



Rui Gonçalo Clara Araújo

Licenciatura em Ciências de Engenharia Mecânica

Desenvolvimento de um Sistema de Diagnóstico de Falhas em Motores Elétricos de Indução

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Mecânica

Orientador: Prof^a Doutora Helena Victorovna Guitiss Navas,
Professora Auxiliar, FCT-UNL

Co-orientador: Sr. João Luís Jacinto, SIEPI



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Março 2015

Desenvolvimento de um Sistema de Diagnóstico de Falhas em Motores Elétricos de Indução.

Copyright © em nome de Rui Gonçalo Clara Araújo, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

Dedicatória aos meus pais...

Agradecimentos

Este trabalho foi o culminar de um longo percurso na FCT-UNL e contou com o contributo de muitas pessoas, às quais gostaria de deixar o meu agradecimento.

Em primeiro lugar agradeço à minha orientadora, a Professora Doutora Helena Navas pela oportunidade que me proporcionou em elaborar esta dissertação. Agradeço-lhe por todas as críticas construtivas sem as quais não teria conseguido concluir o meu trabalho.

Um agradecimento especial aos meus pais, por todo o investimento na minha formação, por todas as críticas e palavras construtivas, mas também pelo apreço, dedicação e apoio ao longo de toda a minha formação. É sobretudo a eles que dedico este trabalho.

Aos meus colegas de curso e amigos, por todos os momentos de diversão e descontração igualmente importantes no decurso de um trabalho extensivo. Agradeço todo o vosso apoio e amizade.

Ao Sr. José Gonçalves, o principal responsável pela oportunidade de realizar o estágio na empresa SIEPI. Agradeço pelo crédito depositado no meu trabalho, por todo o apoio prestado ao longo do tempo em que estive na empresa.

Ao Sr. João Piçarra, por me ter recebido na sua empresa, pelo apoio e por propiciar todas as condições necessárias a uma boa permanência na empresa e realização de um bom trabalho.

Ao Sr. João Jacinto, por todo o conhecimento transmitido, disponibilidade e aconselhamento imprescindível na realização deste trabalho.

À SIEPI e a todos os seus colaboradores, por toda a compreensão, apoio e ajuda que foram fundamentais não só para a minha integração mas também pelo conhecimento que adquiri ao longo deste último ano que passou.

Não poderia deixar de agradecer aos meus familiares, avós, tios, primos e irmãos que sempre estiveram a meu lado e que me apoiaram e deram força para concluir esta etapa da minha vida.

Resumo

Os motores trifásicos de indução são os mais utilizados na indústria a nível mundial essencialmente devido à sua versatilidade, fiabilidade e baixo custo.

Apesar da alta fiabilidade destes motores, o decorrer do tempo acaba por inevitavelmente levar a um desgaste que se poderá tornar excessivo quando negligenciado, levando assim o motor à situação de avaria. De forma a contornar este problema que resulta em gastos energéticos e prejuízos financeiros para as empresas, conseqüentes da paragem dos seus sistemas produtivos, as empresas recorrem à prática da manutenção preditiva. Através de uma monitorização contínua dos parâmetros de funcionamento, são realizados sucessivos diagnósticos não invasivos aos sistemas produtivos, nomeadamente motores, prevenindo deste modo o surgimento de falhas e avarias, identificando a origem do problema.

A presente dissertação foi elaborada no âmbito da realização de um estágio numa empresa do setor eletromecânico. A referida empresa comercializa equipamentos industriais, dentro dos quais motores elétricos, entre outros componentes de acionamentos eletromecânicos, prestando serviços de manutenção dos mesmos.

Este trabalho visou uma reformulação de um projeto de uma bancada para realização de testes de capacidade dos motores. A bancada de ensaio, além de reformulada, ganhou novas funcionalidades. Foi desenvolvido um sistema de análise e diagnóstico de falhas mecânicas em motores elétricos, através da inclusão de sensores adaptados para monitorização dos parâmetros de funcionamento. A escolha das técnicas utilizadas teve por base uma análise dos modos de falha dos elementos do motor. Para facilitar o trabalho do operador, foi incluída uma consola com botões de navegação e um mostrador em *LCD* para visualização do menu. Foram também comparados dois sistemas diferentes para simulação de carga, ou seja, de teste à capacidade dos motores.

No âmbito desta dissertação está a ser preparado um artigo e uma apresentação para o 13º CNM (Congresso Nacional de Manutenção da APMI).

Palavras-chave: Motor Elétrico Trifásico de Indução, Detecção e Diagnóstico de Falhas, Vibração Mecânica, *Arduíno*, Transformada FFT, Manutenção Preditiva.

Abstract

The three-phase induction motors are the most used in the industry worldwide due to its versatility, reliability and low cost.

Despite the high reliability of this motors, the course of time inevitably lead to a wear that may become excessive when neglected and thereby causing the engine to breakdown. In order to solve this problem and avoid excessive energy expenditure and consequent financial losses of production breach, companies turn to the practice of predictive maintenance. Through continuous monitoring of operating parameters, diagnostics are performed successive non-invasive to production systems, including engines, thereby preventing the emergence of failures and identifying the source of the problem.

This work was prepared as part of the completion of an internship in the electromechanical sector. This company sells industrial equipment, within which electric motors, and other components of electromechanical drives, providing maintenance of these services. This work aimed a reformulation of a bench design to perform engine capacity tests. Besides reformulation the test bench won new features. It was developed a system for analyzing and diagnosing mechanical faults of electric motors, by including sensors adapted to monitor the operating parameters. The choice of techniques used was based on an analysis of the failure modes of motor elements. To facilitate operator's work, a console with navigation buttons and a LCD for menu display were included.

As part of this dissertation is being prepared an article and a presentation to the 13th CNM (National Congress of Maintenance of APMI).

Keywords: Three Phase Induction Motor, Faults Detection and Diagnosis, Mechanical Vibration, *Arduíno*, FFT, Predictive Maintenance.

Índice de matérias

Agradecimentos.....	V
Resumo	VII
Abstract	IX
Índice de matérias	XI
Índice de figuras	XV
Índice de tabelas	XXI
Acrónimos.....	XXIII
Lista de símbolos	XXV
1 Introdução	1
1.1 Contexto e motivação.....	1
1.2 Objetivos.....	3
1.3 Estrutura da dissertação	4
2 Introdução aos motores de indução trifásica.....	7
2.1 Principais componentes do MIT	7
2.2 Normas aplicadas ao MIT	9
2.3 Características funcionais regulamentadas do MIT	9
2.3.1 Potência e rendimento.....	9
2.3.2 Ligação para arranque com inversor de frequência.....	12
2.3.3 Características de aceleração.....	13
2.3.4 Aquecimento.....	15
2.3.5 Regimes de serviço	17
2.3.6 Ruído	19
2.3.7 Vibração	20
2.4 Características construtivas do MIT	21
2.4.1 Dimensão padronizada.....	21
2.4.2 Isolamento do estator	22
3 Falhas em motores de indução	25
3.1 Introdução à manutenção.....	25
3.2 Terminologia utilizada na manutenção.....	26
3.3 Falhas e avarias em motores	27
3.3.1 Falhas no estator.....	28

3.3.2	Falhas no rotor do tipo gaiola de esquilo	29
3.3.3	Excentricidades no entreferro	30
3.3.4	Falhas nos rolamentos	31
3.4	Técnicas de deteção e diagnóstico de falhas	33
3.4.1	Técnicas <i>on-line</i>	33
3.4.2	Técnicas <i>off-line</i>	37
4	Análise do sinal nas técnicas aplicadas ao SDF	39
4.1	Especificação e requisitos do projeto.....	39
4.2	Defeitos localizados nos componentes.....	40
4.2.1	Rolamentos	40
4.2.2	Desbalanceamento.....	42
4.3	Técnicas de medição do sinal no domínio do tempo	43
4.3.1	Nível global.....	43
4.3.2	Valores de pico.....	44
4.3.3	Fator de crista.....	44
4.4	Técnicas de medição do sinal no domínio da frequência	45
4.4.1	Transformada rápida de Fourier (FFT).....	45
4.4.2	Técnica de demodulação de sinais ou de envelope	47
5	Pormenores construtivos do sistema projetado	49
5.1	Equipamento utilizado	49
5.1.1	Equipamento de transmissão e potência mecânica.....	49
5.1.2	Sistema de fixação	50
5.1.3	Sistema de controlo.....	51
5.1.4	Freio de cinta.....	52
5.1.5	Transdutor de binário	52
5.1.6	Tacómetro digital	54
5.1.7	Sistema de medição de temperatura	55
5.1.8	Sistema de medição de vibração	55
5.1.9	Sistema de análise de ruído acústico.....	56
5.1.10	Sensor de medição de corrente	57
5.1.11	Placa <i>Arduíno</i>	57
5.1.12	<i>Arduíno</i> IDE e <i>software</i> utilizado	58

5.2	Conversão de unidades	59
6	Montagem e procedimento prático do SDF	61
6.1	Calibração e verificação dos sensores.....	61
6.1.1	Sistema de controlo.....	61
6.1.2	Tacómetro digital	61
6.1.3	Célula de carga	62
6.1.4	Sistema de medição de temperatura	64
6.1.5	Sistema de medição da vibração	65
6.1.6	Sistema de medição de ruído.....	66
6.1.7	Alimentação.....	66
6.2	Considerações de alguns parâmetros importantes.....	67
6.2.1	Transmissão axial.....	67
6.2.2	Frenagem da polia.....	68
6.2.3	Momento de inércia de massa	69
6.3	Procedimento experimental.....	72
7	Resultados experimentais	77
7.1	Testes do motor em vazio	77
7.1.1	Vibração com e sem ligação de motor a inversor de frequência	77
7.1.2	Diagnóstico ao estado dos rolamentos	81
7.1.3	Teste de medição de ruído acústico	86
7.2	Testes do motor em carga	87
7.2.1	Teste de desbalanceamento	87
7.2.2	Teste ao arranque dos motores	90
7.2.3	Teste de carga resistiva aplicada ao motor.....	94
8	Discussão dos Resultados e Conclusões	97
9	Bibliografia	101
	Anexo A – Grupo das normas pertencentes à norma IEC60034.....	105
	Anexo B – Condições mínimas de funcionamento consoante a categoria de motor do Arranque de motores de indução trifásica do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma 60034-12.....	106
	Anexo C – Tolerâncias elétricas e mecânicas aplicadas aos motores de indução trifásica com rotor do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma IEC60034-1.....	111
	Anexo D – Potência sonora admissível para motores de indução trifásica com rotor do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma IEC60034-1.....	112

Anexo E – Equipamento de acionamento mecânico utilizado.....	114
Anexo F – Coeficientes de atrito	117

Índice de figuras

Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica por setor de atividade económica em Portugal no ano 2012. Valores provisórios e apresentados de forma percentual [6].	1
Figura 2.1 – Vista explodida do MIT com rotor do tipo em gaiola de esquilo [13].	7
Figura 2.2 – Carga trifásica ligada em triângulo.	9
Figura 2.3 – Carga trifásica ligada em estrela.	10
Figura 2.4 – Triângulo da potência de carga reativa [26].	10
Figura 2.5 – Esquema do balanço das perdas verificadas no motor elétrico [23].	11
Figura 2.6 – Curva característica binário x rotação típica de um motor de indução (adaptado de [2]).	13
Figura 2.7 – Curvas binário × velocidade em diferentes categorias [2].	14
Figura 2.8 – Determinação gráfica do binário médio de aceleração Ta [2].	15
Figura 2.9 – Evolução da temperatura do motor ao longo da carcaça [2].	16
Figura 2.10 – Regimes de serviço S1, S2, S3 e S4 em motores de indução trifásicos [30].	17
Figura 2.11 – Posições de medição de vibração no motor elétrico [19].	20
Figura 2.12 – Dimensões normalizadas dos motores e respetiva legenda para recurso aos valores tabelados [16].	21
Figura 2.13 – Dimensões normalizadas da flange FF ou B5 [2].	22
Figura 3.1 – Representação gráfica da terminologia utilizada na manutenção de acordo com a norma IEEE 729-1983, em [30].	26
Figura 3.2 – Média não ponderada dos estudos EPRI e IEE-IAS.	27
Figura 3.3 – Falhas típicas nos enrolamentos do estator devido a deterioração do isolamento. a) Curto-circuito entre duas fases; b) Curto-circuito entre a bobinagem e o núcleo; c) Curto-circuito no bordo de ranhura por falha de ligação à terra [35].	28
Figura 3.4 – Origem de defeitos no rotor. Resultado obtido pelos estudos do IEE-IAS e EPRI.	29
Figura 3.5 – Circuito elétrico simplificado de a) rotor gaiola de esquilo a funcionar normalmente e b) rotor do tipo gaiola de esquilo com uma barra partida [37].	30
Figura 3.6 – Dois tipos de excentricidade no entreferro: a) estática e b) dinâmica [3].	30
Figura 3.7 – Rolamento de esferas [38].	31
Figura 3.8 – Situações de incorreta instalação dos rolamentos por (a) desalinhamento do veio, (b) deflexão do veio, (c) anel exterior torcido e (d) anel interior torcido [44].	32
Figura 3.9 – Exemplos de danos físicos no rolamento: (a), aparecimento de estrias na superfície deslizante, resultado de uma disfunção elétrica. (b), marca característica de passagem de corrente pelo rolamento. [44].	32

Figura 3.10 – Organigrama dos principais métodos de monitorização do MIT dependentes do tipo de operacionalidade.	33
Figura 4.1 – Dimensões envolvidas nas expressões das frequências características dos elementos constituintes do rolamento.	41
Figura 4.2 – Aspeto de uma DFT para um número N de amostras par [55].	45
Figura 4.3 – Diferença entre um sinal amostrado devidamente e um sinal distorcido devido a aliasing.	46
Figura 4.4 – Procedimento adotado na demodulação de sinal [56].	47
Figura 5.1 – Sistema de fixação regulável da base do motor por modo de fusos roscados.	50
Figura 5.2 – Sistema protótipo de auxílio no alinhamento.	50
Figura 5.3 – Esquema do circuito elétrico da bancada de ensaio.	51
Figura 5.4 – Freio de cinta.	52
Figura 5.5 – Sistema de carretos com casquilho cónico e corrente de rolos dupla.	52
Figura 5.6 – Célula de carga YZC-516.	53
Figura 5.7 – Tacómetro digital por infravermelho.	54
Figura 5.8 – Sensor de temperatura TMP36.	55
Figura 5.9 – Acelerómetro EVAL-ADXL345Z da Analog Devices.	56
Figura 5.10 – Sensor MAX9814.	57
Figura 5.11 – Sensor digital de corrente toroidal.	57
Figura 5.12 – Exemplo de uma placa Arduino UNO, (fonte: www.arduino.cc).	58
Figura 6.1 – Construção provisória para fase de teste do sistema de controlo.	61
Figura 6.2 – Sistema de controlo da calibração do tacómetro digital.	61
Figura 6.3 – Sistema de controlo do tacómetro digital em funcionamento.	62
Figura 6.4 – Procedimento de ensaios para calibração da célula de carga.	62
Figura 6.5 – Circuito base de amplificação do sinal output da célula de carga por meio do integrado INA125P.	63
Figura 6.6 – Valores do ADC durante a calibração com carga suspensa.	63
Figura 6.7 – Sistema de controlo do freio de cinta.	64
Figura 6.8 – Montagem e sistema de controlo do sensor de temperatura.	65
Figura 6.9 – Suporte e montagem do acelerómetro ADXL345Z.	65
Figura 6.10 – Programa de calibração do ADXL345Z-M.	65
Figura 6.11 – Dispositivo de medição de pressão sonora e posicionamento do sistema durante o ensaio.	66

Figura 6.12 – Fonte de alimentação utilizada na maioria dos sistemas do projeto.	66
Figura 6.13 – Freio de cinta. A) Representação das forças aplicadas e respetivos braços. B) Representação da cinemática associada ao movimento da polia.	67
Figura 6.14 – Teste a um momento de frenagem da polia travando o motor GL-90.....	69
Figura 6.15 – Rolamento instalado no rotor junto ao veio de saída.	72
Figura 6.16 – Rolamento 6205-2RS. A) Localização do defeito na gaiola junto à pista externa do rolamento sem massa lubrificante; B) Rolamento defeituoso e com massa lubrificante.....	73
Figura 6.17 – Polia desbalanceada por conjunto parafuso porca.....	74
Figura 7.1 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial x para o motor GL90L-4.	77
Figura 7.2 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial y para o motor GL90L-4.	77
Figura 7.3 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos com inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor GL90L-4.	78
Figura 7.4 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos sem inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor GL90L-4.	78
Figura 7.5 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial x para o motor VL90S4.	79
Figura 7.6 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial y para o motor VL90S4.	79
Figura 7.7 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos com inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.	79
Figura 7.8 – Waveform dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos sem inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.	80
Figura 7.9 – FFT dos sinais vibratórios de amplitude de deslocamento adquiridos com inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.	80
Figura 7.10 – FFT dos sinais vibratórios de amplitude de deslocamento adquiridos sem inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.	81
Figura 7.11 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento em bom estado.	81
Figura 7.12 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento danificado na gaiola.	81
Figura 7.13 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante.	82
Figura 7.14 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial x.	82

Figura 7.15 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial x.	82
Figura 7.16 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial y.	83
Figura 7.17 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial y.	83
Figura 7.18 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial x.	83
Figura 7.19 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial x.	84
Figura 7.20 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial y.	84
Figura 7.21 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial y.	84
Figura 7.22 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial x.	85
Figura 7.23 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial x.	85
Figura 7.24 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial y.	85
Figura 7.25 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial y.	86
Figura 7.26 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga balanceada.	87
Figura 7.27 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.	87
Figura 7.28 – Espectro dos sinais de vibração em função da velocidade (mm/s) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.	88
Figura 7.29 – Espectro dos sinais de vibração de deslocamento (mm) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.	88
Figura 7.30 – Comparação entre espectros dos sinais de vibração de deslocamento (mm) das direções radiais x para uma magnitude RMS em carga balanceada (linha vermelha) e desbalanceada (linha branca).	89
Figura 7.31 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa Vacon Live e respetiva legenda de parâmetros.	90
Figura 7.32 – Resultados diretos do teste de arranque bloqueado obtido pelo programa Vacon Live.	90

Figura 7.33 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de arranque bloqueado com inversor e sem inversor.....	91
Figura 7.34 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa Vacon Live e respectiva legenda de parâmetros.....	92
Figura 7.35 - Resultados diretos do teste de arranque bloqueado obtido pelo programa Vacon Live.	92
Figura 7.36 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de arranque bloqueado com inversor e sem inversor.....	93
Figura 7.37 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa Vacon Live e respectiva legenda de parâmetros.....	94
Figura 7.38 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de frenagem com inversor e sem inversor... ..	94
Figura 7.39 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa Vacon Live e respectiva legenda de parâmetros.....	95
Figura 7.40 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de frenagem com inversor e sem inversor... ..	96
Figura A.1 – Grupo das normas pertencentes à IEC60034.....	105
Figura B.1 – Matriz inercial calculada da polia modelada em Solidworks.....	110
Figura C.1 – Tolerâncias elétricas e mecânicas aplicadas ao MIT de acordo com a norma IEC60034-1.....	111
Figura D.1 – Valores de potência sonora admissível de acordo com a velocidade do motor	112
Figura D.2 – Valores de potência sonora admissível de acordo com a potência e o número de pólos do motor.....	113
Figura E.1 – Motor GL90L-4.....	114
Figura E.2 – Motor VL90S4.....	115
Figura E.3 – Motor ELDT112C.....	116
Figura E.4 – Sistema SDF desenvolvido.....	117
Figura F.1 – Coeficientes de atrito estático e cinético para vários materiais [55].....	117

Índice de tabelas

Tabela 2.1 – Máxima potência sonora ponderada LWA em dB(A) de acordo com a norma IEC 60034-9 [27], para o funcionamento de motores MIT elétricos sem carga em velocidade nominal.....	19
Tabela 2.2 – Valores máximos de magnitude de vibração (RMS) em deslocamento, velocidade e aceleração de acordo com o tamanho do motor.....	20
Tabela 2.3 – Dimensões normalizadas de motores elétricos [16].	21
Tabela 2.4 – Exemplos de formas construtivas horizontais [2]......	22
Tabela 2.5 – Classes de isolamento [2].	23
Tabela 3.1 – Estatística de ocorrência de falha dos componentes do MIT.	27
Tabela 3.2 – Parâmetros medidos de acordo com a identificação da natureza de falha a identificar [52]......	35
Tabela 4.1 – Limites de vibração baseados na ISO 10816.	44
Tabela 4.2 – Limites de vibração baseados na ISO 10816 para rolamentos.	48
Tabela 5.1 – Características do sensor EVAL-ADXL345Z.	56
Tabela 5.2 – Características do sensor MAX9814.....	56
Tabela 6.1 – Frequência de Rotação e suas harmônicas.	73
Tabela 6.2 – Frequências características de vibração no rolamento de motor a 24Hz.....	73
Tabela 7.1 – Resultados obtidos de análise RMS e peak ao sinal de velocidade de vibração com e sem inversor para o motor GL90L-4.	78
Tabela 7.2 – Resultados obtidos de análise RMS e peak ao sinal de velocidade de vibração com e sem inversor VL90S4.	80
Tabela 7.3 – Valores da pressão sonora LP dB(A) e do SNR medidos.	86
Tabela 7.4 – Resultados obtidos de análise RMS e peak ao sinal de amplitude de velocidade de vibração.	88
Tabela 7.5 – Resultados obtidos de análise RMS e peak ao sinal de amplitude de deslocamento de vibração.	89
Tabela 7.6 – Valores obtidos com o programa Vacon Live e o sistema SDF com ligação a inversor e diretamente à rede elétrica.....	91
Tabela 7.7 – Valores obtidos com o programa Vacon Live e o sistema SDF com ligação a inversor e diretamente à rede elétrica.....	93
Tabela 7.8 – Comparação entre os dois sistemas para simular carga resistiva.	95
Tabela 7.9 – Comparação entre os dois sistemas para simular carga resistiva.	96
Tabela E.1 – Características técnicas do motor GL90L-4.	114
Tabela E.2 – Características Técnicas do Motor VL90S4.	115

Acrónimos

API	Interface de programação e aplicativos
APMI	Associação Portuguesa de Manutenção Industrial
ADC	<i>Analog to digital converter</i>
BD	Diâmetro do elemento rolante
BPMI	<i>Ball pass frequency inner race</i>
BPFO	<i>Ball pass frequency outer race</i>
BSF	<i>Ball spin frequency</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CV	Cavalo-vapor
DIY	<i>Do it yourself</i>
EN	Euronorm
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
ESA	<i>Electrical signature analysis</i>
FC	Fator de crista
FFT	<i>Fast Fourier transform</i> (transformada rápida de Fourier)
FTF	<i>Fundamental train frequency</i>
FS	Fator de serviço
FSA	Análise da assinatura do fluxo
IEC	<i>Internacional Electrotechnical Commission</i>
IEE-IAS	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers – Industry Applications Society</i>
IR	<i>Infrared</i> (infravermelho)
ISO	<i>International organization for standardization</i>
LCD	<i>Liquid crystal display</i>
LED	<i>Light emitting diode</i>
MIT	Motor de indução trifásico
MCA	<i>Motor circuit analysis</i>
MCSA	<i>Motor current signature analysis</i>
NEMA	<i>National Electrical Manufacturers</i>

PCA	Análise em componentes principais
PD	Diâmetro primitivo do rolamento
PTN	Condições normais de pressão e temperatura
RPM	Rotações por minuto
RMS	<i>Root mean square</i>
SDF	Sistema de diagnóstico de falhas
SIEPI	Sociedade Industrial de Equipamentos para a Indústria
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i> (relação sinal - ruído)
TR	Transmissor e recetor
USB	<i>Universal serial bus</i>
WAV	<i>Waveform audio file</i>

Lista de símbolos

C	Energia Cinética	[J]
D	Diâmetro da polia	[mm]
F	Força aplicada a um elemento infinitesimal da cinta	[N]
F_1	Força maior da extremidade da cinta de couro	[N]
F_2	Força menor da extremidade da cinta de couro	[N]
F_1	Força de atrito	[N]
g	Aceleração da gravidade	[$m \cdot s^{-2}$]
H	Altura do rotor	[mm]
I	Corrente elétrica	[A]
I_f	Corrente elétrica por fase	[A]
I_Y	Corrente de ligação em estrela	[A]
I_Δ	Corrente de ligação em triângulo	[A]
J	Momento de Inércia de massa	[$Kg \cdot m^2$]
J_z	Momento de Inércia de massa em torno do eixo z	[$Kg \cdot m^2$]
J_{cil}	Momento de Inércia de massa do cilindro	[$Kg \cdot m^2$]
J_{pol}	Momento de Inércia de massa da polia	[$Kg \cdot m^2$]
L_p	Pressão sonora	[$dB(A)$]
L_W	Potência sonora	[dB]
k	Número Inteiro Positivo	
n_s	Velocidade de rotação do campo girante	[min^{-1}]
n_n	Velocidade angular nominal	[min^{-1}]
P	Potência	[W]
P_n	Potência nominal	[W]
P_t	Potência transmitida	[W]
P_a	Potência absorvida	[W]
P_{ele}	Potência elétrica	[W]
P_{mec}	Potência mecânica	[W]
P_u	Potência útil	[W]
P_f	Potência elétrica por fase	[W]

P_T	Perda de potência total no motor	[W]
P_{fe}	Perda de potência total no entreferro	[W]
P_{fw}	Perda de potência devido a fricção e ventilação	[W]
$P_{s,\theta}$	Perda de potência no estator	[W]
$P_{r,\theta}$	Perda de potência no rotor	[W]
P_{LL}	Perda de potência adicional	[W]
Q	Potência reactiva	[V · Ar]
s	Escorregamento do Motor	
S	Potência aparente	[V · A]
S_1	Potência aparente de rotor bloqueado	[V · A]
T	Período de um sinal periódico	[s]
t	Tempo	[s]
t_a	Tempo de arranque do motor	[s]
T_n	Binário nominal do motor	[N · m]
T_S	Binário resultante do sistema	[N · m]
T_r	Binário resistivo devido a carga no sistema	[N · m]
T_{max}	Binário máximo	[N · m]
T_u	Binário no motor, em relação à potência útil	[N · m]
T_1	Binário de rotor bloqueado	[N · m]
T_a	Binário médio de aceleração	[N · m]
T_f	Binário de frenagem	[N · m]
U	Trabalho	[J]
V	Tensão elétrica	[V]
V_f	Tensão elétrica por fase	[V]
α	Aceleração angular	[rad · s ⁻²]
f	Frequência de um sinal periódico	[Hz]
f_1	Frequência de Alimentação da rede elétrica	[Hz]
f_2	Frequência induzida no rotor	[Hz]
ω_N	Velocidade angular nominal	[rad · s ⁻¹]
ω_0	Velocidade angular inicial	[rad · s ⁻¹]
ϕ	Ângulo de abraçamento	[°]

η	Rendimento	[%]
η_{acopl}	Rendimento do acoplamento	[%]
η_{rol}	Rendimento estimado do rolamento	[%]
η_{cor}	Rendimento estimado da união por corrente	[%]
μ	Coefficiente de atrito cinético	
p	Número de pares de pólos	
$\cos \varphi$	Fator de Potência	

1 Introdução

1.1 Contexto e motivação

A transmissão mecânica comumente presente nos atuais sistemas produtivos de qualquer atividade económica de um país, tem como base a utilização de motores elétricos no seu acionamento. Atualmente estes sistemas de conversão de energia, tanto ao nível doméstico como industrial são preponderantes no desempenho de diversas aplicações práticas e por isso representam 95% de todos os principais acionamentos existentes, sobretudo pelo facto de combinarem as vantagens da energia elétrica [1].

De acordo com as referencias [2, 3], os motores elétricos podem ser agrupados em diversas classes e tipos devido sobretudo a: fatores elétricos, qualidade de construção, sistema de refrigeração e condições de segurança na sua operabilidade. A principal repartição caracteriza-se pela utilização do tipo de corrente elétrica na sua alimentação, que poderá ser corrente alternada (CA) ou contínua (CC). Dentro de cada um destes tipos poderá ser dividido consoante o tipo de rede, ou seja precisar de uma ou três fases de excitação sendo respetivamente monofásico ou trifásico e dentro de cada um destes tipo poderá também ser síncrono ou assíncrono, dependendo se a velocidade do seu rotor é proporcional ou não à frequência de sincronismo¹.

O tipo de motor mais comumente utilizado na indústria é o Motor de Indução Trifásico (MIT) [4], devido ao facto de ser economicamente mais viável por a distribuição de energia elétrica ser normalmente realizada em corrente alternada, dispensando assim a necessidade de um transformador de corrente associado. Além disso o seu modo de funcionamento simplista é adequado a servir a maioria das aplicações práticas [1]. É também caracterizado, como sendo um motor robusto, com um tempo de vida útil longo, de baixo custo, de fácil ligação e controlo, e também grande versatilidade no funcionamento em casos onde se requer uma velocidade estável independentemente da carga que lhe está a ser aplicada [5]. Devido a razões técnicas e económicas como as descritas, o MIT tem sido utilizado em larga escala global e hoje a sua utilização repercute-se num consumo elétrico típico na ordem dos 40% a 50% da energia elétrica total produzida num genérico país industrializado [1, 6]. Tomando como base o gráfico da figura 1.1 que representa o consumo de energia elétrica por setor económico em Portugal poder-se-á ter uma noção da utilização destes equipamentos em território nacional.

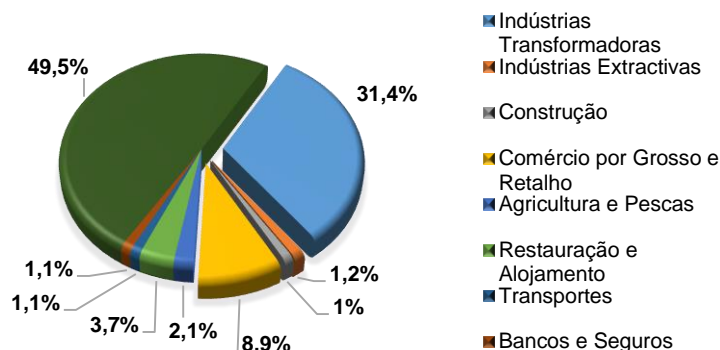


Figura 1.1 – Consumo de energia elétrica por setor de atividade económica em Portugal no ano 2012. Valores provisórios e apresentados de forma percentual [6].

¹ Frequência do campo girante provocado pelo estator.

Pela análise da figura 1.1 verifica-se que para as quatro atividades económicas destacadas, Industrias Transformadoras e Extrativas, Construção e Comércio por Grosso e Retalho, que representam cerca de 43% da energia elétrica total consumida é expectável o recurso a estes motores no desempenho das suas atividades. Se no gráfico for excluído o setor definido como “Outros” e forem referenciados apenas os setores de atividade industriais verifica-se que no seu conjunto representam os principais consumidores de energia elétrica. No artigo presente em [7], é mencionado que o motor elétrico é responsável por mais de 60% do consumo energético industrial e segundo o mesmo é espectável uma poupança energética anual de 850 milhões de kWh se a energia elétrica que lhes é destinada for reduzida em apenas 5%. Este número expressivo está diretamente relacionado com o rendimento do motor, isto é, os valores representam apenas a energia consumida que é variavelmente maior que a energia aproveitada consoante o caso. Poder-se-ia alcançar uma poupança energética considerável se os motores funcionassem na plenitude das suas capacidades e rendimento para os quais foram projetados. É do senso comum que nem todos os motores rendem o que deveriam por diversos fatores, como por exemplo má qualidade de fabrico, materiais precários, processos não controlados, meios de produção não adequados mas também devido a uma escolha errada do motor para a operação destinada. Outro motivo poderá ser a utilização de motores comprometidos no seu funcionamento devido a existência de falhas graves ou de uma construção negligente.

Apesar de tudo, a boa fiabilidade geral deste tipo de motores não é vitalícia, pois o decorrer do tempo acaba por inevitavelmente trazer desgaste ao motor, que se poderá tornar excessivo numa situação negligente e provocar falha ou avaria. Este processo pode ser acelerado por diversos fatores como a sua montagem, condições locais de ambiente e condições de operação [8, 9].

Numa situação extrema, uma avaria de um motor imobiliza parcialmente ou totalmente um processo industrial onde esteja inserido e dependendo da importância deste poderá ter consequências graves para a empresa e terceiros, normalmente envolvendo prejuízos económicos acentuados [10]. Nestes casos a avaria é normalmente identificada através de uma ação de manutenção corretiva, no entanto existem casos menos óbvios onde ocorre falha que se vai agravando gradualmente com o tempo e só é perceptível quando o rendimento fica fortemente comprometido ou ocorre uma manifestação evidente de falha, por meio de um comportamento anormal das condições de funcionamento. Este é normalmente o cenário presente na maioria das empresas industriais, que não detêm qualquer plano de manutenção que aposte na prevenção, limitando-se apenas a corrigir o que já avariou. Para evitar que estas manifestações ocorram, certas empresas realizam uma inspeção preventiva ao estado das máquinas que operam nos seus sistemas, através de uma análise detalhada de funcionamento ou até mesmo uma desmontagem para avaliar o seu estado estrutural. Estas atividades são realizadas preferencialmente nos ciclos de menor cadência produtiva [11]. O custo associado a esta ação de manutenção depende do local, tempo e das condições por vezes inacessíveis onde se processam, que representarão uma considerável percentagem de todas as despesas da unidade fabril. Por outro lado, é estimado que apenas 10% do equipamento que é substituído nas inspeções de manutenção esteja realmente em condições que o incapacitam de realizar a sua função [12].

Numa perspetiva política de conservação e de eficiência energética cada vez mais exigente aliada à eficiência produtiva industrial e conseqüente necessidade de melhorar a fiabilidade dos acionamentos mecânicos existentes, têm sido conduzidas atividades de pesquisa e de desenvolvimento de instrumentos, capazes de monitorizar e diagnosticar os motores em operação

e também avaliar as causas e consequências de variadas condições de falha [1]. Monitorizar um motor elétrico com o objetivo de conhecer as suas condições de funcionamento, implica um estudo prévio das condições que se pretendem analisar, incluindo as situações de carga previsíveis, temperatura gerada pelos componentes do sistema, bem como a temperatura ambiente e outras condições que poderão comprometer os dados recolhidos, como os fenómenos de eletromagnetismo, ruído e vibração.

Por outro lado especificar um sistema de instrumentação capaz de assegurar a monitorização plena do motor a que se propõe e ao mesmo tempo manter baixo o seu custo de implementação é uma tarefa contraditória, como tal o desenvolvimento do sistema proposto deve ser adequado o mais possível às necessidades emergentes, visto que durante o período de trabalho existem compromissos que condicionam o custo e a exequibilidade do mesmo.

Através da crescente massificação de venda de produtos eletrónicos de baixo custo e acessíveis ao utilizador comum, surge a tendência natural de o consumidor final tentar adaptar equipamentos de caráter DIY (*Do It Yourself*) a determinados projetos, com fins científicos ou comerciais. Nesse mercado destaca-se o controlador *Arduíno*, cuja grande versatilidade permite ao utilizador a sua inclusão em múltiplos projetos de forma autónoma ou complementar com outros equipamentos. Nesta ordem de ideias surge o desafio de criar um sistema prático, de baixo custo, dotado de vários tipos de sensores para avaliar parte da condição mecânica de funcionamento de motores trifásicos, de forma não invasiva e para diferentes parâmetros de funcionamento.

1.2 Objetivos

Este trabalho teve como objetivo conceber e implementar um sistema de instrumentação económico, capaz de monitorizar vários parâmetros de funcionamento num motor elétrico e de descrever a sua condição em tempo real. Esses parâmetros foram medidos com recurso a diversos tipos de sensores, segundo metodologias apropriadas. Idealmente através de um sistema de instrumentação e da aquisição de dados ao longo do tempo por meio de métodos experimentais, torna-se possível analisar parâmetros dos motores e localização de falhas presentes em componentes do MIT.

O sistema foi realizado no âmbito de uma bancada de ensaio existente numa empresa nacional de comercialização de equipamento industrial do ramo eletromecânico, a SIEPI (Sociedade Industrial de Equipamento para a Indústria). A empresa localizada no parque industrial do Arneiro, em Loures dedica a sua atividade há cerca de 22 anos no estudo e elaboração de projetos e comercialização de equipamentos nas áreas da transmissão mecânica, fluidos e automação. É uma empresa estruturada por departamentos de Qualidade, Administrativo, Comercial e Técnico. Comercializa diversos tipos de equipamentos, nos quais se destacam os acionamentos eletromecânicos. Para além da sua comercialização, a empresa fornece ainda serviços de manutenção.

A bancada referida tem por objetivo aplicar carga resistiva a motores, com recurso a uma ligação de um inversor de frequências com um motor de maior ou igual capacidade que o testado. O objetivo é simular a carga resistiva incidente nas condições reais a que o motor se destina e verificar a sua aptidão para a aplicação a que se propõe. É sobretudo do interesse da empresa utilizar o sistema para avaliar a capacidade de motores de forma rápida e prática. É utilizado em motores devolvidos, por suposta avaria, motores velhos que apresentem sinais de desgaste,

motores sujeitos a reparação ou até mesmo motores novos armazenados por longos períodos de tempo.

A finalidade de criar um sistema de avaliação capaz de detetar falhas em componentes, essencialmente mecânicos de forma não invasiva e de monitorizar outros parâmetros de funcionamento, levou ao desafio de trabalhar e melhorar a bancada existente.

Numa primeira fase, e com base na revisão bibliográfica efetuada, o Sistema Diagnóstico de Falha (SDF) começou com o desenvolvimento de sensores e instrumentos de suporte para posterior implementação no sistema existente. Seguidamente, foi instalada uma plataforma controladora *Arduíno* de forma a programar e fazer a aquisição dos sinais provenientes dos sensores criados e de todos os periféricos existentes. De modo a facilitar o trabalho do operador da bancada de ensaio, foi ainda criado um painel *LCD* com uma pequena consola para interagir por meio de um menu que permitisse a escolha do parâmetro a medir.

Para avaliar a existência de falha interna no motor em componentes mecânicos, o SDF contou também com um sistema capaz de monitorizar o estado de vibração e ruído sonoro da máquina. A placa de *Arduíno* apresenta limitações a nível de processamento, quantidade e complexidade de ligações para determinados dispositivos onde é essencial haver uma resposta rápida da API (Interface de Programação e Aplicativos) face ao dispositivo de recolha de dados e como tal foi utilizada uma solução alternativa mais prática de utilizar e mais eficiente para os diagnósticos de falha.

Para a aquisição de dados importantes para a análise de vibração, foi adquirido um dispositivo que permitiu a representação contínua da vibração em função da amplitude de aceleração para várias frequências presentes no motor. Estes dados provêm de sinais eletrónicos convertidos em sinais digitais por uma placa ADC (*Analog to Digital Converter*) e posteriormente transmitem-se por comunicação USB (*Universal Serial Bus*) para um computador onde é feito o registo e tratamento de dados. Foi também medida a intensidade do ruído acústico, bem como analisados valores de binário e velocidade angular. Devido ao baixo custo do equipamento que foi adquirido no projeto, é expectável uma inerente baixa precisão. Contudo, aplicando as técnicas e metodologias adequadas nos equipamentos selecionados e dimensionados, as imprecisões e incompatibilidades conseguem-se minimizar.

1.3 Estrutura da dissertação

Além do presente capítulo de introdução, a dissertação encontra-se dividida por mais 7 capítulos e anexos.

No segundo capítulo é introduzido o MIT, as normas que o regulamentam no projeto e no diagnóstico, algumas definições e terminologias relacionadas com características funcionais e construtivas relevantes para o trabalho.

No terceiro capítulo, aborda-se o tema da manutenção industrial onde é realizada uma comparação entre as técnicas normalmente adotadas. São descritas as falhas frequentes que mais prejudicam o funcionamento dos motores de indução e os respetivos métodos de deteção e diagnóstico usualmente mais adotados.

No quarto capítulo são apresentados os requisitos do projeto, são introduzidas as técnicas aplicadas e os conceitos por detrás das mesmas. Neste capítulo também se realiza uma breve revisão da teoria da análise e das técnicas de medição de sinal recolhido na vibração.

No quinto capítulo desenvolve-se detalhadamente o SDF, apresentando a memória descritiva dos equipamentos e componentes do projeto. Apresentam-se também de forma sucinta as soluções de *software* encontradas para os vários processos do sistema e a conversão de unidades utilizada no funcionamento da instrumentação utilizada.

No sexto capítulo apresentam-se os passos referentes à montagem dos sensores utilizados e da sua calibração. São indicadas algumas considerações teóricas fundamentais que foram tomadas com o propósito de viabilizar os resultados. Por último é descrito todo o procedimento experimental efetuado.

O sétimo capítulo diz respeito à demonstração de todos os resultados obtidos com os ensaios no trabalho realizado.

Por fim, no oitavo capítulo efetua-se uma análise dos resultados e retiram-se as devidas conclusões do trabalho desenvolvido, bem como propostas para realização de trabalhos futuros.

2 Introdução aos motores de indução trifásica

2.1 Principais componentes do MIT

De entre os vários tipos de motores elétricos, o motor trifásico de indução (MIT) evidencia-se pelo seu modo de funcionamento simplista extremamente versátil, construção resistente, rendimento aceitável e pouca necessidade de manutenção. O MIT é uma máquina elétrica de corrente alternada constituída por elementos comuns a todos os tipos e que são essencialmente o estator e o rotor, respetivamente a parte fixa e a rotativa.

O estator consiste num núcleo cilíndrico de aço magnético laminado, onde estão alojados três conjuntos de bobinagem afastados de forma equidistante e cada um deles ligado a uma fase diferente de corrente de alimentação. No caso dos motores de corrente alternada, como é o MIT, quando o estator é alimentado nas três fases, a polaridade do estator vai girando à medida da evolução das sinusoides de cada fase, isto é, o campo magnético resultante dos campos magnéticos de cada uma das três fases vai mudando de direção porque cada um dos campos individuais vai-se alterando na intensidade e mantém-se na direção.

O rotor é formado por uma bobine polifásica com os condutores curto-circuitados, energizando assim por submissão a fenómenos de indução magnética. A bobine é por sua vez atravessada por um veio mecânico assente em rolamentos. Pode apresentar duas configurações distintas, sendo a chamada “gaiola de esquilo” a mais utilizada devido ao facto de não apresentar contactos elétricos sujeitos a desgaste. Esta configuração é composta por barras de alumínio condutoras equidistantes e interligadas nos extremos.

Na figura 2.1 estão ilustrados os componentes referidos que compõe o MIT do tipo gaiola de esquilo, entre outros como a carcaça (que serve de base ao motor e onde se aloja o estator), o entreferro (espaço entre o estator e o rotor), os rolamentos e o sistema de ventilação.

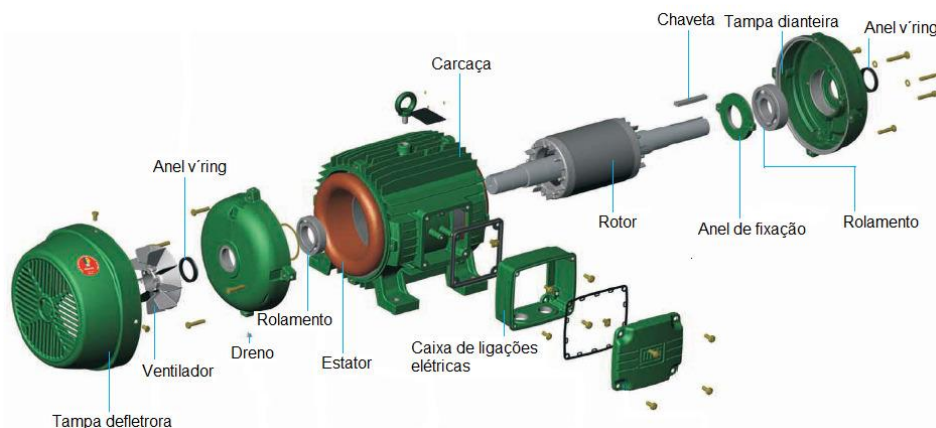


Figura 2.1 – Vista explodida do MIT com rotor do tipo em gaiola de esquilo [13].

