



Universidade Federal da Paraíba
Centro de Tecnologia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica
Mestrado - Doutorado

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS PARA DIAGNÓTICO DE FALHAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

por

Carlos Alberto Nóbrega Sobrinho

Tese de Doutorado submetida à Universidade Federal da Paraíba para
obtenção do título de Doutor

CARLOS ALBERTO NÓBREGA SOBRINHO

**ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS PARA
DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Mecânica da Universidade
Federal da Paraíba, em cumprimento às
exigências para obtenção do título de Doutor.

Orientador: Professor Dr. Abel Cavalcante Lima Filho

N754e Nóbrega, Carlos Alberto Nóbrega Sobrinho.
Estudo comparativo de técnicas para diagnóstico de falha
em motores de indução trifásicos / Carlos Alberto Nóbrega
Sobrinho.- João Pessoa, 2015.
139f. : il.
Orientador: Abel Cavalcante Lima Filho
Tese (Doutorado) - UFPB/CT
1. Engenharia mecânica. 2. Motor de indução. 3. Falhas
mecânicas. 4. Técnicas de detecção. 5. Análise espectral.
6. *Wavelet*.

UFPB/BC

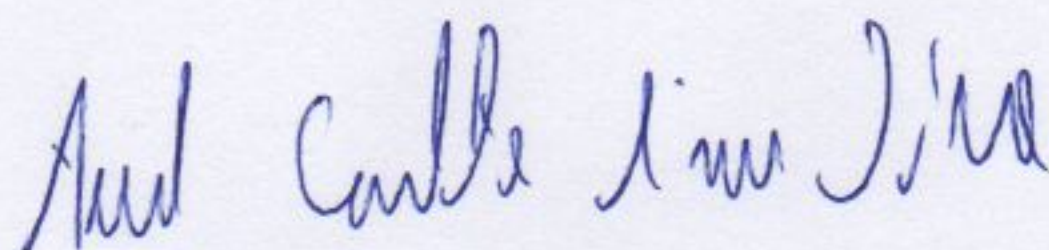
CDU: 621(043)

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS PARA DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

por

CARLOS ALBERTO NÓBREGA SOBRINHO

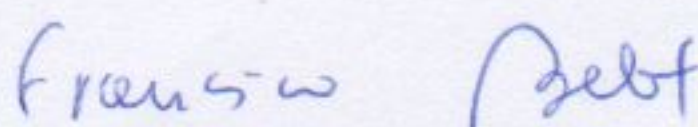
Tese aprovada em 31 de agosto de 2015



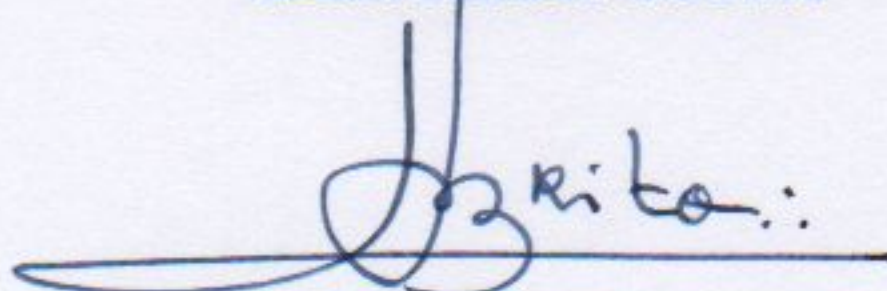
Prof. Dr. Abel Cavalcante Lima Filho
Orientador



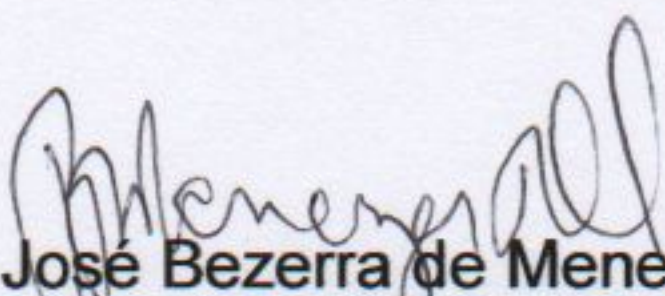
Prof. Dr. Marcelo Cavalcanti Rodrigues
Examinador Interno



Prof. Dr. Francisco Antônio Belo
Examinador Interno



Prof. Dr. Jorge Nei Brito
Examinador Externo



Prof. Dr. José Bezerra de Menezes Filho
Examinador Externo

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a Deus, por estar me iluminando em mais uma etapa da minha vida, aos meus pais Antônio Roberto Nóbrega e Rosa de Lourdes Melo Silva Nóbrega, ao meu irmão Luiz Henrique Melo Silva Nóbrega e a todas as pessoas que contribuíram para minha formação.

AGRADECIMENTOS

À Deus, que me iluminou imensamente durante este período, pois sem Sua providência nada seria possível.

Aos meus pais Antônio Roberto e Rosa de Lourdes, pela dedicação e compreensão em todas as etapas desta e de outras caminhadas.

Ao meu irmão Luiz Henrique, pelo incentivo e apoio durante o decorrer de toda vida.

À minha cunhada Maria Augusta Paraguassú pelo apoio, preocupação e conselhos ao longo desse doutorado.

Aos meus amigos do GPICEEMA Belo, Marcéu Adissi, Ruan Gomes, Ícaro Mafaldo, Hugo Pimentel, Hugo Ricargo, Tássio Borges, Gabriela Lyra, Pedro Granville, Danyelson Barros, Cousteau Borges, por todo seu apoio, dedicação, esforço e compartilhamento de sua experiência no decorrer deste trabalho.

Ao meu orientador Abel Cavalcante Lima Filho pela sua orientação, força e preciosos ensinamentos dispensados durante todo este período de trabalho.

Ao grande professor e amigo, Jobson Francisco da Silva pela construção das bancadas de ensaios, como também dedicação, atenção, preocupação e apoio nas horas difíceis. Aproveito também para agradecer a Sra. Cléa Cavalcante da Silva, pela habilidade e contribuição no decorrer da montagem experimental do protótipo e por sempre ajudar.

Ao meu parceiro de graduação, mestrado e doutorado Sandro Sena pela atenção e companheirismo.

Ao meu amigo Thyago Leite, pelo companheirismo na UFPB e IFPB, bem como nas estradas que ligam essas duas instituições.

Ao meu amigo Manoalysson, pelo companheirismo e compreensão nos momentos difíceis e de ausência.

Aos meus colegas e amigos do IFPB pela compreensão da minha ausência do local de trabalho, e em especial aos “US *BUNITIM DA INFORMÁTICA*” (Paulo Ixtânio, Ramon Leon, Bruno Cavalcante, Thyago Leite e Rogério Cesar) pelo apoio e comprometimento.

À Hanne Bakke (Tatu), que sempre abriu brechas para que esse projeto fosse realizado com mais tranquilidade e por todo o apoio administrativo prestado durante o decorrer deste trabalho. Agradeço, ainda, a PACIÊNCIA na etapa final da tese.

Ao Sr. Olaf Bakke e Sra. Ivonete Bakke, pela atenção, apoio, compreensão e paciência na fase final do projeto.

Ao meu amigo Diógenes Montenegro, por todo esforço nas montagens elétricas e eletrônicas do projeto.

Ao professor Simplício Arnaud pelo grande incentivo na carreira acadêmica.

Ao professor José Bezerra de Menezes Filho, pelo incentivo e exemplo durante minha vida acadêmica.

Ao professor e mais novo amigo Jorge Nei Brito, pelos ensinamentos, atenção e comprometimento.

Sergio e “Solda” pela ajuda na montagem mecânica da bancada de experimentos.

João de Deus [*in memoriam*] pelos momentos de descontração dentro da oficina mecânica e laboratório.

A todos os professores, funcionários e amigos do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, em especial a técnica administrativa Mônica Rodrigues da Silva pela ajuda na parte burocrática do doutorado. Quero destacar também o apoio de Noaldo Sales dos Santos, que sempre nos alegra com seu lado cômico e extrovertido de ser.

A CAPES pelo apoio financeiro.

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS PARA DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

RESUMO

Os motores elétricos são responsáveis por 95% da fonte primária de movimento das nações industrializadas. Desses, 90% são motores de indução trifásicos (MIT), estando presentes em praticamente todos os setores industriais. Devido a sua importância no setor produtivo, existe a necessidade que os mesmos sejam devidamente monitorados evitando interrupções na produção e desastres operacionais. Nesse trabalho foram realizados estudos para diagnósticos de falhas comuns em motores de indução trifásicos visando aplicação industrial. As diferentes técnicas de sensoriamento foram utilizadas e o desempenho de cada método foi analisado. Um sistema embarcado foi desenvolvido com o intuito de se viabilizar as aplicações em campo, cuja instalação pode ser realizada de forma não invasiva e as informações podem ser obtidas em tempo real. A Transformada Rápida de Fourier (FFT) e as técnicas de processamento *wavelet* serão utilizadas como ferramentas matemáticas no tratamento dos dados. Em um primeiro momento, as análises das falhas foram feitas de forma *off-line*, fazendo uso de placas de aquisição de dados e um posterior tratamento das informações. Em um segundo momento, foi desenvolvido o sistema embarcado que faz um monitoramento automático (*online*) da evolução da avaria, que recebe o sinal de corrente do motor e, utilizando processamento local, faz a análise espectral do sinal identificando falhas incipientes. Esses dados ficam disponíveis (*off line* e *on line*) por comunicação com ou sem fios. Para a implementação do sistema embarcado, os algoritmos foram ajustados de modo a respeitar as restrições de recursos do *hardware* embarcado. Através de desenvolvimento teórico e experimental, várias técnicas foram utilizadas e comparadas com o objetivo de se realizar um diagnóstico completo de avaria de MIT. Os resultados experimentais corroboram com os teóricos e foi realizado um estudo aprofundado dos métodos do estado da arte e novas abordagens foram realizadas.

Palavras chaves – Motor de indução, Falhas Mecânicas, Técnicas de Detecção, Análise Espectral, *Wavelet*.

COMPARATIVE STUDY OF FAULT DIAGNOSTIC TECHNIQUES IN THREE PHASE INDUCTION MOTORS

ABSTRACT

Electrical motors are responsible for 95% of primary movement source in industrialized nations. Among those, 90% are Three-Phase Induction Motors, present in almost all industrial sectors. Due to its importance on this sector, there is a need for monitoring them in order to avoid production stops and operational disasters. In this work, studies were conducted on common fault diagnostics in Three-Phase Induction Motors intending industrial applications. Different sensing techniques were used and their performance were analyzed. An embedded system was developed to make field applications with different techniques possible. This installation can be done noninvasively and data collection can be obtained in real time. Fast Fourier Transform (FFT) and wavelet processing techniques are used as tools in mathematical processing of the data. In the first moment, fault analyses were conducted offline making use of data acquisition devices and further processing of the information. In a second phase, the embedded system was used to monitor automatically (online) the evolution of the damage developed. The system receives the motor current signal, and using local processing, conducts the spectral analysis of the signal identifying incipient faults. These data are available for communication with or without wires. For the embedded system implementation, the algorithms were adjusted to comply with the embedded hardware resources restrictions. Through theoretical and experimental development, several techniques were used and compared with the objective of performing a full diagnostic TIM malfunction. The experimental results corroborate the theoretical ones, and it was conducted a detailed study of the methods on the state of the art and new approaches were made.

Keywords – Induction motor, mechanical faults, detection techniques, spectral analysis, wavelet.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I INTRODUÇÃO	20
1.1 INTRODUÇÃO	20
1.2 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TRABALHO	25
1.3 OBJETIVOS	25
1.3.1 Objetivo Geral	25
1.3.2 Objetivos Específicos	25
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE	26
CAPÍTULO II ESTADO DA ARTE	27
2.1 Detecção de falhas por sinais elétricos de alimentação do motor	27
2.2 Detecção de falhas por vibração mecânica e sonora	33
CAPÍTULO III FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	38
3.1 MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALHAS EM MÁQUINAS.....	38
3.2 ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS ESTACIONÁRIOS	41
3.2.1 Transformada Contínua de Fourier	42
3.2.2 Transformada Discreta de Fourier.....	45
3.3 ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS NÃO-ESTACIONÁRIOS	47
3.3.1 Transformada de Fourier de Curta Duração.....	47
3.3.2 Transformada Contínua de <i>Wavelet</i>	52
3.3.3 Transformada <i>Wavelet</i> Discreta	58
3.3.4 Interpretação como Banco de Filtros.....	59
3.3.5 Análise Multiresolução	61
3.3.6 Torque no entreferro e eficiência	65
CAPÍTULO IV MATERIAIS E MÉTODOS	71
4.1 MÉTODOS DE SENSORIAMENTO	71
4.1.1 Sensores de tensão e corrente.....	71
4.1.2 Sensores de vibração mecânica	73
4.1.3 Sensores de vibração sonora.....	74
4.2 SISTEMA DE AQUISIÇÃO	74
4.2.1 Sistema de processamento <i>off-line</i>	75
4.2.2 Sistema de processamento online.....	76
4.3 BANCADA DE ENSAIOS DE FALHAS	80
4.3.1 Motor de Indução e Acionamento	81
4.3.2 Gerador CC e Acionamento	83
4.3.3 Instrumentos de Medição	85

4.4 MÉTODOS DE ANÁLISE DE FALHAS	86
4.4.1 Desbalanceamento.....	87
4.4.2 Falha no rolamento – Pista Externa.....	88
4.4.3 Falha nas barras do rotor	91
4.4.4 Método de diagnóstico da falha.....	92
CAPÍTULO V RESULTADOS E DISCUSSÕES	98
5.1 DESBALANCEAMENTO MECÂNICO	99
5.1.1 Emissão Acústica – FFT e DWT.....	99
5.1.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT	101
5.1.3 Corrente No Estator – FFT e DWT	103
5.1.4 Eficiência Energética.....	105
5.2 ROLAMENTO.....	106
5.2.1 Emissão Acústica – FFT e DWT.....	106
5.2.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT	108
5.2.3 Corrente No Estator – FFT e DWT	110
5.2.4 Eficiência Energética.....	111
5.3 Barras quebradas	112
5.3.1 Emissão Acústica – FFT e DWT.....	113
5.3.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT	114
5.3.3 Corrente No Estator – FFT e DWT	118
5.3.4 Eficiência Energética.....	124
5.3.5 Torque no Entreferro.....	125
CAPÍTULO VI CONCLUSÃO.....	128
6.1 Considerações Finais.....	128
6.2 Sugestões para trabalhos futuros	129
REFERÊNCIAS.....	130

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.1 -Representação de um sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência (Fonte: MATHIAS, 2008)	39
Figura 3.2 -Princípio da decomposição de um sinal via FT: a) Sinal original,b) Decomposição do sinal original em suas componentes senoidais constituintes por Transformada de Fourier.	45
Figura 3.3 - Simulação de operação de janelamento: a) Sinais originais de $f_1(t)$ e $f_2(t)$, b) Sinal tipo janela Gaussiana, c) Sinais janelados de $f_1(t)$ e $f_2(t)$. [FONTE: Autor]	49
Figura 3.4 -Resolução tempo-frequência da STFT. Adaptada de Cox (2004).....	51
Figura 3.5 -Comparação entre as resoluções da Wavelet e da STFT no plano tempo-frequência. Adaptada de Cox (2004).....	52
Figura 3.6 -Representação gráfica dos parâmetros a e b . Fonte: Autor	55
Figura 3.7 -Representação gráfica de uma wavelet por meio da variação do parâmetro a . Fonte: Autor.....	56
Figura 3.8 -Representação gráfica da translação de uma wavelet por meio da variação do parâmetro b . Fonte: Autor	56
Figura 3.9 -Representação gráfica da dilatação de uma wavelet por meio da variação do parâmetro de escala e a respectiva ação da função peso. Fonte: Autor.....	57
Figura 3.10 -Particionamento do domínio das frequências. a) STFT (espalhamento uniforme) e b) Transformada Wavelet (espalhamento logarítmico). Adaptado de Rioul e Vetterli (1995).	60
Figura 3.11 -Resolução tempo-escala da Transformada Wavelet. Adaptada de Cox (2004).	61
Figura 3.12 -Processo básico de decomposição Multiresolução. Adaptada de Santiago (2004)	62
Figura 3.13 -Princípio da decomposição de um sinal via análise multiresolução: a) Sinal original, b) Decomposição do sinal original em suas componentes de aproximação e detalhe em três níveis. Fonte: Autor	64
Figura 3.14 -Banco de filtros e árvore de filtros com decomposição em três níveis. Fonte: Autor	65
Figura 3.15 -Desenho de corte de um motor de indução indicando as partes principais. Fonte: Lima Filho, 2009	66
Figura 3.16 -Diagrama de perdas de um motor (adaptada de Lu <i>et al.</i> , 2008).....	66
Figura 3.17 -Integral obtida quando não são feitas as considerações de valores de off-set dos sinais adquiridos e do valor DC gerado na integral. Fonte: Lima Filho, 2009.....	68
Figura 3.18 -Integral obtida quando são feitas as considerações de valores de off-set dos sinais adquiridos e do valor DC gerado na integral. Fonte: Lima Filho, 2009.....	68
 Figura 4. 1 Sensores de tensão e corrente elétrica utilizados (a) Transformador de corrente (TC), (b) Transformador de potência (TP), (c) sensor de corrente (efeito hall). Fonte: Autor	73

Figura 4.2 -Sensores de tensão e corrente do sistema off-line e transformador de corrente do sistema online. Fonte: Autor.....	73
Figura 4.3 - (a) Sensor de vibração e o circuito condicionador de sinal - (b) placa construída (c) esquema elétrico. Fonte: Autor	73
Figura 4.4 -Sistema de aquisição e sensores. Fonte: Autor	74
Figura 4.5 -Sistemas de aquisição on-line e off-line (detalhe). Fonte: Autor	75
Figura 4.6 -Módulo de conversão A/D USB-6215. 1. Motor de Indução Trifásico; 2. Sensores de tensão; corrente e vibração; 3. Placa de aquisição (NI USB-6215); 4. Microcomputador; 5. Programa de aquisição de dados – LabView; 6. Programa de processamentos de dados – MatLab. Fonte: Autor	76
Figura 4. 7 -Esquema elétrico do sistema embarcado. Fonte: Adissi, 2015.....	77
Figura 4. 8 -Sistema embarcado com a caixa fechada. Fonte: Adissi, 2015.....	77
Figura 4. 9 -Sistema embarcado com a caixa aberta. Fonte: Adissi, 2015.....	78
Figura 4.10 -Placa de conversão A/D e Processamento de dados (PCPD). Fonte: Adissi, 2015	78
Figura 4.11 -Microcontrolador DsPIC. Fonte: Adissi, 2015	79
Figura 4.12 -Bancada de ensaios de falhas em motores de indução trifásicos. Fonte: Adissi, 2015	80
Figura 4.13 -Motor de indução trifásico. Fonte: VOGES	81
Figura 4.14 -Inversor de frequência utilizado no acionamento da bancada. Fonte: WEG82	
Figura 4.15 -Quadro de comando (a) Fechado e (b) Aberto. Fonte: Autor.....	83
Figura 4.16 -Máquina de corrente contínua. Fonte: Varimot.....	83
Figura 4.17 -Circuito de alimentação do campo com o varivolt. Fonte: Autor.....	84
Figura 4.18 -Circuito elétrico de acionamento do gerador CC. Fonte: Adissi, 2015.....	84
Figura 4.19 -Resistências elétricas aletadas conectadas à armadura. Fonte: Adissi, 2015.....	85
Figura 4.20 -Torquímetro. Fonte: HBM.....	85
Figura 4.21 -Dínamo taquimétrico acoplado ao eixo do gerador. Fonte: Autor	86
Figura 4.22 -Estroboscópio utilizado na calibração do dínamo torquimétrico. Fonte: Autor	86
Figura 4.23 -Ensaio de excentricidade dinâmica. Fonte: Autor.....	88
Figura 4.24 -Geometria dos elementos de um rolamento. Fonte: ZAREI & POSHTAN (Adaptada)	89
Figura 4.25 -Falha na pista externa do rolamento. Fonte: Autor.....	90
Figura 4.26 -Barras quebradas no rotor. Fonte: Autor	92
Figura 4.27 -Espectro de corrente para (a) uma barra quebrada e (b) duas barras quebradas. Fonte: Autor.....	93
Figura 4.28 -Sinal (a), aproximação (b) e detalhes 1 (c), 2 (d), 3 (e) e 4 (f). Fonte: Autor.....	95
Figura 4.29 - Distribuição da energia dos detalhes de um sinal decomposto em uma aproximação e nove detalhes. Fonte: Autor	96
Figura 4.30 -Energia do detalhe D9 de acordo com o nível da falha e a correspondente regressão linear dos pontos. Fonte: Autor	97

Figura 5.1 - Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da emissão acústica – motor em vazio. Fonte: Autor.....	100
Figura 5.2 - Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de emissão acústica – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio. Fonte: Autor.....	100
Figura 5.3 -Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da emissão acústica – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor.....	101
Figura 5.4 -Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de emissão acústica – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor.....	101
Figura 5.5 -Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da vibração mecânica – motor em vazio. Fonte: Autor.....	102
Figura 5.6 -Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de vibração mecânica – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio. Fonte: Autor.....	102
Figura 5.7 -Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da vibração mecânica – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor.....	102
Figura 5.8 -Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de vibração mecânica – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm.	103
Figura 5.9 -Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da corrente do estator – motor em vazio. Fonte: Autor.....	103
Figura 5.10 -Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal da corrente do estator – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio.....	104
Figura 5.11 -Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da corrente do estator – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor.....	104
Figura 5. 12 -Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal da corrente do estator – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor.....	104
Figura 5.13 -Efeito da excentricidade dinâmica na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor.....	105
Figura 5.14 -Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da emissão acústica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da emissão acústica sem falha e (d) FFT da emissão acústica com falha - motor em vazio. Fonte: Autor.....	106
Figura 5.15 -Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da emissão acústica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da emissão acústica sem falha e (d) FFT da emissão acústica com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25Nm. Fonte: Autor.....	107
Figura 5.16 -Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da vibração mecânica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da vibração mecânica sem falha e (d) FFT da vibração mecânica com falha - motor em vazio. Fonte: Autor.....	108
Figura 5.17 -Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da vibração mecânica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da vibração mecânica sem falha e (d) FFT da vibração mecânica com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25 Nm. Fonte: Autor.....	109

- Figura 5.18**-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da corrente no estator - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da corrente do estator e (d) FFT da corrente do estator com falha - motor em vazio. Fonte: Autor 110
- Figura 5.19**-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da corrente no estator - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da corrente do estator e (d) FFT da corrente do estator com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25Nm. Fonte: Autor..... 111
- Figura 5.20**-Efeito da falha na pista externa na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor 112
- Figura 5.21**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 0 Nm. Fonte: Autor 113
- Figura 5.22**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 20 Nm. Fonte: Autor 114
- Figura 5.23**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25 Nm. Fonte: Autor 114
- Figura 5.24**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da vibração mecânica - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ. Fonte: Autor..... 115
- Figura 5.25**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da vibração mecânica - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ. 116
- Figura 5.26**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 0 Nm. Fonte: Autor..... 117
- Figura 5.27**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm. Fonte: Autor..... 117
- Figura 5.28**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm. Fonte: Autor..... 118
- Figura 5.29**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 119
- Figura 5.30**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor 120
- Figura 5.31**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 15 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição *Online*. Fonte: Autor..... 121

- Figura 5.32** – Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição Online. Fonte: Autor..... 122
- Figura 5.33**-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da corrente do estator - evolução do (a) Detalhe 1, (b) Detalhe 2, (c) Detalhe 3 e (d) Detalhe 4 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 123
- Figura 5.34** - Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da corrente do estator - evolução do (a) Detalhe 1, (b) Detalhe 2, (c) Detalhe 3 e (d) Detalhe 4 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 124
- Figura 5.35**-Efeito da falha de barras quebradas na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor..... 125
- Figura 5.36**-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 0 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 126
- Figura 5.37**-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 5 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 126
- Figura 5.38**-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 10 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor 127
- Figura 5.39**-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 15 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor..... 127
- Figura 5.40**-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 20 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor 127

Lista de Tabelas

Tabela 4.1- Parâmetros de Motor de Indução Trifásico da bancada	82
Tabela 4.2- Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Excentricidade Dinâmica. ...	87
Tabela 4.3- Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Rolamento – Falha na pista externa.	90
Tabela 4.4- Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Barras Quebradas do Rotor.	91
Tabela 4.5- Frequência predominando dos detalhes.....	96
Tabela 5. 1 - Efeito da falha na pista externa na eficiência energética.....	112
Tabela 5.2- Número de barras quebradas vs. severidade das falhas– Carga: 20 Nm..	114
Tabela 5.3- Número de barras quebradas vs. severidade da falha barras quebradas – Carga: 25 Nm.	116
Tabela 5.4- Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 20 Nm.	118
Tabela 5.5- Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 25 Nm.	119
Tabela 5.6- Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 15 Nm – On-Line.....	120
Tabela 5.7- Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 25 Nm – On-Line.....	121
Tabela 5.8- Efeito das barras quebradas do rotor na eficiência energética.	124
Tabela 5.9- Carga, escorregamento, frequência de barra quebrada e frequência do torque no entreferro	126

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

VSA	- <i>Voltage Signature Analysis</i> ;
EPVA	- <i>Extended Park's Vector Approach</i> ;
IPSA	- <i>Instantaneous Power Signature Analysis</i> ;
MCSA	- <i>Motor Current Signature Analysis</i> ;
RSSF	- Rede de Sensores Sem Fio;
TCP/IP	- <i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i> ;
MIT	- Motor de Indução Trifásico;
A/D	- Analógico/Digital;
API	- <i>Application Programming Interface</i> ;
AF	- Análise por Fourier;
FT	- <i>Fourier Transform</i> ;
STFT	- <i>Short Time Fourier Transform</i> ;
DFT	- <i>Discrete Fourier Transform</i> ;
FFT	- <i>Fast Fourier Transform</i> ;
DSP	- <i>Digital Signal Processing</i> ;
$g_{\omega,b}(t)$	- Função janela;
MRA	- <i>Multiresolution Analysis</i> ;
CWT	- <i>Continuous Wavelet Transform</i> ;
a	- Parâmetro de escalonamento;
b	- Coeficiente de translação;
$\Delta\omega$	- Resolução em frequência;
Δt	- Resolução temporal;
DWT	- <i>Discrete Wavelet Transform</i> ;
a_0, a_k e b_k	- Coeficientes da série trigonométrica de Fourier;
c_k	- Coeficiente da série complexa de Fourier;
ω_0	- Frequência Angular Fundamental;
T	- Período Fundamental;
N	- Amostras do sinal no domínio do tempo;
$F(j\omega)$	- Transformada de Fourier;
$\psi_{a,b}(t)$	- <i>Wavelets</i> Filhas;
$\psi(t)$ ou $\psi_{1,0}(t)$	- <i>Wavelet</i> Mãe;
$\Psi(\omega)$	- Transformada de Fourier de $\psi(t)$;
j e k	- Parâmetros discretos da DWT nível e posição, respectivamente;
A_j e D_j	- Aproximação e Detalhe do sinal, respectivamente;
dbN	- <i>Daubechies</i> de ordem N ;
$\phi(t)$	- Função de escala;
α_k	- Coeficientes de filtro;
f_s	- Frequência de escorregamento;
f_{RR}	- Frequência de rotação [Hz];
f_n	- Frequência nominal [Hz];
n_n	- Rotação nominal [rpm];
n_s	- Rotação síncrona [rpm].
B	- Densidade de fluxo magnético, em T
$B_{\max}$	- Amplitude máxima da densidade de fluxo magnético, em T
C	- Raio no eixo, em m
CAD	- Conversor analógico/digital
D	- Diâmetro, em m

G	- Constante de elasticidade transversal, em GPa
GND	- Terra (eletricidade)
I	- Corrente elétrica de linha (RMS), em A
i_a, i_b, i_c	- Correntes de linha de alimentação do motor, em A
i₁₂₃^r	- Correntes das três fases do rotor, em A
i₁₂₃^s	- Correntes das três fases do estator, em A
I_n	- Corrente elétrica de linha nominal (RMS), em A
I_{red}	- Perda por inércia, em W
IHC	- Interface homem computador
IHM	- Interface homem máquina
K	- Perdas totais do motor, em W
K_{ad}	- Perdas adicionais, em W
K_s	- Perdas no cobre do estator, em W
K_{core}	- Perdas no núcleo de ferro do motor, em W
K_{mec}	- Perdas mecânicas do motor, em W
L_{ss}	- Matriz de indutâncias próprias do estator, em H
L	- Comprimento do braço metálico, em m
p	- Número de polos do motor
P	- Peso, em N
$\bar{P}$	- Matriz de transformação
PCPD	- Placa de conversão analógico/digital e processamento de dados
P_n	- Potência nominal do motor, em W
PWM	- Modulação por largura de pulso (<i>pulse-width modulation</i>)
MIT	- Motor de indução trifásico
odq	- Tipo de transformação de variáveis
R	- Resistência elétrica, em Ω
R_s	- Resistor externo adicionado ao estator, em Ω
R_R	- Resistor externo adicionado ao rotor, em Ω
RSSF	- Rede de sensores sem fio
s	- Escorregamento medido
s_n	- Escorregamento nominal (a plena carga)
SEMMIT	- Sistema embarcado de monitoramento de motor de indução trifásico
t	- Tempo, em s
T	- Torque no eixo, Nm
T_{ag}	- Torque do entreferro do motor, W
T_e	- Torque de entrada, Nm
TC	- Transformador de corrente
TP	- Transformador de tensão
T_{reductor}	- Torque no eixo de saída do redutor, Nm
T_{ref}	- Torque de referência, em Nm
UBM	- Unidade de bombeio mecânico utilizadas para extração de petróleo.
USART	- <i>Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter</i>
v	- Tensão elétrica (RMS), em V
v_a, v_b, v_c	- Tensões de fase de alimentação do motor, em V
VDD	- Tensão de alimentação dos circuitos eletrônicos, em V
V_n	- Tensão elétrica (RMS), em V
V_s	- Tensão de saída do circuito de transdução, em V
θ	- Ângulo rotacional, em rad
λ	- Fluxo magnético concatenado, em Wb
ρ	- Resistividade, em Ωm

ω	- Velocidade angular, rad/s
ω_n	- Velocidade nominal de rotação do eixo, rad/s
ω_{reductor}	- Velocidade angular do eixo de saída do reductor, em rad/s
TMSEM	- Torquímetro a partir da medida dos sinais elétricos do motor

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta inicialmente a motivação e a relevância desta pesquisa, contextualizando a necessidade das organizações industriais em minimizar seus custos e aumentar a segurança operacional, estando a manutenção como fator relevante nesta busca.

Justifica-se a importância da predição de falhas no maquinário industrial, descrevendo-se as falhas mecânicas mais comuns inerentes às máquinas elétricas. Uma breve revisão bibliográfica a respeito das principais falhas mecânicas e os métodos utilizados para detecção e diagnóstico de falhas nos motores elétricos é apresentada, bem como algumas técnicas e ferramentas matemáticas comumente utilizadas para analisar tais avarias.

Por fim, são apresentados os objetivos e a estrutura da tese, caracterizando o conteúdo de cada capítulo.

1.1 INTRODUÇÃO

Os motores elétricos são responsáveis por 95% de todos os acionamentos das principais nações industrializadas e, entre eles, os motores de indução trifásicos consomem tipicamente de 40 a 50% de toda a energia consumida só no setor industrial. Os motores de indução são intrinsecamente confiáveis e requerem uma manutenção mínima. No entanto, como outros motores, eles eventualmente se deterioram e falham. Isso ocorre principalmente devido a uma combinação de ambiente, ciclo de trabalho, instalação e fatores relacionados à fabricação (AHMED *et al.*, 2010).

Geralmente há fatores econômicos relacionados aos processos em que os motores são utilizados, que fazem com que quaisquer paradas para reparo ou troca do motor avariado gerem prejuízos enormes, como é o caso em metalurgia, siderurgia e mineração (DE OLIVEIRA, 2007).

Vários autores tem se dedicado às técnicas de manutenção que visam a prevenção de problemas e substituem com grande vigor a manutenção corretiva. Entretanto, isso demanda o desenvolvimento de métodos de manutenção cada vez mais avançados, que conjuguem aspectos como: possibilidade ou não de se realizar paradas na linha de produção para inspeção dos motores, custo da manutenção, acompanhamento histórico e antecipação de resultados (DE OLIVEIRA, 2007).

As técnicas que se mostram mais eficazes nos diversos sentidos apresentados anteriormente são as técnicas preditivas, que permitem detectar a falha ainda no início, possibilitando, assim, a intervenção antes que a falha em questão prejudique o processo produtivo ao qual o motor está associado (DE OLIVEIRA, 2007).

Em manutenção, considera-se como falha de um equipamento a situação em que o equipamento não pode ser utilizado ou não permite uma qualidade adequada de produção. Nesse caso, a falha é considerada a situação em que o equipamento deixa de cumprir sua função. Defeito refere-se a uma condição do equipamento, diferente da condição na qual ela foi projetada (uma trinca, por exemplo), que pode ou não estar provocando uma falha no equipamento. Nesse caso, o defeito é considerado uma deficiência do equipamento, porém, ele não necessariamente deixa de cumprir a função para a qual foi projetado (FUJIMOTO, 2005).

Os motores elétricos são fabricados para uma grande variedade de aplicações, como: acionamento de bombas, compressores e manuseio de cargas. Os mecanismos industriais são geralmente acionados por motores elétricos que podem, com o uso, apresentar indícios de falhas, as quais são geralmente classificadas de acordo com a localização delas. As falhas mais comuns são: falhas no estator, no rotor e no rolamento. Estas falhas são mecânicas por natureza, entretanto apresentam uma variação de comportamento nas variáveis elétricas do motor e podem ocorrer devido a situações externas, como erros na produção e montagem ou devido ao funcionamento incorreto (REIS, 2010).

A presença de qualquer tipo de falhas em uma máquina de indução, por exemplo, provoca mudanças de interação de fluxo entre o estator e o rotor, resultando em mudanças na corrente do estator, nas tensões, no campo magnético, na vibração da máquina, na temperatura de operação, nos ruídos audíveis, dentre outras (REIS, 2010).

As falhas podem ser subdivididas de acordo com a origem interna (falhas de rotor, barras quebradas, excentricidade do entreferro, rolamentos danificados, desalinhamento, etc.) ou externa (sobrecarga mecânica, carga pulsante, desequilíbrio de fase, subtensão, sobretensão etc.) (LAMIM FILHO, 2012).

Segundo Fujimoto (2005), o diagnóstico de defeito em um componente do equipamento pode ser a sua simples constatação, ou até mesmo, considerações mais completas, como sua localização, sua natureza, sua magnitude e previsão de tempo até uma falha. O gerenciamento preditivo almeja a detecção e a indicação da natureza de uma falha em estado inicial por meio da análise periódica dos parâmetros da máquina, possibilitando uma ação planejada, geralmente não causando interrupção ou distúrbio no processo durante o monitoramento.

Em geral, a descoberta de falhas é realizada por meio da extração de sinais, do processamento das informações e do diagnóstico das falhas. A extração de sinais, ou seja, a obtenção de dados associados ao comportamento de um sistema industrial é realizada por meio de variáveis estratégicas.

O processamento das informações consiste em técnicas aplicadas aos sinais medidos para identificar características ou parâmetros sensíveis à presença ou ausência de falhas. Por fim, o diagnóstico de falhas é responsável por examinar estes parâmetros e características gerados e decidir se uma falha existe no sistema e, caso positivo, qual o tipo de falha (REIS, 2010). Esta modalidade de manutenção envolve geralmente técnicas não invasivas de monitoramento e análise, idealmente realizadas em tempo real.

As técnicas de monitoramento não invasivas são mais propícias para o monitoramento preditivo, em virtude, principalmente, da facilidade e baixo custo de implementação, pois são baseadas em medições que não necessitam interromper e desmontar ou alterar o sistema para a coleta de informações (REIS, 2010).

Durante as últimas décadas, algumas técnicas de análise de sinais foram desenvolvidas, normalmente no domínio do tempo ou da frequência, para o diagnóstico de falhas (MESQUITA, 2002).

Os métodos no domínio do tempo são geralmente mais sensíveis à análise de sinais de natureza transitória. Características contidas nos sinais com defeitos que estão sendo monitorados podem ser extraídas por esses métodos. Dentre os principais métodos no domínio do tempo, pode-se citar: valor de RMS (*Root Mean Square*), valor de pico, fator de crista e *kurtosis*. Estes parâmetros, uma vez caracterizados, frequentemente fornecem diagnósticos satisfatórios.

Os métodos no domínio da frequência e que normalmente são utilizados no monitoramento de máquinas rotativas incluem Análise Espectral, Análise Cepstral e Análise de Envelope. Para sinais estacionários, a análise espectral ou por meio da transformada de Fourier

(FT) é extremamente útil. Entretanto, ela não é muito adequada para a análise de sinais cujo comportamento é de natureza não estacionária ou transiente. Para tratar estes sinais, várias técnicas de análise em tempo-frequência (Transformada de Gabor, Wigner-Ville etc.) e tempo-escala (Transformada de *Wavelet*) foram desenvolvidas.

A Transformada de *Wavelet* (TW) é uma ferramenta efetiva para o processamento de sinais estacionários e não estacionários, possibilitando fornecer informações contidas no sinal simultaneamente no domínio do tempo e frequência (SANTIAGO; PEDERIVA, 2005). Uma das vantagens da análise por *Wavelet* é permitir o uso de uma escala menor quando se deseja melhor resolução no tempo da informação contida no sinal em alta frequência, e uma escala maior quando se deseja melhor resolução em frequência da informação contida no sinal em baixa frequência (SANTIAGO; PEDERIVA, 2005).

Atualmente existem diversos métodos disponíveis específicos para detectar falhas em motores. Cada método possui particularidades, diferindo uns dos outros pelas quantidades e tipos de falhas que eles são capazes de detectar. Alguns destes métodos são: monitoramento por análise de vibrações, emissão acústica, flutuações de velocidade, de temperatura, campo magnético, assinatura elétrica e emissão de radiofrequência. Dentre as técnicas de monitoramento citadas, a da assinatura elétrica tem se destacado. Esta constitui um conjunto de estratégias, das quais vale ressaltar: VSA (*Voltage Signature Analysis*), EPVA (*Extended Park's Vector Approach*), IPSA (*Instantaneous Power Signature Analysis*) e MCSA (*Motor Current Signature Analysis*) (REIS, 2010). As vantagens de monitorar o espectro de corrente estão relacionadas, primeiramente, ao fato de não ser necessário o acesso à máquina, pois sua medição pode ser realizada distante dela; segundo, os testes padrões no sinal de corrente são únicos para o circuito de falhas em rotores (JESUS, 2010).

A detecção das falhas em motores elétricos tem sido amplamente discutida nas últimas décadas e, na atualidade, o assunto oferece relevantes contribuições em relação à maior eficiência no monitoramento por análise de assinatura de corrente, como, por exemplo, na investigação de falhas nas barras do rotor (DOUGLAS *et al.*, 2004; PINEDA-SANCHEZ *et al.*, 2010; GRITLI *et al.*, 2012; SIDDIQUI; GIRI, 2012; ANTONINO-DAVIU *et al.*, 2013); detecção de desbalanceamento mecânico (excentricidade dinâmica) no acoplamento da máquina (NANDI *et al.*, 1998; XIANGHUI HUANG; HABETLER, 2003; HAMIDI *et al.*, 2004; XIANGHUI HUANG *et al.*, 2004); e falhas nos rolamentos (YE *et al.*, 2003; OBAID *et al.*, 2003; AYAZ *et al.*, 2006; ÖNEL *et al.*, 2006; TRAJIN *et al.*, 2008; VITEK *et al.*, 2011).

Ainda existe uma linha de pesquisa que associa eficiência energética a detecção de falhas em motores de indução, como é o caso dos trabalhos de Frosini e Bassi (2010) e Arabaci e Bilgin (2013). Esse método de detecção de falhas também fará parte dos objetos desse trabalho.

1.2 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TRABALHO

Devido a sua importância do motor de indução trifásico no setor produtivo, se faz necessário que os mesmos sejam devidamente monitorados com o intuito de se evitar interrupções da produção e desastres operacionais.

Em manutenção preditiva de máquinas elétricas, são apresentados diversos trabalhos referentes à falhas em barras quebradas, à detecção de desbalanceamento mecânico no eixo do motor e à análise de falhas nos rolamentos, além de outras.

Diante disso, uma motivação para a realização deste trabalho de tese é estudar e desenvolver técnicas para diagnosticar falhas em motores de indução trifásicos com vistas à aplicação industrial. Diante disso, são abordados vários métodos de detecção e diagnóstico de falhas, são eles: análise de assinatura da corrente, vibração mecânica, vibração acústica, eficiência energética e torque no entreferro, fazendo uso da Transformada Rápida de Fourier e Análise Multiresolução com *Wavelet*.

A contribuição deste trabalho é desenvolver, aplicar técnicas em caráter teórico/experimental e compará-las com o objetivo de se realizar um diagnóstico completo de avaria do MIT.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

- Estudar e desenvolver técnicas para diagnóstico de falhas em Motores de Indução Trifásicos com vistas à aplicação industrial.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Desenvolver novas técnicas e utilizar as existentes no estado da arte para diagnosticar falhas de desbalanceamento, barras quebradas e rolamentos em Motores de Indução Trifásicos, de forma *online* e *off-line*.
- Desenvolver um sistema embarcado que fará um monitoramento automático (*online*) da evolução de uma das avarias.
- Desenvolver aparato experimental para realização de testes e validação das técnicas.

- Comparar, de forma empírica, as técnicas de detecção de falhas por vibração mecânica, vibração acústica, corrente elétrica do estator, eficiência energética e torque no entreferro, utilizadas no desenvolvimento do trabalho.
- Comparar, de forma empírica, os métodos de detecção de Falhas pelas Transformadas de Fourier (FFT) e *Wavelet* (DWT).

1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O corrente trabalho de tese está organizado em seis capítulos, conforme apresentado a seguir:

- **Capítulo II:** Apresenta o estado da arte das técnicas de análise de falhas.
- **Capítulo III:** É discutida toda a fundamentação teórica da análise espectral de sinais estacionários através da transformada de Fourier e análise espectral de sinais não-estacionários.
- **Capítulo IV:** Aborda os métodos de sensoriamento, os sistemas de aquisição (*off-line* e *on-line*) e as técnicas de detecção de falhas: vibração sonora e mecânica, corrente elétrica, eficiência energética e torque no entreferro.
- **Capítulo V:** Apresenta os resultados obtidos na simulação das falhas de excentricidade dinâmica, falha na pista externa dos rolamentos e quebra das barras do rotor do motor de indução.
- **Capítulo VI:** Finaliza a tese com as conclusões e trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

ESTADO DA ARTE

A seguir são apresentadas algumas soluções encontradas na literatura relacionadas à detecção de falhas em máquinas elétricas, método de análise utilizando a corrente do estator, vibrações mecânicas, análise acústica, eficiência energética e torque no entreferro, bem como algumas estratégias com sistemas embarcados.

Neste capítulo, são descritas relevantes pesquisas que se assemelham aos objetivos deste trabalho. Será apresentada uma abordagem sobre técnicas de diagnósticos de falhas, tais como: barras quebradas, desbalanceamento mecânico e falhas em rolamentos.

2.1 DETECÇÃO DE FALHAS POR SINAIS ELÉTRICOS DE ALIMENTAÇÃO DO MOTOR

A Análise de Assinatura de Corrente do Motor (MCSA - *Motor Current Signature Analysis*) é uma técnica não-invasiva de diagnóstico de problemas em motores de indução trifásicos. Essa técnica consiste da utilização da análise espectral do sinal de corrente de uma das fases do estator. Quando uma falha está em desenvolvimento, o espectro de frequência da corrente se torna diferente do espectro do motor quando em boas condições de operação. Tais falhas modulam o entreferro do motor e produzem frequências harmônicas na auto-indutância e indutâncias mútuas da máquina. Uma vez que o fluxo oscila somente na frequência de alimentação, essas indutâncias harmônicas resultam em bandas laterais da frequência de linha (OBAID *et al.*, 2000).

São várias as técnicas de detecção e análise desses tipos de falhas. Dessa forma, pode-se citar o trabalho de Barbour e Thomson (1997) que aplicou a análise por elementos finitos para modelar um motor com excentricidade estática e prever a gravidade da falha pela magnitude das componentes de corrente do estator. Os resultados do modelamento por elementos finitos são comparados com tentativas anteriores usando a Força Magneto Motriz (MMF – *Magnetomotriz Force*) e ondas de permeância do entreferro. A análise por elementos

finitos também é utilizada para determinar o efeito que as barras do rotor têm sobre a magnitude destes componentes em relação às variações no aumento dos níveis de excentricidade estáticos.

Ahamed *et al.* (2010) apresentaram uma técnica melhorada para detecção de desbalanceamento (excentricidade dinâmica) em motores de indução através da análise da corrente de partida do motor. Como a assinatura de corrente (MCS) depende significativamente da condição da carga do motor de indução durante o estado estacionário, a detecção de falhas utilizando tal método, para a condição de ausência de carga ou carga leve, pela técnica da Transformada Rápida de Fourier (FFT), se torna difícil, sendo assim, esse trabalho teve como objetivo de suprir essa dificuldade pelo uso da Transformada de *Wavelet* Discreta (DWT – *Discrete Wavelet Transform*) e a Transformada de *Wavelet* Contínua (CWT – *Continuous Wavelet Transform*).

Hegde e Maruthi (2012) realizaram uma investigação experimental para detectar falhas de excentricidade sob diferentes condições de falhas utilizando sensores não-invasivos para monitorar sinais de corrente (*Motor Current Signature Analysis* - MCSA) e vibração (*Micro-Electro-Mechanical Systems* - MEMS) como meio de diagnóstico. A análise espectral foi realizada utilizando a Transformada Rápida de Fourier (FFT). O estudo também examinou e validou a utilidade da análise da assinatura de vibração utilizando o MEMS para detectar as falhas de excentricidade. O instrumento desenvolvido tem a vantagem de ser compacto, leve, flexível na medição de vibração, ou seja, pode trabalhar com dois ou três eixos, funciona com baixa carga de energia para operação e ainda tem um baixo custo.

