

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JULIANO MENEGAT

**ESTUDO DE FALHAS INCIPIENTES
EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
UTILIZANDO A TRANSFORMADA
DISCRETA DE WAVELET**

Porto Alegre
2014

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

JULIANO MENEGAT

**ESTUDO DE FALHAS INCIPIENTES
EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
UTILIZANDO A TRANSFORMADA
DISCRETA DE WAVELET**

Projeto de diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira

Porto Alegre
2014

JULIANO MENEGAT

**ESTUDO DE FALHAS INCIPIENTES
EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS
UTILIZANDO A TRANSFORMADA
DISCRETA DE WAVELET**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha.

Aprovado em: ____/____/____

Banca Examinadora:

Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha.

Dr. Daniel da Silva Gazzana

Doutor pela UFRGS – Porto Alegre, Brasil.

Prof. Me. Alexandre Hugo da Silveira, UNISINOS.

Mestre pela PUCRS – Porto Alegre, Brasil.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a todos que, de alguma maneira, me apoiaram para que eu pudesse obter sucesso em mais esta etapa da vida, em especial, meus pais e minha irmã.

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao professor orientador deste trabalho, Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira, pela sugestão de estudo e pelo apoio e atenção dedicados ao longo do semestre.

Agradeço também à UFRGS e aos demais professores pelo auxílio no processo de construção do conhecimento, bem como à Télécom Bretagne pela oportunidade de realização de intercâmbio.

Por fim, agradeço aos colegas, familiares e amigos pela parceria nas horas boas e apoio nas horas não tão boas.

*“It’s a long way to the top
if you wanna rock ‘n’ roll”*

AC/DC

RESUMO

Este trabalho tem como proposta realizar um estudo para detecção de falhas incipientes em máquinas de indução trifásicas, utilizando-se a Transformada Discreta de Wavelet (*DWT*). São analisados motores com falhas, tais como curtos-circuitos entre espiras do estator e barras quebradas no rotor. A partir da utilização de wavelets e do software Matlab, realiza-se uma análise dos coeficientes dos detalhes, buscando-se determinar padrões de comportamento dos motores quando apresentam falhas, a fim de detectá-las antes que ocorra um defeito e consequente falha de funcionamento do motor. Por fim, os resultados obtidos são comparados com análises utilizando a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e o Método de Welch de cálculo de Densidade Espectral de Potência (PSD).

Palavras chave: Falhas Incipientes. Motores de Indução Trifásicos. Wavelets.

ABSTRACT

This paper aims to conduct a study to detect incipient faults in three-phase induction machines, using the Discrete Wavelet Transform (DWT). In this study, motor faults are analyzed, such as short circuits between stator coils and the broken rotor bars. From the use of wavelet and Matlab software, an analysis of the details of the coefficients is performed and as well as the pattern of behavior of the motors when they have these faults, in order to detect failures before they cause defects and consequent failure on motor operation. Finally, the obtained results are compared to analysis using the Fast Fourier Transform (FFT) and Welch's Method of Power Spectral Density (PSD) estimation.

Keywords: Incipient Faults. Three-Phase Induction Motors. Wavelets.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	MOTIVAÇÃO	13
1.2	OBJETIVOS	13
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	14
2	FUNDAMENTOS BÁSICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS	15
2.1	CARACTERÍSTICAS E PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	15
2.2	FALHAS MAIS COMUNS EM MOTORES	19
2.2.1	<i>Curto-circuito no enrolamento do estator</i>	23
2.2.2	<i>Barras Quebradas no rotor</i>	25
3	MÉTODOS UTILIZADOS NA DETECÇÃO DE FALHAS	28
3.1	ANÁLISE DE TEMPERATURA	28
3.2	ANÁLISE DE VIBRAÇÃO	28
3.3	ANÁLISE DE PARTÍCULAS DO ÓLEO DOS MANCAIS	29
3.4	ANÁLISE DA ASSINATURA DA CORRENTE DO MOTOR (MCSA)	29
3.5	COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALHAS EM MIT	30
3.6	FASOR DE ESPAÇO	31
3.7	CORRENTE DE SEQUÊNCIA NEGATIVA	33
3.8	AQUISIÇÃO DE DADOS	34
4	TRANSFORMADA WAVELET	36
4.1	CONCEITOS BÁSICOS	36
4.2	TRANSFORMADA DISCRETA DE WAVELET (DWT)	39
4.3	ESCOLHA DO NÍVEL DE DECOMPOSIÇÃO (<i>DATA-INDEPENDENT SELECTION</i>)	42
4.4	PSD EM WAVELETS	43
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	44
5.1	ANÁLISE DO ENSAIO COM CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS NO ENROLAMENTO DO ESTATOR	45
5.1.1	<i>Análise utilizando wavelets</i>	47
5.1.2	<i>Análise utilizando FFT</i>	58
5.1.3	<i>Análise utilizando DSP – Método de Welch</i>	62
5.2	ANÁLISE COM ROTOR COM BARRAS QUEBRADAS	66
5.2.1	<i>Análise utilizando Wavelet</i>	67
5.2.2	<i>Análise utilizando FFT</i>	73
5.2.3	<i>Análise utilizando DSP – Método de Welch</i>	76
6	CONCLUSÕES	82
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1. TIPOS DE MOTORES ELÉTRICOS	16
FIGURA 2. COMPONENTES MIT	17
FIGURA 3. FONTES DE FALHAS EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO.....	21
FIGURA 4 - PRINCIPAIS FALHAS EM MOTORES ELÉTRICOS.....	22
FIGURA 5. RESULTADOS DO ESTUDO DO EPRI	22
FIGURA 6. RESULTADOS DO ESTUDO IEEE.....	23
FIGURA 7 – CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS	24
FIGURA 8 - ESPECTRO DE MOTOR SEM DEFEITO.....	26
FIGURA 9 - ESPECTRO DE ROTOR COM 7 BARRAS QUEBRADAS.....	27
FIGURA 10 TERMOGRAMA DE UM MOTOR ELÉTRICO	28
FIGURA 11. LOCUS GEOMÉTRICO - FASOR DE ESPAÇO PARA UM MOTOR COM COMPORTAMENTO NORMAL.	32
FIGURA 12. LOCUS GEOMÉTRICO - FASOR DE ESPAÇO PARA UM MOTOR COM ENROLAMENTOS EM CURTO-CIRCUITO.....	33
FIGURA 13. FONTES DIVERSAS QUE GERAM CORRENTE DE SEQUÊNCIA NEGATIVA.....	34
FIGURA 14. PLANO TEMPO-FREQUÊNCIA - RESOLUÇÃO CONSTANTE (STFT)	37
FIGURA 15. PLANO TEMPO-FREQUÊNCIA - MULTIRRESOLUÇÃO (WAVELET).....	38
FIGURA 16. DECOMPOSIÇÃO DA ÁRVORE WAVELET COM TRÊS NÍVEIS DE DETALHES.	40
FIGURA 17. FILTRAGEM SEM SUBAMOSTRAGEM.....	41
FIGURA 18. FILTRAGEM COM SUBAMOSTRAGEM	41
FIGURA 19. FAIXA DE FREQUÊNCIA PARA OS DETALHES E APROXIMAÇÃO	41
FIGURA 20. FLUXOGRAMA DO SISTEMA IMPLEMENTADO	44
FIGURA 21. ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO.....	45
FIGURA 22. CORRENTE EM CADA FASE - MOTOR EM BOM ESTADO	46
FIGURA 23. CORRENTE EM CADA FASE - MOTOR COM 32% DE CURTO-CIRCUITO.....	47
FIGURA 24. ENERGIA TOTAL EM FUNÇÃO DO AUMENTO DE ESPIRAS CURTO-CIRCUITADAS (ENSAIO 1)	52
FIGURA 25. ENERGIA TOTAL EM FUNÇÃO DO AUMENTO DE ESPIRAS CURTO-CIRCUITADAS (ENSAIO 2)	53
FIGURA 26. ENERGIA TOTAL EM FUNÇÃO DO AUMENTO DE ESPIRAS CURTO-CIRCUITADAS (ENSAIO 1)	57
FIGURA 27. ENERGIA TOTAL EM FUNÇÃO DO AUMENTO DE ESPIRAS CURTO-CIRCUITADAS (ENSAIO 2)	57
FIGURA 28. FFT - MOTOR EM BOM ESTADO	58
FIGURA 29. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 1%	59
FIGURA 30. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 2%	59
FIGURA 31. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 4%	60
FIGURA 32. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 8%	60

FIGURA 33. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 16%	61
FIGURA 34. FFT - CURTO-CIRCUITO DE 32%	61
FIGURA 35. DSP – MÉTODO DE WELCH - MOTOR EM BOM ESTADO.	62
FIGURA 36. DSP – MÉTODO DE WELCH – 1% DE CURTO-CIRCUITO.....	63
FIGURA 37. DSP – MÉTODO DE WELCH – 2% DE CURTO-CIRCUITO.....	63
FIGURA 38. DSP – MÉTODO DE WELCH – 4% DE CURTO-CIRCUITO.....	64
FIGURA 39. DSP – MÉTODO DE WELCH – 8% DE CURTO-CIRCUITO.....	64
FIGURA 40. DSP – MÉTODO DE WELCH – 16% DE CURTO-CIRCUITO.	65
FIGURA 41. DSP – MÉTODO DE WELCH – 32% DE CURTO-CIRCUITO.	65
FIGURA 42. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM MOTOR EM BOM ESTADO.	68
FIGURA 43. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM ROTOR COM 1 BARRA QUEBRADA.	68
FIGURA 44. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM ROTOR COM 3 BARRAS QUEBRADAS.	69
FIGURA 45. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM ROTOR COM 6 BARRAS QUEBRADAS.	70
FIGURA 46. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM ROTOR COM 12 BARRAS QUEBRADAS.	70
FIGURA 47. COEF. DOS DETALHES, SINAL E DETALHES (D4 A D6) PARA UM ROTOR COM 18 BARRAS QUEBRADAS.	71
FIGURA 48. FFT - MOTOR EM BOM ESTADO	73
FIGURA 49. FFT - ROTOR COM 1 BARRA QUEBRADA.....	74
FIGURA 50. FFT - ROTOR COM 3 BARRAS QUEBRADAS.....	74
FIGURA 51. FFT - ROTOR COM 6 BARRAS QUEBRADAS.....	75
FIGURA 52. FFT - ROTOR COM 12 BARRAS QUEBRADAS.....	75
FIGURA 53. FFT - ROTOR COM 18 BARRAS QUEBRADAS.....	76
FIGURA 54. DSP – MÉTODO DE WELCH - MOTOR EM BOM ESTADO.	76
FIGURA 55. DSP – MÉTODO DE WELCH - ROTOR COM 1 BARRA QUEBRADA.....	77
FIGURA 56. DSP – MÉTODO DE WELCH - ROTOR COM 3 BARRAS QUEBRADAS.....	77
FIGURA 57. DSP – MÉTODO DE WELCH - ROTOR COM 6 BARRAS QUEBRADAS.....	78
FIGURA 58. DSP – MÉTODO DE WELCH - ROTOR COM 12 BARRAS QUEBRADAS.....	79
FIGURA 59. DSP – MÉTODO DE WELCH - ROTOR COM 18 BARRAS QUEBRADAS.....	79

LISTA DE TABELAS

TABELA 1. COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS DE DETECÇÃO DE FALHAS EM MIT	30
TABELA 2. DADOS MOTOR 1.	46
TABELA 3. DADOS DE AQUISIÇÃO.....	46
TABELA 4. FAIXAS DE FREQUÊNCIA DE CADA NÍVEL DE DETALHE.....	47
TABELA 5. ENERGIA DOS DETALHES - ENSAIO 1 – SEM ACOPLAMENTO	49
TABELA 6. ENERGIA DOS DETALHES - ENSAIO 2 – SEM ACOPLAMENTO	50
TABELA 7. SOMAS DAS ENERGIAS NAS FASES RST (ENSAIO 1) - SEM ACOPLAMENTO	51
TABELA 8. SOMAS DAS ENERGIAS NAS FASES RST (ENSAIO 2) - SEM ACOPLAMENTO	52
TABELA 9. ENERGIA DOS DETALHES - ENSAIO 1 - SEM ACOPLAMENTO.....	54
TABELA 10. ENERGIA DOS DETALHES - ENSAIO 2 - SEM ACOPLAMENTO.....	55
TABELA 11. SOMAS DAS ENERGIAS NAS FASES RST (ENSAIO 1) - SEM ACOPLAMENTO	56
TABELA 12. SOMAS DAS ENERGIAS NAS FASES RST (ENSAIO 2) - SEM ACOPLAMENTO	56
TABELA 13. $-F_{cc1}$ EM FUNÇÃO DO CURTO-CIRCUITO DOS ENROLAMENTOS – MÉTODO DE WELCH.....	66
TABELA 14. DADOS MOTOR 2.	66
TABELA 15. DADOS DE AQUISIÇÃO.....	66
TABELA 16. DADOS DOS ENSAIOS E LOCALIZAÇÕES DAS COMPONENTES FREQUENCIAIS.	67
TABELA 17. FAIXAS DE FREQUÊNCIA DE CADA NÍVEL DE DETALHE.....	67
TABELA 18. AUTOVALORES DE ENERGIA DAS FASES RST – VALORES NORMALIZADOS PARA 1000	72
TABELA 19. $-F_{bq1}$ EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE BARRAS QUEBRADAS	80

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D	Analógico/Digital
CGTEE	Companhia de Geração Térmica de Energia Elétrica
DDS	Data-Dependent Selection
DIS	Data-Independent Selection
DWT	<i>Discrete Wavelet Transform</i>
EPVA	<i>Extended Park's Vector Approach</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FMM	Força Magnetomotriz
IEC	<i>International Eletrotechnical Comission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
MIT	Motor de Indução Trifásico
MTBF	<i>Mean Time Between Failures</i>
PSD	<i>Power Spectral Density</i>
rpm	rotações por minuto
rps	rotações por segundo
STFT	<i>Short Time Fourier Transform</i>
TW	Transformada Wavelet

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

Motores de indução são grandes responsáveis pela conversão de energia elétrica em mecânica motriz nos mais diversos setores industriais, dada sua versatilidade e durabilidade. Estima-se que motores elétricos sejam responsáveis por converter em energia mecânica aproximadamente 70-80% de toda energia elétrica consumida pelas indústrias, o que demonstra claramente sua importância na sociedade. Estes motores estão associados a diversas utilizações tais como em compressores, elevadores, bombas, esteiras, exaustores, ventiladores, moinhos, esmagadores, misturadores, guindastes, etc (SANTOS, 2013).