A outra configuração não ilustrada consiste num rotor bobinado, onde os seus enrolamentos são envolvidos por um conjunto de anéis e contactos deslizantes com escovas, que transportam a corrente elétrica de modo constante no anel durante todo o seu percurso. Este sistema tem a possibilidade de se controlar a sua corrente de partida e conseqüentemente a velocidade do motor, contudo tem caído em desuso devido à utilização de inversores de frequência que são mais eficientes e permitem configurar outros parâmetros.

Comparando as duas configurações, o rotor do tipo bobinado torna-se mais dispendioso tanto no seu custo de fabrico como na manutenção e apresenta uma menor eficiência energética relativamente aos rotores em gaiola de esquilo [14]. No presente trabalho só interessa estudar a configuração em gaiola de esquilo pois é a mais utilizada nos motores industriais.

O processo de funcionamento do MIT gaiola de esquilo começa com a aplicação das tensões elétricas alternadas nos enrolamentos distribuídos no estator, que criam um campo magnético girante e de amplitude constante, com frequência proporcional à frequência de alimentação da rede. Esse campo magnético, ao atravessar os condutores do rotor, induz uma corrente nos seus enrolamentos criando uma força eletromotriz que por sua vez cria o seu próprio campo magnético girante. Este novo campo criado ao tentar alinhar-se com o campo magnético do estator, produz um binário obrigando o rotor a um movimento rotacional. A velocidade de rotação do campo girante criado no estator, denominada velocidade de sincronismo é ligeiramente superior à velocidade de rotação do campo criado no rotor, sendo por isso denominado um movimento assíncrono entre campos magnéticos.

A velocidade síncrona, assume um valor diferente do valor da velocidade do rotor, que se traduz na velocidade do motor verificada na equação 2.1.

$$n_s = \frac{60 \times f_1}{p} \quad [\text{rpm}] \quad (2.1)$$

Onde:

n_s : Velocidade de sincronismo;

f_1 : Frequência de rede, 50Hz (países Europeus);

p : Número de par de pólos do motor;

O escorregamento (s) é a relação entre as velocidades de rotação síncrona (n_s) e velocidade do rotor (n).

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \times 100 \quad [\%] \quad (2.2)$$

A frequência induzida no rotor, f_2 é obtida pelo escorregamento e pela frequência de rede:

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad (2.3)$$

Antes de prosseguir com o estudo detalhado das características regulamentadas do MIT é importante referir as normas que lhe estão associadas, quer no seu projeto, quer no seu diagnóstico.

2.2 Normas aplicadas ao MIT

Em qualquer produto fabricado industrialmente, onde se incluem os motores, existem normas técnicas que regulamentam o seu fabrico, montagem e condições de funcionamento. De acordo com os catálogos cedidos pela empresa SIEPI, disponíveis para consulta nas referências [15, 16], para duas marcas de motores que comercializa, existe um conjunto de normas internacionais de referência que regulam o seu projeto, sendo a referência base denominada IEC 60034².

A partir desta norma regulamentada pela *Internacional Electrotechnical Commission* (IEC), os motores elétricos de indução utilizados industrialmente seguem um padrão de uniformidade no seu desempenho e nas características de construção em todo o Mundo, consoante a classe de eficiência a que pertencem. O trabalho nesta tese foi elaborado tendo em conta as normas que a IEC 60034 abrange para classificação e análise dos motores. A norma 60034-1 [17] define a classe de eficiência, IE1 (*standard*), IE2 (*high*) e IE3 (*premium*) para motores de indução de velocidade única de 2 a 6 pólos. A presente dissertação e o seu desenvolvimento foi elaborada com base nos critérios de desempenho da norma referida para os dois motores IE2 utilizados. Os métodos para teste de eficiência e perdas estão definidos de acordo com a norma IEC 60034-2 [18]. As medições da vibração seguem a norma IEC 6034-14 [19] e a implícita ISO 10816-1 [20], sobre a análise de máquinas através da medição da vibração em partes fixas. A instrumentação utilizada procura ainda respeitar a norma ISO 2954 [21].

2.3 Características funcionais regulamentadas do MIT

2.3.1 Potência e rendimento

A fonte de alimentação fornece ao motor elétrico uma potência elétrica P_{ele} , também denominada potência de rede, que no MIT é a soma das potências das três fases, onde cada fase, P_f é obtida através da tensão por fase V_f e corrente por fase I_f .

$$P_{ele} = 3 \times P_f = 3 \times V_f \times I_f \text{ [W]} \quad (2.4)$$

Ligando os três sistemas monofásicos entre si, obtém-se um sistema equilibrado com as três tensões de igual valor desfasadas de igual ângulo (120°). A ligação entre fases poderá ser feita em triângulo (Δ) ou em estrela (γ).

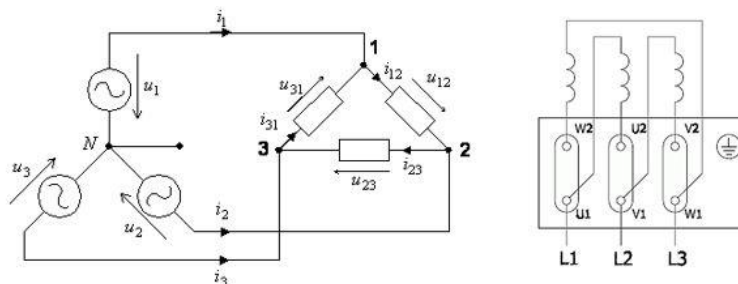


Figura 2.2 – Carga trifásica ligada em triângulo.

Na ligação em triângulo:

$$\left. \begin{aligned} V_{\Delta} &= V_f & [\text{V}] \\ I_{\Delta} &= \sqrt{3} \times I_f & [\text{A}] \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

² A consulta das várias normas respetivas a esta referência está disponível no **anexo A**.

A ligação em estrela liga cada um dos fios de cada sistema monofásico a um ponto comum aos três:

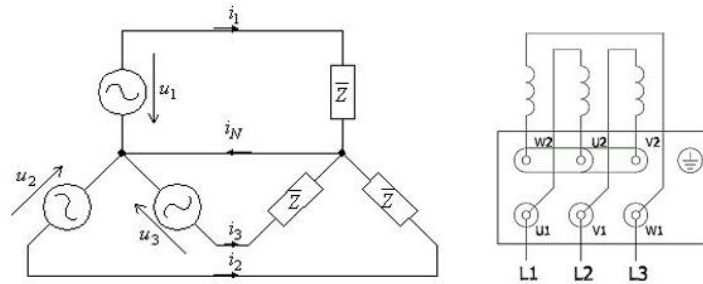


Figura 2.3 – Carga trifásica ligada em estrela.

Na ligação em estrela:

$$\left. \begin{aligned} V_Y &= \sqrt{3} \times V_f & [V] \\ I_Y &= I_f & [A] \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

Deste modo a potência elétrica total para ambas as ligações, no caso de cargas resistivas é:

$$P_{ele} = \sqrt{3} \times V \times I \quad [W] \quad (2.7)$$

No caso dos motores de indução existem cargas reativas, como tal existe um desfasamento entre o ângulo de tensão e o de corrente, φ . A potência aparente (S) é a potência que existiria caso não se verificasse esse desfasamento, ou seja, se a carga fosse puramente resistiva. A potência ativa (P) é a parcela da potência responsável por realizar trabalho enquanto a potência reativa (Q) é a parcela da potência que fica armazenada nos elementos passivos (capacitores e indutores) do circuito [2].

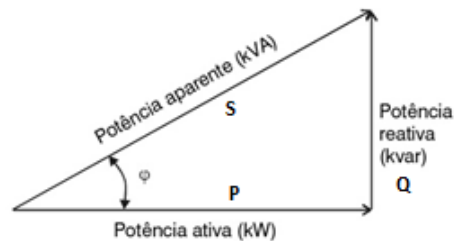


Figura 2.4 – Triângulo da potência de carga reativa [26].

Onde:

$$\left. \begin{aligned} P &= \sqrt{3} \times V \times I \times \cos(\varphi) & [W] \\ S &= \sqrt{3} \times V \times I & [V \cdot A] \\ Q &= \sqrt{3} \times V \times I \times \sin(\varphi) & [V \cdot Ar] \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

O fator de potência $\cos(\varphi)$, obtido pela razão direta entre a potência ativa e a aparente é um indicador importante no aproveitamento de energia elétrica extraída da rede. Como o motor de indução é um circuito altamente indutivo, importa que este fator seja tendencialmente 1, porque idealmente pretende-se uma potência reativa o menor possível dado que não realiza trabalho. Na situação em que o motor é obrigado a mover uma carga inferior à carga para o qual está dimensionado, a potência reativa aumenta acima do valor desejável e existe desperdício de energia. É por isso, importante do ponto de vista económico e ambiental que o motor de indução seja bem dimensionado para a sua função dada a sua utilização em larga escala mundialmente [2].

O percurso de transformação de energia elétrica em mecânica nos motores não é perfeito e existem perdas. Essas perdas são quantificadas e podem ser qualificadas através da eficiência ou rendimento η . De acordo com a norma IEC 60034-2 [18] temos o balanço das perdas demonstradas na seguinte imagem:

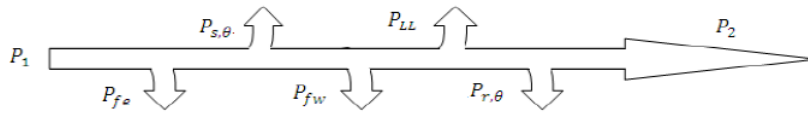


Figura 2.5 – Esquema do balanço das perdas verificadas no motor elétrico [23].

Após alimentar o circuito indutivo (perdas elétricas e magnéticas), a potência elétrica restante é integralmente convertida numa potência mecânica [24]. A potência mecânica, P_{mec} , é a potência fornecida pelo motor à saída do seu veio, sendo T_n , o binário disponível à saída desse mesmo veio e a velocidade angular ω , a sua velocidade de rotação. Esta velocidade é normalmente expressa em rotações por minuto (n ou RPM).

$$P_{mec} = \omega \cdot T_n = \frac{2\pi}{60} \times T_n \times n = 9550 \times n \times T_n \quad [W] \quad (2.9)$$

O rendimento do motor define-se como a relação existente entre a potência mecânica e a potência elétrica fornecida. Este rendimento pode ser medido de forma direta ou indireta [23]. A medição direta implica o cálculo da potência elétrica de entrada, em função da tensão e das correntes administradas, da potência de saída em função da velocidade angular e do binário disponível no veio. A equação 2.10 estabelece a medição direta do rendimento (η) entre a potência mecânica útil (P_u) disponibilizada no veio de saída do motor e a potência elétrica absorvida da rede (P_a):

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \times 100 = \frac{P_u}{\sqrt{3} \times U \times I \times \cos\varphi} \times 100 \quad [\%] \quad (2.10)$$

O modo indireto é indicado pelas expressões 2.11 e 2.12, em que o rendimento calcula-se por uma medição indireta da potência de entrada e no cálculo da potência mecânica através das considerações de perda verificadas no interior do motor indicadas na figura 2.5 [23].

$$\eta = \frac{P_1 - P_T}{P_1} \times 100 = \frac{P_u}{P_a} \times 100 \quad [\%] \quad (2.11)$$

Em que:

$$P_T = P_{fe} + P_{fw} + P_{s,\theta} + P_{r,\theta} + P_{LL} \quad (2.12)$$

Onde:

P_T : Perda de potência total no motor [W];

P_{fe} : Perda de potência total no entreferro [W];

P_{fw} : Perda de potência devido a fricção e ventilação [W];

$P_{s,\theta}$: Perda de potência no estator [W];

$P_{r,\theta}$: Perda de potência no rotor [W];

P_{LL} : Perda de potência adicional [W];

Num sistema que envolva perdas mecânicas e movimento de massas resistivas (carga mecânica) devido à ação do motor de indução trifásico, a potência útil, assume um valor igual à potência resistente solicitada pela carga mecânica do sistema. Fica deste modo definido o ponto de funcionamento do sistema. A equação mecânica de equilíbrio do movimento simplificada para um sistema dinâmico de carga, desprezando a flexibilidade da ligação entre o motor e a carga é:

$$T_n = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + T_r \quad (2.13)$$

Onde:

T_n : Binário nominal do motor [$N \cdot m$];

J : Momento de Inércia de massa [$kg \cdot m^2$];

$\frac{d\omega_r}{dt}$: Aceleração angular [$rad \cdot s^{-2}$];

T_r : Binário resistivo devido a carga no sistema [$N \cdot m$];

Nestes sistemas é frequente desprezar-se a influência do atrito e da flexibilidade da ligação entre o motor e a carga face ao valor da influência da inércia. Em regime permanente o binário resistivo assume o valor do binário do motor [24].

2.3.2 Ligação para arranque com inversor de frequência

A grande maioria dos motores permite diferentes tipos de ligação, de forma a funcionarem em redes de tensão diferentes.

Quando o motor está a operar diretamente ligado à rede elétrica, ou seja com uma fonte de alimentação regular trifásica, a soma de todos os vetores respetivos às fases é zero, sendo o neutro estacionário e é usualmente mantido na ligação à terra [2].

Para uma determinada tensão, a curva característica do motor é fixa, independente da carga. Por estar ligado diretamente à rede elétrica apresenta um determinado pico de corrente de arranque, que normalmente é quando apresenta o seu valor máximo e que poderá provocar uma queda de tensão na rede, interferindo com os dispositivos que lhe estão ligados.

Se isto se verificar então o arranque direto deve ser substituído por outro tipo de ligação possível de forma a diminuir a corrente de arranque [2]. Os tipos de ligação normalmente utilizados são a ligação série-paralelo, ligação estrela-triângulo, ligação por arranque estática ou ligação por arranque eletrónico com recurso a um inversor de frequências ou variador de velocidades.

Como referido no capítulo 2.1, os inversores de frequência têm sido utilizados cada vez mais para controlo de motores de indução trifásicos de gaiola de esquilo, devido à sua eficiência e capacidade de regular a velocidade de trabalho, bem como outros parâmetros. O controlo da velocidade economiza energia, protege a rede elétrica e a máquina, além de que incrementa a qualidade e a eficiência da mesma. Estes dispositivos também são mais fáceis de ligar, uma vez que nos outros tipos de ligação, como por exemplo, na ligação série-paralelo são necessários nove terminais no motor e na ligação estrela-triângulo são necessários seis.

Antigamente os motores CA eram utilizados estritamente em aplicações de velocidade constante (bombas, ventiladores e compressores). Com a implementação do inversor de frequência tornou-se possível a partir de uma alimentação com frequência fixa, promover à carga uma dinâmica ajustável. Uma ligação ao inversor de frequência é assegurada por uma ponte retificadora trifásica (retificador de onda completa), onde a tensão de alimentação alternada passa a ser contínua, como

num transformador comum CA-CC. Em operação somente duas fases conduzem simultaneamente, portanto a soma vetorial nesta situação não se anula. O centro do *Link* CC³ movimenta-se e tem valores de tensão positivos e negativos em relação à terra, com magnitudes que variam com o ângulo de disparo da ponte retificadora. Neste estágio é assegurado que a tensão contínua transformada seja filtrada e se mantenha constante.

A magnitude da tensão de Modo Comum em cada perna da ponte pode ser igual à metade da tensão nominal fase-neutro. Assim, a tensão total aplicada nas fases do motor com conversor CA-CA pode ser duas vezes a tensão nominal de fase. De forma a evitar problemas são escolhidos motores com isolamento suficiente para que possam suportar o dobro da tensão nominal, o que normalmente se verifica na conexão do motor a este equipamento referido [13].

2.3.3 Características de aceleração

O motor de indução a girar com velocidade síncrona, apresenta um binário tendencialmente nulo. Aumentando a carga resistiva, a rotação do motor vai diminuindo até um ponto em que o binário atinge o ponto máximo que o motor é capaz de desenvolver. Se o binário de carga aumenta ainda mais, a rotação do motor cai bruscamente, até um valor tal que o motor vê-se obrigado a travar. A figura 2.6 demonstra esse facto, onde se poderá verificar uma queda acentuada do valor de binário a partir do binário máximo que o motor consegue desenvolver.

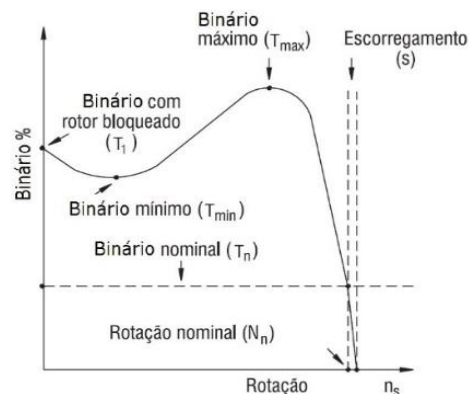


Figura 2.6 – Curva característica binário x rotação típica de um motor de indução (adaptado de [2]).

O binário nominal ou de plena carga T_n , é o binário desenvolvido pelo motor à potência nominal, sob tensão e frequência nominais. O binário do rotor bloqueado T_1 , é o mesmo que o binário de arranque, T_a . O binário mínimo não deve ser muito baixo de forma que a aceleração não seja muito demorada ou mesmo para não se correr o risco do motor travar na aceleração caso T_{min} seja menor que T_n . O binário máximo T_{max} deverá ser o mais alto possível de forma a vencer eventuais picos de carga.

De acordo com a norma IEC 60034-1 [17] existem diversas categorias de motores de indução em conformidade com as suas características de binário relativamente à sua velocidade e corrente de arranque.

³ Estágio respetivo ao filtro de alisamento/regulação da tensão retificada com armazenamento de energia por meio de capacitores.

A figura 2.7 demonstra as diferentes curvas de binário em função da velocidade para diferentes categorias de motor.

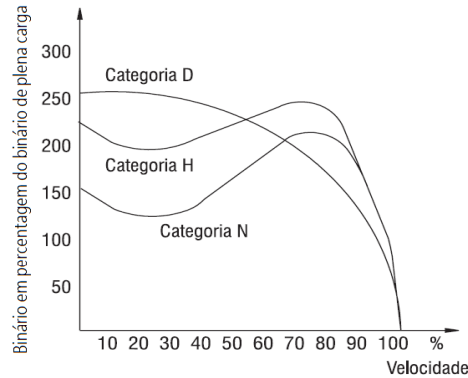


Figura 2.7 – Curvas binário × velocidade em diferentes categorias [2].

A maioria dos motores encontrados no mercado encontra-se na categoria N que se caracteriza por um binário de partida normal, corrente inicial de valor médio e baixo escorregamento. São exemplos destes motores aqueles que acionam cargas comuns como bombas, máquinas operatrizes e ventiladores. Na categoria H estão presentes motores utilizados em cargas que exigem maior binário de arranque, como peneiras, tapetes transportadores e outras cargas geralmente de alta inércia. Esta categoria caracteriza-se por um binário de arranque elevado, uma corrente de arranque de valor médio e de baixo escorregamento. Por último tem-se a categoria D, que se destina a motores que acionam cargas onde é necessário um binário muito elevado no arranque, como numa situação de carga suspensa como são os elevadores ou os guindastes. Nesta categoria a corrente no arranque está limitada a um valor normal [2].

Existem ainda outras duas categorias não referidas na imagem 2.7 que incluem os motores semelhantes aos de categoria N e H, embora especificados para uma ligação de arranque estrela-triângulo, que são respetivamente as categorias NY e HY.

Num projeto de dimensionamento de uma certa instalação verifica-se a capacidade do motor em conseguir acionar uma determinada carga. A seleção do tipo de ligação de arranque ou do equipamento é determinante para uma segurança adequada às especificidades do projeto. É por vezes fundamental determinar o tempo de aceleração do motor (t_a), ou seja, o tempo que este demora desde o arranque até atingir a sua velocidade nominal. A expressão 2.14 apresenta as variáveis que determinam essa aceleração que são: o momento de inércia total do sistema (J_t), que é a soma dos momentos de inércia do conjunto formado pelo rotor, motor e da carga (referenciada ao eixo axial de rotação); as rotações por minuto (n) e o binário médio de arranque (T_a):

$$t_a = \frac{2\pi \cdot n \cdot J_t}{(T_a - T_n) \cdot 60} \text{ [s]} \quad (2.14)$$

O binário médio de aceleração ou de arranque pode ser calculado pela diferença entre o binário do motor e o da carga para cada instante de tempo até que se atinge a velocidade nominal, mas também pode ser obtido através de uma referência gráfica, como ilustra a figura 2.8.

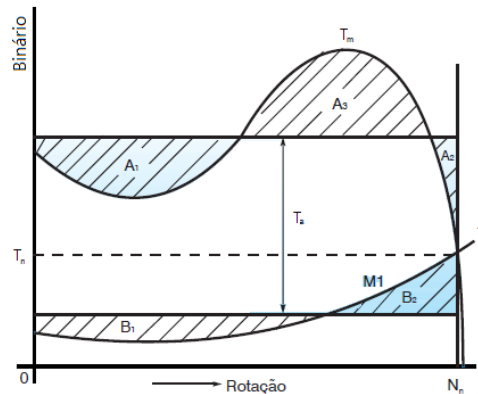


Figura 2.8 – Determinação gráfica do binário médio de aceleração T_a [2].

Na IEC60034-12 [25] o desempenho de aceleração de motores de indução trifásicos é classificado de acordo com os tipos de ligação à alimentação dos motores. No **anexo B** poderá ser consultada a lista das várias formas de dimensionamento de acordo com a ligação dos motores à alimentação. Neste trabalho foram utilizados motores do tipo N e do tipo H.

2.3.4 Aquecimento

Como referido no início da secção 2.3.1, o rendimento de um motor é sempre inferior a 100%, ou seja, a potência consumida é sempre maior que a potência útil. Essa diferença de potências representa a potência perdida no processo de transformação, na forma de calor, o qual aquece a bobinagem do estator e que tem de ser dissipada rapidamente para o exterior de modo a evitar um aumento excessivo da temperatura interna do motor.

Num MIT, a dissipação de calor para o ar exterior é realizada através da superfície externa da carcaça que é sujeita a uma ventilação forçada, por recurso a um ventilador montado no veio motor. Esta dissipação além de depender da eficiência do ventilador, também está dependente do formato e da área total exterior da carcaça, que é geralmente otimizada através da inclusão de alhetas para convecção do calor gerado. Posto isto, a diferença entre a temperatura ambiente e a superfície externa do motor também será um fator relevante a ter em conta.

O ventilador utilizado deve estar de acordo com as necessidades de cada motor. Deve ser capaz de gerar um caudal de ar suficiente e além disso, com o auxílio do formato da tampa de ventilação, o caudal de ar deve ser direcionado de forma a englobar toda a superfície externa da carcaça. Se o caudal de ar só atinge uma pequena parte da superfície da carcaça, o sistema de ventilação torna-se pouco eficiente. Outro fator importante para maximizar a eficiência do sistema de ventilação é assegurar que a queda de temperatura interior seja minimizada para ser o maior possível externamente, ou seja, entre a superfície externa da carcaça e o ar ambiente. O objetivo final é limitar o aumento de temperatura da bobinagem sobre o ar ambiente [2]. A evolução da temperatura ao longo do motor vem demonstrada na figura 2.9.

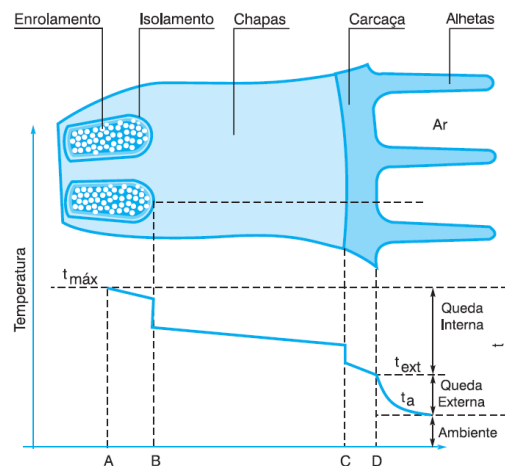


Figura 2.9 – Evolução da temperatura do motor ao longo da carcaça [2].

O ponto A é o ponto mais quente da bobinagem, devido à geração de calor proveniente das perdas nos condutores. A queda de temperatura AB corresponde à transferência de calor mais quente para os fios externos. Como o ar é um péssimo condutor de calor, é importante que não hajam lacunas de resina e verniz na ranhura onde a bobinagem inserida deve estar bem compactada. O ponto B é a queda de temperatura no isolamento da ranhura devido à transferência de calor através do isolamento e ao contacto deste com os condutores e com as chapas do núcleo do estator. A queda de temperatura BC corresponde à transferência de calor através da chapa do núcleo presente no estator. O ponto C é a queda de temperatura dependente de um contacto otimizado entre o núcleo e a superfície interna da carcaça, dependente do bom alinhamento das chapas do núcleo e da precisão da superfície maquinada da carcaça. Superfícies irregulares originam espaços vazios que comprometem a transferência de calor. Seguidamente a queda de temperatura CD corresponde à condução de calor através da espessura da carcaça e por último a queda de temperatura externamente por meio de convecção forçada.

A temperatura externa de um motor deve ser medida através de um instrumento devidamente calibrado para o efeito na zona alhetada da carcaça e na tampa dianteira junto ao rolamento (veio) [2].

2.3.5 Regimes de serviço

O regime de serviço, segundo a norma IEC 60034-1 [17], é a regularidade da carga a que o motor é submetido e é por isso um fator condicionante na seleção do motor. Os motores, normalmente, são dimensionados para carga constante, ou seja, para um funcionamento contínuo por tempo indefinido e igual à potência nominal (regime S1).

Pela análise da figura 2.10 a) verifica-se que o tempo gasto na aceleração até à velocidade nominal leva a um aumento rápido da temperatura do motor, devido ao elevado valor de corrente de arranque dos motores de indução. Se o tempo entre arranques sucessivos for reduzido, isso pode levar a um aumento de temperatura excessivo na bobinagem, podendo comprometer a sua vida útil. A IEC 60034-1 [17] estabelece ainda que os motores em regime S1 devem ser capazes de realizar um número mínimo de arranques. Poderão ser efetuados dois arranques sucessivos, sendo o primeiro feito com o motor frio (bobinagem à temperatura ambiente) e o segundo feito logo a seguir, após o motor ter desacelerado completamente. Além disso, também deve poder realizar um arranque com o motor quente (bobinagem à temperatura de funcionamento).

De acordo com as normas existentes os regimes de serviço padronizados são os seguintes (figura 2.10):

- Regime contínuo (S1): Funcionamento a carga constante durante o tempo necessário a atingir o equilíbrio térmico (figura 2.10 a);
- Regime de tempo limitado (S2): Funcionamento a carga constante durante tempo insuficiente para o equilíbrio térmico, seguido dum período de repouso suficiente para restabelecer o motor à temperatura ambiente (figura 2.10 b).
- Regime intermitente periódico (S3): Sequência de ciclos idênticos, cada um constituído por um período de funcionamento a carga constante e um de repouso de forma a não ocorrer um aumento significativo de temperatura (figura 2.10 c).
- Regime intermitente periódico com arranques (S4): Sequência de ciclos idênticos, cada um constituído por um período de arranque, um de funcionamento a carga constante e um de repouso. Os ciclos são muito curtos de maneira a que se possa atingir o equilíbrio térmico (figura 2.10 d).

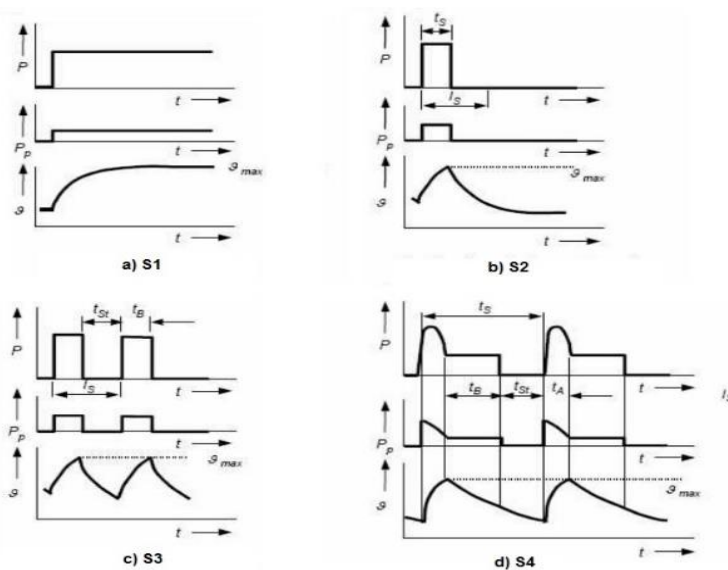


Figura 2.10 – Regimes de serviço S1, S2, S3 e S4 em motores de indução trifásicos [30].

Ainda existem outros regimes de serviço não demonstrados na figura 2.10, onde se destacam os seguintes:

- Regime intermitente periódico com frenagem elétrica (S5): Sequência de ciclos idênticos, em que cada um é constituído por um período de arranque, um de funcionamento a carga constante, um de frenagem elétrica e um de repouso. Os ciclos são muito curtos de maneira a que se possa atingir o equilíbrio térmico;
- Regime de funcionamento contínuo periódico com carga intermitente (S6): Sequência de ciclos idênticos, em que cada um é constituído por um período de funcionamento a carga constante e um de funcionamento em vazio, não existindo período de repouso;
- Regime de funcionamento contínuo periódico com frenagem elétrica (S7): Sequência de ciclos de regimes idênticos, cada um dos quais com um período de arranque, um de funcionamento a carga constante e um de paragem elétrica, não existindo período de repouso;
- Regime de funcionamento contínuo com mudança periódica na relação carga/velocidade de rotação (S8): Sequência de ciclos idênticos, cada um constituído por um período de arranque e um de funcionamento a carga constante a determinada velocidade de rotação, seguidos de um ou mais períodos de funcionamento a cargas constantes distintas, correspondentes a diferentes velocidades de rotação. Não existe período de repouso;
- Regime com variações não periódicas de carga e de velocidade (S9): A carga e a velocidade variam de forma não periódica, incluindo frequentemente sobrecargas que podem ser muito superiores à carga de referência;

O fator de serviço de um motor (FS) aplicado à potência nominal, indica a sobrecarga permissível de ser aplicada continuamente ao motor. É uma reserva de potência do motor que lhe permite suportar melhor o funcionamento em condições desfavoráveis. Por exemplo, para um $FS=1.20$, o motor está dimensionado para suportar 20% de carga adicional à que lhe esta confinada em condições de funcionamento contínuo.

2.3.6 Ruído

Durante o seu funcionamento, o motor deve obedecer a um limite de ruído sonoro ou acústico, que vem estabelecido na norma IEC 60034-9 [27]. Uma vez que a norma referida contempla apenas os motores maiores que 1 KW de potência correspondentes a uma grandeza 90 de carcaça para 4 pólos, foram utilizados os dados dos manuais cedidos pela empresa, respetivos aos fabricantes dos motores testados [16, 15]. Os dados dos catálogos estão de acordo com a norma referida. A tabela 2.1 indica os valores limites de potência sonora para motores elétricos, de acordo com a sua polaridade e grandeza que se define pela altura do eixo relativamente às sapatas do motor. Os dados indicados são respetivos a condições de operação de frequência de rede 50Hz em serviço S1 e com o motor a funcionar sem carga, com um arrefecimento do tipo IC411.

Tabela 2.1 – Máxima potência sonora ponderada L_{WA} em dB(A) de acordo com a norma IEC 60034-9 [27], para o funcionamento de motores MIT elétricos sem carga em velocidade nominal.

Carcaça	2 Pólos		4 Pólos		6 Pólos		8 Pólos	
	Potência	Pressão	Potência	Pressão	Potência	Pressão	Potência	Pressão
	L_{WA}	L_{pA}	L_{WA}	L_{pA}	L_{WA}	L_{pA}	L_{WA}	L_{pA}
56	68	57	61	49	59	48	58	47
63	72	61	63	52	62	51	61	50
71	75	64	66	55	63	52	62	51
80	77	67	69	58	65	54	63	52
90	83	72	72	61	68	57	67	56
100	87	76	75	64	72	61	70	59
112	88	77	76	65	76	65	72	61
132	91	80	82	71	80	69	75	64
160	97	86	86	75	84	73	79	68

Os valores da tabela 2.1 estão indicados em potência e pressão sonora. A medição do ruído acústico é feita em pressão sonora e está relacionada com a potência sonora através da equação 2.15, tendo em conta que o motor elétrico é uma fonte de ruído do tipo pontual. Para converter a pressão sonora L_{pA} em potência sonora L_{WA} tem-se:

$$L_{WA} = L_{pA} + \left| 10 \log \left(\frac{S_0}{4\pi r^2} \right) \right| \quad [dB(A)] \quad (2.15)$$

Onde:

S_0 : propagação esférica da radiação acústica.

L_{pA} : pressão sonora medida.

$\frac{S_0}{4\pi r^2}$: área da porção de superfície esférica envolvente ao motor a um metro deste.

Como neste caso a fonte de ruído sonoro está assente numa bancada, ou seja, numa superfície plana, então a radiação acústica propaga-se aproximadamente para uma metade esférica, e nesse caso $S_0 = 2$. Como tal, para se obter a potência sonora deverão ser adicionados 8 dB à pressão medida.

2.3.7 Vibração

Além do ruído, as máquinas elétricas rotativas também têm limites aceitáveis de vibração durante o seu funcionamento, que são definidos na norma IEC 60034-14 [19]. Estes valores são válidos para o ensaio da máquina a velocidade nominal e sem carga. Segundo a norma referida, estes ensaios podem ser realizados de duas formas: por suspensão livre, em que a máquina está assente em suportes com efeito de mola (mola, borracha ou elástico); por montagem rígida, em que a máquina é apertada diretamente a uma base sólida como o chão, ou uma placa rígida onde a vibração medida não exceda cerca de 25% da velocidade máxima que será medida no motor, na zona de ensaio e na mesma direção.

Os motores trifásicos de gaiola de esquilo têm geralmente um conjunto rotativo pesado, ou seja, têm um rotor pesado relativamente ao estator e à estrutura envolvente, pelo que as forças geradas pelo rotor são dissipadas através dos rolamentos da estrutura que suportam o rotor. A zona externa mais próxima destes rolamentos, na flange, é a melhor localização para se captar sinais intensos e precisos da frequência de vibração. A vibração deve ser medida junto à flange dianteira e à tampa traseira, o mais próximo possível do rolamento e sobre as três direções, como indicado na figura 2.11. Os valores da vibração limite de acordo com a norma IEC 60034-14 [19] estão indicados na tabela 2.2.

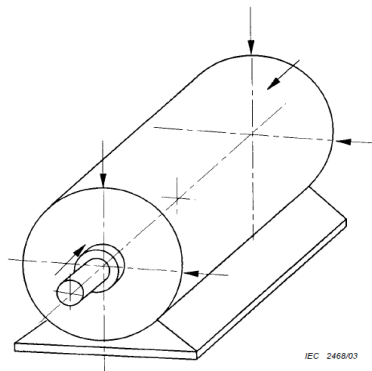


Figura 2.11 – Posições de medição de vibração no motor elétrico [19].

A vibração pode ser medida em termos de deslocamento, velocidade ou aceleração. Na tabela 2.2 são indicados os limites de deslocamento relativo do veio devido a vibração para duas categorias.

Tabela 2.2 – Valores máximos de magnitude de vibração (RMS) em deslocamento, velocidade e aceleração de acordo com o tamanho do motor.

Vibration grade	Shaft height, mm	$56 \leq H \leq 132$			$132 < H \leq 280$			$H > 280$		
	Mounting	Displac. μm	Vel. mm/s	Acc. m/s^2	Displac. μm	Vel. mm/s	Acc. m/s^2	Displac. μm	Vel. mm/s	Acc. m/s^2
A	Free suspension	25	1,6	2,5	35	2,2	3,5	45	2,8	4,4
	Rigid mounting	21	1,3	2,0	29	1,8	2,8	37	2,3	3,6
B	Free suspension	11	0,7	1,1	18	1,1	1,7	29	1,8	2,8
	Rigid mounting		–		14	0,9	1,4	24	1,5	2,4

Grade "A" applies to machines with no special vibration requirements.
Grade "B" applies to machines with special vibration requirements. Rigid mounting is not considered acceptable for machines with shaft heights less than 132 mm.
The interface frequencies for displacement/velocity and velocity/acceleration are 10 Hz and 250 Hz respectively.

Geralmente os motores são fornecidos com uma categoria A, mas poderá haver casos mais restritos em que a B seja requerida.

2.4 Características construtivas do MIT

2.4.1 Dimensão padronizada

Os motores elétricos têm que ser construídos com dimensões e formas padronizadas internacionalmente de forma a existir uma uniformização de máquinas e, sobretudo, para que haja intermutabilidade entre elas. A dimensão mais representativa de um motor elétrico é a sua altura de eixo, o “Frame Size” que define o tamanho do motor. A tabela 2.3 apresenta parte das dimensões normalizadas pela IEC 60072-1 para motores elétricos.

Tabela 2.3 – Dimensões normalizadas de motores elétricos [16].

IM B5/IM B35 GL56-160																								
Frame size	Mounting dimensions											Overall dimensions												
	A	AA	AB	BB	HA	AC	AD	B	C	D	DH	E	F	G	H	K	KK		L	M	N	P	S	T
	METRIC		PG																					
GL56	90	23	115	88	7	112	100	71	36	9	M4x12	20	3	7.2	56	5.8	2-M20x1.5	2-PG13.5	201	100	80	120	φ7	3
GL63	100	24	135	100	7	123	109	80	40	11	M4x12	23	4	8.5	63	7	2-M20x1.5	2-PG13.5	224	115	95	140	φ10	3
GL71	112	26	150	110	8	136	127	90	45	14	M5x12	30	5	11	71	7	2-M20x1.5	2-PG13.5	247	130	110	160	φ10	3.5
GL80	125	35	156	125	9	155	134	100	50	19	M6x8	40	6	15.5	80	10	2-M20x1.5	2-PG16	291	165	130	200	φ12	3.5
GL90S	140	37	175	125	10	175	140	100	56	24	M8x9	50	8	20	90	10	2-M25x1.5	2-PG16	316	165	130	200	φ12	3.5
GL90L	140	37	175	150	10	175	140	125	56	24	M8x9	50	8	20	90	10	2-M25x1.5	2-PG16	340	165	130	200	φ12	3.5
GL100L	160	40	204	172	11	196	160	140	63	28	M10x22	60	8	24	100	12	2-M32x1.5	2-PG21	392	215	180	250	φ15	4
GL112M	190	41	227	181	12	220	178	140	70	28	M10x22	60	8	24	112	12	2-M32x1.5	2-PG21	402	215	180	250	φ15	4
GL132S	216	51	258	186	14.5	259	206	140	89	38	M12x28	80	10	33	132	12	2-M32x1.5	2-PG21	483	265	230	300	φ15	4
GL132M	216	51	258	224	14.5	259	206	178	89	38	M12x28	80	10	33	132	12	2-M32x1.5	2-PG21	510	265	230	300	φ15	4
GL160M	254	55	314	260	18	315	255	210	108	42	M16x36	110	12	37	160	15	2-M40x1.5	2-PG29	615	300	250	350	φ19	5
GL160L	254	55	314	304	18	315	255	254	108	42	M16x36	110	12	37	160	15	2-M40x1.5	2-PG29	670	300	250	350	φ19	5

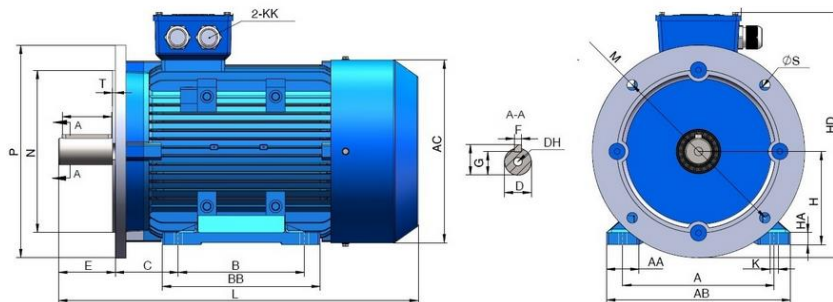


Figura 2.12 – Dimensões normalizadas dos motores e respetiva legenda para recurso aos valores tabelados [16].

As dimensões das tampas-flange, no caso de motores em que a fixação não se faça só pelas sapatas, também são normalizadas, como por exemplo as flanges “FF” também denominadas B5 e as Flanges “C” ou B14.

Flange "FF"										
Carcapa	Flange	LA	M	N	P	S	T	α	Nº de furos	
63	FF-115	9	115	95	140	10	3	45°	4	
71	FF-130		130	110	160		3,5			
80	FF-165	10	165	130	200	12	4			
90										
100	FF-215	11	215	180	250	15	5			
112	FF-265	12	265	230	300	19	5			
160	FF-300	18	300	250	350	19	5			
180										
200	FF-350		350	300	400					
225	FF-400		400	350	450					
250	FF-500	18	500	450	550	19	5	22°30'	8	
280										
315	FF-600		600	550	660	24	6			
355	FF-740	22	740	680	800					

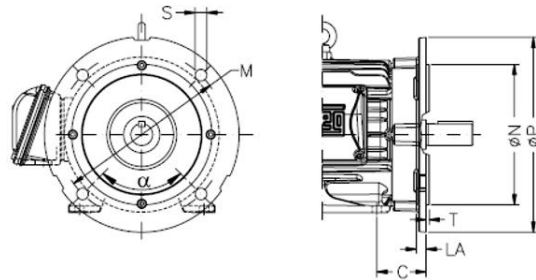


Figura 2.13 – Dimensões normalizadas da flange FF ou B5 [2].

De acordo com a norma IEC 60034-7, a forma construtiva de um motor refere-se à disposição das suas partes construtivas relativamente à sua fixação, à disposição de seus rolamentos e à sua ponta de veio. Cada forma tem um código IM respetivo de identificação. A tabela 2.5 indica algumas posições comuns e respetivos códigos IM para uma montagem horizontal do motor.

Tabela 2.4 – Exemplos de formas construtivas horizontais [2].

Figura	Símbolo para IEC 60034 Parte 7					Fixação ou montagem
	Designação WEG	DIN 42950	Código IEC 60034 Parte 7		Carcapa	
			Código I	Código II		
	B3D	B3	IM B3	IM 1001	com pés	montada sobre subestrutura (*)
	B3E					
	B5D	B5	IM B5	IM 3001	sem pés	fixada pelo flange "FF"
	B5E					
	B35D	B3/B5	IM B35	IM 2001	com pés	montada sobre subestrutura pelos pés, com fixação suplementar pelo flange "FF"
	B35E					

2.4.2 Isolamento do estator

O isolamento da bobinagem do estator, previamente referido na secção 2.3.4, é responsável por impedir a passagem de corrente elétrica dos fios condutores para a chaparia do estator. Além disso, protege a bobinagem de agentes erosivos do meio ambiente e ajuda na condução do calor gerado pelas perdas para o exterior.

O MIT sendo uma máquina robusta, está dimensionado de forma a que a sua vida útil seja determinada pela longevidade do isolamento da bobinagem do estator. A vida útil do isolamento vai diminuindo devido sobretudo à temperatura mas também devido à ação da humidade e da vibração, até não conseguir suportar a tensão aplicada e desencadear um curto circuito. Um aumento de 10°C acima do limite da classe térmica do sistema de isolamento pode reduzir a vida útil deste para metade. O isolamento total da bobinagem implica uma combinação de isolamentos, desde a ranhura onde estão inseridas as bobinas, à resina de impregnação da bobinagem, o esmalte em cada fio de enrolamento e o isolamento entre fases.

A norma IEC 60034-1 [17] estabelece as classes de isolamento, cada qual com o seu limite de temperatura, ou seja, pela maior temperatura que o sistema de isolamento pode suportar sem afetar a sua vida útil.