No que diz respeito às falhas em rolamentos, alguns problemas são frequentemente causados na instalação, resultando em esforços indevidos no eixo e na caixa do rolamento. Isto produz danos físicos sob a forma de Efeito ou falso Efeito Brinel das pistas, que leva a uma falha prematura do componente. O desalinhamento do rolamento é também uma consequência comum de uma instalação defeituosa. O Efeito Brinel é a formação de entalhes nos anéis internos ou externos como um resultado da deformação provocada por sobrecarga estática. Embora este tipo de dano seja raro, uma forma de "Falso Efeito Brinel" ocorre com mais frequência. Neste caso, o rolamento é exposto a vibrações durante o estado estacionário. Ao contrário do Efeito Brinel, o Falso Efeito consiste na formação de marcações brilhantes ou foscas, mais ou menos extensas, intercaladas ou sobrepostas, que causam um desaparecimento do material da pista. Apesar de rolamentos com carga leve sejam menos suscetíveis o “Falso Efeito Brinel” ainda acontece e o mesmo tem ocorrido durante o transporte de rolamentos desinstalados (SCHOEN *et al.*,1995).

O trabalho de Schoen *et al.* (1995) utilizou a análise espectral da corrente do motor para a detecção de danos em elementos rolantes do rolamento em máquinas de indução. O monitoramento das frequências dos rolamentos mecânicos foi frequentemente usado para detectar a presença das condições de falhas. Este trabalho deu o passo inicial para investigação da eficácia do monitoramento da corrente na detecção de falhas, correlacionando a relação entre as frequências de vibração e corrente causadas por falhas incipientes em rolamentos. Para o autor, os resultados dos testes mostram claramente que a assinatura corrente do estator pode ser utilizada para identificar a presença de uma falha do rolamento.

Li *et al.* (1998) utilizaram redes neurais para detectar defeitos comuns nos rolamentos através dos dados de vibração do motor. O trabalho mostrou que as redes neurais podem ser um agente eficaz para a detecção do defeito através da medição e interpretação dos sinais de vibração dos rolamentos do motor.

Yazici e Kliman (1999) apresentaram um método adaptativo, estatístico em tempo-frequência, para detecção de falhas em barras quebradas e rolamentos usando a corrente do estator. O algoritmo foi treinado para reconhecer os modos de operação normal do motor, antes do início dos testes reais. Durante essa fase o torque e a velocidade mecânica foram usados para retirar características relevantes para a detecção de falhas no sistema. Na fase dos testes, os resultados foram comparados com os modos de operação obtidos de acordo com o treinamento e um possível sinal de falha em potencial é informado pelo sistema. Para os autores, os resultados experimentais do estudo sugerem que o método proposto fornece uma poderosa e uma abordagem geral sobre a detecção de falha de motor à base de corrente.

Eren e Devaney (2002) aplicaram a decomposição por *Wavelet Packet* para analisar a corrente do estator com o objetivo de detectar defeitos nos rolamentos. Para os autores, a decomposição por *Wavelet Packet* também fornece um melhor tratamento, para correntes não-estacionárias, que técnicas por Fourier.

Obaid *et al.* (2003) apresentaram os resultados experimentais para o diagnóstico de falhas em rolamentos com diferentes defeitos de pista através de análise espectral da corrente do motor. Segundo os autores, esta é uma contribuição importante já que os resultados experimentais para rolamentos com falhas na pista interna são extremamente escassos na literatura. A pesquisa indicou ainda que a detecção destas frequências de falhas na corrente do motor é muito mais difícil do que detectá-las na vibração da máquina, especificamente, as falhas da pista interna são muito difíceis para detectar através da procura de suas assinaturas na

corrente. Por esse motivo, para as falhas nas pistas internas do rolamento, faz-se necessário o uso de faixas de frequências mais largas para a detecção baseada em corrente.

Algumas desvantagens da utilização de rolamentos com defeitos gerados fora de motor foram demonstradas juntamente com os efeitos de desmontagem e remontagem dos rolamentos sobre os esquemas de detecção de falha. Estes atos podem alterar significativamente as características de vibração e ocultar algumas assinaturas de falha.

Ayaz *et al.* (2006) utilizaram sinais de vibração para detectar falhas em rolamentos. Os sinais foram analisados através da STFT (*Short-time Fourier Transform*) e CWT. Para a STFT, concluiu-se que a transformada examina todas as componentes do espectro de frequência com um único valor de escala (janela). Dessa forma, algumas componentes de frequência com amplitudes muito pequenas não podem ser observadas ao longo do eixo da frequência para uma escala com valor único. Para prevenir esse tipo de evento, uma forma alternativa foi utilizar a CWT, que trabalha com escalas diferentes. Assim, amplitudes de frequências muito pequenas podem ser observadas indicando a falha. Este estudo indicou uma vantagem de CWT sobre o STFT em termos de obtenção de detecção de falhas mais sensíveis e, portanto, esta possibilidade pode ser representada como uma contribuição importante para o estudo em questão.

Blödt *et al.* (2008) descreveram um novo modelo analítico para a influência das falhas em rolamentos na corrente do estator do motor de indução. Segundo os autores, a detecção desse tipo de falha é possível pelo monitoramento das frequências de vibração dos rolamentos, mas que, como é possível detectar outras falhas através do monitoramento da corrente do estator, existe um grande interesse em aplicar o mesmo método para a detecção de falha em rolamento.

Saadaoui e Jelassi (2011) investigaram a possibilidade de detecção de falhas em rolamentos a partir do espectro de corrente de uma única fase. Segundo os autores, como o rolamento suporta o rotor, um defeito no rolamento produz mudanças na excentricidade do entreferro causando variações na densidade de fluxo e produzindo mudanças visíveis no espectro da corrente do estator em frequências conhecidas. O trabalho deu o passo inicial para investigar a eficiência do monitoramento da corrente para a detecção de falhas em rolamentos, correlacionando a relação entre a frequência da vibração e a assinatura de corrente causada por falhas incipientes, ou seja, falhas ainda no seu estado inicial.

A falha de quebra de barras em motores de indução trifásicos é muito comum em diversas aplicações industriais. As elevadas correntes de partida, quando a ventilação é baixa, resultam em perturbações térmicas e mecânicas que levam à trinca ou quebra de barras, bem

como cargas mecânicas pulsantes, como compressores alternativos ou trituradores de carvão, podem sujeitar a gaiola do rotor a tensões mecânicas elevadas. Outro fator que leva também à quebra das barras são as imperfeições no processo de fabricação da gaiola do rotor. Essa falha é comumente detectada pela presença de bandas laterais espaçadas de duas vezes a frequência de escorregamento em torno da velocidade de rotação no espectro de vibração e em torno da frequência de alimentação no espectro da corrente (THOMSON e FENGER, 2001).

Didier *et al.* (2007) desenvolveram uma nova técnica para detectar barras quebradas no motor em máquinas de indução polifásicas. Ao contrário dos métodos convencionais, que utilizam a transformada de Fourier da corrente do estator e que exigem que o motor opere com uma carga baixa, o novo método permite a detecção incipiente das barras do rotor, podendo ser detectada com a carga maior ou igual a 25% do torque nominal.

Pineda-Sanchez *et al.* (2010) propuseram o uso e a otimização da Transformada de Fourier Fracionária (FrFT) para realizar análise da evolução da quebra das barras de um motor de indução utilizando técnica de MCSA durante o regime transitório da máquina (TMCSA – *Transient Motor Current Stator Analysis*). Em seu trabalho, a transformada Discreta de *Wavelet* é utilizada como ferramenta de condicionamento de sinal para filtrar a corrente do motor antes de seu processamento pela FrFT. Para os autores, uma das principais dificuldades que surgem no diagnóstico do problema é de gerar índices de falha a partir da representação tempo – frequência da corrente do motor. Porém, o método proposto pode complementar o método clássico de MCSA, nos casos em que o diagnóstico não é claro devido à presença de oscilações de carga etc.

Iorgulescu *et al.* (2010) utilizaram a FFT para analisar sinais de vibração e a assinatura de corrente para detectar falhas nas barras do rotor. Nesse trabalho, o diagnóstico de tal avaria pôde ser detectado com o motor operando sem carga mecânica.

Cusidó *et al.* (2010) utilizaram a Transformada Discreta de *Wavelet* (DWT) para diagnosticar barras quebradas em um motor de indução trifásico acoplado a uma carga não estacionária, sendo a gravidade e o acompanhamento *online* da falha obtidos pela análise do detalhe da densidade espectral da potência.

Gritli *et al.* (2011) usaram a DWT para detectar avarias nas barras em máquinas de indução com velocidade variável por um simples pré-processamento da corrente de fase do estator. A proposta dos autores é superar as limitações das abordagens clássicas baseadas em Análises por Fourier (AF), pois a detecção eficiente por este método não pode ser feita sob

condição de variação de velocidade, uma vez que o deslizamento e a velocidade variam. O mesmo acontece com a frequência de banda lateral esquerda.

Mariun *et al.* (2011) utilizaram a Transformada de Fourier Janelada e a Transformada de *Wavelet* a fim investigar parâmetros que influenciam na capacidade e precisão de detectar falhas incipientes em barras quebradas. Segundo os autores, apesar das janelas conseguirem melhorar o diagnóstico de falhas incipientes, o método não é capaz de detectá-las com precisão, fazendo com que a Transformada de *Wavelet* fosse superior neste tipo de aplicação, ou seja, o método de análise por *Wavelets* se mostrou ser mais eficiente. Ainda segundo o autor, a análise *Wavelet*, dependendo do tipo de função mãe utilizada, pode fornecer uma boa característica para o motor saudável e com defeito. Os recursos selecionados para detecção de falhas mostraram uma diferença significativa entre o motor saudável e com defeito na mesma carga. A detecção de barras quebradas em baixo nível de carga foi outra conquista significativa usando análises de *Wavelet* do sinal de corrente. Além disso, foi usado pequeno número de amostras para análise *Wavelet* em comparação com a análise de Fourier.

Olivedo *et al.* (2011) comparam duas metodologias para detecção de falhas em barras quebradas no motor de indução: análise da assinatura da corrente do motor e Análise de Vibração. Os experimentos foram realizados sob diferentes níveis de gravidades de falhas e condições de carga. Os resultados experimentais mostraram desempenhos diferentes na detecção de falhas e na avaliação da gravidade do problema em variados cenários de carga. Como resultado, os autores afirmam que a análise da assinatura da corrente do motor é recomendada quando o motor está funcionando sob uma condição de significativa carga. Enquanto que a análise de vibração é sugerida em regime de baixa carga.

Gritli *et al.* (2012) investigaram a detecção de barras quebradas em motores de indução de gaiola dupla utilizando assinatura de corrente e técnicas de análise de vibração. Esses motores são comumente usados para aplicações onde sucessivos carregamentos na partida da máquina são obrigatórios, a exemplo das bombas hidráulicas, transportadores com cargas, misturadores etc. Os autores realizaram os experimentos com o motor saudável e com defeito e para diferentes condições de carga utilizando cada técnica. Segundo Gritli *et al.* (2012), para motores de gaiola dupla de alta potência, como testado, o uso combinado da análise de corrente e vibração é recomendado para evitar diagnósticos errôneos, mas que, para motores de indução de pequeno porte, ainda a técnica por MCSA é eficaz como provado no trabalho de Concari *et al.* (2008).

Em se tratando de análise de falhas por sinais elétricos de alimentação do motor, existe atualmente uma linha de pesquisa que trabalha na hipótese de relacionar a falhas no motor de indução trifásico com a eficiência energética e o torque no entreferro.

Frosini e Bassi (2010) utilizaram a corrente do estator e eficiência energética como indicadores de diferentes tipos de falhas de rolamentos em motores de indução. O artigo ilustra os resultados experimentais em quatro diferentes tipos de defeitos de rolamento: rachadura na pista externa, buraco na pista externa, deformação da blindagem e a corrosão. Para os autores a análise da diminuição da eficiência do motor tem um duplo propósito: como alarme de falhas incipientes e como a avaliação do grau de desperdício de energia resultante da duração da condição de falha antes da quebra da máquina.

Arabaci e Bilgin (2013) analisaram os efeitos das falhas no rotor sobre a eficiência em motores de indução submersíveis. Segundo os autores existem uma série de estudos bem conhecidos sobre os efeitos das falhas em rotores de gaiola no desempenho do motor. Especialmente, o efeito dessas falhas sobre os parâmetros do motor, tais como a corrente, torque e velocidade, e que, ao contrário da literatura, o trabalho proposto analisa os efeitos das falhas na eficiência energética. Os autores apresentam que o valor da eficiência variou conforme a quantidade de barras quebradas, além disso, a eficiência se torna instável na presença dessa avaria.

2.2 DETECÇÃO DE FALHAS POR VIBRAÇÃO MECÂNICA E SONORA

Vibração pode ser definida como a oscilação de um corpo em torno de uma posição de referência. Trata-se frequentemente de um processo destrutivo que ocasiona falhas nos elementos das máquinas por fadiga. Além disso, a vibração é a resposta às forças dinâmicas que atuam na máquina, que por sua vez, vibra em várias frequências que se propagam por toda a máquina. Estas frequências podem ser identificadas e, na maioria das vezes, relacionadas a um tipo de falha (BONALDI, 2005).

A análise de sinais de vibração pode acusar eventuais problemas em uma máquina e orientar sobre a execução ou não de manutenção na mesma. Toda máquina apresenta ruído e vibração devido à própria operação e excitações externas. Contudo, uma parcela das vibrações se deve a pequenos defeitos que comprometem a *performance* do equipamento. O aumento do nível de vibração é reflexo do agravamento do defeito (BONALDI, 2005).

O que faz da análise de vibrações um processo eficiente é que cada elemento da máquina induz uma excitação própria, gerando formas específicas de vibração. É justamente por essa razão que os defeitos nesses elementos podem ser detectados (BONALDI, 2005).

Tandon (1994) comparou alguns parâmetros de vibração para o monitoramento das condições de um mancal de rolamento. Nesse estudo parâmetros de valor eficaz, pico, fator de crista, potência e cepstrum do sinal de aceleração de vibração dos rolamentos com diferentes tamanhos de defeitos foram medidos e comparados com os rolamentos sadios. Medições de pulsos de choque também foram realizadas. Os resultados das medições indicaram que, exceto para o fator de crista e as medições de pulsos de choque, todos os outros parâmetros foram capazes de detectar defeitos nos rolamentos, sendo a detecção de defeitos pela análise da energia total o melhor dos parâmetros, seguido das medições de pico e eficaz.

Jakovljevic *et al.* (2012) utilizaram a análise de vibração, Análise de Componentes Principais (PCA) e análise discriminante linear para detectar barras quebradas em motores de indução. O método de análise reduz as componentes principais do sinal de vibração pela técnica de Análise de Componentes Principais (PCA) e realiza uma posterior classificação dos dados por meio da análise discriminante linear. Ainda que essa técnica não seja muito utilizada na classificação de detecção de falhas, o procedimento apresentado no trabalho é dado como satisfatório na detecção de barras quebradas.

Maruthi & Vishwanath Hegde (2013) realizaram uma investigação experimental para detectar barras quebradas no rotor de um motor de indução trifásico pela análise de assinatura de vibração utilizando acelerômetro com sistema microeletromecânico (MEMS - *Micro-Electro-Mechanical System*). Os resultados experimentais desse trabalho demonstraram a eficácia da técnica proposta.

Kanovic *et al.* (2013) apresentaram um estudo de caso utilizando análise de vibração para detectar barras quebradas no motor de indução. O trabalho descreve um problema real de detecção de falhas em bombas de alta potência (3,2 MW) em uma planta de aquecimento. Sinais de vibração, de alta e baixa frequência, do estado estacionário da máquina foram observados, resultando em um diagnóstico de barras quebradas do rotor. Os resultados obtidos foram verificados com a desmontagem do motor, que provou que essa técnica pode ser aplicada com sucesso na detecção de falhas em barras quebradas.

Emissão Acústica (EA) é o fenômeno de geração de ondas elásticas transitórias em materiais sob estresse. Quando o material é sujeito a estresse a um certo nível, uma libertação rápida de energia de deformação tem lugar sob a forma de ondas elásticas, que pode ser

detectada por transdutores colocados sobre ele. A deformação plástica e de crescimento de fendas estão entre as principais fontes de emissão acústica em metais. A técnica EA é, portanto, amplamente utilizada em ensaios não destrutivos para a detecção de propagação da fissura e de detecção de falha em máquinas rotativas. O sinal é gerado e medido na gama de frequências que é superior a 100 kHz. O monitoramento EA tem uma vantagem adicional que ele pode detectar o crescimento de rachaduras subsuperficiais que o controle por vibração normalmente detecta quando ela aparece na superfície (CHOUDHURY & TANDON, 2000).

Os parâmetros de emissão acústica mais comumente medidos são contagens acústicas de resposta, distribuição de eventos e amplitude de pico do sinal. Contagens acústicas de resposta envolvem contagem do número de vezes que a amplitude excede uma tensão pré-definida (nível limite) num dado intervalo de tempo e dá um número característico simples do sinal. Um evento é composto por um grupo de contagens acústicas de resposta e significa uma onda transitória (CHOUDHURY & TANDON, 2000).

Dessa forma, Choudhury & Tandon (2000) aplicaram técnicas de emissão acústica para detectar defeitos em mancais de rolamento. No trabalho proposto pelos autores, os defeitos foram simulados nas esferas e na pista interna pelo método de eletroerosão. A emissão acústica de rolamentos sem defeito e com defeitos de tamanhos diferentes foram medidos. Para defeitos de pequenos tamanhos, as contagens acústicas do sinal se mostram um bom parâmetro para a detecção de defeitos tanto na pista interior quanto nas esferas dos rolamentos testados. No entanto, as contagens param de aumentar depois de certo tamanho de defeito. As distribuições de eventos por contagens acústicas e amplitudes de pico também são bons indicadores de detecção de defeitos em rolamentos. Para defeitos nos elementos rolantes, as distribuições de eventos tendem a ter um intervalo mais amplo de amplitudes de pico e contagens.

Saad Al-Dossary *et al.* (2009) observaram mudanças na forma de onda de emissão acústica para diferentes tamanhos de defeitos produzidos em um rolamento. Para os autores, o tamanho da geometria do defeito da pista externa pode ser determinado a partir da forma de onda da emissão acústica. Já para os defeitos produzidos na pista interna, as amplitudes máximas apresentam características aleatórias.

Babak Eftekharnjad e Mba (2009) utilizaram a técnica de emissão acústica para detectar falhas em engrenagens helicoidais. Para engrenagens helicoidais os defeitos introduzidos são evidentes para ondas de emissão acústica, mas que não se aplicam a engrenagens de dentes retos, conforme relatado por Toutountzakis *et al.* (2005), utilizando um procedimento de testes semelhante. Para os autores existe uma relação direta entre o volume do

material removido e o valor eficaz da emissão acústica, sendo esta a primeira observação nesse tipo de técnica e que está sujeita a futuras investigações. Ainda segundo Babak Eftekharnajad e Mba (2009), a medição dos níveis eficazes de emissão acústica é mais sensível que a medição por vibração nos mancais de rolamento para defeitos inseridos em engrenagens helicoidais. No entanto, os autores sugerem ainda inserir sensores de vibração e emissão acústica no mesmo mancal, com o objetivo de comparar os dois métodos de detecção de falha.

Elmaleeh *et al.* (2010) utilizaram técnicas de emissão acústica para monitorar as condições de uma planta de processos industriais. No trabalho são discutidos métodos baseados no tempo e no domínio da frequência para os sinais os adquiridos de motores utilizados em processos químicos de uma planta piloto. Foi desenvolvido também um sistema de medição em tempo real. Os autores concluem o trabalho afirmando que os dados coletados por emissão acústica não são afetados por ruídos mecânicos de máquinas adjacentes, uma vez que os sinais são obtidos enquanto outros equipamentos estão em funcionamento ou inativos. Por fim, os resultados das medições em plantas de processos químicos indicaram que a técnica de emissão acústica é capaz de detectar e diagnosticar falhas em máquinas rotativas.

O monitoramento de vibração em mancais de rolamento para máquinas rotativas é provavelmente a técnica mais utilizada para diagnóstico de falhas, porém a aplicação da emissão acústica para detectar falhas em rolamentos vem ganhando terreno como uma ferramenta de diagnóstico complementar. No entanto, este tipo de técnica é bem sucedida em parte, devido à dificuldade de processamento, interpretação e classificação dos dados adquiridos. Nesse contexto, Abdullah *et al.* (2006) aplicaram a técnica de emissão acústica para identificar a presença e o tamanho de um defeito em um rolamento. Um dispositivo de ensaio experimental foi concebido de tal modo que defeitos de diferentes tamanhos poderiam ser inseridos na pista externa do rolamento. As comparações entre emissão acústica e análise de vibração para várias condições de velocidade e carga foram apresentadas. Por fim, os autores concluem que a detecção de falhas por emissão acústica oferece uma capacidade melhorada de identificação da avaria em relação a análise de vibração. Além disso, a técnica de emissão acústica fornece a identificação do tamanho do defeito, o que permite ao usuário monitorar a taxa de degradação no rolamento, objetivo esse que é inatingível com a análise de vibração.

Por fim, Kia *et al.* (2012) apresentaram um estudo comparativo de emissão acústica, vibração mecânica e assinatura da corrente do estator para diagnósticos de falhas em dentes de engrenagens. Para esse tipo de avaria, a análise de sinal de vibração apresentou uma maior sensibilidade. A análise de emissão acústica também apresenta uma confiabilidade considerável

para cargas próximas à carga nominal da máquina de indução. A caixa de redução induz vários harmônicos na corrente do estator da máquina de indução, porém suas amplitudes são perto do nível de ruído do espectro, sendo a amplitude de alguns desses harmônicos sensíveis à engrenagem com falhas de desgastes na superfície do dente.

O trabalho aqui proposto confronta as diferentes técnicas empregadas no estado da arte com os diferentes tipos de sensoriamento citados (vibração mecânica, sinais elétricos e vibração acústica) de modo que se permita estimar o melhor método de sensoriamento para cada tipo de falha. O torque no entreferro foi investigado como uma nova alternativa para detecção de falhas em MIT. Uma abordagem utilizando análise multiresolução *wavelet*, baseada na energia dos subníveis dos sinais decompostos, foi desenvolvida como uma alternativa aos métodos supracitados. A comparação de cada técnica de processamento, associada à falha e ao tipo de sensoriamento, foi extensivamente realizada através de experimentos em bancada de teses. Por fim, uma alternativa de sistema embarcado foi construída e testada visando aplicações industriais.

CAPÍTULO III

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo serão abordados os aspectos teóricos sobre as ferramentas mais utilizadas em análise de sinais estacionários e não-estacionários aplicadas no diagnóstico de falhas em equipamentos. Apresenta-se a transformada matemática *wavelet*, suas especificidades e aplicações no processamento de sinais. A teoria da análise em multiresolução é abordada, confluindo para implementação das *wavelets*.

3.1 MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALHAS EM MÁQUINAS

Existe muitos métodos convencionais para detecção e diagnóstico de falhas em máquinas e equipamentos baseados na representação de um sinal durante seu processamento, estes métodos podem ser, em geral, no domínio do tempo ou no domínio da frequência (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003). Na Figura 3.1 um sinal é representado no domínio do tempo e no domínio da frequência.

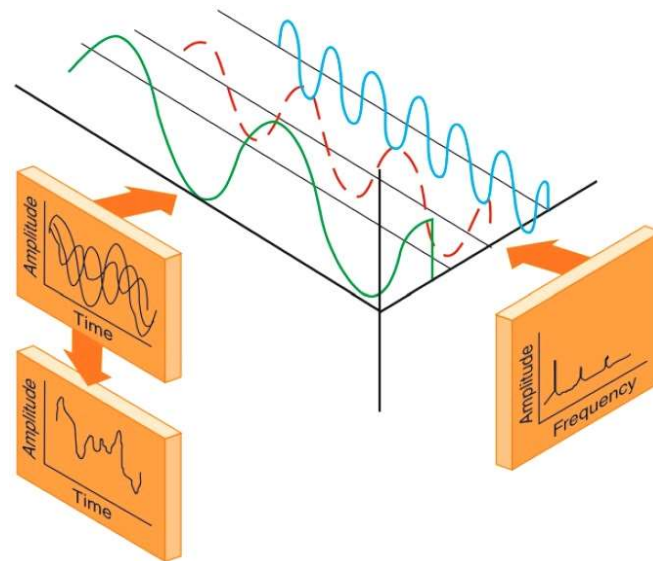


Figura 3. 1 Representação de um sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência
(Fonte: MATHIAS, 2008)

Os métodos no domínio do tempo são geralmente sensíveis a falhas de natureza impulsiva (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003), ou seja, a principal aplicação destas estratégias é a identificação da ocorrência de eventos de curta duração e sua taxa de repetição. Algumas medidas, cuja definição permite o cálculo de valores quantitativos globais no domínio do tempo fornecendo, frequentemente, diagnósticos aceitáveis são: valor eficaz, valor médio, fator de forma e fator de crista. Em geral, estes métodos alertam para o surgimento e o desenvolvimento de uma falha, contudo, não permitem um diagnóstico preciso e não localizam o defeito (MESQUITA *et al.*, 2002).

Os métodos no domínio da frequência assumem que os sinais que estão sendo analisados tenham componentes com características periódicas. Um defeito, portanto, produz um sinal periódico na frequência característica do defeito (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003). Estes métodos possuem a capacidade de indicar a localização da falha (MESQUITA *et al.*, 2002). Exemplos de métodos no domínio em frequência incluem Análise Espectral, Análise Cepstral e Análise de Envelope.

A análise espectral com base na Transformada de Fourier (FT) tem sido largamente aceita como sendo o método mais confiável de diagnóstico de falhas para sinais estacionários (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003), estabelecendo a representação de um sinal por uma soma infinita de termos em senos e cossenos. O cálculo prático do espectro via transformada clássica (empregando propriedades ou soluções analíticas) não é comum, pois vários sinais de interesse não possuem expressões analíticas para descrevê-los. Nestes casos é utilizada a Transformada

Discreta de Fourier (DFT) fazendo-se uso de um algoritmo conhecido como a FFT (Transformada Rápida de Fourier), o qual não é um tipo diferente de transformada e sim uma técnica que possibilita avaliar DFT de forma mais rápida e econômica, proporcionando um menor esforço computacional (OLIVEIRA, 2007).

Para se obter os espectros de frequência utiliza-se sistema de aquisição de sinais que faz a conversão analógica-digital dos sinais, armazena-os na forma numérica e processa-os utilizando um algoritmo FFT, apresentando o resultado, espectro de frequência, em tempo real. Esse processo de obtenção do espectro exige cuidados importantes na apresentação e ajuste das condições de obtenção do sinal, das faixas de frequências que se deseja analisar e da resolução em frequência dentro dessas faixas (JESUS, 2010). A maior desvantagem deste método é ser inadequado para a análise de sinais cujo comportamento é de natureza não-estacionária ou transiente (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003), devido ao fato deste poder determinar todas as frequências presentes no sinal, sem a existência de uma relação com o domínio temporal (SEVEGNANI, 2009). A análise via Transformada de Fourier não apresenta um caráter local, e representa um “comportamento global médio” de um sinal. Isto significa que, embora capaz de determinar o conteúdo de frequências presentes em um sinal, não há uma indicação de quando (em que intervalo de tempo) elas ocorrem (OLIVEIRA, 2007).

Em alguns processos industriais, o monitoramento da condição de máquinas e o diagnóstico de falhas tornam-se muito difíceis devido à grande variedade de equipamentos que operam com comportamentos dinâmicos em características não-estacionárias. Exemplos de comportamentos dinâmicos não-estacionários são: choque, trinca, folga mecânica, deslizamento e atrito. Para processar estes sinais que variam no tempo, ou seja, sinais cujo conteúdo espectral depende do tempo, é necessária uma técnica que represente os mesmos simultaneamente no domínio do tempo e frequência. A limitação da FT (*Fourier Transform*) levou ao desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais como tempo-frequência (Transformada de Gabor, Wigner-Ville etc.) e tempo-escala (Transformada de *Wavelet*) (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003). A primeira desenvolvida foi a Transformada de Gabor também mencionada na literatura como Transformada Janelada de Fourier, a qual se estendeu para um caráter mais generalista como Transformada de Fourier de Tempo Curto ou Curta Duração (STFT – *Short Time Fourier Transform*). Essa transformada passou a depender fortemente do instante de tempo analisado, como se o sinal fosse “fatiado” em vários trechos, e em cada trecho a contribuição espectral fosse analisada, resultando em um espectro local; ou seja, o sinal é dividido em intervalos pequenos o suficiente de modo que se possa assumir

estacionaridade (MESQUITA *et al.*, 2002), podendo-se portanto observar o sinal por meio de uma curta “janela” operando como uma “Transformada de Fourier Local” (OLIVEIRA, 2007). A totalidade dos espectros de cada intervalo mostra como o conteúdo de frequência do sinal está variando com o tempo. A divisão do sinal é feita por meio do uso de uma janela de observação para enfatizar as características do sinal apenas nas proximidades do instante de interesse. Uma das limitações associadas à STFT diz respeito à largura da janela, cujo valor é constante para todos os instantes de tempo. Pelo princípio da incerteza de Heisenberg, uma janela larga permite uma boa resolução no domínio da frequência, mas uma resolução pobre no domínio do tempo, e vice-versa. Desta maneira, as informações obtidas pela STFT têm precisão limitada devido à largura da janela (MESQUITA *et al.*, 2002).

Uma alternativa para abordar as limitações da STFT consiste em permitir uma resolução variável no tempo. Segundo Cox (2004), a Transformada *Wavelet* (TW) pode analisar variações espectrais com diferentes resoluções (multiresolução) tempo-frequência; ou seja, essa transformada permite variar o tamanho da janela de análise, de acordo com a frequência do sinal. A Transformada de *Wavelet* interpreta o sinal como versões deslocadas e escalonadas de uma *wavelet* original, chamada de *wavelet*-mãe (LACERDA *et al.*, 2011). De maneira geral, a *wavelet* pode ser manipulada de dois modos: movendo-se para várias posições sobre o sinal (translação) e dilatando-se ou comprimindo-se (escala). Assim, pode-se mencionar que elas funcionam como uma janela que diminui para os componentes de altas frequências e aumenta para os de baixas frequências (SEVEGNANI, 2009).

3.2 ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS ESTACIONÁRIOS

A Transformada de Fourier (*FT – Fourier Transform*) é, em essência, uma ferramenta matemática que permite representar e estudar o comportamento de certos sinais com respeito a propriedades de periodicidade. Tendo em vista a pretensão de realizar aplicações específicas, a seguir serão abordados aspectos teóricos básicos da Transformada Contínua de Fourier, bem como das técnicas computacionais para sua determinação na forma discreta, chamada DFT, e alguns de seus algoritmos rápidos, popularizados como FFT (*Fast Fourier Transform*).

3.2.1 Transformada Contínua de Fourier

Para sinais estacionários (cuas propriedades não variam com o tempo), a análise espectral, comumente associada à Transformada de Fourier é extremamente útil porque a frequência contida no sinal é de grande importância (ASSUMPCÃO *et al.*, 2005).

Jean Baptiste Joseph Fourier foi um matemático francês que na publicação “*Theorie analytique de la Chaleur*” em 1822, estabeleceu uma equação diferencial parcial administrando a difusão de calor, solucionando-a por meio de uma série infinita de funções trigonométricas.

A série trigonométrica de Fourier para uma função periódica pode ser escrita (Equação 3.1):

$$f(t) \approx \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)] \quad (\text{Equação 3.1})$$

Onde $k = 1, 2, 3, \dots$

O símbolo ω_0 usado na Equação 3.1 tem o significado físico de frequência angular fundamental, dado em radianos por segundo, que obedece a relação $\omega_0 = 2\pi/T$ e a parcela $k\omega_0$, os chamados harmônicos da função. Os coeficientes a_0 , a_k e b_k são dados pelas Fórmulas de Euler-Fourier (Equação 3.2).

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt; \\ a_k &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(k\omega_0 t) dt; \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(k\omega_0 t) dt. \end{aligned} \quad (\text{Equação 3.2})$$

De um modo geral, costuma-se usar a notação $f(t)$, $t_0 < t < t_0 + T$ para explicitar a amplitude do intervalo/Janela considerado. Faz-se necessário enfatizar o intervalo no qual se considera o desenvolvimento, assim como a frequência da fundamental, de outra forma, o resultado não teria sentido. Para sinais periódicos, frequentemente a janela coincide com o período do sinal. É interessante observar que se o sinal $f(t)$ é uma tensão (ou corrente), o valor de a_0 representa o nível DC (*Direct Current*) do sinal periódico correspondente a $f(t)$ (OLIVEIRA, 2007).

Na série exponencial (ou complexa) de Fourier um sinal periódico $f(t)$ pode ser expresso de forma mais compacta (Equação 3.3).

$$f(t) \approx \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{j\omega_0 kt} \quad (\text{Equação 3.3})$$

A representação exponencial da série de Fourier é a mais utilizada e é equivalente a série trigonométrica para sinais reais. Entretanto, ela pode também ser aplicada a sinais complexos e, portanto, é mais geral (OLIVEIRA, 2007). Os valores de c_k são chamados de coeficientes da série exponencial de Fourier ou coeficientes espectrais (Equação 3.4).

$$c_k = \frac{1}{T} \int_T f(t) e^{-j\omega_0 kt} dt, \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (\text{Equação 3.4})$$

A representação dos coeficientes espectrais de um sinal em função da frequência resulta em um gráfico designado espectro em frequência, e a análise do mesmo recebe a denominação de análise espectral.

Quando o sinal for aperiódico, este pode ser expresso como uma soma contínua (integral) de sinais exponenciais. Portanto, é possível estabelecer uma definição da Transformada de Fourier como sendo um caso limite da série de Fourier.

Para transformar uma função periódica em aperiódica pode-se fazer $T \rightarrow \infty$, o que significa que a função não se repete. Também se deve observar que quando T aumenta então a distância entre duas frequências harmônicas ($k\omega_0$ e $(k+1)\omega_0$) consecutivas se torna cada vez menor. Assim, matematicamente tem-se (Equação 3.5):

$$\Delta\omega = (k+1)\omega_0 - k\omega_0 = \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \Rightarrow \frac{1}{T} = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \quad (\text{Equação 3.5})$$

Da relação da Equação 3.5, quando $T \rightarrow \infty$, tem-se: $\frac{1}{T} = \frac{d\omega}{2\pi}$

Portanto, a frequência deixa de ser uma variável discreta e se torna uma variável contínua. Assim, tem-se $k\omega_0 \rightarrow \omega$ quando $T \rightarrow \infty$.

Observando a relação, verifica-se que c_k também varia inversamente com T . Assim, quando $T \rightarrow \infty$ então $c_k \rightarrow 0$. Entretanto, o valor limite do produto $c_k T \rightarrow \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$ quando $T \rightarrow \infty$.

A integral mostrada na relação acima é chamada de Transformada de Fourier de $f(t)$ e pode ser representada conforme Equação 3.6.

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (\text{Equação 3.6})$$

A Transformada de Fourier é uma transformada integral que detecta frequências e representa qualquer função integrável $f(t)$ como a soma de exponenciais complexas com frequência angular ω e amplitude complexa $F(j\omega)$.

Da identidade de Euler, $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$, é obtida uma representação trigonométrica para a transformada (Equação 3.7).

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cos(\omega t) dt - j \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \sin(\omega t) dt \quad (\text{Equação 3.7})$$

Na Figura 3.2 tem-se o princípio de decomposição de um sinal via FT apresentado.

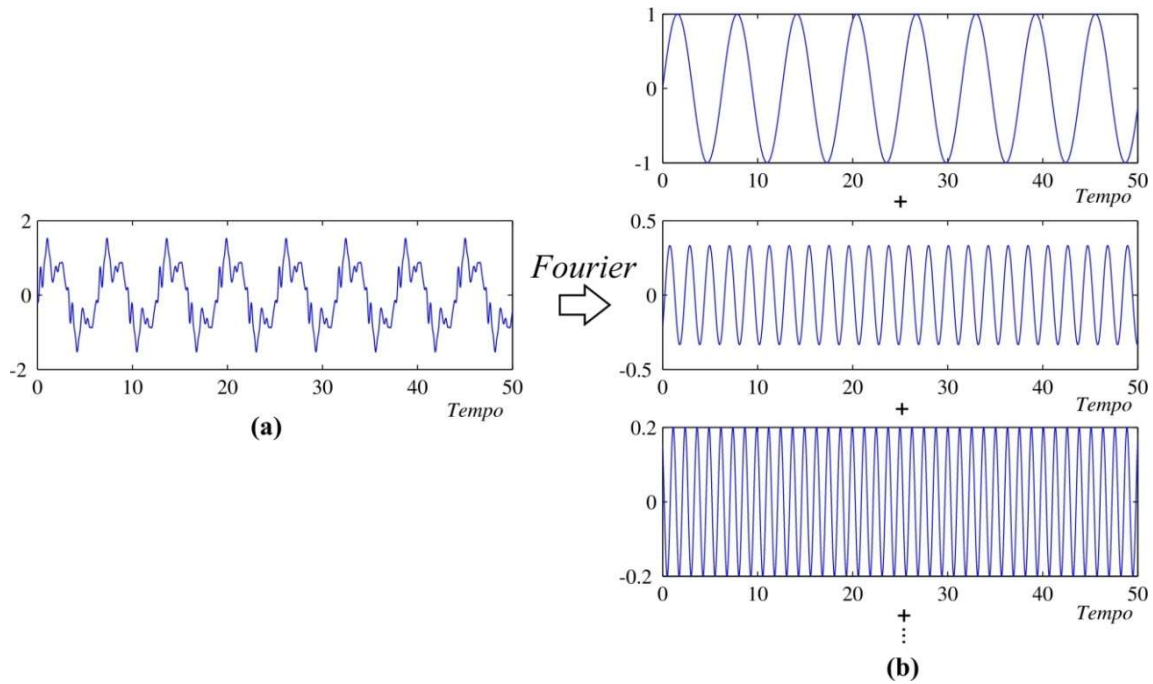


Figura 3.2-Princípio da decomposição de um sinal via FT: a) Sinal original,b) Decomposição do sinal original em suas componentes senoidais constituintes por Transformada de Fourier.

3.2.2 Transformada Discreta de Fourier

Em se tratando de sinais empíricos, onde não se dispõe de uma fórmula analítica que permitiria o cálculo analítico de sua Transformada de Fourier, é necessário buscar, em lugar da transformada exata, uma aproximação para a mesma, que seja possível de calcular a partir de um conjunto de valores medidos desse sinal.

Conhecendo-se um conjunto de pontos que represente os valores das amostras, cobrindo um período inteiro, de um sinal que é periódico e amostrado, deve ser possível calcular de maneira exata a FT desse sinal; pois esses pontos contêm toda a informação necessária para se descrever completamente o sinal. O cálculo dessa transformada poderá ser realizado por meio de um número finito de operações aritméticas de números complexos, denominada Transformada Discreta de Fourier (DFT - *Discrete Fourier Transform*).

Considerando-se N amostras do sinal no domínio do tempo, denotadas $f(k)$, com $k=0,1,2,\dots,N-1$, a DFT é dada por um conjunto de N amostras do sinal no domínio da frequência, denotadas por $F(n)$, $n= 0,1,2,\dots,N-1$ e definidas pela Equação 3.8.

$$F(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(k) e^{-j \frac{2\pi kn}{N}} \quad (\text{Equação 3.8})$$

Por conveniência, a Equação da DFT pode ser rescrita pela Equação 3.9,

$$F(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} f(k) W_N^{kn} \quad (\text{Equação 3.9})$$

Onde: $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$,

Com o desenvolvimento de técnicas de Processamento de Sinais DSP (*Digital Signal Processor*) e Processadores em chip, a DFT aparece como uma solução prática cada vez mais atrativa. A redução acentuada no custo dos DSP e o aumento da capacidade de processamento, em conjunto com o aparecimento de novas técnicas eficientes para a avaliação de transformadas discretas (as ditas Transformadas Rápidas), vêm permitindo “operar” em tempo real com muitos sinais. Assim, as transformadas discretas vêm se firmando como ferramentas “por excelência” na análise espectral (OLIVEIRA, 2007). No entanto, a implementação da DFT costuma ser auxiliada por meio de um algoritmo rápido, o qual permite acelerar o processamento da interpolação de uma grande quantidade de dados por polinômios trigonométricos, proporcionando uma aplicação com menor esforço computacional, de forma mais rápida e econômica. A DFT passou a ser amplamente utilizada no processamento digital de sinais quando em 1965 os matemáticos Cooley e Tukey apresentaram um algoritmo rápido para o cálculo da DFT, que se popularizou como Transformada Rápida de Fourier (FFT - *Fast Fourier Transform*), também mencionada na literatura como Transformada Discreta Rápida de Fourier.

A FFT é um método muito eficiente que reordena os cálculos dos coeficientes de uma DFT, com o objetivo de diminuir a complexidade temporal, minimizando o tempo de execução e reduzindo o número de operações elementares realizadas, o que diminui a energia consumida no processo, visando aplicações em tempo real. Existe um grande número de diferentes algoritmos rápidos propostos na literatura, incluindo Cooley-Tukey, Good-Thomas, PFA (*Prime-Factor Algorithm*) e Algoritmo de Winograd-Fourier (WFTA - *Winograd Fourier Transform Algorithm*) (OLIVEIRA, 2007).

3.3 ANÁLISE ESPECTRAL DE SINAIS NÃO-ESTACIONÁRIOS

Na análise de Fourier clássica é assumida a estacionaridade, ou seja, assume-se que o espectro é independente do tempo e que todas as componentes do sinal existem em toda a duração do mesmo. A Transformada de Fourier possui, portanto, resolução máxima em frequência, mas nenhuma resolução no tempo, e a análise dos coeficientes define a frequência global do sinal.

A transformação do sinal por Fourier é uma quantidade complexa que pode ser definida em termos de magnitude ou de fase. A representação em termos de magnitude indica quais as componentes em termos de frequência que estão presentes no sinal e de que forma variam as respectivas amplitudes. Tal representação não informa sobre a modulação em frequência destas componentes, nem sobre a sua duração e localização em termos temporais (PINTO, 2009).

Uma parte importante da informação acerca do sinal está no espectro de fase, que apesar de muito útil é de difícil interpretação. Desta forma, para tal representação se tornar útil na análise de sinais com características de não estacionaridade ou transiente (impulsos, choques, mudanças bruscas, início e fim de eventos etc.) será necessário o desenvolvimento de procedimentos que tornem tal informação de fácil interpretação (PINTO, 2009). As representações em tempo-frequência foram desenvolvidas no sentido de tentar responder às limitações diagnosticadas com o uso das técnicas clássicas, realizando o mapeamento de um sinal unidimensional por meio de uma função bidimensional (representada por meio de um espectrograma) que acompanha simultaneamente, em função do tempo, a variação da frequência.

A seguir serão abordados os principais conceitos básicos relacionados ao processamento e análise de sinais em regime não-estacionário, descrevendo-se algumas técnicas rotuladas como análise em plano tempo-frequência e tempo-escala.

3.3.1 Transformada de Fourier de Curta Duração

A perda da informação temporal na análise clássica de Fourier gerou a necessidade de uma nova estratégia para a análise de sinais não-estacionários. Nessa estratégia assume-se uma divisão do sinal em porções pequenas o suficiente para que dentro destas, o sinal possa ser tratado como estacionário. Aplica-se uma janela sobre o sinal, de forma que sejam separadas cada uma de suas porções estacionárias, tal que a DFT de cada porção obterá exatamente a

frequência presente em cada uma. Essa estratégia provou-se adequada para diversas aplicações, dando origem a uma "revisão" da Transformada de Fourier que passou a ser conhecida como Transformada de Fourier de Tempo Curto (STFT - *Short Time Fourier Transform*).

Matematicamente, a operação de janelamento pode ser modelada como uma multiplicação do sinal $f(t)$ (que possui duração infinita) por um sinal $g(t)$ do tipo janela. O sinal resultante dessa multiplicação, embora seja definido em todo tempo, só é diferente de zero no intervalo de tempo considerado de interesse, durante o qual ele é igual ao sinal original, podendo, portanto, ser analisado a partir apenas da informação contida nesse intervalo.

Existe diversas escolhas para a janela, sendo as principais as que possuem suporte compacto e regularidade razoável. Quando a janela selecionada é Gaussiana, $g(t) = e^{-t^2/2}$, que é proporcional à função densidade de probabilidade normal padrão, a STFT é conhecida particularmente como Transformada de Gabor.

Formalmente, a STFT pode ser definida pela Equação 3.10 em função da frequência angular ω e da posição b no tempo.

$$STFT(b, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)g(t-b)e^{-j\omega t} dt \quad (\text{Equação 3.10})$$

Outra forma de abordagem utiliza a representação: $g_{\omega,b}(t) = g(t-b) e^{-j\omega t}$.

Segundo Santiago (2004), uma limitação associada à STFT diz respeito à largura da janela cujo valor é constante para todas as frequências, de forma que uma janela larga, ocasionada por um maior número de amostras, permite uma boa resolução no domínio da frequência, mas uma pobre resolução no domínio do tempo, e vice-versa, não sendo possível, portanto, a obtenção de uma boa resolução nos dois domínios de forma simultânea.

Um caso particular ocorreria quando a janela estivesse com largura infinita, ocasionando a máxima resolução em frequência possível e nenhuma resolução no tempo, ou seja, seria obtida a $F(j\omega)$. Por outro lado, aplicando uma largura infinitesimalmente pequena, mas não nula, o resultado seria simplesmente o máximo de resolução no tempo e nenhuma resolução na frequência, ou seja, seria obtida a $f(t)$.