Apesar de baixa manutenção e alta durabilidade, ainda assim se faz necessário um constante monitoramento de suas condições. Este monitoramento visa reduzir o seu índice de falhas e evitar perdas de produção, e conseqüentemente, econômicas, resultantes de sua indisponibilidade e das máquinas a eles associadas.

Desta forma, buscando-se reduzir estas perdas, muitos estudos focados na detecção de falhas em motores trifásicos têm sido realizados nos últimos anos, produzindo avanços significativos nesta área. Tais técnicas visam empregar a chamada manutenção preditiva, ou seja, a fim de detectar falhas elétricas ou mecânicas e corrigir seus defeitos antes que algum dano mais sério realmente aconteça.

Atualmente, alguns trabalhos tem apresentado enfoque na utilização das técnicas de wavelet (BOUZIDA, et al., 2011) (CHOW, et al., 2004) (CUSIDÓ, et al., 2008). Esta técnica apresenta vantagens sobre a utilização da FFT, pois, como a *Short Time Fourier Transform* (STFT), relaciona tempo e frequência no mesmo gráfico. Contudo, diferentemente da STFT, a análise através de wavelet baseia-se na utilização de janelas de tamanho variável, sendo largas para componentes de altas frequências e estreitas para componentes de baixas frequências.

1.2 Objetivos

Este trabalho visa realizar um estudo sobre a aplicação de wavelets na detecção de falhas incipientes em motores de indução trifásicos. Entende-se como falha incipiente a alteração do estado normal de funcionamento da máquina, com evolu-

ção gradativa com o tempo, e que se não tratada pode ocasionar um defeito e consequente falha de funcionamento.

A partir de medições realizadas previamente em motores que apresentam falhas já conhecidas, será realizada uma análise dos dados coletados, buscando-se encontrar um padrão de variação para os coeficientes wavelet, que passam a ser utilizados como indicadores de falha em função dos problemas que as máquinas apresentam. Será também realizada uma análise da variação do autovalor de energia dos detalhes wavelet.

Em seguida, os mesmos dados serão analisados utilizando-se Fourier e o Método de Welch para o cálculo da densidade espectral de potência. A partir disso, será realizada uma comparação entre as metodologias de análises, onde serão comentadas as vantagens e desvantagens de cada método de análise.

1.3 Estrutura do trabalho

Este trabalho será apresentado ao longo de seis capítulos. O capítulo seguinte apresenta uma breve descrição do funcionamento básico dos motores de indução trifásicos, além das falhas que ocorrem mais frequentemente neste tipo de máquina.

No capítulo 3, realiza-se uma explanação a respeito de alguns métodos utilizados na detecção de falhas, desde métodos mais convencionais, assim como mais modernos.

Em seguida, o capítulo 4, aborda a teoria de utilização de wavelets no processamento e análise de sinais, bem como sua relação com o estudo de falhas em motores.

O quinto capítulo, por sua vez, apresenta os dados das medições realizadas, bem como a análise dos dados utilizando conceitos abordados ao longo do capítulo 4. Realizam-se também comparações com a análise de dados utilizando-se Fourier e o Método de Welch para o cálculo de densidade espectral de potência, demonstrando assim suas vantagens e desvantagens.

Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas ao longo do trabalho, bem como recomendações para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTOS BÁSICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

Visando-se facilitar a compreensão dos defeitos apresentados pelas máquinas e relacioná-los ao estudo realizado, este capítulo realiza inicialmente uma breve revisão do funcionamento básico de motores de indução trifásicos.

Em seguida, serão apresentados dados estatísticos referentes às falhas mais comuns em motores de indução, bem como suas principais causas.

2.1 Características e princípio de funcionamento

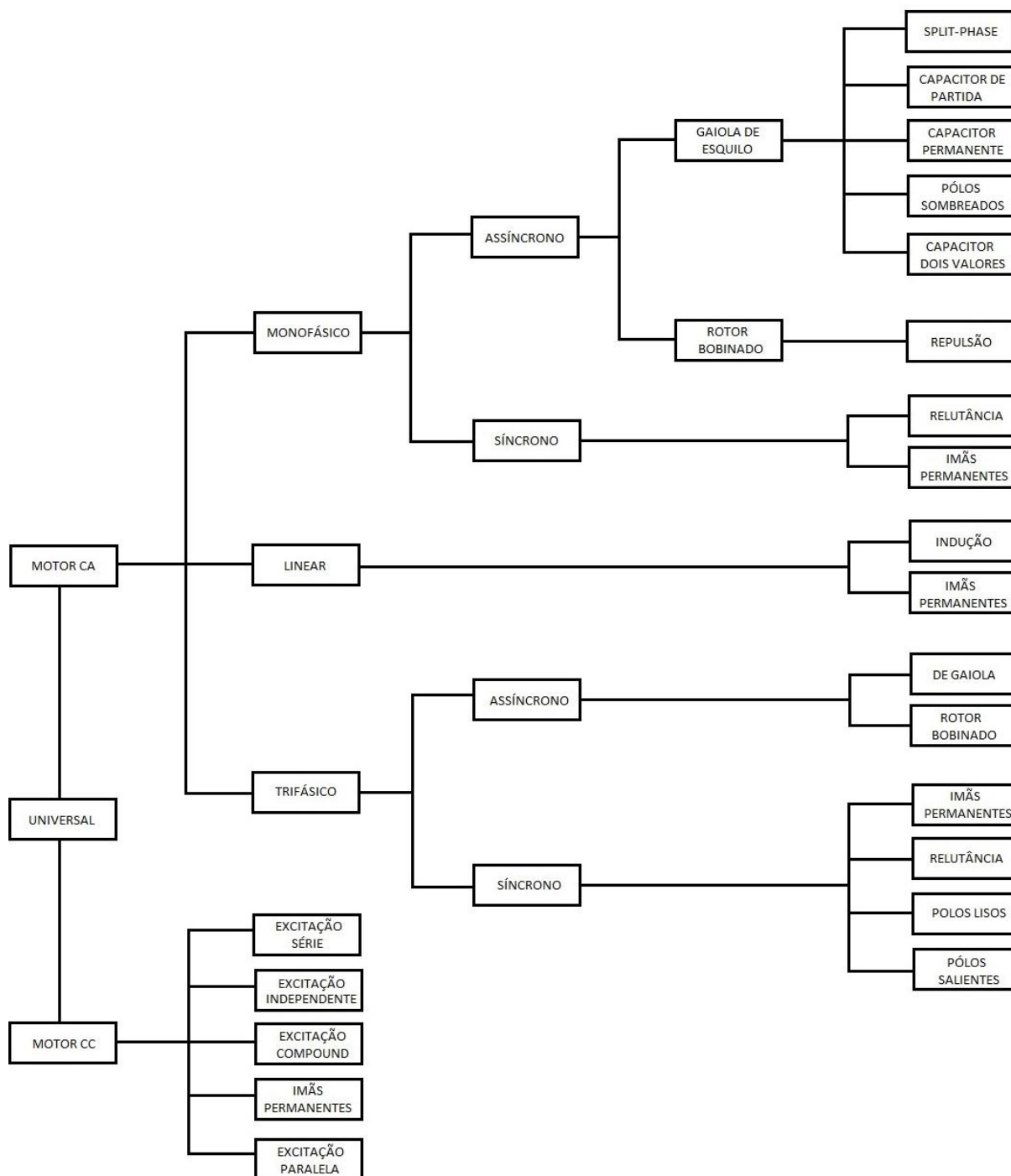
O motor elétrico atua basicamente como um conversor de energia, convertendo energia elétrica em energia mecânica. Possui seu funcionamento fundamentado nos princípios do eletromagnetismo, onde a força de torque age sobre fios condutores de corrente elétrica, imersos em um campo magnético. Há diversos tipos de motores elétricos, entre os mais comuns estão os de corrente contínua e os de corrente alternada.

Os motores elétricos de corrente alternada, por conta da distribuição de energia elétrica geralmente ser realizada com este tipo de corrente, são mais utilizados.

Em se tratando de motores elétricos de corrente contínua, os mesmos possuem seu fornecimento provindo de pilhas ou baterias, em caso de motores pequenos, ou de rede alternada com auxílio de um retificador, em caso de motores maiores.

Na Figura 1 pode-se observar os principais tipos de motores existentes.

Figura 1. Tipos de motores elétricos



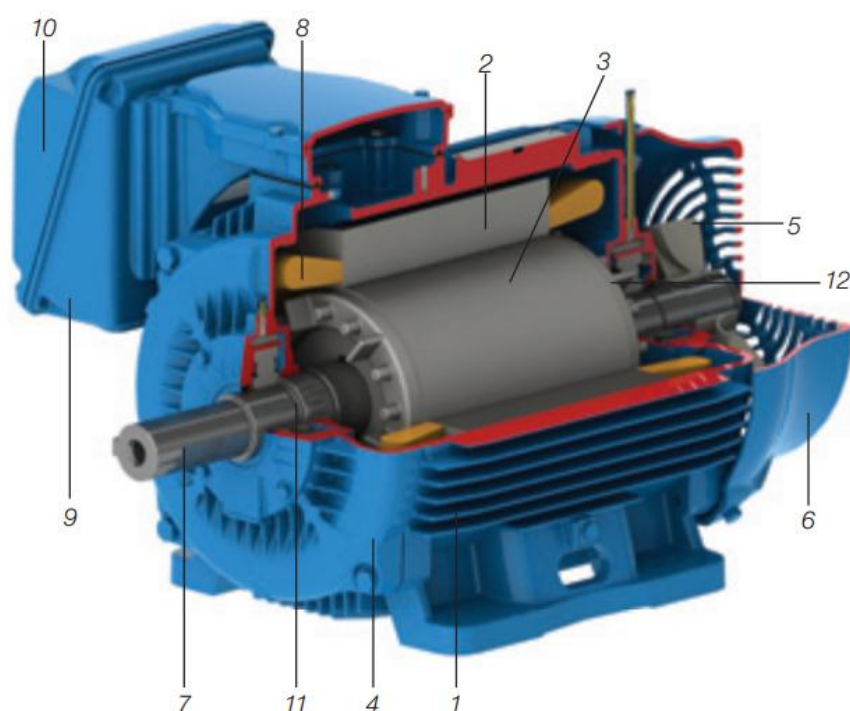
FONTE: Baseado em (WEG, 2014).

Este trabalho terá um enfoque somente em motores de corrente alternada, mais especificamente em motores de indução (assíncronos) trifásicos do tipo gaiola, por se tratarem dos motores mais populares na indústria. A Figura 2 apresenta uma vista geral de um Motor de Indução Trifásico (MIT) com rotor gaiola, onde o rotor é

constituído de um conjunto de barras não isoladas e interligadas por anéis de curto-circuito em suas extremidades.

Um motor de indução trifásico é composto basicamente de duas partes principais: estator e rotor. Na Figura 2 podem-se observar seus componentes e em seguida suas descrições, de acordo com (WEG, 2014).

Figura 2. Componentes MIT



FONTE: (WEG, 2014)

Onde o estator é formado por (WEG, 2014):

- carcaça (1): é a estrutura suporte do conjunto. De construção robusta pode ser fabricada em ferro fundido, aço ou alumínio injetado. Resistente à corrosão e normalmente com aletas;
- núcleo de chapas (2) - as chapas são feitas de aço magnético;
- enrolamento trifásico (8) - três conjuntos iguais de bobinas, um para cada fase, formando um sistema trifásico equilibrado ligado à rede trifásica de alimentação.

Rotor (WEG, 2014):

- eixo (7) – é responsável por transmitir a potência mecânica desenvolvida pelo motor;
- núcleo de chapas (3) – as características são semelhantes as das chapas do estator;
- barras e anéis de curto-circuito (12) - são de alumínio injetado sob pressão numa única peça.

Demais partes do Motor de Indução Trifásico (MIT) (WEG, 2014):

- tampa (4);
- ventilador (5);
- tampa defletora (6);
- caixa de ligação (9);
- terminais (10);
- rolamentos (11).

Em motores de indução, correntes elétricas são induzidas nos enrolamentos do rotor através da variação no tempo das correntes no estator e do movimento do rotor em relação ao estator. Assim, os enrolamentos do estator são alimentados em uma fonte de tensão trifásica e correntes alternadas fluem nestes enrolamentos, gerando campo magnético.

