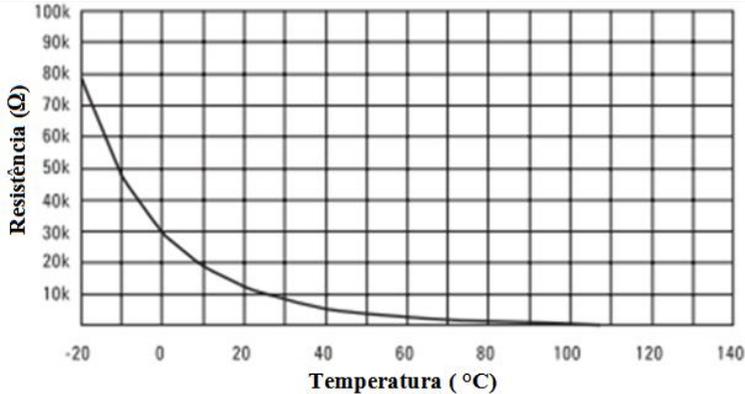
O termistor é um sensor resistivo, baseado no princípio da variação de resistência conforme a mudança de temperatura; sendo, o elemento sensor, um material semiconductor. A variação de resistência com a temperatura em um termistor é não linear e possui um comportamento típico de uma curva exponencial⁴³ (o que pode ser observado na figura 88.a). E, caso a medição seja executada em uma grande faixa de temperatura é necessário aplicar uma linearização (figura 88.b). De forma alternativa, também é possível executar a medição com termistores já linearizados, que geralmente consistem de um conjunto de dois termistores e alguns resistores fixos (NATIONAL INSTRUMENTSa, 2012).

⁴²Quando calibrados individualmente, pode-se eliminar o problema de repetibilidade.

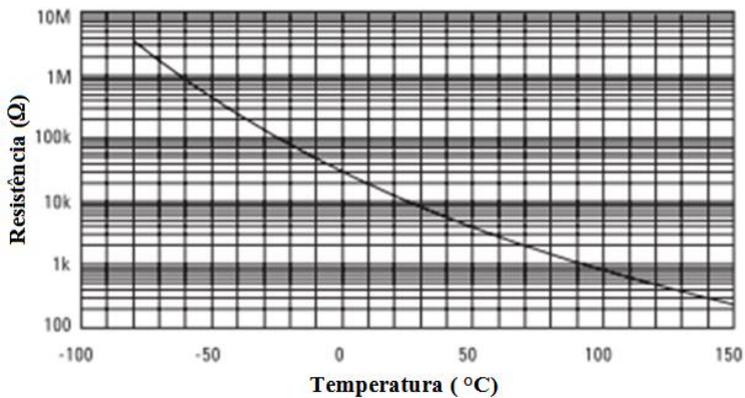
⁴³Existem termistores do tipo PTC (*positive temperatura coefficient*) e NTC (*negative temperatura coefficient*). Para a medição de temperatura é usual se utilizar os do tipo NTC. Já os PTC são muito empregados em sistemas de proteção.

A temperatura medida pelo termistor pode ser associada à resistência através de um polinômio ajustado à curva apresentada pela figura 88.a.

Figura 88: Resistência x Temperatura de um termistor



(a)



(b)

Legenda: a escala linear;
b escala logarítmica.

Fonte: Adaptado de National Instrumentsa, 2012.

Em altas temperaturas os termistores tendem a ser afetados pelo autoaquecimento devido ao fato da resistência apresentada diminuir com o aumento da temperatura (NATIONAL INSTRUMENTS^a, 2012). É

possível encontrar no mercado termistores que trabalham com temperaturas de (-100 a +150) °C.

A.3.3 Termorresistor

Os termorresistores - também conhecidos como sensores termorresistivos ou RTD⁴⁴ - utilizam como elemento sensível um componente que varia a resistência à medida que há mudança na temperatura. O tipo mais conhecido de termorresistor é o Pt-100.

Segundo ABNT (2008) os termorresistores do tipo Pt-100 podem ser classificados em classe A ou B. Nos de classe A, o valor de tolerância é representado por $\pm(0,15 + 0,002|T|^2)$ °C e trabalham de (-200 a + 650) °C. Já os classificados como classe B, trabalham de (-200 a +850) °C e seguem uma tolerância de $\pm(0,30 + 0,005|T|^3)$ °C.