A janela da Equação 3.10 pode ser interpretada de duas formas. A janela limita a extensão do sinal a ser analisado, de modo que em um dado intervalo t este possa ser considerado satisfatoriamente estacionário, podendo-se, portanto, calcular a contribuição de todas as frequências, ou ainda, tal qual um banco de filtros, onde a uma dada frequência ω , o

sinal é processado ao longo do tempo em um filtro passa-banda cuja resposta ao impulso é a função da janela $g_{\omega,b}(t)$ modulada àquela frequência (GARCIA, 2005). Neste sentido, a STFT pode ser entendida como uma representação passa-baixa das saídas de um filtro passa-banda, onde todos os filtros passa-banda têm a mesma largura de banda determinada pela janela selecionada (OLESKOVICZ *et al.*, 2006).

Na Figura 3.3 tem-se a operação de janelamento para dois sinais $f_1(t)$ e $f_2(t)$ com frequências distintas por meio de uma janela Gaussiana: Na Figura 3.3a tem-se os sinais $f_1(t)$ e $f_2(t)$ originais; na Figura 3.3b é apresentado o sinal de uma janela Gaussiana; na Figura 3.3c os sinais $f_1(t)$ e $f_2(t)$ janelados.

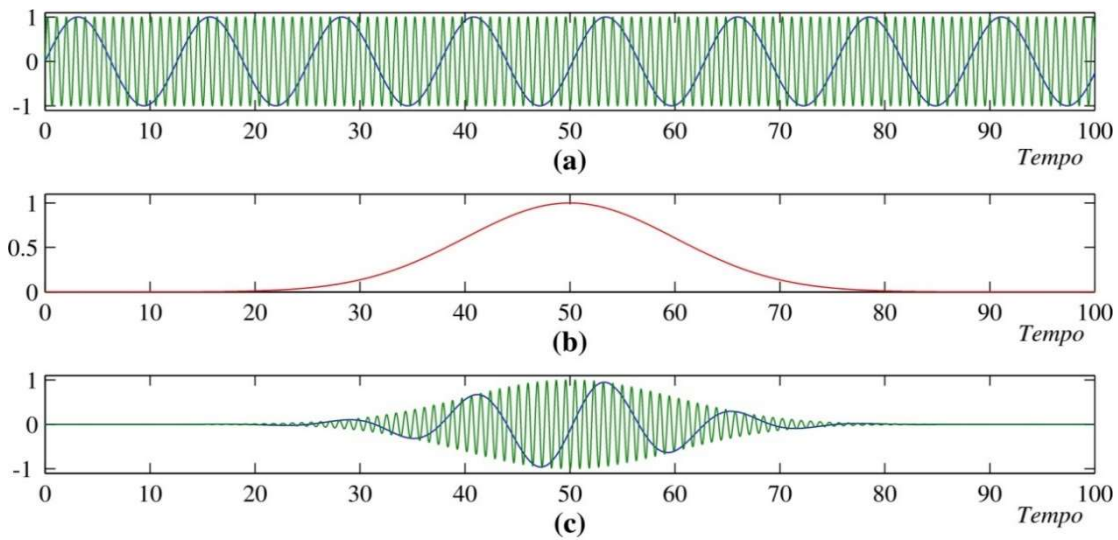


Figura 3.3 - Simulação de operação de janelamento: a) Sinais originais de $f_1(t)$ e $f_2(t)$, b) Sinal tipo janela Gaussiana, c) Sinais janelados de $f_1(t)$ e $f_2(t)$. [FONTE: Autor]

Escolhe-se na prática uma janela com resolução que possibilite a obtenção de informações em ambos os domínios, todavia limitando a precisão da análise devido à mudança de escala permitir, numa escala maior, uma visão mais global, mas com menor precisão, e em uma escala menor, observar detalhes, renunciando o comportamento global. A seleção da janela $g_{\omega,b}(t)$ influi na resolução em tempo e frequência (SANTIAGO, 2004). Analogamente à mecânica quântica, pode-se definir uma relação entre as extensões das influências da janela no tempo e na frequência (Equação 3.11).

$$\Delta t \Delta \omega \geq \frac{1}{2} \quad (\text{Equação 3.11})$$

As resoluções de frequência e no tempo não podem ser arbitrárias devido ao seu produto ser limitado (resolução máxima) pelo Princípio da Incerteza de Heisenberg descrito na Equação 3.11, a qual define a área mínima dos retângulos no plano tempo-frequência de larguras Δt e $\Delta \omega$ conhecidos como caixa de Heisenberg ou átomo de tempo-frequência. Este princípio estabelece o máximo de separação do período do tempo e das frequências presentes na forma de onda analisada. Δt e $\Delta \omega$ correspondem aos desvios padrões, isto é, raiz quadrada da variância, medidas de espalhamento (OLIVEIRA, 2007). Janelas Gaussianas são comumente utilizadas, pois minimizam a inequação. Pode-se provar que esse produto só se iguala a $1/2$ se $g_{\omega, b}(t)$ for Gaussiana. Esta é, portanto, a melhor função a ser usada como janela, quando for necessária uma boa resolução combinada de tempo e frequência. Entretanto, o problema principal da STFT permanece: uma vez escolhida a função janela e seu comprimento, as resoluções são fixas para a análise. Tal fato gera *aliasing* das componentes de altas e baixas frequências do sinal original que não se enquadram na escala da janela (GARCIA, 2005).

As resoluções fixas de um átomo de STFT são visualizadas na representação esquemática por caixas de Heisenberg na Figura 3.4. Para efeito de clareza, os quadros são desenhados apenas em três janelas centradas em b_1 , b_2 e b_3 cujas respostas em frequências estão respectivamente moduladas em ω_1 , ω_2 e ω_3 . Considere uma janela $g_{\omega, b}(t)$ cuja FT seja $G_{\omega, b}(\omega)$. Os pontos que indicam o centro do retângulo não fornecem nenhuma informação sobre o sinal, sendo relevante apenas a informação fornecida pela caixa de Heisenberg.

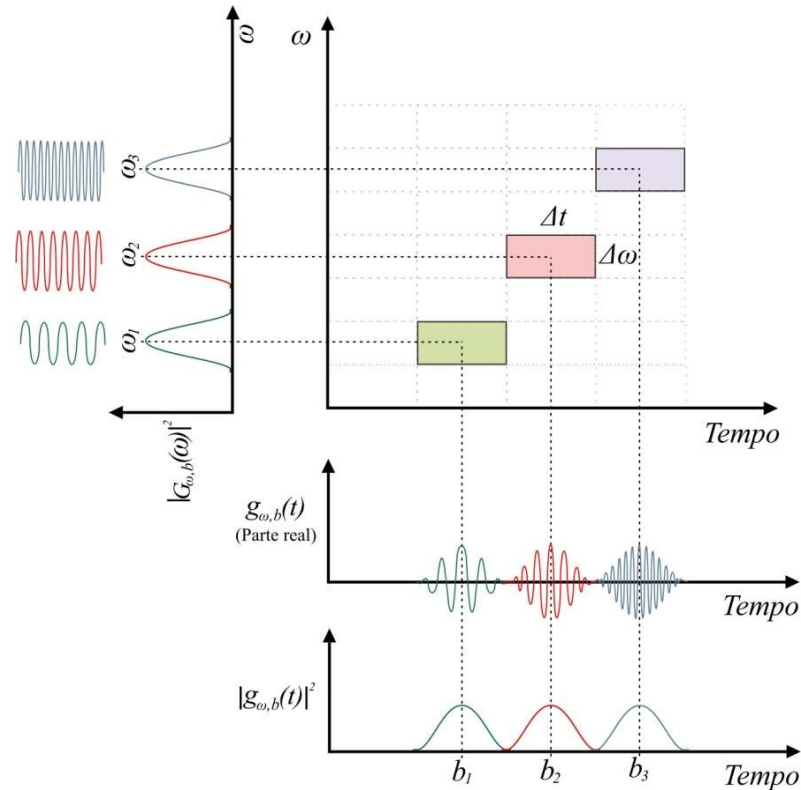


Figura 3.4-Resolução tempo-frequência da STFT. Adaptada de Cox (2004)

Observe que Δt e $\Delta \omega$ são fixos. Neste caso, o mesmo $\Delta \omega$ apropriado para a distinção de frequências em torno de ω_3 pode não ser grande o suficiente para discernir frequências em torno de ω_1 . De modo análogo, um Δt que permita identificar com precisão adequada o instante b_1 pode não ser grande o suficiente para distinguir com a precisão necessária o instante de tempo onde a frequência mais alta ocorre.

Sendo Δt e $\Delta \omega$ arbitrariamente fixados, a STFT incorre no risco de que a resolução temporal seja adequada para a delimitação do instante de tempo em que a frequência ω_1 ocorre, mas não tenha precisão suficiente na marcação do instante onde a frequência ω_3 acontece. Raciocínio análogo pode ser alcançado a respeito da resolução em frequência arbitrariamente selecionada (GARCIA, 2005).

Outra restrição consiste em não existir bases ortogonais para a STFT, implicando na impossibilidade da definição de uma transformada inversa, sendo também difícil a definição de um algoritmo rápido que auxilie a aplicação da transformada.

A alternativa encontrada para o problema da resolução na análise tempo-frequência foi o desenvolvimento de uma nova técnica em que as diferentes frequências contidas no sinal são analisadas em diferentes resoluções. A essa técnica deu-se o nome de Análise Multiresolucional (*MRA - Multiresolution Analysis*).

A MRA foi desenvolvida para permitir uma análise com boa resolução no tempo e pouca resolução em frequência para altas frequências e, ao contrário, pouca resolução no tempo e alta resolução em frequência nas frequências baixas. Essa abordagem faz muito sentido quando se considera que a grande maioria dos sinais práticos apresentam componentes de alta frequência com curta duração e componentes de baixa frequência com longa duração.

A questão principal na MRA é que as janelas não têm mais um tamanho fixo durante a análise, mas variável que se adapta conforme as necessidades de resolução de cada situação. Essas novas janelas passaram a ser representadas por uma classe de funções que receberam o nome de *wavelets*.

A Transformada *Wavelet* fornece a descrição tempo-escala de um sinal, com janelas onde a largura se ajusta à escala. As limitações de tempo e de frequência definidas para a análise do conteúdo de energia do sinal leva, naturalmente, a introdução da caixa de Heisenberg, associada a cada análise *wavelet*. Dessa forma, as resoluções são determinadas por retângulos de dimensões $(a\Delta t, \Delta\omega/a)$, em contraste com a FT, na qual as resoluções são $(\Delta t, \Delta\omega)$. Na Figura 3.5a tem-se as duas interpretações respeito da STFT, e na Figura 3.5b, a interpretação do parâmetro de escala introduzida pela *wavelet*. Observa-se para cada caso, a região de influência de um impulso de Dirac (linhas verticais).

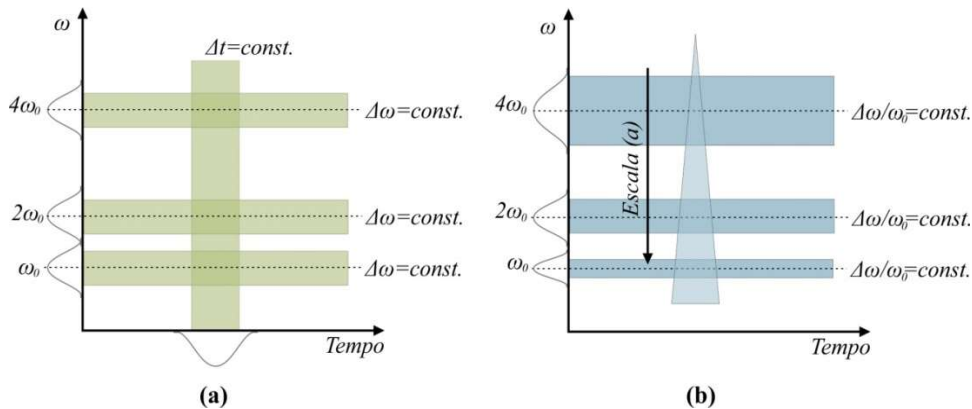


Figura 3.5- Comparação entre as resoluções da Wavelet e da STFT no plano tempo-frequência. Adaptada de Cox (2004).

3.3.2 Transformada Contínua de *Wavelet*

A teoria *wavelet* é um recurso matemático desenvolvido para várias aplicações e que tem sido usada como uma eficiente ferramenta para a análise de sinais por meio de processamento de sinal multiresolução, decomposição de sinais e expansão *wavelet* (MALANGE, 2010), representando funções genéricas em termos de “blocos construtivos básicos”, ou “átomos”, fixos em diferentes escalas e posições. Neste sentido, a análise por

wavelet é do tipo “local em tempo-frequência”, com resolução inversamente proporcional entre tempo e frequência, introduzindo-se, portanto, a noção de escala, levando-se ao conceito de decomposição tempo-escala (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003).

Uma *wavelet* é uma curta onda de natureza oscilatória e energia finita, e interpreta o sinal como versões deslocadas e escalonadas de uma *wavelet* original, chamada de *wavelet*-mãe (LACERDA *et al.*, 2011). A ideia fundamental da Transformada de *Wavelet* é que ela é uma transformada pontual e proporcional à escala. Ela analisa o sinal em escalas diferentes e se desloca analisando cada ponto do sinal (OLIVEIRA, 2007).

Considerando $f(t), \psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$, para que possa dar origem a uma família de *wavelets*, exige-se que a *wavelet* seja absolutamente integrável, como demonstrado na Equação 3.12,

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt < \infty \quad (\text{Equação 3.12})$$

deve possuir energia finita unitária, garantindo que a base possui suporte compacto ou decaimento rápido em amplitude e, por conseguinte, localização temporal (Equação 3.13).

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt = 1 \quad (\text{Equação 3.13})$$

Também deve ser respeitada a uma condição de admissibilidade (Equação 3.14),

$$C_{\psi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (\text{Equação 3.14})$$

onde $\Psi(\omega)$ é a transformada de Fourier de $\psi(t)$. Esta última condição implica na prática que a *wavelet* oscila, integra-se a zero e não possui componente contínuo (DC=0), ou $\Psi(\omega)$ deve se anular na origem, $\Psi(0)=0$. E que por sua vez, sugere que a *wavelet* deve ser oscilante e ter média igual à zero no domínio do tempo, dada pela Equação 3.15 (MALANGE, 2010):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0 \quad (\text{Equação 3.15})$$

Basicamente, pode-se definir uma *wavelet* como sendo uma onda pequena oscilante com média igual a zero e que tem decaimento rápido tendendo a zero. Funções que atendem à

condição de admissibilidade podem ser utilizadas para analisar e reconstruir um sinal sem perda de informação (COX, 2004).

A CWT (Equação 3.16) de um sinal $f(t)$ utilizando as funções $\psi_{a,b}(t)$ é definida pela Equação 3.17.

$$CWT(a,b) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{a,b}^*(t) dt, a \text{ e } b \in \mathbb{R}, a \neq 0 \quad (\text{Equação 3.16})$$

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) = |a|^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (\text{Equação 3.17})$$

O parâmetro **b** é chamado de coeficiente de translação e simplesmente avança ou atrasa a posição da *wavelet* no eixo do tempo t , ou seja, se relaciona com a localização da “janela”. Este parâmetro, portanto, é responsável por deslizar a função moduladora $\psi_{a,b}(t)$ sobre o eixo horizontal, a fim de cobrir todo o sinal.

O parâmetro de escalonamento **a** determina o tamanho da função janela, onde para valores pequenos a a WT aumenta a resolução de um pequeno detalhe do sinal $f(t)$, ou seja, este parâmetro corresponde ao processo de compressão e dilatação do sinal. As escalas têm associação inversa com as frequências de um sinal. O tamanho do detalhe é relacionado a uma faixa específica da frequência; por exemplo, variando o parâmetro a , a função $f(t)$ pode ser examinada em diferentes frequências, por esta razão este parâmetro é conhecido como parâmetro de frequência ou de escala. Se a escala aumenta, $\psi_{a,b}(t)$ aumenta (dilata) no tempo, capturando comportamentos de tempo longo. Se a escala diminui, $\psi_{a,b}(t)$ sofre uma contração no tempo, capturando comportamentos de tempo curto, transitórios. Escala grande, significa visão global, enquanto que escala pequena significa visualização dos detalhes (DAUBECHIES, 1992). O escalamento possibilita a compressão ($a < 1$) ou dilatação ($a > 1$) da *wavelet*-mãe $\psi(t)$.

Particularmente a função $\psi_{a,b}(t)$ com $a=1$ e $b=0$ é chamada de *wavelet*-mãe, e denotada por $\psi(t)$ ou $\psi_{1,0}(t)$. O termo mãe vem do fato que funções com diferentes tamanhos são usadas no processo da transformada e todas são originadas desta função, ou seja, $\psi(t)$ é um protótipo para a geração de outras funções conhecidas como *wavelets* filhas, denotadas por $\psi_{a,b}(t)$. Portanto, as *wavelets* filhas são versões escalonadas pelo parâmetro a e transladadas pelo parâmetro b da função mãe, variando-se apropriadamente estes parâmetros. A notação $\psi^*(t)$ é o conjugado complexo de $\psi(t)$. A mudança dos parâmetros a e b não tem efeito sobre a forma

do *kernel* (função núcleo) da transformação, mas a resolução de tempo e frequência depende do fator de escala a .

Com o objetivo de apresentar de forma mais clara e ilustrativa os efeitos da translação e do escalonamento, utiliza-se estrategicamente neste capítulo a definição analítica de uma *wavelet* específica, o chapéu mexicano (*Mexican hat*), que é apropriada para este fim. Esta função (Equação 3.18) é a segunda derivada da função de distribuição de Gauss (ADDISON, 2002).

$$\psi(t) = (1 - t^2) e^{-t^2/2} \quad (\text{Equação 3.18})$$

As versões transladadas e escalonadas de uma *wavelet* são denotadas $\psi((t-b)/a)$. Nesta forma a *wavelet* chapéu mexicano torna-se a Equação 3.19 (ADDISON, 2002):

$$\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) = \left[1 - \left(\frac{t-b}{a}\right)^2\right] e^{-\frac{1}{2}\left[\frac{(t-b)}{a}\right]^2} \quad (\text{Equação 3.19})$$

Na Figura 3.6, é apresentado graficamente os parâmetros a e b por meio de uma *wavelet* Chapéu Mexicano. Na Figura 3.7 são apresentadas *wavelets* chapéu mexicano com variação do parâmetro de escala. Observa-se que quando se aumenta o valor da escala, a frequência de oscilação da *wavelet* diminui, e vice-versa. Na Figura 3.8 é apresentado exemplos de translações de uma *wavelet* chapéu mexicano.

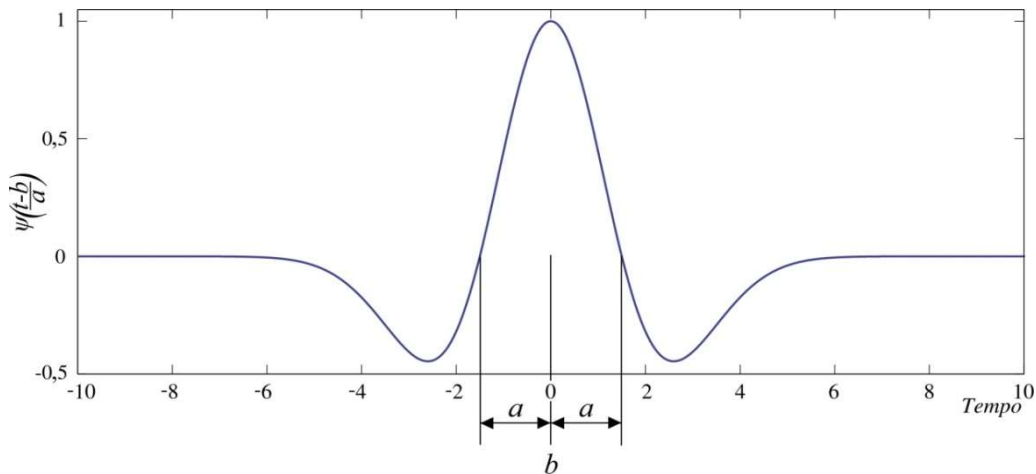


Figura 3.6-Representação gráfica dos parâmetros a e b . Fonte: Autor

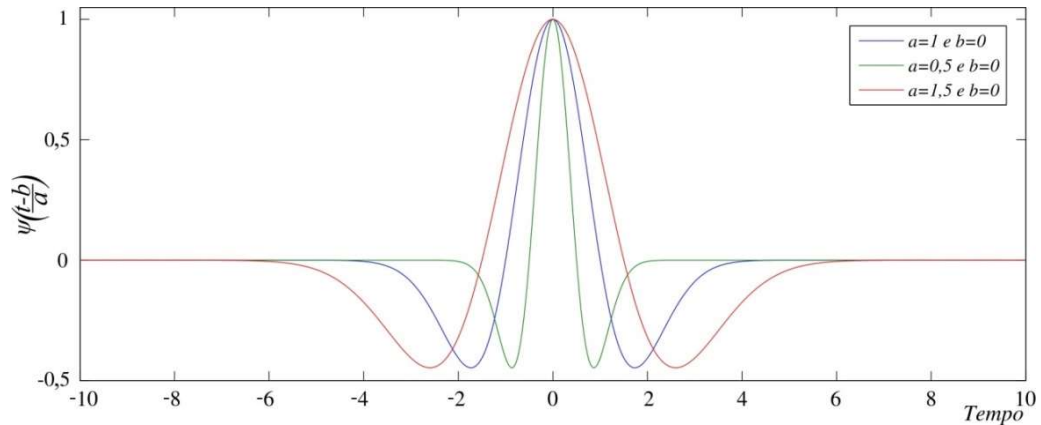


Figura 3.7-Representação gráfica de uma wavelet por meio da variação do parâmetro a . Fonte: Autor

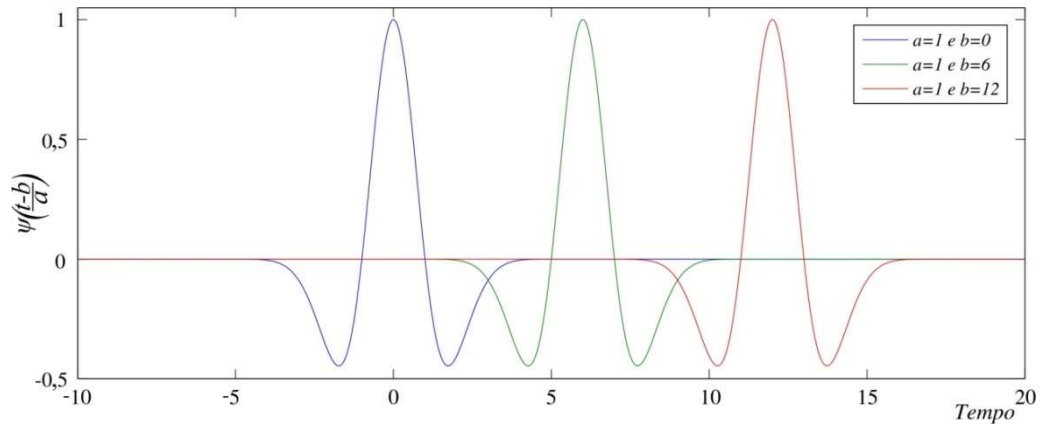


Figura 3.8-Representação gráfica da translação de uma wavelet por meio da variação do parâmetro b . Fonte: Autor

O fator $|a|^{-1/2}$ (função peso) da Equação (3.17) é usado por conveniência para garantir a normalização das *wavelets*. A normalização possibilita que a energia das *wavelets* escalonadas pelo fator a sejam as mesmas da *wavelet*-mãe, contudo existem outras funções peso para o mesmo fim.

Na Figura 3.9, são apresentadas *wavelets* chapéu mexicano com a mesma variação do parâmetro de escala simulada na Figura 3.7, porém, com a aplicação da função peso, onde é possível observar a variação da magnitude destas funções.

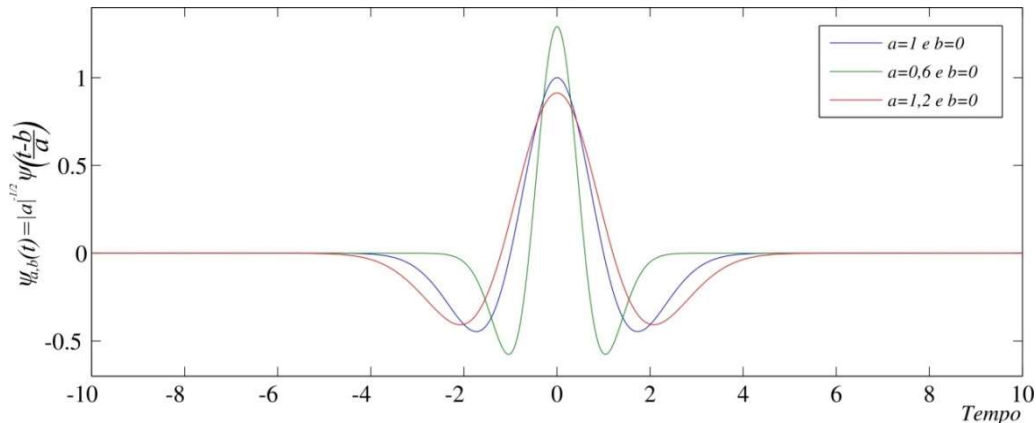


Figura 3.9-Representação gráfica da dilatação de uma wavelet por meio da variação do parâmetro de escala e a respectiva ação da função peso. Fonte: Autor

É importante observar que a função de base *wavelet* não é especificada, ao contrário da FT, na qual é função do tempo e da frequência ($e^{-j\omega t}$). Isso é porque tal base pode ser escolhida dentre um leque de possibilidades, as famílias *wavelets*. Existem, portanto, diversas funções *wavelets* reais ou complexas que podem ser usadas como *wavelet*-mãe, tais como as *wavelets* de Haar, Morlet, Daubechies, Meyer, Coiflet, Gabor, Cauchy, Bessel, Marr (*Mexican hat*), Poisson, Bessel, Shannon, Franklin etc.

Basicamente, o *design* de uma *wavelet* deve ser ótimo, isto é, sua aplicação na decomposição de um sinal deve produzir um elevado número de coeficientes próximos de zero, que por sua vez depende da regularidade da função, do número de *vanishing moments* (ordem da *wavelet*-mãe ou momentos nulos) e do *support size* (tamanho do suporte). O número de *vanishing moments* está associado à ordem polinomial dos sinais que podem ser representados por uma determinada *wavelet*-mãe, a expressão *support size* compacto refere-se ao fato da função estar definida apenas num intervalo fechado (fora deste intervalo a função é nula) e a regularidade está relacionada ao erro introduzido no sinal reconstruído pelos coeficientes *wavelets* (TONELLI NETO, 2012).

As famílias *wavelets* mais utilizadas para processamento de sinais são as *wavelets* Morlets (morl), que possuem forma analítica, Daubechies (db), Coiflets (coif) e Symlets (sym), que não possuem forma analítica. Estas *wavelets* exibem diferentes atributos e critérios de desempenho quando utilizadas em aplicações específicas, tais como: detecção de transitórios, compressão de sinais e filtragem de ruído (FERREIRA, 2009). O fato de existir uma preferência por algumas *wavelets* não quer dizer que outras famílias não apresentem bons resultados. Uma apresentação detalhada das famílias *wavelets* pode ser encontrada em Oliveira (2007) e Addison (2002).

3.3.3 Transformada *Wavelet* Discreta

Embora a CWT seja de grande interesse teórico, principalmente para a obtenção e a compreensão das propriedades matemáticas das funções *wavelets*, a sua discretização é necessária para aplicações práticas (MALANGE, 2010), pois nesta, o sinal mapeado no domínio *wavelet* é representado por uma função de duas variáveis contínuas, logo, nem todas as transformações são possíveis, dada a necessidade de uma forma analítica que as represente (ARAUJO, 2011). Calcular os coeficientes *wavelet* para cada escala possível é um processo muito longo e dispendioso computacionalmente, havendo muita redundância na transformação, gerando-se uma grande quantidade de dados.

Comumente a Equação 3.17 é representada discretamente por meio da Equação 3.20.

$$\psi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \psi\left(\frac{t - kb_0 a_0^j}{a_0^j}\right) \quad (\text{Equação 3.20})$$

A DWT torna-se definida, pela Equação 3.21,

$$DWT(j,k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t - kb_0 a_0^j}{a_0^j}\right) dt, \quad j \text{ e } k \in \mathbb{Z} \quad (\text{Equação 3.21})$$

onde os parâmetros de escala e translação a e b são funções dos parâmetros discretos j e k , sendo o primeiro chamado de nível, determinando a escala *wavelet*, enquanto o segundo indica a posição desta. Os parâmetros a_0 e b_0 são respectivamente, os coeficientes de passo discreto de escala e de translação da DWT, tal que $a = a_0^j$ e $b = kb_0 a_0^j$, permitindo uma expansão da família originada pela *wavelet*-mãe, gerando filhas com $a_0 > 1$ e $b_0 > 0$.

Nota-se que o sinal $f(t)$ e a *wavelet*-mãe são definidos em tempo contínuo, porém os coeficientes são definidos em valores discretos, isto é, a discretização da TW ocorre apenas no domínio dos parâmetros (variáveis de escala e translação), não na variável independente do sinal a ser analisado (tempo ou espaço). Esta transformada é conhecida como *wavelet* discreta de tempo contínuo (OLIVEIRA, 2007). Além da discretização do plano “escala-translação”, a variável independente do sinal pode também ser discretizada, denotando-se agora como *wavelet* discreta de tempo discreto (OLIVEIRA, 2007).

Verifica-se que o parâmetro de translação, depende da taxa de dilatação escolhida, não devendo ser tão espaçada para não haver perda de informação na transformação. Logo, para j grande e positivo a *wavelet* é bastante dilatada e os passos de translação, $b_0 a_0^j$, grandes são adaptados a esta grande largura. Em contrapartida, para j grande e negativo a *wavelet* é bastante contraída e os passos de translação pequenos são necessários para ainda cobrir toda a extensão (ARAUJO, 2011).

Um dos esquemas de implementação da DWT (algoritmo rápido) mais utilizados dentre os disponíveis na literatura é conhecido como Análise de Multiresolução (MRA) ou Algoritmo Piramidal de Mallat, e opera com escalas e posições baseadas em uma escala chamada diádica (potência de dois). Tal esquema foi organizado na maneira como se conhece atualmente por Stephane Mallat em 1988, que enxergou uma analogia bastante apropriada entre o algoritmo de decomposição diádico e o uso de um banco de filtros, conceito este oriundo da teoria geral de processamento de sinais.

Por ser provavelmente o esquema de decomposição mais conhecido e empregado, o termo “Transformada Discreta de *Wavelet*” se refere especificamente ao algoritmo de Mallat, embora outros esquemas de transformação discreta existam. O uso dessa escala torna a implementação computacional mais rápida e a análise dos dados bastante eficiente.

3.3.4 Interpretação como Banco de Filtros

Uma interpretação muito útil à teoria de processamento de sinais é que a Transformada *Wavelet* corresponde a uma operação de filtragem de um sinal $f(t)$ por um filtro cujos coeficientes são gerados pela função *wavelet* que está sendo utilizada na análise (STRANG; NGUYEN, 1996).

Algumas considerações devem ser feitas sobre o comportamento em frequência das *wavelets*, a fim de diferenciá-lo do comportamento da STFT. A *wavelet*-mãe representa um filtro passa-faixa de frequência ω_0 e largura de banda $\Delta\omega_0$, a *wavelet*-filha $\psi_{a,b}(t)$ também é um filtro passa-faixa centrado na frequência $a\omega_0$ cuja largura de banda, por sua vez, é $a\Delta\omega_0$ (AKANSU *et al.*, 1997).

A WT possui largura de banda relativa, $\Delta\omega/\omega=c$, constante e igual ao inverso do fator de qualidade Q de um filtro (RIOUL; VETTERLI, 1991), independente do parâmetro de dilatação/contração a . Um banco de filtros assim constituído apresenta sua resposta em frequência regularmente espalhada em escala logarítmica como apresentado na Figura 3.10b

sobre o eixo das frequências; ao contrário da STFT, cujo espalhamento é linear como apresentado na Figura 3.10a (RIOUL; VETTERLI, 1995).

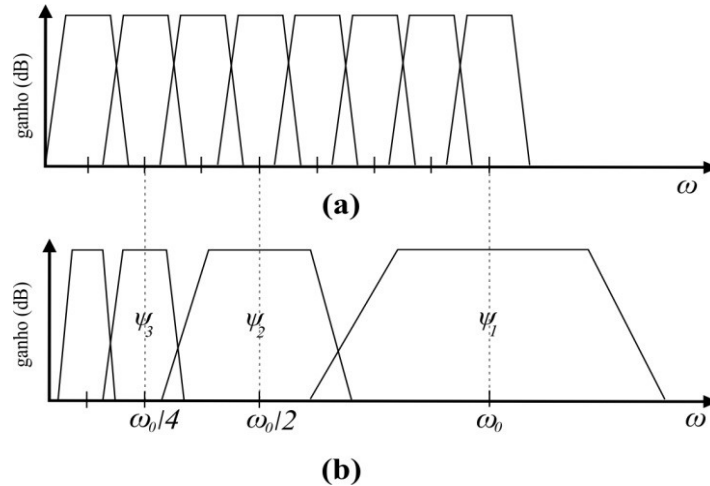


Figura 3.10-Particionamento do domínio das frequências. a) STFT (espalhamento uniforme) e b) Transformada Wavelet (espalhamento logarítmico). Adaptado de Rioul e Vetterli (1995).

A largura de banda relativa constante permite que $\Delta\omega$ e Δt variem de acordo com a frequência central do filtro (ω_0). Deste modo, a resolução no tempo se torna arbitrariamente boa em altas frequências enquanto a resolução em frequência é diretamente proporcional a frequências cada vez mais baixas (RIOUL & VETTERLI, 1995). Esta variação é demonstrada nos quadros de Heisenberg Figura 3.11. A resolução tempo-escala da Transformada Wavelet não possuindo resoluções fixas, permite que o instante de tempo em que as altas frequências ocorram seja determinado com maior precisão. Em baixas frequências, erros são minimizados aumentando-se a resolução espectral com que estas são aferidas

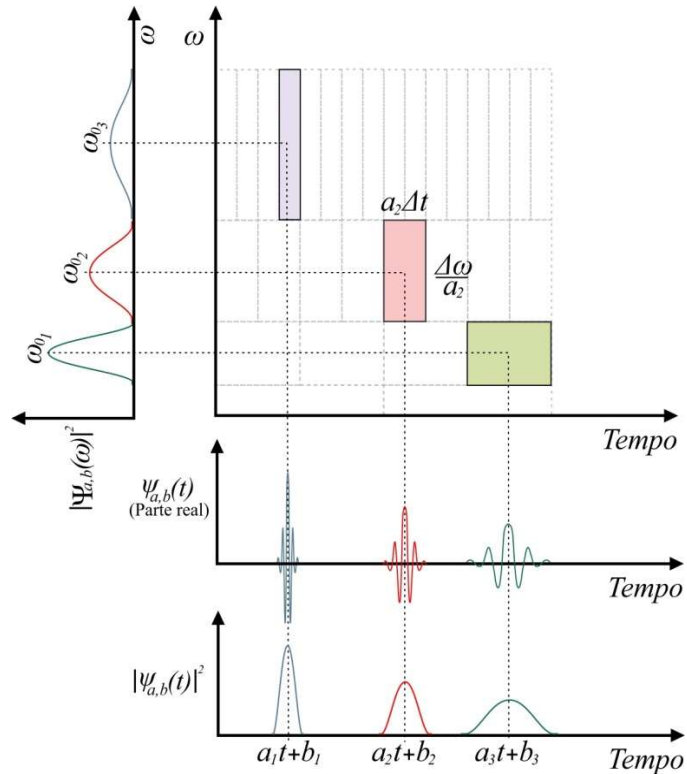


Figura 3.11-Resolução tempo-escala da Transformada Wavelet. Adaptada de Cox (2004).

A frequência central e a resolução em frequência $\Delta\omega$ são inversamente proporcionais ao fator de dilatação a , enquanto a resolução temporal Δt varia diretamente com a . Estas características permitem que a Transformada *Wavelet* seja própria para a análise de sinais com componentes de alta frequência e curta duração entremeados por componentes de baixa frequência e longa duração (RIOUL; VETTERLI, 1995).

A ideia de se passar um sinal por um banco de filtros já vem sendo usado há vários anos e é conhecida como Codificação em sub-bandas (*Subband Coding*). Este princípio será usado no cálculo da Transformada de *Wavelet* Discreta (OLIVEIRA, 2007).

3.3.5 Análise Multiresolução

A escolha dos valores dos coeficientes de passo da Equação 3.20 irá depender da resolução no tempo e na escala da *wavelet*-mãe escolhida. Contudo, usualmente, toma-se $a_0=2$, base utilizada nos computadores e que torna as sub-bandas de frequências diádicas, isto é, com metade da máxima frequência da sub-banda anterior a cada aumento de escala; e $b_0=1$, dando uniformidade à divisão de tempo na escala selecionada (ARAÚJO, 2011). São valores normalmente usados pelo fato de eliminarem a redundância oriunda da CWT, garantindo a inversibilidade e a formação de uma base ortonormal pelas *wavelets*-filhas (BRITO; PIRES,

2005). Atribuindo estes valores a definição da DWT, obtém-se sua forma diádica-ortonormal (Equação 3.22),

$$DWT(j,k) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi_{j,k}^*(t) dt, \quad j \text{ e } k \in Z, \quad (\text{Equação 3.22})$$

onde $\psi_{j,k}(t)$ é calculada a partir da Equação 3.23,

$$\psi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi\left(\frac{t - k2^j}{2^j}\right) = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k) \quad (\text{Equação 3.23})$$

A partir dos estudos relativamente recentes sobre a *wavelet*, Mallat em 1989 desenvolveu a Análise Multiresolucional (MRA), mostrando que um sinal pode ser decomposto em duas componentes, aproximação e detalhe, e também reconstruído por meio delas. A função *wavelet* está relacionada a um filtro passa-alta, a qual produz os coeficientes de detalhes da decomposição *wavelet*. Nesta análise há uma função adicional que está relacionada ao filtro passa-baixa, chamada de função de escalonamento (*scaling functions*), e está associada com os coeficientes de aproximação da decomposição. Isto significa que a aproximação contém informações de baixa frequência do sinal original e o detalhe contém as informações de alta frequência deste mesmo sinal (LACERDA, 2011). Na Figura 3.12 é apresentado o processo de decomposição *Wavelet* Discreta Multiresolução.

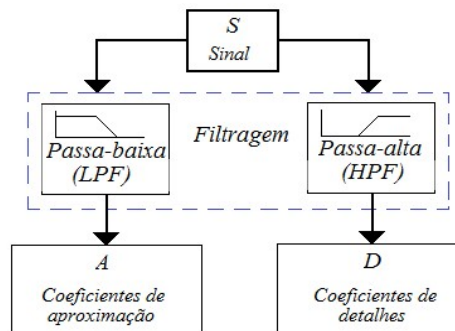


Figura 3. 12-Processo básico de decomposição Multiresolução. Adaptada de Santiago (2004)

A análise de multiresolução consiste basicamente em decompor um sinal em j -ésimas resoluções ou níveis ($j=1,2,3,...J$). A função *wavelet* $\psi_{j,k}(t)$ é correlacionada com um filtro passa-alta para fornecer os detalhes (coeficientes) do sinal em diferentes níveis. Na análise

multiresolução surge uma função adicional $\phi_{j,k}(t)$, chamada de função de escala, a qual é correlacionada com o filtro passa-baixa para fornecer as aproximações do sinal em diferentes níveis (SANTIAGO, 2004). Quando $j=0$, $\phi_{j,k}(t)$ é o mesmo que o sinal original. Nesta análise, $A_j[f(t)]$ é chamada de aproximação e $D_j[f(t)]$ de detalhe do sinal, cujas expressões são dadas pelas Equações 3.24 e 3.25,

$$A_j[f(t)] = f(t) * \phi_{j,k}(t) \quad (\text{Equação 3.24})$$

$$D_j[f(t)] = f(t) * \psi_{j,k}(t) \quad (\text{Equação 3.25})$$

onde, $\phi_{j,k}(t) = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}t - k)$ são as funções de escala ortogonais e $*$ denota a operação de convolução. Como, $\phi_{j,k}(t)$ e $\psi_{j,k}(t)$ são correlacionadas por meio de um par de filtros $h(t)$ e $g(t)$, elas podem ser definidas pelas Equações 3.26 e 3.27 (SANTIAGO, 2004):

$$\phi_{j,k}(t) = h(t) * \phi_{j-1,k}(t) \quad (\text{Equação 3.26})$$

$$\psi_{j,k}(t) = g(t) * \phi_{j-1,k}(t) \quad (\text{Equação 3.27})$$

Resolvendo as expressões das Equações 3.26 e 3.27 e combinando com as Equações 3.24 e 3.25, a DWT é obtida por (SANTIAGO, 2004).

$$A_j[f(t)] = h(t) * A_{j-1}[f(t)] \quad (\text{Equação 3.28})$$

$$D_j[f(t)] = g(t) * A_{j-1}[f(t)] \quad (\text{Equação 3.29})$$

Na Figura 3.13 tem-se princípio de decomposição de um sinal via análise multiresolução é apresentado. A função de dilatação da DWT pode ser representada como uma árvore de filtros passa-baixa e alta, com cada passo de transformação do filtro passa-baixa, como apresentado na Figura 3.14.

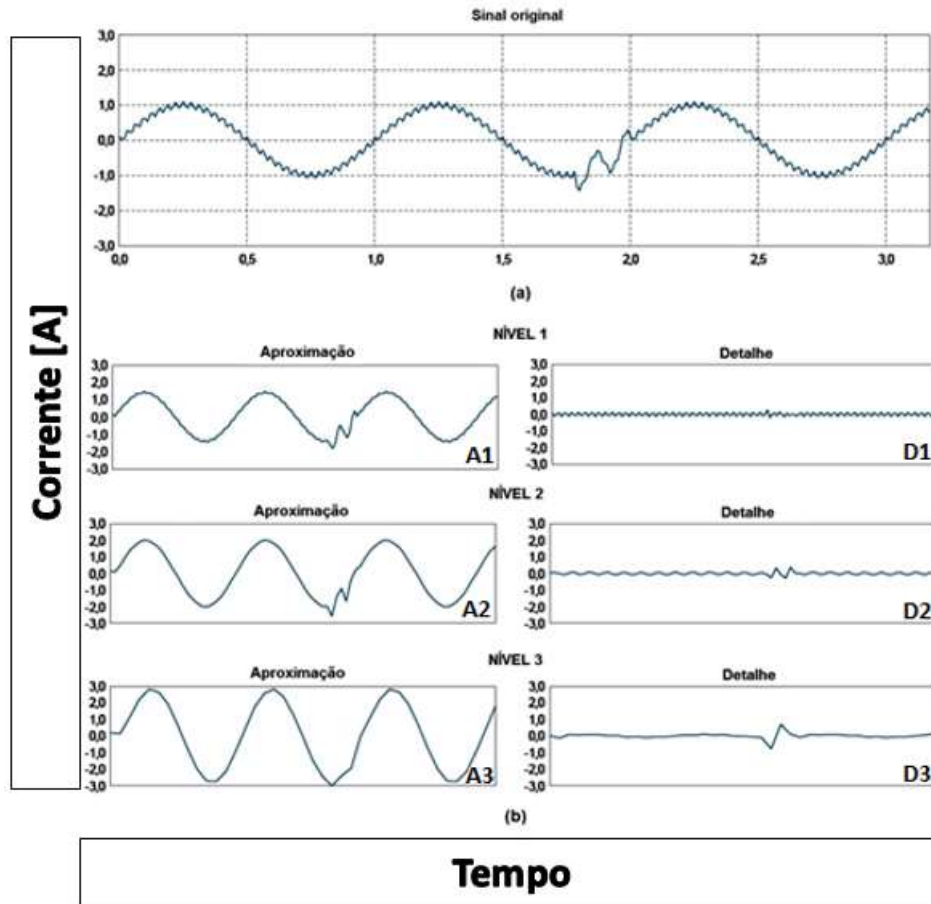


Figura 3.13-Princípio da decomposição de um sinal via análise multiresolução: a) Sinal original, b) Decomposição do sinal original em suas componentes de aproximação e detalhe em três níveis. Fonte: Autor

O sinal original discreto S decomposto no primeiro nível na componente A_1 por um filtro passa-baixa e uma componente D_1 por um filtro passa-alta. Os componentes, resultantes da filtragem passa-alta, contém as altas frequências, que já nos fornecem as informações com os mínimos detalhes. Precisa-se então analisar com mais cuidado os componentes resultantes do filtro LPF, pois eles fornecem apenas uma visão global destas frequências (OLIVEIRA, 2007). Portanto, para o segundo nível, a aproximação A_1 é agora decomposta em uma nova aproximação, A_2 , e um detalhe D_2 , e assim, sucessivamente o sinal vai sendo decomposto em componentes de baixa resolução, enquanto que as componentes de alta frequência não são analisadas adiante.