A superposição dos três campos magnéticos pulsantes gerados pelos enrolamentos das três fases produz um campo senoidal resultante, que gira de forma síncrona com a frequência de alimentação do estator. A velocidade síncrona de rotação do campo do estator em rpm é dada pela Equação (1):

$$n_s = 60 \cdot \frac{f}{p} \quad (1)$$

onde f é a frequência de alimentação (Hz) e p é o número de pares de polos do motor.

Este campo senoidal, por sua vez, induz correntes no rotor que se opõem ao campo que as induziu produzindo um conjugado, que faz o rotor girar no mesmo sentido do campo. A diferença entre a velocidade síncrona (n_s) e a velocidade do rotor (n) é chamada de escorregamento do rotor. Contudo, costuma-se expressar o

escorregamento como sendo uma fração da velocidade síncrona, sendo chamado de escorregamento relativo (FITZGERALD, A. E., et al., 2006). O escorregamento relativo s é dado pela Equação (2):

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (2)$$

Nos motores de indução, a velocidade é influenciada pela carga, quanto maior a carga, maior será o conjugado necessário. Logo, para se obter este conjugado, a diferença entre as velocidades de rotação síncrona e do rotor deverá ser maior, para que as correntes induzidas e, conseqüentemente, os campos sejam maiores. Desta forma, à medida que a carga aumenta, mais afastada do seu valor síncrono será sua velocidade de rotação (FITZGERALD, A. E., et al., 2006). Devido ao escorregamento este tipo de motor é chamado de assíncrono.

A velocidade do rotor não pode atingir a velocidade do campo girante do estator (n_s). Caso esta velocidade fosse atingida, os condutores do rotor deixariam de ser cortados pelas linhas de força do campo girante, não havendo indução de correntes no rotor e, conseqüentemente, não produzindo conjugado motor. Contudo, quando opera a vazio, o rotor pode chegar a velocidades bastante próximas à síncrona.

2.2 Falhas mais comuns em motores

Motores de indução são máquinas consideradas robustas e muito tolerantes, sendo muito populares na indústria. Contudo, a manutenção preditiva é de suma importância para prever falhas e detectar alterações, diagnosticando o estado da máquina com a antecedência necessária para evitar eventuais problemas. As falhas em máquinas elétricas rotativas têm diversas origens, podendo ser atribuídas a problemas no projeto, a imperfeições na fabricação, montagem, instalação, ambiente de trabalho, a natureza da carga e cronograma de manutenção. Os motores de indução, assim como as outras máquinas elétricas, são submetidos a forças eletromagnéticas e mecânicas. Desta forma, o mesmo deve ser projetado de tal forma que a interação entre estas forças, sob condições adequadas de instalação e funcionamento, leve a uma operação estável e com um mínimo de ruído e vibrações. Quando

a falha ocorre, o equilíbrio entre essas forças é perdido, gerando assim, falhas ainda maiores (KAZAZ, et al., 2003).

As falhas em motores elétricos podem ser classificadas como de natureza mecânica, elétrica ou até mesmo ambiental, esta causada em função da temperatura, umidade ou problemas com limpeza no ambiente.

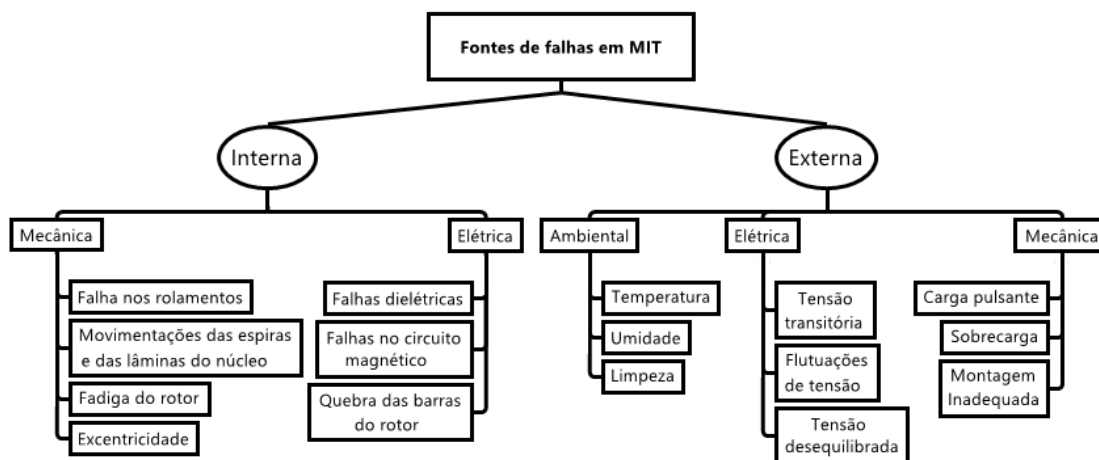
Em se tratando de natureza mecânica, as principais falhas apresentadas no rotor são: excentricidade (estática ou dinâmica) e desalinhamento. No estator encontram-se também problemas de excentricidade, além de folga no pacote de chapas.

Além disto, falhas nos rolamentos, que também podem causar excentricidade do rotor, representam grande parte das falhas em motores de indução. Defeitos como atritos no rotor e fadiga do rotor e/ou estator são consequência de falhas mencionadas anteriormente (SINGH, et al., 2003).

No que diz respeito a falhas de natureza elétrica, no rotor gaiola de esquilo destacam-se: quebra de barras, folga nas barras e má conexão com anéis metálicos das extremidades. Além disso, o curto-circuito de entre barras do rotor (não sendo em suas extremidades) também é uma falha comum. Em relação ao estator as falhas que se destacam são: falhas nos enrolamentos e falhas no núcleo de chapas. Falhas nos enrolamentos são ocasionadas por curtos-circuitos entre bobinas, sejam elas de uma mesma fase ou fases diferentes, enquanto falhas no núcleo são ocasionadas por folgas nos pacotes de chapas, curtos-circuitos das chapas e fadiga do rotor. As falhas acima mencionadas são os principais, existindo muitas falhas secundárias (SINGH, et al., 2003).

Na Figura 3 podem ser observadas as principais fontes de falhas em máquinas de indução.

Figura 3. Fontes de Falhas em Máquinas de Indução

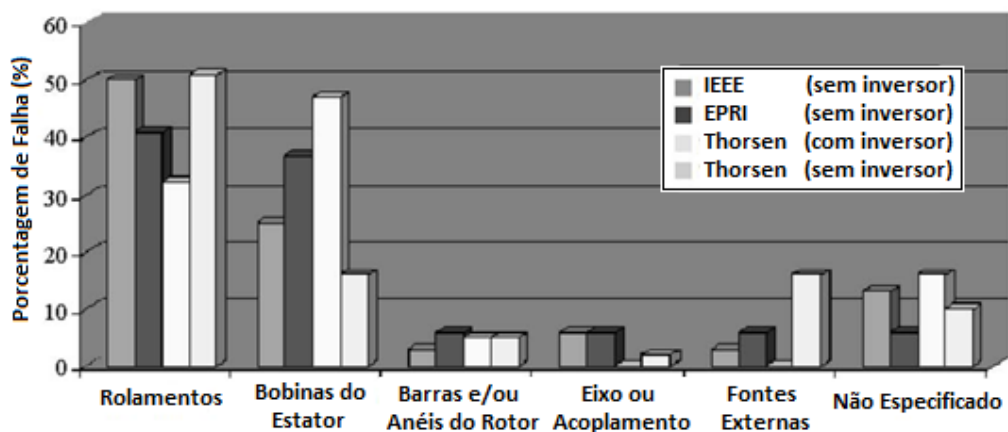


FONTE: Baseado em (KAZZAZ, et al., 2003).

Na Figura 4, na Figura 5 e na Figura 6 se apresentam diversos estudos realizados a fim de apurar quais os principais focos de falhas ocorridas em motores elétricos. Segundo renomadas organizações como Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) e Electric Power Research Institute (EPRI), os resultados apontam que a maior porcentagem relativa de falhas ocorre nos rolamentos, sendo esse responsável por aproximadamente quarenta por cento de todas as falhas, seguido de falhas no estator com aproximadamente trinta por cento e barras quebradas no rotor com cerca de dez por cento das falhas.

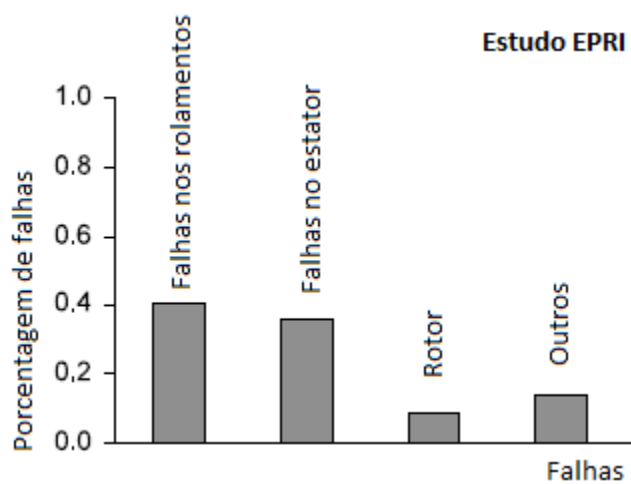
Na figura 4 se apresenta uma comparação geral entre os estudos das organizações acima citadas, bem como de uma renomada empresa suíça de consultoria em engenharia elétrica, a Thorsen.

Figura 4 - Principais falhas em motores elétricos



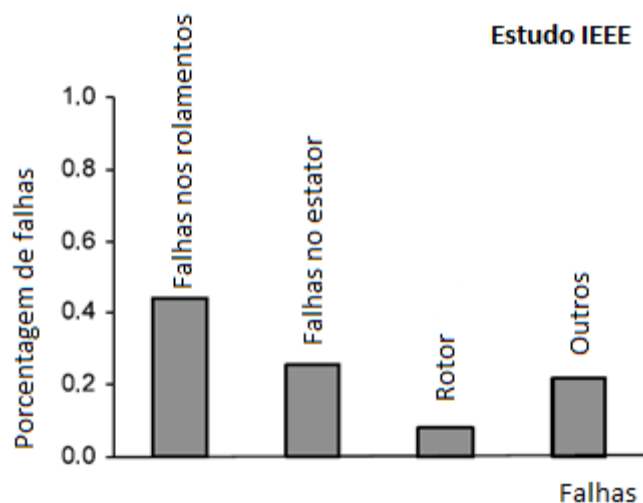
FORNE: (LAMIM FILHO, 2007).

Figura 5. Resultados do estudo do EPRI



FORNE: (SINGH, et al., 2003)

Figura 6. Resultados do Estudo IEEE



FONTE: (SINGH, et al., 2003).

Desta forma, muitos estudos vêm sendo concentrados na busca em aprofundar conhecimentos nesses três componentes, de forma a aumentar o tempo médio entre falhas (MTBF) e, conseqüentemente, a confiabilidade dos motores (BONNET, et al., 2008).

Em motores que apresentam falhas, a distribuição do fluxo magnético pode ser consideravelmente alterada. No caso de um motor com barras quebradas, o campo magnético no rotor deixa de ser senoidal em torno da circunferência do entreferro, em função da ausência de correntes induzidas nas barras quebradas. Ocorre também um aumento da densidade de fluxo magnético nos dentes do estator e do rotor, o que pode gerar saturação local, afetando o bom funcionamento do motor. No caso de curto-circuito dos enrolamentos do estator, o campo magnético deixa de ser simétrico (MOHAMMED, et al., 2006).

2.2.1 Curto-circuito no enrolamento do estator

O curto-circuito entre espiras de uma mesma fase é um problema bastante comum em motores de indução. Esta falha origina-se de problemas de isolamento no enrolamento em questão, gerando aumento da corrente na fase afetada e uma ligeira variação de amplitude nas outras fases do estator, modificando seu fator de potência e amplificando as correntes induzidas no rotor.

A partir disto, ocorre um aumento da temperatura dos enrolamentos e, conseqüentemente, aceleração da degradação do material isolante, gerando outros curtos-circuitos entre espiras.

Figura 7 – Curto-circuito entre espiras



FONTE: (SILVA, 2012)

Através da Equação (3), pode-se determinar os componentes espectrais que caracterizam falhas de curto-circuito (GAZZANA, 2004).

$$f_{cc} = f_f \left[k \pm \frac{n}{p} (1 - s) \right] \quad (3)$$

Onde: $k = 1, 3, 5 \dots$

$n = 1, 2, 3 \dots$

$s =$ escorregamento relativo

$p =$ par de polos

$f =$ frequência da fundamental (Hz)

$f_{cc} =$ frequência indicadora de curto-circuito (Hz)

Os componentes frequenciais que caracterizam problemas de excentricidade também seguem a Equação (3). Desta forma, caso o motor já apresente excentricidade, a detecção de curto-circuito entre espiras do estator pode se tornar mais difícil, sendo muitas vezes mascarada.

O cálculo para estabelecer dimensões aceitáveis na isolação de bobinas, a fim de prevenir a ocorrência de curto-circuito, está regulamentado nas normas IEEE 522 e IEC 60034 parte 15, onde estão contidos os valores de tensão usados nos ensaios de impulso de bobinas de múltiplas espiras (SÁ, et al., 2008).

Além de dimensões aceitáveis na isolação de bobinas, a manutenção preditiva faz-se de suma importância na prevenção de falhas entre espiras, visto que se acredita ser o início para o surgimento de diversos defeitos nos rolamentos, tais como o acima comentado, curto-circuito entre espiras de uma mesma fase.