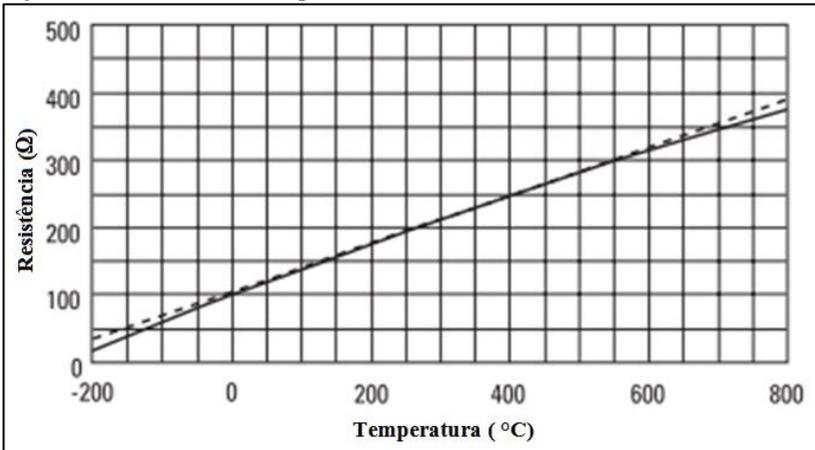
Ao traçarmos uma reta de referência na curva de variação de resistência em função da temperatura do termorresistor, é possível se demonstrar que para algumas faixas de temperatura, a curva apresenta um certo grau de linearidade apresentada pela curva (figura 89). Do mesmo modo, a correção do afastamento da curva pode ser realizada através da utilização de circuitos para linearização ou da aplicação de uma tabela de correção. A não linearidade pode chegar a vários °C a altas temperaturas, porém esses valores são previsíveis e possuem boa repetibilidade (NATIONAL INSTRUMENTS^a, 2012).

Os termorresistores são indicados para medições em que se necessita baixa incerteza (NATIONAL INSTRUMENTS^a, 2012).

Esses transdutores, assim como os termistores, são suscetíveis ao autoaquecimento, e sua não-linearidade pode representar alguma desvantagem em determinadas aplicações, porém, ela é previsível e pode ser corrigida através da utilização de equações que relacionam a variação de resistência com a temperatura (ABNT, 2008).

⁴⁴ *Resistance Temperature Detectors* - Detector termorresistivo

Figura 89: Resistência x Temperatura do termoresistor

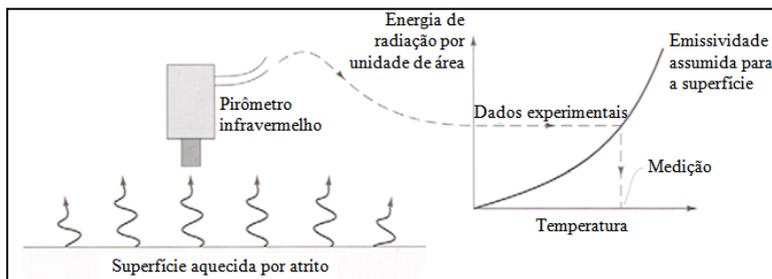


Fonte: Adaptado de National Instruments, 2012.

A.3.4 Pirômetro infravermelho

Este transdutor baseia-se no princípio de que todo o corpo é sujeito às leis da radiação, ou seja, cada corpo a uma temperatura T não nula emite radiação com um comprimento de onda dentro do espectro eletromagnético. Os pirômetros infravermelhos são classificados como transdutores de temperatura sem contato e possuem um baixo tempo de resposta, sendo mais rápido até que os termopares. Além disso, possui boas estabilidade temporal e repetibilidade. A figura 90 apresenta uma típica aplicação de pirômetro infravermelho para a medição da temperatura em uma superfície através da energia irradiada, onde se assume um valor de emissividade da superfície e assim é possível relacionar a temperatura da superfície com a energia irradiada por ela.

Figura 90: Aplicação de um pirômetro infravermelho para medição da temperatura da superfície



Fonte: Adaptado de Stachowiak; Batchelor; Stachowiak, 2004.

A radiação emitida por um corpo pode ser medida pelo valor chamado luminescência (L_0), o qual é dado analiticamente pela lei de Planck (BROSSE et al., 2008):

$$L_0 = \frac{c_1 \lambda^{-5}}{\pi \left[\exp\left(\frac{c_2}{\lambda T}\right) - 1 \right]} \quad (56)$$

onde,

c_1	a primeira constante de radiação	$[W \cdot m^2];$
	$3,7419832 \cdot 10^{-16}$	
c_2	segunda constante de radiação	$[m \cdot K];$
	$1,4388 \cdot 10^{-2}$	
λ	comprimento de onda	$[m];$
T	temperatura absoluta	$[K];$
L_0	luminescência espectral	$[W/(m^3 \cdot sr)].$

No entanto, para um corpo real à mesma temperatura T , a luminescência medida não será igual a L_0 , mas sim $L_0 = \varepsilon L_0$, onde ε é a emissividade.