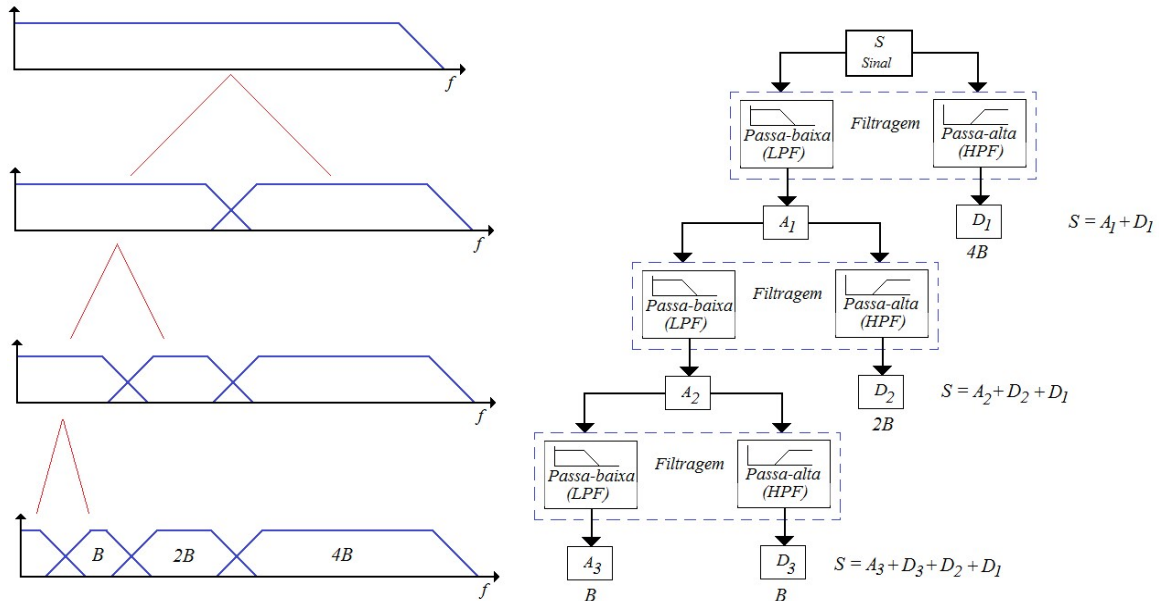


Figura 3.14-Banco de filtros e árvore de filtros com decomposição em três níveis. Fonte: Autor

3.3.6 Torque no entreferro e eficiência

A técnica de amostragem digital tem sido utilizada há algum tempo para determinação da potência em motores de indução (CLARKE; STOCKTON, 1982; STENBAKKEN, 1984; CORNEY; PULLMAN, 1987; MUKHERJEE *et al.*, 1990). Esta técnica tem servido como suporte para a maioria dos estudos na área de instrumentação e controle, inclusive em estudos relacionados à determinação da eficiência e torque de motores de indução.

A determinação do torque no entreferro é feita através da amostragem digital das tensões e correntes que alimentam o motor e da velocidade angular do eixo. Estes dados são processados e é fornecido o sinal do torque.

O entreferro é a região que fica entre o rotor e o estator que realiza a interface entre a parte eletromagnética e mecânica do motor, conforme Figura 3.15. O diagrama da Figura 3.16 ajuda a entender como as perdas em um motor de indução ocorrem durante o processo de conversão de energia.

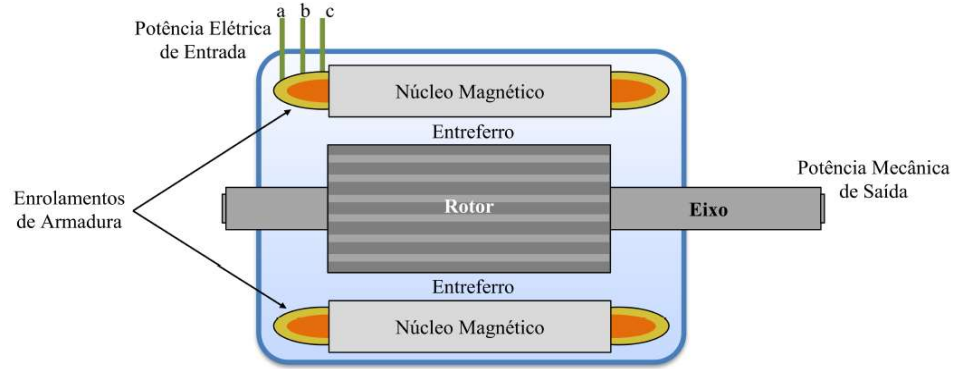


Figura 3.15-Desenho de corte de um motor de indução indicando as partes principais. Fonte: Lima Filho, 2009

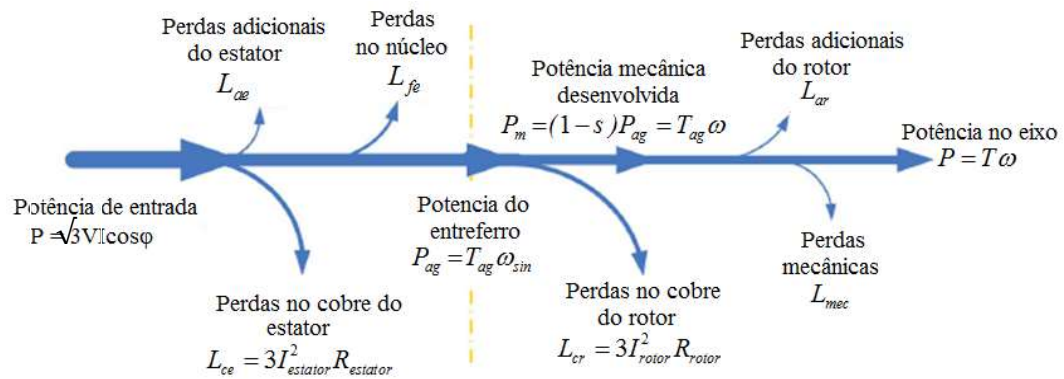


Figura 3.16-Diagrama de perdas de um motor (adaptada de Lu *et al.*, 2008).

A potência de entrada definida pelas tensões e correntes do motor é transmitida a região do entreferro acumulando as perdas adicionais do estator (L_{ae}) as perdas no núcleo L_{fe} e as perdas no cobre do estator L_{ce} . A potência mecânica desenvolvida depende do escorregamento e da potência de entrada ou potência do entreferro. O torque no entreferro é definido pela potência do entreferro dividida pela velocidade angular. O torque no entreferro só não considera as perdas que ocorrem depois do processo de conversão eletromecânica, que se tratam das perdas por atrito e ventilação, ou perdas mecânicas (L_{mec}) e as perdas adicionais do rotor (L_{ar}).

O cálculo do torque do entreferro é definido a partir da sua relação com o fluxo de acoplamento do enrolamento do estator, que é dado de acordo com a Equação 3.30 (HSU *et al.*, 1995),

$$T_{ag} = \frac{p\sqrt{3}}{6} [i_a(\Psi_c - \Psi_b) + i_b(\Psi_a - \Psi_c) + i_c(\Psi_b - \Psi_a)] \quad (\text{Equação 3.30})$$

onde Ψ_a , Ψ_b e Ψ_c são o fluxo magnético de acoplamento e i_a , i_b e i_c são as correntes de linha na entrada do motor.

O fluxo de acoplamento em cada fase é dado pela Equação 3.31,

$$\begin{aligned}\Psi_a &= \int (v_a - ri_a) dt \\ \Psi_b &= \int (v_b - ri_b) dt \\ \Psi_c &= \int (v_c - ri_c) dt\end{aligned}\quad (\text{Equação 3.31})$$

onde r é a resistência do enrolamento do estator por fase e v_a , v_b , v_c são as tensões fase-neutro. Relacionando-se as Equações 3.30 e 3.31 e simplificando-as, é obtida a Equação 3.32 (HTSUI *et al.*, 1992),

$$T_{ag} = \frac{p\sqrt{3}}{6} \left\{ (i_a - i_b) \int [v_{ca} - r(i_c - i_a)] dt - (i_c - i_a) \int [(v_{ab} - r(i_a - i_b))] dt \right\} \quad (\text{Equação 3.32})$$

onde v_{ca} e v_{ab} são tensões entre fases, onde os índices variam de acordo com os terminais que estão sendo medidos.

Esta equação é válida tanto para motores ligados em Y ou em Δ . Para os motores ligados em Y sem conexão com o neutro ou em Δ através de três fios, a Equação 3.32, pode ainda ser escrita considerando que $i_c = -i_a - i_b$, o que resulta na Equação 3.33.

$$T_{ag} = \frac{p\sqrt{3}}{6} \left\{ (i_a - i_b) \int [v_{ca} + r(2i_a + i_b)] dt + (2i_a + i_b) \int [(v_{ab} - r(i_a - i_b))] dt \right\} \quad (\text{Equação 3.33})$$

Através da Equação 3.33 percebe-se que a medida do torque no entreferro pode ser simplificada utilizando apenas dois sensores de corrente e dois sensores de tensão.

As integrais da Equação 3.33 que representam o fluxo de acoplamento correspondente o torque. Nestas integrais deve-se levar em consideração a fase inicial da força contraeletromotriz que gera um valor DC, pois acúmulo dessas componentes leva a saturação do sinal. Portanto, o algoritmo utilizado para o cálculo do torque no entreferro deverá compensar os componentes DC gerados, assim como o valor *off-set* inerente aos sensores utilizados e ao processo de conversão analógico/digital.

No algoritmo utilizado neste trabalho os valores *off-set* oriundo dos sensores e do conversor analógico/digital são compensados a cada ciclo de integração, subtraindo do sinal a sua média. O desacoplamento DC dos sinais dos sensores é feito da mesma forma, a cada ciclo de senóide o sinal é integrado e o mesmo é subtraído da sua média, retirando a componente DC do sinal resultante.

Na Figura 3.17 é ilustrada a integral quando não são feitas as considerações de valores de *off-set* dos sinais adquiridos e do valor DC gerado na integral, enquanto que em Figura 3.18 estes valores são compensados. Em ambas as curvas são mostrados vários ciclos de senóide em função do tempo, a saturação é verificada pelo contorno da curva e no seu deslocamento no eixo das ordenadas.

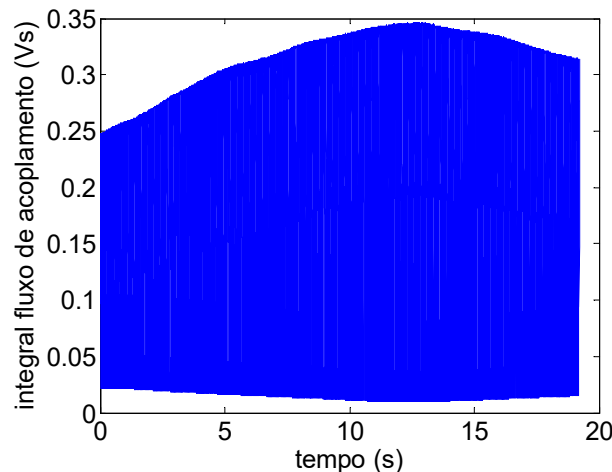


Figura 3.17-Integral obtida quando não são feitas as considerações de valores de *off-set* dos sinais adquiridos e do valor DC gerado na integral. Fonte: Lima Filho, 2009.

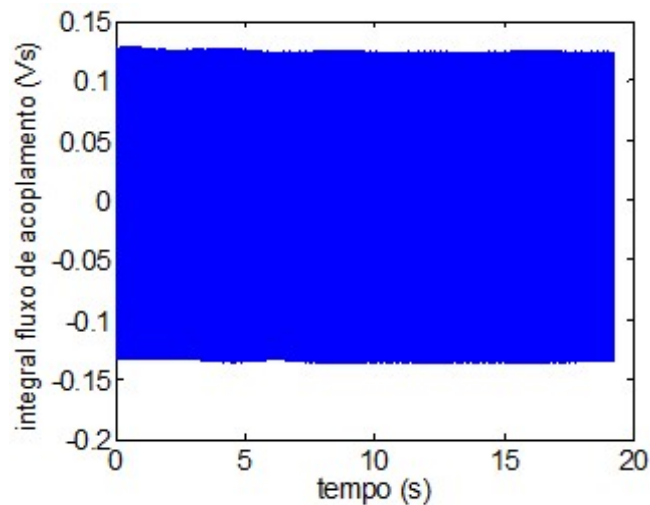


Figura 3.18-Integral obtida quando são feitas as considerações de valores de *off-set* dos sinais adquiridos e do valor DC gerado na integral. Fonte: Lima Filho, 2009.

Ao longo dos anos vários algoritmos têm sido propostos para se estimar a resistência do estator (r) para diferentes aplicações (MIR *et al.*, 1998; HABETLER *et al.*, 1998; ZHEN; XU, 1998; JACOBINA *et al.*, 2000; LEE; HABETLER, 2003), inclusive para determinação do torque no entreferro (LU *et al.*, 2008). Devido à natureza embarcada do torquímetro, que calcula o torque no eixo da máquina a partir da medida dos sinais elétricos do motor (TMSEM), onde as medidas são disponibilizadas em tempo real, não foram utilizados algoritmos para determinação da resistência do estator, tendo em vista que poderia aumentar consideravelmente o tempo de processamento dos dados. Portanto, na Equação 3.33 a resistência do estator é medida antes da instalação do instrumento, através de um ohmímetro. Porém, pode-se comprovar que a resistência do estator exerce uma pequena influência no cálculo do torque no entreferro.

O torque no eixo do motor é dado pela Equação 3.34, onde são consideradas as perdas mecânicas (atrito e ventilação) e perdas adicionais do motor.

$$T = T_{ag} - \frac{L_{mec}}{\omega} - \frac{L_{ar}}{\omega} \quad (\text{Equação 3.34})$$

A eficiência (η) é dada pela razão entre a potência de entrada e de saída, conforme a Equação 3.35.

$$\hat{\eta} = \frac{\hat{P}_{out}}{P_{in}} \times 100\% \quad (\text{Equação 3.35})$$

A potência elétrica instantânea de entrada (P_{in}) do motor trifásico é calculada a partir das medidas diretas de tensão e corrente elétrica instantânea, conforme a Equação 3.36.

$$P_{in} = i_a v_a + i_b v_b + i_c v_c = -v_{ca}(i_a + i_b) - v_{ab} i_b \quad (\text{Equação 3.36})$$

A potência útil de saída ($\hat{P}_{out}$) é o produto entre o torque no eixo do motor ($\hat{T}$) e a sua velocidade angular ($\hat{\omega}$), conforme Equação 3.37.

$$P_{out} = T\omega \quad (\text{Equação 3.37})$$

Portanto, a eficiência é calculada a partir da Equação 3.38 resultante. Com a presença de defeitos espera-se alteração na eficiência e no toque do entreferro, que serão discutidos nos resultados.

$$\eta = \frac{T\hat{\omega}}{-v_{ca}(i_a+i_b)-v_{ab}i_b} \times 100\% \quad (\text{Equação 3.38})$$

CAPÍTULO IV

MATERIAIS E MÉTODOS

Nesse capítulo são descritos os métodos de sensoriamento utilizados no trabalho. Técnicas que utilizam sinais elétricos (tensão e corrente), sinais de vibração mecânica e vibração sonora.

Foi construído um sistema embarcado visando aplicações industriais, no qual os resultados podem ser vistos em tempo real (*online*). Para realização de testes mais aprofundados em laboratório foi construído um sistema de aquisição de dados (*off-line*) que armazena os dados dos sensores para análise futura. A seguir são descritos e apresentados os componentes utilizados na construção de ambos os sistemas. Em relação ao sistema de aquisição *online* (sistema embarcado), o microcontrolador que tem que função de adquirir, converter, processar e transmitir os dados, e os sensores são descritos e apresentados nos tópicos seguintes.

Para validar as técnicas apresentadas foi construída uma bancada com diversos componentes com objetivo de aplicar diferentes configurações de falhas ao motor de indução trifásico. Tem-se ainda a opção de acionar o motor, além da partida direta, pelo inversor de frequência, ou seja, é possível variar a velocidade de rotação da máquina. Os equipamentos utilizados e toda a instrumentação da bancada é descrita no tópico 4.4.

4.1 MÉTODOS DE SENSORIAMENTO

4.1.1 Sensores de tensão e corrente

As aquisições de tensão e corrente dos sistemas *online* e *off-line* são semelhantes, porém, para o sistema embarcado (*online*) foi necessário, na medida da corrente, o uso de Transformadores de Corrente (TC). Então, a corrente é rebaixada em uma proporção de 100/5

A, pelo TC, permitindo que um sensor de efeito *hall*, presente no sistema embarcado, receba esse sinal na saída do TC e forneça um de baixa tensão proporcional à corrente das entradas do conversor A/D do microcontrolador.

A aquisição da tensão no motor é feita através de dois transformadores que reduzem a tensão elétrica entre fases, de 380 Vrms, para valores compatíveis com os circuitos conversores A/D; no caso desse estudo, de 0 a 3,3 V.

Inicialmente foram instalados transformadores com núcleo magnético comum. Porém, foi constatado que causa grande atraso (10 graus medidos) no sinal de saída do secundário se comparado com o sinal de entrada do primário, causando erro nas medidas. Por isso, foram instalados transformadores com núcleo de Grãos Orientados (GO), que possuem curva de histerese bem mais estreita. Estes transformadores possuem núcleos de aço-silício formados a partir de laminação a frio, que permite uma potencialização em suas propriedades magnéticas em relação à laminação à quente, fazendo com que o sinal de saída praticamente não tenha atraso de fase em relação ao sinal de entrada.

A corrente elétrica consumida pelos motores é variável de acordo com a sua potência, desde baixas correntes até centenas de Amperes. Por isso, deve ser instalado no fio do motor um Transformador de Corrente (TC) com corrente no primário dimensionado para cada motor e no secundário máxima de 5 A. Dessa forma, foi colocado no sistema embarcado um sensor de corrente com corrente máxima de 5 A para medir a corrente de saída do TC. Foi escolhido o sensor de corrente por efeito Hall, por apresentar diversas vantagens, como: robustez às interferências externas, alta velocidade na resposta, fácil instalação, baixo custo e ótima precisão. Este sensor é capaz de medir desde corrente contínua até alternadas com altas frequências.

Os TP de grão orientado adquiridos têm relação de tensão de 380 Vrms no primário para 3 Vrms no secundário, fabricado pela Technotrafo (Figura 4.1a). Foram escolhidos TC fabricados pela Toroid do Brasil com núcleo de grão orientado com corrente máxima RMS de 100 A no primário e com 5 A no secundário (Figura 4.1b). O sensor de corrente por efeito Hall é um circuito integrado fabricado pela Allegro modelo ACS712 (Figura 4.1c). A Figura 4.2 ilustra os sensores de tensão e corrente do sistema de aquisição *off-line* e os TC do sistema

de aquisição *online* dentro do quadro de comando. Os sensores de tensão e corrente do sistema *online* serão ilustrados no subtópico 4.2.2.



Figura 4. 1 Sensores de tensão e corrente elétrica utilizados (a) Transformador de corrente (TC), (b) Transformador de potência (TP), (c) sensor de corrente (efeito hall). Fonte: Autor

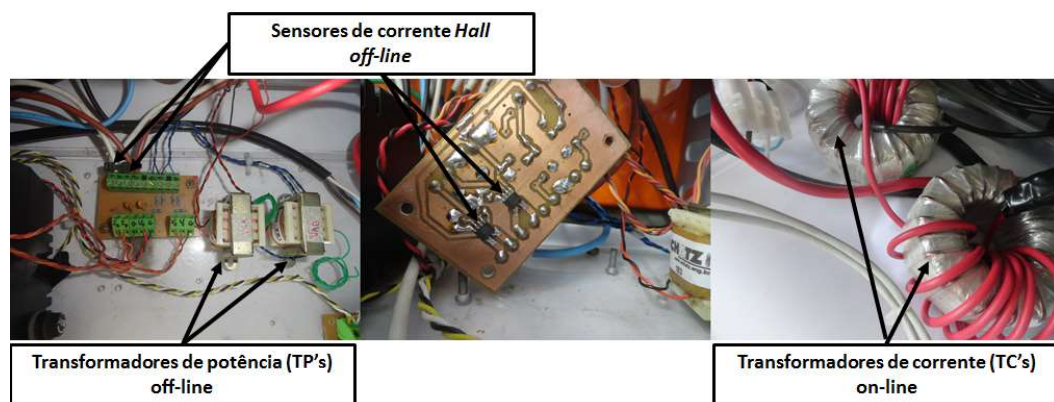


Figura 4.2-Sensores de tensão e corrente do sistema off-line e transformador de corrente do sistema online.
Fonte: Autor

4.1.2 Sensores de vibração mecânica

O sensor utilizado para realizar as medições da vibração do conjunto foi o acelerômetro industrial HS-1001000202 da *Hansford Sensors*, que possui uma sensibilidade de $100 \text{ mV/g} \pm 10\%$ e resposta em frequência de 2 Hz a $10 \text{ kHz} \pm 5\%$. Na Figura 4.3 está ilustrado o sensor de vibração utilizado e o condicionador de sinal.

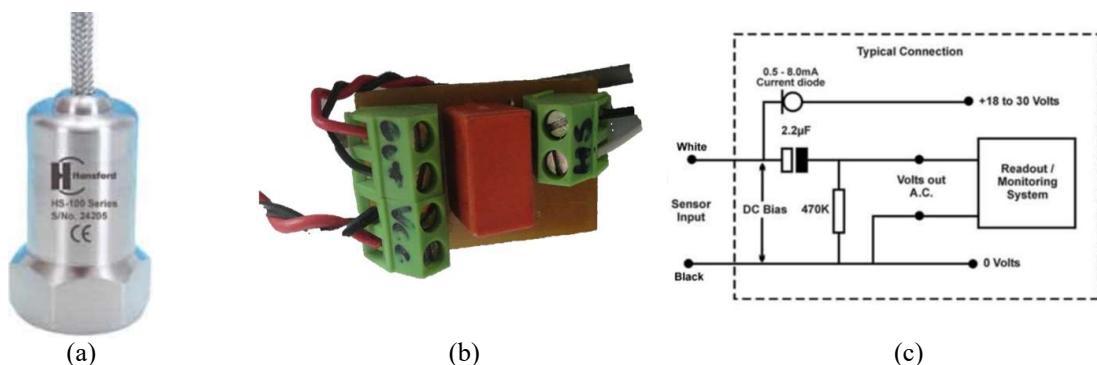


Figura 4.3- (a) Sensor de vibração e o circuito condicionador de sinal - (b) placa construída (c) esquema elétrico. Fonte: Autor

4.1.3 Sensores de vibração sonora

As aquisições de vibração sonora foram realizadas utilizando o microfone do telefone móvel (SAMSUNG A7).

4.2 SISTEMA DE AQUISIÇÃO

O sistema de aquisição de dados da bancada de análise de falhas contém, basicamente, um sensor de vibração mecânica, um sensor de vibração sonora, Transformadores de Corrente (TC), Transformadores de Potência (TP), sensores de efeito *hall*, placa de aquisição de dados (NI USB-6215) e o sistema embarcado de detecção de falha. A Figura 4.4 ilustra a disposição dos equipamentos e instrumentos de leitura. A Figura 4.5 ilustra em detalhes a disposição, no quadro de comando, dos sistemas de aquisição *off-line* (placa de aquisição), *online* (sistema embarcado), transformadores de corrente e potência, bem como os sensores de efeito *hall*.



Figura 4.4-Sistema de aquisição e sensores. Fonte: Autor

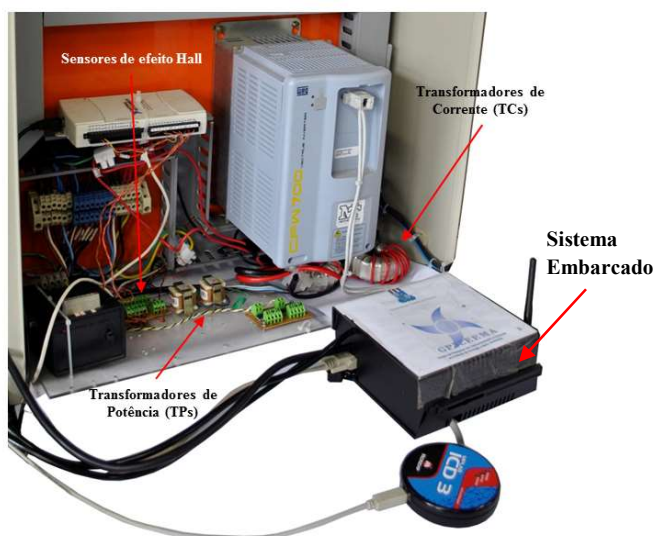


Figura 4.5-Sistemas de aquisição on-line e off-line (detalhe). Fonte: Autor

4.2.1 Sistema de processamento *off-line*

Para a aquisição *off-line* dos dados foi utilizado um conversor A/D com comunicação com o computador. A Figura 4.6 ilustra roteiro de uma aquisição *off-line*. O módulo de aquisição de dados (3) é um dispositivo eletrônico que recebe sinais analógicos (2) provenientes do motor (1) e gera saídas em dispositivos digitais passíveis de serem lidas (5), armazenadas (4) e processadas (6) pelo computador. O conversor A/D utilizado foi o do módulo multifuncional de aquisição de dados, NI USB-6215 e possui 16 bits de resolução e pode trabalhar com uma taxa de amostragem de até 250 ksamples/s. Esse módulo oferece 16 entradas analógicas; quatro linhas de entrada digital; quatro linhas de saída digital; níveis programáveis de aquisição por canal, com tensões variando de $\pm 0,2$ V até ± 10 V e dois contadores ou timers. Os sinais analógicos provenientes da placa de condicionamento de sinal dos sensores são: dois de tensão elétrica, dois de corrente elétrica, torque no eixo, velocidade no eixo e vibração mecânica.

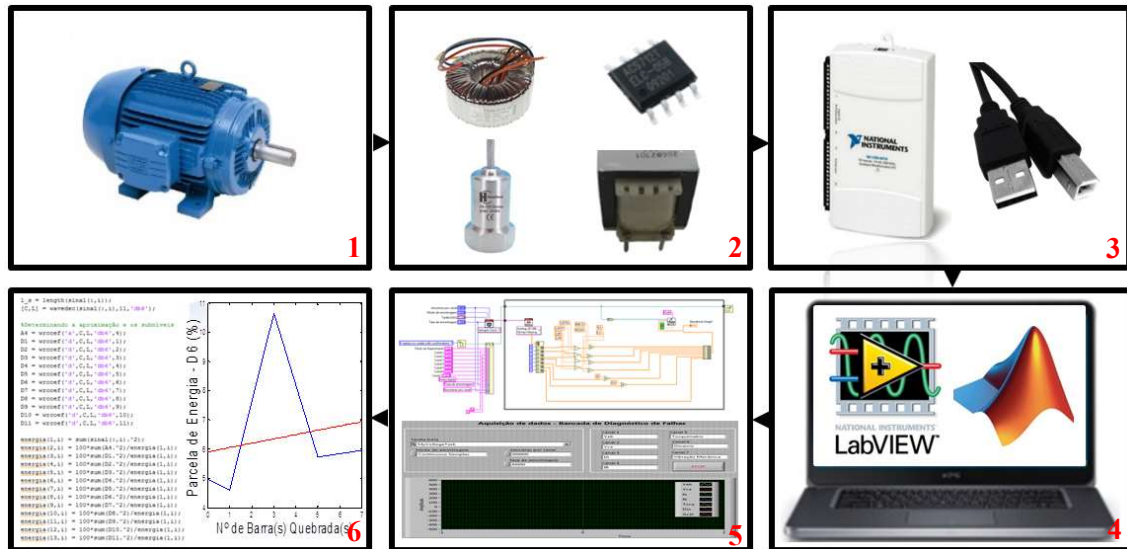


Figura 4.6–Módulo de conversão A/D USB-6215. 1. Motor de Indução Trifásico; 2. Sensores de tensão; corrente e vibração; 3. Placa de aquisição (NI USB-6215); 4. Microcomputador; 5. Programa de aquisição de dados – LabView; 6. Programa de processamentos de dados – MatLab. Fonte: Autor

4.2.2 Sistema de processamento online

Um sistema embarcado para detecção de falhas foi instalado no quadro de comando elétrico onde está o acionamento do motor. Sendo possível, dessa forma, medir o valor de tensão e da corrente elétrica de entrada, sem a necessidade de instalar nada diretamente no motor.

Inicialmente a tensão e a corrente elétrica são adquiridas e convertidas em uma palavra digital. Após a conversão, os cálculos com as medições são realizados e as grandezas são estimadas e, periodicamente, são enviadas a uma central de monitoramento através de uma interface com ou sem fio.

Internamente o dispositivo é formado por três circuitos, conforme apresentado a seguir.

1. Placa de alimentação elétrica.
2. Placa de sensores e condicionamento do sinal.
3. Placa de conversão, processamento de dados e transmissão dos sinais (PCPD).

O esquema elétrico simplificado do sistema embarcado está ilustrado na Figura 4.7.

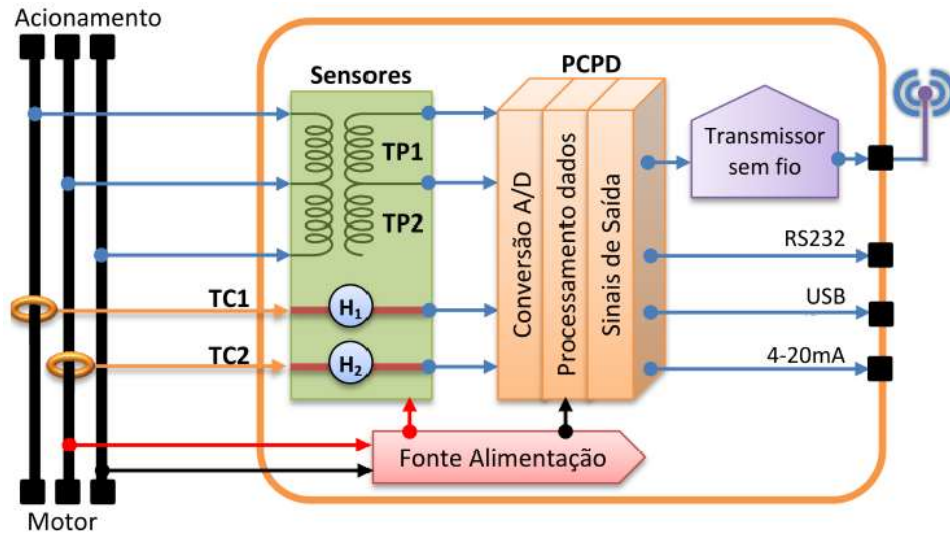


Figura 4. 7-Esquema elétrico do sistema embarcado. Fonte: Adissi, 2015.

Foi projetado e construído no próprio laboratório várias unidades do sistema embarcado como protótipo final para instalação dos testes em campo. A Figura 4.8 contém uma foto do sistema com sua caixa fechada da forma como será instalado. A Figura 4.9 contém o instrumento aberto com suas duas partes, em (a) o lado dos sensores, com o transformador de potencial (4), o par de transformador de corrente (3) e o sensor de corrente Hall (5). Em (b) a foto é do lado da placa PCPD, com a antena externa (2) e com o transformador toroidal (1) que reduz a tensão de 380 V para 9 V que é utilizada para alimentação elétrica de todo o sistema eletrônico.



Figura 4. 8-Sistema embarcado com a caixa fechada. Fonte: Adissi, 2015.

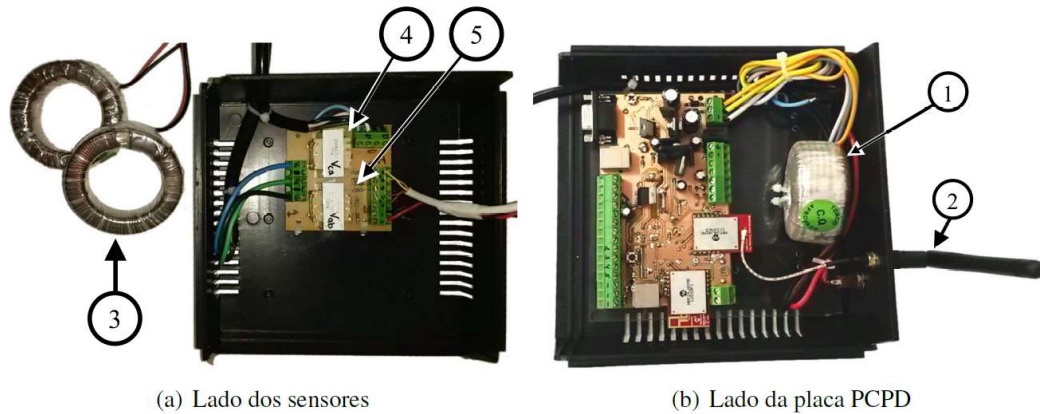


Figura 4.9-Sistema embarcado com a caixa aberta. Fonte: Adissi, 2015

A placa de sensores envia os valores medidos para o conversor A/D do microcontrolador, este, por sua vez, realiza os cálculos de estimação desejados e transmite os sinais utilizando os transceptores sem fio (3), com auxílio de uma antena externa (1). A Figura 4.10 ilustra com detalhes a Placa de Conversão A/D e Processamento de Dados (PCPD). É possível ver os dois transceptores RF (10), interface de comunicação USB com o circuito integrado (13) e o seu conector (7), interface de comunicação RS-232 com o circuito integrado (14) e o seu conector (6), interface de comunicação 4-20 mA com o circuito integrado (11) e seus terminais (8), e comunicação através do conector RJ-12 (9) para gravação *in-circuit* do microcontrolador dsPIC (12).

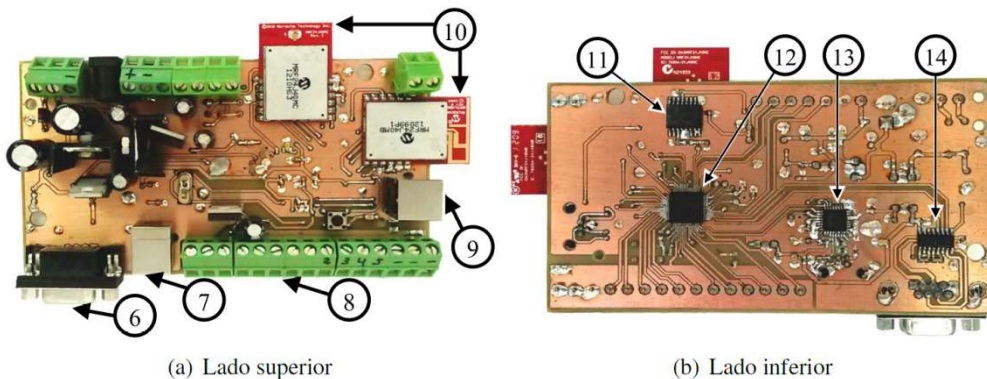


Figura 4.10-Placa de conversão A/D e Processamento de dados (PCPD). Fonte: Adissi, 2015

O valor medido pelos sensores é a entrada da placa de circuito impresso denominada Placa de Conversão A/D e Processamento de Dados (PCPD), que contém como principal componente o microcontrolador.

O microcontrolador utilizado, o dsPIC33FJ64GP706A da MicrochipTM, foi escolhido com base em suas características de Microcontrolador e de Processador Digital de Sinais (DSP),

as quais permitem executar os cálculos necessários à aplicação com maior velocidade e exatidão. Ele também possui conversores analógico/digitais. A Figura 4.11 ilustra um DsPIC.



Figura 4.11-Microcontrolador DsPIC. Fonte: Adissi, 2015

Os conversores A/D transformam a tensão ou corrente elétrica analógica em uma palavra digital, dessa forma, torna-se possível o processamento digital pelo microcontrolador. Para que os resultados, obtidos a partir desse método, apresentem boa exatidão, é fundamental que os sinais de tensão e corrente sejam adquiridos em simultâneo, para se evitar erro de fase entre os valores.

O DsPIC utilizado possui conversores A/D que permitem a obtenção de até oito canais em simultâneo, com 10 bits de resolução e uma capacidade de amostragem de até 1.1 Mbps. Além disso, o armazenamento dos dados adquiridos pelo conversor é realizado utilizando um mecanismo de Acesso Direto à Memória.

Para que o sistema satisfaça os requisitos de desempenho da aplicação, é necessária uma grande capacidade de processamento, visto que a taxa de aquisição de dados é alta e o processamento realizado sobre esses dados exige determinado poder computacional. O DsPIC possui um conjunto especializado de instruções para processamento de sinais, o que permite a execução do algoritmo de estimação das grandezas em tempo hábil.

O conversor foi configurado para adquirir os dados em uma frequência de 187 amostras por segundo, 5 amostras por segundo e um número limitado de amostras de 1024. Dessa forma, segundo o teorema da amostragem, é possível recuperar o sinal da corrente do estator com frequências até 93,75 Hz (frequência de *Nyquist*), que, para a aplicação de análise de falhas e sabendo que a maior frequência analisada será de aproximadamente 60 Hz, se mostra mais que o suficiente.

O tempo investido na realização dos cálculos aumenta com a quantidade de amostras e isso pode levar a um processo demasiado lento. Como existe apenas um processador, enquanto os cálculos são realizados não são feitas novas aquisições, e nesse intervalo de tempo o sistema deixa de monitorar o motor. Portanto, deve ser balanceado o tempo gasto na conversão A/D, no processamento e na transmissão dos dados. Outro fator limitante é a memória disponível para

armazenamento de dados recebidos, limitando a combinação de frequência e tempo de amostragem.

O software para o cálculo da FFT do sinal da corrente do estator foi escrito em linguagem C, com o compilador C30 da Microchip™ e gravado na memória flash do DsPIC.

De posse das estimações finais, o sistema deve disponibilizar os dados para o usuário. A comunicação com o instrumento pode ser feita através de diferentes padrões: interface sem fio por rádio frequência, interfaces com fio no padrão RS-232 e/ou padrão 4-20 mA. Para a aplicação de análise de falhas o padrão RS-232 foi escolhido.

O padrão serial RS-232 é comumente usado nas portas seriais dos computadores. Para disponibilizar o sinal neste padrão foi utilizado o transmissor MAX232, fabricado pela Texas Instruments®, que recebe o sinal USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*) do microcontrolador e fornece o sinal em série para leitura, que pode ser feita por um computador ou outro dispositivo compatível com o padrão de transmissão.

4.3 BANCADA DE ENSAIOS DE FALHAS

A bancada projetada é capaz de aplicar diferentes configurações de falhas no motor de indução. Além da partida direta, o MIT é também acionado por inversor de frequência, dessa forma é possível variar a frequência de alimentação do motor, fazendo variar a velocidade de baixa à alta rotação.

A Figura 4.12 ilustra a bancada projetada e construída em laboratório para realizar os testes de detecção e diagnósticos de falhas. A bancada consiste basicamente em um MIT com seu sistema de acionamento, o sistema de controle de carga com um gerador de corrente contínua; e os instrumentos de medição elétricos e mecânicos.

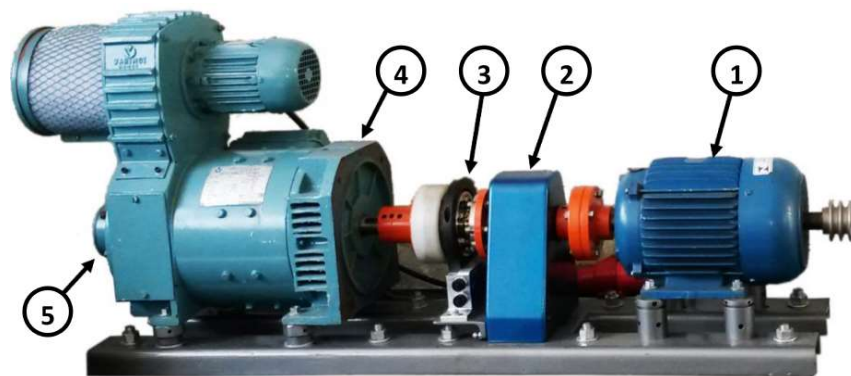


Figura 4.12-Bancada de ensaios de falhas em motores de indução trifásicos. Fonte: Adissi, 2015

No eixo de rotação da bancada contém os componentes acoplados: o motor de indução trifásico em teste (1), o mancal para apoio com dois rolamentos (2), o transdutor de torque (3), o gerador CC para aplicação da carga (4), o transdutor de velocidade (5).

Para algumas condições de falha o motor de indução funciona em vazio, dessa forma ele apresentará um torque nulo no eixo. A partir do momento que se imprime uma dificuldade ao eixo do motor em girar, ou seja, submete ele a uma carga, ele começa a apresentar um torque no eixo. Para isso, o procedimento seguinte é variar a alimentação do enrolamento de campo da máquina que funciona como gerador de carga utilizando o varivolt. Ao aumentar a carga, não é recomendado que o torque ultrapasse muito o valor nominal de 20 Nm.

Usando os valores de torque e de velocidade no eixo medido é possível conhecer a eficiência (rendimento) do motor, sendo essa umas das variáveis utilizadas como parâmetros para análise de falhas no MIT. Estes valores (torque e velocidade) servem como referência e comparação para estimação da velocidade, torque e eficiência do motor de indução trifásico da bancada. Os sinais elétricos para estimação são obtidos através do sistema de aquisição.

4.3.1 Motor de Indução e Acionamento

Motor de indução trifásico utilizado para compor a bancada é o objeto em estudo na bancada. Um MIT semelhante ao exposto na Figura 4.13 foi utilizado e os seus principais parâmetros na Tabela 4.1.



Figura 4.13-Motor de indução trifásico. Fonte: VOGES

Tabela 4.1-Parâmetros de Motor de Indução Trifásico da bancada

Motor de Indução Trifásico		
Marca	Voges CE	
Modelo	VTOP	
Potência Nominal	5 CV / 3,7 kW	
Velocidade Nominal	1730 rpm / 181,17 rad/s	
	Carga	Eficiência
Eficiência Nominal	50%	84,5%
	75%	87,0%
	100%	87,5%
Torque Nominal	20,4 Nm	
Tensão Elétrica Nominal	380 V	
Corrente Elétrica Nominal	7,8 A	

Fonte: VOGES

O motor pode ser acionado com partida direta através de contactores ou acionado por inversor de frequência que aumentam a segurança e flexibilidade.

A frequência nominal do MIT utilizado é de 60 Hz, mesma da rede elétrica brasileira, porém, com o inversor, é possível variar controladamente a frequência, variando diretamente a velocidade síncrono do motor.

O inversor de frequência utilizado na montagem da bancada foi o CFW 700 fabricado pela WEG® (Figura 4.14).



Figura 4.14-Inversor de frequência utilizado no acionamento da bancada. Fonte: WEG

Os componentes de acionamento estão no quadro de comando fotografados na Figura 4.15. Do lado de fora, o quadro contém a interface do inversor de frequência, uma botoeira vermelha para desligar todo o sistema em caso de anormalidade, um *display* do voltímetro, um seletor para escolher partida direta ou por inversor. No interior, o quadro contém disjuntores e contactores para proteção, seccionamento e acionamento do circuito. Em funcionamento normal, o motor é acionado em qualquer velocidade sem precisar abrir o quadro de comando.

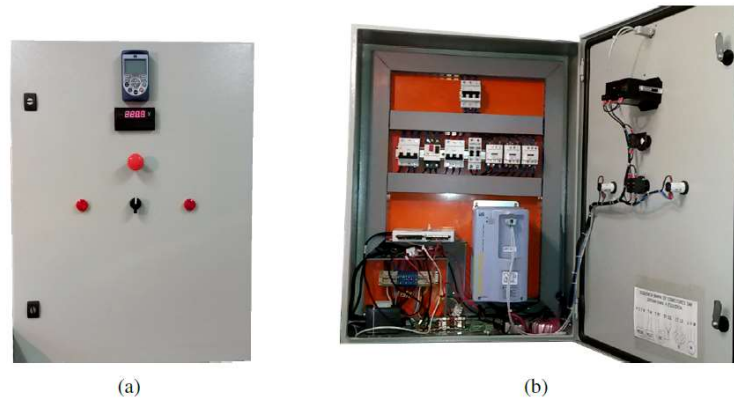


Figura 4.15-Quadro de comando (a) Fechado e (b) Aberto. Fonte: Autor

4.3.2 Gerador CC e Acionamento

A máquina de corrente contínua é capaz de atuar como gerador ou como motor, modelo 132S, fabricante Varimot, potência nominal 7,5 CV, rotação nominal de 1800 rpm (Figura 4.16).

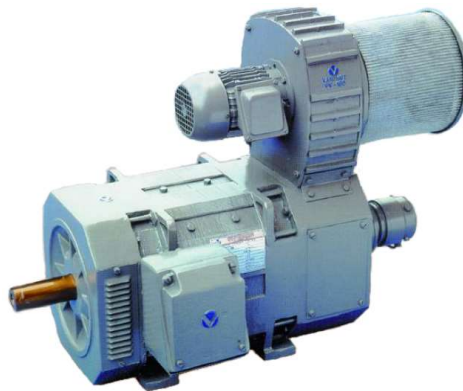


Figura 4.16-Máquina de corrente contínua. Fonte: Varimot

Máquina utilizada para impor carga no motor de indução trifásico. Através da alteração da corrente de campo é possível obter uma carga controlável no eixo, permitindo que o mesmo trabalhe em todas as faixas de potência possíveis.

Para acionar a máquina deve-se alimentar a bobina de campo com corrente contínua, gerando potência elétrica na armadura. Inicialmente, foi utilizado um varivolt do tipo autotransformador monofásico cujo primário está conectado à rede elétrica e o secundário possui saída em níveis de tensão ajustáveis (Figura 4.17). O ajuste do varivolt se faz através da variação do número de bobinas no enrolamento secundário. Diferentemente dos

transformadores convencionais com dois enrolamentos, o autotransformador possui apenas um enrolamento.



Figura 4.17-Circuito de alimentação do campo com o varivolt. Fonte: Autor

A excitação do campo do motor CC é feita por corrente contínua, porém o varivolt fornece corrente alternada. Para que ocorra a conversão CA/CC necessária, a corrente alternada do varivolt passa por um circuito retificador contendo uma ponte de diodos e um filtro capacitivo (esquema elétrico na Figura 4.18). O circuito disponibiliza o controle do nível de tensão CC no campo do gerador, permitindo o controle da carga imposta ao eixo do motor.

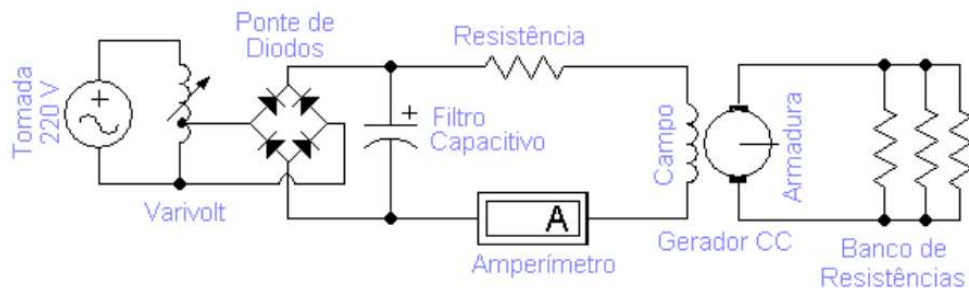


Figura 4.18-Circuito elétrico de acionamento do gerador CC. Fonte: Adissi, 2015

Uma resistência de $50\ \Omega$ e 600 W foi colocada no circuito para limitar a corrente do campo. Ressalta-se aqui que a corrente no campo do gerador não deve ultrapassar muito o seu valor nominal (1 A).