Tabela 2.5 – Classes de isolamento [2].

Classe de Isolamento	Temperatura Máxima °C
A	105
E	120
B	130
F	155
H	180

É muito difícil medir a temperatura da bobinagem com termómetros ou termopares porque nunca se sabe onde estará o ponto mais quente. O método mais viável de se medir a temperatura do enrolamento passa pela variação da resistência óhmica da bobinagem com a temperatura [2]. A temperatura do ponto mais quente da bobinagem tem que ser mantida abaixo da classe de isolamento para garantir a integridade do mesmo, na vida útil do motor. A temperatura total é igual à soma da temperatura ambiente com ΔT , isto é a diferença existente entre a temperatura média da bobinagem e a do ponto mais quente. A temperatura ambiente é no máximo, igual a 40°C e casos de temperaturas superiores são considerados especiais.

Para garantir que a temperatura máxima da classe de isolamento não seja ultrapassada e de forma a proteger a bobinagem, são aplicados sensores de temperatura internos na zona dos enrolamentos. Estas proteções térmicas cortam completamente a alimentação do motor no caso de um aumento excessivo de temperatura ultrapassar o limite permitido na sua classe. Estes sensores podem ser termorresistências, termístores ou termóstatos [2].

3 Falhas em motores de indução

3.1 Introdução à manutenção

De acordo com as referências bibliográficas [28, 29] têm vindo a ser adotadas estratégias de manutenção no equipamento industrial, no sentido de aumentar a fiabilidade e segurança na produção de produtos ou serviços diminuindo os riscos existentes. A manutenção industrial resume-se a um conjunto de medidas e ações tomadas com o intuito de preservar a vida útil de um bem com o intuito de o manter no desempenho das funções que lhe foram conferidas. Dessa forma evitam-se avarias e inesperadas quebras no ciclo de produção que poderão originar atrasos nas entregas, sendo conseqüentemente prejudiciais a nível económico resultando em aumento de custos ou perda de mercado [10].

Os planos de manutenção correlacionam os equipamentos com a periodicidade, execução de atividades programadas, instruções de manutenção, formulários de registo de dados de medição ou centros de custo. Estes planos representam uma das principais ferramentas de planeamento mais utilizadas no dia-a-dia da manutenção industrial, assegurando que não sejam negligenciadas manutenções necessárias e importantes [30]. Hoje em dia a necessidade de manutenção depende diretamente da correta especificação e da exatidão na função de determinado equipamento, já o planeamento depende do tamanho da empresa, da sua cadência produtiva e do custo relativo.

As atividades e estratégias de manutenção podem ser agrupadas em três tipos principais, onde é apresentada uma breve definição bem como algumas das suas características:

A **manutenção corretiva** é a forma mais primária de manutenção, uma vez que só é realizada após a ocorrência do defeito e poderá conseqüentemente envolver avarias graves. Além do custo inesperado envolvido na correção, a falta de disponibilidade do equipamento implica a quebra da produção e possível perda do produto, bem como oportunidade de negócio. Uma quebra não esperada também pode representar um risco de segurança dependendo da situação.

Na **manutenção preventiva** existe o conceito do tempo de vida útil do equipamento. São realizadas inspeções e/ou reparações periódicas para substituição de componentes e lubrificação de partes, sendo que a periodicidade é determinada por parâmetros que levam em conta dados estatísticos e que são fundamentais para determinar o tempo de vida útil das peças, e desse modo reduzir a probabilidade de ocorrência de falha. Contudo, envolve igualmente a paragem do equipamento envolvendo os custos inerentes de paragem, bem como os de mão de obra e de *stock* de peças.

A **manutenção preditiva** ou também denominada verificação da condição consiste no planeamento e na definição antecipada das intervenções corretivas, a partir do conhecimento da real condição de funcionamento das máquinas através da aplicação de uma monitorização contínua, capaz de detetar e diagnosticar com antecedência o surgimento de falha. Com este tipo de manutenção é possível estimar o tempo de vida de determinado componente. Tem a vantagem de reduzir as perdas originadas por reparos e paragens desnecessárias. As técnicas de monitorização não invasivas utilizadas neste plano abrangem termografia, análise de vibração, análise de corrente elétrica, análise de ruído acústico e ferrografia.

A manutenção preditiva pela monitorização da vibração e da corrente elétrica é uma abordagem científica que se tornou no caminho a seguir na gestão da manutenção industrial de máquinas rotativas de indução. Sistemas eletromecânicos são equipados com sensores de vibração e de monitorização da corrente no estator de modo a fornecer analogamente informação acerca da sua condição de funcionamento para diferentes componentes [31].

O princípio base por trás da utilização de sensores de vibração, deve-se à condição natural a que todo o equipamento rotativo é sujeito, vibrando em função dos esforços dinâmicos decorrentes do seu funcionamento. A deterioração de uma máquina de indução traduz-se por uma alteração na distribuição de frequência do sinal de vibração e/ou do sinal de corrente do estator cuja consequência é o aumento do nível de ruído acústico, bem como vibração e redução do seu rendimento. Assim pode-se acompanhar a evolução da falha a partir da monitorização da frequência do sinal de vibração e pela análise da corrente elétrica conduzida no estator.

3.2 Terminologia utilizada na manutenção

É importante definir corretamente o significado de falhas para compreender como intervir em benefício de uma determinada atividade.

De acordo com a norma IEEE 729-1983, [32] define-se a seguinte terminologia:



Figura 3.1 – Representação gráfica da terminologia utilizada na manutenção de acordo com a norma IEEE 729-1983, em [30].

Na manutenção o termo falha representa os desvios e defeitos relativamente às condições normais de funcionamento especificadas pelo fabricante e que se tornam uma ameaça à viabilidade do processo. Os principais tipos de falhas em processos de acordo com a fonte [3] são:

- Falhas nos componentes de determinado sistema;
- Falhas na alimentação;
- Erros de operação humana;
- Distúrbios ambientais;
- Falha dos sistemas de monitorização;
- Erros no processo de manutenção;

Objetivamente podem-se considerar ameaças à confiabilidade do processo os erros, falhas e avarias. Estes termos são definidos do seguinte modo:

Falha é a operação incorreta ou incompleta caracterizada por um desvio anormal de pelo menos uma das propriedades ou parâmetros característicos do sistema, uma vez definido um comportamento aceitável. É a raiz do mau funcionamento do sistema.

Erro é uma discrepância entre um valor assumido e o seu valor medido, estimado ou previsto. Com a presença de falhas surgem erros mensuráveis que são utilizados para deteção de falhas. Erros poderão ser aditivos ou multiplicativos.

Avaria é a perda permanente da capacidade de um sistema de operar normalmente, devido à presença de uma falha imposta. Na prática este termo é o mais utilizado num contexto de manutenção e pode ter vários significados. De um modo geral este termo pode significar que determinada peça ou equipamento ficou completamente inoperante; pode estar operante, mas ser incapaz de cumprir as suas funções ou estar seriamente afetada, não podendo ser confiável e insegura para utilização.

De certo modo, pode-se pensar em falhas e avarias como sendo respetivamente a visão interna e externa do sistema. Falhas representam problemas, que o responsável pela manutenção encontra, enquanto avarias correspondem a problemas com que o utilizador comum se depara. Nem toda a falha corresponde a avaria, porque as condições em que uma falha resulta em avaria poderão nunca ocorrer, o que pode significar que sistemas com muitas falhas possam ser sistemas confiáveis.

3.3 Falhas e avarias em motores

De modo a identificar quais os componentes que mais propensiam a ocorrência de falha, foram realizados estudos levados a cabo por duas entidades:

Tabela 3.1 – Estatística de ocorrência de falha dos componentes do MIT.

Componentes	Percentagem de falha	
	EPRI	IEE-IAS
Rotor	9	8
Estator	36	26
Rolamentos	41	44
Outros	14	22

O IEEE-IAS em [33] levou a cabo um estudo dos modos de falha sobre 1141 motores (MIT) com mais de 200 CV onde foram registadas 360 falhas. Em [34] um estudo idêntico, realizado pelo EPRI testou cerca de 4800 motores (MIT) acima dos 100 CV, tendo 97% dos casos o rotor do tipo gaiola de esquilo. A média dos resultados obtidos apresenta-se no gráfico circular da figura 3.2:

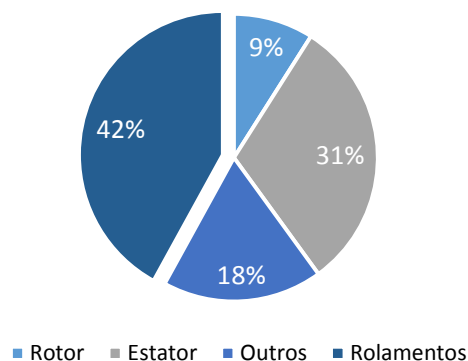


Figura 3.2 – Média não ponderada dos estudos EPRI e IEE-IAS.

Este gráfico permite ter uma visão imediata de quais os componentes mais suscetíveis a ocorrência de falha e que portanto merecem maior atenção por parte das atividades de manutenção.

Analisando o gráfico da figura 3.2 verifica-se que a falha é propensa sobretudo a nível dos rolamentos. As falhas em rolamentos em conjunto com as falhas relativas aos enrolamentos estatóricos representam juntamente 73%, enquanto as falhas relativas ao rotor apresentam somente 9%.

3.3.1 Falhas no estator

No estator poderão ocorrer vários tipos de falhas, sendo que 94% destas ocorrem ao nível dos seus enrolamentos e as restantes distribuídas pelo quadro e núcleo [34].

A falha mais comum está relacionada com problemas de fase dos enrolamentos do estator devido a curto-circuito. Este fenómeno pode acontecer numa ou entre várias fases. Falhas no núcleo ferromagnético também poderão acontecer, contudo são menos frequentes. A ocorrência das falhas mencionadas tem como origem a deterioração de um dos elementos intrínsecos mais vulneráveis numa máquina elétrica, o isolamento do estator. Um correto isolamento como referido na secção 2.4.2 preserva o tempo de vida útil da máquina e do seu funcionamento, atuando como dissipador térmico reduzindo deste modo o risco de sobreaquecimento dos condutores. Outra função deste componente é garantir que a corrente circule no caminho desejável, prevenindo a ocorrência de curto circuitos na bobinagem.

Estas falhas devidas a curto circuito podem estar localizadas em várias zonas diferentes, desde entre espiras, chaparia do núcleo e ranhura onde o enrolamento está colocado como ilustrado na figura 3.3.

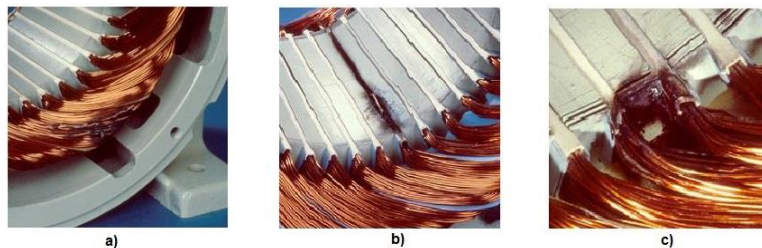


Figura 3.3 – Falhas típicas nos enrolamentos do estator devido a deterioração do isolamento. a) Curto-circuito entre duas fases; b) Curto-circuito entre a bobinagem e o núcleo; c) Curto-circuito no bordo de ranhura por falha de ligação à terra [35].

Um curto circuito entre espiras de uma fase que normalmente se propaga para outras fases como ilustrado na figura 3.3 a), provoca um desequilíbrio, dado que na mesma fase passarão a circular correntes mais elevadas. Como o calor gerado é proporcional ao quadrado do valor da corrente, facilmente se atinge o limite térmico permitido, causando danos ao restante isolamento e componentes internos [36].

Os diferentes curto circuitos representados na figura 3.3 são consequência da ineficiência do isolamento devido a contaminação do enrolamento, vibração ou surtos de tensão. Alguns tipos de detritos oriundos de poeiras são bons condutores e conseqüentemente agravam a falha no material de isolamento. Com a sua contínua deposição nos enrolamentos do estator poderá haver restrição à eficácia da ventilação necessária ao motor, resultando num significativo aumento de temperatura.

A situação do isolamento poderá ser agravada por falhas ou ineficiência do processo de impregnação, incluindo a aplicação de condutores ou resina de má qualidade, incompatíveis com a classe térmica e tensão do equipamento [35].

A existência de folgas no estator resultantes de fadiga mecânica, provoca o aumento da frequência de rede para o dobro do valor independentemente do número de polos.

3.3.2 Falhas no rotor do tipo gaiola de esquilo

O estudo levado a cabo pelas entidades EPRI e IEE-IAS, [33] referido no início do presente subcapítulo 3.3 também disponibilizou dados estatísticos detalhados sobre rotores. A figura 3.4 apresenta os valores médios em percentagem da possibilidade de ocorrência de falha, nas partes constituintes dos rotores do MIT do tipo gaiola de esquilo.

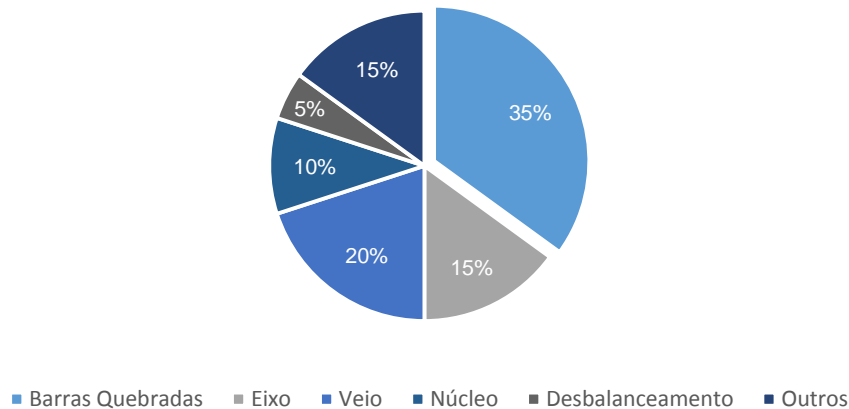


Figura 3.4 – Origem de defeitos no rotor. Resultado obtido pelos estudos do IEE-IAS e EPRI.

Quando o motor executa o seu arranque, o efeito da corrente rotórica provoca dilatações diferenciais entre a parte inferior e superior das suas barras. Esse efeito provoca um gradiente de temperatura, originário na parte superior da barra e por outro lado leva ao aparecimento de dilatações diferentes em cada barra devido a uma desigual repartição de correntes. Estas diferenças desaparecem quando é estabelecido o regime normal de funcionamento e alcançado o equilíbrio térmico [37].

Além da temperatura, as barras também são sujeitas a esforços mecânicos, dos quais após um elevado número de ciclos provocam fissuras e mais tarde rotura por fadiga mecânica [37].

A quebra de barras rotóricas é uma das falhas mais comuns das que ocorrem nos rotores do MIT do tipo gaiola de esquilo. O problema pode ser identificado por uma medição de vibração excessiva, semelhante à provocada por problemas de excentricidade. Os dois problemas distinguem-se principalmente pelo facto de no caso de barras quebradas, a amplitude da frequência da passagem nos pólos ser proporcional à carga que desaparece quando o motor trabalha em vazio.

A quebra das barras é uma falha que passa despercebida uma vez que não influencia a eficácia do motor, mas sim o seu rendimento, pois aumenta a corrente nas barras adjacentes à rotura e isso resulta num aumento de temperatura que atingindo níveis elevados pode levar ao aparecimento de avarias suplementares, sobretudo nos enrolamentos do estator [37].

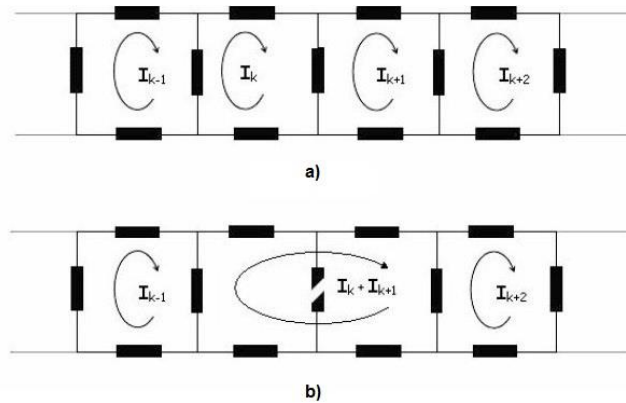


Figura 3.5 – Circuito elétrico simplificado de a) rotor gaiola de esquilo a funcionar normalmente e b) rotor do tipo gaiola de esquilo com uma barra partida [37].

Este tipo de falha pode resultar devido a diversos fatores, tais como esforços térmicos devido a sobrecargas, uma distribuição não uniforme do calor, esforços magnéticos devido a forças eletromagnéticas, vibrações excessivas e deterioração de materiais devido a processos químicos e humidade.

3.3.3 Excentricidades no entreferro

Se as excentricidades no entreferro, ou seja, a presença de irregularidades no campo girante entre o rotor e o estator forem negligenciadas, a máquina poderá sofrer sérios danos. Este tipo de falha frequente é independente do tipo de rotor utilizado, ocorrendo quando existe uma diferença substancial de tamanho entre duas regiões distintas no entreferro ou *airgap* do motor. Na figura 3.6 as duas regiões estão representadas e fica evidente que numa situação de excentricidade os eixos geométricos do estator e do rotor deixam de ser coincidentes (pontos O_r e O_s).

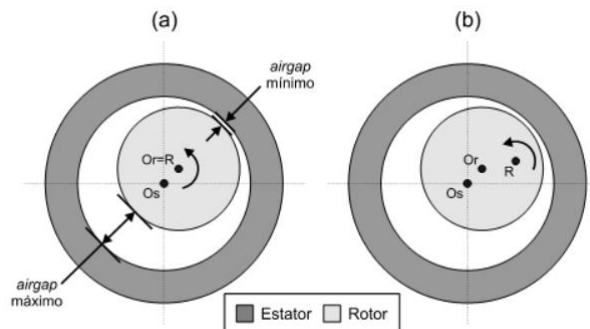


Figura 3.6 – Dois tipos de excentricidade no entreferro: a) estática e b) dinâmica [3].

Na figura 3.6 a) este tipo de excentricidade caracteriza-se por um desalinhamento oval do estator e a posição do *airgap* mínimo é invariável [3]. A manifestação da irregularidade resulta num desequilíbrio das forças radiais, passagem de corrente elétrica através dos rolamentos, ruído e numa vibração acrescida provocada por uma frequência igual ao dobro da frequência de rede (100 Hz). A amplitude de vibração aumenta com a carga e anula-se quando a alimentação do motor é desligada [37]. A causa mais comum deste tipo de excentricidade são imperfeições no processo de manufatura, rotor e eixo não concêntricos, núcleo do estator oval e empeno térmico do rotor [3].

Na situação b) a posição do *airgap* mínimo gira juntamente com o rotor. Se o rotor não for perfeitamente uniforme, no caso de uma velocidade baixa existirá uma frequência resultante de

deslizamento [37]. Esse facto ocorre devido a uma possibilidade de motivos tais como veio do motor curvado, sistema trifásico desequilibrado, rolamentos danificados ou devido à existência de algum apoio do motor mal apertado ou empenado o que origina a deformação do estator e uma distribuição assimétrica do entreferro [38].

3.3.4 Falhas nos rolamentos

Como demonstrado na figura 3.2, grande parte das falhas mecânicas num motor de indução trifásico estão relacionadas com falhas nos rolamentos internos, cerca de 42% de média dos casos nos estudos referidos. A sua principal função é suportar e permitir simultaneamente o movimento de rotação do rotor.

Os rolamentos de uma máquina de indução podem ter várias configurações possíveis, mas de um modo generalizado de acordo com [39], são compostos por dois anéis, um externo e outro interno, e por um conjunto de esferas ou cilindros metálicos fixos numa armadura lubrificada como ilustrado na figura 3.7:

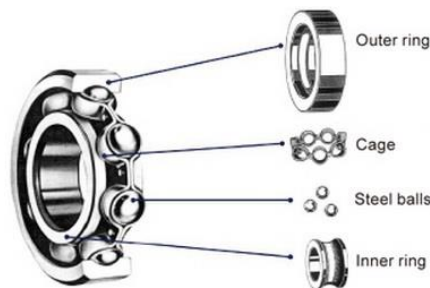


Figura 3.7 – Rolamento de esferas [38].

As falhas nos rolamentos podem ser diagnosticadas através das análises de vibração, detetando componentes com frequências características de defeitos e suas harmónicas. O prognóstico de falha não se baseia apenas na intensidade dessas componentes, mas também no padrão de distribuição de energia pelas diversas bandas no espectro de frequência, o que permite identificar o estado de degradação do rolamento [41].

As falhas nos rolamentos podem ser classificadas de acordo com a localização de falha nos seus componentes (anel interno, esfera rolante, gaiola ou anel externo) e no tipo de defeito (localizado ou distribuído) [42]. Este assunto é analisado com maior detalhe na secção 4.2.1, sobre o processo de diagnóstico em rolamentos por análise de vibração.

As causas de falha em rolamentos assumem diversas hipóteses além do normal aparecimento de fissuras abaixo da superfície da zona de deslizamento e nos elementos rolantes [43]. As principais causas externas que contribuem para a redução do tempo útil de vida do rolamento são [39]:

- **Contaminação:** o processo de contaminação ocorre através da deposição de pequenas partículas abrasivas de dureza variável que frequentemente contaminam a lubrificação do rolamento;
- **Corrosão:** o processo de corrosão ocorre com a presença de agentes oxidantes como água, ácido ou lubrificação contaminada. Com o avanço da corrosão partículas são expelidas resultando num processo idêntico à contaminação;

- **Lubrificação imprópria:** lubrificar inadequadamente, quer por utilizar lubrificante deteriorado devido a contaminação, quer por uma utilização carente ou excessiva do mesmo, a temperatura no interior do rolamento é influenciada. No caso de carência de lubrificante surge um aquecimento gerado por atrito, que deteriora a lubrificação existente potenciando o aceleração do processo de falha. Por outro lado, uma vedação ineficaz do isolante do rolamento pode permitir o derrame de lubrificante, e conseqüente entrada de agentes erosivos. A utilização de lubrificante em excesso pode propensiar este tipo de ocorrência;
- **Problemas na instalação:** no caso de o rolamento ser instalado de forma imprópria, ocorrem falhas causadas por forçar o rolamento contra o eixo ou contra a carcaça, desalinhamento, deflexão do eixo, empeno da pista deslizante interna ou externa, resultando em danos físicos. Os problemas referidos podem surgir como consequência de um carregamento mais pesado que o previsto, sobrecarga, ou de ajustes demasiado apertados. Estas falhas referidas podem ser facilmente confundidas com desequilíbrios nas fases do estator, devido à sua influência no comportamento do funcionamento do motor.

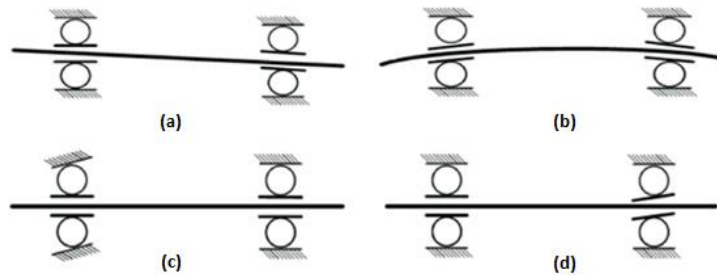


Figura 3.8 – Situações de incorreta instalação dos rolamentos por (a) desalinhamento do veio, (b) deflexão do veio, (c) anel exterior torcido e (d) anel interior torcido [44].

Sujeito a estas condições, o material deforma plasticamente traduzindo-se em danos físicos irreversíveis na zona de contato dos elementos rolantes.

A indução de tensões no eixo produzem a passagem de corrente elétrica através do rolamento que pode causar aparecimento de falha. Assimetrias no circuito magnético por excentricidade ou defeito de fabrico e distribuições assimétricas de corrente no estator (por alimentação desequilibrada, curto circuito entre as espiras ou barras quebradas) são as principais causas do surgimento das tensões referidas. Quando excedem a tensão de isolamento da película do lubrificante no rolamento, formam um arco elétrico resultando numa degradação do lubrificante, causando a formação de crateras ou estrias na superfície deslizante, como demonstra a figura 3.9 [45].

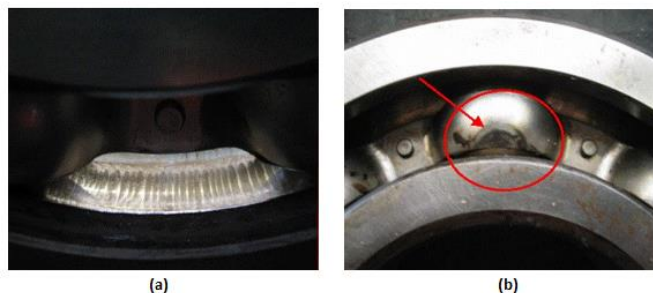


Figura 3.9 – Exemplos de danos físicos no rolamento: (a), aparecimento de estrias na superfície deslizante, resultado de uma disfunção elétrica. (b), marca característica de passagem de corrente pelo rolamento. [44]

Este tipo de falhas demonstrado resulta num funcionamento áspero do rolamento que provoca o aumento das seguintes consequências, [39]:

- Vibrações elevadas;
- Ruído;
- Sobrecargas internas;
- Excentricidades;

A manutenção de rolamentos é um desafio para a indústria e como tal grande parte são substituídos por precaução quando ocorrem ações de manutenção. Estima-se que somente entre 10% a 20% dos rolamentos utilizados cheguem ao seu limite de vida [3].

3.4 Técnicas de deteção e diagnóstico de falhas

Sendo o MIT, o principal motor elétrico comercializado à escala mundial, têm sido levantadas questões relativas à sua eficiência e manutenção por parte do meio científico e dos seus fabricantes [47]. No contexto das atividades de manutenção preditiva estão envolvidos processos relacionados com o desenvolvimento de métodos de monitorização da condição e diagnóstico de falha, com principal destaque para as técnicas mais recentes não intrusivas e de monitorização remota automatizada. As técnicas de deteção e diagnóstico de falhas aplicadas a máquinas de indução podem ser divididas em duas categorias distintas: métodos *on-line*⁴ e *off-line*. No primeiro caso é possível realizar o diagnóstico com o motor em plena operação, enquanto que no segundo caso exige-se que a máquina seja removida do sistema de modo a que os componentes causadores de falha possam ser acedidos. Na figura 3.10 estão mencionadas algumas técnicas de monitorização e diagnóstico de falhas mais recorrentes:

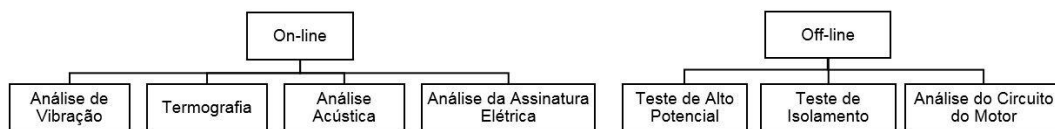


Figura 3.10 – Organigrama dos principais métodos de monitorização do MIT dependentes do tipo de operacionalidade.

3.4.1 Técnicas *on-line*

As técnicas não invasivas *on-line* aplicadas em motores de indução trifásicos são baseadas em leituras de quantidades elétricas ou magnéticas da máquina, e por isso podem ser executadas durante o normal funcionamento do motor, não sendo necessário interromper o mesmo ou desmontar para executar diagnósticos. Este tipo de técnicas são fundamentais na manutenção preditiva.

O princípio básico do diagnóstico *on-line* de motores assenta na análise de sinais transmitidos por sensores, que traduzem a evolução das diversas grandezas físicas características de um motor ao longo da sua vida útil. É realizada uma comparação entre as características no momento do teste e as mesmas já conhecidas no seu normal funcionamento, ou a plena capacidade.

⁴ Termo utilizado para caracterizar sistemas não invasivos.

A extração de parâmetros e grandezas para o diagnóstico pode envolver o processamento dos sinais por via de vários tipos de análise possíveis:

- Análise temporal;
- Análise espectral;
- Análise *wavelet*;
- Análise com base em modelação;
- Análise estatística;

A evolução de sistemas de aquisição de dados e de sistemas computacionais capazes de executar métodos matemáticos avançados de processamento de sinais e algoritmos de identificação de padrões, impulsionou a aplicação das análises referidas. Na secção seguinte são apresentadas algumas das técnicas que se inserem neste grupo referido.

3.4.1.1 Análise da assinatura elétrica ou análise das correntes

A análise da condição da corrente elétrica da máquina, MCSA⁵, é um dos métodos elétricos mais recentes e utilizados na deteção de falhas em motores de indução. Este método identifica anomalias nos motores, através da deteção de alterações nas correntes do motor pela sua análise espectral. Utiliza o motor como transdutor⁶ para detetar a presença e severidade de falhas elétricas e mecânicas em boa parte do conjunto eletromecânico. Através da monitorização de uma das três fases da corrente de alimentação, a técnica permite detetar quebras nas barras do rotor, enrolamentos do estator curto-circuitados, problemas de acoplamento e rolamentos danificados [48, 9, 49, 50].

A corrente do estator das máquinas de indução tem um espectro que varia harmonicamente devido ao facto da disposição dos enrolamentos das ranhuras não ser perfeitamente sinusoidal, devendo-se às imperfeições ou irregularidades ocorridas no fabrico do motor ou dos elementos constituintes da fonte de alimentação. Esse comportamento é previsível e mencionado pelo fabricante como sendo a assinatura do motor em que é indicada a sua frequência característica de alimentação proveniente da rede. No caso de um motor ter uma falha no estator, como as referidas na secção 3.3.1 (curto-circuito nos enrolamentos, curto circuito na fase ou entre duas diferentes), a configuração do campo eletromagnético girante é influenciada e como consequência as componentes harmónicas da corrente do estator têm as suas amplitudes afetadas. Com a análise periódica do espectro de frequência das correntes do estator, identificam-se as componentes harmónicas diretamente relacionadas com as perturbações provocadas pelas tensões induzidas do campo magnético resultantes de falha [51].

3.4.1.2 Análise da vibração

A análise de vibração mecânica como técnica preditiva é baseada na ideia que as estruturas das máquinas sujeitas a esforços dinâmicos exibem sinais vibratórios em que a frequência é idêntica àquela dos esforços que a provocam. Na avaliação é realizada a medida global ou eficaz que medida a partir de um ponto pode dar a soma de todas as respostas vibratórias da estrutura aos diferentes esforços excitadores. Esta análise pressupõe a utilização de valores de funcionamento característicos de referência, referidos na secção 2.3.6 que são úteis para determinar a assinatura

⁵ MCSA – *Machine Current Signature Analysis*.

⁶ Transdutor – dispositivo que recebe sinal e o retransmite.

vibratória da máquina, que vai sofrendo uma alteração do seu estado com a degradação do motor. Essa evolução é obtida por comparação dos níveis de energia vibratórios entre a sua condição de nova e defeituosa. É a técnica de monitorização mais antiga no meio industrial, sendo essencialmente útil na identificação de presença de falhas de origem mecânica no motor, como desalinhamentos, rolamentos defeituosos ou excentricidades nos rotores. Também prevê alguma informação de problemas elétricos e no conjunto eletromecânico como no entreferro e no estator.

As falhas com origem nos rolamentos resultam numa excessiva vibração do motor dependendo da sua geometria e velocidade de rotação. Na tabela 3.2 estão representados os parâmetros a ter em conta na identificação de naturezas de falha a serem detetadas com esta técnica numa manutenção preditiva.

Tabela 3.2 – Parâmetros medidos de acordo com a identificação da natureza de falha a identificar [52].

Parâmetro a ser medido	Natureza da falha ou defeito detetado
Amplitude de deslocamento da vibração	Desbalanceamento, desalinhamento, carga excessiva, falta de rigidez, acoplamento defeituoso, correias gastas, eixos deformados, desajustes.
Amplitude de velocidade da vibração	Chumaceiras de rolamentos ou engrenagens deterioradas.
Amplitude da aceleração da vibração	Estado mecânico dos rolamentos, atrito excessivo entre componentes, lubrificação ineficiente.
Frequência da vibração	Dado complementar à medição de qualquer característica de vibração, indispensável na determinação de qualquer problema.
Fase da vibração	Desbalanceamento dinâmico, folga excessiva e partes soltas.

O processo de deteção é caracterizado pela colocação de sensores transdutores de deslocamento, velocidade e aceleração. Normalmente são utilizados acelerómetros piezoelétricos que medem a aceleração de altas frequências de vibração impostas pela falha. Nestes casos, o sinal de vibração em função de amplitude de aceleração obtido ao longo do tempo, denominado *waveform* ou gráfico em forma de onda, pode ser integrado com recurso a *software* de modo a se obter os valores em função de velocidade ou deslocamento.

3.4.1.3 Análise de ruído acústico

A análise e diagnóstico de falha através do ruído acústico também se torna possível recorrendo à medição da pressão sonora emitida pelo funcionamento do motor. O funcionamento anormal da máquina resulta normalmente num barulho característico de elevadas frequências, que pode levar à identificação da falha derivada de problemas elétricos e mecânicos. A principal causa do ruído do motor está relacionada com as forças eletromagnéticas que atuam nas superfícies dos componentes e com a ventilação do motor devido à turbulência de ar causada por distúrbios de pressão impostos pelo ventilador.

Num contexto de manutenção preditiva, esta técnica é utilizada para detetar falhas resultantes de rolamentos ou engrenagens deterioradas, desgastes, turbulências e aumento do atrito [52].

A desvantagem desta técnica reside no facto de estar logicamente dependente das condições de ruído sonoro de fundo, pelo que normalmente em ambiente industrial torna-se um método pouco viável [51].

3.4.1.4 Análise da potência instantânea

A monitorização das correntes e tensões em simultâneo, permite a análise de potência instantânea. Para situações anteriormente referidas de baixa gravidade de falha e carregamento onde as técnicas de análise de correntes se tornam difíceis de analisar, a solução passa por aplicar esta técnica.

A análise da potência torna-se vantajosa face à análise do espectro de correntes, sobretudo na identificação de frequências caracterizadas por barras de rotor quebradas e é eficiente por não depender da velocidade síncrona da máquina [54].

3.4.1.5 Termografia

A análise termográfica do MIT consiste na captação da radiação infravermelha que os corpos naturalmente emitem quando aquecidos. Através da termografia é possível obter um mapeamento dos componentes do motor com o intuito de distinguir regiões de diferentes temperaturas superficiais, através da visualização artificial da luz dentro do espectro de infravermelhos. Através de uma câmara sensível à radiação infravermelha, as leituras são decodificadas numa imagem em escala de cores. As zonas onde a temperatura é mais elevada são representadas em cores quentes, onde existe maior probabilidade de ocorrência de falha, como no caso de componentes degradados. É uma técnica viável para a deteção de mau contacto em conetores e de boa capacidade de identificação de falhas mecânicas e de fadiga de materiais. Identifica sobreaquecimentos da carcaça, rolamentos e desalinhamento de veios. Também é possível avaliar problemas relacionados com a ventilação do motor que provocam sobreaquecimentos.

Outra forma possível de analisar termicamente um motor consiste na medição local de temperatura. Para isso são utilizados sensores de temperatura embebidos no isolamento dos condutores do estator ou na parte interior da carcaça que permitem medir a evolução da temperatura de forma precisa em pontos desejáveis.

Como alternativa mais barata têm sido desenvolvidas soluções de estimação de temperatura, com base na resistência dos enrolamentos do estator. Existem vários tipos de sensores sendo os mais utilizados o termopar, o resistivo e o de silício.

A monitorização da temperatura na carcaça do motor também é um método que pode ser utilizado pois permite detetar aquecimentos localizados em zonas específicas, consoante a localização do sensor térmico, contudo apenas dá indicação de sobreaquecimento indiscriminado uma vez que a temperatura medida é resultado da confluência das temperaturas geradas no estator, carga resistiva e da temperatura ambiente.

3.4.2 Técnicas *off-line*

3.4.2.1 Teste de alto potencial

No teste de alto potencial é aplicada uma tensão alta continuamente aos enrolamentos com o objetivo de avaliar a fraqueza do isolamento entre os mesmos e a terra. O teste pode ser realizado com corrente contínua ou alternada e dependendo da forma como é realizado, permite descobrir ruturas, descontinuidades e falhas, humidade e contaminações. Como é um teste de sobretensão, ou seja, é inculida uma tensão acima do valor normal de funcionamento do motor tornando-se invasivo e como tal é considerado potencialmente destrutivo, sobretudo quando é utilizado com corrente alternada.

3.4.2.2 Teste de isolamento

O teste de isolamento ou teste de resistência de isolamento está relacionado com o estado de limpeza e secagem da máquina, em que um alto valor de resistência indica que o isolamento está limpo e seco. O princípio de funcionamento da técnica tem por base o facto de os isolantes se comportarem como circuitos capacitivos. Quando é aplicada uma pequena tensão contínua entre os enrolamentos e a terra, a corrente de fuga é medida e convertida numa medida de impedância em Ohms. Como o teste de resistência de isolamento utiliza corrente contínua para a diferença de potencial aplicado é considerado um teste não destrutivo.

3.4.2.3 Análise do circuito do motor

Através da leitura de medidas de impedância, ângulo de fase, corrente, resposta em frequência, entre outras, avaliam-se as conexões do circuito motor (cabos, rotor, entreferro e isolamento). Essas leituras são efetuadas com o motor elétrico desenergizado e bloqueado. Permite sobretudo a deteção de falhas elétricas incipientes.

4 Análise do sinal nas técnicas aplicadas ao SDF

4.1 Especificação e requisitos do projeto

A bancada de ensaios concebida nesta dissertação teve como base uma bancada de ensaio desenvolvida por parte da empresa SIEPI para o teste de capacidade de motores elétricos sujeitos a uma carga variável. O propósito da bancada existente é testar as condições de funcionamento de um motor elétrico quando é sujeito a uma carga simulada por meio de dois sistemas distintos. Um dos sistemas caracteriza-se pelo acoplamento de um motor de maior potência na extremidade oposta ao veio onde é igualmente acoplado o motor testado. O outro sistema consiste na utilização de um freio de cinta localizado a meio do veio onde os motores são acoplados. No primeiro caso a carga é variável por meio de um MIT controlado por um inversor de frequência, que confere um binário resistivo variável dependente da frequência de alimentação regulada no inversor e no outro caso tem-se uma carga definida através da tração imposta a uma cinta de couro, que comprime em relação a uma polia de ferro que gira simultaneamente com o veio. É sobretudo do interesse da SIEPI determinar os binários característicos do motor na sua situação de arranque e travagem. O motor é obrigado a arrancar sobre uma carga resistiva simulando as condições reais da operação que lhe está destinada. Dessa forma avalia-se a capacidade do motor em vencer o binário resistivo imposto ou o binário imposto necessário para a travagem completa do motor. Este objetivo é decisivo na escolha de um motor adequado para determinadas aplicações com menor certeza das capacidades pretendidas.

Na presente dissertação foi proposto o desenvolvimento e implementação de instrumentos e sensores na bancada existente, de forma a complementar e obter mais informação dos parâmetros de funcionamento em teste e sobretudo diagnosticar falhas durante a operação do ensaio. O sistema de freio de cinta foi melhorado com a implementação de uma célula de carga para indicação e controlo do binário resistivo deste sistema. Os dois sistemas de simulação de carga foram utilizados separadamente para uma possível comparação dos mesmos. Durante os ensaios de carga resistiva, além do objetivo inicial foi também possível avaliar a corrente consumida e aumento de temperatura com que a carga é vencida. A inclusão de um tacómetro⁷ digital também possibilitou a medição da velocidade angular do motor em operação.

O projeto foi designado SDF (Sistema Diagnóstico de Falhas) e uma das suas particularidades assentou no diagnóstico de falhas mecânicas pela aquisição e registo contínuo de sinais respetivos à vibração e ruído acústico do motor testado. Objetivamente foi avaliado o comportamento da vibração em rolamentos novos comparativamente a uns danificados, por defeito nas pistas e por lubrificação ineficiente. Foi também efetuado um ensaio para avaliar um desbalanceamento simulado ao rotor do motor de modo a verificar a influência na vibração. Durante os ensaios foram realizadas análises de ruído acústico ao motor nas diferentes condições de operação e para frequências de velocidade inferiores à nominal. Para o efeito, foi utilizado um inversor de frequência para controlar o motor testado.

Para servir os requisitos referidos, foi realizada uma extensa revisão bibliográfica e uma pesquisa no mercado de soluções práticas e componentes eletrónicos para montagem dos sensores para posterior conexão a uma placa *Arduíno*. Este sistema microcontrolador funciona sobretudo

⁷ Dispositivo que mede a velocidade angular do motor em unidades RPM.

para transmitir informação “*On-demand*”⁸ ao operador através de um *LCD* onde é possível escolher o parâmetro da velocidade, binário resistivo imposto pelo sistema de freio de cinta e o aumento de temperatura durante o ensaio decorrido no motor testado.

A estrutura base do projeto da empresa permite o acoplamento de vários tamanhos de motores até um limite de grandeza 100, por imposição do espaço e da resistência estrutural.

4.2 Defeitos localizados nos componentes

4.2.1 Rolamentos

As falhas localizadas em rolamentos são detetadas através das vibrações produzidas pelos mesmos que variam de acordo a presença de defeito. Geralmente os defeitos evoluem com certa lentidão e emitem sinais com bastante antecedência da avaria final [41].

Estes defeitos podem ser classificados como defeitos localizados e defeitos distribuídos. Os localizados são visíveis no próprio rolamento e aparecem nos principais componentes: na pista externa, pista interna, gaiola e nos elementos rolantes. Os distribuídos referem-se a danos que não estão concentrados num local específico, como pista externa desgastada ou elementos rolantes deformados.

O defeito localizado é considerado de cíclico pois produz um impacto entre a esfera e a pista gerando uma frequência e um ruído detetável e previsível que pode ser visualizado no gráfico da forma de onda no domínio do tempo. Essa frequência a que a vibração ocorre é previsível e depende da superfície do rolamento em que o defeito se encontra, bem como da dimensão geométrica dos elementos e da frequência de rotação do rotor, f_r . Apesar disso as frequências características de vibração no caso de falha não são síncronas, ou seja não são múltiplas inteiras da velocidade do rotor, e nesse caso pode permitir a identificação da zona de falha mesmo quando não se sabe o rolamento presente na máquina. É importante ainda ressaltar que estas frequências são verdadeiramente frequências de falha, isto é, elas só aparecem nos espectros de vibração quando os rolamentos estão defeituosos [39].

As frequências básicas características geradas por defeito de rolamento poderão ser obtidas pelas equações 4.1 a 4.4:

- Frequência de passagem de elementos rolantes num ponto da pista externa (BPFO):

$$f_{BPFO} = f_r \cdot \frac{N}{2} \cdot \left(1 - \frac{BD}{PD} \cdot \cos\beta\right) \quad (4.1)$$

- Frequência de passagem de elementos rolantes num ponto da pista interna (BPFI):

$$f_{BPFI} = f_r \cdot \frac{N}{2} \cdot \left(1 + \frac{BD}{PD} \cdot \cos\beta\right) \quad (4.2)$$

- Frequência de rotação dos elementos rolantes (BSF):

$$f_{BSF} = f_r \cdot \frac{PD}{2 \cdot BD} \cdot \left(1 - \left(\frac{BD}{PD}\right)^2 \cdot \cos^2\beta\right) \quad (4.3)$$

⁸ Informação no momento.

- Frequência de rotação da gaiola ou do conjunto dos elementos rolantes (FTF):

$$f_{FTF} = f_r \cdot \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{BD}{PD} \cdot \cos\beta \right) \quad (4.4)$$

Onde:

f_r : frequência de rotação do eixo em Hz;

N: número de elementos rolantes;

BD: diâmetro do elemento rolante;

PD: diâmetro primitivo do rolamento;

β : ângulo de contacto, geralmente igual a 0° ;

As equações 4.1 a 4.4 são boas aproximações das frequências características cuja simplificação deve-se à difícil obtenção das frequências isoladas de cada pista e gaiola. As dimensões corretas poderão ser obtidas por consulta dos catálogos dos fabricantes ou por observação interna do rolamento. Em geral o fabricante fornece também as frequências referidas, contudo podem ser esperadas pequenas variações devido a efeitos de escorregamento e carregamento axial. Na análise espectral é prática comum utilizar-se uma banda de busca em torno de $\pm 10\%$ da frequência característica estimada.