A presença de impurezas e oxidações na superfície pode influenciar nos valores de temperatura medidos pelo pirômetro, visto que alteram a emissividade do corpo, e que a radiação depende fortemente da emitância, a qual varia muito com a característica da superfície emitente. Ademais, o pirômetro possui alta complexidade e o

tamanho do campo de medição pode vir a restringir sua aplicação (STACHOWIAK; BATCHELOR; STACHOWIAK, 2004).

A.3.5 Vantagens e desvantagens dos transdutores de temperatura

Na tabela 18 é possível observar uma comparação das vantagens e desvantagens de cada método de medição de temperatura apresentados neste capítulo.

Tabela 18: Vantagens e desvantagens dos métodos de medição de temperatura.

Sensor	Vantagens	Desvantagens
Termopar	<ul style="list-style-type: none"> • simples • capaz de operar a altas temperaturas • baixo custo • capaz de medir temperatura em pequenas áreas • baixo tempo de resposta a variações de temperatura • não apresenta autoaquecimento 	<ul style="list-style-type: none"> • baixa estabilidade • baixa repetibilidade • baixa sensibilidade à pequenas variações de temperatura • fios de extensão devem ter o mesmo coeficiente de Seebeck que o termopar • necessita junta de referência
RTD	<ul style="list-style-type: none"> • mais estável em função do tempo • alta repetibilidade na medição de temperatura • alta resistência contra contaminação/ corrosão do elemento do RTD 	<ul style="list-style-type: none"> • alto custo • alto tempo de reposta • baixa sensibilidade a pequenas variações de temperatura • sensível a vibrações • perde as características de calibração se usado além das temperaturas especificadas • fragilidade
Termistor	<ul style="list-style-type: none"> • alta sensibilidade à pequenas variações de temperatura 	<ul style="list-style-type: none"> • perde a calibração se usado além das temperaturas especificadas • falta de padrão para substituição • faixa de medição de temperatura limitada • frágil • possui problemas de deriva no início da medição

Infravermelho	<ul style="list-style-type: none"> • não há necessidade de contato com mensurando • menor tempo de resposta entre as alternativas apresentadas • boa estabilidade temporal • alta repetibilidade • corrosão ou oxidação não afetam a exatidão 	<ul style="list-style-type: none"> • custo inicial elevado • mais complexo • variações na emissividade afetam a medição de temperatura • tamanho do campo de medição pode restringir a aplicação do sensor • a medição é afetada por fumaça, poeira e outras coisas • necessidade da determinação da emissividade do material
---------------	--	---

Fonte: Adaptado de Watlow Electric Manufacturing Company, 2013 e Measurement Specialties, 2013.

Termopares são baratos, resistentes e possuem baixo tempo de resposta. Porém são menos exatos, sensíveis e estáveis. Termopares medem apenas a temperatura relativa entre a ponta e as ligações, enquanto os termorresistores e os termistores medem temperatura absoluta (NATIONAL INSTRUMENTSb,2012).

RTD possuem ótima repetibilidade, são os mais estáveis e exatos. Entretanto, possuem alto tempo de resposta e apresentam problema de autoaquecimento (NATIONAL INSTRUMENTSb, 2012).

Termistores possuem baixo tempo de resposta e são baratos. Porém, eles são frágeis e são compatíveis com uma menor faixa de temperatura. E, assim como os termorresistores, possuem problemas de autoaquecimento (NATIONAL INSTRUMENTSb, 2012).

Portanto, no caso da temperatura ambiente, a qual possui baixa dinâmica e magnitude, os transdutores do tipo termopar, RTD e termistores são mais indicados. Para a temperatura na interface, a qual atinge características extremas, como alta frequência e temperatura, os termopares de baixo tempo de resposta e os pirômetros infravermelhos podem apresentar resultados mais satisfatórios.

A.4 TRANSDUTORES DE UMIDADE RELATIVA

Os sensores de umidade vêm sendo cada vez mais aplicados nos processos industriais e no controle de ambientes (CHEN; LU, 2005).

Assim como visto no item 2.4.4, o percentual de umidade do ambiente possui grande influência nas características do atrito presente entre os corpos em contato dinâmico (STACHOWIAK; BATCHELOR; STACHOWIAK, 2004).

Medições de umidade determinam a quantidade de vapor de água presente em um gás. Baseado nas técnicas de medição, uma das unidades mais comuns de umidade é a umidade relativa (RH), a qual é função da temperatura e é expressa em porcentagem (CHEN; LU, 2005). A umidade relativa é dada pela pressão de vapor sobre a pressão de vapor saturado.

Os sensores de umidade são classificados em dois tipos: Sensores de umidade relativa (RH) e sensores de umidade absoluta. A maioria dos sensores de umidade são do tipo relativa e utilizam diferentes princípios de funcionamento (ENGINEERSGARAGE, 2012).