Nos terminais da armadura do gerador CC foram acopladas quatro resistências de 24 e potência máxima de 2.000 W ligadas em paralelo (Figura 4.19) para dissipar a energia gerada com o movimento do gerador. Dessa forma, a resistência elétrica na armadura é convertida em resistência mecânica (torque) ao motor de indução.



Figura 4.19-Resistências elétricas aletadas conectadas à armadura. Fonte: Adissi, 2015

4.3.3 Instrumentos de Medição

Uma das principais vantagens desta bancada é a medição do torque diretamente no eixo utilizando um torquímetro com alta exatidão. O aparelho selecionado para a bancada foi o torquímetro digital HBM T40B-200 (Figura 4.20), com acoplamento por flange, capacidade de torque nominal de 200 Nm, precisão de 0,05% do fundo de escala, capacidade de medida de torque a rotações até 20.000 rpm. Possui um sistema eletromagnético de medições precisas da velocidade de rotação, mesmo em baixas rotações.

Com os valores deste torquímetro é realizada a comparação e validação dos resultados da estimação de torque e eficiência, pois é possível a medição direta do torque e da potência no eixo com alta exatidão.

O gerador CC possui acoplado em seu eixo um medidor de velocidade. O dínamo taquimétrico, tacogerador ou gerador taquimétrico (Figura 4.21) é um sensor analógico de velocidade, largamente utilizado em máquinas que necessitam conhecer a velocidade. A comparação deste dispositivo a um pequeno motor, com especificações próprias, é pertinente. O dínamo é acoplado ao eixo do motor, onde ao girar é gerada uma diferença de potencial elétrico proporcional à sua velocidade de rotação.



Figura 4.20-Torquímetro. Fonte: HBM

Para que as medições realizadas com o dínamo taquimétrico tenham uma boa confiabilidade são consideradas algumas características como: linearidade, mínimo tempo de resposta, mínima ondulação, reversibilidade e robustez.



Figura 4.21-Dínamo taquimétrico acoplado ao eixo do gerador. Fonte: Autor

O estroboscópio da Figura 4.22 foi utilizado na calibração do dínamo torquimétrico instalado na bancada. Este instrumento contém uma lâmpada que pisca em uma frequência conhecida, permitindo a medição da velocidade de objetos rotativos.



(a)



(b)

Figura 4.22-Estroboscópio utilizado na calibração do dínamo torquimétrico. Fonte: Autor

4.4 MÉTODOS DE ANÁLISE DE FALHAS

O princípio da análise espectral consiste em identificar picos que aparecem nos espectros do sinal, sob a presença da falha. Neste trabalho, foram analisados espectros de diferentes sinais: corrente de armadura, vibração mecânica, vibração sonora (som) e torque no entreferro. As falhas analisadas foram: excentricidade dinâmica, falha no rolamento e barras

quebradas do rotor. Então, para cada falha, estarão associadas um conjunto de frequências do espectro, nas quais estão localizados os picos correspondentes.

A análise via *wavelets* é feita a partir da observação da variação da energia nos detalhes do sinal, de acordo com a falha que está sendo analisada, ou seja, quando uma falha acontece ocorre uma mudança na distribuição de energia do espectro em relação ao sinal sem falha, que pode ser observada no domínio do tempo utilizando a análise MRA.

4.4.1 Desbalanceamento

O desbalanceamento de rotores é, sem dúvida, a maior causa de vibrações em máquinas rotativas. Este fenômeno é caracterizado pela existência de desequilíbrio de massa em relação aos eixos de rotação.

Essa falha possui um período de vibração igual à frequência de rotação do eixo. A vibração resultante é predominantemente radial e pode ser identificada na frequência de rotação do eixo (f_r).

Quando se utiliza a corrente de armadura a análise é similar. A Tabela 4.2 indica a fórmula utilizada para a localização do pico da falha, de acordo com a literatura em função do tipo de sensor utilizado.

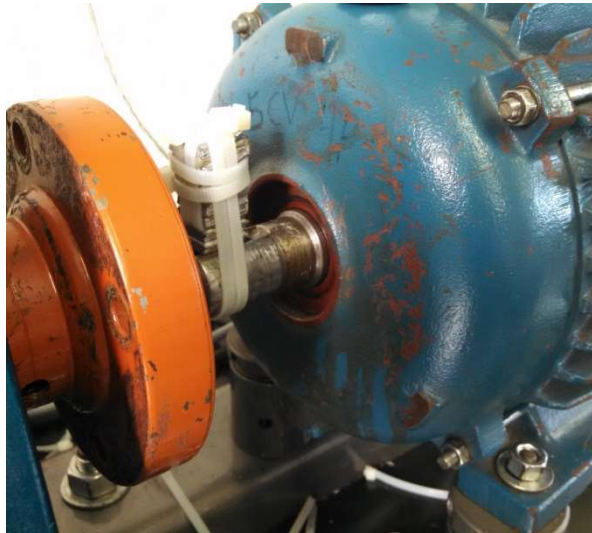
Tabela 4.2-Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Excentricidade Dinâmica.

Sinal	Fórmula
Corrente Elétrica	$f_e = f \left[(kR \pm n_d) \frac{(1-s)}{p} \pm v \right]$
Vibração mecânica	$k \times f_r$
Emissão acústica	$k \times f_r$
Torque no entreferro	Não Aplicada
Eficiência energética	Não Aplicada

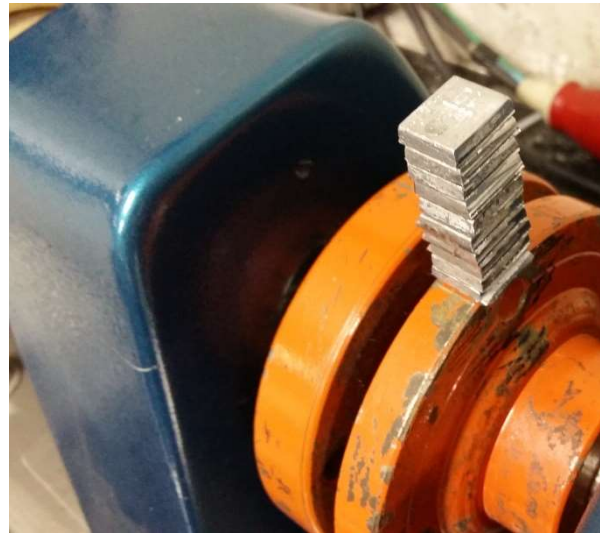
Legenda: f_e = frequência de excentricidade; f = frequência de rede elétrica; k = número inteiro positivo; R = número de barras do rotor; n_d = ordem de excentricidade (0 para excentricidade estática; e $n_d = 1, 2, 3...$ para a dinâmica); s = escorregamento; p = número de pares de pólos; v = é a ordem das harmônicas presentes na fonte de alimentação do motor ($v = \pm 1, \pm 3, \pm 5$ e etc.); f_r = frequência de rotação mecânica do motor.

Para validação da técnica utilizada foram utilizadas massas para gerar a excentricidade dinâmica, que equivale a um desbalanceamento na carga. A Figura 4.23 ilustra a forma que foi inserida as massas no eixo do motor, sendo (a) uma condição sem qualquer tipo de acoplamento, (b) condição em que apenas o flange é acoplado ao eixo, sem a presença da estrutura mecânica,

(c) condição com a estrutura mecânica acoplada e (d) o modo como é feita a amarração das massas para realização dos ensaios.



(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.23-Ensaio de excentricidade dinâmica. Fonte: Autor

4.4.2 Falha no rolamento – Pista Externa

Na Figura 4.24(a) está ilustrada a foto do rolamento utilizado nos testes e na 4.24(b) estão ilustradas as partes constituintes dele, que são pista interna, pista externa esfera e gaiola.

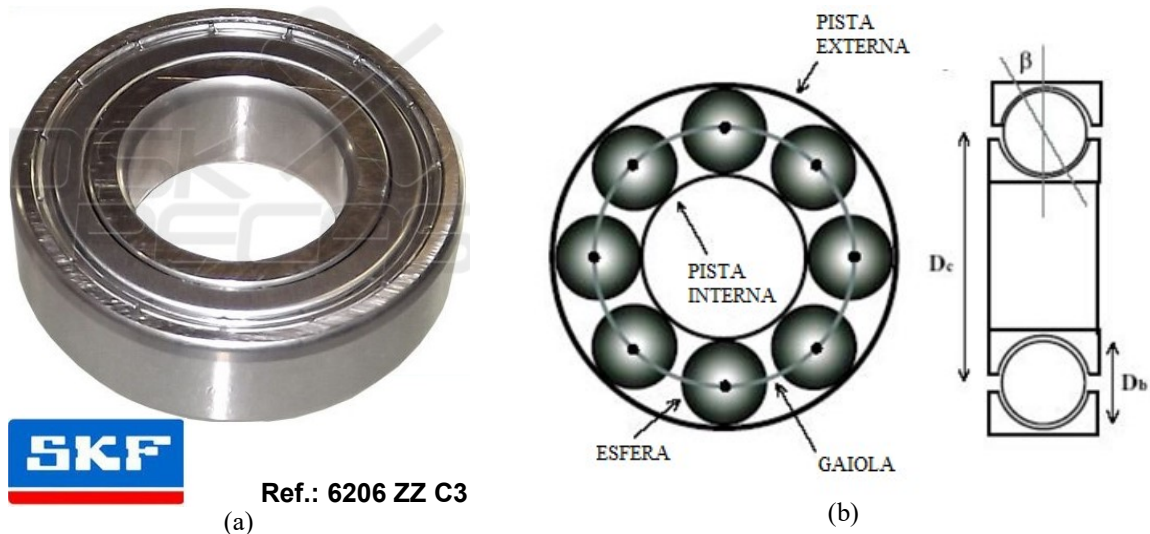


Figura 4.24-Geometria dos elementos de um rolamento. Fonte: ZAREI & POSHTAN (Adaptada)

Nesse trabalho, os testes foram realizados para falhas na pista externa. Portanto, no espectro, a frequência onde deverá aparecer o pico da falha coincidirá com a frequência de rotação da pista externa (Equação 4.1). Ou seja, seria a frequência em que uma esfera colide no ponto da falha.

$$F_o = \frac{N_B}{2} F_R \left(1 - \frac{D_b \cos(\beta)}{D_c} \right) \quad (\text{Equação 4.1})$$

onde:

F_o : frequência de falha da pista externa;

D_b : diâmetro da esfera;

D_c : diâmetro primitivo;

N_B : número de elementos rolantes;

β : ângulo de contato da esfera;

O rolamento utilizado no experimento foi da marca SKF, modelo 6206, com número de esferas (N_B) igual a 9, diâmetro primitivo (D_c) de 46 mm, diâmetro da esfera (D_b) de 9,525 mm, ângulo de contato da esfera (β) de 0° .

Foi utilizada a Equação 4.1, para determinação da frequência de vibração na falha na pista externa. Portanto, utilizando os dados do parágrafo anterior e uma frequência de rotação (F_R) de 30 Hz verificamos que os picos de frequência para esse tipo de falha aparecem no espectro em frequências múltiplas de 107 Hz.

A Tabela 4.3 indica a fórmula utilizada para a localização do pico da falha, de acordo com a literatura em função do tipo de sensor utilizado.

Tabela 4.3-Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Rolamento – Falha na pista externa.

Sinal	Fórmula
Corrente Elétrica	$f_{sc} = f_e \pm kf_n $
Vibração Mecânica	$F_o = \frac{N_B}{2} F_R \left(1 - \frac{D_b \cos(\beta)}{D_c}\right)$
Emissão Acústica	$F_o = \frac{N_B}{2} F_R \left(1 - \frac{D_b \cos(\beta)}{D_c}\right)$
Torque no entreferro	Não Aplicada
Eficiência energética	Não Aplicada

Legenda: f_{sc} =componente espectral da corrente elétrica referente às anomalias no rolamento [Hz]; f_e =frequência da rede elétrica; k =número inteiro positivo; f_n =frequências naturais dos componentes dos rolamentos [Hz]; F_o =frequência de falha da pista externa; N_B =número de elementos rolantes; f_R =frequência de rotação do rotor; D_b =diâmetro da esfera; β =ângulo de contato da esfera; D_c =diâmetro primitivo.

A Figura 4.25 ilustra a (a) forma que a falha na pista externa foi inserida no rolamento, (b) o furo na pista externa (5,8 mm de diâmetro), (c) e (d) o procedimento para sacar o rolamento do eixo do motor.



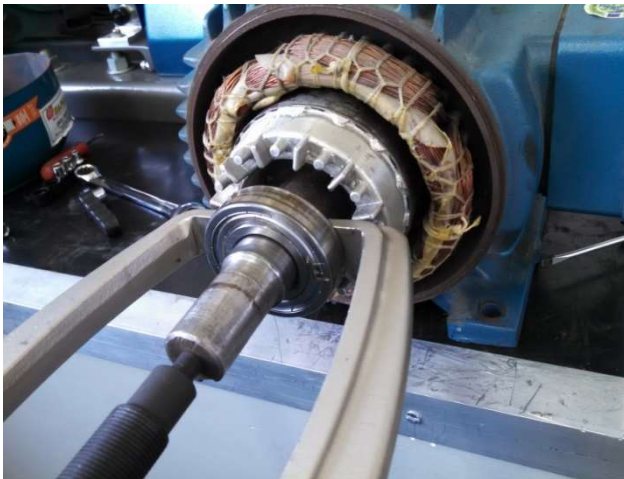
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.25-Falha na pista externa do rolamento. Fonte: Autor

4.4.3 Falha nas barras do rotor

A detecção de barras quebradas pela técnica de vibração mecânica e sonora depende do escorregamento e poderá ser observada pelas amplitudes das bandas laterais $f_{b(esquerda)}$ e $f_{b(direita)}$ próximas a frequência de rotação do motor. O conjunto de frequências referente às barras quebradas são calculadas utilizando as expressões observadas nas Equações 4.2 e 4.3 (MERTENS JUNIOR, 2008):

$$f_{b(esquerda)} = f_r - 2ksf \quad (\text{Equação 4.2})$$

$$f_{b(direita)} = f_r + 2ksf \quad (\text{Equação 4.3})$$

sendo $k = 1, 2, 3, \dots, n$, f a frequência da rede elétrica e s o escorregamento do motor definido pela Equação 4.4:

$$s = \frac{f_s - f_r}{f_s} \quad (\text{Equação 4.4})$$

Onde:

f_s = frequência síncrona de rotação do motor;

f_r = frequência de rotação mecânica do motor.

A detecção de falhas pela corrente de armadura e pelo torque no entreferro também depende do escorregamento. A Tabela 4.4 indica a fórmula utilizada para a localização do pico da falha, de acordo com a literatura em função do tipo de sensor utilizado.

Tabela 4.4-Técnica de detecção vs. Frequência de Falha Barras Quebradas do Rotor.

Sinal	Fórmula
Corrente Elétrica	$f_b = (1 \pm 2s)f$
Vibração Mecânica	$f_b = f_r \pm 2ksf$
Emissão Acústica	$f_b = f_r \pm 2ksf$
Torque no entreferro	$2 \times s \times f_r$

Legenda: f_b =frequências laterais resultantes das barras quebradas; s =escorregamento; f =frequência de rede elétrica; f_r =frequência de rotação do rotor; k =número inteiro positivo.

A Figura 4.26 ilustra (a) as disposições das barras no motor utilizado, fornecido pela VOGES, (b) o motor com três barras quebradas e (c) e (d) o procedimento para furar (furo com 6 mm de diâmetro) as barras do rotor.

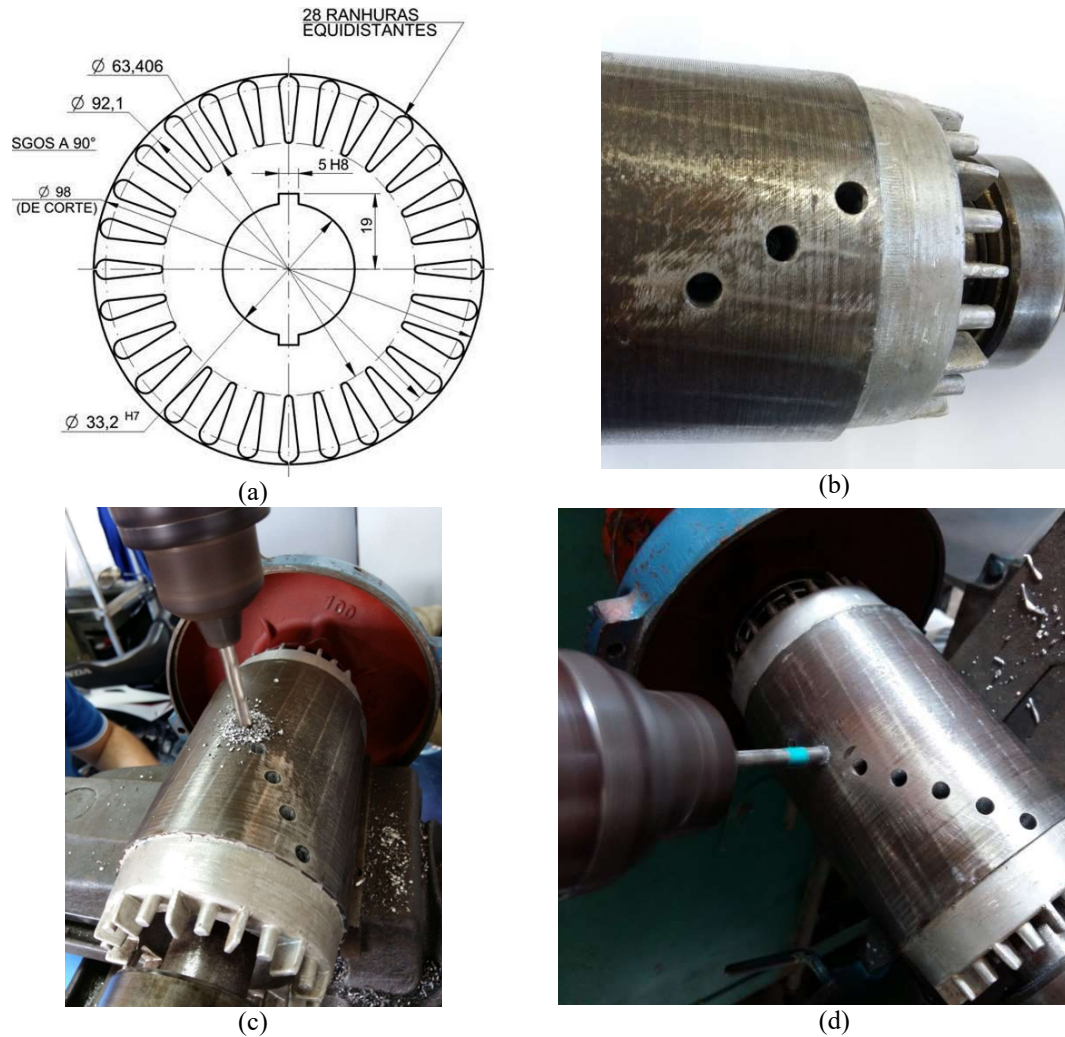


Figura 4.26-Barras quebradas no rotor. Fonte: Autor

4.4.4 Método de diagnóstico da falha

O diagnóstico via análise espectral consiste em observar a evolução da magnitude dos picos, nas frequências de falha detalhadas nas seções anteriores, de acordo com a severidade das falhas.

A Figura 4.28a ilustra um exemplo de espectro do sinal de barras quebradas. Percebe-se que na frequência de falha 54,86 Hz existe uma variação da diferença do pico da frequência fundamental e o pico referente a barra quebrada proporcional à sua severidade. A Figura 4.28a ilustra o espectro para 1 barra quebrada e a Figura 4.28b ilustra o espectro de corrente para 7 barras quebradas.

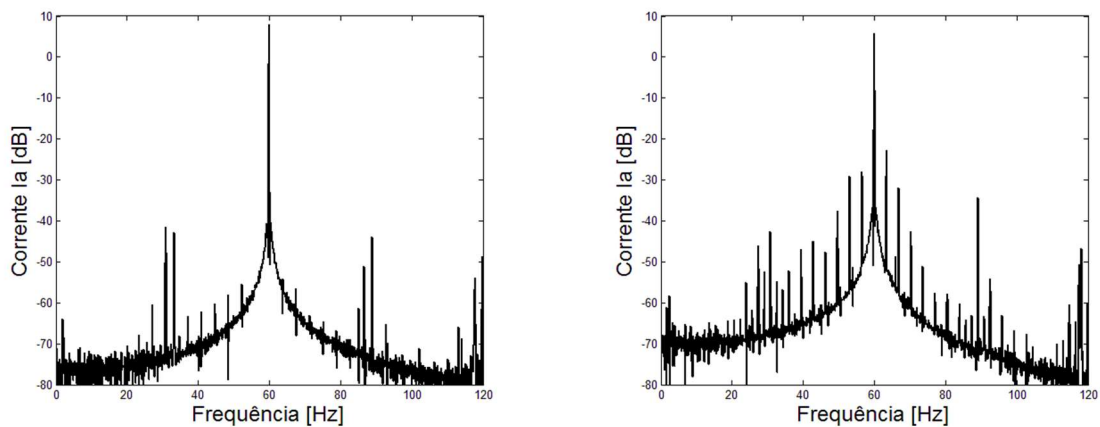
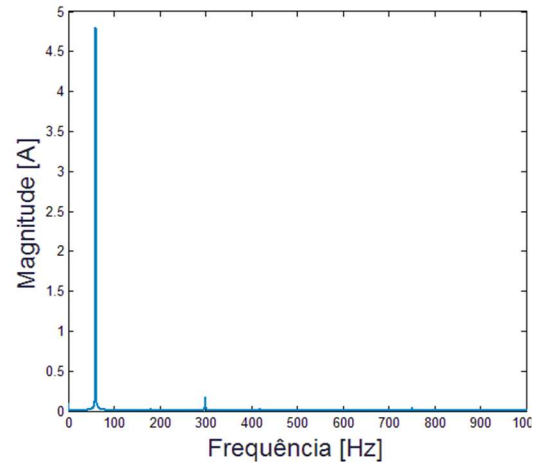
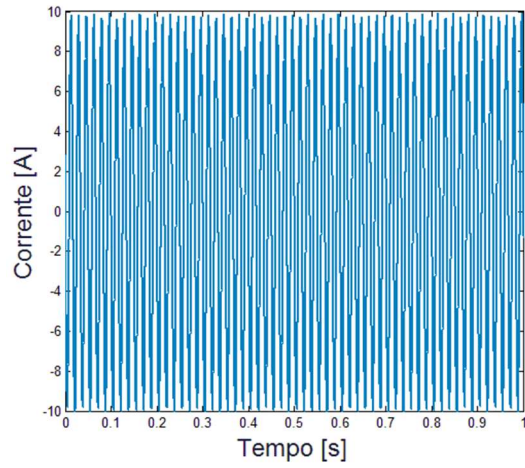


Figura 4.27-Espectro de corrente para (a) uma barra quebrada e (b) duas barras quebradas. Fonte: Autor

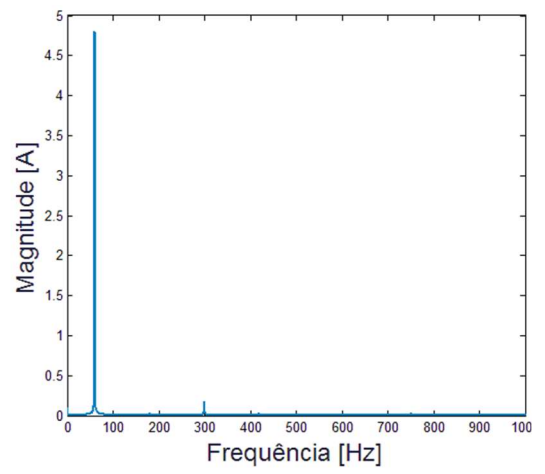
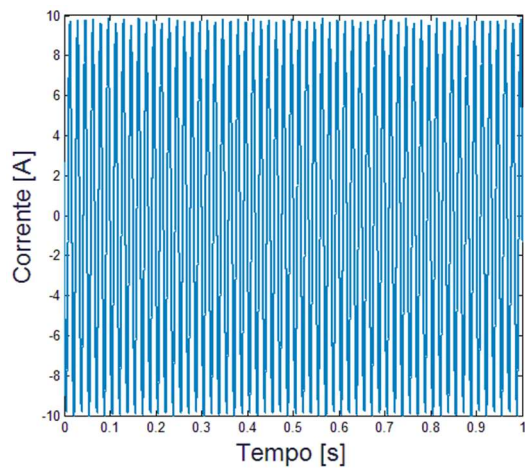
Este mesmo procedimento para diagnóstico será empregado para a análise espectral dos sinais de corrente de armadura, som, vibração e torque no entreferro para os diferentes tipos de falhas.

A análise *wavelet* multiresolução (MRA) realizada nesse trabalho consistiu em verificar a distribuição da energia do sinal e dos detalhes do sinal sem falha e compará-los quando falhas são inseridas no processo.

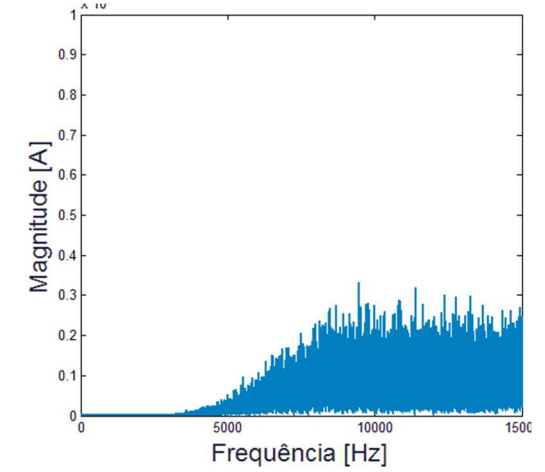
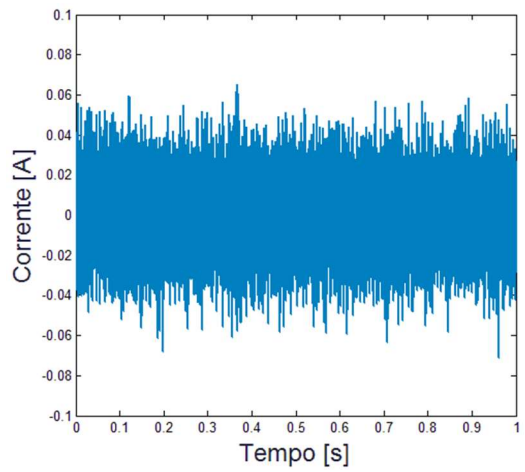
Para entender como funcionou a análise MRA, deve-se observar os gráficos das Figuras 4.28 (a-f). Elas ilustram o sinal e seu espectro correspondente, para um sinal de corrente adquirido, da aproximação e de 4 detalhes.



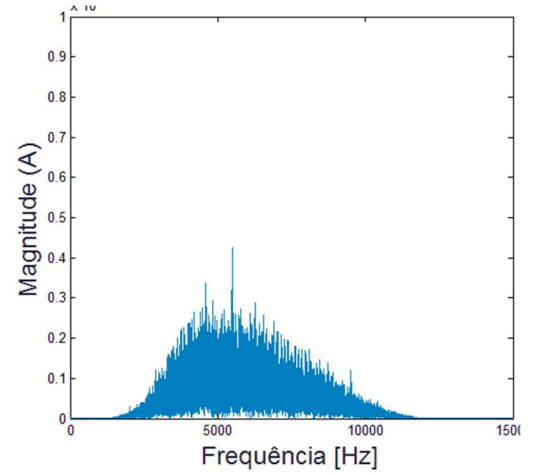
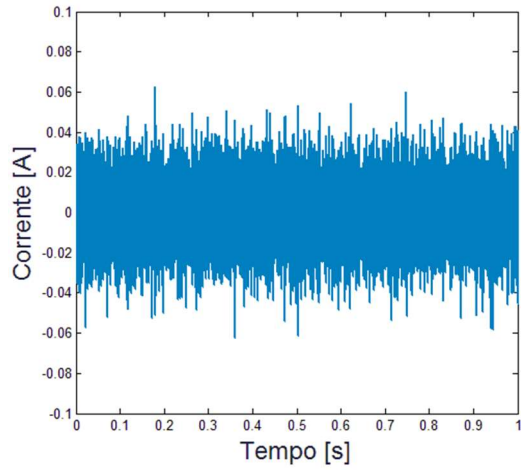
(a)



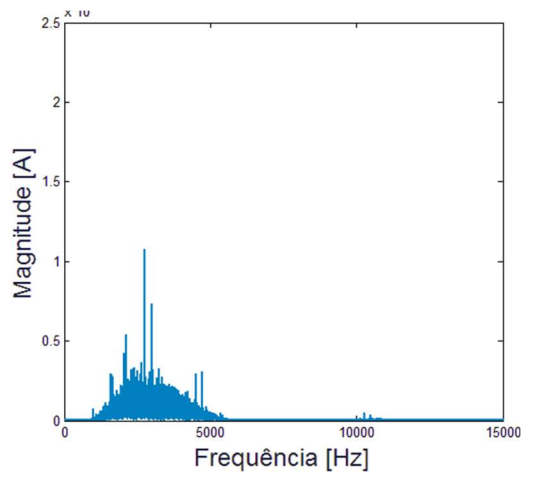
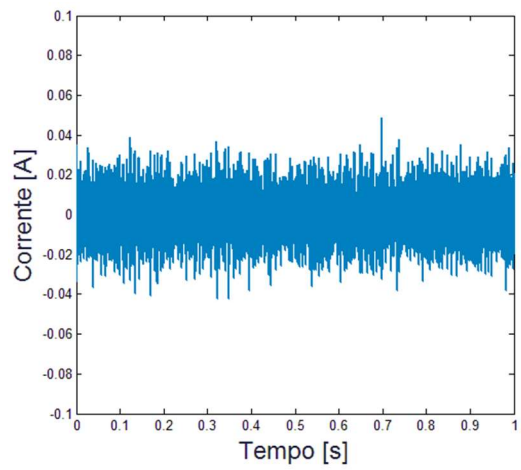
(b)



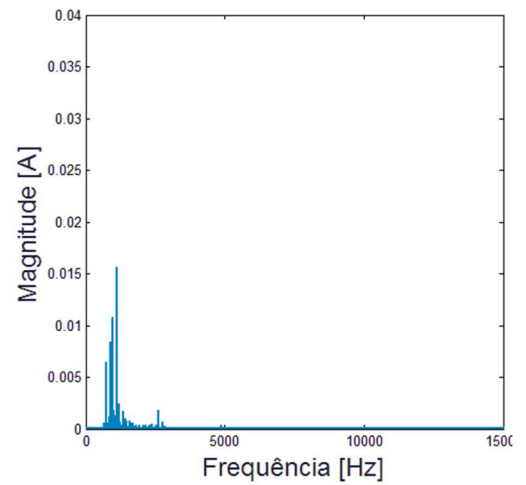
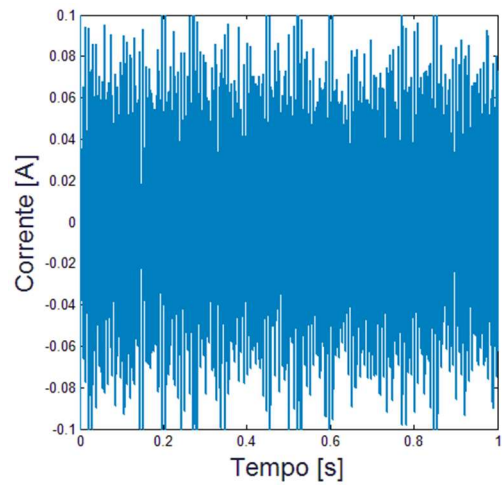
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 4.28-Sinal (a), aproximação (b) e detalhes 1 (c), 2 (d), 3 (e) e 4 (f). Fonte: Autor

Observando a Figura 4.28a percebe-se a semelhança do seu espectro com a (b) que é a aproximação do sinal.

Através dos espectros dos detalhes percebemos que a distribuição de energia varia ao longo da faixa de frequência e que a concentração da frequência predominante do sinal obedece a relação que pode ser vista na Tabela 4.5. Observa-se que a Taxa de Amostragem (TA) usada para aquisição do sinal de corrente foi de 30 kHz.

Tabela 4.5-Frequência predominando dos detalhes.

Detalhe	Frequência predominante (kHz)
D1	$TA/3 = 30k/3 = 10$
D2	$D1/2 = 10/2 = 5$
D3	$D2/2 = 5/2 = 2,5$
D4	$D3/2 = 2,5/2 = 1,25$
Dn	$D(n-1)/2$

Legenda: D=detalhe; n=n-ésimo termo; TA=Taxa de amostragem. Fonte: Autor

Um sinal de corrente, torque entreferro, vibração ou som, do motor que apresenta alguma falha, possui distribuições diferentes de energia ao longo dos seus detalhes em relação ao sinal sem falha. E a observação dessa distribuição permite que algumas vezes sejam identificadas diversas falhas e ter ideia da sua severidade de acordo com a variação do nível de energia.

A Figura 4.29 ilustra um exemplo da distribuição de energia de 5 sinais diferentes com diversos níveis de desbalanceamento (0g, 20g, 40g, 70g, 100g). Percebe-se que a energia de cada detalhe varia ao longo do aumento da severidade da falha.

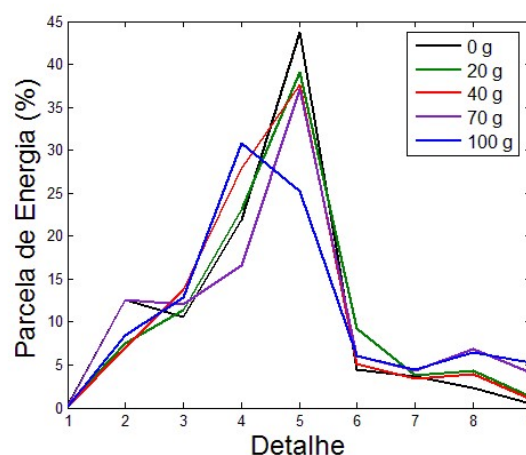


Figura 4.29 - Distribuição da energia dos detalhes de um sinal decomposto em uma aproximação e nove detalhes. Fonte: Autor

Na Figura 4.30 está ilustrado como a energia do detalhe D9, que possui energia predominante em torno de 39 Hz, tende a aumentar com a evolução da falha. Percebe-se que a

energia do detalhe sem falha está próxima de 0% do sinal original e que a energia desse detalhe para a falha mais severa (100g) aumentou para cerca de 5% em relação ao sinal original.

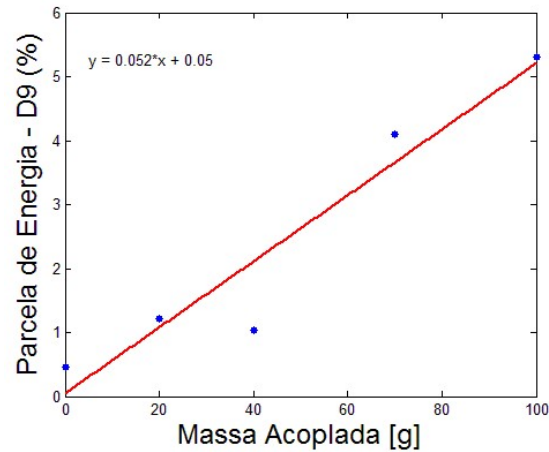


Figura 4.30-Energia do detalhe D9 de acordo com o nível da falha e a correspondente regressão linear dos pontos. Fonte: Autor

O mesmo método adotado para o exemplo acima será utilizado em todas as análises envolvendo MRA. Procura-se o detalhe onde ocorreu uma maior variação de energia e verifica-se a sua evolução com o aumento da falha.

CAPÍTULO V

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os experimentos e os resultados obtidos de três tipos de falhas simuladas na bancada de testes.

Na seção 5.1 são mostrados os resultados dos experimentos de excentricidade dinâmica. Os ensaios foram realizados para várias condições de severidade de falha (massa inserida ao eixo do motor), tanto com o motor a vazio, quanto com o motor acoplado a um sistema mecânico, tendo a possibilidade de aplicação de carga estática ou dinâmica na presença da falha analisada.

Na seção 5.2 foram realizados ensaios de falha na pista externa de um rolamento. Para esse tipo de falha duas condições foram analisadas, a presença e a ausência da falha. Do mesmo modo do tópico 5.1, a avaria também foi realizada com o motor a vazio e com cargas estáticas e dinâmicas.

Por fim, na seção 5.3, são apresentados os ensaios de falhas nas barras do rotor do motor de indução. Nesse ensaio, apenas cargas estáticas e dinâmicas foram usadas.

O Quadro 5.1 ilustra o mapa dos ensaios realizados. Para cada tipo de falha (excentricidade dinâmica, falha na pista externa do rolamento e barras quebradas) existe severidades de falhas associadas que poderão ser simuladas com diversas condições de acionamentos (acionamento a vazio, cargas estáticas e cargas dinâmicas), sendo cinco técnicas possíveis de identificação da falha (corrente elétrica, vibração mecânica, emissão acústica,

eficiência energética e torque no entreferro) e dois métodos de análise (FFT e DWT). Só assim é possível diagnosticar a avaria em questão.

Quadro 5.1 - Fluxograma de simulação de falhas e diagnósticos. Fonte: Autor

Tipo de falha	Severidade	Condição de Acionamento	Técnica de Detecção	Método de Análise	D I A G N Ó S T I C O
Excentricidade Dinâmica	0g	Motor em Vazio	Corrente Elétrica	FFT	
	10g				
	20g				
	30g				
	40g				
	50g				
	60g				
	70g				
	80g				
	90g				
100g					
Barra Quebrada	BQ0	Carga estática: 0Nm 5Nm 10Nm 15Nm 20Nm 25Nm	Eficiência Energética	DWT	
	BQ1				
	BQ3				
	BQ5				
	BQ7				
Rolamento	Pista Externa	Carga Dinâmica	Torque no Entreferro		

5.1 DESBALANCEAMENTO MECÂNICO

Esse tópico apresenta os ensaios de desbalanceamento realizados na bancada de testes. A excentricidade dinâmica pode ser causada por um desbalanceamento de carga. Foram fixadas massas ao eixo para gerar a avaria em estudo. As massas adicionadas ao eixo foram realizadas seguindo o procedimento descrito na subseção 4.4.1: 0 gramas indica a ausência de falha e 100 gramas adicionadas ao eixo está representando a falha mais severa.

5.1.1 Emissão Acústica – FFT e DWT

Para análise de desbalanceamento foram observados os picos na frequência da falha, seguindo tabela 4.2 da subseção 4.4.1, neste caso na frequência em torno de 30 Hz (frequência de rotação do eixo).

A amplitude dos picos da Figura 5.1a estão sendo representadas em função do nível de desbalanço na Figura 5.1b, para o motor girando a vazio. Na Figura 5.1b, pode-se perceber que se encontram picos de três aquisições distintas para garantir a repetibilidade do evento, percebe-

se uma tendência do pico nessa faixa de frequência em aumentar a sua amplitude de acordo com a severidade da falha.

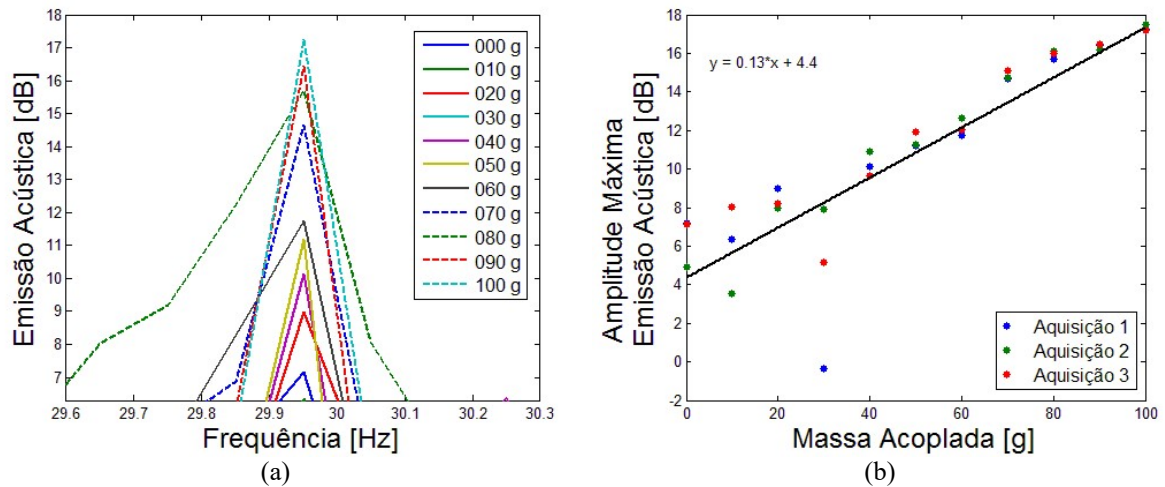


Figura 5.1 - Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da emissão acústica – motor em vazio. Fonte: Autor

Na Figura 5.2 tem-se a análise *wavelet* para o detalhe D9 (frequência predominante em torno de 39 Hz), seguindo método descrito na subseção 4.4.4. O resultado não é conclusivo, ou seja, não foi possível verificar uma variação na energia do detalhe proporcional ao aumento da falha para a análise MRA neste caso.

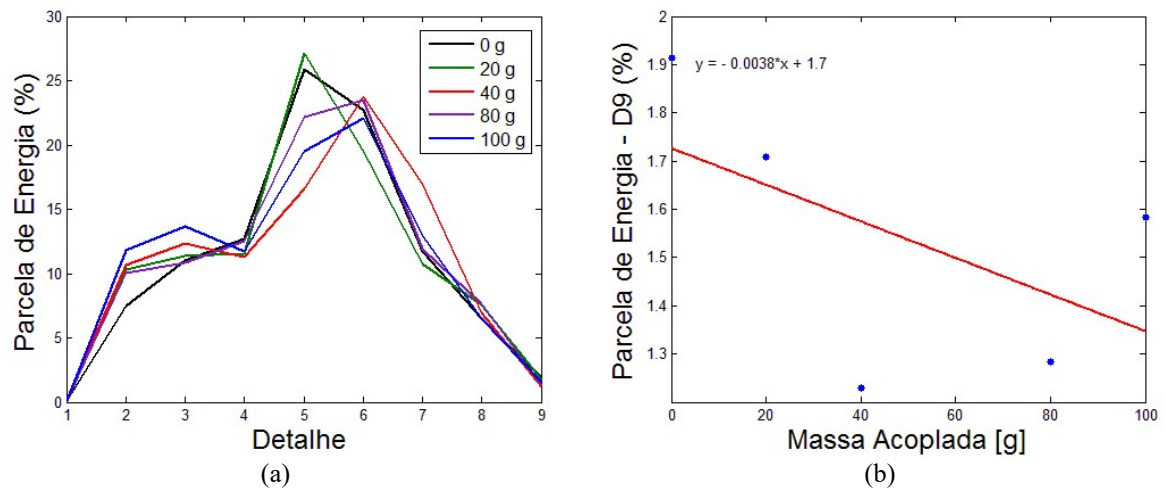


Figura 5.2 - Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de emissão acústica – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio. Fonte: Autor

Sob presença de acoplamento e de uma carga de 20 Nm (próximo do torque nominal do motor), também percebe-se uma tendência do aumento do pico para o aumento da severidade, tanto para a análise espectral (Figura 5.3) quanto para a análise MRA (Figura 5.4).