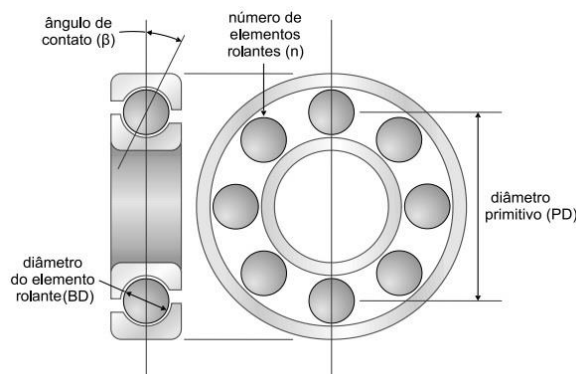


Figura 4.1 – Dimensões envolvidas nas expressões das frequências características dos elementos constituintes do rolamento.

As expressões 4.1, 4.2 e 4.3 ainda podem ser mais simplificadas no caso de se tratar de um rolamento comum, que possua entre seis a doze elementos rolantes [40]:

$$f_{BPFO} = f_r \cdot N \cdot (0,4) \quad (4.5)$$

$$f_{BPF1} = f_r \cdot N \cdot (0,6) \quad (4.6)$$

$$f_{FTF} = f_r \cdot (0,4) \quad (4.7)$$

No caso do defeito do tipo distribuído, a falha assume um comportamento não cíclico sendo impossível de prever a sua ocorrência, uma vez que são falhas distribuídas ao longo do elemento. Essas falhas incluem pistas desalinhadas, superfícies ásperas ou onduladas, instalação imprópria, contaminação ou corrosão. O nível de vibração depende da quantidade, do tamanho e composição de agentes contaminantes ou do estado de corrosão, usualmente por deterioração do lubrificante.

Nestes casos nenhum padrão típico de frequências pode ser identificado na análise, no entanto é audível um ruído perturbador. O defeito distribuído é normalmente característico de um rolamento no seu fim de vida [3].

4.2.2 Desbalanceamento

O desbalanceamento é um problema que surge sempre em qualquer peça rotativa com maior ou menor severidade, como tal acontece com o rotor dos motores. O problema existe quando a distribuição de massa de um rotor não é uniforme em relação a um eixo de inércia.

Como verificado na secção 3.3.2, o desbalanceamento é uma falha com pouca expressão face às outras referidas, no entanto é uma das fontes mais comuns de vibração em máquinas rotativas e potencia o surgimento de outras falhas dependendo da sua severidade.

As suas principais causas são devidas a gradientes térmicos, desbalanceamento nos rolamentos por má colocação ou defeito, não homogeneidade do rotor por imprecisão de maquinagem e excentricidades.

Na maioria dos casos é detetada uma alta amplitude no espectro na mesma frequência que a de rotação do rotor ou até três vezes essa mesma frequência, sendo que na direção radial a sensibilidade será maior e como tal aparecem maiores valores de amplitude. A amplitude de vibração é diretamente proporcional ao grau de desbalanceamento, esse facto é importante pois permite que o rotor possa ser balanceado minimizando o problema. Outro facto importante é que a amplitude é proporcional ao quadrado da velocidade do rotor.

O balanceamento pode ser realizado de forma estática, onde a compensação de massas é feita no mesmo plano, ou de forma dinâmica em diferentes planos.

4.3 Técnicas de medição do sinal no domínio do tempo

Para se efetuar uma análise de vibração é necessário implementar técnicas de análise de sinal que normalmente é utilizado para identificação de falhas em equipamentos no domínio do tempo e no domínio da frequência. Geralmente, os métodos utilizados no domínio do tempo alertam para o surgimento e evolução de falha, contudo não permitem identificar a localização e a natureza da mesma.

De referir que os sinais aqui representados são sinais temporais discretos, uma vez que foram obtidos por amostragem de sinais contínuos (aceleração e som). Sinais discretos são normalmente escritos como uma função de índice de n , que representa uma sequência de quantidades em que cada sequência é uma amostra de tempo determinado, como uma série temporal⁹.

4.3.1 Nível global

O método mais simples e mais importante no domínio de tempo é a medição de nível global ou valor eficaz RMS, que determina a condição geral de um equipamento por comparação dos valores medidos com os índices de severidade tabelados. Esta técnica não indica o tipo de falha presente no equipamento, mas sinaliza que existe um aumento de energia no sinal, que normalmente é causa de evolução de falha. A técnica leva em consideração o histórico do sinal de vibração ao longo do tempo e do seu valor de nível que é relacionado com a energia contida no sinal.

O valor RMS do sinal de vibração mecânica é o segundo momento estatístico normalizado do sinal (desvio padrão). Para amostras discretas do sinal, o valor RMS é definido como:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (x(n) - \bar{x})^2} \quad (4.8)$$

Onde:

N : número total de pontos da amostra;

x : amplitude do sinal;

n : número natural;

\bar{x} : valor médio do sinal de vibração;

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \quad (4.9)$$

O valor médio do sinal (\bar{x}), representado pela equação 4.9, apesar de não estar relacionado com a magnitude de nenhuma grandeza física, contempla em sua formulação dados históricos do sinal de vibração mecânica num determinado intervalo de tempo.

O valor RMS está diretamente relacionado com o nível de energia da vibração mecânica, ou seja, com o potencial de dano associado ao movimento vibratório. A análise nesta técnica é realizada através de curvas de tendência, que direcionam as conclusões básicas de funcionamento normal, de estado de atenção e de estado de reparação.

⁹ Sequência de valores em ordem sucessiva, ocorridos em intervalos de tempo uniformes.

Os critérios da avaliação da máquina rotativa em velocidade RMS são dados pela norma ISO 10816 de 2012, (tabela 4.1), que especifica limites do valor dependentes da potência da máquina e do tipo de suporte ou fundação. Indicações confiáveis das condições da máquina são baseadas na alteração das medidas relativas, isto é a especificação de um espectro de referência ou nível a acompanhar a sua evolução.

Tabela 4.1 – Limites de vibração baseados na ISO 10816.

NORMA ISO 10816 – Preditec Engenharia de Manutenção				
Critérios para julgamento de estado de máquinas				
NÍVEL DE VIBRAÇÃO (mm/s)	ATÉ 20CV	DE 20CV ATÉ 100CV	> 100CV BASE RÍGIDA	> 100CV BASE FLEXÍVEL
0,28	BOM	BOM	BOM	BOM
0,45				
0,71				
1,12	ADEQUADO	ADEQUADO	ADEQUADO	ADEQUADO
1,8				
2,8	ADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL	ADEQUADO	ADEQUADO
4,5	INADMISSÍVEL		ADMISSÍVEL	
7,1		ADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL	
11,2		ADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL	
18	INADMISSÍVEL	INADMISSÍVEL	INADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL
28				INADMISSÍVEL
45				INADMISSÍVEL

Para todos os pontos de medição, é registado o nível global, que representa a composição de várias fontes de vibração. A partir de uma tendência de evolução desses níveis de vibração, é feita uma análise de frequência para identificação da origem do problema.

As metodologias associadas à avaliação da condição de um equipamento envolvem um conjunto de procedimentos de onde se destacam:

- Comparação com as normas internacionais e recomendações do fabricante;
- Comparação com leituras anteriores ou leituras consideradas padrão;
- Comparação estatística com a variação de nível global entre diversas inspeções (desvio-padrão) ou bandas de frequências pré-definidas.

4.3.2 Valores de pico

Esta medição de nível de vibração mecânica é válida para indicação de choques de curta duração. Porém indica somente a ocorrência de picos. O valor de pico (*peak*) do sinal é definido simplesmente como a metade da diferença entre o valor máximo e o valor mínimo do sinal:

$$peak = \frac{1}{2}(\max(x(t)) - \min(x(t))) \quad (4.10)$$

A medição do valor de pico é feita em função do tempo, esse valor é muito importante para analisar impactos anormais de qualquer natureza. Identificando defeitos localizados relevantes, que ainda não estão generalizados e não são percebidos nas medições do valor RMS.

4.3.3 Fator de crista

O fator de crista é definido como a razão entre o nível de pico do sinal de vibração pelo nível RMS, medidos numa banda própria de frequência. Este método parte do princípio que quando o rolamento sofre dano, o nível de pico da aceleração aumenta mais rapidamente do que o nível RMS. Na vibração mecânica normal do rolamento, sem defeitos, o fator de crista é baixo, de 2 a 6. Com o surgimento e evolução das falhas, o fator de crista atinge valores altos, acima de 6. Quando as falhas deixam de ser localizadas e se espalham pelas superfícies do rolamento, os picos discretos

desaparecem e o nível de RMS vai crescendo, fazendo com que diminua o fator de crista, indicando a necessidade de troca de rolamento.

O fator de Crista é definido pela seguinte equação:

$$FC = \frac{peak}{RMS} \quad (4.11)$$

O fator de crista dá ao analista de vibrações uma ideia do impacto que está a ocorrer no gráfico de onda no domínio de tempo. Esta informação é útil, porque no espectro de frequência é difícil distinguir entre impactos e ruídos aleatórios. O valor do fator de crista poderá indicar a existência de desgastes num elemento dos rolamentos, nos dentes da engrenagem ou cavitação. Muitas vezes, o fator de crista é direcionado ao longo do tempo, a fim de se verificar se a quantidade de impactos está a aumentar.

4.4 Técnicas de medição do sinal no domínio da frequência

A análise direta da vibração no tempo, normalmente, não apresenta muita informação útil. É necessária que ela seja processada adequadamente para que as suas características sejam identificadas e como tal procede-se à conversão da sua representação para o domínio da frequência. A resposta em frequência é conseguida através da transformada de Fourier (FT), que mostra as frequências onde a energia vibratória se concentra, num espectro contínuo de um sinal não periódico no tempo. Neste caso como estamos na presença de sinais discretos é necessário implementar um algoritmo para transformar N amostras de dados no domínio do tempo para o domínio da frequência pelo que se recorre à Transformada Discreta de Fourier (DFT).

Uma vez identificado um nível vibratório alto, procede-se à identificação da origem da vibração. Isto é normalmente feito, através de um processo de eliminação de causas. No domínio da frequência é possível em teoria separar as ondas sinusoidais que formam o sinal complexo no domínio do tempo, sendo a amplitude de cada linha de frequência a mesma nos dois domínios. A maior amplitude de vibração está normalmente próxima à parte da máquina onde se localiza o problema. Ao se verificar após medição que amplitudes dominantes ocorrem numa determinada frequência, é provável que o problema esteja ocorrendo na região da máquina onde algum elemento opera com essa determinada frequência.

4.4.1 Transformada rápida de Fourier (FFT)

A implementação direta da DFT sobre N amostras de dados requer um esforço computacional de aproximadamente N^2 multiplicações complexas e $N^2 - N$ adições complexas pelo que é necessário muito tempo de computação.

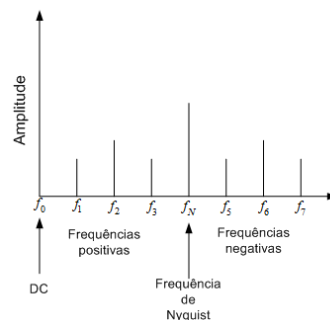


Figura 4.2 – Aspeto de uma DFT para um número N de amostras par [55].

No entanto quando se tem uma sequência em que N é uma potência de 2, pode-se implementar um algoritmo para processar a DFT muito mais rapidamente com $\frac{1}{2}N \cdot \log_2(N)$ multiplicações e $N \cdot \log_2(N)$ adições. Esse algoritmo é denominado por Transformação Rápida de Fourier (FFT). Assim a FFT é um método eficiente para o cálculo da DFT, ganhando tempo e reduzindo esforço computacional, assim como memória.

Os instrumentos e ferramentas atuais dos sistemas de análise executam esta técnica automaticamente no seu funcionamento. A determinação da severidade não se baseia na amplitude, mas sim no somatório das amplitudes das componentes que compõe um padrão de falha, devido ao número elevado de frequências características harmônicas. O espectro pode ser tomado pelos três parâmetros: aceleração, velocidade e deslocamento, mas no caso da aceleração obtém-se melhor resposta para frequências mais altas e no deslocamento para frequências mais baixas [3].

No caso da quantidade de amostras não ser uma potência de 2, poderão ser adicionados zeros à sequência no domínio do tempo até que ela alcance a próxima potência de 2, o que na verdade não altera o espectro do sinal e ajuda a manter a resolução da frequência.

De forma a ter-se uma representação discreta fiável do sinal original e da frequência de vibração dos componentes na FFT, a frequência de amostragem dos dados deverá ser determinada com base no teorema de Nyquist. De acordo com o teorema, para que se possa representar o sinal adquirido com o mínimo de perda de informação, a frequência de amostragem F_s deve ser igual ou maior a duas vezes a maior frequência (F_{max}) do espectro desse sinal.

$$F_s \geq 2F_{max} \quad (4.12)$$

Onde:

$2F_{max}$: frequência de Nyquist

Se esta regra não for cumprida ocorre uma distorção no espectro do sinal, conhecida por *aliasing*.

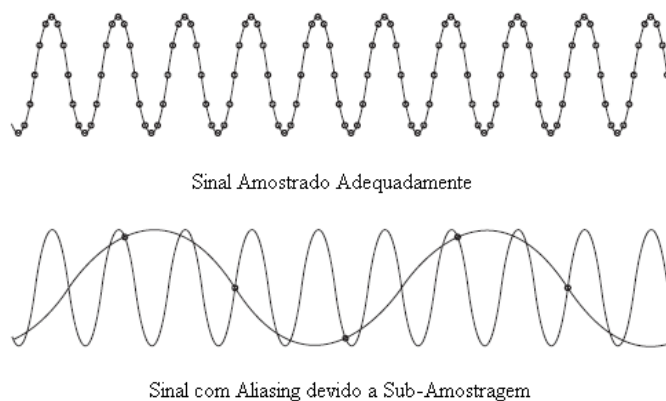


Figura 4.3 – Diferença entre um sinal amostrado devidamente e um sinal distorcido devido a *aliasing*.

4.4.2 Técnica de demodulação de sinais ou de envelope

A técnica de envelope ou de demodulação de sinais permite diferenciar entre eventos periódicos e aleatórios presentes nos espectros. É sobretudo utilizada na detecção de defeitos localizados em rolamentos, principalmente em estágio incipiente. Parte do princípio que os pulsos, resultantes do impacto dos elementos do rolamento com o defeito, excitam as frequências naturais do rolamento e da estrutura na frequência característica do defeito. São gerados dois sinais, um de alta e um de baixa frequência, sendo o de alta gerado pela ressonância do rolamento e/ou estrutura. Dessa forma através da demodulação (isolamento) de uma dessas frequências de ressonância é possível obter um sinal relativo à condição do rolamento.

Na análise de altas frequências existem duas dificuldades, a primeira é a sua baixa intensidade comparativamente com as amplitudes das componentes de baixa frequência. A segunda é identificar as frequências características de defeito por conta dos ruídos e da baixa resolução espectral, como as relacionadas com defeitos de energia. Ou seja as frequências fundamentais de defeito que se pretendem encontrar ficam encobertas por outras de maior energia no sistema, como desbalanceamento, desalinhamento e folgas. A grande vantagem desta técnica é eliminar essas frequências de alta energia permitindo detetar com precisão e antecedência apenas os defeitos em rolamentos. Além disso permite também detetar as taxas de repetição dos impactos que geram as ondas de tensão causadoras de vibração (frequências modulantes), permite identificar a origem da falha e qual o componente que está defeituoso no rolamento.

O processo de demodulação é geralmente realizado por um circuito analógico composto por um filtro denominado “passa banda” que é caracterizado por:

- Um filtro passa alta (denominado pré-filtro), cuja função é atenuar as componentes de grande amplitude e de baixa frequência que dificultam a detecção das componentes moduladas de baixa amplitude de maior frequência.
- Um retificador e um filtro passa baixa, que atenuam a vizinhança de vibração livre de maior frequência que a que se pretende extrair.

Para a escolha da banda de frequências a filtrar deve-se procurar no espectro a maior frequência esperada, correspondente à frequência de ressonância do rolamento (frequência fundamental do espectro) definindo o início da banda a partir da segunda harmónica do componente de interesse.

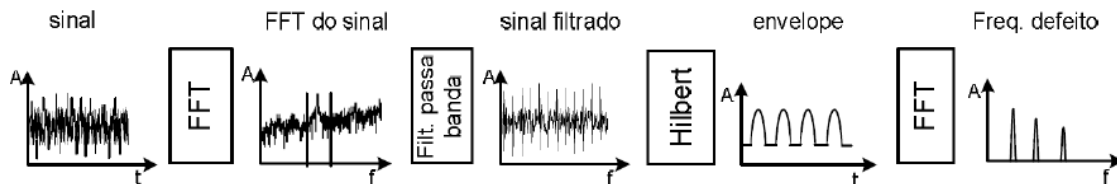


Figura 4.4 – Procedimento adotado na demodulação de sinal [56].

Segundo a referência bibliográfica [56] a técnica representada pela figura 4.4 segue o seguinte procedimento aplicado ao sinal:

1. Aplicação da FFT ao sinal no intuito de identificar uma faixa de frequência onde houve elevação em relação a picos de frequência, coletadas anteriormente.
2. Aplicação do filtro “passa banda” referido anteriormente no intuito de eliminar baixas frequências de alta amplitude, que estão relacionadas geralmente com desalinhamentos e desbalanceamentos.
3. Aplicação da transformada de Hilbert, no intuito de obter o envelope do sinal do defeito.
4. Aplicação da FFT ao envelope, no intuito de obter as frequências dos defeitos.

Tabela 4.2 – Limites de vibração baseados na ISO 10816 para rolamentos.

NORMA ISO 10816			
Critérios para julgamento do estado de rolamentos			
<i>peak to peak</i>	Diâmetro entre 200 a 500 mm e velocidade <500 rpm	Diâmetro entre 50 a 300 mm e velocidade entre 500 a 1800 rpm	Diâmetro entre 20 a 150 mm e velocidade entre 1800 a 3600 rpm
0,1	BOM	BOM	BOM
0,5	ADEQUADO	BOM	BOM
0,75	ADEQUADO	ADEQUADO	BOM
1	ADMISSÍVEL	ADEQUADO	ADEQUADO
2	INADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL	ADEQUADO
4	INADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL	ADMISSÍVEL
10	INADMISSÍVEL	INADMISSÍVEL	INADMISSÍVEL

5 Pormenores construtivos do sistema projetado

5.1 Equipamento utilizado

O projeto SDF contou com a bancada de ensaios inicial desenvolvida pela empresa e com a elaboração de um sistema de controlo HMI (*Human Machine Interface*) e sensores de vários tipos. Como foram realizados alguns ensaios, foi utilizado equipamento de transmissão e acionamento mecânico. No presente subcapítulo estão apresentadas as soluções obtidas para a instrumentação e equipamento bem como a explicitação das suas características.

5.1.1 Equipamento de transmissão e potência mecânica

Nos ensaios realizados foram utilizados MIT de gaiola de esquilo, de marcas comercializadas pela SIEPI, a Guanglu e a VELA. Utilizaram-se dois motores, ambos de tamanho 90, com potências respetivas de 1,5 KW e 1,1 KW, e diferentes condições de utilização. O motor GL90L-4 foi retirado do *stock* de motores novos e o VL90S4 da Vela, embora com uma utilização pouco frequente, teria cerca de 8 anos. As principais características podem ser consultadas nas imagens em **anexo E**.

Tendo em conta o facto do primeiro motor ser novo, os testes que lhe foram aplicados não implicaram a abertura ou a desmontagem deste e focaram-se somente na análise de dados em consideração do seu estado imaculado e de teórico funcionamento pleno das suas capacidades. Neste motor foi efetuado o teste de desbalanceamento por análise de vibração, testes de análise de ruído acústico e realizado um teste geral às suas características de funcionamento e capacidades regulamentadas. No motor mais antigo foram efetuadas análises de vibração e ruído acústico para diferentes condições de funcionamento, que implicaram a utilização de rolamentos defeituosos. Por último foram realizadas medições a vários parâmetros de funcionamento característicos e testes de capacidade geral.

Ambos os motores foram ensaiados com dois modos de ligação diferentes. Foi utilizada uma ligação de arranque em estrela (380/400V) diretamente à rede elétrica e uma ligação por modo de um inversor de frequências. Devido às características dos motores, nomeadamente gama de potências e modos de alimentação, foi utilizado um inversor de frequências da marca Vacon de 3KW de potência, denominado VACON0010-3L-0008-4-D.

Para a simulação de carga foi utilizado um motor de indução trifásico da marca ELD de potência 4KW e de tamanho 112, cujas características poderão ser consultadas em **anexo E**. Esse mesmo motor foi permanentemente ligado em triângulo¹⁰ a um inversor de frequência VACON0010-3L-0012-4, trifásico de 5,5 KW de potência.

¹⁰ A partir de 5KW as ligações de 400V são obtidas em triângulo.

5.1.2 Sistema de fixação

A estrutura base da bancada de ensaio permite a fixação de motores de vários tamanhos. Consoante o tamanho pretendido, a altura da base é regulada de modo a alinhar os veios e os carretos para se conseguir fazer o acoplamento dos motores à estrutura nas melhores condições, minimizando ao máximo a possibilidade de ocorrência de desalinhamentos. Este alinhamento é fundamental nos testes de desempenho e capacidade realizados com o motor sujeito a carga.



Figura 5.1 – Sistema de fixação regulável da base do motor por modo de fusos roscados.

De acordo com as medidas que poderão ser revistas na tabela 2.4 ou nas tabelas extraídas dos catálogos dos motores em **anexo E**, este sistema de alinhamento e de fixação tem capacidade para suportar motores de tamanho T56 a T100. Como se pode visualizar na figura 5.4 a base está furada de acordo com as medidas cotadas da figura 2.4, de modo a aparafusar o motor pelas suas sapatas.

Para ajudar o operador no processo de alinhamento foi criada uma solução piloto, cuja eficácia depende da forma como é montada e das referências escolhidas que condicionam essa mesma montagem. Pretende-se com esta solução uma referência auxiliar à capacidade cognitiva do operador em alinhar o sistema e para isso devem ser tomadas algumas providências. A primeira é garantir que o feixe de luz laser em cruz está na intersecção do plano vertical, perpendicular ao veio e que está no mesmo plano que o alvo de referência quadriculada, também este perpendicular ao veio. Reunindo estes requisitos, o facto de a luz ser em cruz torna possível alinhar o motor no posicionamento angular e no axial. O ponto de intersecção da luz é aproximado ao centro da referência respetiva ao tamanho do motor presente no quadriculado, por via da regulação das porcas nos fusos roscados que suportam a estrutura base onde são fixados os motores.

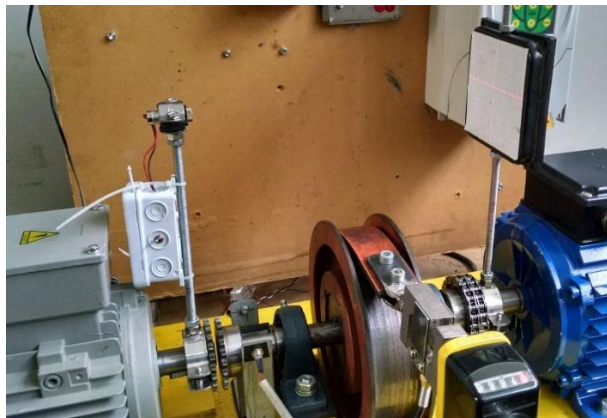


Figura 5.2 – Sistema protótipo de auxílio no alinhamento.

5.1.3 Sistema de controlo

O denominado sistema de controlo do SDF foi criado para informar o operador de vários parâmetros nos ensaios tais como a velocidade angular do motor, o binário resistivo imposto pelo freio de cinta, a temperatura superficial da carcaça do motor na zona da flange e a temperatura ambiente. Este sistema define-se como HMI (*Human Machine Interface*) que é constituído por um *LCD* e botões de navegação, permitindo escolher qual das referidas medições se pretende realizar. A sua devida instrução e processamento realizam-se no controlador *Arduíno*.

A medição do binário do freio de cinta é efetuada por uma célula de carga auxiliada por um circuito integrado de condicionamento de sinal, que basicamente permite a ampliação do sinal emitido. Desse modo regula-se a sensibilidade da célula através da interface com o microcontrolador do *Arduíno*. No caso dos sensores de temperatura e velocidade obtém-se um sinal de saída adequado a uma leitura direta por parte do microcontrolador utilizado, logo não foi necessário desenvolver circuitos para conversão do sinal obtido.

A maioria dos sensores do SDF foi alimentada por uma fonte de alimentação BTX que permite uma retificação e uma tensão em CC adequada para os valores requeridos.

Os sensores de recepção acústica e vibração foram conectados em sistemas independentes do sistema de controlo, por um lado devido a questões de simplificação do trabalho e por outro devido à capacidade limitada do microcontrolador do *Arduíno* para processamento contínuo do conjunto de sensores a níveis pretendidos.

No caso do sensor de vibração foi escolhido um sistema completamente desenvolvido e capaz de interagir com o computador de forma direta e autónoma.

Na figura 5.3 está presente o esquema do circuito elétrico desenvolvido neste trabalho.

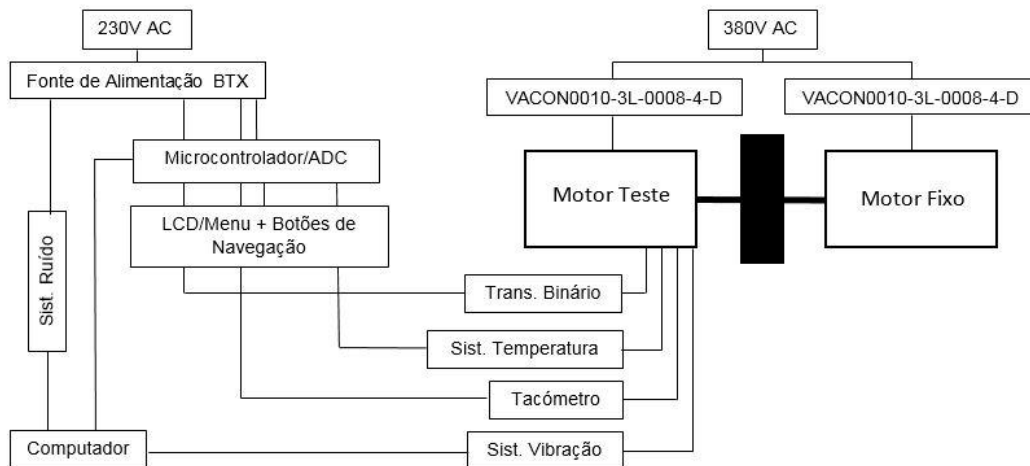


Figura 5.3 – Esquema do circuito elétrico da bancada de ensaio.

5.1.4 Freio de cinta

Para efeitos de simulação de carga resistiva ao motor, a bancada de ensaios utiliza um sistema de freio de cinta. O sistema é constituído por uma cinta de couro que aperta uma polia em ferro fundido e que se encontra ilustrada na figura 5.4.



Figura 5.4 – Freio de cinta.

Através do programa Solidworks foi obtido o valor do momento de inércia axial de massa da polia de modo a calcular a resultante dos momentos necessária a vencer pelo motor para acionar o sistema. O resultado obtido na simulação encontra-se em anexo na figura B.2.

$$I_{zz} = 64096816 \text{ g} \cdot \text{mm}^2 = 0,0641 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (5.1)$$

No acoplamento entre os motores ao SDF para o teste de carga foi utilizado um sistema de união por taperlock, ou também denominado casquilho cónico. Este casquilho permite um acoplamento rápido e simples de elementos a veios, neste caso fixação de carretos para acoplamento de corrente de rolos dupla. Foi utilizado um casquilho com denominação 1108 e do tipo 3/8"x7/32" Z22.

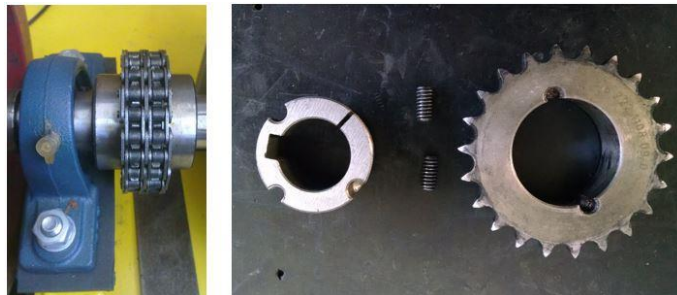


Figura 5.5 – Sistema de carretos com casquilho cónico e corrente de rolos dupla.

5.1.5 Transdutor de binário

Após uma análise de soluções existentes no mercado foi escolhida uma célula de carga de forma a fazer de transdutor do binário exercido durante os ensaios. Foi escolhido o modelo YZC-516 da marca Guang CE, feita em aço inox e com uma classe de precisão C3. De forma a viabilizar a medição da força no sentido axial optou-se por uma célula de carga do tipo S, uma vez que este tipo de célula permite a medição de força à tração e à compressão.

A célula de carga foi fixada à cinta do freio de modo a medir a força que se lhe exerce. O princípio de funcionamento é descrito por uma compressão da cinta de couro em relação à polia, que simultaneamente é tracionada e alargada devido à elasticidade do seu material (couro) e desse modo traciona a célula de carga fixada numa das suas extremidades. A célula de carga por sua vez

tem o outro extremo fixado no manípulo que permite o aperto da cinta. Desta forma quando a célula de carga é tracionada, transmite um sinal analógico de intensidade correspondente à força com que está a ser tracionada. Esse sinal é depois processado e traduzido em binário resistivo correspondente ao binário de frenagem da cinta. O funcionamento do circuito interno da célula de carga está relacionado com o famoso circuito da ponte de *Wheatstone* que permite a medição do valor de uma resistência elétrica desconhecida.

O binário máximo que se determinou para a cinta resistir foi de aproximadamente 76 Nm, correspondendo ao binário máximo do motor simulador de carga e conseqüentemente do sistema por ser o motor mais potente. A força aplicada na célula de carga exerce-se aproximadamente a uma distância de 117 mm do centro do eixo inercial de rotação do freio e nesse caso deduz-se a força máxima imposta à célula:

$$F = \frac{T_r}{d} = \frac{76 \text{ Nm}}{0,117\text{m}} = 650 \text{ N} \quad (5.2)$$

Em que:

T_r : binário resistivo máximo;

d : braço do binário resistivo;

A célula de carga deverá conseguir suportar um peso máximo de:

$$m = \frac{F}{g} = \frac{650 \text{ N}}{9,81 \text{ m/s}^2} = 66 \text{ Kg} \quad (5.3)$$

Deste modo foi escolhida uma célula de carga de 50 Kg, uma vez que as suas características permitem uma sobrecarga segura até 150% do seu valor nominal, ou seja 75 Kg.



Figura 5.6 – Célula de carga YZC-516.

A célula de carga foi alimentada por uma tensão de 5 V regulada, fornecida pelo amplificador de instrumentação *INA 125P*, cujas características se encontram em **anexo**.

Foi adicionado um offset de 3,3V ao sinal obtido pela célula de carga no amplificador *INA125P*, de forma a tornar possível um sinal de resposta rápido quando não existe carga aplicada e de forma a que o sinal fosse mais próximo de zero nesse caso.

5.1.6 Tacómetro digital

Para a medição da velocidade angular do motor, optou-se por um tacómetro digital. Este instrumento ótico, denominado tacómetro digital é constituído por um transmissor IR (*infrared*) LED que emite um feixe visivelmente contínuo de luz infravermelha para um recetor, neste caso um fotodíodo. Noutras situações pode-se utilizar igualmente um fototransistor. Quando o feixe de ligação é interrompido, ou seja, quando surge um obstáculo no caminho entre os dois componentes o recetor deixa de receber radiação e desse modo varia a sua tensão que toma valores de acordo com a intensidade de radiação recebida. Desse modo essa variação de tensão é interpretada como um impulso digital pelo *Arduíno* por meio de programação. Nesse mesmo código, o impulso é utilizado para contar o número de vezes que o feixe é interrompido por minuto, obtendo-se a rotação instantânea em RPM. Uma lógica de controlo é responsável por atualizar o valor de saída digital, após a receção de cada pulso vindo do transdutor, neste caso o fotodíodo.

Na figura 5.7 está ilustrado o sistema criado e implementado no projeto constituído por um emissor IR de alta velocidade (cerca de 10ns entre emissões) e um fotodíodo filtrado para IR com um ângulo de absorção menor que 10° , ou seja absorve somente radiação IR que incida praticamente na horizontal, o que o torna muito menos influenciável pela luz ambiente. Para a fixação dos elementos foram criadas duas cantoneiras a partir de chapa de 3 mm cuja base foi aparafusada sobre uma camada de borracha de 4 mm de forma a ajudar a absorver vibração e isolar de possíveis passagens de ruído devido a eletromagnetismo do motor. Para interromper a luz do feixe foi cortada borracha e colada ao cavalete como se pode observar na figura. O sensor contou ainda com uma solução prática de calibração que se encontra descrita no capítulo 6. A solução criada contou apenas com o custo de aquisição dos dois elementos emissor e recetor, pelo que se mostrou ser uma solução de custo muito reduzido.



Figura 5.7 – Tacómetro digital por infravermelho.

5.1.7 Sistema de medição de temperatura

De forma a monitorizar a temperatura foram utilizados 3 sensores de silício. Dois sensores localizados no motor e um sensor de referência para medição da temperatura ambiente do local de teste.

Na medição da temperatura ambiente utilizou-se um sensor de temperatura de silício, LM35. É um sensor linear de $\pm 1^\circ\text{C}$ e permite uma gama de temperaturas de funcionamento de -40°C até 150°C .

Na medição de temperatura do motor foi utilizado o TMP36, da empresa *Sparkfun Electronics*, que é um sensor analógico de temperatura de silício de baixa voltagem e de alta precisão, com um erro de apenas $\pm 1^\circ\text{C}$ aos 25°C . Uma vez que utiliza um valor de corrente muito baixo ($< 0,5 \mu\text{A}$), não aquece praticamente nada e deste modo garante uma melhor exatidão nos valores medidos. As tensões de entrada poderão variar entre 2,7 e 5,5 VDC, $\pm 0,5^\circ\text{C}$ de linearidade e uma gama de operação de -40°C a 125°C . Ambos os sensores utilizam a mesma escala de *output* com um fator de $10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Apesar do seu baixo custo são sensores com uma boa robustez e longevidade.



Figura 5.8 – Sensor de temperatura TMP36.

5.1.8 Sistema de medição de vibração

Para a aquisição de dados de vibração mecânica foi utilizado como sensor um acelerómetro MEMS (*Micro Electromechanical Systems*) devido sobretudo ao seu preço inferior relativamente a outras soluções no mercado. O seu princípio de funcionamento baseia-se numa micro estrutura maquinada numa superfície de poli-silicone suspensa por molas sobre uma placa. A deformação da estrutura na presença de aceleração é medida com recurso a um capacitor diferencial. Uma das placas está fixa com a estrutura móvel e a outra com a base. A superfície móvel é desequilibrada pela aceleração e conseqüentemente a capacitância altera-se de forma proporcional sendo possível saber a direção e intensidade da mesma.

O acelerómetro utilizado neste trabalho é o ADXL345Z da *Analog Devices*, de três eixos (X,Y,Z). Este sensor tem capacidade para medir vibração de até 16g em SPI (*Serial Peripheral Interface*) e I²C por via digital com 13 bits.

Um problema relacionado com a utilização de acelerómetros reside no facto de só trabalharem com taxas de amostragem de dados muito elevadas que devem ser passadas para o computador. Uma vez que a placa *Arduíno* estava ocupada a processar outros sinais foi utilizada uma solução específica para trabalhar com este tipo de sensor. O conjunto denominado EVAL-ADXL345Z-M é composto por o acelerómetro ligado a uma placa *motherboard*, denominada *ISEB* que se liga diretamente ao computador por USB. Sendo do mesmo fabricante já vem configurado para a ligação e processamento dos dados que podem ser configurados e tratados através de um *software* específico realizado em *Labview*.



Figura 5.9 – Acelerômetro EVAL-ADXL345Z da Analog Devices.

A placa *motherboard* do sistema é comandada pelo microcontrolador ADUC7026 integrado que permite uma amostragem de 1MSPS, aquisição de dados a 12-bit incorporando 12 canais ADC, 32-bit MCU e memória flash/EE num único chip. A alimentação do sensor também é fornecida pelos 4 canais de alimentação da placa.

As características do sistema composto são apresentadas na seguinte tabela:

Tabela 5.1 – Características do sensor EVAL-ADXL345Z.

Sensor	Sensibilidade	Faixa de medição	Amostragem	Resolução
EVAL-ADXL345ZM	4 mg/LSB	$\pm 2g, \pm 4g, \pm 8g, \pm 16g$	0,1 - 3200 Hz	10 bits ¹¹

5.1.9 Sistema de análise de ruído acústico

Para a medição de ruído acústico, mais concretamente medição da pressão sonora, foi utilizado um dispositivo contendo um microfone com amplificação eletrónica ajustada para 40 dB denominado MAX9814 da marca *Adafruit*. Através do dispositivo foi recolhida uma amostra do sinal para computador por forma a ser analisada.

O cálculo da pressão sonora denominada SPL (*Sound Pressure Level*) ou L_p determina-se pela expressão:

$$L_p = 10 \log_{10} \left(\frac{p_{rms}}{p_0} \right)^2 \quad (dB) \quad (5.5)$$

Onde:

p_{rms} : pressão sonora média, medida em Pa.

p_0 : referência correspondente a 0 dB, equivalente a 20 μ Pa.

Tabela 5.2 – Características do sensor MAX9814.

Direção	Sensibilidade	Voltagem operacional	Frequência operacional	Ganho	SNR
Multidirecional	-44 ± 2 dB	2,7 – 5,5V	20 – 20,000 Hz	40 dB	64 dB(A)

¹¹ Neste caso para uma faixa de medição $\pm 2g$. A resolução deste sensor depende da faixa de medição escolhida.

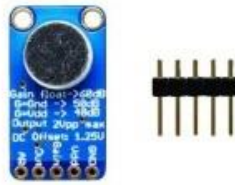


Figura 5.10 – Sensor MAX9814.

5.1.10 Sensor de medição de corrente

De forma a medir e a controlar a corrente consumida pelo motor foi adquirido um multímetro digital capaz de medir corrente de forma não invasiva, por meio de um sensor de corrente toroidal ou de bobina de Rogowski. Esta bobina tem a importante propriedade de medir o valor da corrente, independentemente da geometria do condutor. O seu funcionamento está fundamentado na Lei de Ampere e na Lei de Faraday-Neumann-Lenz.



Figura 5.11 – Sensor digital de corrente toroidal.

A utilização deste dispositivo não requer qualquer tipo de calibração ou especificação de montagem.

5.1.11 Placa *Arduíno*

O *Arduíno* é uma ferramenta de desenvolvimento *open source*, que surgiu de um projeto académico. Como plataforma de prototipagem eletrónica livre apresenta um microcontrolador programável com memória interna, capaz de executar inúmeras operações consoante as instruções que lhe são carregadas. A versão utilizada neste trabalho (*Arduíno UNO*, ilustrado na figura 5.12) possui uma memória interna *flash*, não volátil¹², de 32Kb onde as instruções são armazenadas. Para este projeto foi realizado código de programação para todo o sistema de controlo, ocupando cerca de 13KB de memória. Esta memória pode ser também utilizada para guardar variáveis dentro do próprio programa em utilização. Possui também uma memória *SRAM* de 2kB assim como uma *EEPROM* de 1KB, em que uma serve para manter os dados armazenados sem necessidade das células que armazenam os bits sejam atualizadas e a outra para armazenar valores quando a placa é desligada. A interação com outros dispositivos pode ser efetuada através de diversos protocolos de ligação como por exemplo *I2C*, *Serial/USB* ou *SPI*. Esta versão do microcontrolador é baseada no modelo ATmega328 da marca Atmel tendo um cristal de 16MHz de velocidade de *clock*, 14 portas digitais para leitura e escrita, 6 portas analógicas para leitura ligadas a um conversor analógico digital (ADC) de 10bits. Estas portas analógicas suportam também escrita em modo digital ou em modo analógico através da geração de um PWM¹³. Embora não seja um sinal analógico puro, é uma aproximação do mesmo, suficiente para a maioria das aplicações.

¹² Neste caso significa que a informação guardada não é esquecida no caso de existir corte de energia.

¹³ *Pulse Width Modulation*, uma técnica para obter resultados analógicos por meios digitais.



Figura 5.12 – Exemplo de uma placa *Arduino UNO*, (fonte: www.arduino.cc).

A placa é alimentada com tensão entre os 7 e os 12 V, obtendo nos pinos de alimentação respetivos tensões de 3.3 a 5 V. Esta característica é extremamente útil pois dá ao utilizador a possibilidade de utilizar uma série de sensores e outros componentes eletrónicos de corrente contínua. A interface com um computador é garantida com recurso a uma porta USB já incluída no microcontrolador. Utilizando um *software* próprio para o efeito e uma linguagem baseada em *Wiring*, semelhante a C, é possível a um novo utilizador familiarizar-se com o ambiente de programação e rapidamente ter um projeto a funcionar de forma eficiente.

As soluções comerciais a preços mais acessíveis estão normalmente limitadas a um específico protocolo de comunicação. Essa condicionante normalmente implica a utilização de sensores e equipamento do mesmo fabricante que o equipamento de aquisição de dados bem como o seu *software* para a leitura e tratamento de dados. Caso se pretenda uma solução mais versátil, o custo torna-se inabarcável para projetos menos ambiciosos, de recursos limitados. Por esse facto, a escolha deste torna-se bastante atrativa sobretudo pela relação preço e versatilidade.

5.1.12 *Arduino* IDE e *software* utilizado

Como referido existe um *software* de desenvolvimento próprio de linguagem semelhante a C e facilmente intuitivo de utilizar que permite a criação e carregamento de instruções para o *Arduino*. O *software* é *Open-Source* o que significa que poderá ser encontrado facilmente suporte na Internet para inúmeros casos de aplicações, exemplos, documentos tutoriais, bibliotecas e aconselhamento. A quantidade de informação é essencial pois permite ao utilizador concentrar-se na especificidade do seu problema, ignorando os entraves mais triviais já resolvidos por outro utilizador. Em termos de compatibilidade com outro equipamento, como cabe ao utilizador programar o microcontrolador, este pode adaptar o seu código de modo a contemplar as instruções específicas a cada aplicação, dando total liberdade na forma de integração.

Os poucos problemas que se conhecem são limitações de ordem técnica visto que o baixo preço deste equipamento (cerca de 20€ a placa) acarreta um compromisso no seu desempenho. O cristal de 16MHz limita o número máximo de instruções por segundo que se podem executar. Porém a forma de contornar o problema passa pelo armazenamento de dados e posterior tratamento dos mesmos, conversões de unidades e restantes operações num computador após o final de sessão.

Neste trabalho foi utilizado um código base menu para completar com a programação dos instrumentos referidos na secção 5.1.3, de forma a interagir com o operador por via do sistema de controlo. O código compilado contém também a programação do tacómetro, da célula de carga e dos sensores de temperatura.

O programa utilizado no acelerómetro processa e armazena dados em tempo real das medições efetuadas nos três eixos direcionais para diferentes taxas de amostragem para armazenamento no computador. Permite também algumas configurações, tendo principal importância a possibilidade de escolher a faixa de medição, calibração do acelerómetro e definir *offset* gráfico para cada direção.