2.2.2 Barras Quebradas no rotor

A quebra de barras não é uma falha muito comum em se tratando de máquinas de indução de baixa potência. Contudo, em motores industriais de alta potência, este tipo de falha merece atenção especial, pois estão mais suscetíveis a este tipo de dano, em função da pequena distância de entreferro e seu alto conjugado de partida (LIN, 1998).

Com relação a grandes motores, é incomum que as barras quebradas do rotor causem falhas imediatas. Entretanto, o motor pode não dar partida se houver a existência de um número suficiente de barras quebradas, visto que o mesmo pode não ser capaz de produzir conjugado suficiente. Outra consequência da presença de barras do rotor quebradas é que pode haver uma precipitação em termos de deterioração de outros componentes, o que ao longo do tempo, pode resultar em dispendiosos reparos, como comentado abaixo (KASHIWAGI, et al., 2014):

- com a existência de barras do rotor quebradas, as barras em perfeito estado são forçadas a transportar mais corrente do que o usual, podendo acarretar em danos no núcleo do rotor. Além disso, barras quebradas podem provocar um desgaste prematuro nos rolamentos e em outros componentes;
- à medida que o rotor gira em alta velocidade radial, as barras quebradas do rotor podem se içar para fora da ranhura, ocasionando uma grave falha;
- barras quebradas podem causar faíscas, uma preocupação séria em áreas de risco.

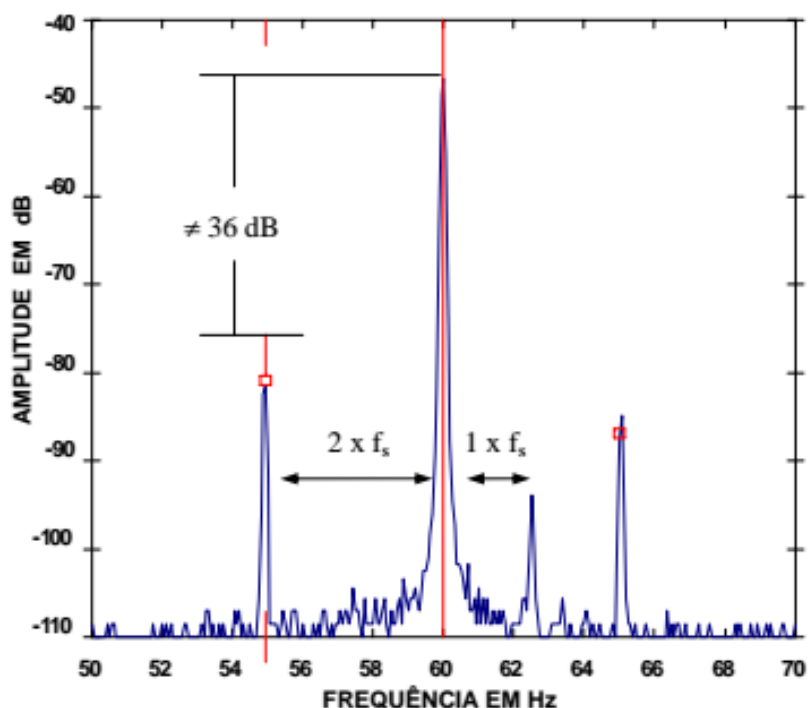
Segundo (KLIMAN, et al., 1988), a detecção de barras quebradas em rotores pode ser bastante difícil de ser realizada utilizando-se técnicas como de monitoramento das vibrações. Contudo, este tipo de falha pode ser detectado através do monitoramento das correntes do estator, metodologia adotada neste trabalho.

As frequências características geradas por um rotor com barras quebradas são dadas pela Equação (4) (GAZZANA, 2004):

$$f_{bq} = f_f(1 \pm 2.k.s) \quad (4)$$

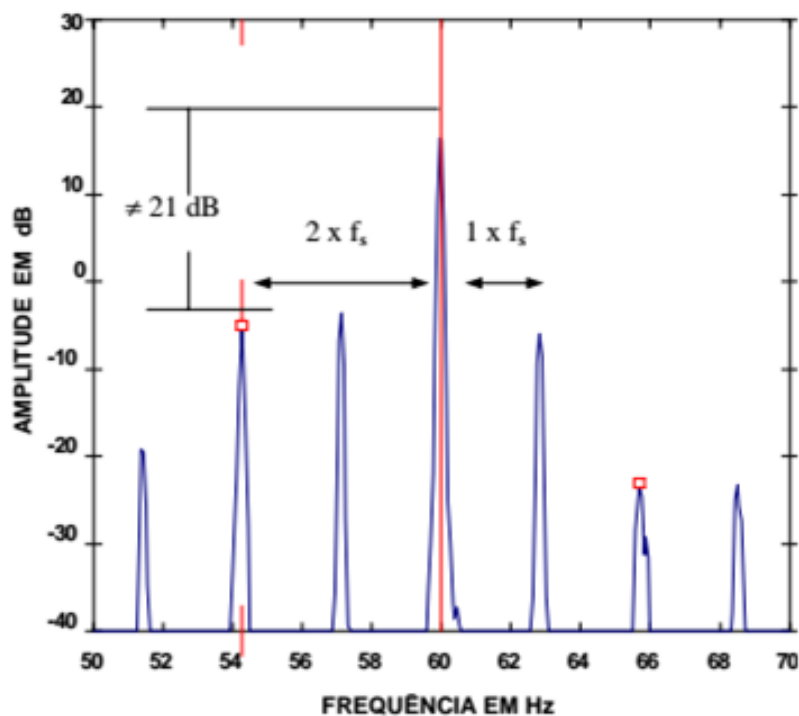
A detecção do problema de barras quebradas é feita pela verificação das bandas laterais de duas vezes a frequência da corrente induzida no rotor (f_s) em torno da frequência fundamental (f_f). Quanto menor a diferença em dB das duas amplitudes, maior o número de barras quebradas. A Figura 8 e a Figura 9 ilustram um exemplo para o caso de um motor em boas condições e outro para o caso de um rotor com 7 barras quebradas, respectivamente.

Figura 8 - Espectro de motor sem defeito



FONTE: (LAMIM FILHO, 2007)

Figura 9 - Espectro de rotor com 7 barras quebradas



FONTE: (LAMIM FILHO, 2007)

Quando o ensaio for realizado a vazio ou com baixa carga, o escorregamento tende a ser baixo, o que, de acordo com a Equação (4), faz com que as componentes de f_{bq} se situem bastante próximas da frequência fundamental, dificultando a análise.

Quando for detectada a presença de barras quebradas, deve-se avaliar economicamente e tecnicamente o que deve ser feito. Em muitos casos, apenas substitui-se a barra quebrada por outra do mesmo material ou similar. Deve-se ter cuidado para, caso não seja feita a substituição por barras do mesmo material, utilizar barras com resistividade igual ou inferior às originais, evitando-se assim problemas de superaquecimento.

3 MÉTODOS UTILIZADOS NA DETECÇÃO DE FALHAS

Neste capítulo serão abordados diversos métodos de detecção de falhas em motores elétricos de indução. Além disso, também se fará comparações entre os mesmos, buscando detectar os prós e os contras de cada técnica.

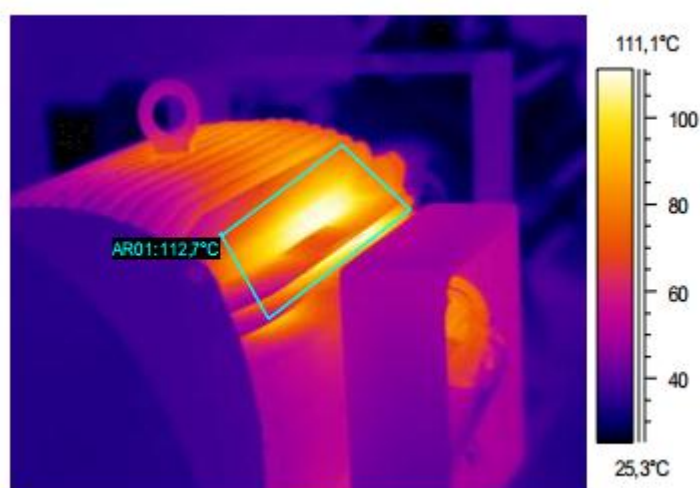
3.1 Análise de Temperatura

O monitoramento da temperatura do motor é uma técnica bastante utilizada, contudo apenas dá indícios da presença de falhas, não sendo capaz de identificá-las.

O superaquecimento é capaz de provocar sérios danos, por exemplo, ao material isolante das bobinas do estator, o que pode gerar curto-circuito entre as mesmas. Desta forma, com o monitoramento da temperatura, pode-se evitar que o motor atinja a temperatura limite do material isolante, óleo lubrificante, etc.

Na Figura 10 pode-se observar uma imagem térmica obtida a partir da radiação infravermelha ou calor. A distribuição da temperatura na máquina se dá conforme a escala de cores.

Figura 10 Termograma de um motor elétrico



FONTE: (SILVA, 2009)

3.2 Análise de Vibração

A análise de vibração do motor de indução pode ser realizada com acelerômetros colocados nos rolamentos nas direções vertical, axial e radial. Trata-se, por-

tanto, de um método invasivo, que requer a parada do motor para colocação dos sensores e apresenta custo elevado.

A análise de vibração do motor é capaz de fornecer informações sobre praticamente todas as falhas mecânicas, visto que determinados defeitos produzem vibrações características, que podem ser comparados com valores referenciais.

De acordo com (CASIMIR, 2003), os componentes frequenciais, que permitem identificar defeitos, dependem da frequência de rotação do rotor. Por conseguinte, os resultados fornecidos podem, muitas vezes, se tornar de difícil análise, impossibilitando distinguir diferentes falhas, dada sua necessidade de possuir valores referenciais para comparação.

3.3 Análise de Partículas do Óleo dos Mancais

A análise de partículas do óleo não serve propriamente para detectar falhas específicas. Contudo, pode detectar, por exemplo, danos nos mancais, bem como efeito corona.

Esta análise verifica no óleo a presença de resíduos de metal, óxidos, poeira, água, etc. Portanto, esta técnica é apropriada para motores cujos mancais ficam imersos no óleo, visto que pode identificar se partículas estão se desprendendo destes mancais.

3.4 Análise da Assinatura da Corrente do Motor (MCSA)

Esta é uma técnica de monitoramento e análise muito utilizada no diagnóstico de problemas em motores elétricos. O objetivo deste método é analisar a corrente do estator em busca de harmônicos que estejam diretamente relacionados aos novos componentes de fluxo rotativo, que por sua vez são ocasionados por falhas na distribuição do fluxo do motor.

Este método é de grande simplicidade e baixo custo, sendo necessário apenas um sensor de corrente, normalmente um transformador de corrente (TC), por máquina e estando baseada em técnicas de processamento de sinais. Desta forma, o sinal de corrente de uma das fases do estator é processado por um algoritmo de FFT, produzindo assim um espectro de corrente, conhecido como análise da assinatura da corrente no motor. Este espectro possibilita a identificação da magnitude e da frequência de cada elemento que compõe o sinal de corrente, permitindo então

diferenciar motores em perfeitas condições de motores defeituosos. Caso o motor apresente falhas, o método MCSA permite detectar em que parte da máquina a falha ocorreu.

A técnica MCSA será adotada ao longo do trabalho e comparada com a análise wavelet, uma adaptação da MCSA. As localizações dos componentes frequenciais referentes às falhas de curto-circuito nas bobinas do estator e de barras quebradas no rotor podem ser calculadas, respectivamente, utilizando-se a Equação (3) e a Equação (4).

3.5 Comparação entre métodos de detecção de falhas em MIT

Na tabela 3 apresenta-se uma comparação entre os métodos estudados ao longo deste capítulo. Pode-se observar que o método MCSA pode detectar o maior número de falhas.

Além disto, os dados de medições utilizados na análise pelo método MCSA podem também ser utilizados para a análise utilizando wavelets. Desta forma, pode-se realizar comparações entre as técnicas sem que novas medições necessitem ser realizadas. No capítulo 5 serão realizadas estas comparações utilizando-se dados medidos em laboratório.

Tabela 1. Comparação entre métodos de detecção de falhas em MIT

Método	Falhas que podem ser detectadas			
	Curto-Circuito no enrolamento do estator	Quebra de barras e anéis do rotor	Excentricidades	Rolamentos Danificados
Vibração	Não	Sim	Sim	Sim
MCSA	Sim	Sim	Sim	Sim
Análise de Temperatura	Sim*	Não	Não	Sim*
Análise de Partículas	Não	Não	Não	Não

* Indício de falha

FONTE: (GAZZANA, 2004)

3.6 Fasor de Espaço

Recentemente vem sendo utilizado um método bastante eficaz no diagnóstico das condições da máquina, o Fasor de Espaço (*Space Vector*). Esta abordagem baseia-se na análise da corrente do motor.

Em motores de indução trifásicos, a ligação à rede não costuma usar o neutro. Logo, a componente fundamental da corrente não possui componente homopolar. Desta forma, uma representação bidimensional pode ser usada para descrever o fenômeno de um motor de indução trifásico, adequando-se assim ao método Fasor de Espaço.