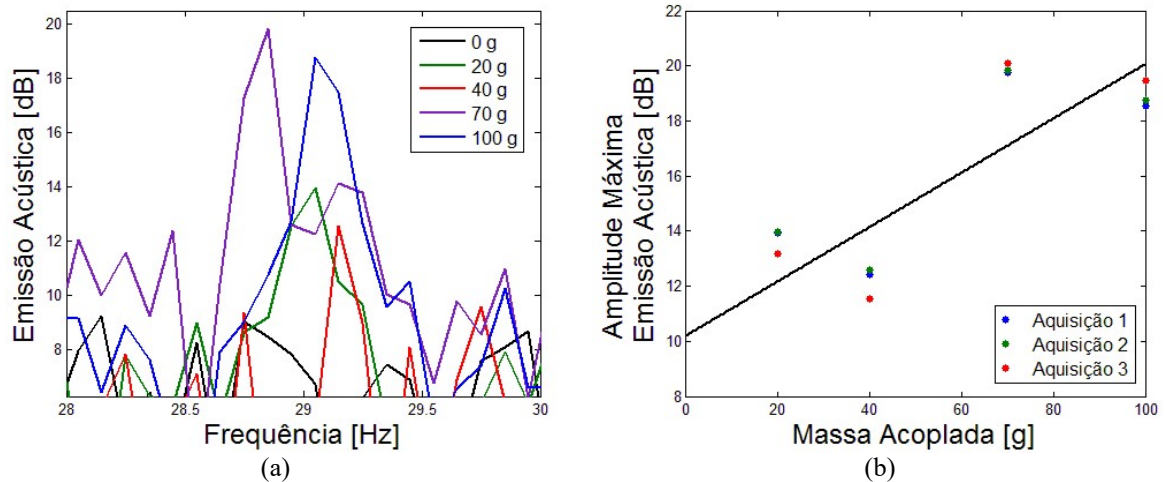


Figura 5.3-Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da emissão acústica – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor

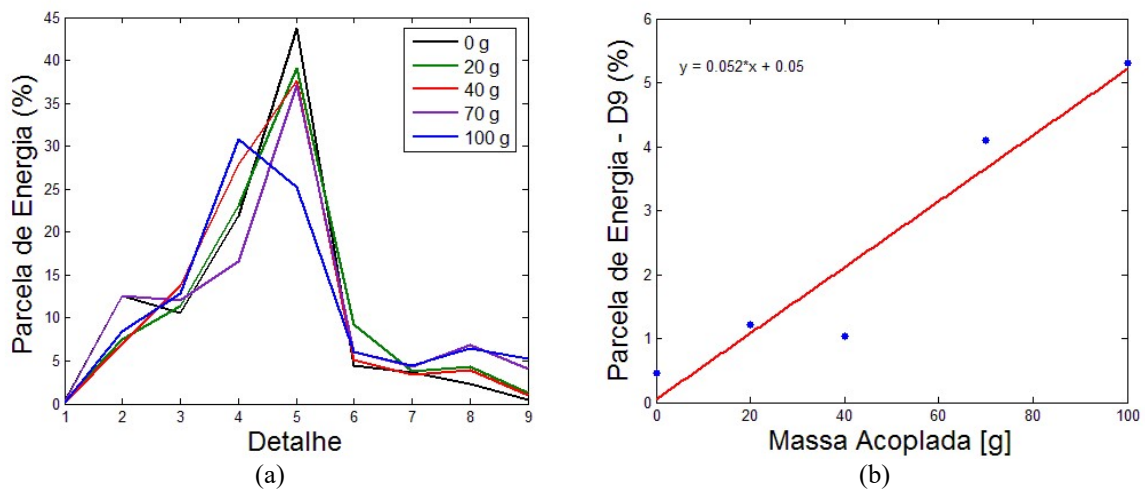


Figura 5.4-Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de emissão acústica – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor

5.1.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT

Ainda tomando como base o que foi abordado na subseção 4.4.1, na análise por vibração mecânica, também foi observado um aumento da banda lateral esquerda em torno de 30 Hz com um aumento da inserção de massa no eixo do motor. Para o caso do motor com funcionamento a vazio, a Figura 5.5a e a Figura 5.6b ilustram um aumento da amplitude do pico e da energia do detalhe D9, respectivamente, de acordo com a evolução da falha. Comportamento que também pode ser observado, embora com a curva de tendência com uma

inclinação menor na análise espectral e um leve aumento da inclinação da reta para análise MRA nas Figuras 5.7b e 5.8b, respectivamente, sendo o motor acionado sob carga de 20 Nm.

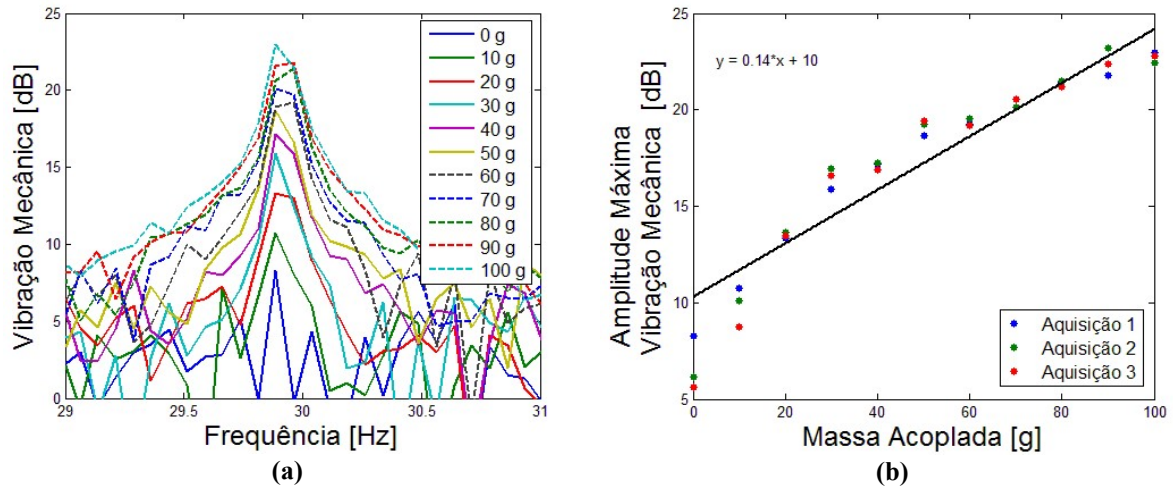


Figura 5.5-Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da vibração mecânica – motor em vazio. Fonte: Autor

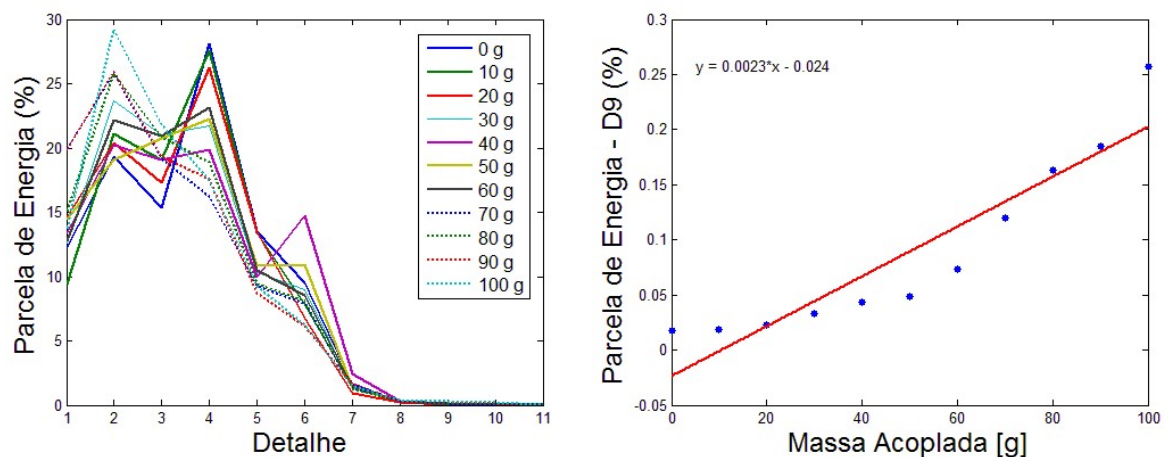


Figura 5.6-Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de vibração mecânica – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio. Fonte: Autor

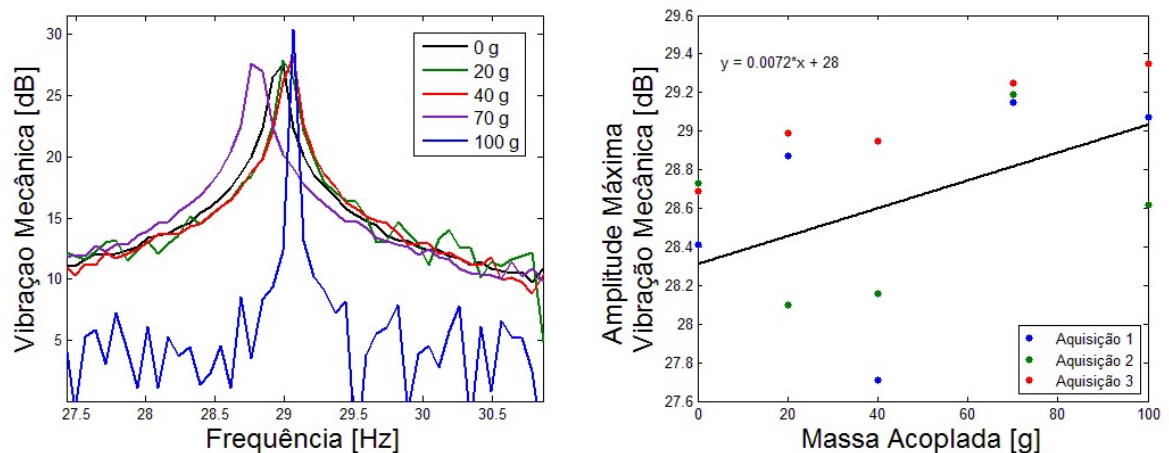


Figura 5.7-Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da vibração mecânica – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor

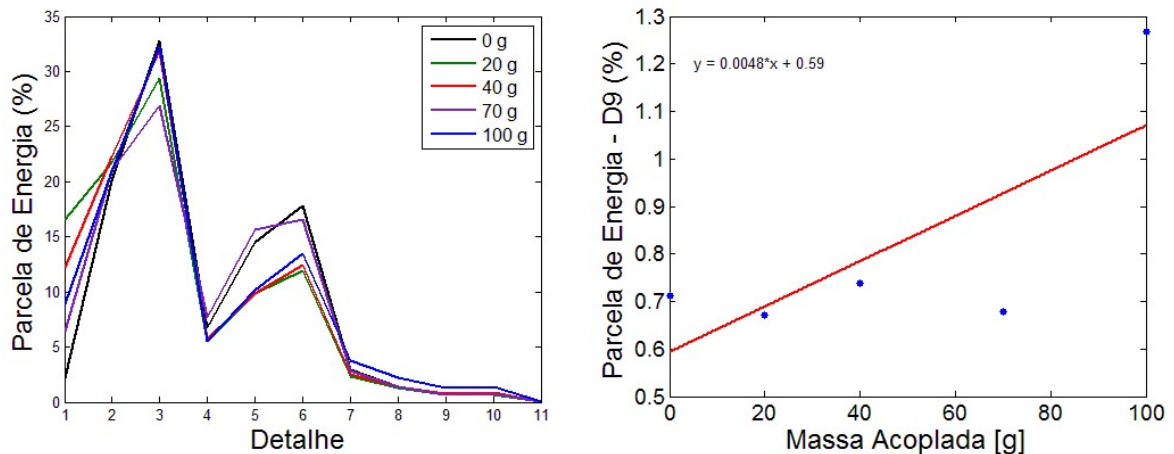


Figura 5.8-Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal de vibração mecânica – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm.

5.1.3 Corrente No Estator – FFT e DWT

Para os ensaios utilizando a corrente do estator, na frequência em torno de 30Hz, pode-se perceber através da Figura 5.9b uma tendência do aumento da magnitude do pico em função do nível do desbalance, para o motor operando a vazio. Porém os resultados não foram conclusivos para a análise MRA em vazio da Figura 5.10b e para a análise com carga de 20 Nm, para as Figuras 5.11b e 5.12b.

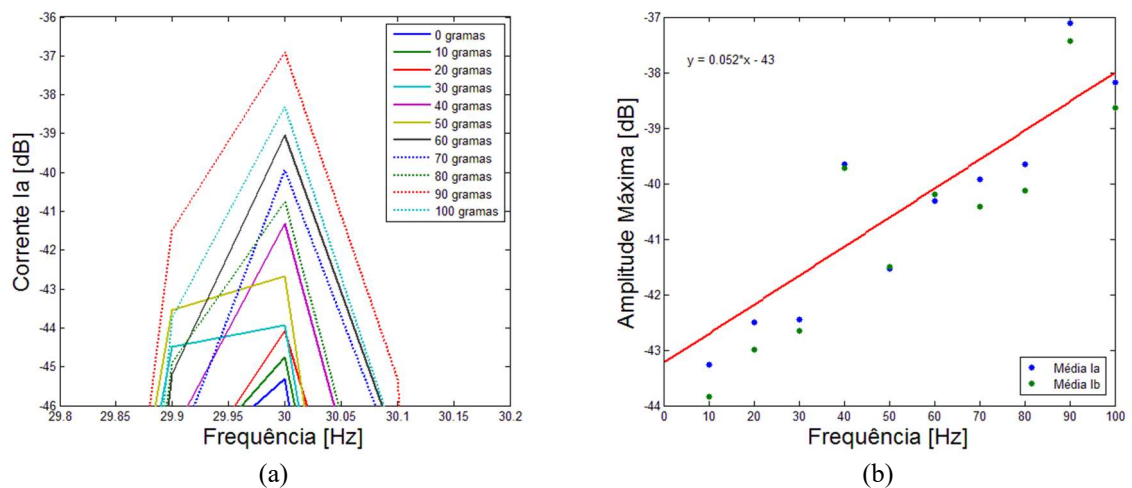


Figura 5.9-Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da corrente do estator – motor em vazio. Fonte: Autor

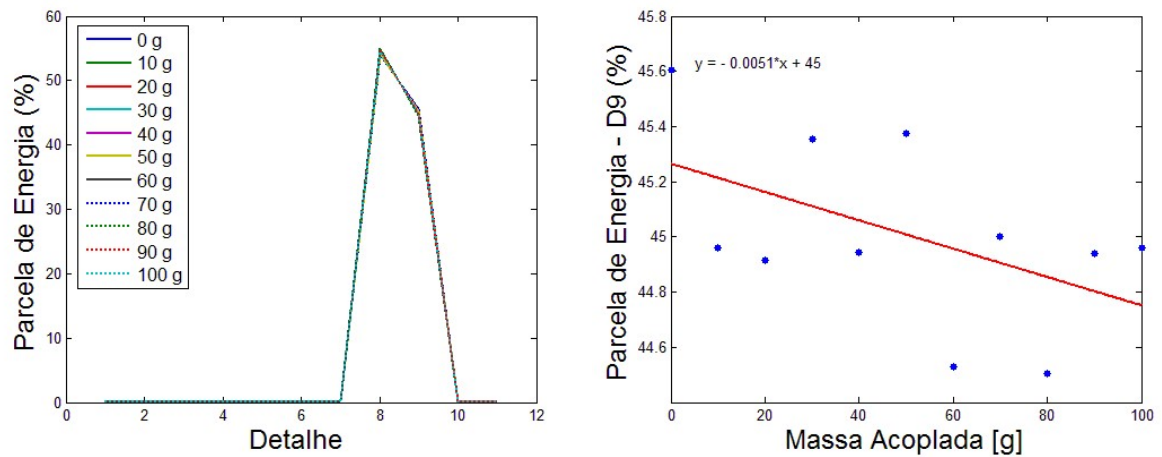


Figura 5.10-Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal da corrente do estator – DWT/Detalhe 9 – motor em vazio.

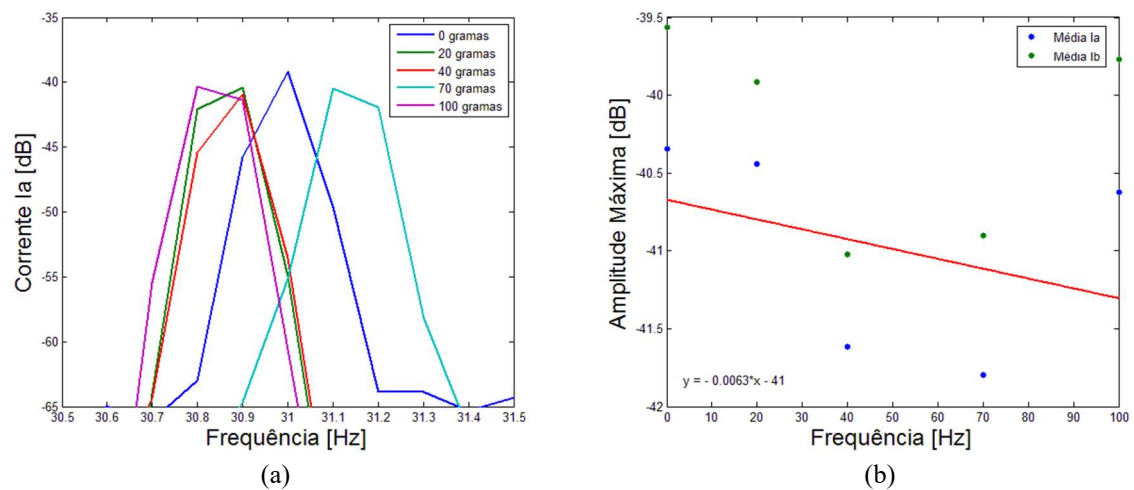


Figura 5.11-Detecção de excentricidade dinâmica pela FFT da corrente do estator – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor

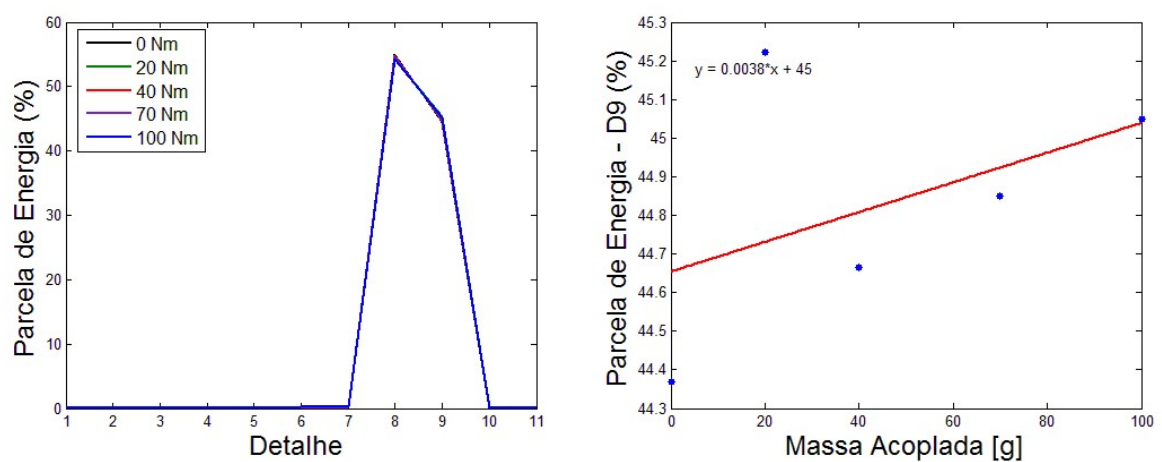


Figura 5. 12-Detecção de falha de excentricidade dinâmica pela energia do sinal da corrente do estator – DWT/Detalhe 9 – motor com sistema mecânico – Carga: 20Nm. Fonte: Autor

5.1.4 Eficiência Energética

Nos gráficos da eficiência energética versus carga, extraídos sob regime dinâmico de variação de carga da Figura 5.13a e seus detalhes na Figura 5.13b e 5.13c, não se pode afirmar que houve um aumento ou decréscimo significativo da eficiência com a presença da falha. A eficiência energética máxima (89,85 %) aconteceu em 59,71% da carga nominal para uma massa de 40g acoplada ao eixo do motor. Já para uma condição de 100g a eficiência ficou em 89,71% para uma carga nominal de 61,02%.

No que diz respeito ao acionamento com a carga nominal do motor de indução (100%), a situação que apresentou uma melhor resposta foi com a ausência de massa. Para esse caso foi observado uma eficiência de 88,55%, por sua vez, a condição com 70g de massa acoplada ao eixo do motor apresentou a eficiência mais baixa, 88,44% para o motor trabalhando a plena carga.

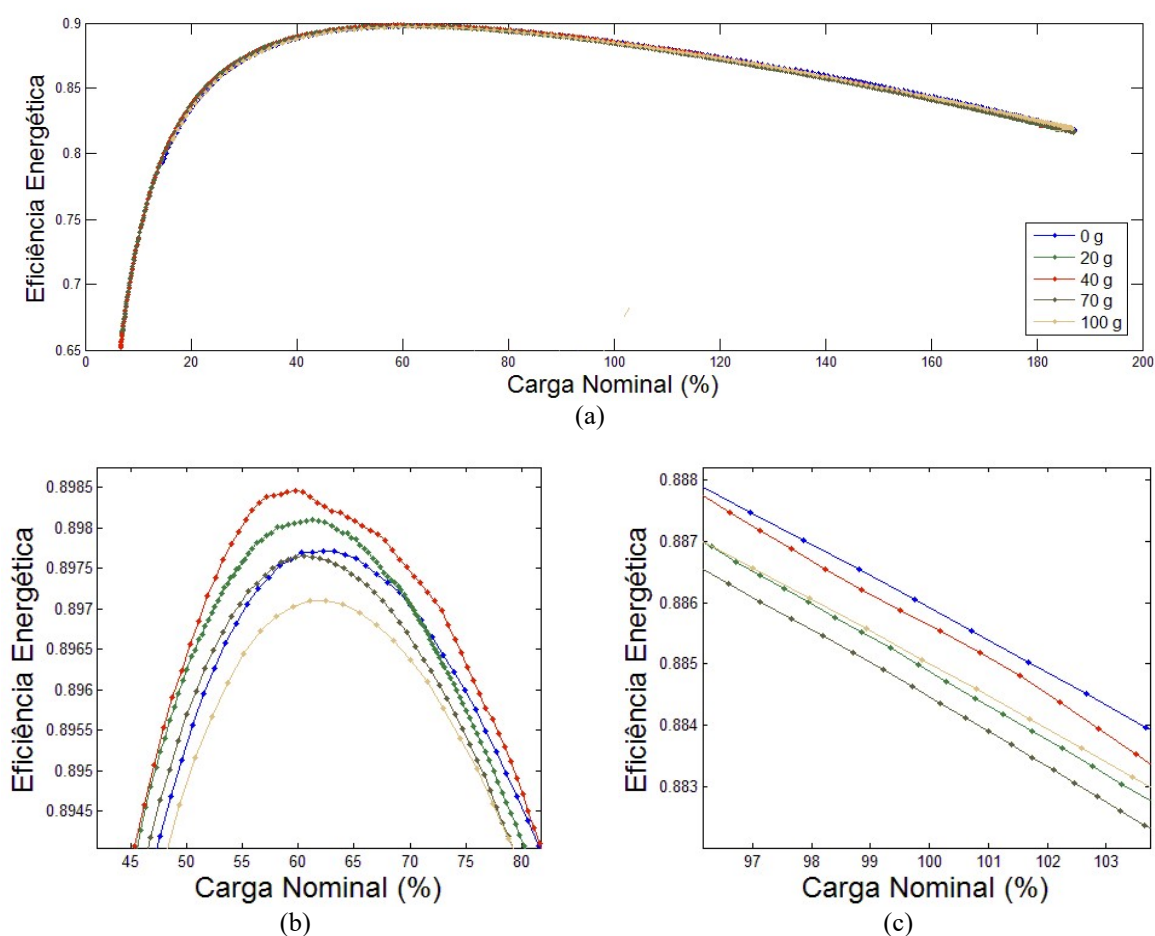


Figura 5.13-Efeito da excentricidade dinâmica na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor

5.2 ROLAMENTO

Esse tópico apresenta os ensaios de falha na pista externa do rolamento do motor realizados na bancada de testes. Esse experimento dispõe de duas condições de falha, acionamentos em vazio, com cargas estáticas e dinâmicas, quatro técnicas de detecção e dois métodos de análise.

5.2.1 Emissão Acústica – FFT e DWT

Na detecção da falha na pista externa do rolamento por emissão acústica foram realizados ensaios com o motor acionado em vazio (Figura 5.14), e com 25 Nm de carga, ou seja, 122,5% da carga nominal (Figura 5.15).

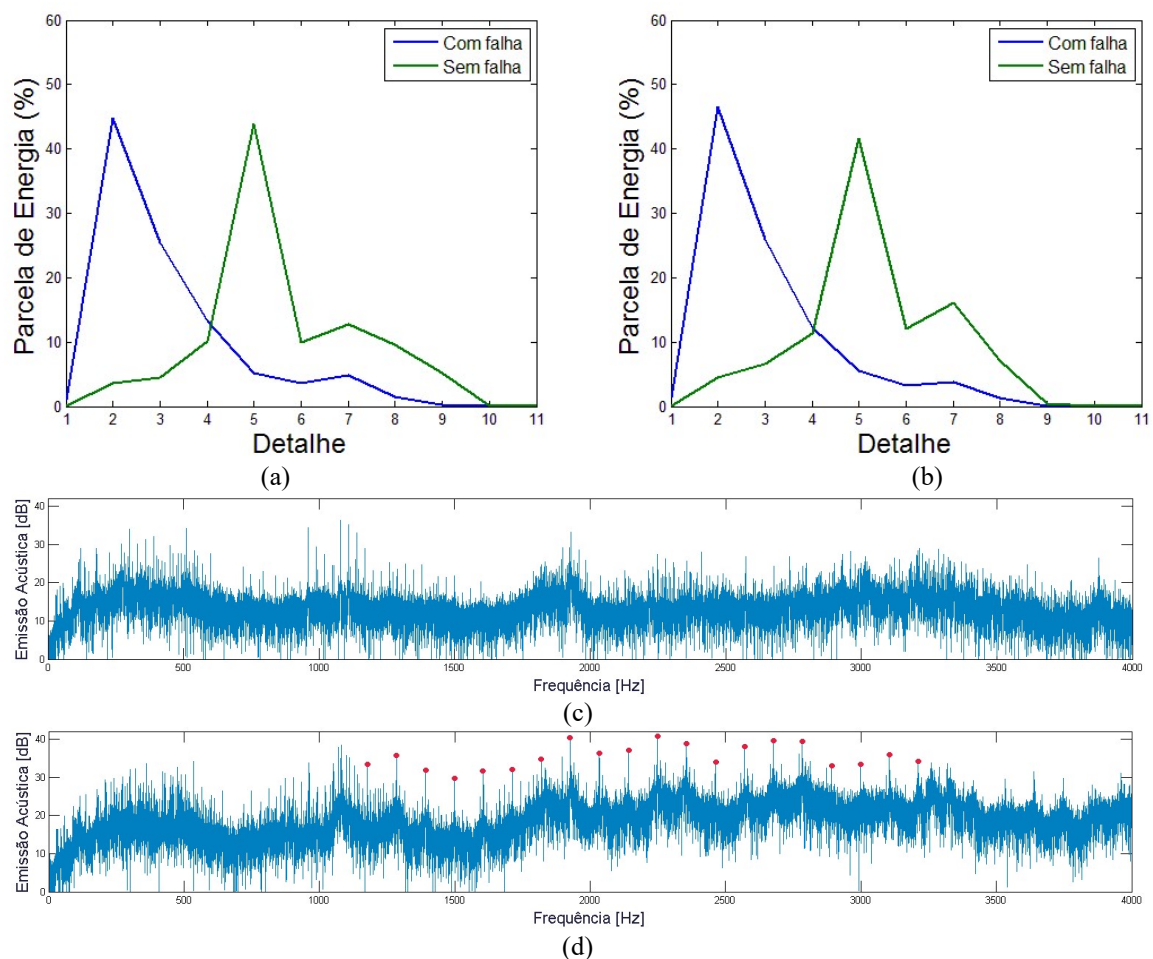


Figura 5.14-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da emissão acústica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da emissão acústica sem falha e (d) FFT da emissão acústica com falha - motor em vazio. Fonte: Autor

Observando as Figuras 5.14a e 5.14b, percebe-se uma nítida alteração na distribuição de energia do motor com e sem falha no rolamento, com uma diferença em torno de 40% da energia do detalhe D2, para o motor com e sem carga.

Nas Figura 5.14d, consegue-se identificar os picos espaçados de 107 Hz entre as frequências de 1000 e 3500 Hz, indicando uma possível falha na pista externa do rolamento, tendo em vista que a frequência natural da falha, calculada pela Equação 4.2, está em torno 107 Hz. Característica não observada como o motor operando sem carga na Figura 5.14a.

Quando o sistema mecânico é acoplado ao motor e aplicando-se uma carga em torno de 25 Nm no eixo não são observadas alterações nos níveis de energia nos detalhes sob presença de falha (Figuras 5.15a e 5.15b), do mesmo modo que os picos característicos de falha nos rolamentos também não são visíveis pela análise espectral (Figuras 5.15c e 5.15d).

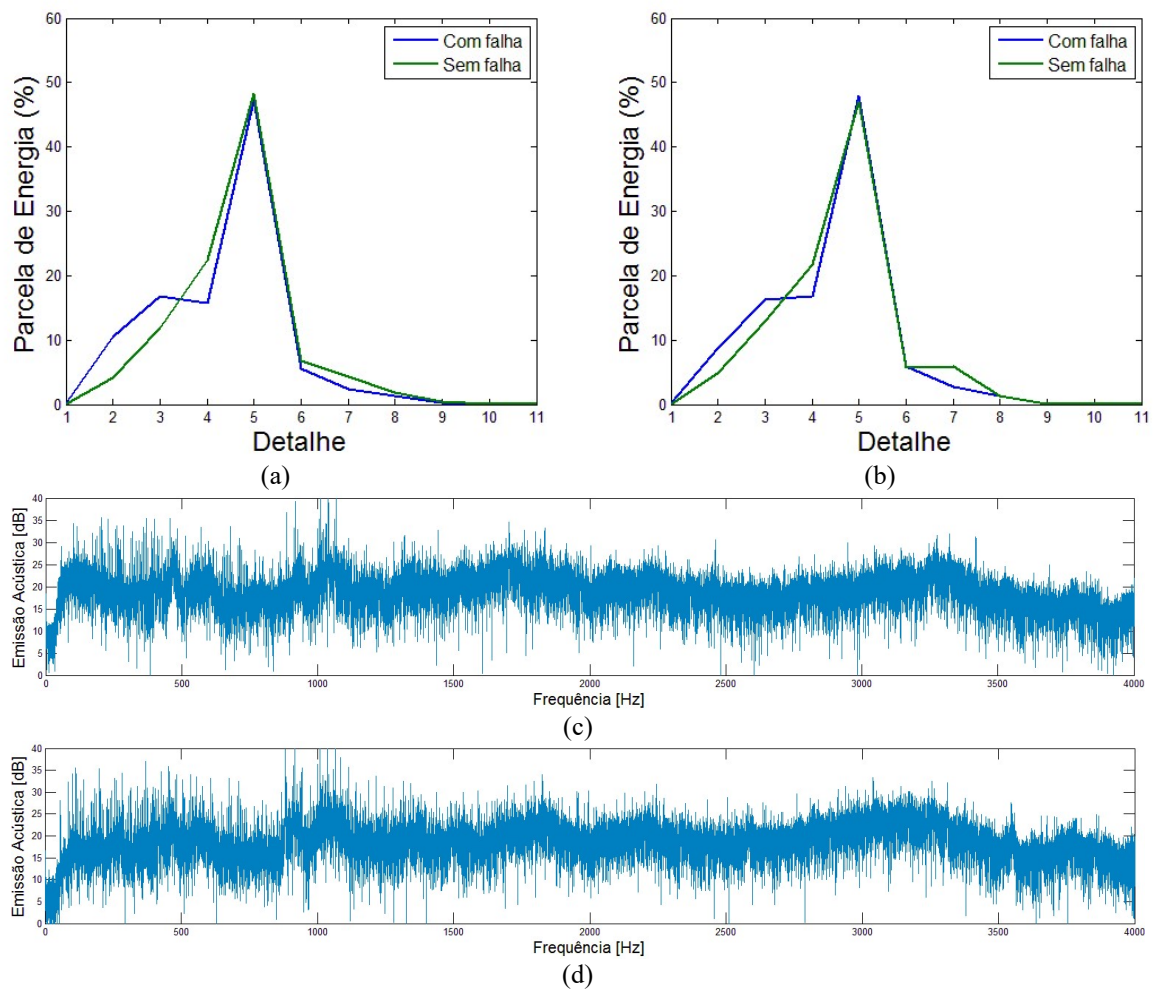


Figura 5.15-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da emissão acústica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da emissão acústica sem falha e (d) FFT da emissão acústica com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25Nm. Fonte: Autor

5.2.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT

Nas Figuras 5.16a e 5.16b percebe-se uma nítida mudança na distribuição de energia do sinal com e sem falha. Da mesma forma da análise de emissão acústica, na análise por vibração mecânica foram observados os picos característicos das falhas espaçados 107 Hz, como previsto, na Figura 5.16d. Neste caso, esses picos foram detectados entre 1500 Hz e 2500 Hz.

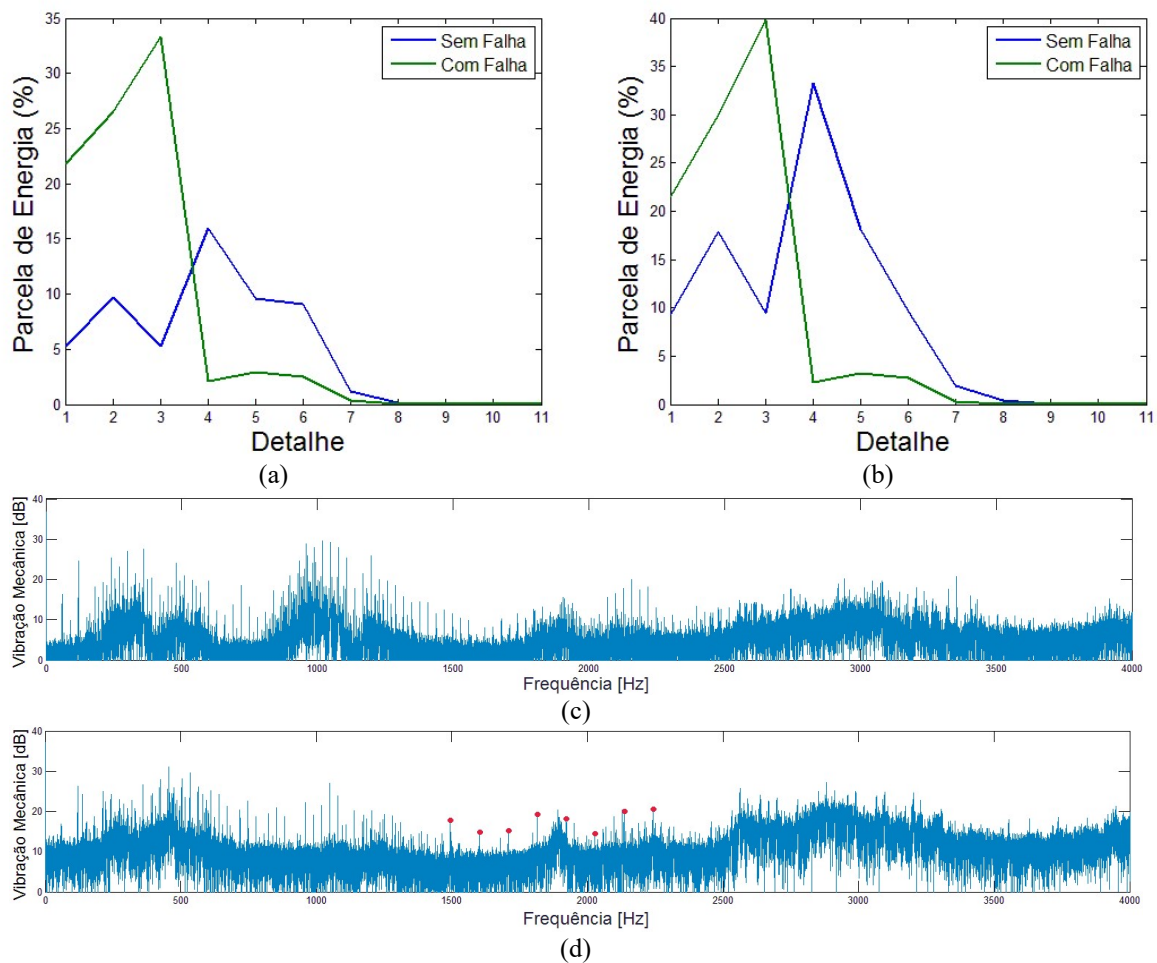


Figura 5.16-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da vibração mecânica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da vibração mecânica sem falha e (d) FFT da vibração mecânica com falha - motor em vazio. Fonte: Autor

Sob a presença de carga houve uma alteração nítida na energia dos detalhes do sinal com e sem carga, conforme pode ser visto nas Figuras 5.17a e 5.17b, embora com baixa

amplitude. As análises espectrais nesse caso não são conclusivas, pois não são encontrados os picos característicos sob a presença de carga, conforme pode ser visto na Figura 5.17d.

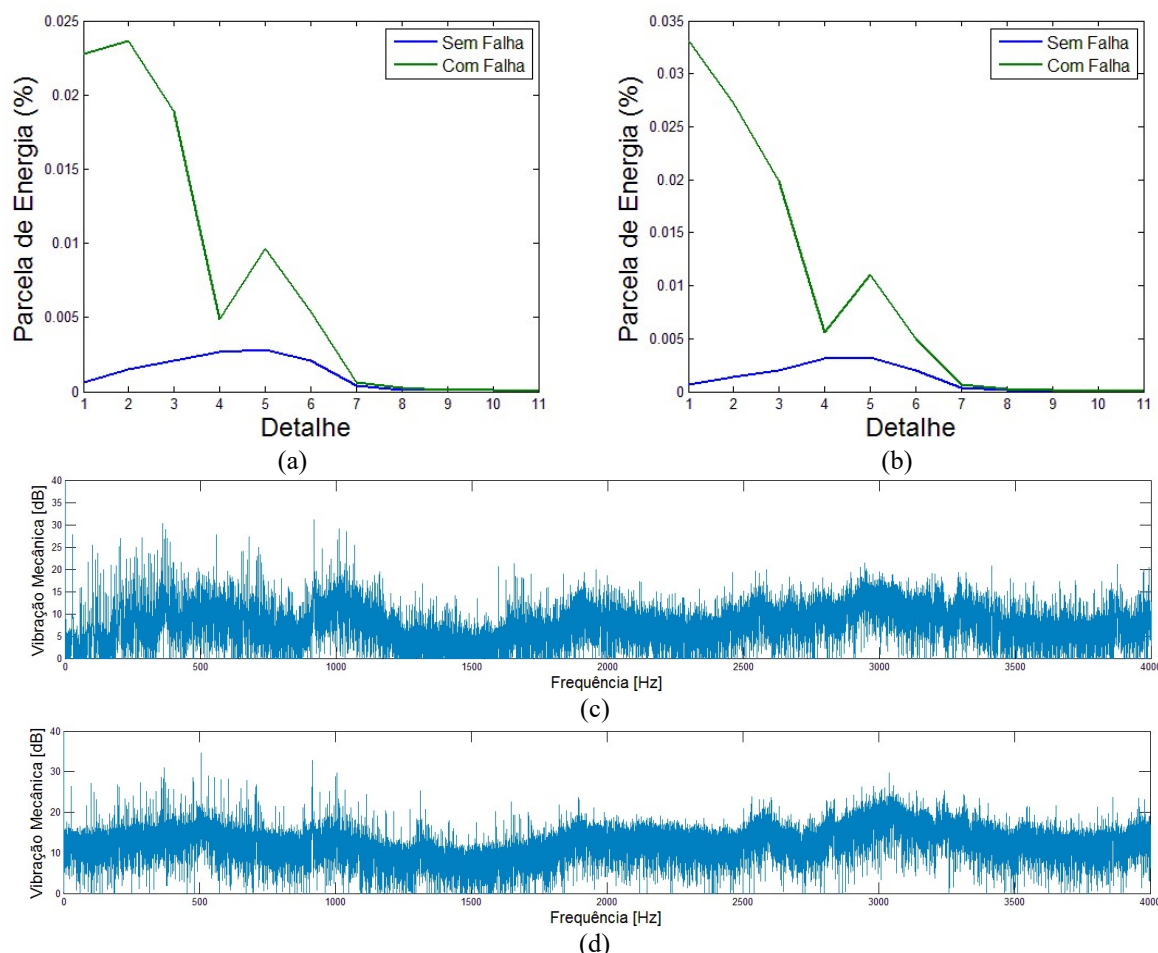


Figura 5.17-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da vibração mecânica - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da vibração mecânica sem falha e (d) FFT da vibração mecânica com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25 Nm. Fonte: Autor

Tanto na análise do som e na análise de vibração mecânica percebe-se que o motor sem carga, com o eixo livre, torna o processo de detecção da falha mais fácil. O acoplamento do motor a uma carga estática, com um alinhamento correto e rolamento defeituoso torna o processo de identificação da falha mais difícil. Para o referido projeto as duas técnicas (análise do som e na análise de vibração mecânica) são mais apropriadas em situações onde o eixo se encontra em balanço, como o caso de exaustores industriais.

5.2.3 Corrente No Estator – FFT e DWT

Utilizando a técnica de detecção por corrente elétrica sem carga com MRA e análise espectral não foram observadas indicações de falhas na pista externa para o acionamento em vazio ou com carga, na comparação do sinal com e sem a presença da falha, conforme pode ser visto nas Figuras 5.18 e 5.19.

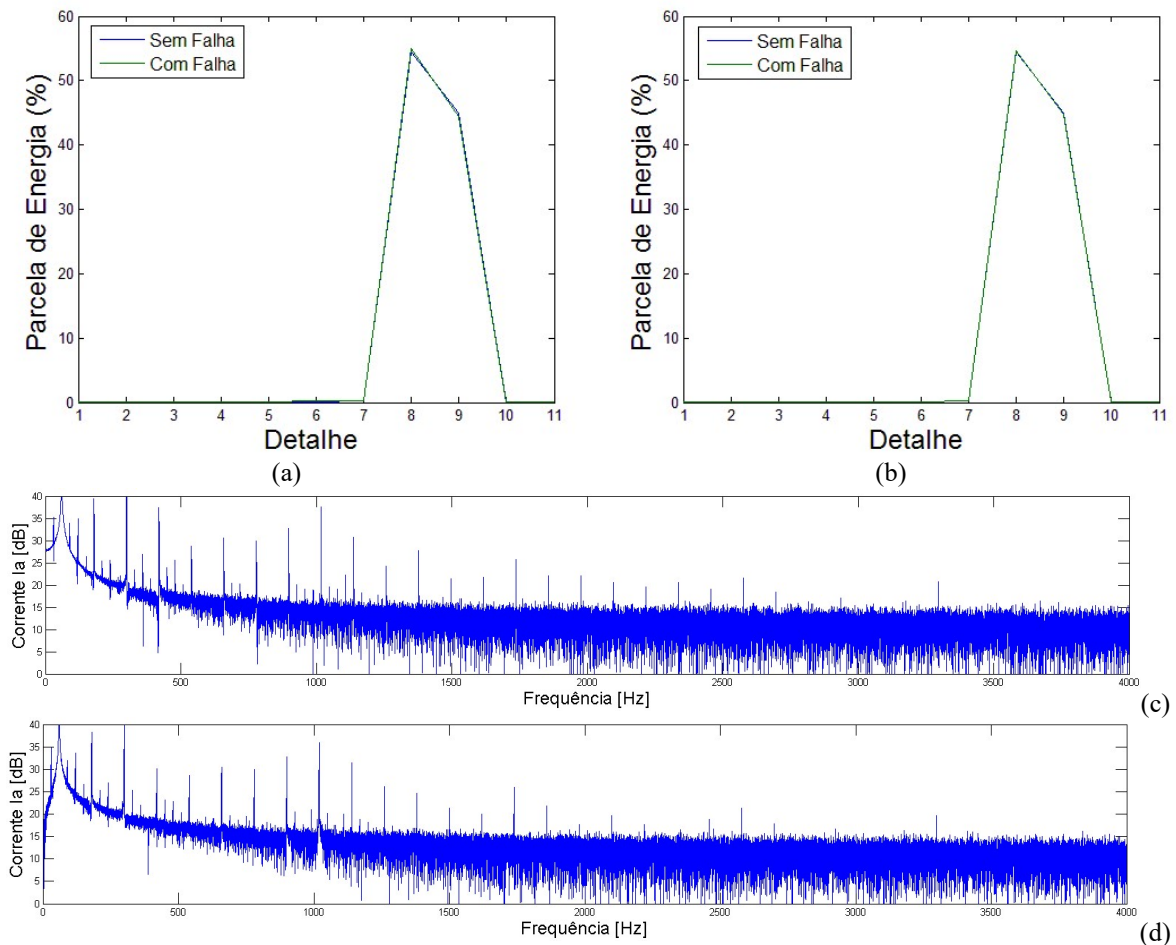


Figura 5.18-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da corrente no estator - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da corrente do estator e (d) FFT da corrente do estator com falha - motor em vazio. Fonte: Autor

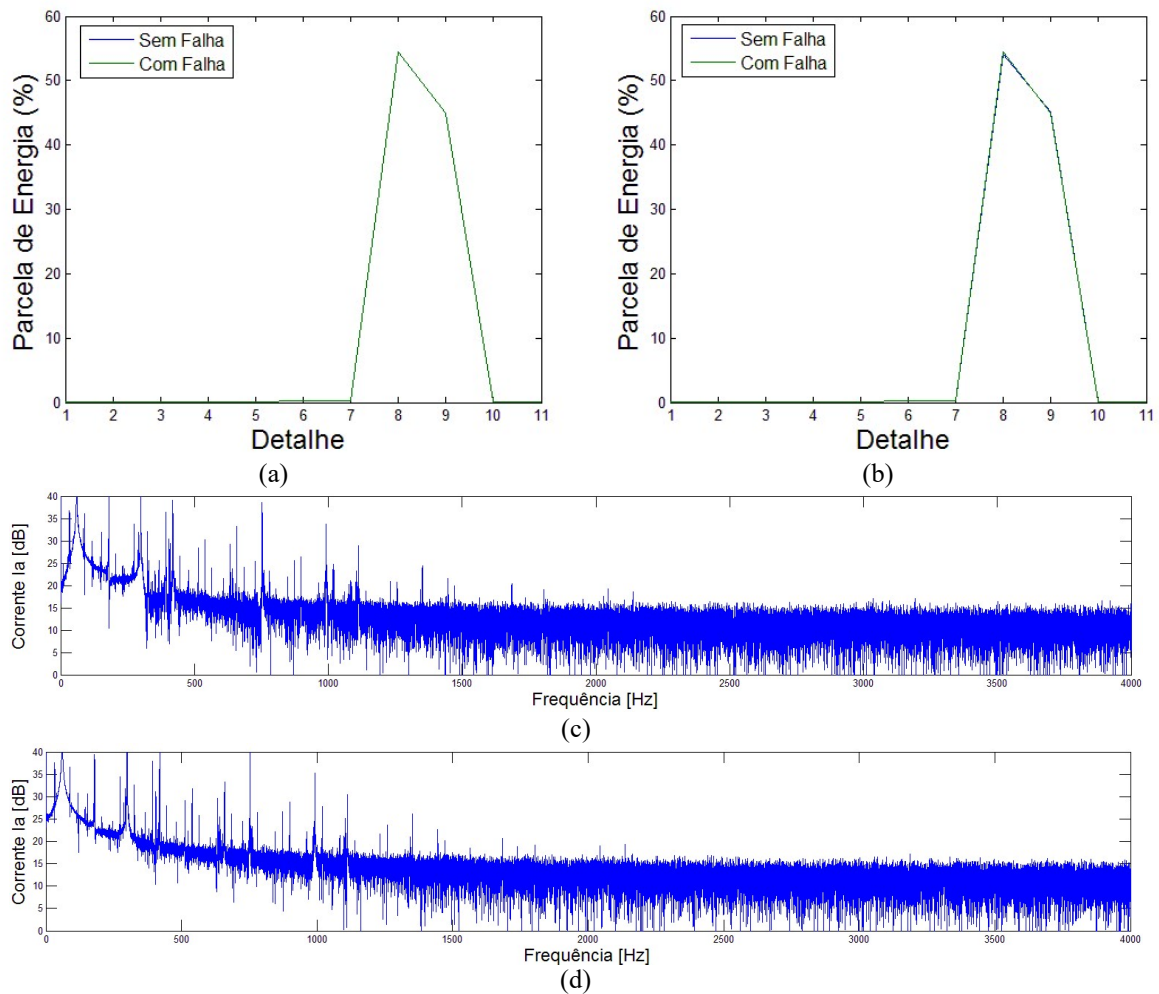


Figura 5.19-Detecção de falha na pista externa do rolamento pela análise da corrente no estator - (a) e (b) Energia dos detalhes para duas aquisições, (c) FFT da corrente do estator e (d) FFT da corrente do estator com falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25Nm. Fonte: Autor

5.2.4 Eficiência Energética

No que diz respeito ao efeito da falha na eficiência energética, pode-se observar através das Figura 5.20 que houve uma sensível variação da eficiência do motor na presença da falha, quando funcionando a plena carga (100%) e na eficiência máxima, que ocorre em aproximadamente 62,00 % da carga nominal da máquina. A Tabela 5.1 tem-se os resultados de eficiência energética obtidos na presença e na ausência de carga.