Por uma questão de rapidez e facilidade, bem como viabilidade, foi escolhido o pacote de *software LabView Signal Express 2013* para trabalhar os dados armazenados de vibração e ruído. O programa contempla todas as funções de configuração e comandos de operação que podem ser selecionados numa determinada cadeia de blocos, semelhante a um fluxograma e configurados à escolha do utilizador, evitando a necessidade de desenvolver de raiz um programa de extrema complexidade e de conhecimentos avançados de programação em *LabView*.

Para a realização do teste de capacidade pelo motor com inversor de frequências é utilizado um programa específico de tratamento de dados recebidos através do variador de frequência. O programa denominado *Vacon Live*, compreende a monitorização de diversos parâmetros do motor elétrico em tempo real e pode ser visualizada sob a forma de evolução gráfica no computador. Com este programa é possível configurar condições de referência para o funcionamento do motor, dentro das quais se destacam o tempo de aceleração e de desaceleração, corrente máxima de alimentação e velocidade de funcionamento pela regulação da frequência elétrica de alimentação.

Por fim foi também utilizado o programa *Solidworks* na modelação tridimensional da polia do freio. Por recurso a ferramentas deste *software* foi realizada uma simulação dinâmica e efetuada uma medição de características inerciais de particular interesse para algumas considerações tomadas no decurso do trabalho e dos ensaios.

5.2 Conversão de unidades

No sistema de controlo, em particular, os dados adquiridos são diretamente guardados em valores analógicos correspondentes a unidades elétricas, como tal é necessário converter essas unidades em valores de interesse para obtenção da verdadeira evolução dos parâmetros pretendidos.

Para converter o sinal analógico proveniente dos instrumentos ligados ao *Arduíno* (calibração do tacómetro, célula de carga e temperatura) é necessário recorrer ao ADC (conversor analógico digital) da placa. Basicamente o funcionamento deste componente passa por converter a variação de tensão entre 0 a 5V (máxima tensão de entrada suportada) num sinal de 10 bits, após o qual este é armazenado.

A conversão é expressa pela seguinte fórmula:

$$Output_{mV} = Output_{bits} \times Precisão_{ADC} \quad (5.6)$$

A resolução depende do conversor ADC utilizado que no caso do *Arduíno* tem 10 bits ou seja uma gama de 1024 valores diferentes. A sua referência arbitrável foi estabelecida para um valor de 5V. Com uma gama de tensão de 0 a 5V e um ADC de 10 bits obteve-se uma resolução de $5/1024 \approx 4,88mV$.

No caso do tacômetro e dos sensores de temperatura o valor de tensão foi convertido diretamente, uma vez que as resoluções são respectivamente de $4,9mV/lx^{14}$ (o fotodíodo incrementa uma tensão de saída de $10mV$, por cada lx de excitação) e $10mV/^{\circ}C$ e como tal foi possível proceder às suas leituras por parte do ADC.

¹⁴ Lux- unidade de intensidade de iluminação.

6 Montagem e procedimento prático do SDF

6.1 Calibração e verificação dos sensores

Antes da utilização dos sensores e realização dos ensaios foi necessário calibrar alguns instrumentos e verificar se tudo funcionava de acordo com o esperado. Os sensores devem ser calibrados de forma a prevenir eventuais erros de medição.

6.1.1 Sistema de controlo

Antes de qualquer soldadura e montagem definitiva do sistema de controlo, foram realizados testes numa *breadboard* no decurso do desenvolvimento e melhoramento do seu código de programação. Na figura 6.1 é ilustrada a montagem provisória do sistema de controlo numa *breadboard*.

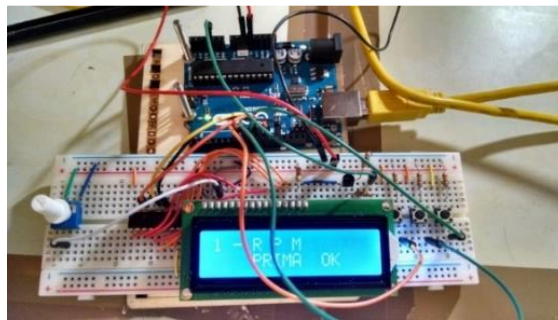


Figura 6.1 – Construção provisória para fase de teste do sistema de controlo.

6.1.2 Tacómetro digital

A calibração do tacómetro procede-se no posicionamento do dispositivo de modo que o feixe de luz do led emissor IR incida no centro do fotodíodo, de forma a captar o maior sinal possível e garantir a maior sensibilidade e velocidade de resposta. Isto é, os dois componentes *LED* foram alinhados horizontalmente e dispostos de forma simétrica.

Por forma a facilitar o alinhamento para o operador foi elaborado um método 100% eficaz que requer a mudança de um fio (seta verde representada na figura 6.2). Foi criado no menu um campo próprio para efetuar o alinhamento caso surja um eventual problema de dobramento das chapas de suporte dos *LED*'s devido à vibração ou contacto e seja necessário proceder novamente à calibração. Após a calibração o dispositivo funcionou como previsto pelo que se pode comprovar na figura 6.3.



Figura 6.2 – Sistema de controlo da calibração do tacómetro digital.



Figura 6.3 – Sistema de controlo do tacómetro digital em funcionamento.

6.1.3 Célula de carga

Para que os valores de binários resistivos apresentados ao operador sejam fiáveis, existe a necessidade de proceder a uma calibração da célula de modo a associar os valores analógicos a uma carga imposta, garantindo uma conformidade de valores. Para o efeito foram utilizados três pesos calibrados, previamente aferidos numa balança digital com precisão às centésimas.

Foram utilizados pesos de 500g, 1000g e 2000g permitindo fazer divisões de aproximadamente 500g entre 0g e 20000 g. A célula de carga utilizada sendo do tipo S permite efetuar medições tanto à tração como compressão, mas devido ao propósito de utilização como freio de cinta, foi somente calibrada no sentido da tração.

O processo de calibração utilizado consistiu no aumento progressivo e posterior alívio do peso livre sobre o suporte de apoio entre 0g e 20000g. Este método permitiu identificar a ocorrência de alterações nas características da célula de carga e por sua vez verificar se existiu uma mudança no valor da passagem por 0,0g.

Para fixar os pesos à célula de carga foi utilizado uma corda e os pesos foram suspensos livremente na vertical.

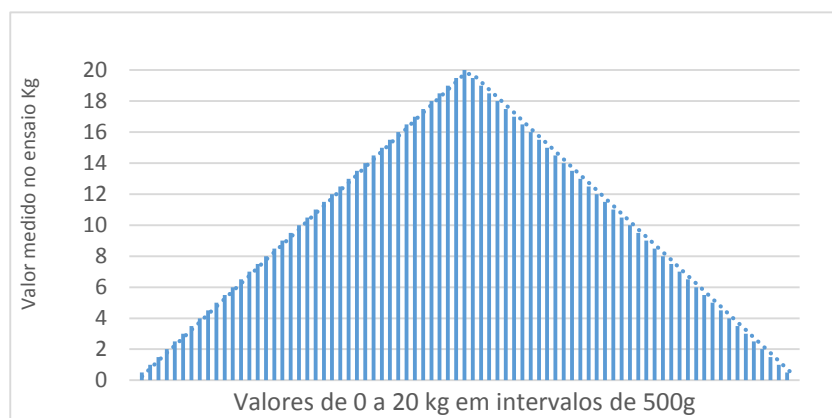


Figura 6.4 – Procedimento de ensaios para calibração da célula de carga.

Como o sinal à saída da célula é demasiado baixo para ser lido diretamente pelo *Arduíno*, foi necessário criar um circuito de amplificação.



Figura 6.5 – Circuito base de amplificação do sinal *output* da célula de carga por meio do integrado INA125P.

Para cada intervalo de pesos foram retiradas 5 amostras do ADC e feita a sua média. Os valores obtidos encontram-se na Figura 6.5.

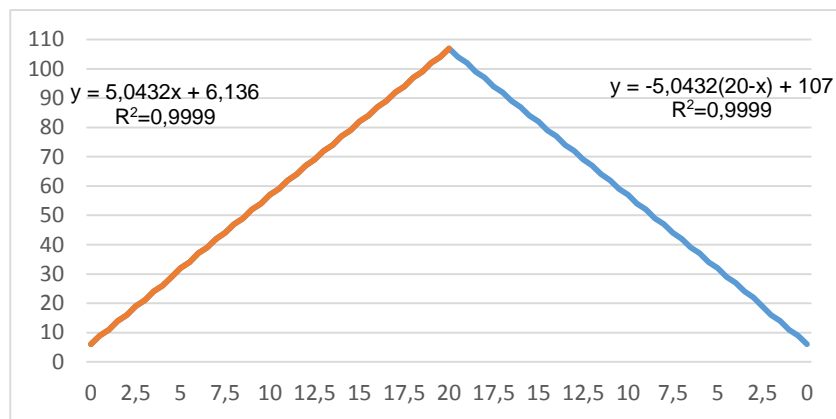


Figura 6.6 – Valores do ADC durante a calibração com carga suspensa.

Estes valores representam o valor analógico recebido pelo ADC e transmitido pela célula consoante a carga que lhe é imposta e que a traciona. A linha laranja representa o aumento progressivo de carga em intervalos de 500g até atingir o máximo de 20 kg. A linha azul representa o alívio progressivo de carga à mesma divisão de escala desde os 20Kg até à carga nula.

Os dados foram comparados através de uma regressão linear para verificar a linearidade da célula de carga e com valores de $r^2=0,9999$.

As equações de relação entre o valor do ADC e o peso aplicado à célula de carga foram determinadas através do gráfico da figura 5.4:

$$y = 5,0432x + 6,136 \quad (6.1)$$

$$y = -5,0432 \times (20 - x) + 107 \quad (6.2)$$

Em que:

y : representa o valor analógico lido no ADC.

x : peso sobre a célula de carga em Kg.

Através da análise da figura 6.6 verifica-se que existe um *offset*, facilmente identificável para quando não existe carga aplicada. De modo a corrigir este pequeno desvio foi utilizada uma função na programação do dispositivo. A função *mapfloat* pega numa variável de entrada, neste caso a variável “*analogval*” e dependendo do intervalo definido de valor mínimo e máximo dessa variável, retorna esse valor numa nova gama de valores máximos e mínimos. Denomina-se por processo de mapeamento de valores.

Função para mapeamento de valores:

$$\text{"mapfloat(analogval, Entrada mínima, Entrada máxima, Saída mínima, Saída máxima)"}$$
 (6.3)

Redução do *offset* através do seguinte processo de conversão:

$$\frac{(analogval - Entrada\ mínima) \times (Saída\ máximo - Saída\ mínima)}{(Entrada\ máxima - Entrada\ mínima) + Saída\ mínima} = \frac{(analogval - 6) \times (20 - 0)}{(107 - 6) + 0}$$
 (6.4)

Na prática quando a célula não esta sujeita a nenhuma carga o valor que ela transmite (*analogval*=6) passa a ser lido como zero, garantindo desta forma a correção do *offset*.

O valor obtido à saída do amplificador *INA125P* representa a força aplicada na célula que diretamente obriga a cinta a exercer atrito na polia e por sua vez origina binário resistivo ao binário exercido do motor. O resultado obtido e demonstrado na figura 6.7 foi processado através de cálculo e considerações apresentadas na secção seguinte (6.2.2), apresentando desse modo o binário de frenagem da cinta sobre a polia.



Figura 6.7 – Sistema de controlo do freio de cinta.

6.1.4 Sistema de medição de temperatura

Os sensores térmicos utilizados, TMP36 e LM35 são calibrados por omissão para funcionarem em graus centígrados. Ambos têm um *output* de $10mV/^{\circ}C$. A partir de uma conversão de unidades, como referido na secção 5.2 procedeu-se a um teste utilizando como referência um termómetro de mercúrio para verificar a diferença de medição em relação à temperatura ambiente. De referir que foram alimentados a 5V nos dois casos e verificou-se uma maior sensibilidade no termómetro utilizado no motor, o TMP36. Ambos os terminais dos sensores de temperatura foram medidos com recurso a um multímetro para garantir que no código seria utilizada uma tensão de referência o mais perto da real e como tal obter-se um valor mais preciso. Por afinação no código obteve-se uma temperatura com uma diferença de 1 grau entre sensores e cerca de 1,5 graus em relação ao termómetro de mercúrio, para o pior dos casos.

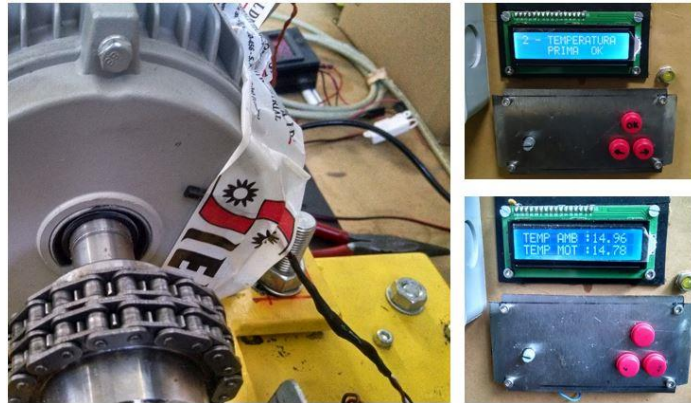


Figura 6.8 – Montagem e sistema de controlo do sensor de temperatura.

6.1.5 Sistema de medição da vibração

De acordo com a norma ISO 2954 [21], a calibração foi efetuada de forma a que a recolha de dados de vibração fosse obtida por uma vibração sinusoidal com um desvio de vibração não superior a $\pm 5^\circ$ do eixo de referência.



Figura 6.9 – Suporte e montagem do acelerómetro ADXL345Z.

Como anteriormente referido, o acelerómetro escolhido conta com um programa próprio para a sua calibração, configuração e escolha de parâmetros a medir. Através do programa baseado em *Labview* procedeu-se à calibração do sistema para medição da aceleração de acordo com as três direções (demonstradas na figura 6.9). A figura 6.10 ilustra o processo de calibração do acelerómetro por meio do alinhamento da referência através de um inclinómetro embutido na placa.

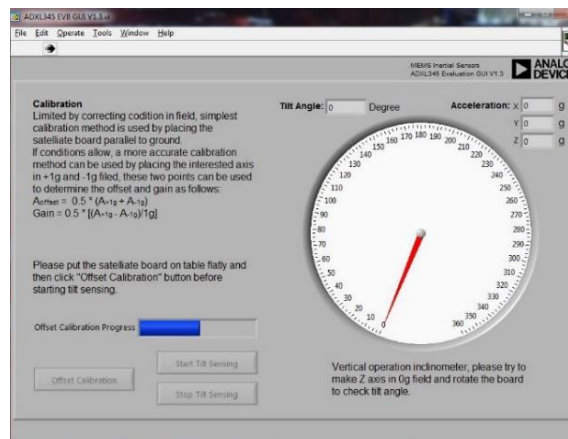


Figura 6.10 – Programa de calibração do ADXL345Z-M.

6.1.6 Sistema de medição de ruído

Para o dispositivo de medição de ruído foi utilizado um ganho de 40 dB configurado através das ligações soldadas. Numa *breadbord* foi realizado o circuito elétrico para alimentar o dispositivo, a 5 V e transmitir o sinal para um computador portátil por forma a registar o sinal medido, neste caso numa gravação áudio em formato *wav*.

Para a medição, o dispositivo foi posicionado a um metro do motor e testado como demonstrado na figura 6.11.

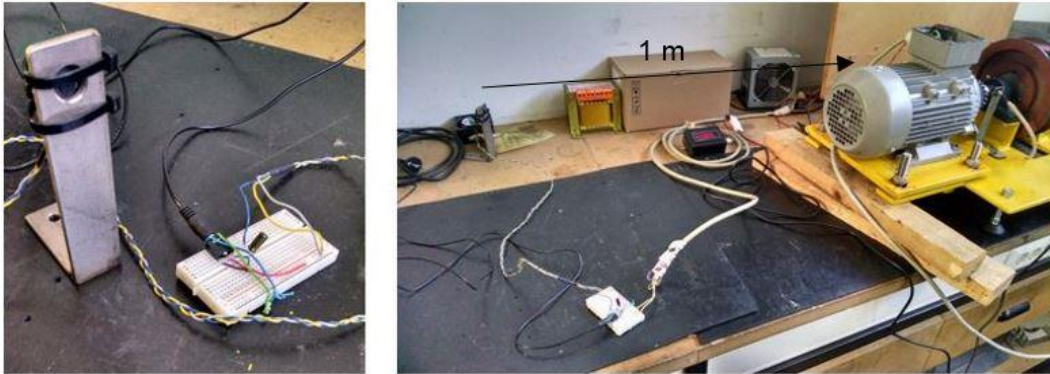


Figura 6.11 – Dispositivo de medição de pressão sonora e posicionamento do sistema durante o ensaio.

6.1.7 Alimentação

Na alimentação do sistema foi utilizada uma fonte de alimentação de 500W a 230 V CA com várias saídas de tensões de +3,3 V; +5 V; ± 12 V. A fonte utilizada foi uma Halfman LC-8500BTX.

Na fonte de alimentação referida foi ligada a placa *Arduíno* (12V), que por sua vez alimentou o *LCD*, o menu de navegação e os sensores de temperatura. Os restantes dispositivos, tacómetro digital a (5V), sistema de medição de ruído (5V), célula de carga e amplificador INA125P (5V) e o sistema de medição de corrente (12V) também foram alimentados pela fonte.

A utilização deste equipamento permitiu a obtenção de uma corrente contínua bem transformada e filtrada por forma a não comprometer o desempenho dos instrumentos e dispositivos elaborados.



Figura 6.12 – Fonte de alimentação utilizada na maioria dos sistemas do projeto.

6.2 Considerações de alguns parâmetros importantes

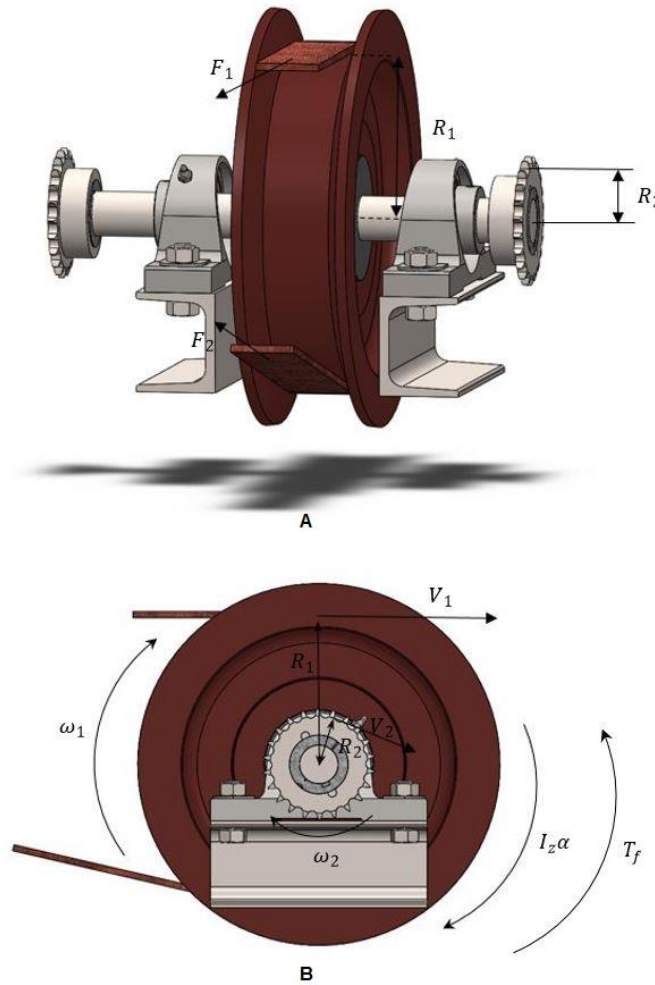


Figura 6.13 – Freio de cinta. A) Representação das forças aplicadas e respectivos braços. B) Representação da cinemática associada ao movimento da polia.

6.2.1 Transmissão axial

$$\text{Transmissão axial} \begin{cases} \omega_1 = \omega_2 \\ \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_2}{R_2} \end{cases} \quad (6.5)$$

As velocidades angulares do carreto concêntrico com a polia são iguais. Através deste raciocínio e com esta relação temos a velocidade tangencial no carreto:

$$V_1 = \frac{V_2 \cdot R_1}{R_2} = \omega_2 \cdot R_1 \quad (6.6)$$

Onde:

V_1 e V_2 : velocidades lineares [m/s];

R_1 e R_2 : respectivamente raio da polia e raio do veio;

A célula de carga transmite um sinal que representa uma força que lhe é aplicada resultante do tracionamento da cinta quando a sua superfície aperta a superfície da polia, por aumento de

pressão causado o efeito de frenagem. Seguidamente é explicitado o conceito de frenagem da polia e consequente carga resistiva aplicada ao motor.

6.2.2 Frenagem da polia

Devido ao atrito e ao sentido de rotação da polia a força presente em F_1 é maior que a força em F_2 . Fazendo o balanço de forças para um elemento infinitesimal da cinta, obtêm-se as equações de equilíbrio para a direção vertical (eq 6.7) e horizontal (eq. 6.8):

$$\sum F_v = 0 \rightarrow (F + dF)\text{sen} \frac{d\theta}{2} + F_2\text{sen} \frac{d\theta}{2} - dN = 0 \quad (6.7)$$

$$\sum F_h = 0 \rightarrow (F + dF)\text{cos} \frac{d\theta}{2} - F_2\text{cos} \frac{d\theta}{2} - fdN = 0 \quad (6.8)$$

Onde:

F : força aplicada à cinta;

dF : variação elementar da força de tração na cinta;

$d\theta$: comprimento elementar da cinta;

dN : força de reação normal elementar;

fdN : força elementar de atrito;

Para pequenos ângulos tem-se que:

$$\text{sen} \frac{d\theta}{2} \approx \frac{d\theta}{2} \quad (6.9)$$

$$\text{cos} \frac{d\theta}{2} \approx 1 \quad (6.10)$$

Ao substituir nas equações e integrando obtêm-se a relação entre forças:

$$\int_{F_2}^{F_1} \frac{dP}{P} = f \int_0^\phi d\theta \leftrightarrow \frac{F_1}{F_2} = e^{f\phi} \quad (6.11)$$

Através de uma revisão bibliográfica, presente em **anexo F**, considerou-se um atrito cinético de deslizamento seco entre as superfícies do ferro e do couro de valor $f = 0,5$. Tendo em conta outros fatores preponderantes como o ângulo de abraçamento e a relação de forças, para uma força F_1 aplicada de 230,8 N na cinta e que obrigue o motor GL90L-4 a parar desde a sua velocidade nominal tem-se que:

$$\phi \approx 170^\circ = 2,97 \text{ rad} \quad (6.12)$$

Onde:

ϕ → ângulo de abraçamento

$$F_2 = \frac{230,8}{e^{0,5 \cdot 2,97}} = 52,3 \text{ N} \quad (6.13)$$

Através destes dados foi obtido o momento de frenagem da cinta T_f , como elucida a equação 6.14.

$$T_f = (F_1 - F_2) * \frac{D}{2} \leftrightarrow T_f = (230,8 - 52,3) * 0,107 = 19,1 \text{ Nm} \quad (6.14)$$

Onde:

T_f : binário de frenagem [$N \cdot m$];

D : diâmetro da polia [m];

A figura 6.14 demonstra o resultado disponibilizado através do LCD do SDF.



Figura 6.14 – Teste a um momento de frenagem da polia travando o motor GL-90.

O segundo valor à direita representa a porcentagem de carga em relação à carga nominal, neste caso 10 Nm que não corresponde ao motor testado.

6.2.3 Momento de inércia de massa

Apesar da polia não ser rigorosamente simétrica em relação ao plano yx , como se poderá constatar na matriz de inércia resultante e presente na figura em **anexo B.2**, foi considerado como sendo simétrica pelo valor do seu produto de inércia I_{xz} ser 6 ordens de grandeza inferior aos momentos de inércia principais.

No movimento tridimensional de um corpo rígido onde o sistema de coordenadas escolhido coincide com os eixos principais de inércia do corpo são válidas as equações simplificadas de Euler do movimento. A partir dessas equações é possível determinar o momento angular do corpo rígido:

$$H_G = \bar{J}_x \omega_x i + \bar{J}_y \omega_y j + \bar{J}_z \omega_z k \quad (6.15)$$

Onde \bar{J}_x, \bar{J}_y e \bar{J}_z representam os momentos de inércia principais baricêntricos do corpo. Substituindo o valor de H_G e fazendo $\Omega = \omega$, obtemos as três equações escalares para cada *direção*. Uma vez que somente interessa a resultante dos movimentos em torno do eixo axial z tem-se:

$$\Sigma T_z = \bar{J}_z \dot{\omega}_z - (\bar{J}_x - \bar{J}_y) \dot{\omega}_x \dot{\omega}_y \quad (6.16)$$

E dada a simetria do corpo nos planos zx e zy e que o sistema de corpos gira em torno do eixo fixo z tem-se:

$$\Sigma T_z = J_z \dot{\omega}_z = J_z \alpha \quad (6.17)$$

E sabendo que J_z representa o momento de inércia de um corpo rígido ou sistema de corpos pois :

$$J_z = J_{1z} + J_{2z} \dots + J_{nz} = \sum_{i=1}^n J_{zi} \quad (6.18)$$

Temos então para o cálculo do momento do sistema:

- Momento de inércia de massa de um cilindro de massa M e raio R , em torno do seu eixo axial:

$$J_{cil} = \frac{1}{2}MR^2 \quad (6.19)$$

Para os veios cuja massa está avaliada em cerca de 1,033 Kg temos um momento de inércia de massa em torno do eixo z de:

$$J_{cil} = \frac{1}{2} * 1,033 * 0,0125^2 = 8,07E^{-5} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (6.20)$$

No caso da polia temos um momento de inércia previamente determinado de:

$$J_{polia} = 0,0641 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (6.21)$$

Fazendo o diagrama de corpo livre e o balanço de todos os momentos tem-se que:

$$J_z = J_{cil} + J_{pol} + J_{mot} = 0,06688 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2 \quad (6.22)$$

Sabendo que $\sum T_z = J_z \alpha$ e que $T_s = \sum T_z = J_z \alpha$

$$\sum T_z = T_t - T_f = J_z \alpha \quad (6.23)$$

Onde:

T_s : binário resultante que atua na polia;

T_t : binário transmitido pelo motor presente na polia;

T_f : binário de frenagem;

Na situação em que a polia é acelerada até à velocidade nominal do motor comandado pelo inversor de frequências, esta situação é descrita como um movimento uniformemente acelerado e aceleração angular α constante, durante um intervalo de tempo de 3 segundos definido no inversor de frequências.

$$\omega = \omega_0 + \alpha t \quad (6.24)$$

Para o caso do motor GL90L-4 tem-se que a sua velocidade rotórica nominal é $n = 1464 \text{ rpm} \leftrightarrow \omega = 153,3 \text{ rad/s}$.

$$\alpha = \frac{\partial \omega}{\partial t} = \frac{\Delta \omega}{\Delta t} = \frac{153,3}{3} = 51 \text{ rad} \cdot \text{s}^2 \quad (6.25)$$

Como o sistema em funcionamento está em equilíbrio $T_s = T_t \times \eta_{man}$. O rendimento dos rolamentos de rolamento varia entre 0,98 a 0,99, quando bem lubrificados. E o rendimento da transmissão por correntes cónicas varia de 0,97 a 0,98. Fazendo os cálculos a partir das considerações tomadas poder-se-á estimar o valor do binário exercido pelo motor através do seguinte procedimento:

$$\eta_{acopl} = \eta_{rol} \times \eta_{cor} = 0,96 \quad (6.26)$$

$$\eta_{acopl} = \frac{P_t}{P_u} \quad (6.27)$$

$$T_t = \bar{I}\alpha + T_f = 0,06688 \times 51 + 19,1 = 22,5 \text{ N.m} \quad (6.28)$$

$$P_t = T_t \cdot \omega_l = T_{mec} \cdot \omega_l \cdot \eta_{acopl} \quad (6.29)$$

$$T_{mec} = \frac{T_t}{\eta_{acopl}} = \frac{22,5 \text{ N.m}}{0,96} = 23,4 \text{ N.m} \quad (6.30)$$

Onde:

η_{acopl} : rendimento do acoplamento;

η_{rol} : rendimento estimado do rolamento;

η_{cor} : rendimento estimado da união por correntes;

P_t : potência transmitida [W];

P_u : potência útil [W];

T_t : binário transmitido [N · m];

De acordo com a tabela do motor GL90L-4 em **anexo E.1** verifica-se na coluna “*Direct line pull out ratio*”, ou seja binário direto de saída máximo de $T_{max} = 2.3 \times T_n = 23 \text{ Nm}$, pelo que equivale ao T_{mec} calculado, correspondente ao binário de saída do motor testado.

6.3 Procedimento experimental

A etapa de aquisição de dados foi realizada com o objetivo de adquirir dados em diferentes situações operacionais do motor e respeitando as normas internacionais respectivas. Os testes de monitorização foram divididos em análises de vibração e de ruído acústico aos motores a funcionarem em vazio e em análises de vibração, ruído acústico e testes de capacidade aos motores a funcionarem numa situação de carga. Foram executados e monitorizados testes com uma duração individual de aproximadamente 1 minuto. Os primeiros testes foram executados sem carga, onde foram realizadas todas as análises de acordo com as respetivas normas, para posterior avaliação dos resultados obtidos por comparação com os valores limite normalizados de vibração e ruído acústico, de acordo com a potência e tamanho do motor.

Para o primeiro ensaio ambos os motores foram ligados em estrela (400V), a um inversor de frequências e à rede elétrica. Foi efetuado um registo contínuo de sinais de vibração obtido pelo acelerómetro acoplado junto à flange dianteira do motor, como demonstrado anteriormente na figura 6.9 para posterior comparação dos modos e da intensidade de vibração entre as duas situações e verificar a influência do inversor.

Para todos os ensaios de vibração foi utilizada uma taxa de amostragem de 1600Hz. Nas amostras obtidas, foi escolhido um intervalo de 2048 pontos de sinal amostrado, por forma a obter um espectro FFT de 800 linhas de resolução, tendo 0,7Hz de menor escala possível entre as frequências de cada ponto. Para comparação dos sinais foram utilizadas as técnicas de medição de sinal RMS e *peak*, após uma filtragem digital do sinal de modo a eliminar ruído causado por tensão e outros fenómenos de baixa frequência que influenciam a leitura dos resultados.

No motor VL90S4 foi efetuada uma análise detalhada aos rolamentos internos do motor que foi ligado diretamente à rede elétrica. Numa primeira fase o motor foi desmontado e foram trocados os rolamentos existentes por uns novos. A figura 6.15 demonstra a instalação dos rolamentos, de referência 6205-2RS e que são respetivos ao motor.



Figura 6.15 – Rolamento instalado no rotor junto ao veio de saída.

Após o primeiro ensaio, o rolamento dianteiro (junto ao veio) foi retirado do motor e substituído por um rolamento com um defeito específico localizado. O rolamento foi propositadamente danificado num ponto da gaiola, para possibilitar a verificação da influência resultante no modo de vibração do motor e para uma posterior análise do seu estado, através da identificação das amplitudes de vibração das frequências características dos seus elementos. Para o rolamento defeituoso foram realizadas duas análises, com e sem lubrificante. Os valores obtidos foram comparados entre si e entre valores regulamentados para avaliação da condição de rolamentos.

Na figura 6.16 observa-se o rolamento utilizado no ensaio e a localização do defeito que lhe foi aplicado.

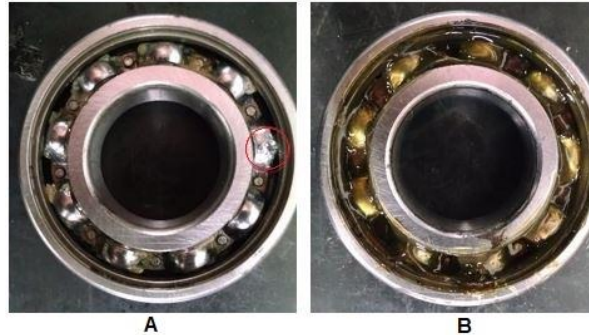


Figura 6.16 – Rolamento 6205-2RS. A) Localização do defeito na gaiola junto à pista externa do rolamento sem massa lubrificante; B) Rolamento defeituoso e com massa lubrificante.

Este rolamento referido caracteriza-se como sendo um rolamento rígido de esferas de contacto radial de cerâmica, em aço cromado, com gaiola composta por latão, aço e nylon.

As principais dimensões são as seguintes:

- Diâmetro interno: 25 mm
- Diâmetro externo: 52 mm
- Espessura: 15 mm

Para este tipo de rolamento montado junto ao veio e de acordo com as equações 4.1 a 4.7 obtêm-se as frequências de vibração características, que se podem determinar para uma frequência de rotação rotórica de 24 Hz. A tabela 6.1 apresenta as frequências características de rotação do motor e das suas harmónicas, bem como da ordem que equivale à frequência normalizada pelo seu valor nominal (24 Hz).

Tabela 6.1 – Frequência de Rotação e suas harmónicas.

RPM	Harmónicos de Rotação do Eixo (Hz)/ Ordem			
	1	2	3	4
1400	24	48	72	96

A tabela 6.2 apresenta as frequências características de vibração dos elementos constituintes do rolamento determinadas para uma frequência de rotação do motor de 24 Hz.

Tabela 6.2 – Frequências características de vibração no rolamento de motor a 24Hz.

	BPFI (Hz)	BPFO (Hz)	FTF (Hz)	BSF (Hz)
Frequência	130	86	9,6	56
Ordem	5,5	3,6	0,4	2,3

Durante os ensaios de vibração foi efetuada em simultâneo, uma gravação do ruído acústico provocado pelos motores durante o seu funcionamento. Através do sistema de medição de ruído referido na secção 6.1.6 foram gravadas amostras no computador com um minuto de duração. Nessas amostras recolhidas foi efetuado um varrimento do sinal com melhor qualidade de forma a escolher um intervalo para filtração e processamento no *Labview*.

No decurso dos ensaios os valores de vibração medidos tiveram em conta a ocorrência de folgas ou desbalanceamento. Isto é um fator importante a ter em conta para garantir a confiabilidade dos dados obtidos.

Relativamente aos testes de monitorização ao motor a funcionar em carga, foi inicialmente realizado um teste de desbalanceamento ao motor GL90L-4. Para a realização do teste, o motor foi acoplado ao sistema do freio de cinta presente na bancada de ensaio, através de uma fixação com recurso a um sistema de carretos para acoplamento de corrente de rolos dupla, como demonstrado na secção 5.1.4. A massa da polia foi desbalanceada por meio do acoplamento de um conjunto parafuso e porca, de tamanho M12 com 24 gramas de massa e cuja montagem é demonstrada na figura 6.17.



Figura 6.17 – Polia desbalanceada por conjunto parafuso porca.

Também foram realizados ensaios para avaliar a capacidade dos motores, ou seja o binário obtido, através do acionamento de uma carga resistiva. Além da medição dos vários binários desenvolvidos pelo motor, como o binário máximo e binário de arranque bloqueado, foram monitorizados outros parâmetros de funcionamento para posterior comparação entre dois sistemas de simulação de carga e de monitorização de parâmetros, o SDF desenvolvido e o programa *Vacon Live* do inversor de frequências. Os parâmetros que foram monitorizados pelos sistemas foram a frequência de rotação do motor elétrico, corrente, temperatura e potência mecânica. Como condições de funcionamento do motor, a monitorização foi realizada para uma frequência de referência de 50 Hz. Os resultados obtidos nos dois motores foram posteriormente comparados com os fornecidos pelos fabricantes.

O procedimento para a comparação dos dois sistemas referidos foi efetuado por várias fases. Na primeira o motor foi acoplado ao sistema de freio de cinta e foi executado um ensaio com a polia a rodar livremente. Neste ensaio foi medido o binário de arranque e a velocidade angular nominal

do motor. A partir dessa configuração procedeu-se a um aumento faseado da carga através do aperto da cinta, cujos valores foram disponibilizados no *LCD* do centro de controlo do SDF. O carregamento aplicado variou entre 1,3,5 e 10 Nm até à travagem absoluta do motor. As medições dos vários parâmetros foram obtidas pelo programa *Vacon Live* em cada carregamento, tendo sido registadas para posterior análise.

Na segunda fase o motor foi acoplado de igual modo ao sistema SDF composto pelo freio de cinta e por um motor fixo na bancada de ensaio, como referido na secção 5.1.5. A carga resistente produzida por esse motor foi regulada através da frequência definida no inversor e o valor do binário foi medido com recurso ao freio de cinta do sistema SDF. Após este procedimento de definição de carga resistente o motor de teste foi ligado e os parâmetros de funcionamento foram medidos através dos dois sistemas.

7 Resultados experimentais

7.1 Testes do motor em vazio

Os resultados apresentados para as monitorizações efetuadas aos motores dividem-se em análises aos motores a funcionar em vazio e em carga. Neste subcapítulo encontram-se os resultados da análise de vibração consoante a ligação do motor, relativa a rolamentos e do teste de ruído.

7.1.1 Vibração com e sem ligação de motor a inversor de frequência

Foi realizada uma comparação da análise de vibração entre um motor ligado a um inversor de frequências e um motor ligado diretamente à rede elétrica. Os resultados efetuados no motor GL90L-4 para os dois modos de ligação são apresentados na figura 7.1 para a direção radial x e na figura 7.2 para a direção radial y.

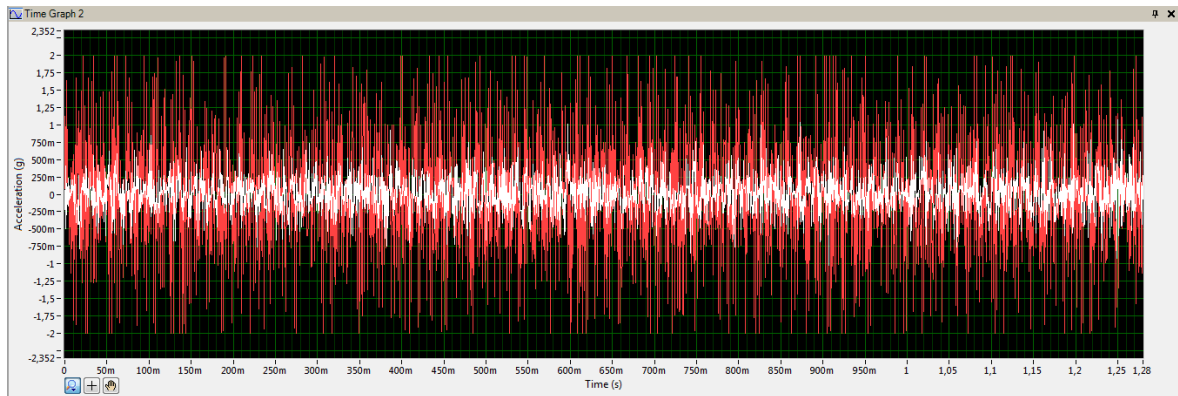


Figura 7.1 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na *direção* radial x para o motor GL90L-4.

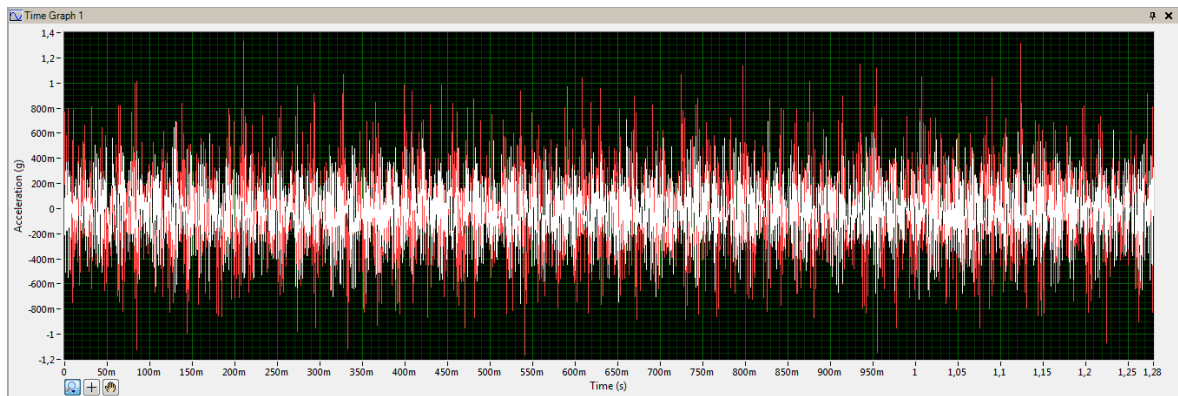


Figura 7.2 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na *direção* radial y para o motor GL90L-4.

Por forma a medir o RMS para cada caso, o sinal representado foi filtrado digitalmente de forma a reduzir o *offset* causado pela componente CC de ruído de baixa frequência, para posterior integração para medição do parâmetro velocidade. Como se trata do domínio de tempo discreto, foi aplicado um filtro FIR “passa alta” para uma frequência de 10Hz.

Após integração dos sinais foram obtidos os gráficos de forma de onda respetivos a cada modo de ligação para as duas direções radiais. Na figura 7.3 é efetuada a comparação entre o gráfico em forma de onda respetivo a cada direção para a utilização de inversor.

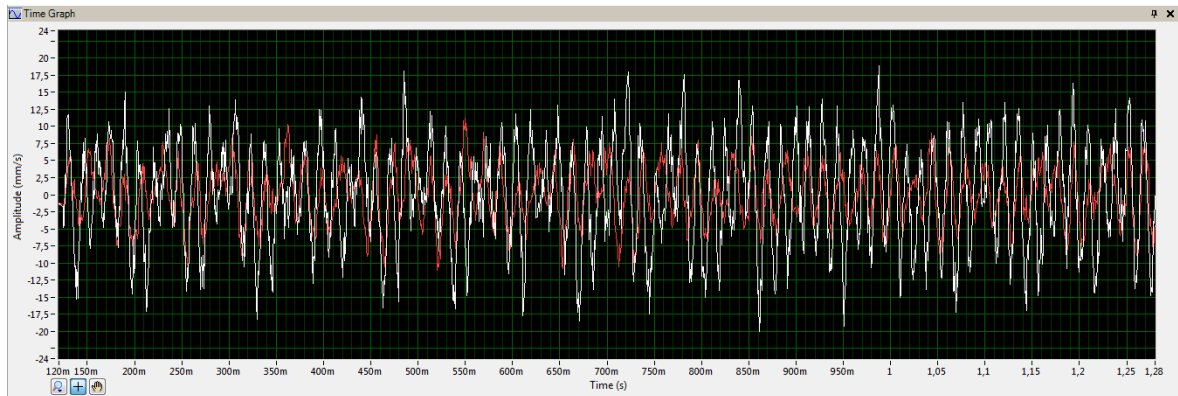


Figura 7.3 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos com inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor GL90L-4.

Na figura 7.4 é efetuada a comparação entre o gráfico forma de onda respetivo a cada direção para a utilização de ligação direta do motor à rede elétrica.

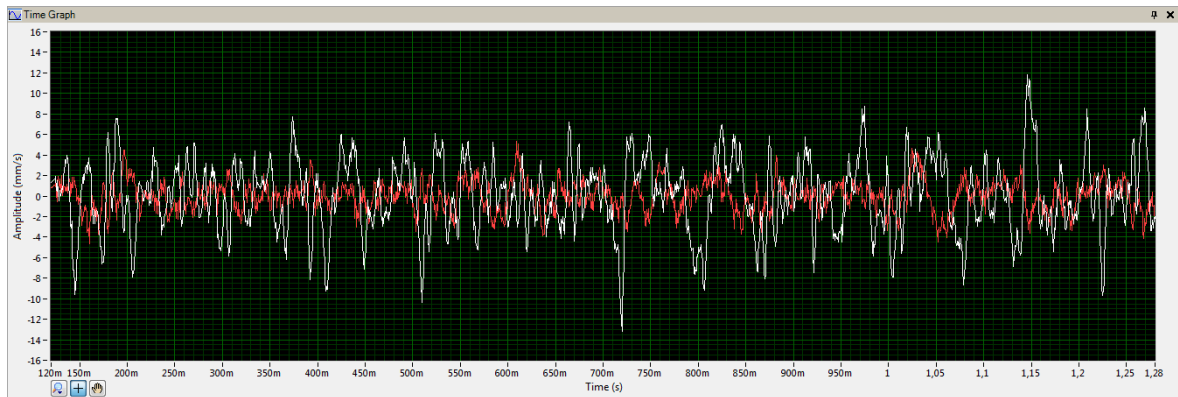


Figura 7.4 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos sem inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor GL90L-4.