Neste capítulo pretende-se apresentar os transdutores mais usuais para medição desse tipo de umidade, ou seja, os baseados no efeito capacitivo e no efeito resistivo de materiais.

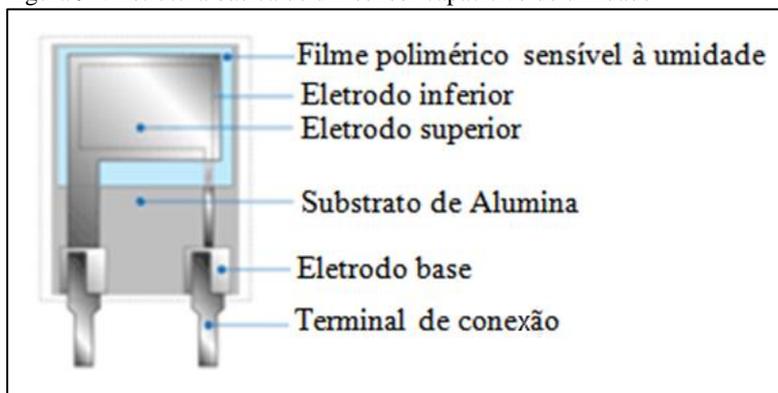
A.4.1 Sensor baseado no efeito capacitivo

Sensores de umidade baseados no efeito capacitivo consistem de um material dielétrico higroscópico posicionado entre dois pares de eletrodos, formando um capacitor. A maioria dos sensores capacitivos utilizam polímero como material dielétrico, e possuem uma constante dielétrica⁴⁵ indo de 2 até 15. Na ausência de umidade, a constante dielétrica do material higroscópico e a geometria do sensor determinam o valor da capacitância (ENGINEERSGARAGE, 2012).

Por definição, a umidade relativa é função da temperatura ambiente e da pressão de vapor da água. Por tanto, existe uma relação entre a umidade relativa, quantidade de umidade presente no sensor e a capacitância do sensor. Essa relação rege o funcionamento de um sensor de umidade capacitivo. A estrutura básica de um sensor capacitivo de umidade é apresentada na figura 91.

⁴⁵A constante dielétrica é uma propriedade do material isolante utilizado no capacitor que influencia na capacitância total do dispositivo. Ela é uma propriedade adimensional

Figura 91: Estrutura básica de um sensor capacitivo de umidade



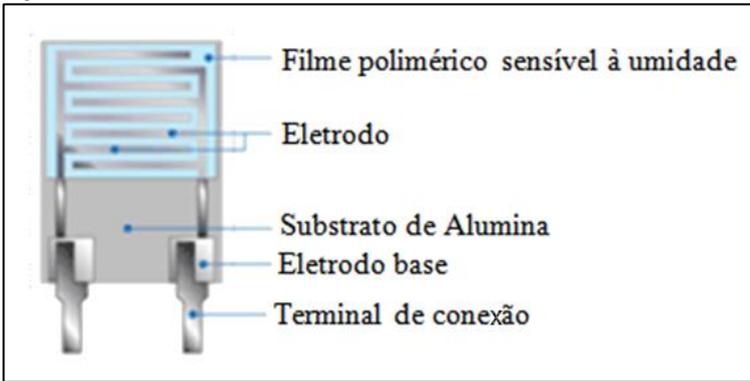
Fonte: Adaptado de Engineersgarage, 2012.

No substrato de alumina, o eletrodo inferior é formado usando materiais de alta condutibilidade elétrica, como o ouro ou a platina. Um filme polimérico como o PVA é depositado nesse eletrodo (essa é a camada sensível à umidade). Acima desse filme, a camada de ouro é depositada e age como o eletrodo superior. O eletrodo superior permite que o vapor de água passe através dele, chegando a camada sensível. O vapor entra ou sai da camada do sensor higroscópico até o vapor entrar em equilíbrio com a atmosfera. O sensor capacitivo é basicamente um capacitor que utiliza um polímero higroscópico como material dielétrico (ENGINEERSGARAGE, 2012).

A.4.2 Sensor baseado no efeito resistivo

Os sensores de umidade resistivos detectam alterações no valor da resistência de isolamento entre duas partes condutoras do elemento sensor em resposta a mudanças na umidade (ENGINEERSGARAGE, 2012). A estrutura básica de um sensor de umidade baseado no efeito resistivo é mostrado na imagem abaixo.

Figura 92: Estrutura básica de um sensor resistivo de umidade



Fonte: Adaptado de Engineersgarage, 2012.