Os componentes do Fasor de Espaço da corrente (i_d , i_q) são dados pelas Equações (5) e (6):

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_R - \frac{1}{\sqrt{6}} i_S - \frac{1}{\sqrt{6}} i_T \quad (5)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} i_S - \frac{1}{\sqrt{2}} i_T \quad (6)$$

Sob condições ideais, três correntes de fase resultam em um Fasor de Espaço com as componentes i_d e i_q calculadas respectivamente pelas Equações (7) e (8) (MEHALA, 2012):

$$i_d = \frac{\sqrt{6}}{2} I \sin(\omega t) \quad (7)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{6}}{2} I \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (8)$$

Onde:

I = valor máximo da corrente da fundamental;

ω = frequência angular fundamental;

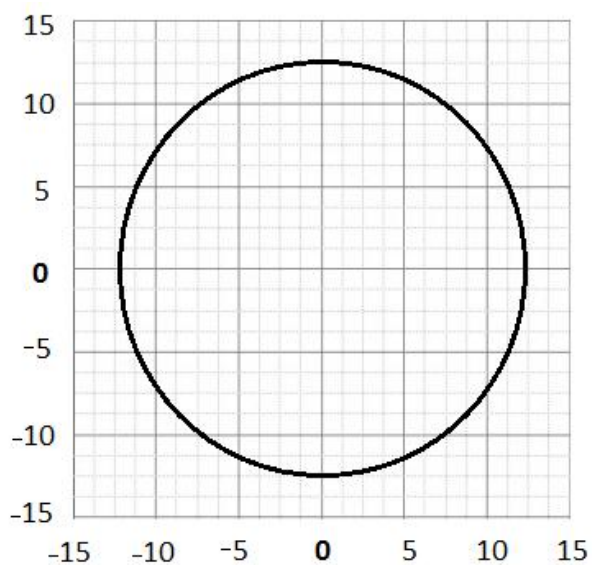
t = tempo.

Se a máquina não apresenta falhas, um locus circular centrado na origem das coordenadas será obtido. No entanto, se a relação entre i_q e i_d não está produzindo

um círculo regular, a máquina ou os componentes que a alimentam apresentam falhas.

Na Figura 11 observa-se um motor em perfeito estado, dada a simetria do círculo obtido.

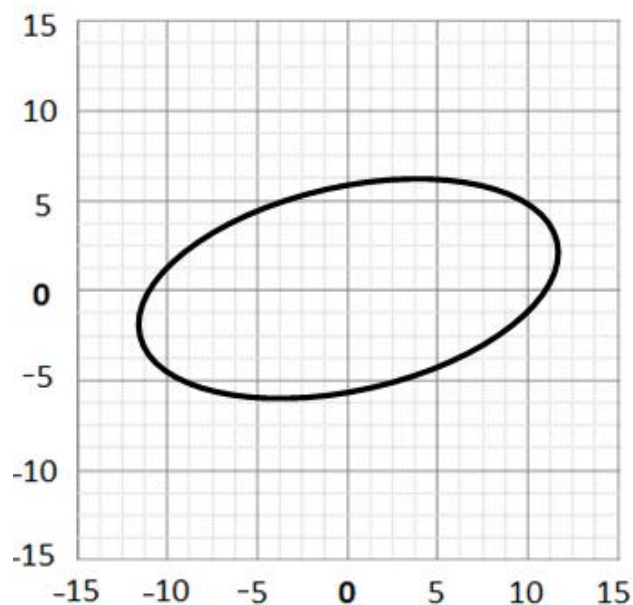
Figura 11. Locus Geométrico - Fasor de Espaço para um motor com comportamento normal.



FONTE: Baseado em (MEHALA, 2012)

Por outro lado, na Figura 12 percebe-se uma forma irregular, indicando falhas na máquina.

Figura 12. Locus Geométrico - Fasor de Espaço para um motor com enrolamentos em curto-circuito.



FONTE: Baseado em (MEHALA, 2012)

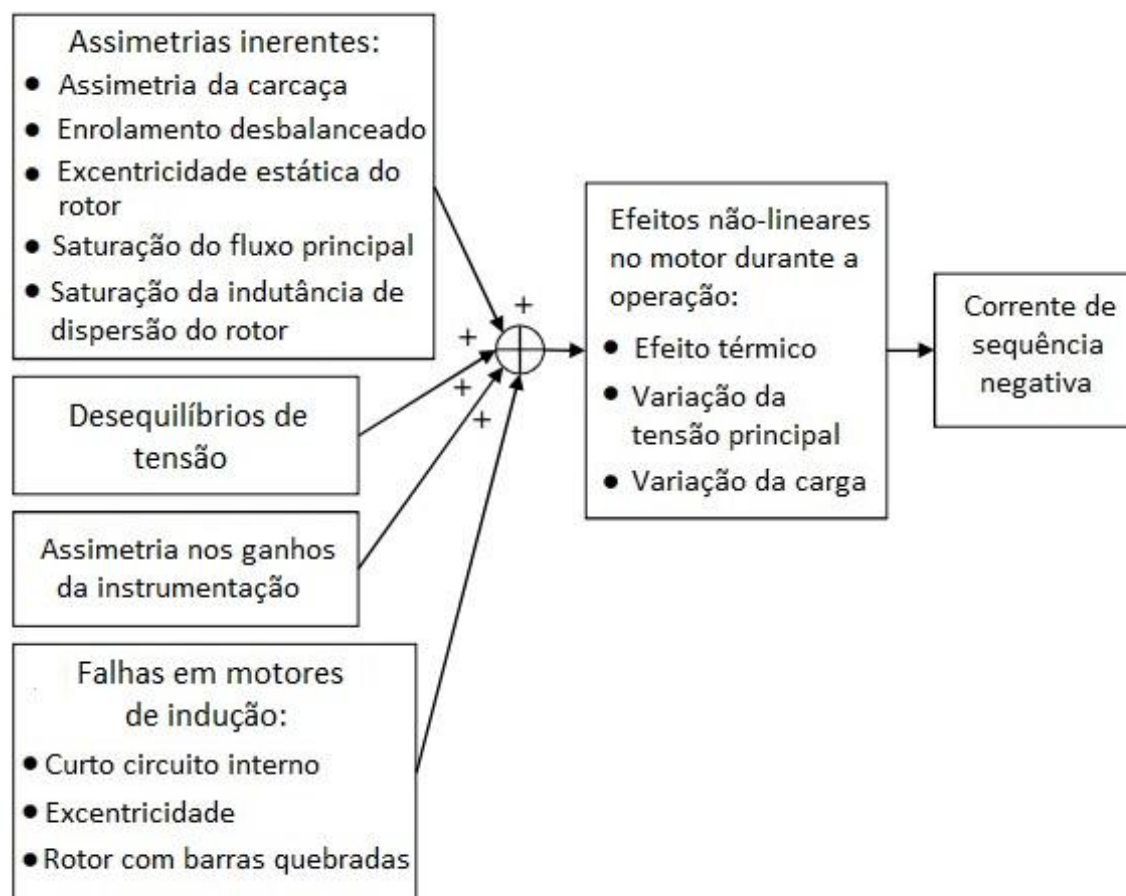
3.7 Corrente de sequência negativa

O monitoramento da corrente de sequência negativa tem-se demonstrado uma técnica muito eficaz na detecção de problemas em motores de indução. Esta técnica permite detectar falhas rapidamente, visto que não exige cálculos computacionais complexos. O método também permite a identificação de diversas assimetrias, que não são causadas por falhas no próprio motor, mas por perturbações externas.

O método de corrente de sequência negativa é comumente utilizado para detectar curto circuito nos enrolamentos do estator, visto que este gera correntes assimétricas que podem ser facilmente detectadas.

Entretanto, esta técnica é também sensível a diversas fontes assimétricas de sequência negativa (BAKHRI, et al., 2012), tais como: assimetrias inerentes, desequilíbrios de tensão, assimetrias nos ganhos de instrumentação e falhas nos componentes do motor, como pode ser observado na Figura 13.

Figura 13. Fontes diversas que geram corrente de sequência negativa



FONTE: (BAKHRI, et al., 2012)

3.8 Aquisição de Dados

Para a aquisição dos dados de corrente do estator, podem-se utilizar transdutores de corrente e realizar uma amostragem utilizando-se uma placa de aquisição de dados. A partir destas medições de correntes, pode-se então aplicar técnicas de Fourier, análise Bi-espectral e Wavelet (GAZZANA, 2004) (ZHONGMING, et al., 2000).

A partir da FFT, obtém-se a magnitude de cada componente de frequência, sendo mais indicada para sinais estacionários. Sendo assim, para se analisar a corrente do estator, é necessário que o motor esteja atuando em regime permanente. (GAZZANA, 2004)

Utilizando-se a Análise Bi-espectral, obtém-se frequência, amplitude e a fase do sinal. Ela é definida em termos da Transformada de Fourier de segunda ordem

podendo ser aplicada para detecção de falhas como desbalanço de tensão (ZHONGMING, et al., 2000).

A análise utilizando wavelets também tem sido muito utilizada no processamento de informações, compressão de sinais de imagem (por exemplo JPEG 2000) e no controle de sistemas não lineares. Uma grande vantagem da utilização de Wavelets, é que esta apresenta a habilidade de converter uma larga banda de sinais para o domínio do tempo e frequência simultaneamente, o que se torna muito interessante para a análise da detecção de falhas em regime transitório de operação de motores (GAZZANA, 2004)

4 TRANSFORMADA WAVELET

A utilização da Transformada de Wavelet é um método indicado para a análise de sinais não estacionários e variantes no tempo. Ela utiliza o conceito de decomposição espectral para uma análise multirresolução em tempo-frequência. Desta forma, pode-se observar como motores comportam-se em função do tempo, ao mesmo tempo em que se pode analisar suas componentes frequenciais.

4.1 Conceitos básicos

Para o estudo e processamento de sinais, sejam eles determinísticos ou aleatórios, a análise espectral mostra-se uma ferramenta muito poderosa.

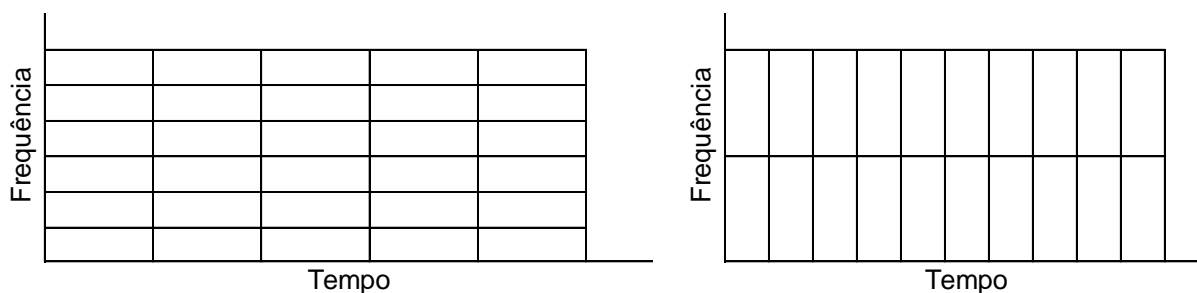
A análise a partir de Fourier, que representa um sinal como a soma de senos e cossenos, sempre se apresentou como a técnica mais utilizada para análise e processamento de sinais. Contudo, esta técnica não é adequada para sinais não estacionários, bem como não permite a localização temporal dos dados.

Visando-se obter referências espaciais juntamente com frequência, algumas técnicas foram desenvolvidas, como exemplos têm-se: a *Short Time Fourier Transform* (STFT) e a análise Wavelet.

No caso da STFT, uma janela de tamanho fixo desloca-se ao longo do sinal, realizando uma análise de cada parte em separado, considerando que cada parte do sinal dentro da janela como sendo estacionário. Como a janela é invariante, obtêm-se planos em tempo-frequência com resolução constante, como pode ser observado na Figura 14.

Além disso, outro fator que exerce forte influência nos resultados é o tamanho da janela. Para o caso em que a janela é muito pequena, se tem pouca informação e pode ser necessário um vasto processamento de dados para a varredura de todo o sinal. Para janelas muito largas, aumenta-se o erro na consideração da estacionariedade do sinal.

Figura 14. Plano tempo-frequência - Resolução constante (STFT)



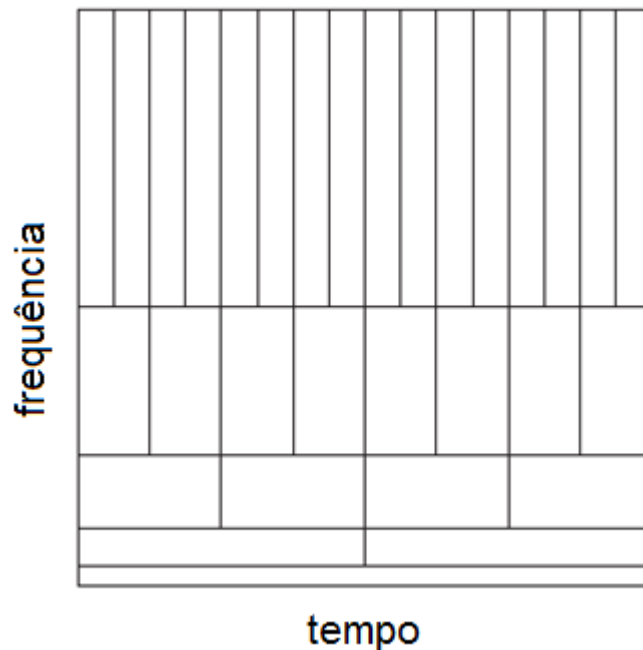
Sendo assim, através da utilização da FT ou da STFT, a análise de um sinal não-estacionário não gera resultados satisfatórios. Por outro lado, a partir da utilização de Wavelets, podem-se realizar análises locais, chegando-se a resultados coerentes. Desta forma, a utilização de Wavelets é capaz de revelar aspectos do sinal que outras técnicas não conseguem, tais como tendências, descontinuidades, etc (MERRY, et al., 2005).