A tabela 7.1 apresenta os critérios de comparação utilizados para análise dos sinais obtidos nos dois casos e os seus respetivos valores RMS e de *peak* para as *waveforms* ou gráficos de forma de onda das figuras 7.3 e 7.4.

Tabela 7.1 – Resultados obtidos de análise RMS e *peak* ao sinal de velocidade de vibração com e sem inversor para o motor GL90L-4.

Sinal	RMS		EXP		PEAK		MAX-MIN		UNIDADE
	Inversor	Direto	Inversor	Direto	Inversor	Direto	Inversor	Direto	
x	6,989	3,353	7,669	3,836	20,06	13,20	38,92	25,05	Amplitude (mm/s)
y	3,886	1,395	4,095	1,520	11,20	5,304	22,26	9,921	Amplitude (mm/s)

Seguindo o mesmo procedimento no motor Vela 90S4, foram obtidos os resultados para os dois modos de ligação e que são apresentados nas figuras 7.5 para a direção radial x e na figura 7.6 para a direção radial y.

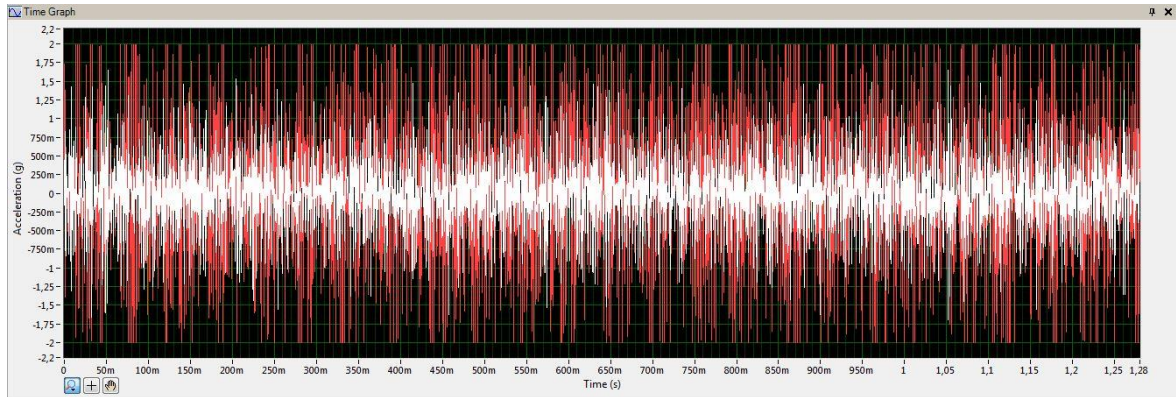


Figura 7.5 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial x para o motor VL90S4.

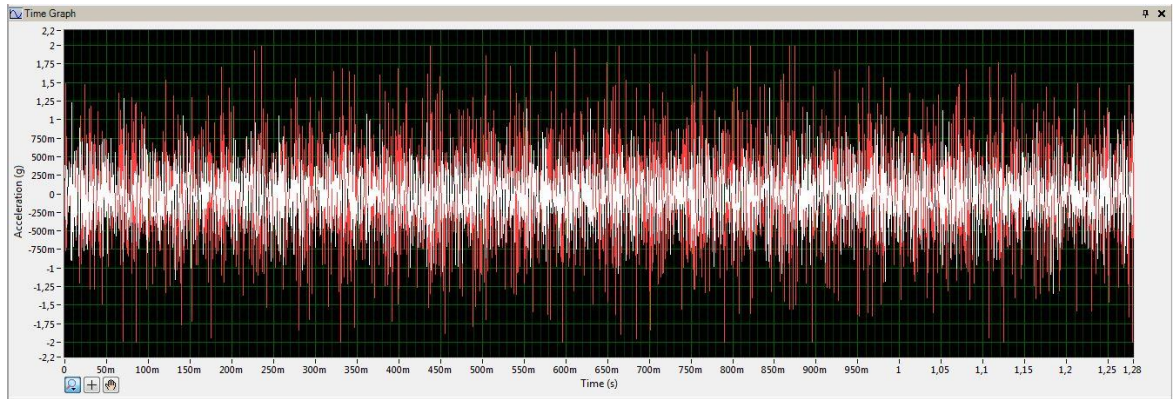


Figura 7.6 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de aceleração adquiridos com inversor (linhas vermelhas) e sem inversor (linhas brancas) na direção radial y para o motor VL90S4.

Após filtragem e integração dos sinais foram obtidos os gráficos em forma de onda respetivos a cada modo de ligação para as duas direções radiais. Na figura 7.7 é efetuada a comparação entre a *waveform* respetiva a cada direção para a utilização de inversor.

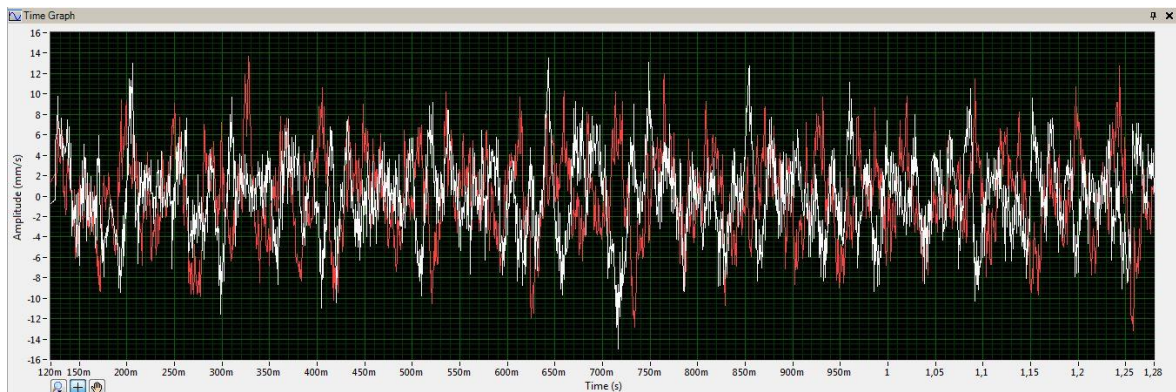


Figura 7.7 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos com inversor nas direções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.

Na figura 7.8 é efetuada a comparação entre os gráficos forma de onda de cada direção para a utilização de ligação direta do motor à rede elétrica.

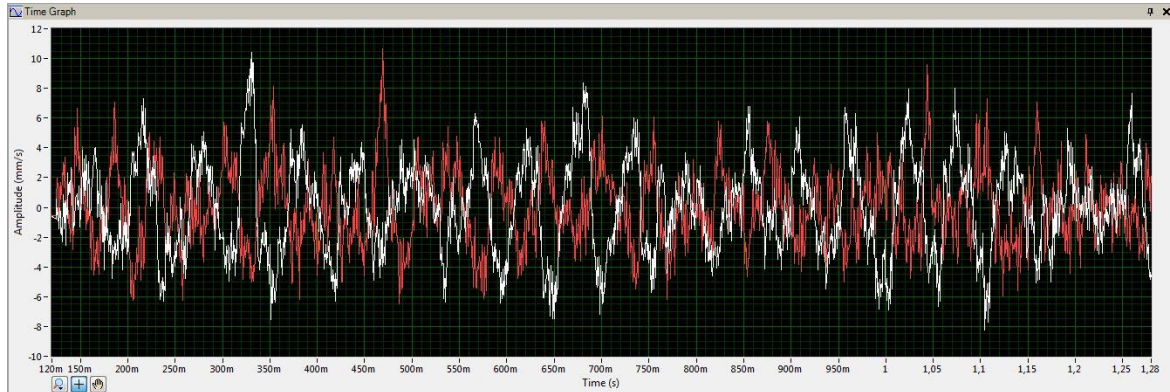


Figura 7.8 – *Waveform* dos sinais vibratórios de amplitude de velocidade adquiridos sem inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.

A tabela 7.2 apresenta os critérios de comparação utilizados para análise dos sinais obtidos nos dois casos e os seus respetivos valores RMS e de *peak* para as *waveforms* das figuras 7.7 e 7.8.

Tabela 7.2 – Resultados obtidos de análise RMS e *peak* ao sinal de velocidade de vibração com e sem inversor VL90S4.

Sinal	RMS		EXP		PEAK		MAX-MIN		UNIDADE
	Inversor	Direto	Inversor	Direto	Inversor	Direto	Inversor	Direto	
x	3,861	2,980	3,875	2,794	14,97	10,42	28,52	18,64	Amplitude (mm/s)
y	4,051	2,427	4,621	2,211	13,73	10,64	26,87	17,14	Amplitude (mm/s)

O sinal foi novamente integrado para os dois casos e através da FFT, foi obtido o gráfico do espectro de frequências para a amplitude de deslocamento de vibração. A figura 7.9 apresenta o gráfico espectral de frequências de amplitude de deslocamento para o motor VL90S4 ligado ao inversor de frequências.

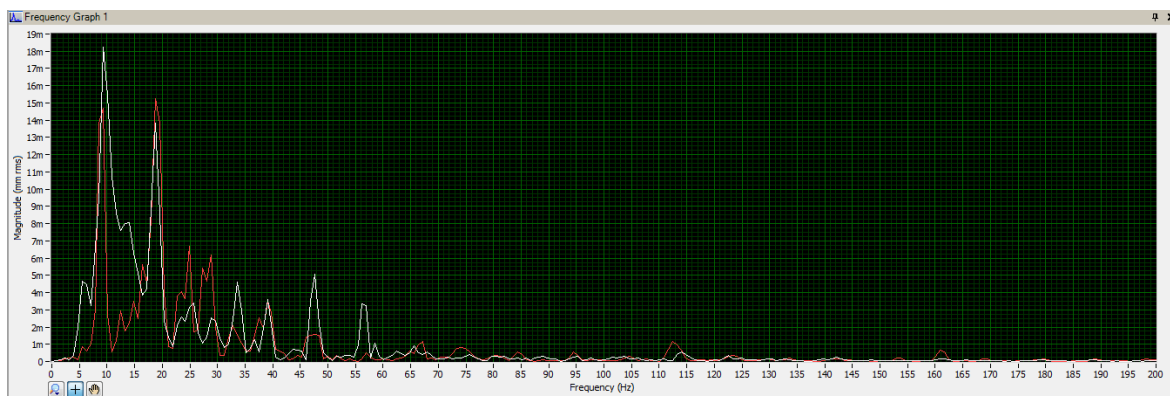


Figura 7.9 – *FFT* dos sinais vibratórios de amplitude de deslocamento adquiridos com inversor nas direcções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.

A figura 7.10 apresenta o gráfico espectral de frequências de amplitude de deslocamento para o motor ligado à rede elétrica.

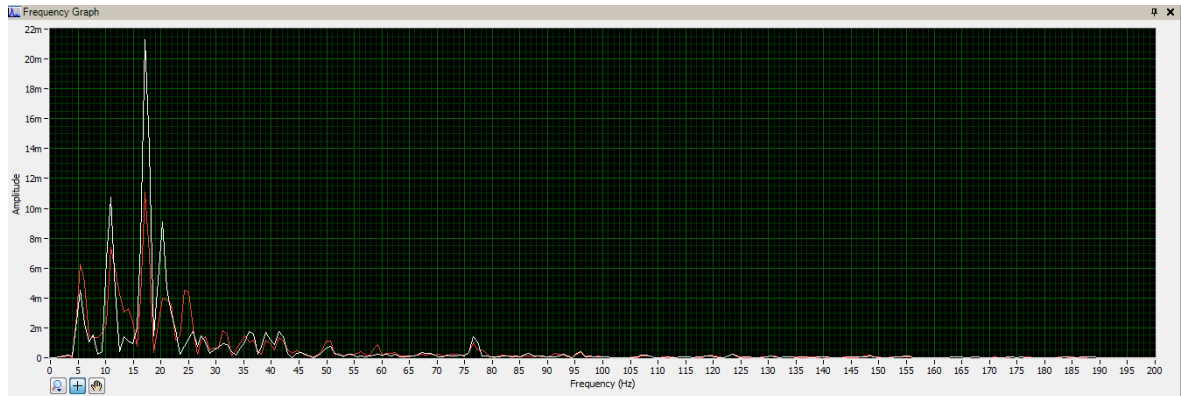


Figura 7.10 – FFT dos sinais vibratórios de amplitude de deslocamento adquiridos sem inversor nas direções radiais x (linhas brancas) e y (linhas vermelhas) para o motor VL90S4.

7.1.2 Diagnóstico ao estado dos rolamentos

Na aplicação da técnica de vibração como diagnóstico preditivo de componentes, foram realizados ensaios a um rolamento submetido a três condições distintas. A análise foi efetuada no motor VL90S4, ligado à rede elétrica e a funcionar à sua velocidade nominal. As figuras 7.11 e 7.12 apresentam respetivamente o gráfico espectral obtido por FFT das frequências de amplitude de aceleração para o motor com um rolamento em bom estado e para o motor com o mesmo rolamento danificado na gaiola.

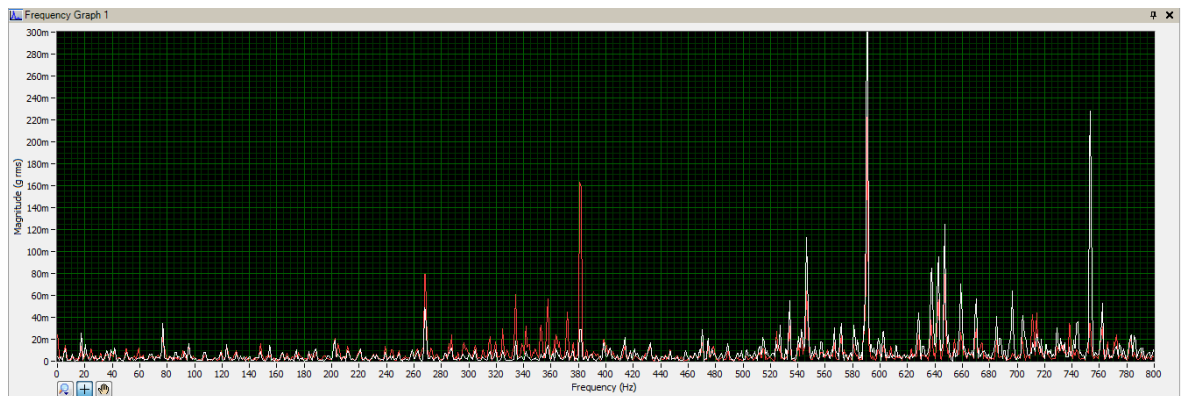


Figura 7.11 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento em bom estado.

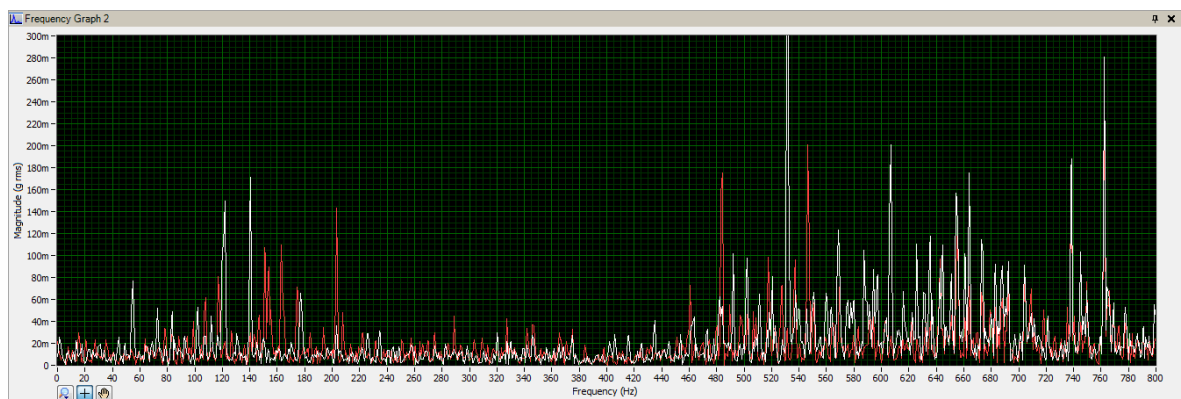


Figura 7.12 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento danificado na gaiola.

Por último, a figura 7.13 apresenta o gráfico espectral obtido por FFT das frequências de amplitude de aceleração para o motor com um rolamento danificado na gaiola e sem lubrificação.

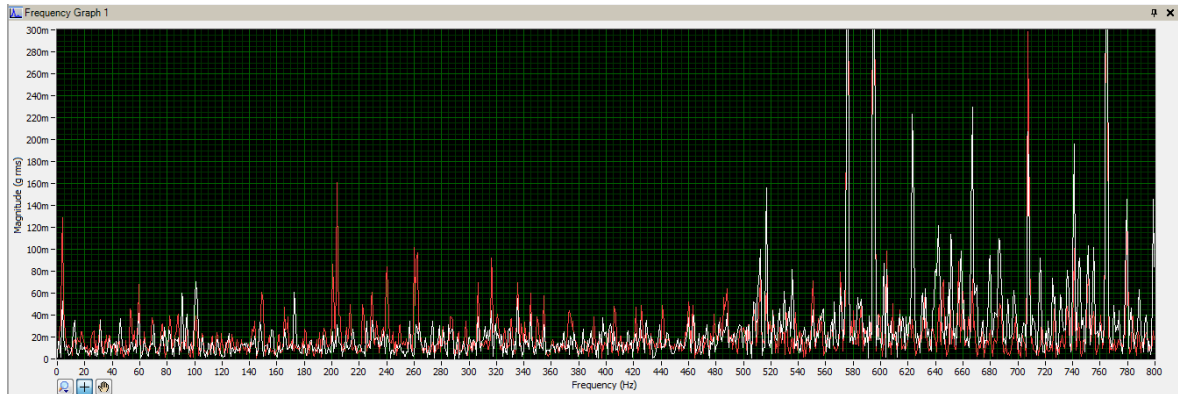


Figura 7.13 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS no caso do rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante.

Para possibilitar uma análise detalhada do estado do rolamento, procedeu-se à aplicação da técnica de envelope nas três condições referidas e para as duas direcções radiais. Foi aplicado um filtro passa banda em torno da zona de maior amplitude de aceleração provocado por fenómenos de ressonância para posterior análise e identificação das frequências características de rotação e falha. A figura 7.14 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direcção x, respetiva ao rolamento em bom estado e a figura 7.15 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

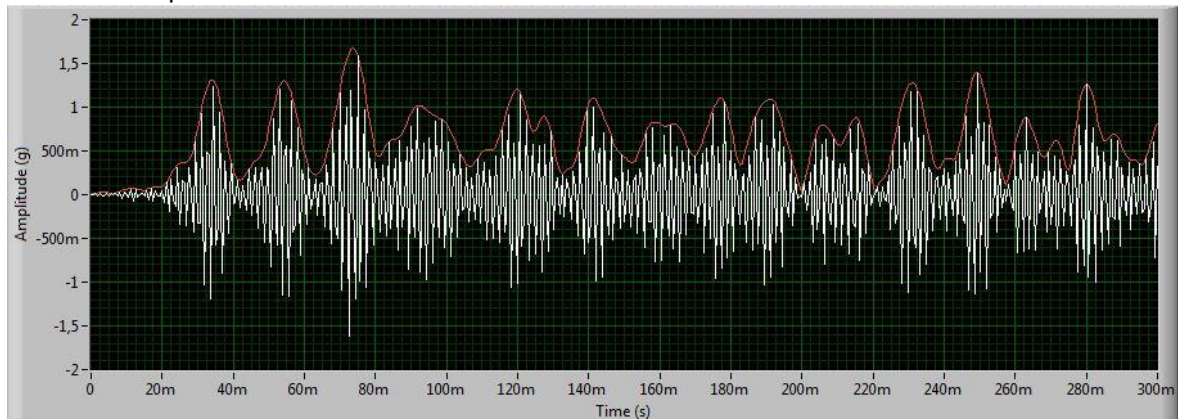


Figura 7.14 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direcção radial x.

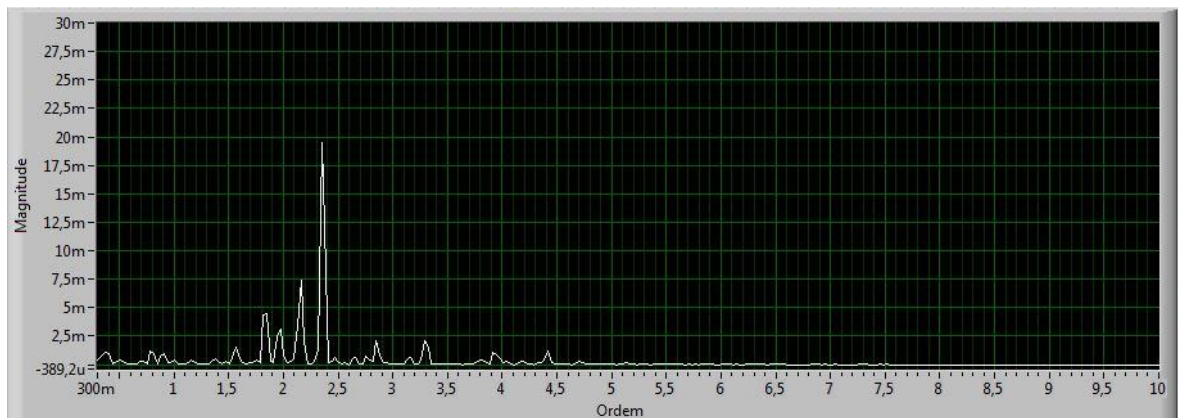


Figura 7.15 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direcção radial x.

A figura 7.16 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direção y, respetiva ao rolamento em bom estado e a figura 7.17 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

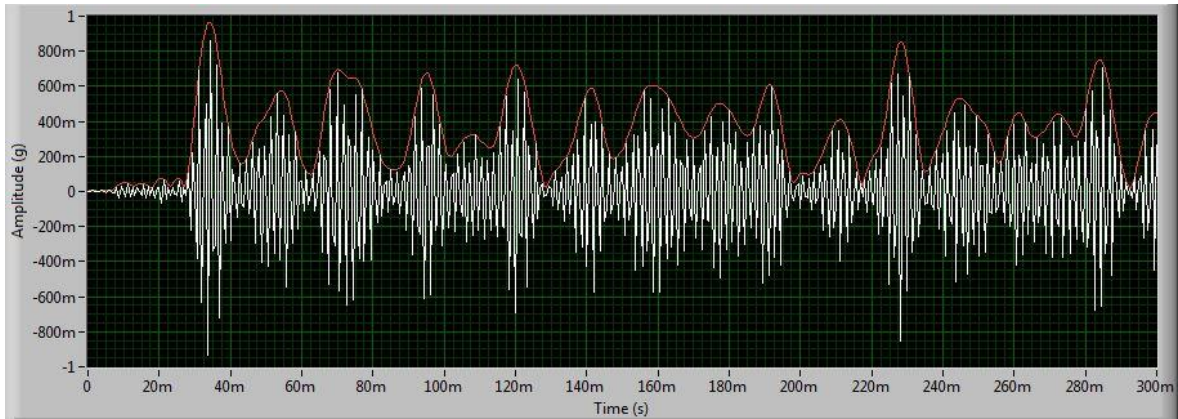


Figura 7.16 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial y.

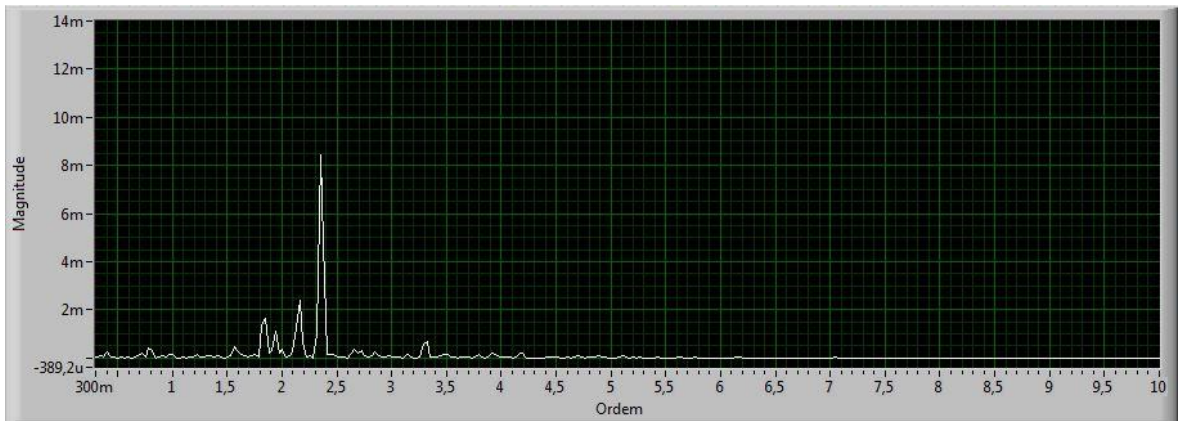


Figura 7.17 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento em bom estado para a direção radial y.

A figura 7.18 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direção x, respetiva ao rolamento danificado num ponto da gaiola e a figura 7.19 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

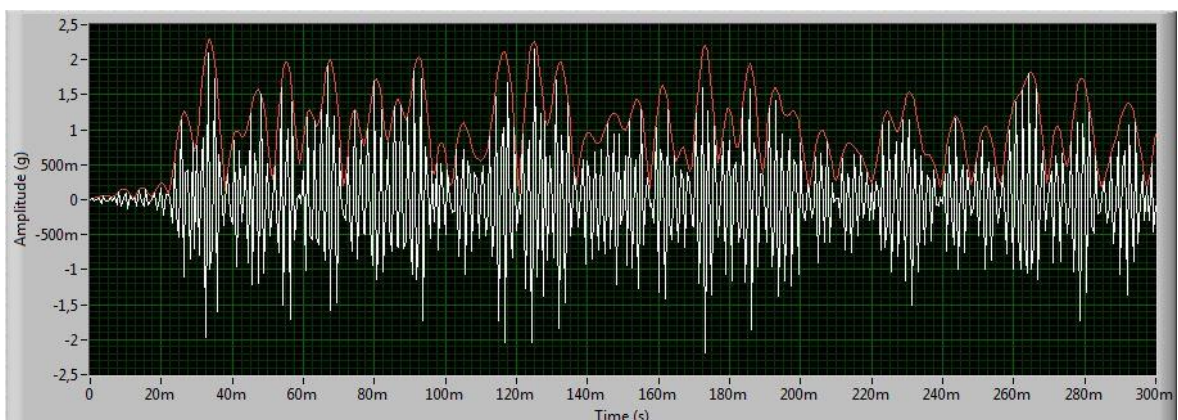


Figura 7.18 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial x.

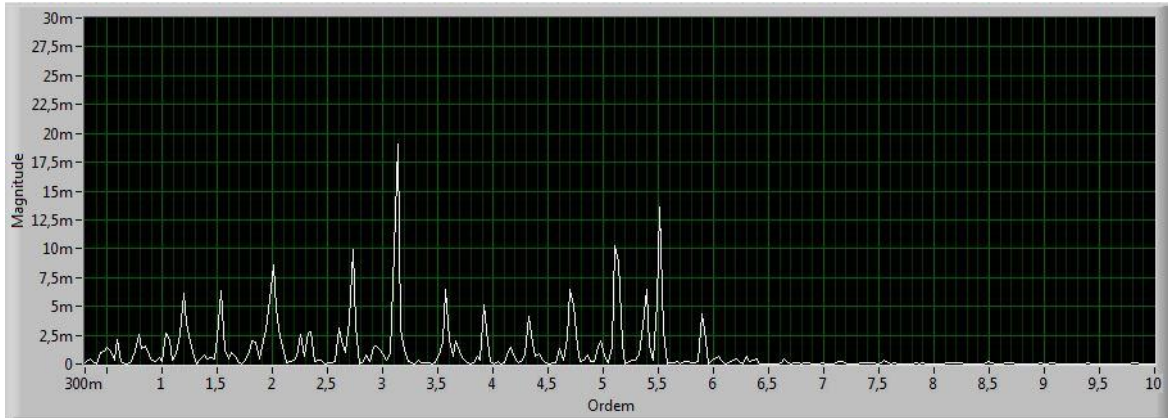


Figura 7.19 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial x.

A figura 7.20 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direção y, respectiva ao rolamento danificado num ponto da gaiola e a figura 7.21 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

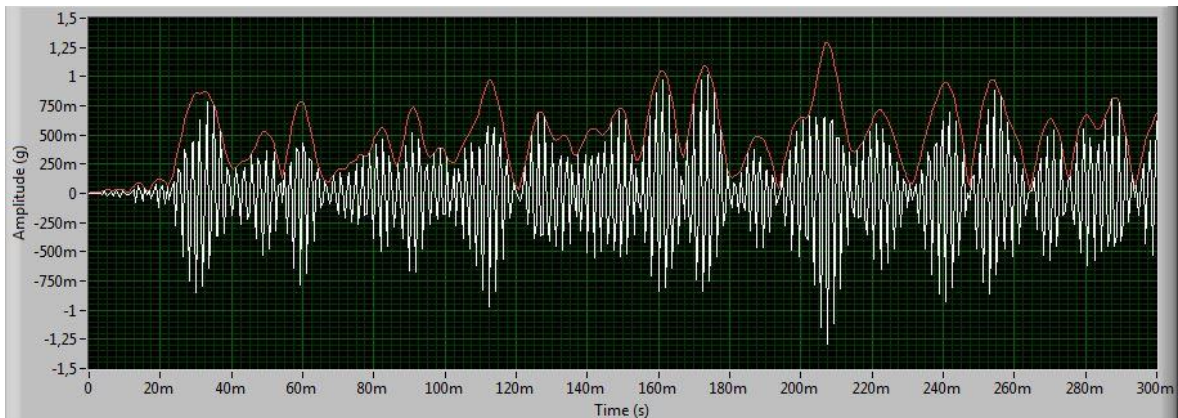


Figura 7.20 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial y.

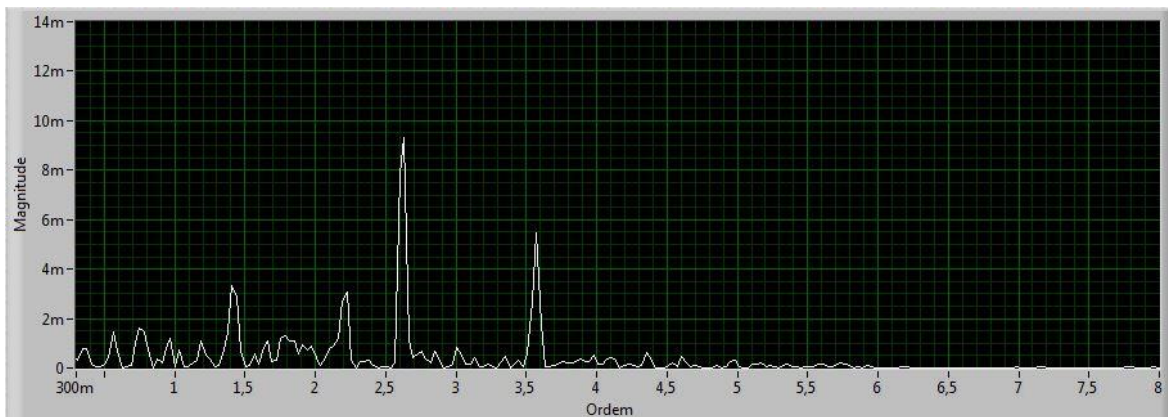


Figura 7.21 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola para a direção radial y.

A figura 7.22 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direção x, respectiva ao rolamento danificado num ponto da gaiola sem lubrificação e a figura 7.23 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

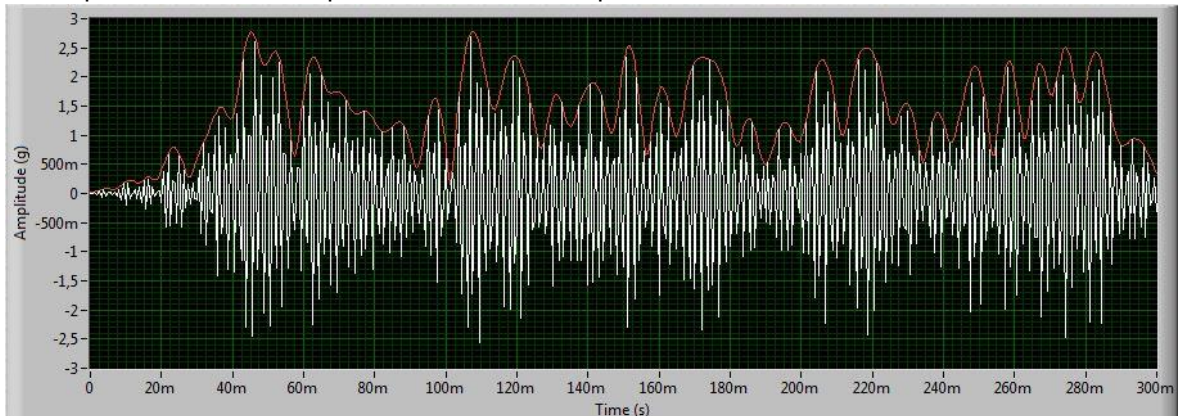


Figura 7.22 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial x.

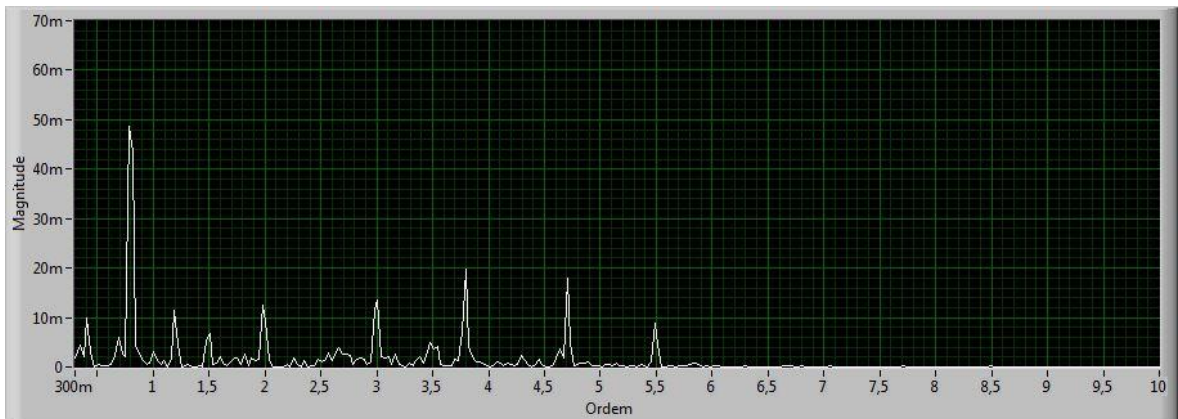


Figura 7.23 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial x.

A figura 7.24 mostra o processo de demodulação do sinal filtrado na direção y, respectiva ao rolamento danificado num ponto da gaiola sem lubrificação e a figura 7.25 mostra o espectro de envelope resultante em resposta de ordem de frequências.

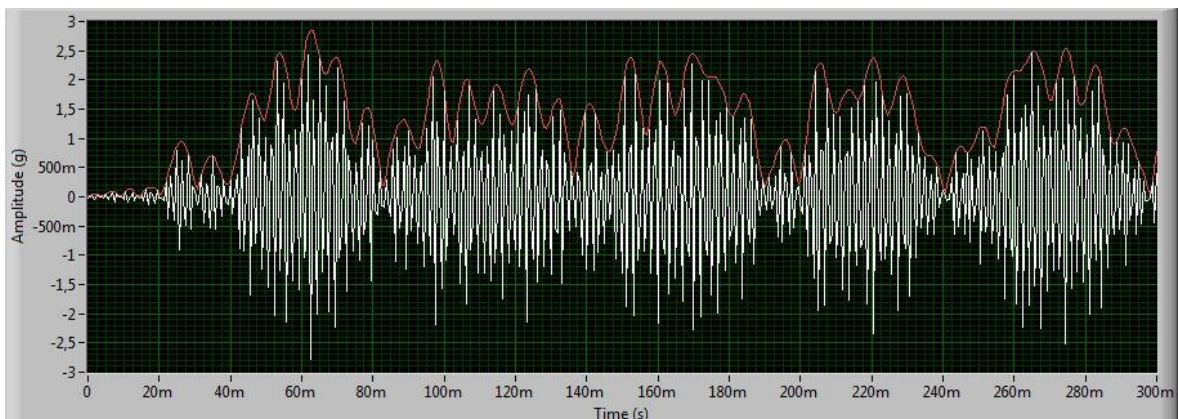


Figura 7.24 – Demodulação da amplitude do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial y.

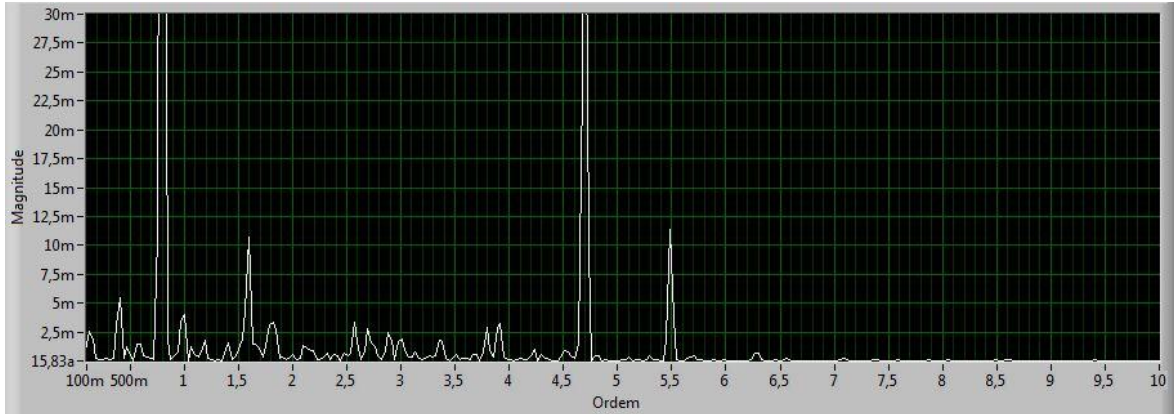


Figura 7.25 – Espectro de envelope do sinal de aceleração da vibração filtrado no rolamento danificado na gaiola e sem lubrificante para a direção radial y.

7.1.3 Teste de medição de ruído acústico

Na análise do sinal de ruído recolhido nos ensaios efetuados nos dois motores, foram selecionadas amostras com cerca de 10 segundos de duração e que foram posteriormente filtradas para a medição da pressão sonora equivalente, correspondente à pressão média do sinal. Para filtro foi utilizada a curva de ponderação *A-Weighted*, a mais comum utilizada em medições sonoras globais e que está presente na norma IEC 60034-9 [55]. Este filtro é aplicado em instrumentos medidores de pressão sonora de modo a potenciar o som relativo que o ouvido humano consegue captar, atenuando as frequências mais baixas em que o ouvido é menos sensível.

Nas amostras efetuadas foi medida a qualidade de sinal representado, através do valor de relação sinal-ruído ou SNR (signal-to-noise ratio) utilizado em diversas medidas de sinal em meios ruidosos. Essa medida é a razão entre a potência de um sinal e a potência do ruído sobreposto.

Os valores obtidos na análise das amostras selecionadas encontram-se demonstrados na tabela 7.3.

Tabela 7.3 – Valores da pressão sonora L_p dB(A) e do SNR medidos.

Frequência de Alimentação	GL90L-4			VL90S4		
	L_{PA} dB(A)	SNR dB	L_{WA} dB(A)	L_{PA} dB(A)	SNR dB	L_{WA} dB(A)
10 Hz	75	46,85	83	79	51,56	87
30 Hz	74,3	40,73	82,3	77,6	47,77	85,6
40 Hz	75,3	42,26	83,3	76,5	44,91	84,5
50 Hz	75,3	46,54	83,3	75,1	39,98	83,1
Direto à rede 50 Hz	74,3	46,83	82,3	72,2	39,55	80,2
Direto à rede 50 Hz em carga	76	50,08	84	76,4	43,60	84,4
Rolamento danificado com massa	-			75,3	37,70	83,3
Rolamento danificado sem massa	-			75,5	37,98	83,5

7.2 Testes do motor em carga

Neste subcapítulo encontram-se os resultados da influência no modo de vibração para o motor acionando uma carga desbalanceada. São também apresentados os resultados obtidos pelo SDF e pelo sistema inicial da bancada existente, respetivos ao desempenho e capacidade do motor no acionamento de carga, cujos valores serão comparados. Posteriormente esses valores foram comparados às características funcionais do motor que se encontram no respetivo catálogo do fabricante e em **anexo E**.

7.2.1 Teste de desbalanceamento

Inicialmente foi realizada a aquisição e registo do sinal de vibração em função da amplitude de aceleração do motor GL90L-4 a acionar uma carga balanceada. A carga corresponde ao sistema do freio constituído essencialmente pela polia de ferro. O resultado obtido para ambas as direções radiais encontra-se demonstrado na figura 7.26.

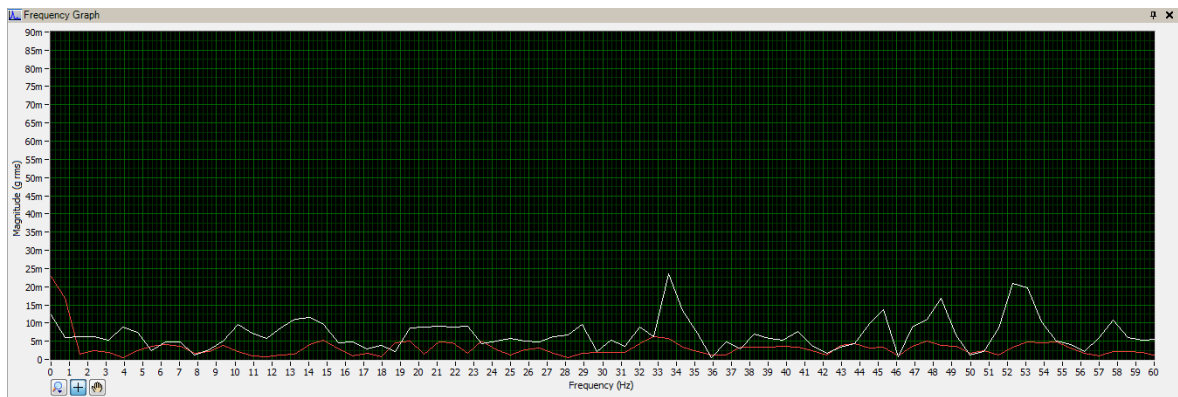


Figura 7.26 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga balanceada.

Após o desbalanceamento da polia com a adição de uma massa referida no procedimento experimental foi novamente realizado o registo do sinal de vibração. A figura 7.27 demonstra o resultado para ambas as direções radiais obtido para a situação de desbalanceamento.