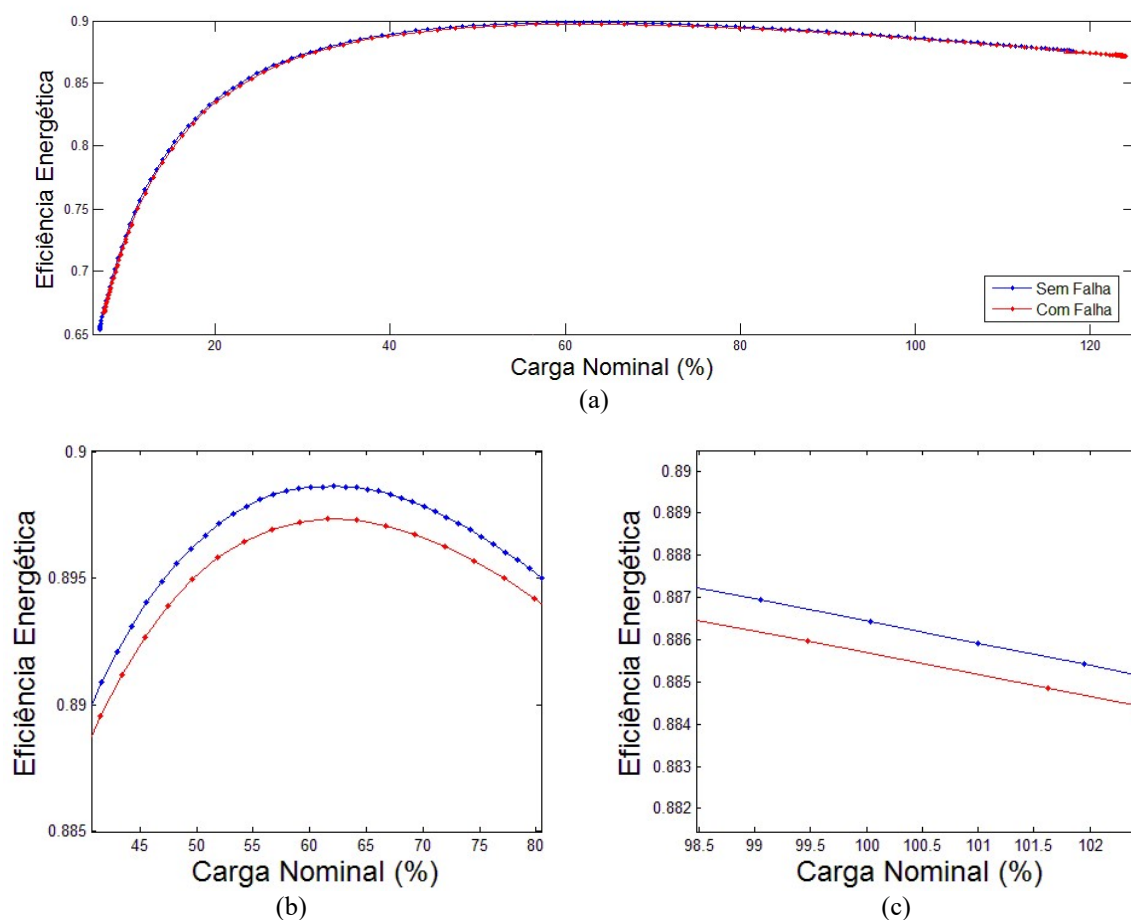


Figura 5.20-Efeito da falha na pista externa na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor

Tabela 5. 1 - Efeito da falha na pista externa na eficiência energética

Pista Externa	Eficiência Energética	
	Eficiência máxima	Eficiência a plena carga
Sem Falha	89,86	88,64
Com Falha	89,73	88,56

Fonte: Autor

5.3 BARRAS QUEBRADAS

Esse tópico apresenta os ensaios de falhas nas barras do rotor do motor de indução realizados na bancada de testes. Esse experimento dispõe de quatro condições falha, acionamentos com cargas estáticas e dinâmicas, cinco técnicas de detecção e dois métodos de análise. Apenas para esse ensaio foi utilizada a técnica de identificação da falha pela FFT do torque no entreferro.

5.3.1 Emissão Acústica – FFT e DWT

Na análise espectral para a emissão acústica não foram identificados os picos conforme as expressões indicadas na Tabela 4.4. O que induz que essa não seria uma técnica adequada para detecção de falhas em barras quebradas, utilizando o som.

Nos gráficos da Figura 5.21b percebeu-se que na ausência de carga a falha não é detectável utilizando MRA, mesmo porque, com o motor girando em vazio, a frequência de rotação sobrepõe a da falha, conforme pode ser visto nas Equações 4.2 e 4.3.

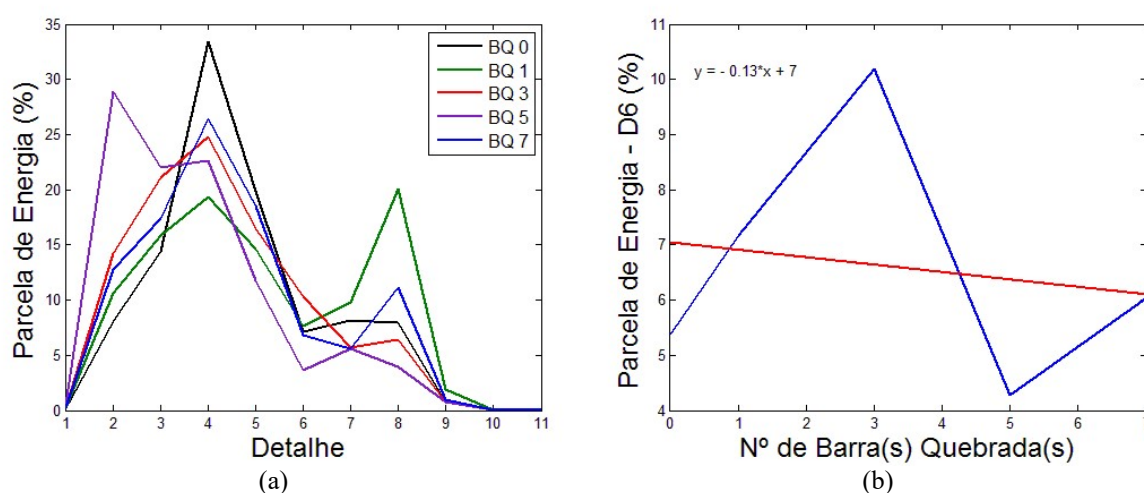


Figura 5.21-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 0 Nm. Fonte: Autor

Nas Figuras 5.22b e 5.23b percebe-se um aumento na energia do nível D6, cuja frequência está concentrada e torno de 312 Hz, sob a presença de carga. Percebe-se uma tendência da energia do sinal aumentar com o aumento da severidade da falha.

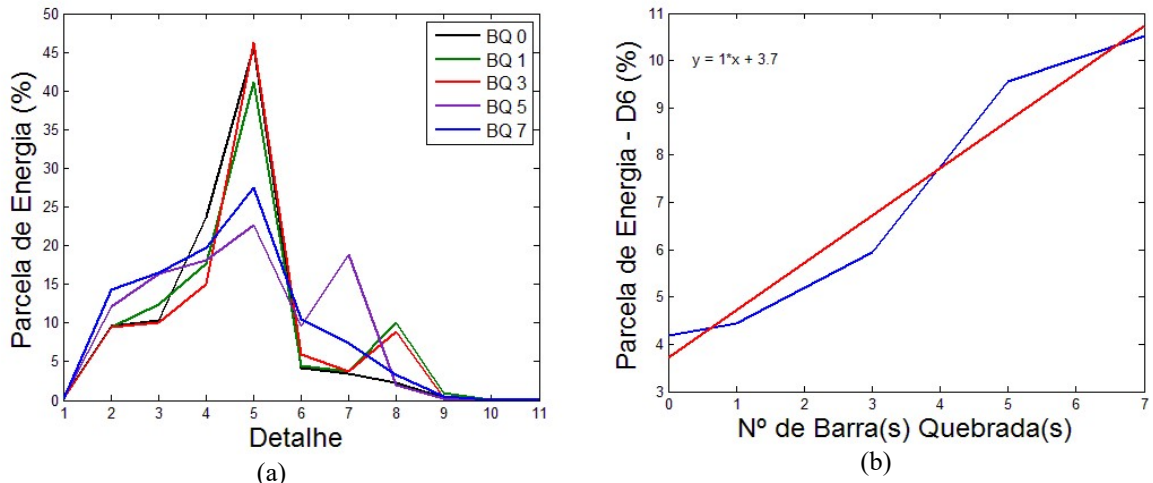


Figura 5.22-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 20 Nm.
Fonte: Autor

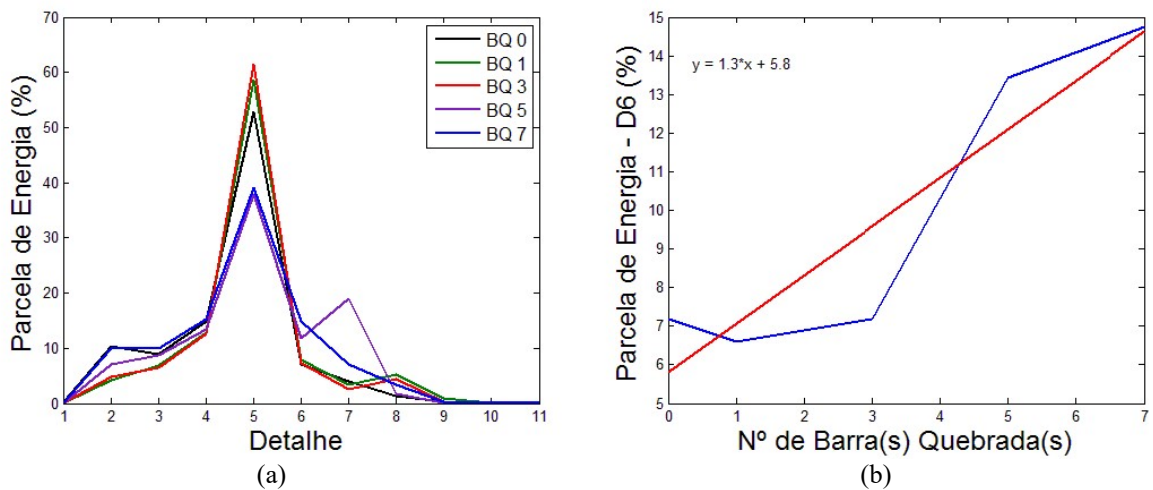


Figura 5.23-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da emissão acústica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico – Carga: 25 Nm.
Fonte: Autor

5.3.2 Vibração Mecânica – FFT e DWT

Já na análise pela técnica de vibração mecânica apenas a partir de 20 Nm de carga no eixo foi possível observar os picos referente às barras quebradas. Na situação de 20 Nm (98% da carga nominal) a diferença entre os picos da fundamental e o pico referente à barra quebrada está descrita conforme a Tabela 5.2 e Figura 5.24.

Tabela 5.2-Número de barras quebradas vs. severidade das falhas– Carga: 20 Nm.

Nº De Barra Quebradas	Severidade da Falha
BQ 1	17,73
BQ 3	17,09
BQ 5	13,23
BQ 7	18,43

Legenda: BQ=Barra Quebrada.

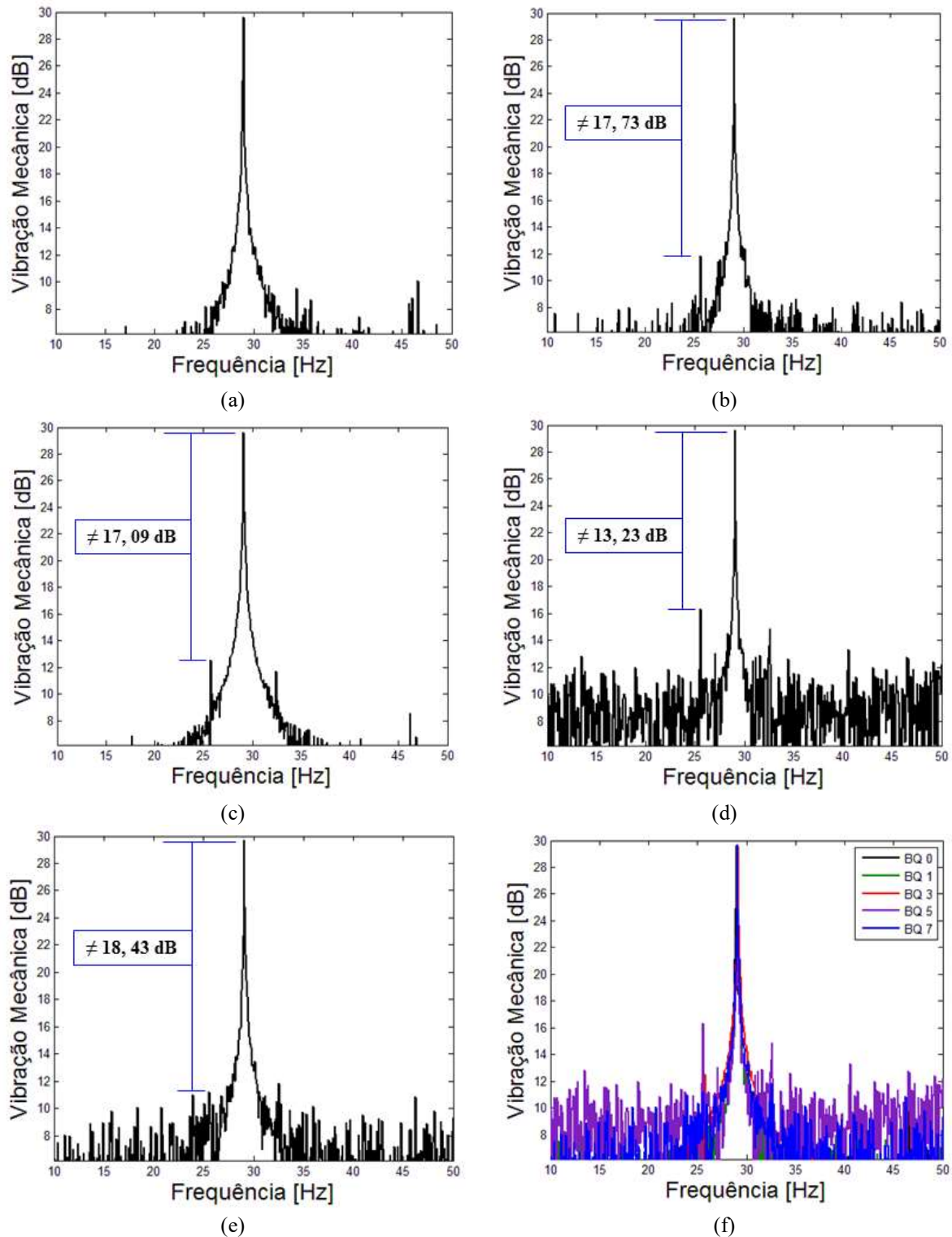


Figura 5.24-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da vibração mecânica - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ. Fonte: Autor

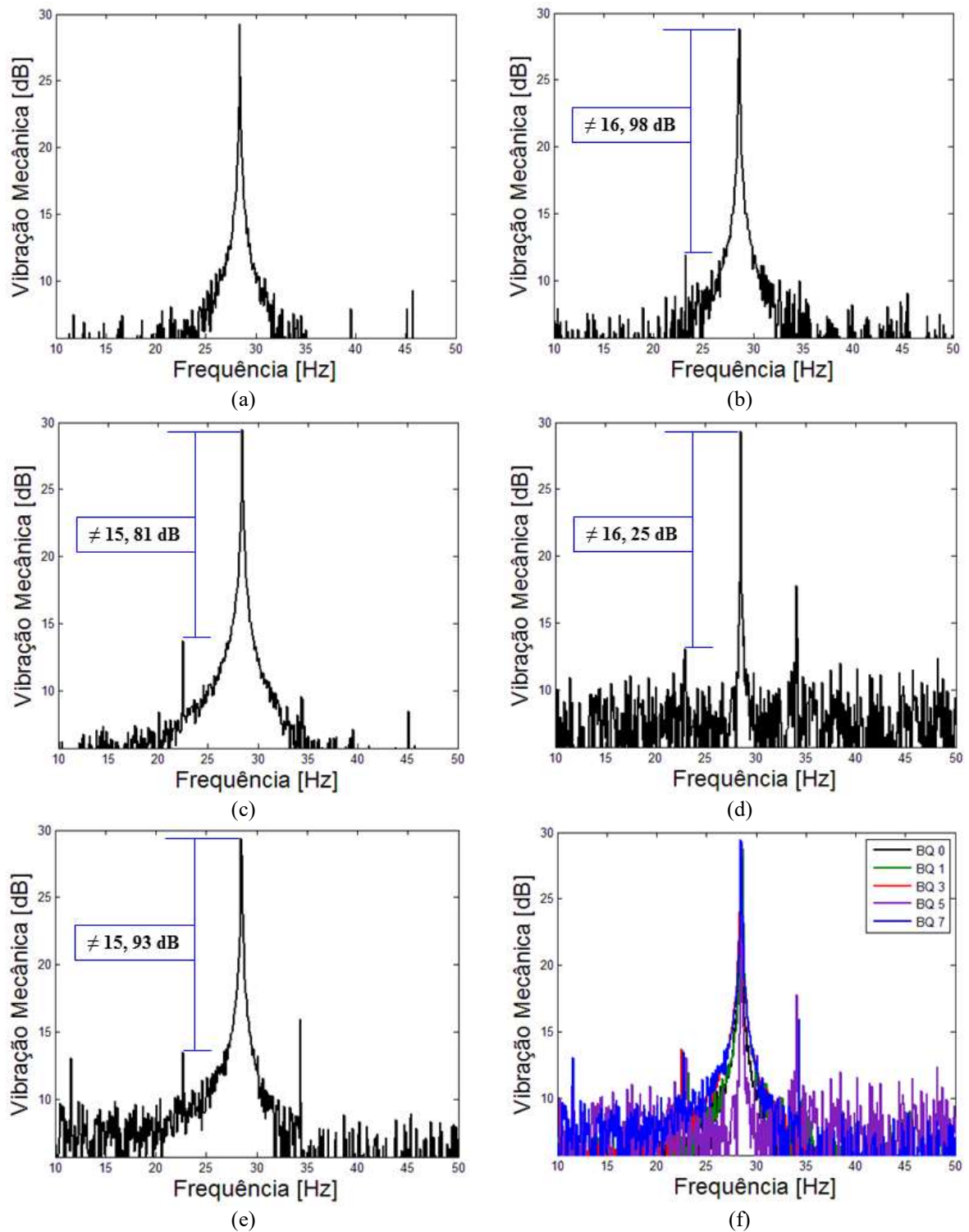
Na situação de 25 Nm (122,5 % da carga nominal) a diferença entre os picos da fundamental e o pico referente à barra quebrada está descrita conforme a Tabela 5.3 e Figura 5.25.

Tabela 5.3-Número de barras quebradas vs. severidade da falha barras quebradas – Carga: 25 Nm.

Nº De Barra Quebradas	Severidade da falha
BQ 1	16,98
BQ 3	15,81
BQ 5	16,25
BQ 7	15,93

Legenda: BQ=Barra Quebrada

Fonte: Autor

**Figura 5.25**-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da vibração mecânica - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ.

Assim como acontece na análise pelo som, visto na subseção anterior. Na Figura 5.26b percebeu-se que na ausência de carga a falha não é detectável utilizando MRA, porque com o motor girando em vazio, a frequência de rotação sobrepõe a da falha, conforme pode ser visto nas Equações 4.2 e 4.3.

Já sobre a presença de carga se torna nítida a tendência da energia do detalhe D6 aumentar com o aumento da severidade da falha conforme Figuras 5.27b e 5.28b.

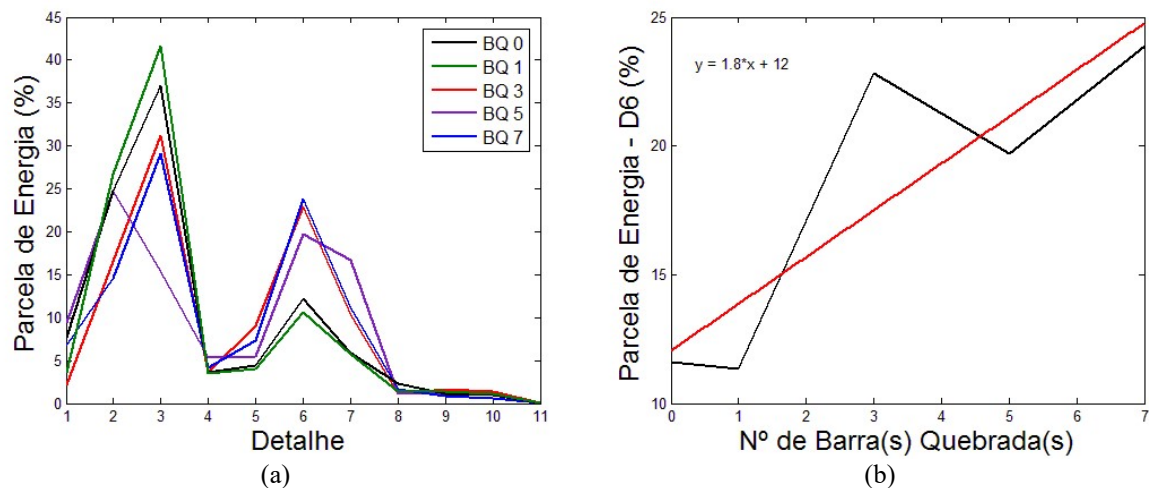


Figura 5.26-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 0 Nm. Fonte: Autor

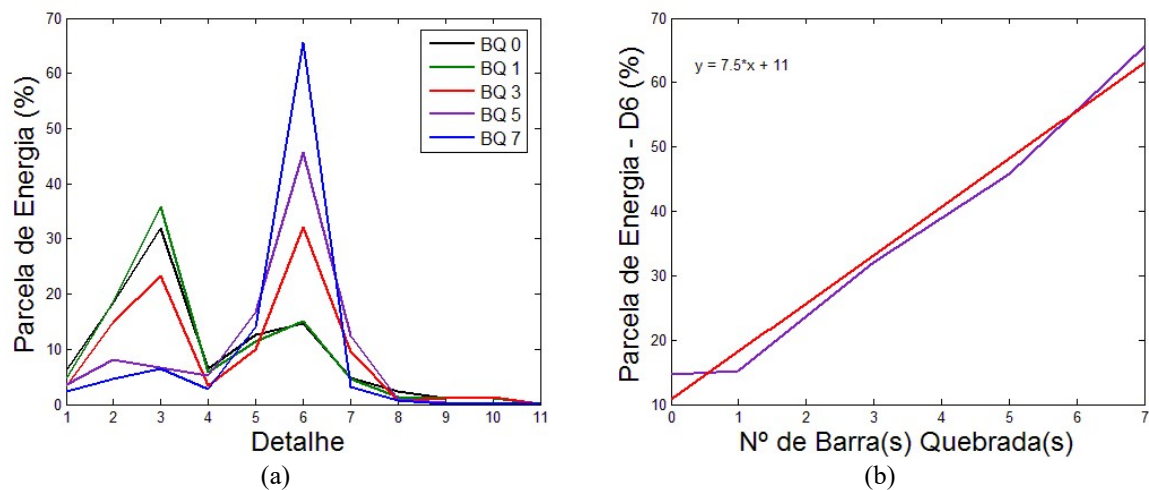


Figura 5.27-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm. Fonte: Autor

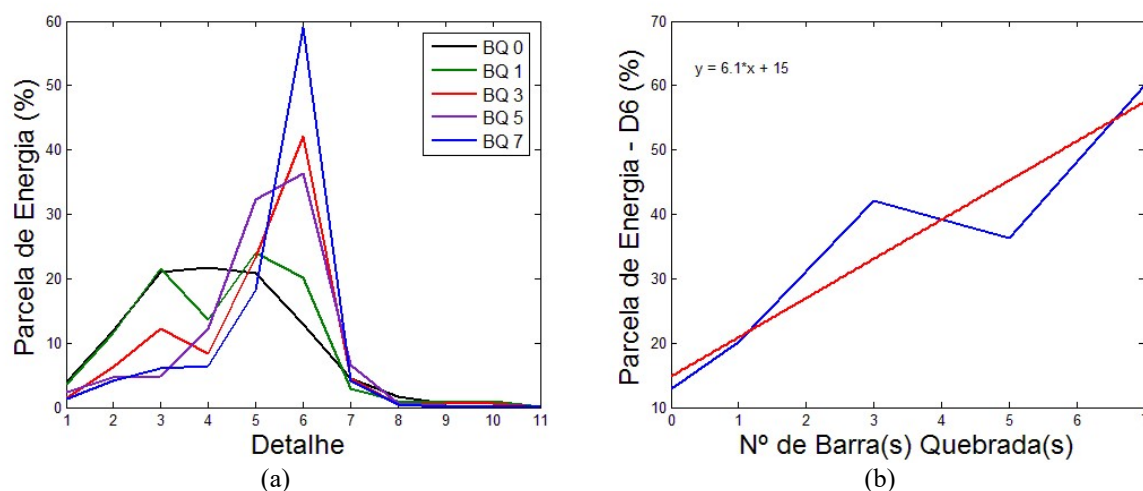


Figura 5.28-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da vibração mecânica - (a) Energia dos detalhes e (b) evolução do Detalhe 6 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm. Fonte: Autor

5.3.3 Corrente No Estator – FFT e DWT

Para a análise pelo espectro da corrente elétrica foram feitos ensaios com cargas de 20 Nm e 25 Nm, tanto para processamento *off-line* como *on-line*, ou seja, fazendo uso do sistema embarcado de detecção de falhas.

As Tabelas 5.4 e 5.5, e as Figuras 5.29 e 5.30 apresentam os resultados para barras quebradas para carregamentos de 20 Nm e 25 Nm sob condição *off-line*. Enquanto que as Tabelas 5.6 e 5.7 e as Figuras 5.31 e 5.32 ilustram os resultados *on-line* para carregamentos de 15 Nm e 25 Nm. Em todas as figuras e tabelas citadas percebe-se uma tendência em diminuir a diferença entre o pico da fundamental em relação ao pico localizado na frequência da falha de acordo com o aumento da severidade.

Tabela 5.4-Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 20 Nm.

Nº De Barra Quebradas	Severidade da falha
BQ 1	41,46
BQ 3	32,237
BQ 5	32,051
BQ 7	32,462

Fonte: Autor

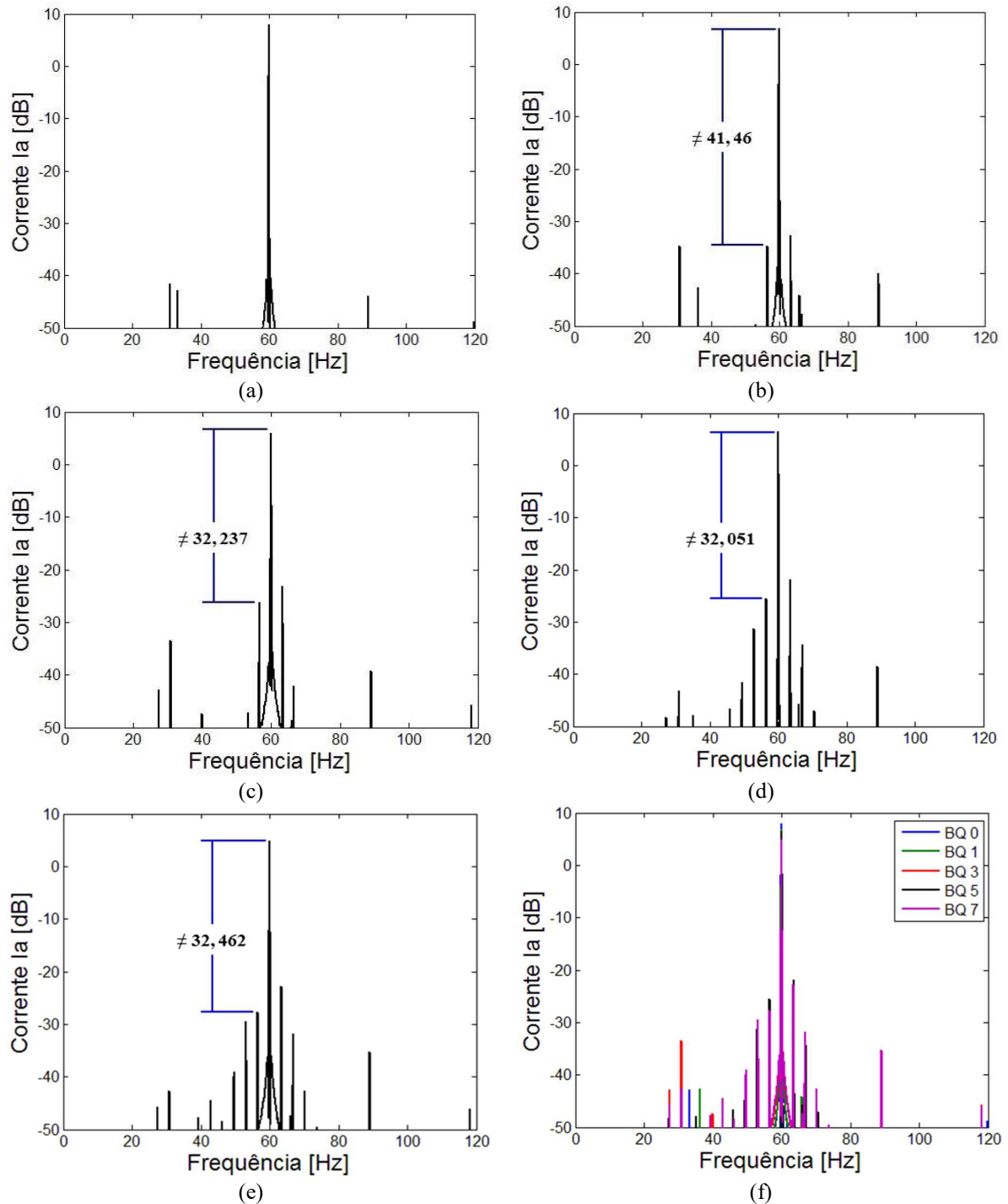


Figura 5.29-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

Tabela 5.5-Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 25 Nm.

Nº de Barra Quebradas	Severidade da Falha
BQ 1	39,439
BQ 3	28,704
BQ 5	26,638
BQ 7	24,775

Fonte: Autor

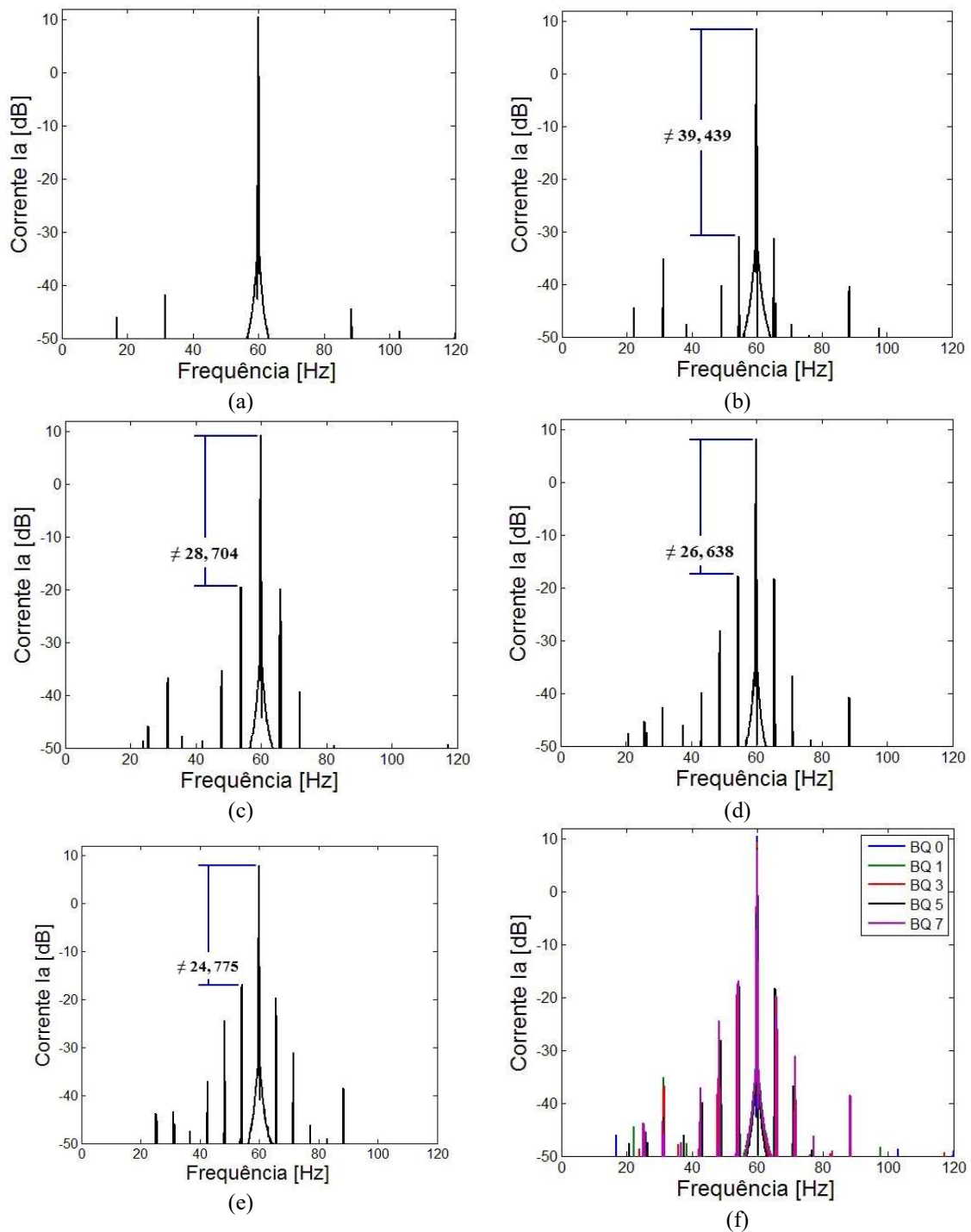


Figura 5.30-Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição Off-Line. Fonte: Autor

Tabela 5.6-Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 15 Nm – On-Line.

Nº De Barra Quebradas	Severidade da falha
BQ 1	14,55
BQ 3	12,61
BQ 5	13,02
BQ 7	12,54

Legenda: BQ=Barra Quebrada

Fonte: Autor

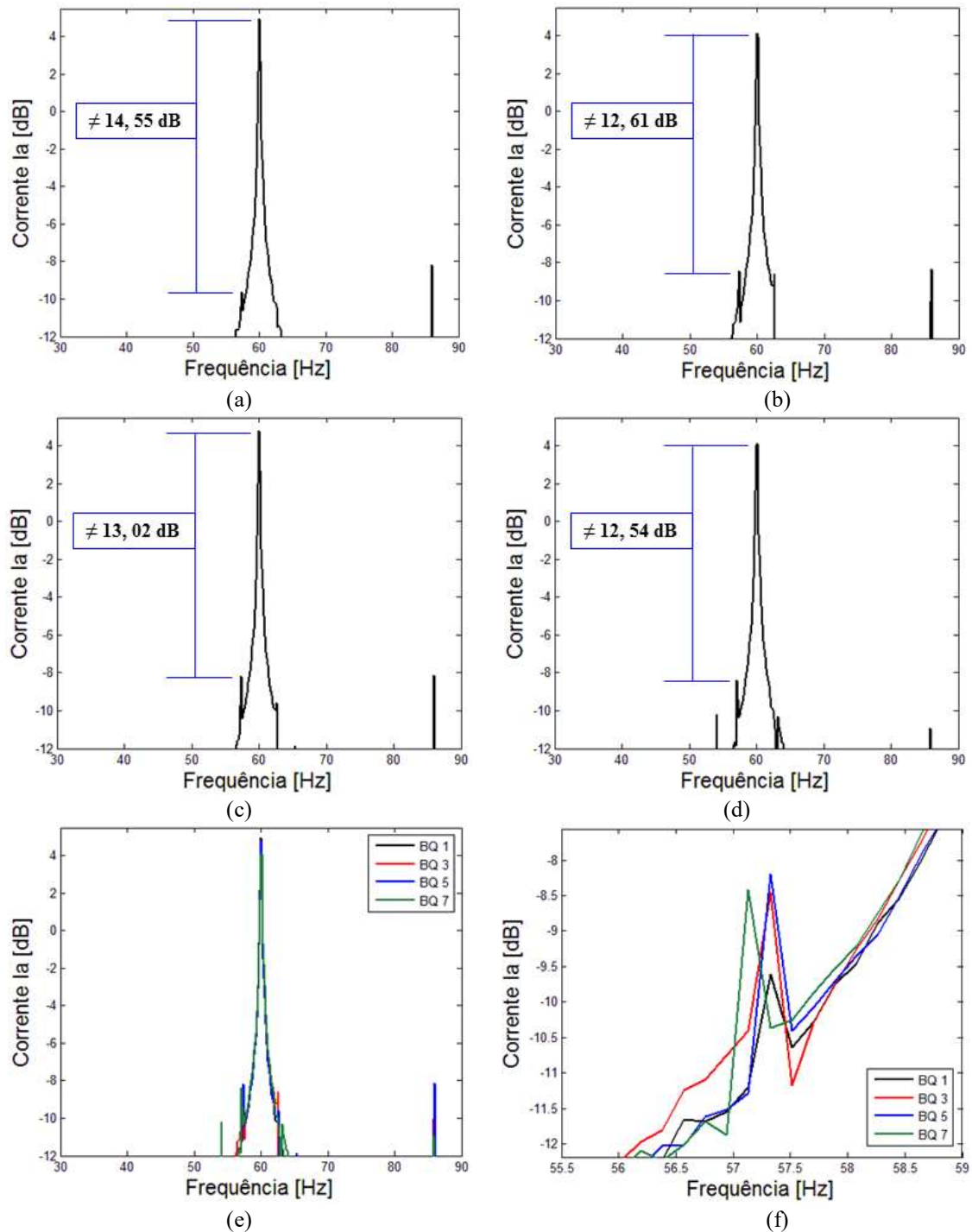


Figura 5.31—Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 15 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição Online. Fonte: Autor

Tabela 5.7—Número de barras quebradas vs. severidade da falha Corrente do estator - Barras quebradas – Carga: 25 Nm – On-Line.

Nº De Barra Quebradas	Severidade da falha
BQ 1	17,28
BQ 3	13,84
BQ 5	11,22
BQ 7	10,54

Legenda: BQ=Barra Quebrada.

Fonte: Autor

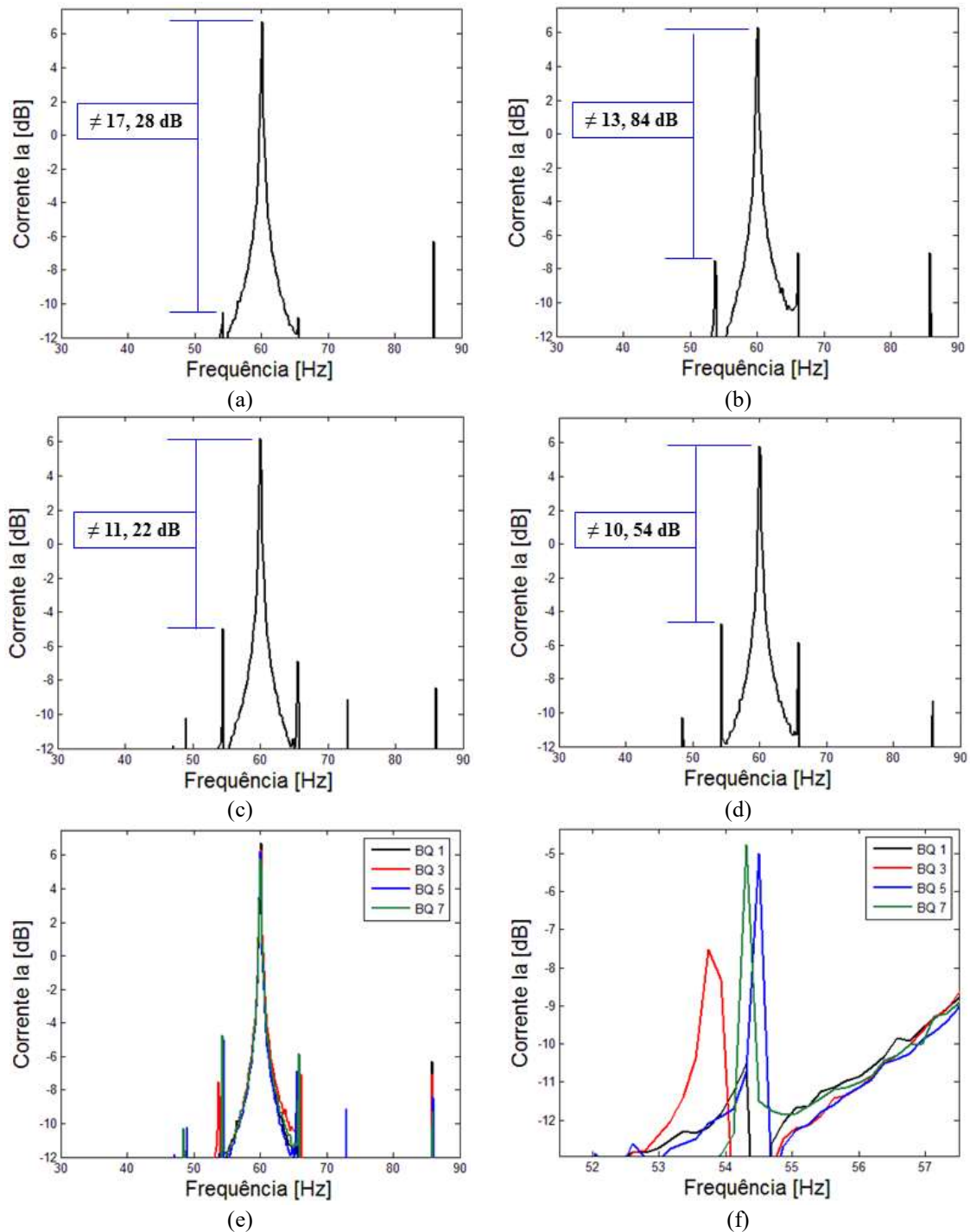


Figura 5.32 – Detecção de barras quebradas no rotor pela FFT da corrente do estator - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – (a) 0 BQ, (b) 1 BQ, (c) 3BQ, (d) 5BQ e (e) 7BQ - Aquisição Online. Fonte: Autor

As Figuras 5.33 e 5.34 ilustram as análises MRA, para sinais de corrente de armadura sob carregamentos de 20 Nm e 25 Nm, respectivamente. Percebe-se uma tendência em aumentar o nível de energia dos detalhes D1, D2 e D3 em relação ao sinal sem falha.