Filmes espessos de condutores de metais preciosos como ouro e óxido de rutênio são impressos e calcinados de maneira a formar um eletrodo. Logo após, um filme polimérico é aplicado ao eletrodo. Esse filme age como um sensor de umidade devido à presença de íons livres. A mudança nos valores de impedância ocorre devido a mudança no número de íons livres causados pela variação na umidade do ambiente (ENGINEERSGARAGE, 2012).

A.4.3 Vantagens e desvantagens dos transdutores de umidade

Na tabela 18 é possível observar uma comparação das vantagens e desvantagens de cada método de medição de umidade relativa do ambiente.

Avanços na eletrônica podem mitigar os problemas do efeito da temperatura e grandes variações de impedância nos sensores resistivos (ENGINEERSGARAGE, 2012).

Os fabricantes de transdutores de umidade não seguem um padrão para a calibração de umidade relativa de seus produtos. Isso torna a comparação entre sensores de diferentes fabricantes complexa. Sendo obrigatório para o usuário procurar especificações do fabricante e tentar verificar a veracidade delas. Várias características dos sensores como linearidade, histerese, erros de calibração e estabilidade necessitam análise usando os documentos apresentados pelo fabricante (ENGINEERSGARAGE, 2012).

Tabela 19: Comparação entre os sensores de umidade.

Sensor	Vantagens	Desvantagens
Capacitivo	<ul style="list-style-type: none"> • são bem lineares • podem medir a umidade relativa desde 0 à 100% • capazes de medir todo intervalo de umidade relativa e obter com baixa incerteza valores até 0% da umidade relativa • são usados em grandes faixas de temperatura sem a necessidade de compensação 	<ul style="list-style-type: none"> • requerem um circuito mais complexo
Resistivo	<ul style="list-style-type: none"> • circuito para funcionamento mais simplificado • a calibração pode ser feita em intervalos de tempo maior 	<ul style="list-style-type: none"> • dificuldade de medir umidade relativa abaixo de 5% • variação de impedância muito alta acaba dificultando o controle dinâmico • temperatura afeta as propriedades significativamente, influenciando na medição

Fonte: Adaptado de Engineersgarage, 2012.

APÊNDICE B—ARQUITETURAS PARA A AQUISIÇÃO DE SINAIS

A fim de escolher uma arquitetura de aquisição compatível com o projeto, esse capítulo descreve as principais arquiteturas utilizadas atualmente para a aquisição de sinais e procura expor os possíveis métodos que podem contemplar as exigências de uma bancada de perdas por atrito em compressores alternativos de refrigeração.

Placas de aquisição ou DAQ são responsáveis por realizar a interface entre o processo e o computador. Basicamente, elas digitalizam os sinais analógicos da entrada de forma que torne possível a interpretação através de um computador, usado para processar, mostrar e armazenar os dados da medição. Os principais componentes de medição de uma DAQ para aquisição de sinais analógicos são: condicionamento de sinal; conversor analógico-digital; interface de comunicação. A

figura 93 apresenta uma cadeia de medição típica utilizando arquitetura DAQ (NATIONAL INSTRUMENTSd, 2013).

Figura 93: Cadeia de medição



Fonte: Adaptado de National Instrumentsd, 2013.

Placas de aquisição podem ser classificadas quanto ao seu local de utilização. Sendo consideradas embarcadas, as placas micro processadas, no qual um computador é completamente dedicado a ela. Já as utilizadas no computador pessoal, são afixadas via barramento ou interface de comunicação ao PC e dividem os recursos do computador com outros programas.

B.1 PLACAS DE AQUISIÇÃO

As placas de aquisição usadas no PC (figura 94) em geral necessitam de fixação externa e podem ser divididas de acordo com o tipo de comunicação seja ela USB ou PCI e, recentemente, PCI-Express (NATIONAL INSTRUMENTSd, 2013).

Figura 94: Placas de aquisição



As placas de aquisição possuem como vantagem o tamanho compacto, a variedade de modelos existentes, a compatibilidade com as mais variadas aplicações.

Como desvantagem, tem-se a necessidade de um computador para analisar e gerenciar os dados, a ausência de chassi de proteção⁴⁶, características metrológicas limitadas, poucas possuem capacidade para a utilização com termopares e extensômetros resistivos (além de realizarem a medição com uma incerteza elevada). Além disso, as placas PCI são limitadas em sua quantidade pelo número de portas PCI no PC e as USB são imprevisíveis quando o PC é ligado ou reinicializado (NATIONAL INSTRUMENTSd, 2013).

B.2 INSTRUMENTOS DEDICADOS

Caracterizados por serem independentes, os instrumentos dedicados (também conhecidos como *rack-and-stack*) possuem chassis próprio, com alimentação interna, interface própria para configuração, *displays* e interface de comunicação - usualmente, GPIB - (CIMINO, 2005). Ademais, costumam possuir funções bem definidas, como por exemplo analisar formas de ondas. A figura 95 mostra um exemplo de um instrumento dedicado da *Agilent Technologies*.