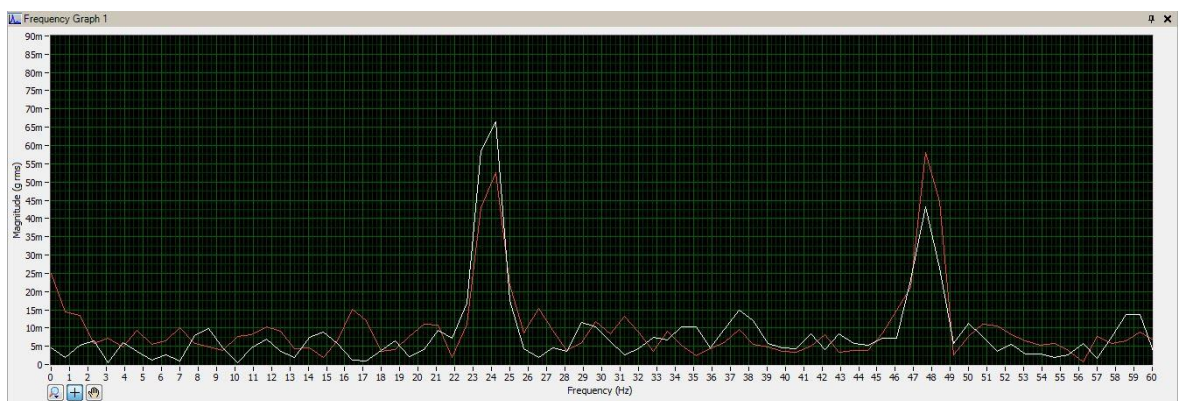


Figura 7.27 – Espectro dos sinais de vibração da aceleração (g) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.

Em relação ao sinal referido foi extraída uma faixa de banda delimitada por 15% da frequência central de valor correspondente a 24Hz (frequência de rotação do motor). Esse sinal foi filtrado aplicando um filtro FIR para posterior integração para obtenção do sinal de vibração em função da amplitude de velocidade e deslocamento. O resultado do sinal de vibração em função da amplitude de velocidade encontra-se na figura 7.28.

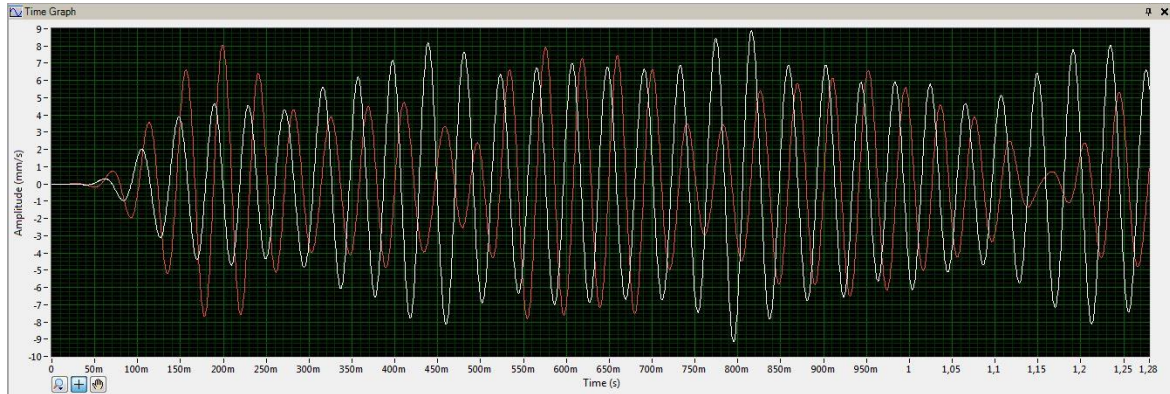


Figura 7.28 – Espectro dos sinais de vibração em função da velocidade (mm/s) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.

A tabela 7.4 apresenta os critérios de comparação utilizados para análise do sinal obtido e os seus respectivos valores RMS e de *peak* para a *waveforms* da figura 7.28.

Tabela 7.4 – Resultados obtidos de análise RMS e *peak* ao sinal de amplitude de velocidade de vibração.

Sinal	RMS	EXP	PEAK	MAX-MIN	UNIDADE
x	4,418	4,918	9,154	18,04	Amplitude (mm/s)
y	3,614	2,931	8,060	15,87	Amplitude (mm/s)

O resultado obtido para o sinal de vibração em função da amplitude de deslocamento encontra-se na figura 7.29.

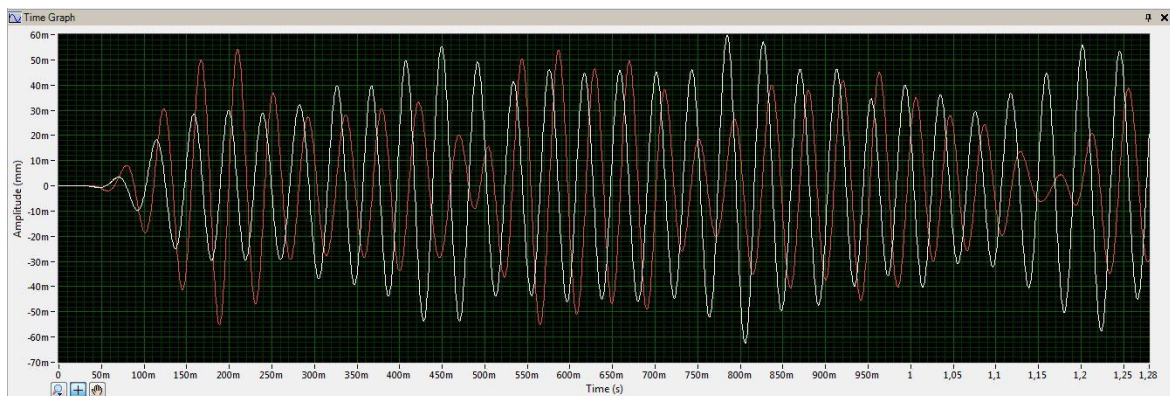


Figura 7.29 – Espectro dos sinais de vibração de deslocamento (mm) das direcções radiais x (branco) e y (vermelho) para uma magnitude RMS em carga desbalanceada.

A tabela 7.5 apresenta os critérios de comparação utilizados para análise do sinal obtido e os seus respetivos valores RMS e de *peak* para a *waveform* da figura 7.29.

Tabela 7.5 – Resultados obtidos de análise RMS e *peak* ao sinal de amplitude de deslocamento de vibração.

Sinal	RMS	EXP	PEAK	MAX-MIN	UNIDADE
x	29,47m	33,70m	62,51m	122,2m	Amplitude (mm)
y	24,51m	19,75m	55,03m	109,2m	Amplitude (mm)

Na figura 7.30 é realizada a comparação entre a situação normal e de desbalanceamento, através da sobreposição dos espectros obtidos por FFT dos sinais de vibração em função da amplitude RMS de deslocamento para direção radial x.

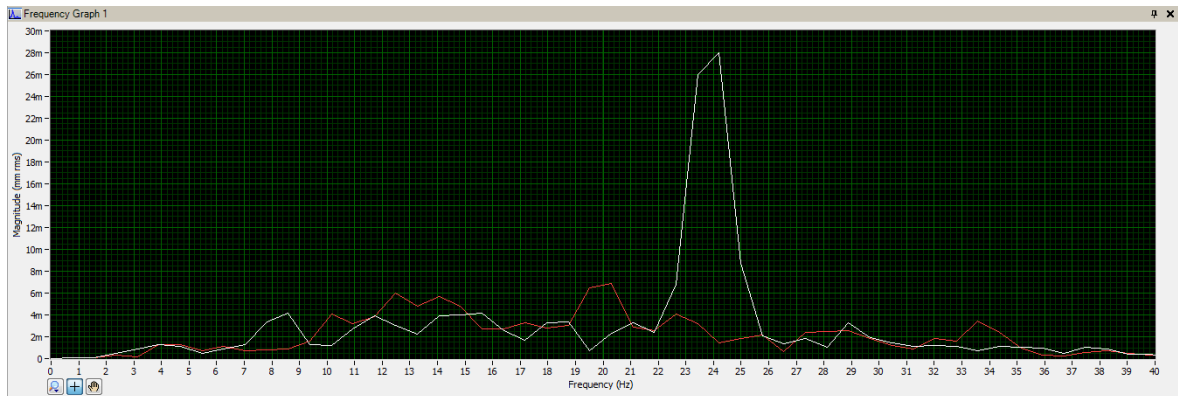


Figura 7.30 – Comparação entre espectros dos sinais de vibração de deslocamento (mm) das direcções radiais x para uma magnitude RMS em carga balanceada (linha vermelha) e desbalanceada (linha branca).

7.2.2 Teste ao arranque dos motores

Foram realizados testes nos motores de modo a medir os valores verificados no seu arranque e para isso foram utilizados os dois sistemas de simulação de carga para posterior comparação dos mesmos. Foram realizados dois tipos de testes para cada um dos motores. Um teste às capacidades de arranque, pela medição de valores de binário, corrente, bem como aceleração e um teste de simulação de carga para comparação de valores de velocidade, binário resistivo e potência mecânica entre os dois sistemas. Os resultados foram obtidos pelo programa *Vacon Live* que reproduz a informação obtida no inversor de frequências ligado ao motor de teste. Na figura 7.31 encontra-se o gráfico obtido pelo programa num ensaio de um arranque livre do motor GL90L-4.

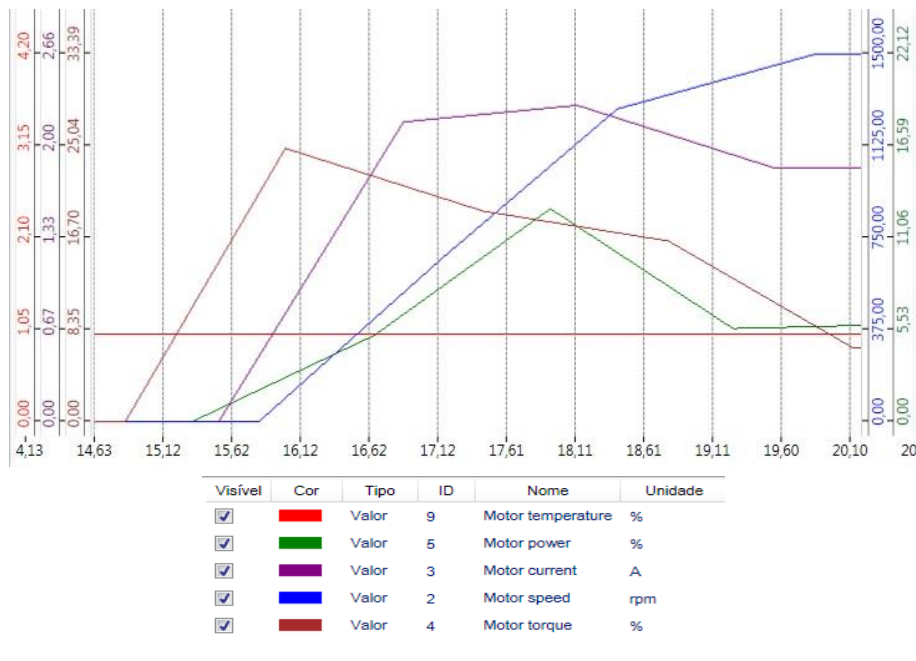


Figura 7.31 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa *Vacon Live* e respetiva legenda de parâmetros.

Na figura 7.32 encontra-se o gráfico obtido pelo programa num ensaio de um arranque bloqueado do motor GL90L-4.

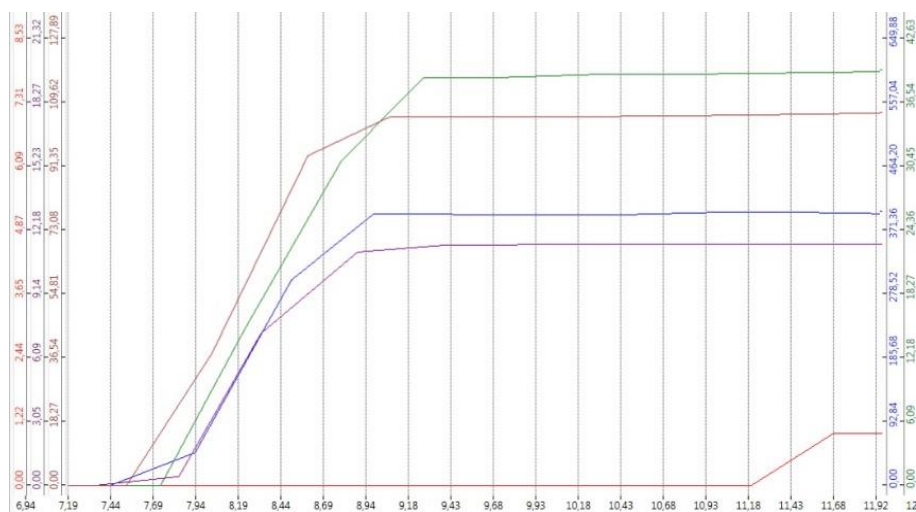


Figura 7.32 – Resultados diretos do teste de arranque bloqueado obtido pelo programa *Vacon Live*.

Foi realizado o mesmo ensaio de arranque bloqueado por recurso ao freio de cinta, por forma a comparar os valores de binário de arranque. Na figura 7.33 encontram-se os dados retirados pelo programa *Arduíno IDE* na leitura do sinal recebido da célula de carga.

```

analogValue: 142
load: 26.51
Forca: 260
Binario Frenagem: 21.5 224.2%
150
analogValue: 143
load: 26.81
Forca: 260
Binario Frenagem: 21.5 224.2%
139
analogValue: 143
load: 26.62
Forca: 261
Binario Frenagem: 21.5 224.2%

analogValue: 157
load: 29.43
Forca: 273
Binario Frenagem: 21.3 221.6%
179
analogValue: 161
load: 30.18
Forca: 285
Binario Frenagem: 22.6 235.4%
192
analogValue: 167
load: 31.40
Forca: 297
Binario Frenagem: 23.6 245.7%

```

Figura 7.33 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de arranque bloqueado com inversor e sem inversor.

De acordo com o manual do programa do variador o valor nas medições de binário e de potência obtido, mostra a percentagem do valor calculado face ao valor nominal do motor. Considerando o valor nominal tabelado do fabricante foram determinados os valores resultantes para cada situação.

A tabela 7.6 demonstra uma comparação dos resultados obtidos pelo motor ligado ao inversor entre o sistema SDF desenvolvido e o programa do inversor (*Vacon Live*). Também se apresentam os valores obtidos pelo SDF do motor ligado diretamente à rede elétrica e os valores teóricos da marca do motor.

Tabela 7.6 – Valores obtidos com o programa *Vacon Live* e o sistema SDF com ligação a inversor e diretamente à rede elétrica.

	t_a (s)	n (rad/s)	α (rad/s ²)	I (A)	I_a (A)	I_{max} (A)	I_1 (A)	T_a (N.m)	T_1 (N.m)
Inversor com <i>Vacon Live</i>	3,9	154,4	39,2	2	2,5	14,3	11,4	2,6	11,0
Inversor com SDF	3,9	157,1	40,3	1,84	2,3	11,3	10,5	12,9	21,5
Direto com SDF	0,8	157,1	196	1,7	16	20,4	20,8	23,5	23,6
Valores do Fabricante (vazio)	0,7	146,6	209	3,5	21	-	-	23,5	23,5

Na figura 7.34 encontra-se o gráfico obtido pelo programa num ensaio de um arranque livre do motor VL90S4.

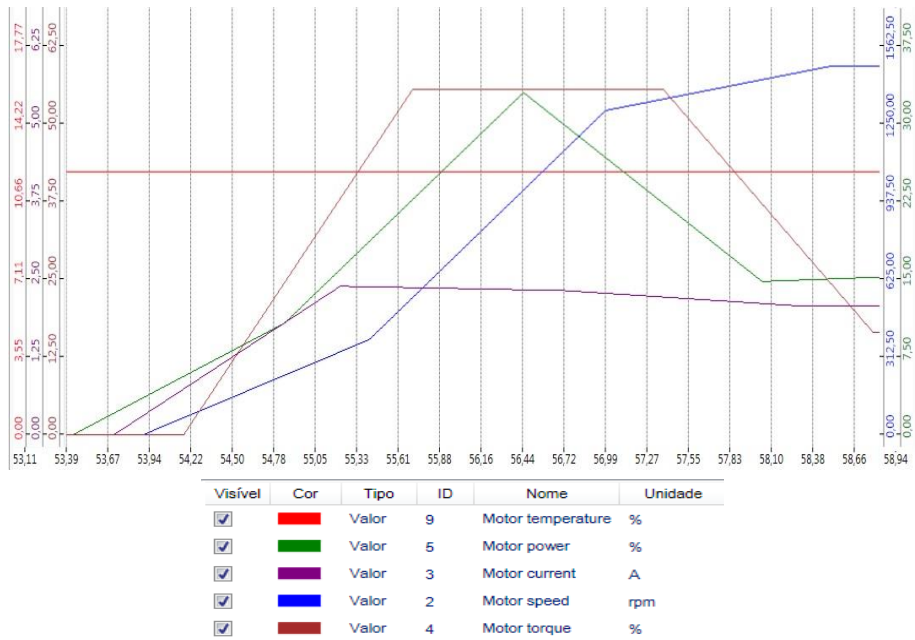


Figura 7.34 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa *Vacon Live* e respetiva legenda de parâmetros.

Na figura 7.35 encontra-se o gráfico obtido pelo programa num ensaio de um arranque bloqueado do motor VL90S4.

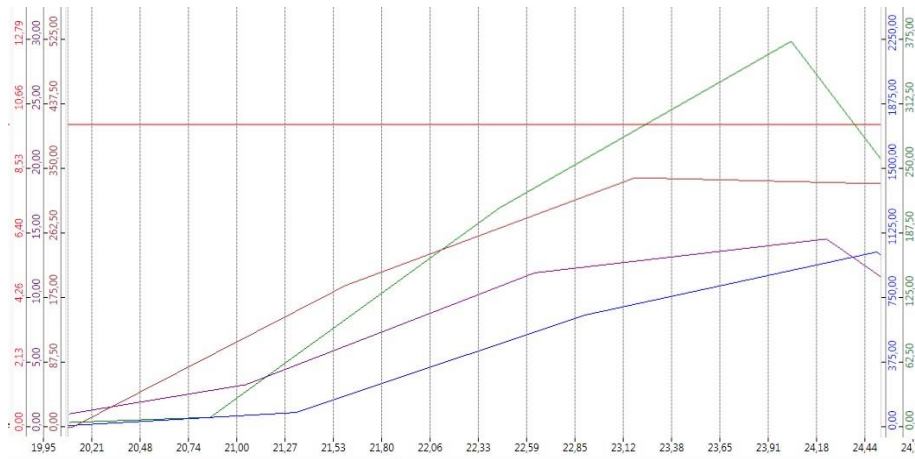


Figura 7.35 - Resultados diretos do teste de arranque bloqueado obtido pelo programa *Vacon Live*.

Na figura 7.36 encontram-se os dados retirados pelo programa *Arduíno IDE* na leitura do sinal recebido da célula de carga.

```

analogValue: 92
load: 16.71
Forca: 164
Binario Frenagem: 13.1 174.4%
103
analogValue: 92
load: 16.76
Forca: 165
Binario Frenagem: 13.6 181.0%
113
analogValue: 95
load: 17.45
Forca: 166
Binario Frenagem: 13.7 182.1%

analogValue: 128
load: 23.82
Forca: 232
Binario Frenagem: 19.1 254.9%
121
analogValue: 127
load: 23.54
Forca: 232
Binario Frenagem: 19.2 256.0%
59
analogValue: 114
load: 21.03
Forca: 223
Binario Frenagem: 19.2 256.0%

```

Figura 7.36 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de arranque bloqueado com inversor e sem inversor.

A tabela 7.7 demonstra uma comparação dos resultados obtidos pelo motor ligado ao inversor entre o sistema SDF desenvolvido e o programa do inversor (*Vacon Live*). Também se apresentam os valores obtidos pelo SDF do motor ligado diretamente à rede elétrica e os valores teóricos da marca do motor.

Tabela 7.7 – Valores obtidos com o programa *Vacon Live* e o sistema SDF com ligação a inversor e diretamente à rede elétrica.

	t_a (s)	n (rad/s)	α (rad/s ²)	I (A)	I_a (A)	I_{max} (A)	I_1 (A)	T_a (N.m)	T_1 (N.m)
Inversor com <i>Vacon Live</i>	4,5	154,4	32,4	2,2	2,6	14,3	11,3	4	26
Inversor com SDF	4,5	157,1	34,9	1,8	2,1	13,6	14	9,8	13,7
Direto com SDF	1,2	157,1	130,9	1,9	8,5	14	13,5	16,4	19,2
Valores do Fabricante (vazio)	1,1	146,1	132,8	2,9	17,4	-	-	13,5	19,5

7.2.3 Teste de carga resistiva aplicada ao motor

Como referido no início do subcapítulo 7.2, foram realizados testes de simulação de carga por meio dos dois sistemas para posterior comparação entre os mesmos. Foi aumentada a carga resistiva sobre o motor testado até o obrigar a travar por completo e desse modo obter o binário máximo por ele exercido no sistema. Na figura 7.37 encontra-se o resultado gráfico obtido pelo programa *Vacon Live* para o motor GL90L-4.

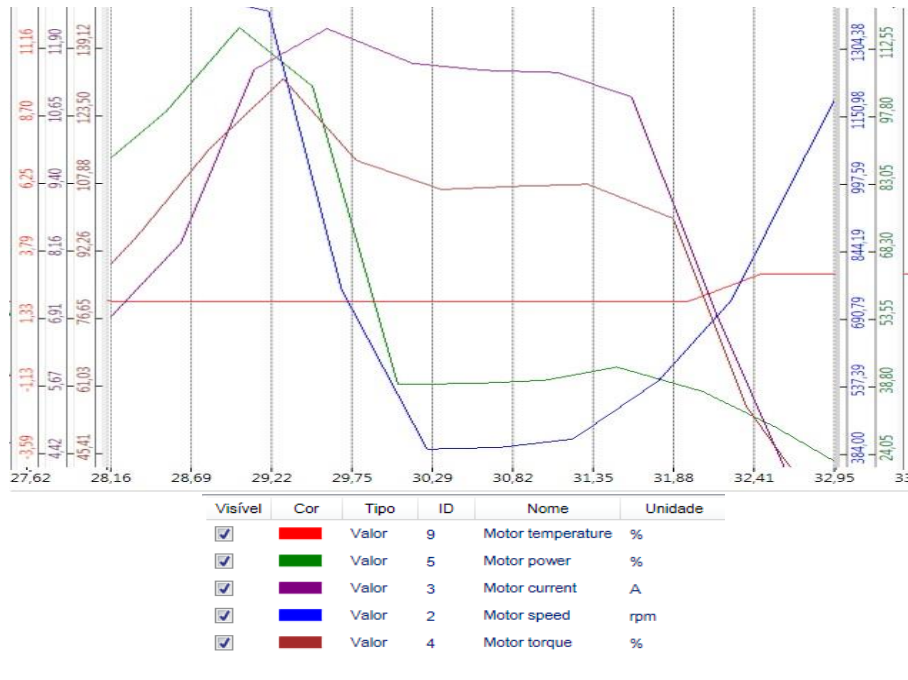


Figura 7.37 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa *Vacon Live* e respetiva legenda de parâmetros.

Foi realizado o mesmo ensaio de frenagem por recurso ao freio de cinta, por forma a comparar os valores obtidos pelo inversor. Na figura 7.38 encontram-se os dados retirados pelo programa *Arduíno IDE* na leitura do sinal recebido da célula de carga.

```

analogValue: 130
load: 24.12
Forca: 244
Binario Frenagem: 18.9 196.6%
86
analogValue: 123
load: 22.86
Forca: 236
Binario Frenagem: 20.2 210.4%
80
analogValue: 117
load: 21.68
Forca: 224
Binario Frenagem: 19.5 203.5%

analogValue: 142
load: 26.47
Forca: 260
Binario Frenagem: 21.4 222.4%
112
analogValue: 136
load: 25.44
Forca: 256
Binario Frenagem: 21.5 224.2%
69
analogValue: 126
load: 23.43
Forca: 245
Binario Frenagem: 21.2 220.7%

```

Figura 7.38 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de frenagem com inversor e sem inversor.

A tabela 7.8 demonstra uma comparação dos resultados obtidos pelo motor ligado ao inversor entre o sistema SDF desenvolvido e o programa do inversor (*Vacon Live*).

Tabela 7.8 – Comparação entre os dois sistemas para simular carga resistiva.

$T_r (N.m)$	n_n		$T_r (N.m)$		$T_s (%)$		$T_r (%)$		$P_{mec} (%)$		$t^{\circ}C$	
	SDF	VACON	SDF	VACON	VACON	VACON	VACON	VACON	SDF			
0	1500	1464	0	7	-	6	14					
1	1500	1454	1	11	-40	10,3	16					
3	1489	1449	3	20	-57	18	16					
5	1486	1443	5	26	-77	38	18					
10	1472	1433	10	49	-208	53	18					
Travagem	0	417	21,5	130	-	116	21					

Na figura 7.39 encontra-se o resultado gráfico obtido pelo programa *Vacon Live* para o motor VL90S4.

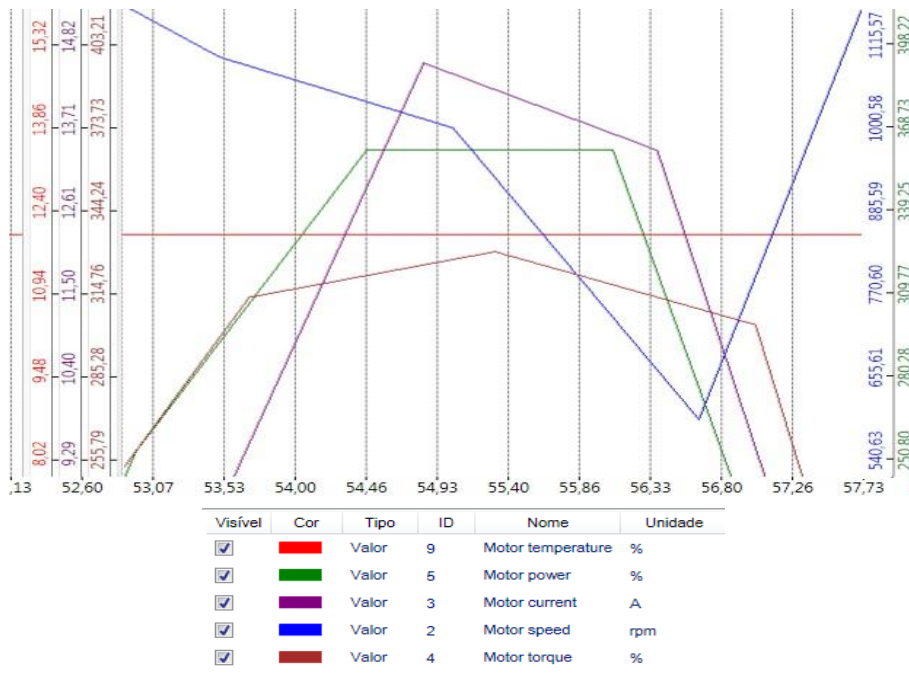


Figura 7.39 – Resultados diretos do teste de arranque livre obtido pelo programa *Vacon Live* e respetiva legenda de parâmetros.

Foi realizado o mesmo ensaio de frenagem por recurso ao freio de cinta, por forma a comparar os valores obtidos pelo inversor. Na figura 7.40 encontram-se os dados retirados pelo programa *Arduíno IDE* na leitura do sinal recebido da célula de carga.

```

analogValue: 101
load: 18.43
Forca: 180
Binario Frenagem: 14.8 197.5%
88
analogValue: 99
load: 18.14
Forca: 179
Binario Frenagem: 14.9 198.6%
70
analogValue: 93
load: 17.02
Forca: 174
Binario Frenagem: 14.8 197.5%

analogValue: 108
load: 19.98
Forca: 197
Binario Frenagem: 16.2 216.3%
112
analogValue: 109
load: 19.99
Forca: 196
Binario Frenagem: 16.3 217.4%
99
analogValue: 106
load: 19.55
Forca: 194
Binario Frenagem: 16.2 216.3%

```

Figura 7.40 – Resultados obtidos pelo SDF do teste de frenagem com inversor e sem inversor.

A tabela 7.9 demonstra uma comparação dos resultados obtidos pelo motor ligado ao inversor entre o sistema SDF desenvolvido e o programa do inversor (*Vacon Live*).

Tabela 7.9 – Comparação entre os dois sistemas para simular carga resistiva.

$T_r (N.m)$	n_n		$T_r (N.m)$		$T_s (%)$	$T_r (%)$	$P_{mec} (%)$	$t^{\circ}C$
	SDF	VACON	SDF	VACON				
0	1500	1446	0	18,4	-	16,8	14,9	
1	1463	1439	1,1	27	-28	24	15,2	
3	1428	1349	3,1	45	-60	30	16	
5	1420	1339	5	79	-112	76,8	18	
10	1333	1280	10,8	128	-235	140	18,7	
Travagem	0	615	16,3	320	-	350	23	

8 Discussão dos resultados e conclusões

A presente dissertação foi elaborada no âmbito de um estágio numa empresa do ramo eletromecânico, a SIEPI. Esta empresa dedica-se à comercialização e assistência pós venda de equipamentos eletromecânicos, onde se destacam os motores elétricos de indução, que são os mais utilizados na indústria.

A reformulação de um projeto de uma bancada de ensaios existente na empresa para realização de testes de capacidade a motores indutivos, visou o desenvolvimento de um sistema de instrumentação criado e adaptado à bancada para obtenção de informação mais completa dos vários parâmetros de funcionamento do motor. Por forma a diagnosticar a presença de falhas em rolamentos internos do motor e de outras relacionadas com problemas mecânicos mais frequentes, o trabalho visou também a criação de um sistema de diagnóstico de falhas não invasivo.

A análise de vibração mecânica é uma das técnicas de diagnóstico mais antigas e utilizadas na manutenção preditiva, sendo essencialmente útil na identificação de falhas mecânicas em motores, como problemas nos seus rolamentos internos, excentricidades ou desalinhamentos. Para avaliação da eficácia do sistema de diagnóstico de falhas (SDF) desenvolvido, foram criadas situações propícias à ocorrência de falha de modo a serem obtidos resultados relevantes nos ensaios.

Através do sistema elaborado foi possível efetuar medições dos vários parâmetros de funcionamento e recolher dados de vibração e ruído acústico, que foram posteriormente analisados e comparados com as devidas normas para avaliação do estado de motores elétricos indutivos, bem como de rolamentos defeituosos e carga desbalanceada. Para o efeito foram desenvolvidos e adquiridos alguns sensores adaptados para as necessidades específicas dos vários testes.

O SDF foi ensaiado com sucesso e pronto a ser utilizado no trabalho da empresa. Dos ensaios efetuados, destacam-se análises de vibrações ao motor a funcionar em vazio, onde se comparam os modos de vibração entre o motor ligado a inversor e ligado à rede elétrica. Também foram efetuados testes específicos ao diagnóstico dos rolamentos internos do motor, e efetuadas medições do nível global de ruído de acordo com a norma respetiva. Por último foram realizados testes de acionamento de carga ao motor onde foi testada uma situação de desbalanceamento e onde foram medidos vários parâmetros de funcionamento no acionamento de carga resistiva. Os resultados obtidos pelo SDF foram posteriormente comparados aos obtidos pelo sistema do programa do inversor de frequências (*Vacon Live*). Os ensaios foram realizados em dois motores diferentes e os resultados obtidos foram comparados com os anunciados pelo fabricante.

Através dos ensaios de vibração, foi possível verificar uma grande discrepância entre os resultados obtidos para os sinais em forma de onda (figuras 7.1 e 7.2) com os motores ligados a inversores de frequência e ligados diretamente à rede elétrica, durante o seu funcionamento em vazio. Com estes resultados, foi possível verificar que a intensidade de vibração aumentou em todos os ensaios realizados com motores ligados a inversores, face aos outros ligados diretamente à rede e que seguiram os procedimentos da norma IEC 60034-14 [19]. Os níveis de RMS e de *peak* apresentados nas tabelas 7.1 e 7.2 para cada motor, mostram que na utilização de inversor de frequência os valores são significativamente maiores, para ambas as direções radiais. Os valores obtidos para o motor mais antigo (VL90S4) mostraram-se admissíveis para as duas situações, contudo no caso do motor novo (GL90L-4) alimentado pelo inversor, a intensidade de vibração foi

ainda maior, registrando-se na direção radial x, valores inaceitáveis de acordo com os valores da tabela 4.1. A maior amplitude e frequência de vibração obtida nos casos de utilização de inversor deve-se ao facto de as frequências de corrente e suas harmónicas interagirem com as de fluxo, resultando em forças parasitas que atuam no motor e ocasionam vibração mecânica, além de contribuírem para o aumento global de ruído acústico. No caso de alguma das harmónicas não fundamentais estar próxima das frequências naturais do motor, as forças produzidas podem excitar modos de vibração. Por forma a confirmar fenómenos de ressonância da estrutura foi calculado de forma aproximada o valor de 19 Hz respetivo à frequência natural do conjunto motor e base de suporte. A sua existência foi comprovada através dos gráficos espectrais FFT de vibração em função da amplitude de deslocamento, nas figuras 7.9 e 7.10. Pela análise das figuras são visíveis harmónicas de grande amplitude para frequências menores que a frequência fundamental de rotação do motor. A presença dessas harmónicas pode evidenciar a existência de folga na ligação aparafusada do motor à estrutura, assim como uma estrutura com uma rigidez desadequada para esta situação. Para minimizar o problema de ressonância foi colocada uma tábua de madeira entre a estrutura da bancada de ensaio e a bancada fixa de modo a aumentar a sua rigidez como visível na figura em **anexo E.4**. No caso da direção y, para ambos os motores a funcionarem ligados diretamente à rede, os resultados obtidos foram adequados, registando-se valores de amplitude de velocidade RMS dentro da faixa dos 1,8 a 2,8 (mm/s).

No ensaio de diagnóstico do estado dos rolamentos realizado no motor VL90S4 foi aplicada a FFT ao gráfico em forma de onda de modo a obter o gráfico espectral das frequências nas três situações distintas do rolamento e foi identificada a banda suspeita de conter defeitos. Pela análise das figuras 7.11 a 7.13, verifica-se a ocorrência de ressonâncias na faixa de 500 Hz a 700 Hz. Dessa forma, existe a necessidade de investigar que frequências influenciam essas mesmas ressonâncias ficando estabelecida a banda central nos 600 Hz e uma banda lateral de 100 Hz correspondente à largura das alterações significativas de amplitude. A técnica de demodulação de sinais foi aplicada à banda referida, de modo a serem obtidas as frequências fundamentais de defeito do rolamento e as frequências de rotação do eixo, cujos valores obtidos foram comparados com os teóricos calculados nas tabelas 6.1 e 6.2.

Para o espectro de envelope na direção x conseguem-se observar as frequências de rotação de eixo na ordem de 0,9; 2; 2,9 e 4. As ordens são os valores das frequências normalizados de acordo com a frequência fundamental, neste caso 24 Hz. A frequência de 50 Hz é facilmente identificável no pico de ordem 2.1. Tendo em conta que o rolamento é novo e não tem defeitos, o pico de amplitude verificado nas ordens 1,8 e 2,4 pode estar associado a problemas de baixa rigidez da estrutura, montagem dos rolamentos indevida ou à própria frequência característica da rotação da esfera no rolamento (BSF). Por comparação com o espectro análogo na direção y pode-se confirmar a presença do pico na ordem dos 2,4 referidos. Como neste caso se tratava de um rolamento novo, as devidas frequências características do rolamento não se evidenciaram na escala utilizada. Para tal teria que ser necessária a utilização de um sensor com maior capacidade de resposta de amostragem e sensibilidade para as detetar.

Os testes de vibração realizados, sobretudo aos rolamentos defeituosos, mostraram fortes evidências da eficácia da técnica utilizada. Em comparação com o espectro de envelope para o caso do rolamento danificado na gaiola, poder-se-á constatar (figura 7.19) uma diferença significativa nas amplitudes das frequências. Pela análise da figura 7.19 correspondente à direção

x, tem-se as frequências de rotação nas ordens 1; 2; 3,1 e 3,9 com maior magnitude. A frequência característica FTF é identificada como um padrão ao longo do espectro e aparece em várias harmônicas de ordem 0,4 a 0,5x com uma magnitude maior que no caso análogo do rolamento novo. A falha na gaiola tem repercussões na vibração dos outros elementos, como na frequência fundamental que aparece na ordem 1x e suas harmônicas referidas. Devido à resposta e ruído do acelerómetro utilizado para a frequência de amostragem definida, torna-se difícil uma análise detalhada de outras frequências relevantes. Na direção y (figura 7.21) confirma-se o padrão de frequência FTF em torno das harmônicas de frequência de rotação do eixo. O pico de valor presente na ordem 2,1 mais uma vez associado à frequência de rede (50 Hz) e o pico 2.6 poderá estar associado a uma harmónica FTF ampliada por outra frequência excitadora ou estar ainda relacionado com o BSF. No último caso do mesmo rolamento sem lubrificante, verificam-se amplitudes mais elevadas para todo o espectro, mantendo-se o padrão FTF em ambas as direções radiais (figuras 7.23 e 7.25). A identificação de uma amplitude maior a baixa frequência, neste caso coincidente com uma harmónica FTF, indicia a existência de uma falha grave que neste caso se mostra coerente com a situação, por inexistência de lubrificante. Por último pode-se concluir que esta situação influencia também a frequência de pista interna do rolamento (BPFI) como se pode observar em ambas as figuras.

Através do teste de análise de ruído acústico presente na tabela 7.3 foi possível verificar que para ambos os motores testados, a potência sonora apresenta valores que não divergem muito entre si, mas são um pouco maiores em relação ao valor da norma respetivo (72 dB), para funcionamento do motor a velocidade nominal. Contudo para velocidades mais baixas por meio de alteração da frequência de alimentação com o inversor verificou-se um aumento da potência sonora sobretudo no motor VL90S4. Para a frequência nominal (50Hz), os valores obtidos em ambos os motores ligados diretamente à rede elétrica foram inferiores aos valores análogos obtidos com o inversor. Isto explica-se pelo facto de o motor de indução acionado por inversor estar sujeito a harmónicas que podem acarretar aumento de perdas e temperatura, assim como os níveis de vibração e ruído, em comparação com a alimentação senoidal obtida da rede.

Foi possível verificar que no caso do motor com rolamento defeituoso a potência sonora aumentou, apesar do fraco nível de sinal demonstrado pelo valor SNR, o que significa que para uma situação de um mesmo valor de SNR seria esperado um valor de potência maior nestas condições. Este facto pode ser comprovado nos dois últimos casos referentes ao motor VL90S4 dos rolamentos defeituosos, onde os valores reais são significativamente mais elevados e neste caso suficientemente audíveis, de forma a identificar intuitivamente que existe uma falha no motor.

No teste de desbalanceamento de carga efetuado ao motor GL90L-4 foi possível comprovar a eficácia do mesmo a partir dos primeiros dois gráficos das figuras 7.26 e 7.27 relativos aos espectros em função da magnitude de aceleração. Nestes gráficos é possível observar que no caso do desbalanceamento provocado por uma massa de 24 gramas, o espectro toma uma amplitude significativa para a frequência de rotação do motor e para uma harmónica em 48 Hz.

O sinal inicial (figura 7.27) foi filtrado e integrado para obtenção da amplitude de velocidade de vibração. Foi obtido o valor eficaz RMS e verificou-se um valor excessivo de vibração face aos níveis da norma para motor balanceado. O sinal foi novamente integrado para obtenção da vibração em função da amplitude de deslocamento, resultando numa amplitude de 30,31 μm , um valor 44% maior que o valor limite estipulado pela norma IEC 60034 (21 μm).

Relativamente aos testes de carga resistiva aplicada ao motor, foi possível verificar a eficácia do sistema desenvolvido, sobretudo na medição da capacidade e velocidade do motor em teste. Analisando a tabela 7.6, relativa ao teste de arranque efetuado no motor novo, verifica-se que a velocidade obtida no SDF é idêntica à velocidade medida pelo programa do inversor de frequências, comprovando a eficácia do tacómetro desenvolvido. Nas tabelas 7.6 e 7.7 verifica-se que no binário obtido pelo arranque do motor bloqueado, o valor lido pelo programa do inversor de frequências foi diferente do lido pelo SDF e que no caso da ligação do motor à rede elétrica o valor obtido pelo SDF foi idêntico ao da tabela do fabricante. Na comparação dos dois sistemas para medição de parâmetros, apesar da dificuldade em utilizar o sistema *Vacon Live* verificou-se que no caso do sistema do freio de cinta foi possível a imposição de carga resistiva de uma forma mais constante, apesar da elasticidade do couro que varia de acordo com a temperatura resultante da fricção. No sistema do motor, existem fenómenos de escorregamento consoante a velocidade dos dois motores e tendo em conta as configurações que estavam definidas no inversor, verificou-se uma dificuldade maior em definir uma carga resistiva com maior exatidão a aplicar no ensaio, sendo obtida uma carga intermitente, impulsiva, sobretudo para velocidades de frequências muito baixas. Tal facto foi demonstrado nas tabelas 7.8 e 7.9 pelos valores dos binários resistivos impostos, existindo uma diferença considerável entre os mesmos. Os resultados obtidos na leitura de correntes apresentam-se muito próximos aos do inversor, demonstrando desse modo a eficácia do sensor de medição de corrente instalado.

Na indústria poderão ser adotadas várias estratégias de manutenção que vão de acordo com a capacidade da empresa e da necessidade de prever o surgimento de falhas através de técnicas de monitorização dos seus sistemas. O MIT, o motor mais utilizado em instalações industriais, representa uma grande percentagem das causas de paragem inesperada de produção nos casos em que este avaria, levando a avultados prejuízos económicos, dependendo da importância das instalações para a empresa. O sistema desenvolvido de custo acessível através da criação dos próprios sensores, tem potencialidade para resolver problemas complexos de manutenção, como o diagnóstico preditivo aplicado em motores.

Para os trabalhos futuros sugere-se a aquisição de outro tipo de acelerómetros que possam ser utilizados a frequências superiores abrindo desse modo a possibilidade de obtenção de resultados mais precisos e detalhados. Além disso, sugere-se a utilização de uma estrutura base mais rígida para adaptação a ensaios de vibração desta natureza. Desse modo garante-se uma maior acuidade nos resultados dos ensaios, nomeadamente nos espectros FFT de frequências. Poderá ser pensada uma alternativa ao sistema transdutor de binário de modo a dar informação mais completa e mais exata, não dependente do acoplamento a um sistema de carga resistiva como o freio de cinta. Na medição de ruído acústico sugere-se um equipamento devidamente normalizado e calibrado para o efeito, uma vez que os dispositivos adaptados têm sempre muitas limitações inerentes, bem como a perda de sinal por via de ruído obtido com a utilização de uma ligação à placa de som do computador.

No âmbito desta dissertação está a ser preparado um artigo e uma apresentação para o 13º CNM (Congresso Nacional de Manutenção da APMI), que decorre nos dias 19 e 20 Novembro de 2015, no centro de congressos de Aveiro.

9 Bibliografia

- [1] R. J. N. a. W. I. Ahmed, "A Baseline Study for On-Line Condition Monitoring of Induction Machines," em *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004)*, Brisbane, Australia, 2004.
- [2] WEG, "Motores Eléctricos : Guia de Especificação.". 2012.
- [3] J. G. B. d. Silva, "Aplicação da Análise de Componentes Principais (PCA) no Diagnóstico de Defeitos em Rolamentos Através da Assinatura Eléctrica de Motores de Indução," Itajubá, 2008.
- [4] A. J. M. C. José L. H. Silva, "Diagnóstico de Avarias nos Rolamentos de Motores de Indução Trifásicos".
- [5] Procel Industria, Motor Eléctrico - Guia Básico/Eletróbr'as, Brasília: Link Design, 2009.
- [6] DGEG&MEE, "PORDATA," 2012. [Online]. Available:
<http://www.pordata.pt/Portugal/Ambiente+de+Consulta/Tabela>.
- [7] C. R. d. Costa, "Aplicações Eficientes com Motores Eléctricos de Elevado Rendimento," em *Colégio de Engenharia Geológica e de Minas*, Lisboa, 2011.
- [8] B.-S. Y. W.-H. C. a. J.-S. K. Tian Han, "Fault Diagnosis System of Induction Motors Based on Neural Network and Genetic Algorithm Using Stator Current Signals," vol. Volume 2006, 2006.
- [9] M. H. Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," vol. vol47, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2000, pp. pp.948-993.
- [10] L. a. R. X. Gao, *Condition Monitoring and Control for Intelligent Manufacturing*, Springer, 2006.
- [11] G. K. S. a. A. S. A. Kazzaz, Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research- a survey, vol. vol 64, *Electric Power Systems Research*, 2003, pp. pp 145-158.
- [12] P. Tavner, "Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines," em *IET*, 2008.
- [13] WEG, "Motor Eléctrico Trifásico". 2012.
- [14] B. G. a. H. R. Hiziroglu, *Electric machinery and transformers*, Oxford University Press, USA, 2001.
- [15] ELD, "Catálogo de Motores Eléctricos," 2000, 2001.
- [16] Guanglu Motor, "Catálogo de Motores Eléctricos GL/Y3 Series Motor".
- [17] *Rotating electrical machines - Part 1: Rating and performance*, 2010.
- [18] *Rotating electrical machines - Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests (excluding machines for traction vehicles).*, 2007.
- [19] *Rotating electrical machines - Part 14: Mechanical vibrations of certain machines of shaft heights 56 mm and higher - Measurements, evaluation and limits of vibration severity.*
- [20] *Mechanical vibration - Evaluation of machine vibration by measurements on non-rotating parts - Part 8 : Reciprocating compressor systems.*, 2014.