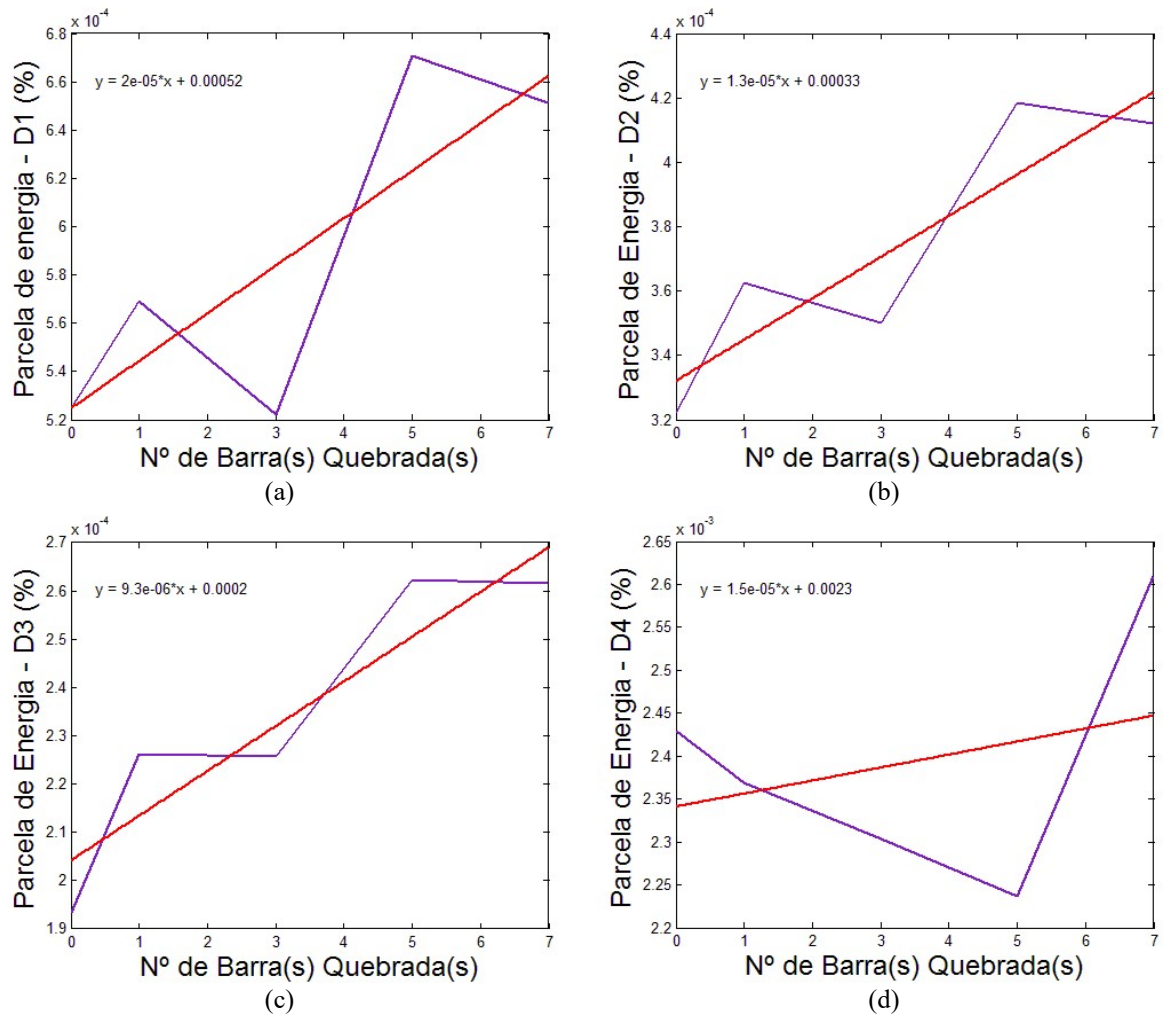


Figura 5.33-Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da corrente do estator - evolução do (a) Detalhe 1, (b) Detalhe 2, (c) Detalhe 3 e (d) Detalhe 4 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 20 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

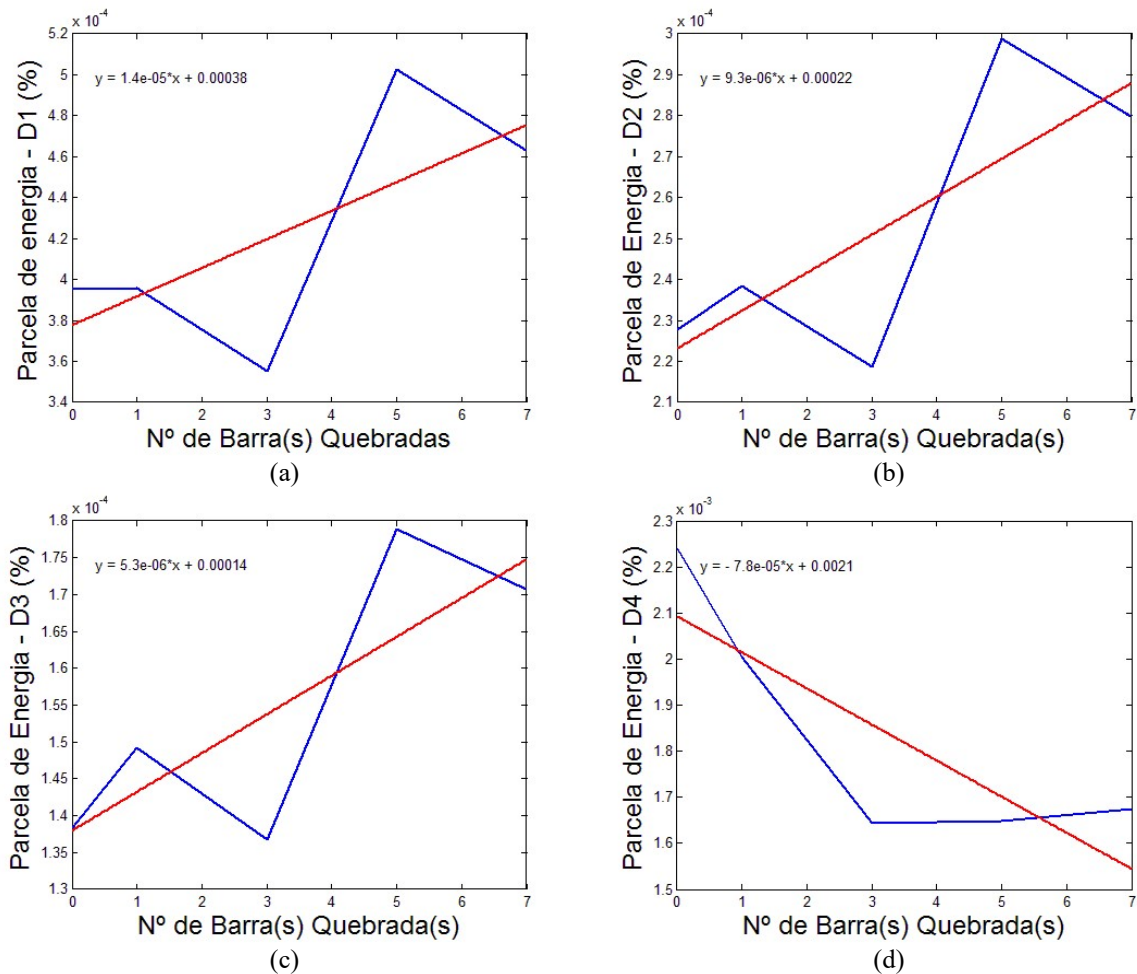


Figura 5.34 - Detecção de barras quebradas no rotor pela análise da corrente do estator - evolução do (a) Detalhe 1, (b) Detalhe 2, (c) Detalhe 3 e (d) Detalhe 4 com o aumento da severidade da falha - motor com sistema mecânico - Carga: 25 Nm – Aquisição Off-Line. Fonte: Autor

5.3.4 Eficiência Energética

Para análise do efeito das barras quebradas na eficiência energética, a Tabela. 5.8 e a Figura 5.35 apresentam os valores da eficiência para uma condição de eficiência máxima e de quando o motor está trabalhando a plena carga. Percebe-se uma queda na eficiência gradativa de acordo com a severidade da falha em todas as aquisições. Sendo mais nítida nas regiões de carga nominal (100%) e sobrecarga.

Tabela 5.8-Efeito das barras quebradas do rotor na eficiência energética.

Nº De Barra Quebradas	Eficiência Energética	
	Eficiência máxima	Eficiência a plena carga
BQ 0	89,77	88,49
BQ 1	89,75	88,49
BQ 3	89,46	87,90
BQ 5	89,23	87,38
BQ 7	88,40	86,09

Legenda: BQ=Barra Quebrada.

Fonte: Autor

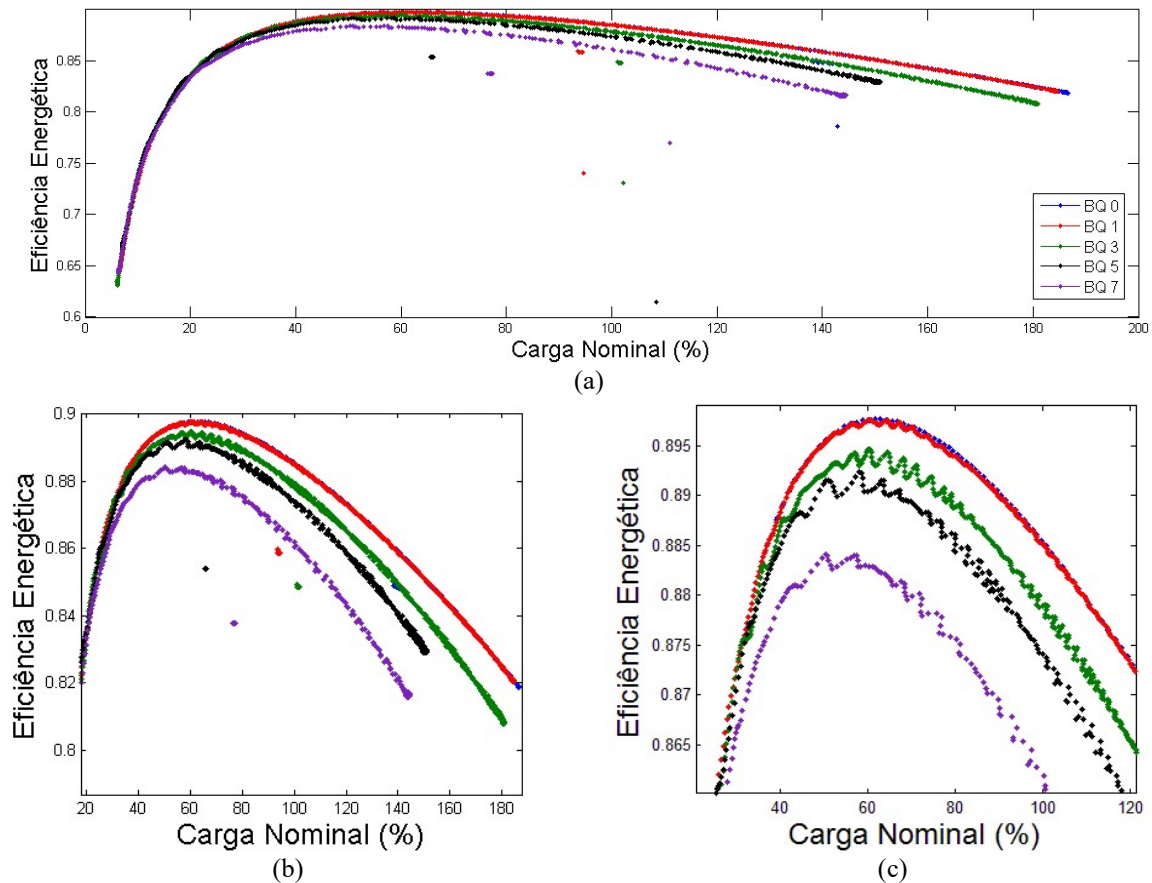


Figura 5.35-Efeito da falha de barras quebradas na eficiência energética. (a) 0 a 200% da carga nominal, (b) eficiência máxima e (c) eficiência com 100% da carga nominal. Fonte: Autor

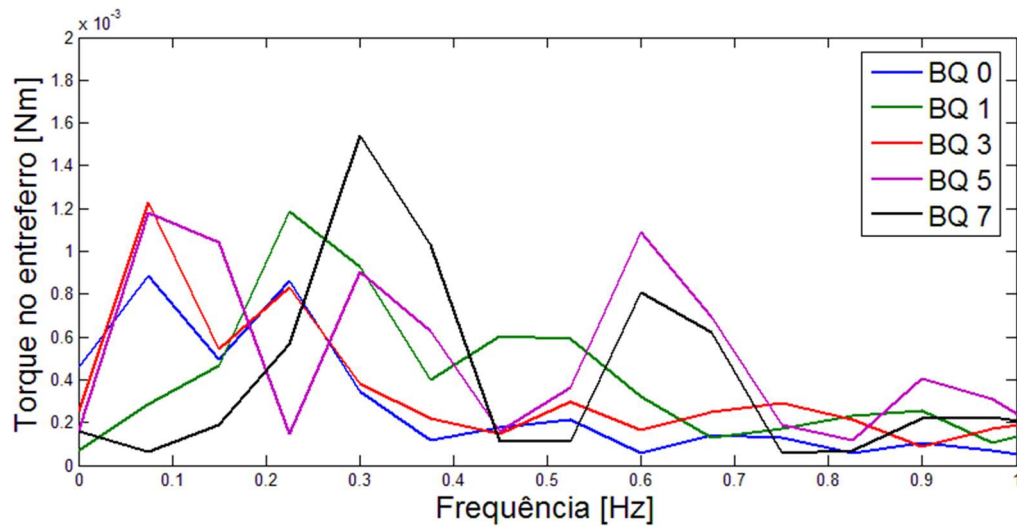
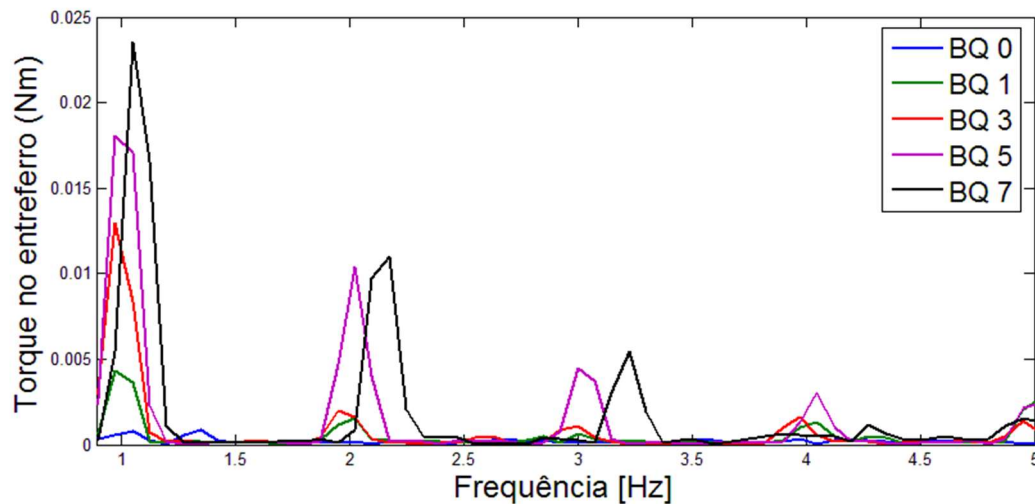
5.3.5 Torque no Entreferro

Por último, foi calculada a FFT do torque no entreferro. Foi observado que existe uma banda lateral em baixa frequência, que cresce à medida que as barras são quebradas. Essa frequência é encontrada pela diferença entre o pico da fundamental e o pico referente à barra quebrada, que pode ser constatada na Tabela 5.9 e nas Figuras 5.37 a 5.41. Das técnicas utilizadas na detecção de severidade, a falha de quebra do rotor foi a que se obteve o melhor resultado, cujos picos na frequência de falha aumentam gradativamente de acordo com o aumento da severidade de forma uniforme. Para o caso da ausência de carga o sinal a detecção fica comprometido, porém todas as outras cargas são coerentes com o aumento de barras quebradas.

Tabela 5.9-Carga, escorregamento, frequência de barra quebrada e frequência do torque no entreferro

Carga	Escorregamento	Frequência de barra quebrada	Frequência torque no entreferro
0	0,2778	59,6667	0,333
5	0,8889	58,9333	1,06667
10	1,5	58,2	1,8
15	2,2778	57,22667	2,7333
20	2,778	56,667	3,3333

Fonte: Autor

**Figura 5.36-**Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 0 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor**Figura 5.37-**Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 5 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

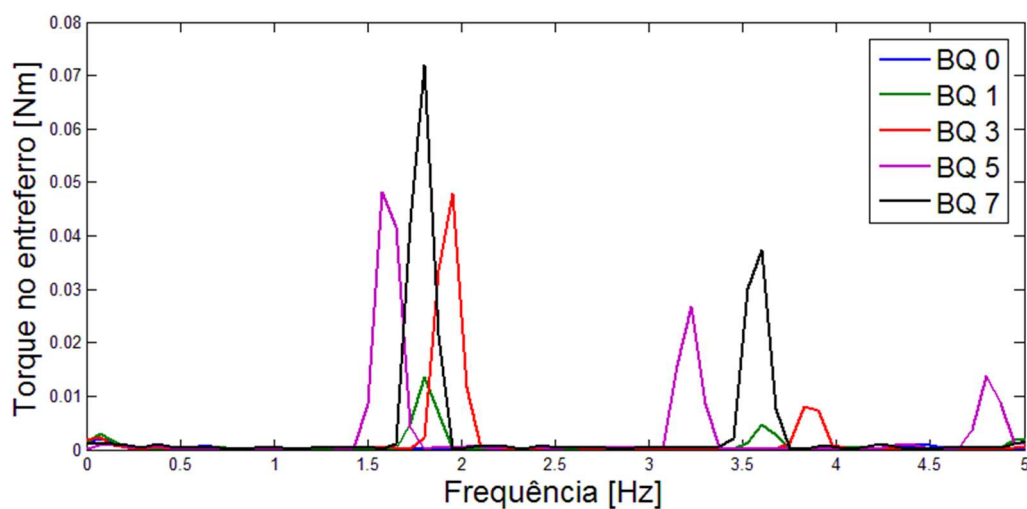


Figura 5.38-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 10 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

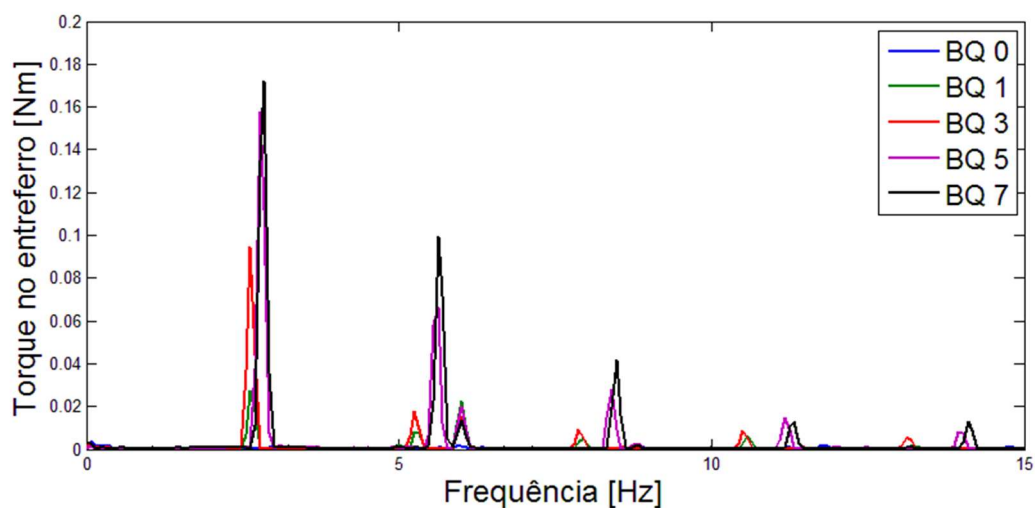


Figura 5.39-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 15 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

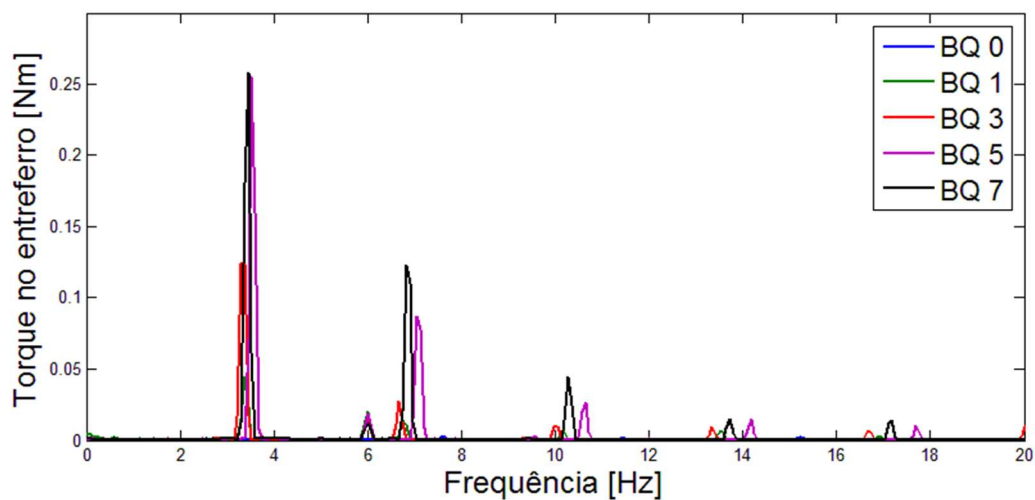


Figura 5.40-Efeito da falha de barras quebradas na FFT do torque o entreferro - Carga: 20 Nm - Aquisição *Off-Line*. Fonte: Autor

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

6.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo sobre técnicas de diagnóstico de falhas conhecidas no estado da arte para motores de indução trifásicos.

Foi montado um aparato experimental e uma estrutura de métodos que permitiu confrontar as diferentes técnicas de sensoriamento sempre sob o ponto de vista de análise espectral e de análise multiresolução *wavelet* MRA.

O trabalho contribui ao estado da arte demonstrando de forma aprofundada através de resultados experimentais qual a técnica mais adequada para diferentes tipos de falhas comuns encontradas em motores de indução trifásicos em ambientes industriais. O que permitiu a chegar às seguintes conclusões apresentadas a seguir.

- Falhas mecânicas são melhor diagnosticadas através da vibração e da análise sonora do ruído emitido pelo motor.
- O eixo do motor em balanço permite uma melhor detecção de falhas no rolamento e de desbalanceamento de carga (excentricidade dinâmica).
- A eficiência energética é comprometida com o aumento da falha, principalmente na análise de barras quebradas do rotor. A análise via MRA se mostrou eficiente em praticamente todos os tipos de falhas associados a diversos tipos de sensoriamento.
- Detecção de falhas por análise espectral da corrente de armadura não foi conclusiva para falhas em rolamentos e de desbalanceamento.

- A análise espectral do torque no entreferro e da aquisição do som por análise MRA mostraram ser excelentes alternativas para detecção de barras quebradas em termos de diagnóstico de falhas por severidade.
- Para a detecção de falhas em rolamentos, a análise espectral associada à análise MRA para sinais de vibração se tornou a mais adequada.
- O diagnóstico e falhas por vibração mecânica via análise espectral se mostrou a melhor opção para desbalanceamento para diferentes cargas aplicadas.

A estrutura experimental montada foi feita para se mitigar falhas, assim como ocorre em ambiente industrial, embora o foco da pesquisa seja o diagnóstico dessas.

Foi construído um sistema embarcado visando aplicações industriais. Devido à limitação de memória do microcontrolador utilizado, o mesmo foi experimentado apenas para diagnóstico de falhas para barras quebradas, na qual a análise dos sinais elétricos do motor é mais sensível. Porém, com uma simples integração de memória adicional ao sistema embarcado será possível realizar análises online para todas as falhas apresentadas nesse trabalho.

6.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Substituir o *encoder* utilizado, por um industrial com mais divisões. Isso resultará em uma menor incerteza dos resultados.
- Implementar um terceiro eixo na estrutura do sistema de medição para inspeção de diâmetros.
- Desenvolver um código de programação em linguagem C para realizações de n medições automaticamente.
- Desenvolver uma interface amigável entre o operador e o sistema de medição, com o objetivo de reduzir a programação inserida no *microcontrolador*. Além de inserir na programação todas as condições de segurança para garantir a integridade da máquina.
- Aumentar a memória do sistema embarcado viabilizando a aplicação industrial efetiva para diversos tipos de falhas.
- Desenvolver um sistema baseado em inteligência artificial que permita a integração dos sensores para detecção de falhas de forma permanente e efetiva.

REFERÊNCIAS

- ABDULLAH, M.; AL-GHAMD; DAVID MBA, 2006. “A Comparative Experimental Study on the use of Acoustic Emission and Vibration Analysis for Bearing Defect Identification and Estimation of Defect Size”. **Mechanical Systems and Signal Processing**, Vol. 20, pp. 1537 – 1571.
- ADDISON, P.S. 2002. “**The Illustrated Wavelet Transform Handbook: Introductory Theory and Applications in Science, Engineering, Medicine and Finance**”. IoP, 1st Edition, 2002.
- AHAMED, S.K.; KARMAKAR, S.; MITRA, M.; SENGUPTA, S., 2010. “**Novel Diagnosis Technique of Mass Unbalance in Rotor of Induction Motor by the Analysis of Motor Starting Current at No Load Through Wavelet Transform**”. 6th International Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 474 – 477.
- AHMED, I.; SUPANGAT, R.; GRIEGER, J.; ERTUGRUL, N.; SOONG, W. L., 2004. “**A Baseline Study for Online Condition Monitoring of Induction Machines**”. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004). 26-29 September 2004, Brisbane, Australia.
- AKANSU, A.N. et al., 1997. “Wavelet and subband transforms: Fundamentals and communication applications”. **IEEE Communications Magazine**, pp. 104–115, 1997.
- ANTONINO-DAVIU, J.A.; CLIMENTE-ALARCÓN, V.; PONS-LLINARES, J.; PUCHE, R.; PINEDA-SÁNCHEZ, M., 2013. “Transient-based Analysis for the Detection of Broken Damper Bars in Synchronous Motors”. **Mechanical Systems and Signal Processing**, vol. 34, pp. 367–377.
- ARABACI, H.; BILGIN, O., 2013. “**Analysis of Rotor Faults Effects on Submersible Induction Motor’ Efficiency**”. Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, WCECS 2013, Vol. I.
- ARAUJO, M.S., 2011. “**Influência de Famílias Wavelets e suas Ordens no Desempenho de um Localizador de Faltas em Linhas Aéreas de Transmissão de Energia Elétrica**”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Pará, UFPA, Brasil.
- AYAZ, E.; OZTURK, A.; SEKER, S., 2006. “**Continuous Wavelet Transform for Bearing Damage Detection in Electric Motors**”. IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2006, pp. 1130 – 1133.
- BABAK EFTEKHARNEJAD; MBA, D., 2009. “Seeded Fault Detection on Helical Gears with Acoustic Emission”. **Applied Acoustics**, Vol. 70, pp 547 – 555.

- BARBOUR, A.; THOMSON, W. T., 1997. **“Finite Element Study of Rotor Slot Designs with Respect to Current Monitoring for Detecting Static Airgap Eccentricity in Squirrel-Cage Induction Motors”**. Proceedings of the IEEE Industry Applications Annual Meeting Conference, vol. 1. pp. 112 - 119.
- BLÖDT, M.; GRANJON, P.; RAISON, B.; ROSTAING, G., 2008. **“Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring”**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, N°. 4, pp. 1813 – 1822.
- BONALDI, E.L., 2005. **“Diagnóstico Preditivo de Avarias em Motores de Indução Trifásicos com MCSA e Teoria de conjuntos Aproximados”**. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Itajubá.
- BRITO, N.S.D.; PIRES, F.A.C., 2005. **“Automação da Teoria Wavelet na Detecção e Localização de Distúrbios”**. Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica – SBQEE, Belém, 2005.
- CHOUDHURY, A.; TANDON, N., 2000. “Application of Acoustic Emission Technique for the Detection of Defects in Rolling Element Bearings”. **Tribology International**, Vol. 33, pp. 39 – 45.
- CLARKE, F. J. J.; STOCKTON, J. R., 1982. “Principles and Theory of Wattmeters Operating on the Basis of Regularly Spaced Sample Pairs”. **J. Phys. E: Sci. Instrum.**, vol. 15, pp. 645-652.
- CONCARI, C.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C., 2008. "Differential Diagnosis Based on Multivariable Monitoring to Assess Induction Machine Rotor Conditions". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, vol. 55, n° 12, pp.4156 – 4166.
- CORNEY, A. C.; PULLMAN, R. T., 1987. “Digital Sampling Laboratory Wattmeter”. **IEEE Transactions Instrumentation and Measurement**, Vol. 1M-36, n°. 1, pp. 54 – 59.
- COX, P.H., 2004. **“Análise e Síntese de um Processador Digital Wavelet”**. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista Júlio de Mesquita Filho, UNESP, Brasil.
- CUSIDÓ, J.; ROMERAL L.; ORTEGA, J.A.; GARCIA, A.; RIBA, J. R., 2010. “Wavelet and PDD as Fault Detection Techniques”. **Electric Power Systems Research**, vol. 80, pp. 915–924.
- DAUBECHIES, I. **Ten Lectures on Wavelets**. Philadelphia: SIAM Books, 1992, page 357.

- DE OLIVEIRA, T. M., 2007. “**Manutenção Preditiva de Motores de Corrente Contínua com Ênfase em MCSA – Motor Current Signature Analysis**”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Itajubá. Brasil.
- DIDIER, G; TERNISIEN, E.; CASPARY, O.; RAZIK, H., 2007. “A New Approach to Detect Broken Rotor Bars in Induction Machines by Current Spectrum Analysis”. **Mechanical Systems and Signal Processing**, vol. 21, pp. 1127-1142.
- DOUGLAS, H.; PILLAY, P.; ZIARANI, A. K., 2004. “A New Algorithm for Transient Motor Current Signature Analysis Using Wavelets”. **IEEE Transactions on Industry Applications**, vol.40, no.5, pp.1361-1368.
- ELMALEEH, MOHAMMED A. A.; SAAD, N.; MOHD AWAN, 2010. “**Condition Monitoring of Industrial Process Plant using Acoustic Emission Techniques**”. International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), pp. 1 – 6.
- EREN, L.; DEVANEY, M. J., 2002. “Current Signature Analysis of Induction Motor Mechanical Faults by Wavelet Packet Decomposition”. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, Vol. 53, N°. 2, pp. 431 – 436.
- FERREIRA, J.C., 2009. “**Utilização da Transformada de Wavelet para Detectar Variações Anormais de Frequência em Sistemas de Geração Distribuída**”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Uberlândia. Brasil.
- FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C.; VAS, P., 1998. “AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect”. **IEEE Transactions Industry Applications**, Vol. 34, nº. 1, pp. 98 – 108.
- FROSINI, L.; BASSI, E., 2010. “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, pp. 244 – 251.
- FUJIMOTO, R.Y., 2005. “**Diagnóstico Automático de Defeitos em Rolamentos Baseado em Lógica Fuzzy**”. Dissertação de mestrado em Engenharia Mecânica, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil.
- GARCIA, E.V., 2005. “**Processamento de Sinais Usando Wavelet para Caracterização da Repolarização Ventricular Durante Hipoglicemia**”. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina.
- GRITLI, Y.; ROSSI, C.; ZARRI, L.; FILIPPETTI, F.; CHATTI, A.; CASADEI, D.; STEFANI, A., 2011. “**Advanced Diagnosis of Broken Bar Fault in Induction Machines by Using Discrete Wavelet Transform under Time-Varying Condition**”. IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC).
- GRITLI, Y.; TOMMASO, A. O.; FILIPPETTI, F.; MICELI, R.; ROSSI, C.; CHATTI, A., 2012. “**Investigation of Motor Current Signature and Vibration**

Analysis for Diagnosing Rotor Broken Bars in Double Cage Induction Motors”.

International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 1360 – 1365, 20-22 June 2012.

HABETLER, T. G.; PROFUMO, F.; GRIVA, G.; PASTORELLI, M.; BETTINI, A., 1998. “Stator Resistance Tuning in a Stator-Flux Field-Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator.” **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 13, n° 1, pp. 125 – 133.

HAMIDI, H.; NASIRI, A. R.; NASIRI, F., 2004. “**Detection and Isolation of Mixed Eccentricity in Three Phase Induction Motor Via Wavelet Packet de Composition**”. Proceedings of the 5th Asian Control Conference, vol. 2, pp. 1371 - 1376.

HARRIS, T., 2001. “**Rolling Bearing Analysis**”. Elsevier, Wiley, New York, Ed.4.

HEGDE, V.; MARUTHI, G. S., 2012. “Experimental Investigation on Detection of Air Gap Eccentricity in Induction Motors by Current and Vibration Signature Analysis Using Non-Invasive Sensors”. **International Conference on Advances in Energy Engineering**, 2011, vol. 14, pp. 1047 – 1052.

HSU (HTSUI), J.S.; WOODSON, H.H.; WELDON, W.F., 1992. “Possible errors in measurement of air-gap torque pulsations of induction motors”. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Vol. 7, n° 1.

HSU, J.S.; SCOGGINS, B.P.; SCUDIÈRE, M.B.; MARLINO, L.D.; ADAMS, D.J.; PILLAY, P., 1995. “**Nature and Assessments of Torque Ripples of Permanent-Magnet Adjustable-Speed Motors**”. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Vol. 3, pp. 2696 – 2702.

IORGULESCU, M.; BELOIU, R.; POPESCU, M. O., 2010, “**Rotor Bars Diagnosis in Single Phase Induction Motors Based on the Vibration and Current Spectrum Analysis**”. 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010.

JACOBINA, C. B.; FILHO, J. E. C.; LIMA, A. M. N., 2000. “Online Estimation of the Stator Resistance of Induction Machines Based on Zero Sequence Model”. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Vol. 15, n° 2, pp. 346 – 353.

JAKOVLJEVIC, B. B.; KANOVIC, S. K.; JELICIC, Z. D., 2012. “**Induction Motor Broken Bar Detection using Vibration Signal Analysis, Principal Component Analysis and Linear Discriminant Analysis**”. International Conference on Control Applications (CCA), Dubrovnik, Croatia.

JESUS, K.M.S., 2010. “**Implementação e Análise do Desempenho de Técnicas de Monitoramento Através de Medição de Vibração e Correlação com Corrente**

Estatórica". Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica. Universidade Federal do Pará. Brasil.

JESUS, K.M.S.; NERY, R.T.; SURE, N.S., 2010. **“Desenvolvimento de uma Ferramenta Virtual para Diagnóstico de Defeitos em Máquinas Rotativas: Aplicação em uma Bancada Didática”**. In: VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, 2010, Campina Grande.

KANOVIĆ, Ž; MATIĆ, D.; JELIČIĆ, Z.; RAPAIC, M.; JAKOVLJEVIĆ, B.; KAPETINA, M., 2013. **“Induction Motor Broken Rotor Bar Detection Using Vibration Analysis – A Case Study”**. 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED).

KIA, S.H.; HENAO, H.; CAPOLINO, G.-A., 2012. **"A Comparative Study of Acoustic, Vibration and Stator Current Signatures for Gear Tooth Fault Diagnosis"**. XX International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp.1514 – 1519.

KLIMAN, G.B.; KOEGL, R.A.; STEIN, J.; ENDICOTT, R.D.; MADDEN, M.W., 1988. "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors". **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Vol. 3, nº4, pp. 873 – 879.

LACERDA, A.L.M. et al., 2011. **“Detection of Faults in Three Phase Induction Motors Using Wavelet Packet Analysis”**. 21st International Congress of Mechanical Engineering, 2011, Natal - RN.

LAMIM FILHO, P.C.M., 2012. **“Detecção de Falhas no Estator da Máquina de Indução Trifásica Através da Análise de Vibração e Fluxo”**. In: VII Congresso Nacional de Engenharia Mecânica – CONEM, 2012, São Luiz, MA. Anais do VII Congresso Nacional de Engenharia Mecânica – CONEM 2012.

LEE, S. -B.; HABETLER, T. G., 2003. **“An Online Stator Winding Resistance Estimation Technique for Temperature Monitoring of Line-Connected Induction Machines”**. **IEEE Transactions On Industry Applications**, Vol. 39, pp. 685 – 694.

LI, B.; GODDU, G.; MO-YUEN CHOW, 1998. **"Detection of common motor bearing faults using frequency-domain vibration signals and a neural network based approach"**. Proceedings of the American Control Conference, vol. 4, pp.2032 – 2036.

LU, B.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G., 2008. **“A Nonintrusive and In-Service Motor-Efficiency Estimation Method Using Air-Gap Torque With Considerations of Condition Monitoring”**. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 44, nº 6, pp. 1666-1674.

MALANGE, F.C.V., 2010. **“Rede Neuro-Fuzzy-Wavelet para detecção e classificação de anomalias de tensão em sistemas elétricos de potência”**. Tese de

Doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira.

MARIUN, N.; MEHRJOU, M.R.; MARHABAN, M.H.; MISRON, N., 2011. “**An Experimental Study of Induction Motor Current Signature Analysis Techniques for Incipient Broken Rotor Bar Detection**”. Proceedings of the 2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG).

MARUTHI, G. S.; VISHWANATH HEGDE, 2013. “An Experimental Investigation on Broken Rotor Bar in Three Phase Induction Motor by Vibration Signature Analysis using MEMS Accelerometer”. **International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering**, Vol. 3, Ed. 4, pp. 357 – 363.

MATHIAS, M.H.; DA COSTA, C., 2008. “Análise de Vibrações Mecânica com FPGA”. **Revista Saber Eletrônica**, Vol. 429. Outubro 2008.

ASSUMPCÃO, F.R.; MEOLA, T.; DUARTE, M.A.V, 2005. “**On Line Monitoring of Reliability of signals to be Used to Control Purposes**”. In: Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, 2005, Ouro Preto. COBEM, 2005.

MERTENS JUNIOR, A., 2008. “**Uma Abordagem sobre Detecção de Barras Quebradas em Motores de Indução**”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Paraná, UFPR, Brasil.

MESQUITA, A.L.A.; SANTIAGO, D. F. A.; BEZERRA, R. A.; MIRANDA, U. A., DIAS JÚNIOR, M.; PEDERIVA, R., 2002. “**Detecção de Falhas em Rolamentos Usando Transformada Tempo-Frequência - Comparação com Análise de Envelope**”. In: First South-American Congress on Computational Mechanics – MECOM 2002, Santa Fé - Paraná, Argentina. vol. 21, pp. 1938-1954.

MIR, S.; ELBULUK, M. E.; ZINGER, D. S., 1998. “PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines”. **IEEE Transactions Power Electron.**, vol. 13, no. 2, pp. 279 – 287.

MUKHERJEE, S.; JAMES, R. G. H.; McCORMICK, A., 1990, “Digital Measurement of the Efficiency of Inverter - Induction Machines”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 26, nº 5, pp. 872 - 879.

NANDI, S.; AHMED, S.; TOLİYAT, H. A., 2001. “Detection of Rotor Slot and other Eccentricity Related Harmonics in a Three Phase Induction Motor with Different Rotor Cages”. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, vol. 16, nº 3, pp. 253 - 260.

NANDI, S.; BHARADWAJ, R. M.; TOLİYAT, H. A.; PARLOS, A. G., 1998. “Performance Analysis of a Three Phase Induction Motor Under Mixed Eccentricity Condition”. **Proceedings of the International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth**, vol. 1, pp. 123 - 128.

- OBAID, R. R.; HABETLER, T. G.; GRITTER, D. J., 2000. **“A Simplified Technique for Detecting Faults using Stator Current in Small Induction Motors”**. In Proceeding of the 35th Annual Meeting and World Conference on Industrial Application of Electrical Energy.
- OBAID, R. R.; HABETLER, T. G.; STACK, J. R., 2003. **“Stator Current Analysis for Bearing Damage Detection in Induction Motors”**. 4th Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED 2003, pp.182 – 187.
- OLESKOVICZ, M. et al., 2006. “Estudo comparativo de ferramentas modernas de análise aplicadas à qualidade da energia elétrica”. **Controle & Automação** (Impresso), v. 17, p. 331-341.
- OLIVEIRA, H. M., 2007. **“Análise de sinais para Engenheiros: Uma abordagem via Wavelets”**. 1ª ed. Brasport, 2007. pag. 268.
- ÖNEL, I. Y.; DALCI, K. B.; SENOL, İ., 2006. “Detection of bearing defects in three-phase induction motors using Park’s transform and radial basis function neural networks”. Sadhana, **Academy Proceedings in Engineering Sciences**, Vol. 31, Nº. 3, pp. 235 – 244.
- OVIEDO, S.J.; QUIROGA, J.E.; BORRÁS, C., 2011. **“Experimental Evaluation of Motor Current Signature and Vibration Analysis for Rotor Broken Bars Detection in an Induction Motor”**. International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, Torremolinos (Málaga), Spain.
- PINEDA-SANCHEZ, M.; RIERA-GUASP, M.; ANTONINO-DAVIU, J. A.; ROGER-FOLCH, J.; PEREZ-CRUZ, J.; PUCHE-PANADERO, R., 2010. “Diagnosis of Induction Motor Faults in the Fractional Fourier Domain”. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, vol. 59, no. 8, pp. 2065-2075.
- PINTO, R.M.F., 2009. **“Novas Abordagens ao Estudo de Sinais Biomédicos: Análise em tempo-frequência e Transformada de Hilbert-Huang”**. Tese de Doutorado em Engenharia Biomédica e Biofísica. Universidade de Lisboa, Portugal.
- REIS, A.J.S., 2010. **“Reconhecimento de Padrões de Falhas em Motores Trifásicos Utilizando Redes Neurais”**. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Natal, RN, Brasil.
- RIOUL, O.; VETTERLI, M., 1991. “Wavelet and Signal Processing”. **IEEE Signal Processing Magazine**, Vol. 8, October 1991, pp. 14-38.
- RIOUL, O.; VETTERLI, M., 1995. **“Signal processing technology and applications”**. In: . [S.l.]: IEEE Technology Update Series, 1995. cap. Wavelets and Signal Processing, pp. 85–109.

SAAD AL-DOSSARY; RAJA HAMZAH, R. I.; MBA, D., 2009. “Observations of Changes in Acoustic Emission Waveform for Varying Seeded Defect Sizes in a Rolling Element Bearing”. **Applied Acoustics**, Vol. 70, pp 58 – 71.

SAADAOUI, W.; JELASSI, K., 2011. “**Induction Motor Bearing Damage Detection using Stator Current Analysis**”. International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives.

SANTIAGO, D.F.A., 2004. “**Diagnóstico de Falhas em Máquinas Rotativas Utilizando Transformada de Wavelet e Redes Neurais Artificiais**”. Tese de Doutorado em Engenharia Mecânica. Universidade Estadual de Campinas, Brasil.

SANTIAGO, D.F.A.; PEDERIVA, R., 2003. “**Influência da Resolução Tempo-Frequência da Wavelet de Morlet no Diagnóstico de Falhas de Máquinas Rotativas**”. In: XIII Congreso Sobre Métodos Numéricos y Sus Aplicaciones - ENIEF 2003, 2003, Bahía Blanca - Argentina. Mecanica Computacional. Bahía Blanca - Argentina: Publicado em 2003 por AMCA. Eds. Marta B. Rosales, Victor H. Cortínez, Diana V. Bambill, 2003. v. XXII. pp. 2538 – 2550.

SANTIAGO, D.F.A.; PEDERIVA, R., 2005. “**Feature Extraction and Fault Detection of Rootating Machinery Based on Wavelet Packet Transform**”. In: XI Diname - International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics, 2005, Ouro Preto - Minas Gerais. Proceedings of the International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics. Rio de Janeiro: Associação Brasileira de Engenharia e Ciências Mecânicas - ABCM, 2005, pp. 1-10.

SCHOEN, R. R.; HABETLER, T.G.; KAMRAN, F.; BARTHELD, R. G., 1995. “Motor Bearing Damage Detection Using Stator Current Monitoring”. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 31, N° 6, pp. 1274 – 1279.

SEVEGNANI, F.X., 2009. “**Análise da Assinatura Magnética Resultante de Faltas em Sistemas Elétricos Via Wavelets**”. Tese de Doutorado em Engenharia de Energia e Automação Elétricas. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Brasil.

SIDDIQUI, K. M.; GIRI, V. K., 2012. “**Broken Rotor Bar Fault Detection in Induction Motors Using Wavelet Transform**”. International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET).

STENBAKKEN, G. N., 1984, “A Wideband Sampling Wattmeter”. **IEEE Transactions Power Apparatus Systems**, Vol. PAS-103, nº. 10, pp. 2919 – 2924.

STRANG, G.; NGUYEN, T., 1996. “**Wavelets and Filter Banks**”. Wellesley-Cambridge Press, 1996, page 490.

TANDON, N., 1994. "A Comparison of Some Vibration Parameters for the Condition Monitoring of Rolling Element Bearings". **Measurement**, Vol. 12, ed. 3, pp. 285-289.

THOMSON, W.T.; FENGER, M., 2001. "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults". **IEEE Industry Applications Magazine**, vol.7, n° 4, pp. 26 – 34.

TONELLI NETO, M.S., 2012. "**Formulação do Controle Preventivo em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica Baseada na Lógica Fuzzy e Redes Neurais**". Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira.

TOUTOUNTZAKIS, T.; TAN, C.K.; MBA, D., 2005. "Application of Acoustic Emission to Seeded Gear Fault Detection". **NDT & E International**, Vol. 38, ed. 1, pp. 27 – 36.

TRAJIN, B.; REGNIER, J.; FAUCHER, J., 2008. "**Bearing Fault Indicator in Induction Machine Using Stator Current Spectral Analysis**". 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives. PEMD 2008, pp. 592 – 596.

VITEK, O.; JANDA, M.; HAJEK, V.; BAUER, P., 2011. "**Detection of Eccentricity and Bearings Fault using Stray Flux Monitoring**". IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED), pp. 456 – 461.

XIANGHUI HUANG; GABETLER, T. G.; HARLEY, R. G., 2004. "**Detection of Rotor Eccentricity Faults in Closed-Loop Drive-Connected Induction Motors Using an Artificial Neural Network**". Proceedings of the IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04, vol. 2, pp. 913 - 918.

XIANGHUI HUANG; HABETLER, T. G., 2003. "**Analysis of Air Gap Eccentricity in Closed-Loop Drive-Connected Induction Motors**". Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, IEMDC'03, vol. 3, pp.1443 - 1447.

YAZICI, B.; KLIMAN, G. B., 1999. "An Adaptive Statistical Time–Frequency Method for Detection of Broken Bars and Bearing Faults in Motors Using Stator Current". **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 35, N°. 2, pp. 442 – 452.

YE, Z.; WU, B.; SADEGHIAN, A., 2003. "Current Signature Analysis of Induction Motor Mechanical Faults by Wavelet Packet Decomposition". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 50, N°. 6, pp. 1217 – 1228.

ZAREI, J.; POSHTAN, J., 2007. "Bearing Fault Detection Using Wavelet Packet Transform of Induction Motor Stator Current". **Tribology International**, Vol. 40, pp. 763-769.

ZHEN, L.; XU, L., 1998. "Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme". **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol. 45, n° 5, pp. 824 – 831.