As diferenças básicas entre a Transformada Wavelet (TW) e da STFT são:

- na TW a largura da janela pode ser alterada, em função da frequência da análise, enquanto que na STFT a janela é fixa. Desta forma, com a TW obtém-se um plano tempo-frequência com multirresolução;
- a função de análise da TW pode ser escolhida com maior liberdade, sem a necessidade de utilizar apenas senóides.

A propriedade de multirresolução pode ser observada na Figura 15, onde assume-se que baixas frequências tem uma duração muito superior às altas frequências, ao mesmo tempo em que altas frequências aparecem mais vezes, mas com curta duração.

Figura 15. Plano tempo-frequência - Multirresolução (Wavelet)



FONTE: (MERRY, et al., 2005)

A transformada de wavelet consiste basicamente na análise de um sinal a partir do produto interno deste sinal com uma família de funções wavelet.

A transformada de Wavelet pode ser definida pela Equação (9):

$$TW(s, \tau) = \langle x(t), \Psi_{s,\tau}(t) \rangle = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \Psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt \quad (9)$$

Onde:

- $\Psi^*(t)$ denota o conjugado complexo da wavelet-mãe, função da onda geradora, que será transladada e expandida ou comprimida;
- τ é a componente responsável pela translação/localização da janela;
- s é a componente responsável pela dilatação ou compressão da janela.
- o fator $1/\sqrt{s}$ é um fator de escala que garante a conservação da energia,

Na escolha da wavelet-mãe deve-se ter cuidado para que esta apresente, de alguma maneira, oscilações, fator determinante para que se possa distinguir as diferentes frequências presentes no sinal. (SCHNEIDERS, 2001)

Em se tratando de wavelets reais, para poder ser adotada como wavelet-mãe, a função deve respeitar os critérios das Equações (10) e (11) (MERRY, et al., 2005):

- Possuir energia E finita:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(t)|^2 dt < \infty \quad (10)$$

- Sendo $\Psi(f)$ a transformada de Fourier da Wavelet $\psi(t)$, a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$C_\psi = \int_0^{\infty} \frac{|\Psi(f)|^2}{f} df < \infty \quad (11)$$

Isto implica que a função Wavelet não pode possuir componente contínua, isto é, $\Psi(f) = 0$, para $f = 0$. O valor de C_ψ depende da wavelet escolhida e é chamada de constante de admissibilidade.

4.2 Transformada Discreta de Wavelet (DWT)

A Transformada Discreta de Wavelet realiza a amostragem dos parâmetros de translação e escala, e não do sinal ou da transformada. A partir dela se obtém uma boa resolução em tempo para altas frequências e boa resolução em frequência para baixas frequências (CUSIDÓ, et al., 2008).

Um sinal discreto $x[n]$ pode ser decomposto conforme a Equação (12):

$$x[n] = \sum_k a_{j_0,k} \phi_{j_0,k}[n] + \sum_{j=j_0}^{J-1} \sum_k d_{j,k} \varphi_{j,k}[n] \quad (12)$$

Onde $\phi[n]$ é a função de escala e $\varphi[n]$ é a wavelet-mãe.

Sendo:

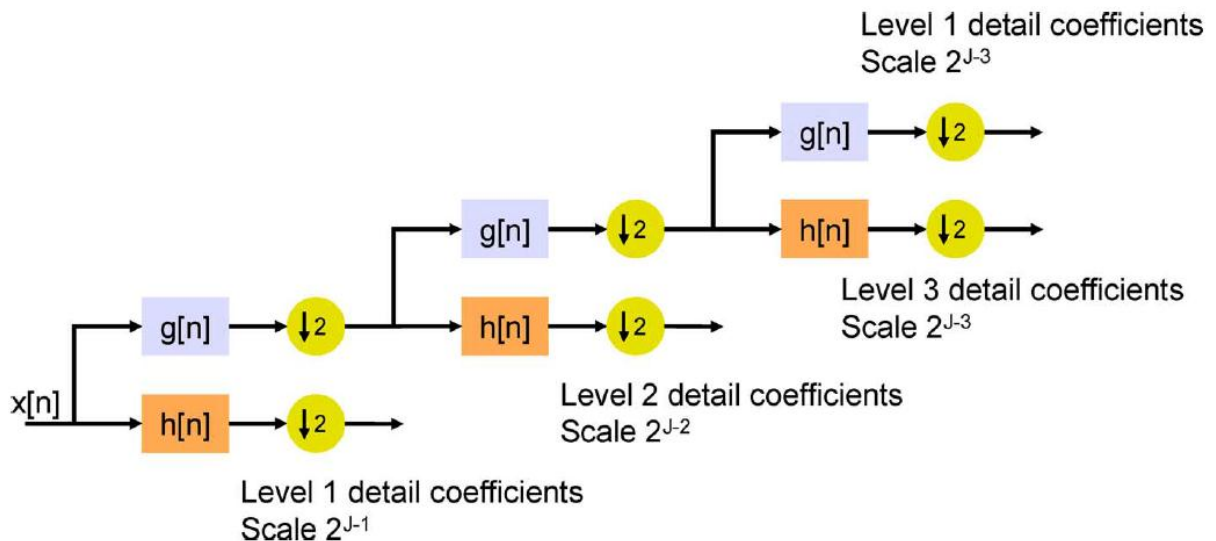
- $\phi_{j_0,k}[n] = 2^{\frac{j_0}{2}} \phi(2^{j_0}n - k)$ a função de escala na escala de $s = 2^{j_0}$ transladada de k ;
- $\varphi_{j,k}[n] = 2^{\frac{j}{2}} \varphi(2^j n - k)$ é a wavelet-mãe na escala de $s = 2^j$ transladada de k ;
- $a_{j_0,k}$ são os coeficientes de aproximação na escala de $s = 2^{j_0}$;

- $d_{j_0,k}$ são os coeficientes dos detalhes na escala de $s = 2^{j_0}$ e $N = 2^J$, onde N é o número de amostras de $x[n]$.

Um sinal discreto pode ser construído utilizando-se uma soma de $J - j_0$ detalhes e uma aproximação a um sinal da escala $s = 2^{j_0}$.

Uma maneira de se obter os coeficientes da DWT é através da utilização de um banco de filtros. A Figura 16 demonstra uma estrutura de bancos de filtros, onde $g[n]$ atua como um filtro passa-baixa e $h[n]$ como um filtro passa-alta. Sendo assim, as componentes de alta escala e baixa frequência ficam nas **Aproximações** e as componentes de pequena escala e alta frequência do sinal enquadram-se nos **Detalhes**.

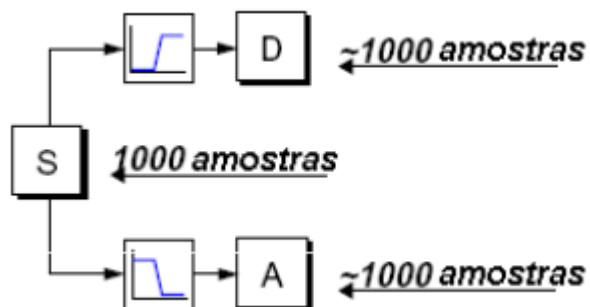
Figura 16. Decomposição da Árvore Wavelet com três níveis de detalhes.



FONTE: (CUSIDÓ, et al., 2008)

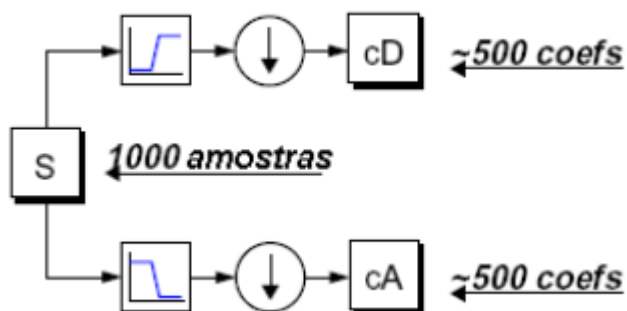
Contudo, após cada nível de filtragem, passa-se a ter dois sinais com o mesmo número de amostras do sinal filtrado. Este aumento do número de amostras não é interessante, desta forma, realiza-se uma subamostragem de cada Detalhe e Aproximação. Sendo assim, ao invés de se ter um panorama como o da Figura 17, tem-se um padrão semelhante ao da Figura 18, onde a soma do número de coeficientes na saída é igual ao número de amostras da entrada.

Figura 17. Filtragem sem subamostragem



FONTE: (MELLO)

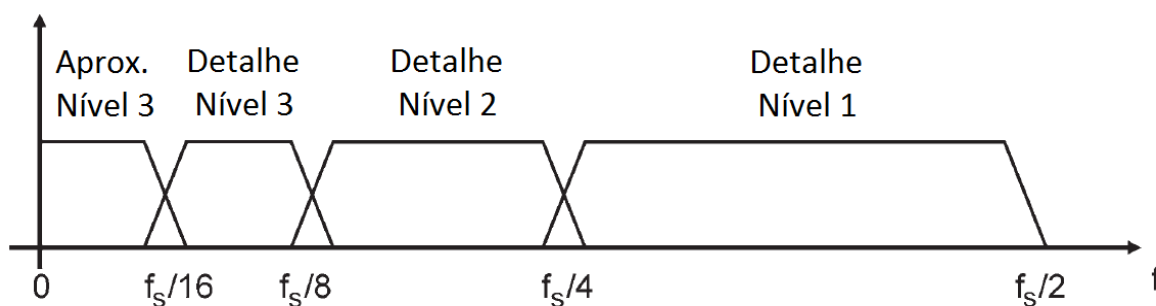
Figura 18. Filtragem com subamostragem



FONTE: (MELLO)

As faixas de frequência dos três primeiros níveis de detalhes e da aproximação de terceiro nível estão ilustradas na Figura 19.

Figura 19. Faixa de frequência para os detalhes e aproximação



FONTE: (CUSIDÓ, et al., 2008)

A resposta em frequência dos filtros depende do tipo e ordem da wavelet-mãe utilizada na análise. A fim de se evitar sobreposição entre os dois níveis de frequência adjacentes, pode-se adotar uma wavelet-mãe de maior ordem, o que gera filtros de maior ordem, e por consequência maior custo computacional.

4.3 Escolha do nível de decomposição (*Data-Independent Selection*)

A escolha adequada do número de níveis de decomposição n_{LS} depende da frequência de amostragem f_s do sinal analisado. Esta escolha deve ser feita de forma a permitir que os sinais de alto nível (aproximação e detalhes) cubram toda a gama de frequências ao longo da qual a banda lateral está localizada. Desta forma, o número mínimo de níveis de decomposição que é necessário para a obtenção de um sinal de aproximação A_{nf} , de modo que o limite superior da banda de frequências associada está abaixo da frequência fundamental, é descrito pela Equação (13) (BOUZIDA, et al., 2011):

$$2^{-(n_{LS}+1)} f_s < f \quad (13)$$

A partir disto, o nível de decomposição do sinal de aproximação é o inteiro n_{LS} dado pela Equação (14):

$$n_{LS} = \text{int} \left(\frac{\log(f_s/f)}{\log(2)} \right) \quad (14)$$

Normalmente, dois níveis adicionais de decomposição são considerados suficientes para uma análise adequada. Desta forma, frequências na banda de 0 a f estarão decompostas em outros níveis.

Sendo assim, o número de níveis de detalhes a serem analisados adotados neste trabalho é calculado pela Equação (15).

$$n_{adotado} = \text{int} \left(\frac{\log(f_s/f)}{\log(2)} \right) + 2 \quad (15)$$

Para esta decomposição multinível das correntes do estator, utiliza-se wavelets da família Daubechies, em função das suas propriedades de ortogonalidade e de ser a função mais recomendada e adotada pela literatura.

Foram também realizadas análises utilizando wavelets da família Haar, contudo a família Daubechies apresentou melhores resultados. Desta forma, este trabalho apresentará apenas análises com a utilização de Daubechies.

4.4 PSD em Wavelets

Em uma análise utilizando-se Fourier, a energia de um sinal pode ser obtida integrando-se a PSD, ou seja, os quadrados dos valores absolutos dos coeficientes da transformada de Fourier. A mesma metodologia pode ser adotada para a análise da energia dos detalhes wavelet, onde a energia total de um sinal pode ser calculada através da soma dos quadrados dos coeficientes dos detalhes e da sua aproximação final (CUSIDÓ, et al., 2008).

Se o motor de indução apresentar falhas nas barras do rotor ou curto-circuito nos enrolamentos do estator, informações a respeito destas falhas são incluídas nas bandas de frequência da decomposição em wavelet. Desta forma, pode-se calcular a energia associada a cada nível ou cada nó da decomposição, servindo então como uma ferramenta muito interessante e efetiva para a detecção de falhas incipientes. Os autovalores de energia para cada banda de frequência é definida pela Equação (16) (BOUZIDA, et al., 2011):

$$E_j = \sum_{k=1}^{k=n} |D_{j,k}(n)|^2 \quad (16)$$

E conseqüentemente, o autovetor é dado pela Equação (17):

$$T = \left[\frac{E_0}{E}, \frac{E_1}{E}, \frac{E_2}{E}, \dots, \dots, \frac{E_{2^l-1}}{E} \right] \quad (17)$$

onde $j = 1, 2, \dots, 2^l - 1$; $D_{j,k}$ é a amplitude de cada ponto discreto dos coeficientes wavelet em um dado nível .