- [21] *Mechanical vibration of rotating and reciprocating machinery - Requirements for instruments for measuring vibration severity.*, 1975.
- [22] “Referência da Internet :
Fator de Potência,” <http://www.eletrica.info/fr/fator-de-potencia-o-que-e/comment-page-1/>.
- [23] L. A. G. d. Cabo, “Análisis de la norma IEC 60034-2-1. Aplicación en la determinación de las pérdidas y el rendimiento de motores de inducción trifásicos.”. *Ingeniería Técnica Industrial, Especialidad en Electricidad*.
- [24] M. V. Guedes, “O Motor de Indução Trifásico - Selecção e Aplicação,” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, FEUP, 1994.
- [25] *Rotating electrical machines - Part 12: Starting performance of single-speed three-phase cage induction motors*, 2002.
- [26] C. F. d. E. T. C. S. d. Fonseca, “Apostila de Acionamentos Elétricos,” 2005.
- [27] *Rotating electrical machines - Part 9: Noise limit.*, 2007.
- [28] L. d. L. d. O. J. G. B. d. S. G. L.-T. a. L. E. B. d. S. E. L. Bonaldi, “Predictive Maintenance by Electrical Signature Analysis to Induction Motors,” em *InTech*, 2012.
- [29] L. A. Ferreira, “Estratégias de Manutenção e Análise de Riscos Industriais,” em *1º Encontro Luso-Brasileiro de Manutenção*, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2003.
- [30] F. C. d. C. W. K. T. M. A. Bonifácio, “Manutenção Industrial: Uma Estratégia para Redução do Passivo Ambiental,” 2003.
- [31] M. H. M. Cesar da Costa, “INSTRUMENTO DE ANÁLISE E DIAGNÓSTICO EM MÁQUINAS,” Sinergia, São Paulo, 2011.
- [32] I. 729, *ANSI/IEEE Std 729-1983 Glossary of Software Engineering Terminology. Establis definitions for most of the software engineering terms in general use.*
- [33] P. O'Donnell, ““Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations - Parts I,II,III”,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1985.
- [34] E. L. O. a. J. C. A. E. P. Cornell, “Improved motors for utility applications-volume 1,” EPRI, 1982.
- [35] Soto, “Causas, Danos, Queima, típicas de Falhas em Enrolamentos de Motores Elétricos Trifásicos,” <http://www.sotofilhos.com.br/biblioteca/Noticias/Causas,%20Danos,%20Queima,%20tipicas%20de%20Falhas%20em%20Enrolamentos%20de%20Motores%20Eletricos%20Trifasicos.html>.
- [36] “INTERPRETACION DE FALLAS EN MOTORES ELECTRICOS,” <http://www.ing.unlp.edu.ar/sispot/Libros%202007/libros/cme/vol-08/2ape17/cm-a17.htm>.
- [37] “Principais avarias num motor de indução,”
<http://avariasnummotordeinducacao.blogspot.pt/2007/01/principais-avarias-de-um-motor-de.html>, 2007.
- [38] T. C. I. S. L. a. D. H. S. Nandi, “Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2011, pp. pp. 1673-1683.

- [39] K. S. V. Khadim Moin Siddiqui, "Health Monitoring and Fault Diagnosis in Induction Motor- A Review," *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 2014.
- [40] Minebea, "Ball Bearing Components," <http://www.nmbtc.com/bearings/white-papers/what-is-a-ball-bearing/>.
- [41] M. Eng. Paulo Mário R. da Cunha, "Previsão de Falha de Rolamentos por Análise Espectral e de Envelope".
- [42] M. I. a. E. B. Lucia Frosini, "Stator Current and Motor Efficiency as Indicators for Different Types of Bearing Faults in Induction Motors," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, VOL. 57, NO. 1, 2010.
- [43] R. R. H. T. G. e. S. J. R. Obaid, "Stator Current Analysis For Bearing Damage Detection in Induction Motors," 2003, pp. pp.182-187.
- [44] S. M. I. Mohamed El Hachemi Benbouzid, "A Review of Induction Moor Signature Analysis as a Medium for Faults Detection," Aachen, Germany, 2000.
- [45] J. M. Cardoso, *Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos*, Coimbra: Coimbra Editora, 1991.
- [46] W. Henseler, "WRH PREDITIVA - ANÁLISE DE VIBRAÇÕES - BALANCEAMENTO DE VENTILADORES," WRH, [Online]. Available: <http://www.wrhpreditiva.com.br/Fotosrolamento2220.htm>.
- [47] S. K. A. S. K.Vinoth Kumar, "A Review of Voltage and Current Signature Diagnosis in Industrial," *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)*, pp. 75-82, 2011.
- [48] W. T. T. e. M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *Industry Applications Magazine*, vol. vol.7, pp. pp.26-34, 2001.
- [49] P. P. e. P. B. H. Douglas, "The Detection of Interturn Stator Faults in Doubly-Fed Induction Generators," *Industry Application Conference. Fourtieth IAS Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1097-1102, 2005.
- [50] R. H. R. J. O. F. A. S. A. C. H. A. Antunes, "A Aplicação da Técnica de Análise de Corrente Para Detecção de Barras Quebradas nos Motores de Indução Trifásicos na "Arcelormittal Tubarão"".
- [51] N. M. e. R. Dahiya, "Condition Monitoring Methods, Failure Identification and Analysis for Induction Machines," *International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing*, vol. vol. 3, pp. pp. 10-17, 2009.
- [52] M. S. Rui Francisco Martins Marçal, "Um Método para Detectar Falhas Incipientes em Máquinas Rotativas Baseado em Análise de Vibrações e Lógica Fuzzy," Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRGS, Porto Alegre, 2000.
- [53] H. A. T. e. X. L. S. Nandi, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors - A Review," em *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005.
- [54] G. S. Y. e. B. S. A. Siddique, "A review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors," em *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005.
- [55] W. d. A. D. D. V. V. Carlos Eduardo Ferreira do Nascimento, "Instrumento Virtual de Detecção e Diagnóstico de Barras Quebradas em Motores Elétricos de Indução Baseado em Análise Espectral da

- Corrente de Estator,” Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, São Paulo, 2013.
- [56] M. P. Nichterwitz, “Estudo Comparativo entre os métodos do valor de pico (peakvue) e da demodulação de sinais de vibração (envelope) na previsão de falhas em rolamentos,” Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2013.
- [57] J. Carvill, *Mechanical Engineer’s Data Handbook*, Butterworth-Heinemann, 2000.
- [58] R. H. R. J. d. O. F. A. S. A. C. Harison Araújo Antunes, “A Aplicação da Técnica de Análise de Corrente para Detecção de Barras Quebradas nos Motores de Indução Trifásicos na Arcelormittal Tubarão,” 2009.
- [59] W. E. Rosa e A. M. B. Silva, “Detecção de Falhas em Motores Elétricos Via Análise de Corrente e Fluxo Magnético,” Universidade de Uberaba, 2012.
- [60] G. a. F. C.J.Verucchi, “A Review on Fault Diagnosis of Induction Machines,” Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas – CONICET, Grupo Intelymec - Facultad de Ingeniería - Universidad del Centro de la Provincia de Buenos Aires, Argentina, 2008.
- [61] A. G. Águas, “Otimização de um sistema online de detecção de falhas em motores de indução,” FCT-UNL, 2013.
- [62] *Mechanical vibration of non-reciprocating machines - Measurements on rotating shafts and evaluation criteria - Part 1: General guidelines*, 1996.
- [63] *Working draft for technical report - Mechanical vibration - Methodology for selecting appropriate machinery vibration standards.*, 2011.
- [64] *Mechanical vibration- Rotor balancing - Part 21: Description and evaluation of balancing machines.*, 2013.
- [65] B. S. G. a. H. R. Hizirolu, *Electrical machinery and transformers*, Oxford University Press, USA, 2001.
- [66] NSK, “Vibrações Mecânicas Aplicadas à Manutenção”.

Anexo A – Grupo das normas pertencentes à norma IEC60034.

Assunto	Entrada Normativa 1)				
	IEC	ABNT (NBR)	NEMA (EUA)	DIN / VDE Alemanha	CSA Canadá
Especificação	60034-1 60034-12	7094	MG 1 Parte 1, 10 e 20	DIN EN 60034-1 DIN EN 60034-12 DIN VDE 0530-8	C 22.2 Nº 100
Padronização Dimensões	60072	5432	MG 1 Parte 4 e 11	DIN 42673-1 DIN 42677-1	2)
Método de Ensaio	60034-2	5383-1	MG 1 Parte 12	DIN EN 60034-2 DIN VDE 0530-8	C 22.2 Nº 100
Formas construtivas	60034-7	5031	MG 1 Parte 4	DIN EN 60034-7	2)
Graus de proteção	60034-5	9884	MG 1 Parte 5	DIN EN 60034-5	2)
Métodos de resfriamento	60034-6	5110	MG 1 Parte 6	DIN EN 60034-6	2)
Limites de vibração	60034-14	7094	MG 1 Parte 7	DIN EN 60034-14	2)
Nível de ruído	60034-9	7565	MG 1 Parte 9	DIN EN 60034-9	2)
Padronização Potência x Carcaça	60072	8441	MG 1 Parte 13	DIN 42673-1 DIN 42677-1	2)
Equipamento elétrico para atmosferas explosivas	60079- 0 60079-10 60079-14	9518			C22.2N.145M
Proteção Ex-n	6079-15				
Proteção Ex-e	60079- 7	9883			
Proteção Ex-p	60079- 2	5420 NB 169			
Proteção Ex-d	60079- 1	5363 EB 239			

Figura A.1 – Grupo das normas pertencentes à IEC60034.

Anexo B – Condições mínimas de funcionamento consoante a categoria de motor do Arranque de motores de indução trifásica do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma 60034-12.

5 Designation

5.1 General

Motors designed according to this standard are classified according to subclauses 5.2 to 5.5.

5.2 Design N

Normal starting torque three-phase cage induction motors intended for direct-on-line starting, having 2, 4, 6 or 8 poles and rated from 0,4 kW to 1 600 kW.

5.3 Design NY

Motors similar to design N, but intended for star-delta starting. For these motors in star-connection, minimum values for T_1 and T_U are 25 % of the values of design N, see table 1.

5.4 Design H

High starting torque three-phase cage induction motors with 4, 6 or 8 poles, intended for direct-online starting, and rated from 0,4 kW to 160 kW at a frequency of 60 Hz.

5.5 Design HY

Motors similar to design H but intended for star-delta starting. For these motors in star-connection, minimum values for T_1 and T_U are 25 % of the values of design H, see table 4.

6 Design N requirements

6.1 Torque characteristics

The starting torque is represented by three characteristic features. These features shall be in accordance with the appropriate values given in table 1 or table 5. The values in table 1 and table 5 are minimum values at rated voltage. Higher values are allowed.

The motor torque at any speed between zero and that at which breakdown torque occurs shall be not less than 1,3 times the torque obtained from a curve varying as the square of the speed and being equal to rated torque at rated speed. However, for 2-pole motors with type of protection 'e – increased safety' having a rated output greater than 100 kW, the motor torque at any speed between zero and that at which breakdown torque occurs shall not be less than 1,3 times the torque obtained from a curve varying as the square of the speed and being equal to 70 % rated torque at rated speed. For motors with type of protection 'e', the three characteristic torques shall be in accordance with the appropriate values given in table 5

NOTE The factor 1,3 has been chosen with regard to an undervoltage of 10 % in relation to the rated voltage at the motor terminals during the acceleration period.

6.2 Locked rotor apparent power

The locked rotor apparent power shall be not greater than the appropriate value given in table 2 or table 6. The values given in table 2 and table 6 are independent of the number of poles and are maximum values at rated voltage. For motors with type of protection 'e', locked rotor apparent power shall be in accordance with the appropriate values given in table 6

6.3 Starting requirements

Motors shall be capable of withstanding two starts in succession (coasting to rest between starts) from cold conditions and one start from hot after running at rated conditions. The retarding torque due to the driven load will be in each case proportional to the square of the speed and equal to the rated torque at rated speed with the external inertia given in table 3 or table 7.

In each case, a further start is permissible only if the motor temperature before starting does not exceed the steady temperature at rated load. However, for 2-pole motors with type of protection 'e – increased safety' having a rated output greater than 100 kW, the retarding torque due to the driven load is proportional to the square of the speed and equal to 70 % rated torque at rated speed, with the external inertia given in table 7. After this starting, load with rated torque is possible.

NOTE It should be recognized that the number of starts should be minimized since these affect the life of the motor.

7 Design NY starting requirements

The starting requirements are as for design N. In addition, however, a reduced retarding torque is necessary as the starting torque in 'star connection' may be insufficient to accelerate some loads to an acceptable speed.

NOTE It should be recognized that the number of starts should be minimized since these affect the life of the motor.

8 Design H requirements

8.1 Starting torque

The starting torque is represented by three characteristic features. These features shall be in accordance with the appropriate values given in table 4. These values are minimum values at rated voltage. Higher values are allowed.

8.2 Locked rotor apparent power

The locked rotor apparent power shall be not greater than the appropriate value given in table 2. The values in table 2 are independent of the number of poles and are maximum values at rated voltage.

8.3 Starting requirements

Motors shall be capable of withstanding two starts in succession (coasting to rest between starts) from cold conditions, and one start from hot after running at rated conditions. The retarding torque due to the driven load is assumed to be constant and equal to rated torque, independent of speed, with an external inertia of 50 % of the values given in table 3.

In each case, a further start is permissible only if the motor temperature before starting does not exceed the steady temperature at rated load.

NOTE It should be recognized that the number of starts should be minimized since these affect the life of the motor.

Table 1 – Minimum values of torques for design N

Range of rated output kW	Number of poles											
	2			4			6			8		
	T_l	T_u	T_b	T_l	T_u	T_b	T_l	T_u	T_b	T_l	T_u	T_b
$0,4 \leq P_N \leq 0,63$	1,9	1,3	2,0	2,0	1,4	2,0	1,7	1,2	1,7	1,5	1,1	1,6
$0,63 < P_N \leq 1,0$	1,8	1,2	2,0	1,9	1,3	2,0	1,7	1,2	1,8	1,5	1,1	1,7
$1,0 < P_N \leq 1,6$	1,8	1,2	2,0	1,9	1,3	2,0	1,6	1,1	1,9	1,4	1,0	1,8
$1,6 < P_N \leq 2,5$	1,7	1,1	2,0	1,8	1,2	2,0	1,6	1,1	1,9	1,4	1,0	1,8
$2,5 < P_N \leq 4,0$	1,6	1,1	2,0	1,7	1,2	2,0	1,5	1,1	1,9	1,3	1,0	1,8
$4,0 < P_N \leq 6,3$	1,5	1,0	2,0	1,6	1,1	2,0	1,5	1,1	1,9	1,3	1,0	1,8
$6,3 < P_N \leq 10$	1,5	1,0	2,0	1,6	1,1	2,0	1,5	1,1	1,8	1,3	1,0	1,7
$10 < P_N \leq 16$	1,4	1,0	2,0	1,5	1,1	2,0	1,4	1,0	1,8	1,2	0,9	1,7
$16 < P_N \leq 25$	1,3	0,9	1,9	1,4	1,0	1,9	1,4	1,0	1,8	1,2	0,9	1,7
$25 < P_N \leq 40$	1,2	0,9	1,9	1,3	1,0	1,9	1,3	1,0	1,8	1,2	0,9	1,7
$40 < P_N \leq 63$	1,1	0,8	1,8	1,2	0,9	1,8	1,2	0,9	1,7	1,1	0,8	1,7
$63 < P_N \leq 100$	1,0	0,7	1,8	1,1	0,8	1,8	1,1	0,8	1,7	1,0	0,7	1,6
$100 < P_N \leq 160$	0,9	0,7	1,7	1,0	0,8	1,7	1,0	0,8	1,7	0,9	0,7	1,6
$160 < P_N \leq 250$	0,8	0,6	1,7	0,9	0,7	1,7	0,9	0,7	1,6	0,9	0,7	1,6
$250 < P_N \leq 400$	0,75	0,6	1,6	0,75	0,6	1,6	0,75	0,6	1,6	0,75	0,6	1,6
$400 < P_N \leq 630$	0,65	0,5	1,6	0,65	0,5	1,6	0,65	0,5	1,6	0,65	0,5	1,6
$630 < P_N \leq 1\ 600$	0,5	0,3	1,6	0,5	0,3	1,6	0,5	0,3	1,6	0,5	0,3	1,6

NOTE The values given are per unit T_N .

Table 2 – Maximum values of locked rotor apparent power for design N and H

Range of rated output kW	S_l
$0,4 \leq P_N \leq 6,3$	13
$6,3 < P_N \leq 25$	12
$25 < P_N \leq 63$	11
$63 < P_N \leq 630$	10
$630 < P_N \leq 1\ 600$	9

NOTE S_l is expressed as a per unit value of PN (kVA/kW).

Table 3 – External inertia (J)

Number of poles	2		4		6		8	
Frequency Hz	50	60	50	60	50	60	50	60
Rated output kW	Moment of inertia kg m ²							
0,4	0,018	0,014	0,099	0,074	0,273	0,205	0,561	0,421
0,63	0,026	0,020	0,149	0,112	0,411	0,308	0,845	0,634
1,0	0,040	0,030	0,226	0,170	0,624	0,468	1,28	0,960
1,6	0,061	0,046	0,345	0,259	0,952	0,714	1,95	1,46
2,5	0,091	0,068	0,516	0,387	1,42	1,07	2,92	2,19
4,0	0,139	0,104	0,788	0,591	2,17	1,63	4,46	3,34
6,3	0,210	0,158	1,19	0,889	3,27	2,45	6,71	5,03
10	0,318	0,239	1,80	1,35	4,95	3,71	10,2	7,63
16	0,485	0,364	2,74	2,06	7,56	5,67	15,5	11,6
25	0,725	0,544	4,10	3,07	11,3	8,47	23,2	17,4
40	1,11	0,830	6,26	4,69	17,2	12,9	35,4	26,6
63	1,67	1,25	9,42	7,06	26,0	19,5	53,3	40,0
100	2,52	1,89	14,3	10,7	39,3	29,5	80,8	60,6
160	3,85	2,89	21,8	16,3	60,1	45,1	123	92,5
250	5,76	4,32	32,6	24,4	89,7	67,3	184	138
400	8,79	6,59	49,7	37,3	137	103	281	211
630	13,2	9,90	74,8	56,1	206	155	423	317
1 600	30,6	23	173	130	477	358	979	734

NOTE 1 The values of inertia given are in terms of mr^2 where m is the mass and r is the mean radius of gyration.

NOTE 2 Moment of inertia is defined in ISO 31/3 1992, Number 3-7.

NOTE 3 For intermediate and higher values, external inertia shall be calculated according to the following formula from which the values in the table have been calculated:

- for 50 Hz motors $J = 0,04P^{0,9}p^{2,5}$
- for 60 Hz motors $J = 0,03P^{0,9}p^{2,5}$

where: J is the external inertia in kg m²;
 P is the output in kW;
 p is the number of pairs of poles.

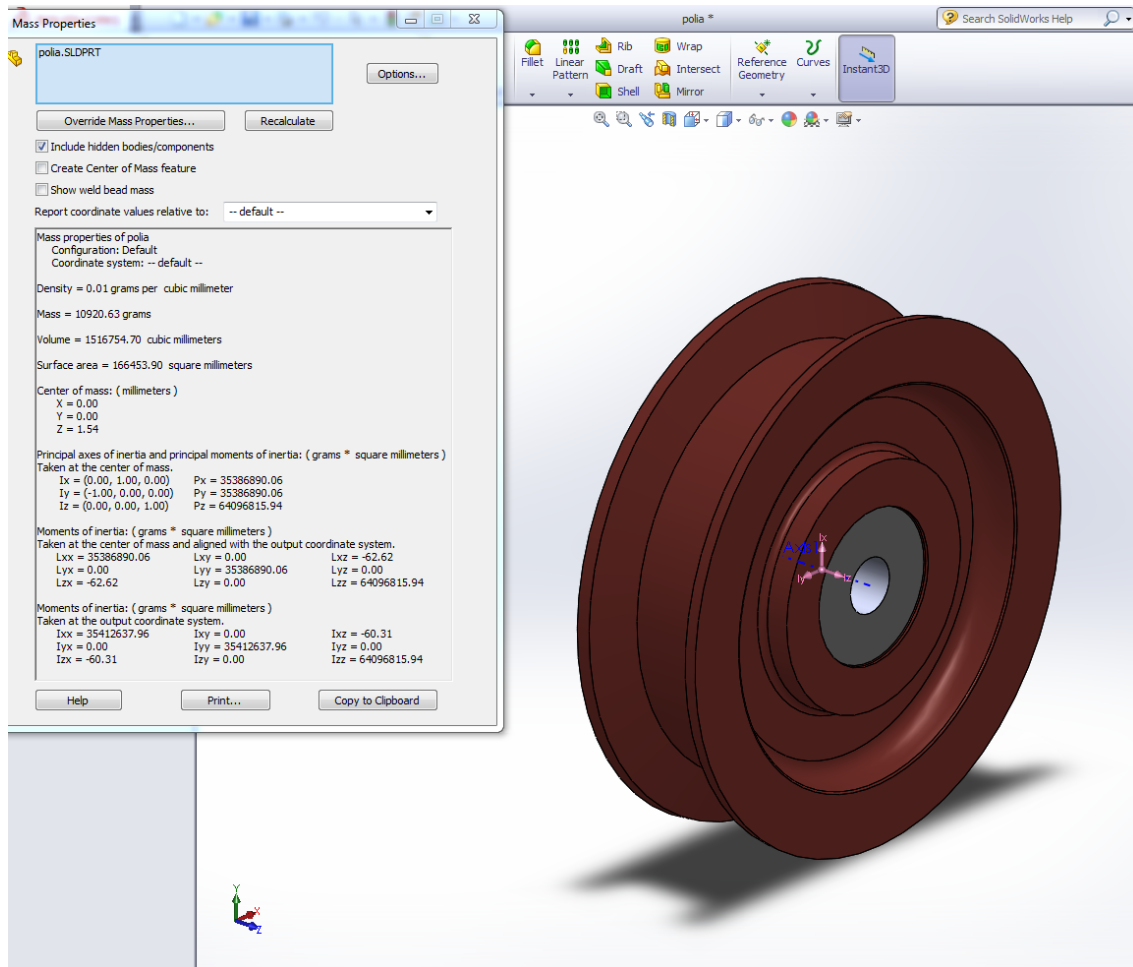


Figura B.1 – Matriz inercial calculada da polia modelada em Solidworks.

Anexo C – Tolerâncias elétricas e mecânicas aplicadas aos motores de indução trifásica com rotor do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma IEC60034-1.

Performance characteristic		Permissible tolerance	Notes
Efficiency	indirect calculation	- 15% of (1- η) $P_N \leq 50$ kW	
	direct method	- 10% of (1- η) $P_N > 50$ kW - 15% of (1- η)	
Power factor		$\frac{1 - \cos \phi}{6}$	min 0.02 max 0.07
Slip	at rated load operating temperature	$\pm 20\% \alpha \tau \prod_N \geq 1$ kW	
Starting current	in the planned starting circuit	+ 20% + 10% for frame size 56 - 160	without restriction downwards
Starting torque		- 15% and + 25%	
Pull-up torque		- 15 %	
Pull-out torque		- 10%	with the applications of the tolerance T_E/T_N at least 1.6
Moment of inertia		$\pm 10\%$	
Noise level		+ 3 dB(A)	sound pressure level

Figura C.1 – Tolerâncias elétricas e mecânicas aplicadas ao MIT de acordo com a norma IEC60034-1.

Estas tolerâncias são especificadas tendo em conta as tolerâncias de fabrico e do tipo de materiais e das suas dilatações.

Anexo D – Potência sonora admissível para motores de indução trifásica com rotor do tipo gaiola de esquilo de acordo com a norma IEC60034-1.

Table 1 – Maximum A-weighted sound power level, L_{WA} in dB, at no-load (excluding motors according to table 2)
(Method of cooling, IC code, see IEC 60034-6)
(Degree of protection, IP code, see IEC 60034-5)

Rated speed n_n min^{-1}	$n_n \leq 960$			$960 < n_n \leq 1320$			$1320 < n_n \leq 1900$			$1900 < n_n \leq 2360$			$2360 < n_n \leq 3150$			$3150 < n_n \leq 3750$		
	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7	IC01 IC11 IC21	IC411 IC511 IC611	IC31 IC71W IC81W IC8A1W7
Methods of cooling (simplified code)	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2	Note 1	Note 2	Note 1	Note 2	Note 1	Note 2	Note 2
Rated output P_n kW (or kVA)	73	73	76	76	77	78	79	81	81	81	84	82	88	82	88	88	88	88
$1 \leq P_n \leq 1,1$	74	74	78	81	82	85	83	85	85	88	88	86	91	86	91	91	91	91
$1,1 < P_n \leq 2,2$	77	78	82	85	86	89	86	90	89	93	93	93	95	93	95	95	95	95
$2,2 < P_n \leq 5,5$	81	82	85	88	90	93	90	93	93	97	97	97	98	97	98	98	98	98
$5,5 < P_n \leq 11$	84	86	88	91	94	97	93	97	96	100	100	97	100	97	100	100	100	100
$11 < P_n \leq 22$	87	90	91	94	98	102	96	100	99	102	104	101	102	101	102	102	102	102
$22 < P_n \leq 37$	90	93	94	97	100	103	98	102	101	104	106	103	104	103	104	104	104	104
$37 < P_n \leq 55$	93	96	97	100	103	106	101	104	103	106	108	105	106	105	106	106	106	106
$55 < P_n \leq 110$	97	99	100	103	106	109	103	107	105	109	111	107	110	107	110	110	110	110
$110 < P_n \leq 220$	99	102	105	108	111	114	106	111	109	113	116	110	113	110	113	113	113	113
$220 < P_n \leq 550$	101	105	108	111	114	117	108	113	111	115	118	111	114	111	114	114	114	114
$550 < P_n \leq 1100$	103	107	110	113	116	119	109	113	111	115	118	112	115	112	115	115	115	115
$1100 < P_n \leq 2200$	105	109	112	115	118	121	111	115	113	117	120	114	117	114	117	117	117	117
$2200 < P_n \leq 5500$																		

NOTES
1 Typical enclosure classification IP22 or IP23.
2 Typical enclosure classification IP44 to IP55.

Figura D.1 – Valores de potência sonora admissível de acordo com a velocidade do motor .

**Table 2 – Maximum A-weighted sound power level, L_{WA} in dB, at no-load
(for single-speed three-phase cage induction motors IC01, IC11,
IC21, IC411, IC511, IC611)**

Rated output, P_N kW	8 pole		6 pole		4 pole		2 pole	
	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz	50 Hz	60 Hz
$1,0 < P_N \leq 2,2$	71	71	71	71	71	71	81	85
$2,2 < P_N \leq 5,5$	76	76	76	76	76	76	86	88
$5,5 < P_N \leq 11$	80	80	80	80	81	81	91	91
$11 < P_N \leq 22$	84	84	84	84	88	88	94	94
$22 < P_N \leq 37$	87	87	87	87	91	91	96	100
$37 < P_N \leq 55$	89	90	90	91	94	95	98	101
$55 < P_N \leq 110$	92	93	94	95	97	98	100	104
$110 < P_N \leq 220$	96	97	98	99	101	102	103	107
$220 < P_N \leq 400$	98	99	101	102	105	106	107	110

**Table 3 – Incremental expected increase, over no-load condition,
in A-weighted sound power levels, ΔL_{WA} in dB
(for rated load condition for motors according to table 2)**

Rated output, P_N kW	8 pole	6 pole	4 pole	2 pole
$1,0 < P_N \leq 11$	8	7	5	2
$11 < P_N \leq 37$	7	6	4	2
$37 < P_N \leq 110$	6	5	3	2
$110 < P_N \leq 400$	5	4	3	2

NOTES

- 1 This table gives the maximum expected increase rated load condition to be added to any declared no-load value.
- 2 The values apply to both 50 Hz and 60 Hz supplies.

7 Declaration and verification of noise emission values

A machine can be declared to comply with this standard if during a verification test under the conditions specified in clause 5, the measured sound power level of the machine does not exceed the value specified in clause 6.

Figura D.2 – Valores de potência sonora admissível de acordo com a potência e o número de pólos do motor.

Anexo E – Equipamento de acionamento mecânico utilizado.

Tabela E.1 – Características técnicas do motor GL90L-4.

TECHNICAL DATA OF GL SERIES																
	Frame reference and size	Rated power		Full load current at rated voltage			Full load speed in revolutions per minuter	Frequency at constant power	Direct on line starting torque ratio	Direct on line pull out torque ratio	Direct on line starting current ratio	Efficiency	Power factor	Mean sound pressure level @1m on no load	Weight	Rotor inertia WK ²
NO.	Type	Power		Amps (A)			Speed r/min	Frequency (HZ)	LRT/RLT	BDT/RLT	LRA/RLA	η (%)	Power factor (cos ϕ)	Noise LwdB(A)	Weight kg	J kgm ²
		kW	HP	380V	400V	415V										
1	GL561-2	0.09	0.12	0.29	0.27	0.26	2700	50	2.2	2.1	5.2	62	0.77	57	3.8	0.00018
2	GL562-2	0.12	0.16	0.37	0.35	0.33	2700	50	2.2	2.1	5.2	64	0.78	57	4	0.00023
3	GL63M1-2	0.18	0.25	0.53	0.5	0.49	2720	50	2.3	2.3	5.5	65	0.8	61	4.5	0.00031
4	GL63M2-2	0.25	0.34	0.69	0.65	0.63	2720	50	2.3	2.3	5.5	68	0.81	61	4.7	0.0006
5	GL71M1-2	0.37	0.5	1.01	0.96	0.92	2755	50	2.2	2.3	6.1	69	0.81	64	6	0.00075
6	GL71M2-2	0.55	0.75	1.38	1.3	1.26	2790	50	2.3	2.3	6.1	74	0.82	64	6.3	0.0009
7	GL80M1-2	0.75	1	1.77	1.67	1.6	2845	50	2.3	2.2	6.1	75	0.83	67	10	0.0012
8	GL80M2-2	1.1	1.5	2.61	2.34	2.24	2835	50	2.3	2.2	6.9	76.2	0.84	67	11	0.0014
9	GL90S-2	1.5	2	3.46	3.29	3.15	2850	50	2.3	2.2	7.0	78.5	0.84	72	13	0.0029
10	GL90L-2	2.2	3	4.85	4.6	4.4	2855	50	2.3	2.2	7.0	81	0.85	72	14	0.0055
11	GL100L-2	3	4	6.34	6.02	5.77	2860	50	2.3	2.2	7.5	82.6	0.87	76	24	0.0109
12	GL112M-2	4	5.5	8.2	7.8	7.46	2880	50	2.3	2.2	7.5	84.2	0.88	77	28	0.0126
13	GL132S1-2	5.5	7.5	11.1	10.5	10.1	2900	50	2.3	2.2	7.5	85.7	0.88	80	40	0.0377
14	GL132S2-2	7.5	10	14.9	14.15	13.56	2900	50	2.3	2.2	7.5	87	0.88	80	43	0.0499
15	GL160M1-2	11	15	21.3	20.2	19.4	2930	50	2.3	2.2	7.5	88	0.89	86	83	0.055
16	GL160M2-2	15	20	28.8	27.4	26.2	2930	50	2.3	2.2	7.5	89	0.89	86	90	0.075
17	GL160L-2	18.5	25	34.7	32.97	31.6	2930	50	2.3	2.2	7.5	90	0.9	86	104	0.124
18	GL561-4	0.06	0.08	0.23	0.22	0.21	1300	50	2.1	2.0	4.0	56	0.7	48	3.8	0.0003
19	GL562-4	0.09	0.12	0.33	0.31	0.3	1300	50	2.1	2.0	4.0	58	0.72	48	4	0.0004
20	GL63M1-4	0.12	0.18	0.44	0.42	0.4	1310	50	2.2	2.1	4.4	57	0.72	52	4.5	0.0005
21	GL63M2-4	0.18	0.25	0.62	0.59	0.56	1310	50	2.2	2.1	4.4	60	0.73	52	4.7	0.0006
22	GL71M1-4	0.25	0.34	0.79	0.75	0.72	1340	50	2.2	2.1	5.2	65	0.74	55	6	0.0008
23	GL71M2-4	0.37	0.5	1.12	1.1	1	1340	50	2.2	2.1	5.2	67	0.75	55	6.3	0.0013
24	GL80M1-4	0.55	0.75	1.52	1.44	1.38	1390	50	2.3	2.4	5.2	71	0.75	58	10	0.0018
25	GL80M2-4	0.75	1	1.95	1.85	1.77	1390	50	2.3	2.3	6.0	73	0.76	58	11	0.0021
26	GL90S-4	1.1	1.5	2.85	2.7	2.6	1390	50	2.3	2.3	6.0	76.2	0.77	61	12	0.0023
27	GL90L-4	1.5	2	3.72	3.53	3.39	1400	50	2.3	2.3	6.0	78.5	0.78	61	14	0.0027
28	GL100L1-4	2.2	3	5.09	4.83	4.6	1420	50	2.3	2.3	7.0	81	0.81	64	23	0.0054
29	GL100L2-4	3	4	6.78	6.4	6.17	1420	50	2.3	2.3	7.0	82.6	0.82	64	25	0.0067
30	GL112M-4	4	5.5	8.8	8.36	8	1435	50	2.3	2.3	7.0	84.2	0.82	65	29	0.0095

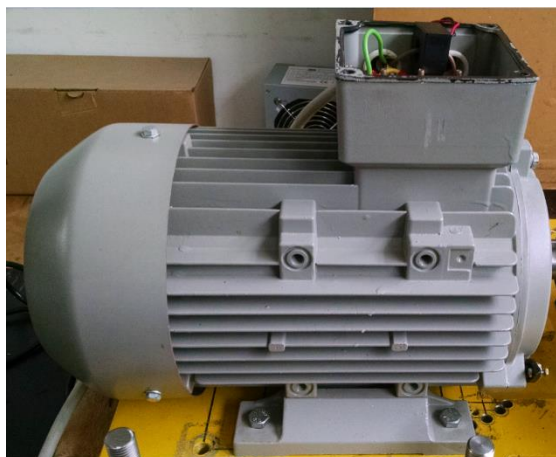


Figura E.1 – Motor GL90L-4.

Tabela E.2 – Características Técnicas do Motor VL90S4.

ELECTRONIC *line*MOTORES ELÉTRICOS ELECTRIC MOTORS MOTORES ELECTRÍCOS
VELA

4 póles / 4 polos / 4 pólos												
Type Tipo	P _n		n _n	C _n	I _n (400V)	η	cos φ	I _a I _n	C _a C _n	C _{max} C _n	J [Kg m ²]	Kg
	[kW]	[HP]	[min ⁻¹]	[Nm]	[A]	%						
56B4	0.09	0.12	1350	0.65	0.44	56.0	0.6	2.3	1.8	2.0	0.00050	3.0
63A4	0.12	0.16	1350	0.85	0.46	63.0	0.66	5.0	2.3	2.2	0.00070	3.6
63B4	0.18	0.25	1350	1.30	0.66	64.0	0.68	5.0	2.3	2.2	0.00080	3.9
71A4	0.25	0.35	1370	1.70	1.1	68.0	0.67	5.0	1.8	2.2	0.00110	5.0
71B4	0.37	0.50	1370	2.60	1.3	68.0	0.70	5.0	1.8	2.2	0.00140	5.7
80A4	0.55	0.75	1360	3.90	1.72	71.0	0.73	5.0	1.8	2.4	0.00130	8.3
80B4	0.75	1.00	1350	5.30	2.14	72.0	0.75	5.0	1.6	2.6	0.00150	9.6
90S4	1.10	1.50	1395	7.50	2.89	76.7	0.79	6.0	1.8	2.6	0.00340	12.2
90L4	1.50	2.00	1395	10.3	3.61	78.5	0.83	6.0	1.8	2.6	0.00360	15.4
100LA4	2.20	3.00	1395	15.1	5.23	81.0	0.81	6.5	1.6	2.4	0.00530	24.6
100LB4	3.00	4.00	1410	20.5	6.8	82.0	0.84	7.0	1.6	2.6	0.00580	26.6
112M4	4.00	5.50	1410	27.1	8.10	85.0	0.84	6.0	1.6	2.4	0.01050	33.6
112N4	5.50	7.50	1410	37.2	12.10	82.0	0.80	6.0	2.3	2.6	0.01300	34.5
132S4	5.50	7.50	1455	36.6	11.4	85.0	0.82	7.5	2.0	2.5	0.03500	52.0
132M4	7.50	10.0	1450	50.3	15.1	86.4	0.83	7.5	2.4	2.9	0.03900	65.0
160M4	11.0	15.0	1450	73.0	21.0	88.5	0.86	7.4	2.4	3	0.045	87.0
160L4	15.0	20.0	1455	99.0	22.1	89.5	0.86	6.1	2.3	2.6	0.075	127
180M4	18.5	25.0	1455	121	34.5	90.0	0.86	6.2	2.3	2.5	0.087	145
180L4	22.0	30.0	1450	145	41.8	90.5	0.84	6.1	2.3	2.2	0.16	152
200L4	30.0	40.0	1455	196	55.0	91.0	0.86	6.8	2.5	2.6	0.20	190
225S4K	37.0	50.0	1470	241	68.4	92.2	0.85	6.7	2.6	2.6	0.27	260
225M4K	45.0	60.0	1470	293	83.0	92.5	0.85	6.9	2.5	2.5	0.32	280
250M4K	55.0	75.0	1475	357	99.4	93.3	0.86	6.8	2.4	2.4	0.50	350
280S4K	75.0	100	1480	484	134	94.0	0.86	7.2	2.1	2.3	1.00	495
280M4K	90.0	125	1485	578	156	94.3	0.88	7.2	2.3	2.3	1.20	545
315S4	110	150	1485	707	191	95.4	0.87	6.8	2.3	2.8	2.19	790
315M4	132	180	1490	848	226	95.9	0.88	7.0	2.4	2.8	2.70	885
315LA4	160	220	1485	1028	272	96.0	0.89	6.8	1.9	2.2	3.57	1110
315LB4	200	270	1485	1285	339	96.0	0.89	6.8	1.9	2.0	3.97	1150

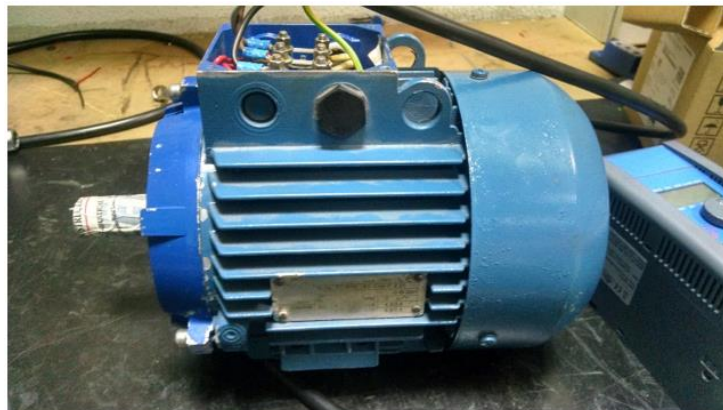


Figura E.2 – Motor VL90S4.

Tabela E.3 – Características Técnicas do Motor ELDT112C.

MOTORES ASÍNCRONOS TRIFÁSICOS tipo T												
4 polos - 400 V - 50 Hz												
TIPO		kW	Hp	rpm	A	cos ϕ	Efficiency %	Mn	M ₀ /Mn	M _m /Mn	I ₀ /I _n	Kg
T 56	A4	0,06	0,08	1340	0,22	0,76	52	0,43	2,0	2,2	2,9	3,6
T 56	B4	0,09	0,12	1340	0,31	0,75	56	0,64	2,2	2,3	3,0	3,7
T 63	A4	0,12	0,17	1360	0,42	0,74	56	0,88	2,2	2,4	3,2	4,0
T 63	B4	0,18	0,25	1350	0,58	0,74	60	1,30	2,1	2,4	3,2	4,2
T 71 C	A4	0,25	0,35	1360	0,85	0,70	61	1,80	2,2	2,5	3,4	4,9
T 71	B4	0,37	0,50	1370	1,1	0,76	64	2,50	2,3	2,6	3,4	6,5
T 80 C	A4	0,55	0,75	1380	1,5	0,75	72	3,65	2,6	2,5	3,9	8,7
T 80 C	B4	0,75	1,00	1410	2,0	0,77	73	5,20	2,6	2,5	3,9	10,4
T 90	S4	1,1	1,50	1420	2,7	0,80	74	7,50	2,5	2,5	4,4	12,0
T 90	L4	1,5	2,00	1420	3,8	0,80	73	10,00	2,6	2,7	4,6	14,2
T 100 C	L4	2,2	3,00	1410	5,1	0,81	79	14,00	2,8	2,6	4,8	18,0
T 100	L4	3,0	4,00	1420	6,7	0,80	82	20,00	2,6	2,5	5,1	22,0
T 112 C	L4	4,0	5,50	1430	8,6	0,82	83	27,00	2,7	2,8	5,2	27,0
T 132 C	S4	5,5	7,50	1440	11,6	0,81	86	36,00	2,6	2,8	5,5	34,5
T 132	L4	7,5	10,0	1460	15,7	0,79	88	49,00	2,7	2,6	5,1	45,9
T 132	L4	9,0	12,50	1460	18,7	0,80	87	58,00	2,5	2,5	5,3	49,0
T 160 C	S4	11,0	15,0	1450	21,5	0,84	88	71,00	2,5	2,5	2,3	69,5



Figura E.3 – Motor ELDT112C.



Figura E.4 – Sistema SDF desenvolvido.

Anexo F – Coeficientes de atrito

86

MECHANICAL ENGINEER'S DATA HANDBOOK

Clutches and brakes (continued)

Materials	Coefficient of friction		Maximum temperature (0°C)	Maximum pressure (bar)
	Wet	Dry		
Powder metal/chrome plated hard steel	0.05–0.1	0.1–0.3	500	20
Wood/cast iron or steel	0.16	0.2–0.35	150	6
Leather/cast iron or steel	0.12–0.15	0.3–0.5	100	2.5
Cork/cast iron or steel	0.15–0.25	0.3–0.5	100	1
Felt/cast iron or steel	0.18	0.22	140	0.6
Vulcanized paper or fibre/cast iron or steel	—	0.3–0.5	100	3
Woven asbestos/cast iron or steel	0.1–0.2	0.3–0.6	250	7–14
Moulded asbestos/cast iron or steel	0.08–0.12	0.2–0.5	250	1
Impregnated asbestos/cast iron or steel	0.12	0.32	350	10
Asbestos in rubber/cast iron or steel	—	0.3–0.40	100	6
Carbon graphite/steel	0.05–0.1	0.25	500	20
Moulded phenolic plastic with cloth base/cast iron or steel	0.1–0.15	0.25	150	7

Figura F.1 – Coeficientes de atrito estático e cinético para vários materiais [55].