Figura 95: Agilent 34980a



No mercado é estimado que exista mais de 10 mil modelos de instrumentos dedicados (DRENKOW, 2005).

Como desvantagens, esses sistemas possuem: arquitetura fechada, tendo suas funções definidas pelo fabricante; reduzida possibilidade de

⁴⁶O chassi de proteção é uma estrutura de suporte muitas vezes fabricada em aço ou alumínio. Sua função mais conhecida é sustentar e proteger sistemas embarcados.

expansão do sistema caso haja necessidade; e grande dificuldade de se adicionar pequenas funcionalidades.

B.3 CONTROLADORES LÓGICOS PROGRAMÁVEIS

Os controladores lógicos programáveis (CLP) são caracterizados, em sua maioria, pelo uso de uma linguagem de diagrama de escadas (*ladder*). Lançado em 1968 o CLP foi desenvolvido pela *General Motors* através de critérios específicos gerados pela necessidade de se substituir os painéis de relés (ERICKSON, 1996).

Os CLP possuem como vantagem: variedade de linguagens de programação; quantidade de entradas e saídas disponíveis; fácil programação; modularidade; baixo custo; são robustos e capazes de trabalhar em ambientes hostis e compactos (ERICKSON, 1996).

Porém, ele possui como limitações: a precariedade de especificações metrológicas dos módulos; incapacidade de realizar controles complexos; arquitetura proprietária; baixa velocidade de operação; funcionamento sequencial; baixa capacidade de armazenamento e processamento (BELL, 2005).

B.4 PROGRAMABLE AUTOMATION CONTROLLERS

A maior diferença entre os CLP e o PAC é a interface de programação, combinando as funcionalidades dos primeiros à capacidade de programação de um computador (NATIONAL INSTRUMENTSf, 2013).

Figura 96: Exemplos de PAC



Fonte: National Instrumentsf, 2013.

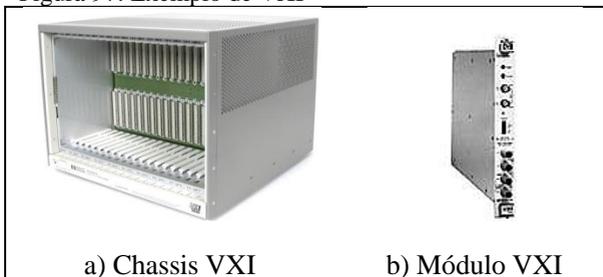
As principais vantagens dos PAC são: multifuncional; capaz de executar diversas funções simultaneamente; arquitetura modular com capacidades distintas (aquisição de dados, controle de processos etc); capaz de operar em ambientes hostis e compactos; não necessitam um PC para gerenciar ou processar os dados; alta velocidade de operação; suporta sistemas de tempo real (determinístico); avançado sistema de comunicação; facilidade de programação (BELL, 2005; OPTO22, 2008).

Como desvantagens: possui arquitetura proprietária, não possui hardware intercambiável, porém são capazes de trocar informações entre si (OPTO22, 2008).

B.5 VXI

O VXI (figura 97) é uma plataforma aberta para a automação de testes concebido através de um consórcio formado em 1987 com o objetivo de definir um padrão modular para instrumentação. Em 1993, o IEEE adotou oficialmente o VXI, chamando-o de padrão IEEE 1155. O padrão VXI possui mais de 1000 produtos disponíveis e é apoiado por mais de 250 fabricantes (WOLFE, 2005). O sucesso do VXI se deve ao fato de o mesmo ser uma plataforma aberta.

Figura 97: Exemplo de VXI



As vantagens do VXI são: plataforma aberta que possibilita a flexibilidade e minimiza a chance da obsolescência; modularidade; aceita módulos PXI e VXI; são compactos quando comparados aos instrumentos dedicados; possibilita o controle remoto ou embarcado; facilidade de configuração, programação e integração devido à interface ser plug and play; a sincronização dos módulos (WOLFE, 2005).

Como desvantagem destacam-se: O custo inicial dessa arquitetura (chassis) é elevado, tornando-o recomendável para aplicações de grande porte (LAUTERBACH, 2003).

B.6 PXI

O PXI (figura 98) é uma arquitetura robusta baseada na plataforma PC para a medição e automação de sistemas. Ela combina as características da interface PCI com robustez, modularidade, sincronização e softwares chave. Além disso, possui avançado sistema temporizador e de *triggering*, e é capaz de trabalhar com softwares em tempo real. Possui interconexão entre chassis, para as mais diversas aplicações (GUTTERMAN, 2002; STARKLOFF, 2003). A figura 98 mostra dois exemplos de PXI da *National Instruments*.