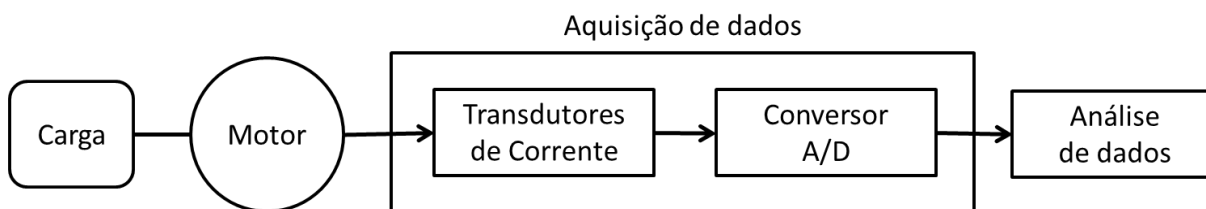
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com a aplicação de wavelets em casos práticos. Os dados utilizados não foram obtidos pelo autor deste trabalho, mas no contexto de um projeto de pesquisa realizado na Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul (PUCRS), com financiamento da CGTEE entre os anos de 2005 e 2007.

As análises dos dados são realizadas utilizando métodos descritos ao longo do capítulo 4 e comparados com a FFT e com o Método de Welch para cálculo da PSD.

Para a aquisição dos dados e posterior análise, através de transdutores de corrente, a corrente do estator foi adquirida e em seguida amostrada por meio de uma placa de aquisição de dados. A coleta de dados foi realizada com o motor operando em regime permanente, a fim de otimizar a resolução da análise espectral. Na Figura 20 pode-se observar o fluxograma do sistema implementado.

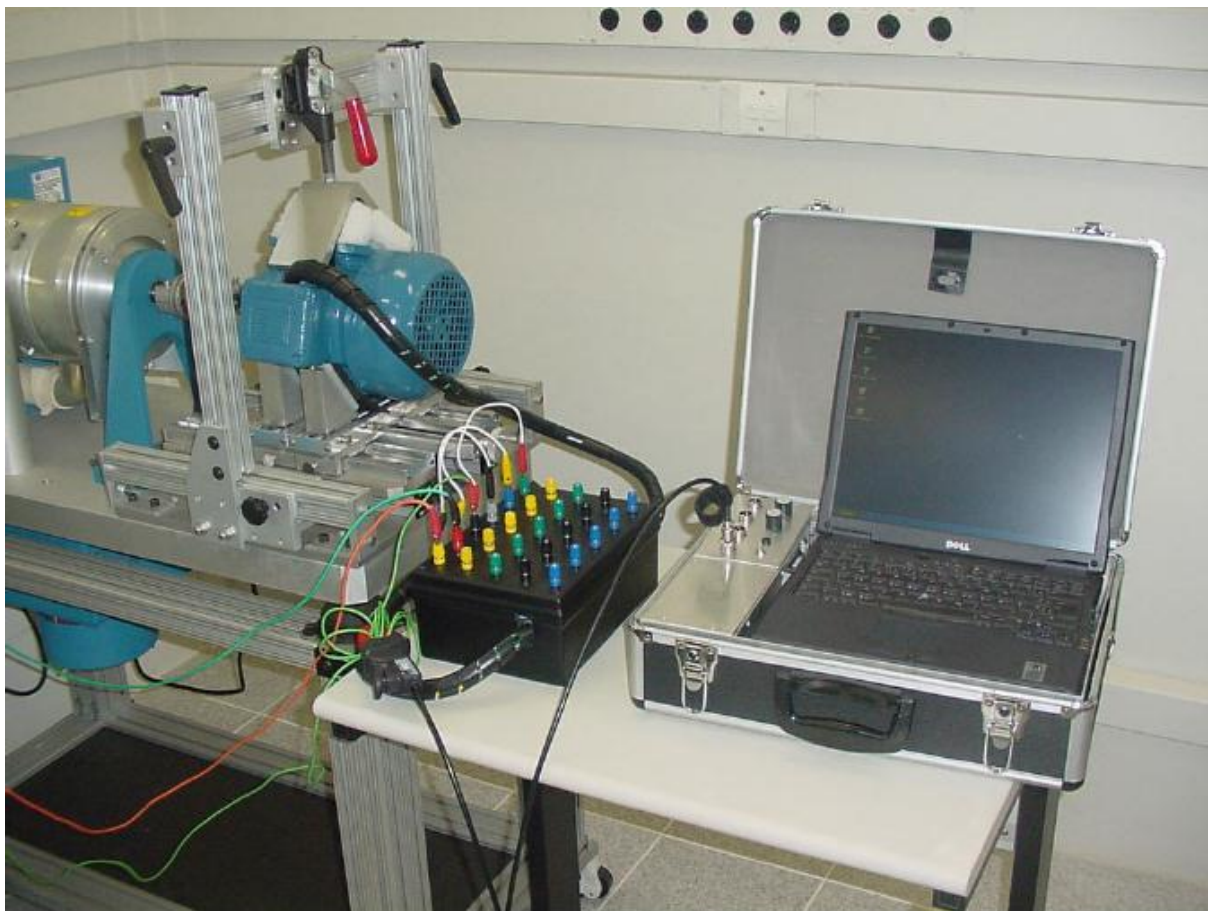
Figura 20. Fluxograma do sistema implementado



Na aquisição de dados é realizada uma amostragem dos dados de corrente de uma ou mais fases do motor. A partir de uma taxa de amostragem pré-determinada, o conversor A/D faz a conversão das amostras do sinal de corrente. Procedimento este que se repete durante todo o período de amostragem.

Ao longo deste capítulo serão apresentadas as duas análises realizadas. Sendo uma delas para curtos-circuitos entre espiras do estator e outro para barras quebradas no rotor. Na Figura 21 pode-se observar a realização de um ensaio de curto-circuito.

Figura 21. Ensaio de curto-circuito



FONTE: (PEREIRA, et al., 2007)

5.1 Análise do ensaio de curto-circuito entre espiras no enrolamento do estator

Foram realizados diversos ensaios e medidas suas respectivas correntes de estator nas três fases (RST), para um motor cujas características são apresentadas na Tabela 2.

Tabela 2. Dados Motor 1.

Motor EBERLE Trifásico A	
Potência (kW)	0,25
Potência (CV)	0,33
Tensão Nominal (V)	220 – Triângulo
Corrente Nominal (A)	1,68
Nº de Polos	8
Rotação (RPM)	900
Rotação (rad/s)	94,2

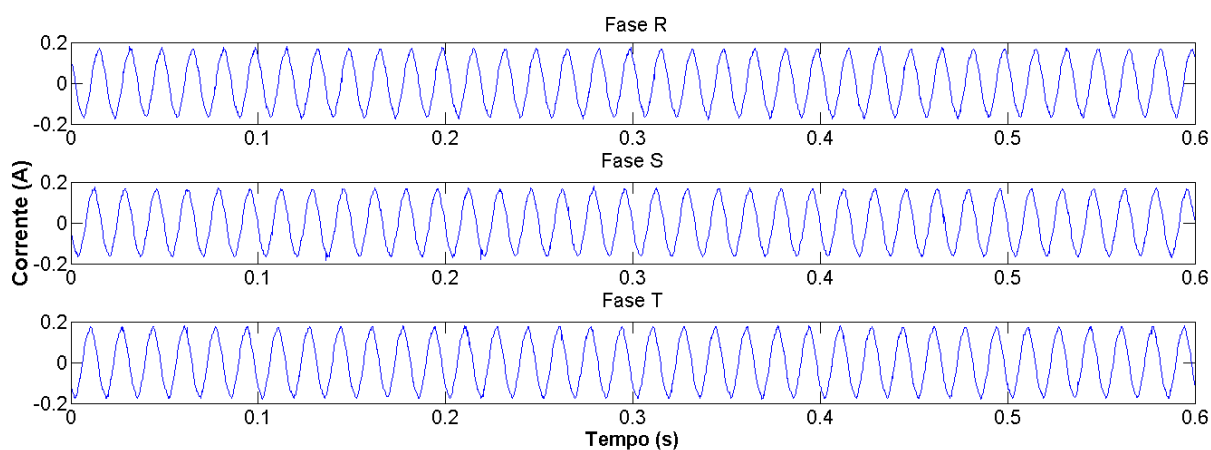
Na Tabela 3 pode-se observar as dados de Aquisição referentes à amostragem da corrente do estator.

Tabela 3. Dados de Aquisição

Placa de Aquisição	PCI DAS 1200
Freq. de Amostragem (kHz)	5
Tempo de Simulação (s)	0,6
Nº de Pontos	3000
Ligação do Motor	Delta

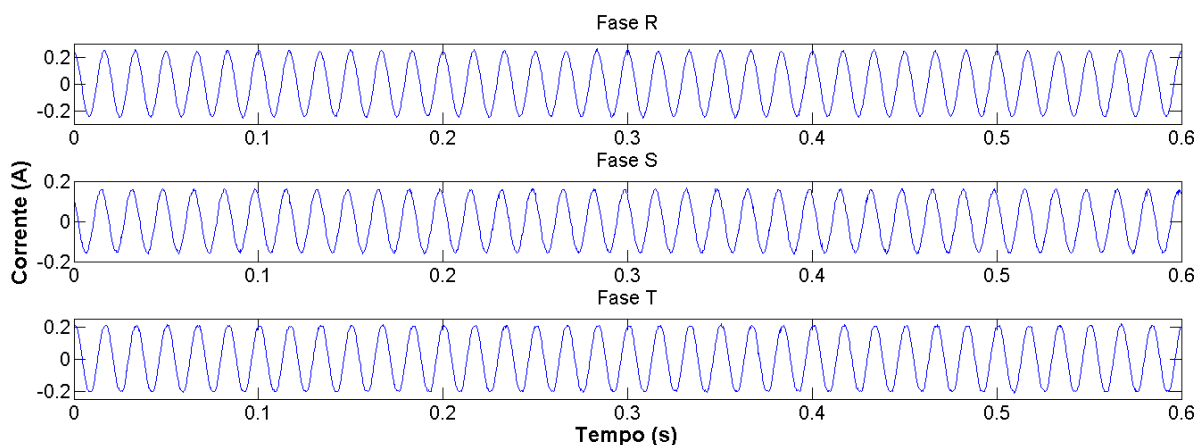
Os dados de medição de um dos ensaios do motor em boas condições e sem acoplamento são apresentados na Figura 22.

Figura 22. Corrente em cada fase - Motor em bom estado



Na Figura 23 podem-se observar os valores de corrente quando realizado um ensaio em um motor com 32% de curto-circuito e sem acoplamento.

Figura 23. Corrente em cada fase - Motor com 32% de curto-circuito



Comparando-se os gráficos da Figura 22 e Figura 23, perceber-se que as correntes do motor em boas condições possui praticamente a mesma magnitude para as três fases. Contudo, para o motor com 32% de curto circuito entre espiras do estator, pode-se observar um ligeiro aumento de corrente e amplitudes diferentes entre as três fases, o que é esperado, visto que o curto-circuito entre as espiras gera um desbalanço entre as correntes.

Contudo, a variação de magnitude das correntes é difícil de ser observada no tempo, principalmente para casos intermediários, como 1%, 2%, 4%, 8% e 16%. Desta forma, a utilização de um método adequado de conversão tempo-frequência, torna-se extremamente importante para a análise de resultados.

5.1.1 Análise utilizando wavelets

A Tabela 4 apresenta as bandas de frequência de cada nível de detalhe da análise Wavelet para a frequência de amostragem utilizada (5kHz).

Tabela 4. Faixas de frequência de cada nível de detalhe

Detalhes	Frequência das Bandas (Hz)
Nível 1	2500 - 1250
Nível 2	1250 - 625
Nível 3	625 - 312,5
Nível 4	312,5 - 156,25
Nível 5	156,25 - 78,125
Nível 6	78,125 - 39,063
Nível 7	39,063 - 19,53
Nível 8	19,53 - 9,77

A partir dos dados de medições apresentados, realizou-se uma análise através da utilização da DWT e do Toolbox de Wavelet do Matlab[®].

Primeiramente realiza-se o cálculo de autovalores de energia, que podem ser calculados a partir da Equação (16), utilizando-se a função de wavelet de Daubechies 10 para os oito níveis de detalhes adotados. Em seguida, realiza-se a mesma análise utilizando-se a função de Daubechies 44. Desta forma, pode-se observar se a função adotada exerce influência direta no resultado final.

5.1.1.1 Análise utilizando Daubechies de ordem 10

A Tabela 5 e a Tabela 6 apresentam autovalores de energia para dois ensaios realizados sem acoplamento, utilizando-se a função de wavelet Daubechies 10 (db10) e 8 níveis de detalhes (D1 a D8).