Figura 98: Exemplos de chassis PXI



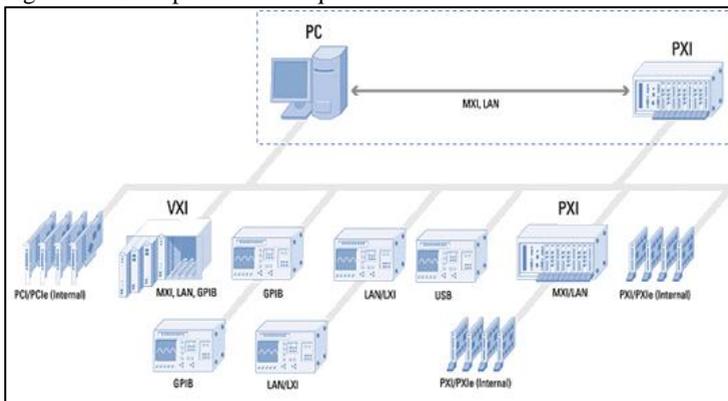
As desvantagens do PXI são: o custo elevado se comparado aos CLP e PAC; o fato de que a transição para os módulos PXI Express tornarão os modelos atuais obsoletos.

B.7 SISTEMAS HÍBRIDOS

Os sistemas híbridos (figura 99) trabalham com o conjunto de componentes de teste e medição de plataformas de instrumentação modular como o PXI, VXI e instrumentos autônomos funcionando paralelamente, conectados através de outros tipos de barramentos, como exemplo GPIB e USB. Em um sistema híbrido, o PC e o software

integram diversos dispositivos de instrumentação em um único sistema (NATIONAL INSTRUMENTS^e, 2013).

Figura 99: Exemplo de uma arquitetura híbrida.



Fonte: Adaptado de National Instrumentse, 2013.

Sistemas híbridos possuem como vantagem a flexibilidade, a facilidade de expansão e a capacidade de juntar as características chaves de cada sistema, utilizado para a medição e controle de processos. Como desvantagem, tem-se: o aumento da complexidade do sistema; a dificuldade de manutenção (NATIONAL INSTRUMENTS^e, 2013).

APÊNDICE C – BALANÇO DE INCERTEZAS

Neste apêndice serão apresentadas as tabelas contendo os valores calculados no item 4.6 com o objetivo de mostrar de forma mais detalhada o que foi feito no balanço de incertezas.

Para o caso da medição do deslocamento, apenas a parcela instrumental é considerada. Em vista disso, as incertezas da cadeia de medição da medição de temperatura é apresentada na tabela 20.

Tabela 20: Balanço das incertezas do deslocamento

Módulos	Grandeza	Incerteza padrão	Distribuição	Incerteza
LVDT	Linearidade	24 mV	Retangular	13,85 mV
	Deriva térmica em zero	0,24 mV/°C	Retangular	0,13 mV/°C
	Deriva térmica da sensibilidade	0,8 mV/°C	Retangular	0,46 mV/°C
	Ruído eficaz	1,5 mV	Retangular	0,87 mV
Controlador	Linearidade	1,6 mV	Retangular	0,92 mV
	Deriva térmica	0,8 mV/°C	Retangular	0,46 mV/°C
	Ruído eficaz	1,5 mV	Retangular	0,87 mV
DAQ	Erro máximo	2,08 mV	Retangular	1,20 mV

Fonte: Autor.

A partir do balanço de incerteza apresentado na tabela 20, pode-se chegar ao cálculo da incerteza combinada do deslocamento. Nesse caso são apresentados os resultados para um intervalo de confiança de 95% (tabela 21).

Tabela 21: Cálculo da incerteza combinada do deslocamento

Varição de temperatura [°C]	Incerteza devido a deriva térmica [mV]	Incerteza combinada [mV]	Incerteza expandida (95%) [mV]	Incerteza expandida (95%) [mm]
10	10,4	15,10	30,30	0,038
20	20,8	18,34	36,75	0,050
30	31,2	22,73	45,52	0,062
40	41,6	27,73	55,51	0,071
50	52	33,07	66,18	0,083
60	62,4	38,60	77,24	0,105
70	72,8	44,26	88,55	0,114
80	83,2	49,99	100,02	0,132
90	93,6	55,79	111,60	0,138
100	104	61,62	123,27	0,148
110	114,4	67,49	134,99	0,168

Fonte: Autor.

No cálculo de incerteza da medição do deslocamento, percebe-se uma grande influência da deriva térmica no LVDT nos valores obtidos. Com o auxílio de uma calibração prévia, é possível verificar quais parcelas dessa incerteza são passíveis de compensação, permitindo que haja uma redução do valor global através da correção de erros sistemáticos.

Para a temperatura de interface, o balanço de incerteza realizado é o apresentado conforme a tabela 22.

Tabela 22: Balanço das incertezas da temperatura de interface

Módulos	Grandeza	Incerteza padrão	Distribuição	Incerteza
CTF-SF25-c3	Linearidade	0,01 mV/V	Retângular	0,0058 mV/V
	Repetibilidade	0,0075 mV/V	Retângular	0,0043 mV/V
DAQ	Erro máximo	2,08 mV	Retângular	1,20 mV

Fonte: Autor.

A partir do balanço de incerteza, levando em consideração três casos de incerteza na determinação da emissividade da superfície, pode-se chegar a três tabelas com níveis de incerteza na medição da temperatura de interface.

Os níveis de incerteza combinada da temperatura, para um valor de emissividade da superfície com uma incerteza de 0,01 é apresentado na tabela 23.

Tabela 23: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,01

Temperatura [°C]	Incerteza combinada [mV]	Incerteza expandida (95%) [mV]	Incerteza expandida (95%) [°C]
-50	5,56	11,12	2,28
0	6,07	12,14	2,49
50	7,90	15,80	3,24
100	11,41	22,82	4,68
150	16,46	32,92	6,75
200	22,88	45,76	9,38
250	30,58	61,16	12,54
300	39,52	79,03	16,20

350	49,66	99,33	20,36
400	61,01	122,02	25,01
450	73,54	147,08	30,15
500	87,26	174,52	35,78
550	102,16	204,32	41,89
600	118,24	236,48	48,48
650	135,50	271,00	55,55
700	153,94	307,87	63,11
750	173,55	347,10	71,15
800	194,34	388,67	79,68
850	216,30	432,60	88,68
900	239,44	478,88	98,17
950	263,75	527,51	108,14

Fonte: Autor.

Os níveis de incerteza combinada da temperatura, para um valor de emissividade da superfície ajustado com uma incerteza de 0,03 é apresentado na tabela 24.

Tabela 24: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,03

Temperatura [°C]	Incerteza combinada [mV]	Incerteza expandida (95%) [mV]	Incerteza expandida (95%) [°C]
-50	14,71	29,42	6,03
0	17,74	35,48	7,27
50	21,25	42,49	8,71
100	25,47	50,95	10,44
150	30,62	61,25	12,56
200	36,84	73,68	15,11
250	44,21	88,42	18,13
300	52,77	105,55	21,64
350	62,55	125,11	25,65
400	73,55	147,10	30,16
450	85,77	171,54	35,17

500	99,20	198,40	40,67
550	113,85	227,69	46,68
600	129,70	259,39	53,18
650	146,75	293,49	60,17
700	165,00	329,99	67,65
750	184,44	368,88	75,62
800	205,08	410,15	84,08
850	226,90	453,80	93,03
900	249,92	499,83	102,47
950	274,12	548,23	112,39

Fonte: Autor.

Já os níveis de incerteza combinada da temperatura, quando o valor de emissividade da superfície é estimado com uma incerteza de 0,05 é apresentado na tabela 25.

Tabela 25: Incerteza combinada da temperatura de interface com emissividade com uma incerteza de 0,05

Temperatura	Incerteza combinada [mV]	Incerteza expandida (95%) [mV]	Incerteza expandida (95%) [°C]
-50	24,24	48,47	9,94
0	29,51	59,01	12,10
50	35,06	70,13	14,38
100	41,06	82,13	16,84
150	47,66	95,33	19,54
200	55,00	110,00	22,55
250	63,19	126,39	25,91
300	72,34	144,67	29,66
350	82,50	164,99	33,82
400	93,73	187,46	38,43
450	106,08	212,15	43,49
500	119,56	239,12	49,02
550	134,20	268,39	55,02
600	150,00	300,00	61,50

650	166,98	333,97	68,46
700	185,15	370,29	75,91
750	204,49	408,98	83,84
800	225,02	450,05	92,26
850	246,74	493,49	101,16
900	269,65	539,30	110,56
950	293,74	587,49	120,43

Fonte: Autor.

Durante o cálculo de incerteza, percebe-se a influência dos valores de emissividade com os valores de incerteza. Vale lembrar que durante os ensaios, haverá também uma variação dos níveis da emissividade da superfície em função da temperatura emitida por ela. Em vista disso, é importante então, realizar uma calibração do sistema para que esta variação possa ser estimada e compensada na medida em que a temperatura da interface sofre variação.

Por fim, os níveis de incerteza calculados nesse apêndice servem apenas como guia para a construção da bancada. Porém, eles deverão ser reanalisados após a construção da bancada, com o objetivo de incluir os valores de incertezas intrínsecos a instrumentação da bancada.