Tabela 5. Energia dos detalhes - Ensaio 1 – sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes							
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
Motor em boas condições								
Fase R	0,019	0,012	0,042	0,079	2,062	36,333	0,110	0,302
Fase S	0,018	0,014	0,046	0,074	2,099	35,348	0,151	0,130
Fase T	0,016	0,013	0,040	0,075	2,072	39,167	0,150	1,253
Motor com curto-circuito 1%								
Fase R	0,016	0,012	0,044	0,076	2,030	35,230	0,108	0,227
Fase S	0,015	0,011	0,041	0,065	2,026	36,080	0,223	1,023
Fase T	0,017	0,013	0,044	0,074	2,116	38,820	0,128	0,977
Motor com curto-circuito 2%								
Fase R	0,014	0,011	0,036	0,057	2,195	38,027	0,218	0,527
Fase S	0,014	0,011	0,034	0,047	2,039	36,498	0,213	1,114
Fase T	0,015	0,010	0,036	0,063	2,289	38,614	0,184	0,231
Motor com curto-circuito 4%								
Fase R	0,015	0,012	0,041	0,064	2,252	38,484	0,234	0,736
Fase S	0,015	0,012	0,038	0,058	2,097	35,799	0,179	0,218
Fase T	0,016	0,012	0,041	0,067	2,285	38,671	0,149	0,115
Motor com curto-circuito 8%								
Fase R	0,014	0,012	0,044	0,062	2,263	42,381	0,155	1,338
Fase S	0,015	0,011	0,037	0,058	2,098	36,062	0,170	0,150
Fase T	0,013	0,010	0,035	0,058	1,993	37,012	0,122	0,976
Motor com curto-circuito 16%								
Fase R	0,015	0,011	0,036	0,075	2,666	47,785	0,136	0,672
Fase S	0,015	0,010	0,034	0,054	2,089	36,193	0,229	0,876
Fase T	0,014	0,012	0,041	0,083	2,173	38,239	0,112	0,330
Motor com curto-circuito 32%								
Fase R	0,012	0,012	0,019	0,050	4,939	84,808	0,453	0,568
Fase S	0,011	0,009	0,018	0,032	1,854	34,514	0,123	1,043
Fase T	0,012	0,011	0,025	0,079	3,592	62,246	0,255	0,286

Tabela 6. Energia dos detalhes - Ensaio 2 – sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes							
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
Motor em boas condições								
Fase R	0,018	0,013	0,042	0,070	1,995	36,837	0,121	0,903
Fase S	0,016	0,014	0,042	0,069	2,082	35,823	0,170	0,173
Fase T	0,017	0,011	0,041	0,067	2,291	39,206	0,232	0,599
Motor com curto-circuito 1%								
Fase R	0,017	0,013	0,042	0,066	2,000	37,354	0,184	1,326
Fase S	0,019	0,014	0,041	0,070	1,973	36,173	0,093	0,684
Fase T	0,016	0,013	0,043	0,080	2,129	38,483	0,103	0,635
Motor com curto-circuito 2%								
Fase R	0,016	0,012	0,038	0,050	2,164	38,448	0,232	1,143
Fase S	0,014	0,011	0,035	0,066	2,102	36,250	0,119	0,231
Fase T	0,014	0,011	0,038	0,066	2,287	38,531	0,176	0,206
Motor com curto-circuito 4%								
Fase R	0,014	0,012	0,039	0,070	2,112	38,449	0,101	0,688
Fase S	0,014	0,010	0,038	0,053	2,034	36,263	0,226	1,015
Fase T	0,017	0,012	0,038	0,061	2,236	39,295	0,255	1,043
Motor com curto-circuito 8%								
Fase R	0,014	0,012	0,042	0,059	2,268	42,413	0,190	1,469
Fase S	0,014	0,010	0,034	0,051	2,000	36,509	0,198	1,159
Fase T	0,014	0,010	0,037	0,060	2,124	36,495	0,215	0,527
Motor com curto-circuito 16%								
Fase R	0,020	0,014	0,038	0,057	2,702	47,578	0,297	1,188
Fase S	0,018	0,012	0,036	0,057	2,116	36,177	0,214	0,574
Fase T	0,016	0,011	0,039	0,064	2,220	38,236	0,227	0,732
Motor com curto-circuito 32%								
Fase R	0,013	0,012	0,016	0,031	4,536	83,713	0,404	2,806
Fase S	0,011	0,010	0,018	0,032	1,834	34,360	0,114	0,999
Fase T	0,012	0,011	0,021	0,056	3,480	63,246	0,342	1,914

A partir dos ensaios apresentados na Tabela 5 e Tabela 6, pode-se observar que à medida que aumenta a proporção de espiras curto-circuitadas nos enrolamentos do estator, há uma tendência de assimetria entre os valores de energia entre cada uma das fases R, S e T.

Em um motor em boas condições a energia de cada detalhe é semelhante para cada uma das três fases. Contudo, para os motores com 16% e 32% de espiras curto-circuitadas, pode-se observar que a partir do Detalhe de Nível 4 (D4), os valores de energia de cada fase começam a se diferenciar. No Detalhe de Nível 6 (D6), faixa onde se encontra a frequência fundamental, fica bastante visível a diferença de

energia entre as fases para motores com curto-circuito, principalmente para o caso com 32% de curto-circuito.

Em D7-D8, este tipo de comparação deixa de ser interessante, visto que o motor em boas condições deixa de apresentar simetria entre fases e, portanto, nada mais pode ser concluído.

Para os casos de curto-circuito de 1% a 8% os valores de energia são bastante semelhantes, sendo difícil se chegar a uma conclusão sobre o estado do motor.

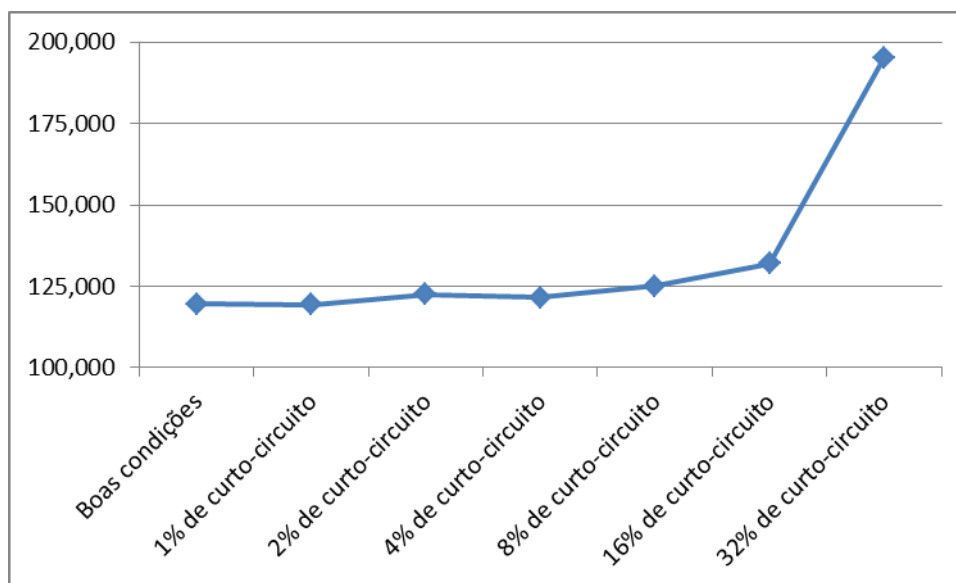
Outra análise realizada é a da soma da energia em cada fase. Na Tabela 7 e Tabela 8 pode-se observar que para D1 a D4, há uma tendência de diminuição da soma da energia para um aumento no número de espiras curto-circuitadas. Por outro lado, a partir de D5, a soma da energia de cada detalhe aumenta em função do número de espiras curto-circuitadas.

Realizando-se uma análise geral, a energia total, somando-se D1 a D8, segue uma tendência de crescimento em função da proporção de espiras curto-circuitadas. Contudo, novamente não se pode chegar a uma conclusão definitiva para casos com curto-circuito inferior a 16%, visto que os valores da Energia Total são bastante próximos e no Ensaio 1 ainda sofrem oscilações de valores, como pode ser visualizado na Figura 24.

Tabela 7. Somas das Energias nas fases RST (Ensaio 1) - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes								
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	Energia Total
Motor em boas condições									
RST	0,054	0,040	0,128	0,228	6,233	110,847	0,411	1,684	119,615
Motor com curto-circuito 1%									
RST	0,047	0,035	0,129	0,215	6,172	110,130	0,459	2,227	119,414
Motor com curto-circuito 2%									
RST	0,043	0,033	0,106	0,167	6,523	113,139	0,616	1,872	122,499
Motor com curto-circuito 4%									
RST	0,047	0,036	0,120	0,189	6,634	112,954	0,563	1,069	121,611
Motor com curto-circuito 8%									
RST	0,043	0,033	0,116	0,179	6,354	115,455	0,446	2,464	125,089
Motor com curto-circuito 16%									
RST	0,043	0,033	0,111	0,212	6,928	122,217	0,477	1,878	131,899
Motor com curto-circuito 32%									
RST	0,035	0,031	0,062	0,161	10,385	181,568	0,831	1,897	194,970

Figura 24. Energia Total em função do aumento de espiras curto-circuitadas (Ensaio 1)

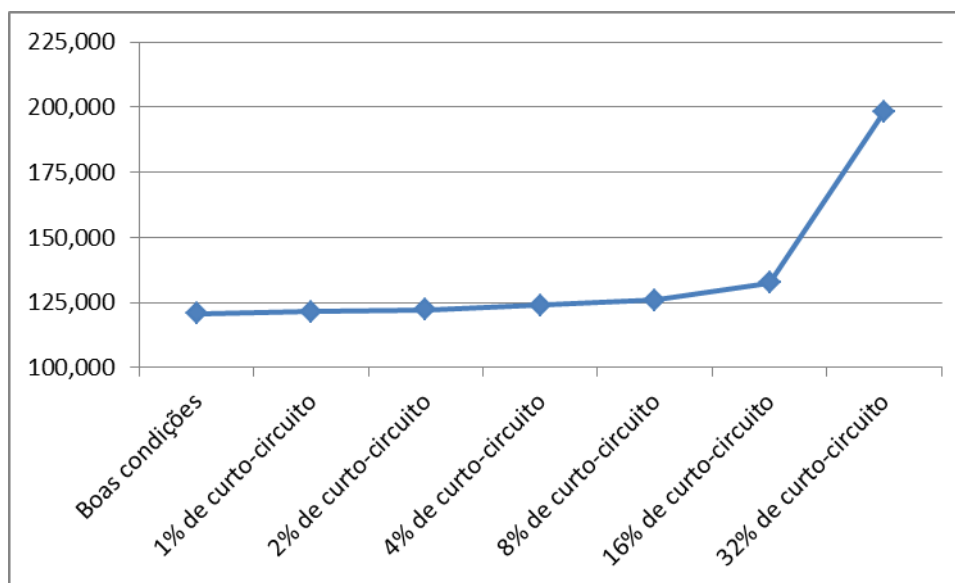


Para o Ensaio 2, o valor da Energia Total não sofre oscilações, sendo crescente em função do aumento do número de espiras em curto-circuito, como se pode observar na Tabela 8 e no gráfico da Figura 25.

Tabela 8. Somas das Energias nas fases RST (Ensaio 2) - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes								Energia Total
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	
Motor em boas condições									
RST	0,052	0,037	0,125	0,206	6,368	111,866	0,523	1,676	120,853
Motor com curto-circuito 1%									
RST	0,051	0,039	0,127	0,216	6,102	112,009	0,380	2,646	121,570
Motor com curto-circuito 2%									
RST	0,045	0,034	0,112	0,182	6,553	113,229	0,527	1,580	122,262
Motor com curto-circuito 4%									
RST	0,045	0,034	0,115	0,184	6,382	114,006	0,582	2,747	124,094
Motor com curto-circuito 8%									
RST	0,043	0,032	0,113	0,169	6,393	115,417	0,603	3,154	125,924
Motor com curto-circuito 16%									
RST	0,053	0,037	0,114	0,178	7,038	121,991	0,739	2,495	132,645
Motor com curto-circuito 32%									

Figura 25. Energia Total em função do aumento de espiras curto-circuitadas (Ensaio 2)



5.1.1.2 Análise usando Daubechies de ordem 44

Visando-se encontrar uma alternativa que forneça resultados mais claros, principalmente para curtos-circuitos de até 8%, optou-se pela análise utilizando uma wavelet-mãe de ordem maior, pois como já concluído por (BOUZIDA, et al., 2011), quando a ordem da wavelet-mãe é incrementada, a diferença entre autovalores de energia se torna mais evidente.

Desta forma, a Tabela 9 e a Tabela 10 apresentam autovalores de energia para os mesmos dois ensaios apresentados em 5.1.1.1, utilizando-se a função de wavelet Daubechies 44 (db44) e 8 níveis de detalhes (D1 a D8).

Tabela 9. Energia dos detalhes - Ensaio 1 - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes							
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
Motor em boas condições								
Fase R	0,018	0,014	0,037	0,078	0,140	38,173	0,267	0,025
Fase S	0,018	0,013	0,034	0,081	0,125	37,478	0,250	0,029
Fase T	0,018	0,013	0,034	0,070	0,053	41,718	0,102	0,167
Motor com curto-circuito 1%								
Fase R	0,015	0,012	0,031	0,084	0,110	36,755	0,221	0,036
Fase S	0,014	0,011	0,033	0,076	0,083	37,758	0,144	0,145
Fase T	0,018	0,012	0,033	0,075	0,051	40,498	0,142	0,141
Motor com curto-circuito 2%								
Fase R	0,012	0,012	0,029	0,075	0,107	39,836	0,227	0,036
Fase S	0,013	0,010	0,025	0,061	0,112	38,020	0,198	0,112
Fase T	0,015	0,011	0,026	0,059	0,045	41,146	0,090	0,166
Motor com curto-circuito 4%								
Fase R	0,015	0,011	0,030	0,076	0,127	40,274	0,218	0,104
Fase S	0,015	0,012	0,030	0,065	0,133	37,406	0,254	0,032
Fase T	0,017	0,011	0,030	0,075	0,142	40,391	0,276	0,026
Motor com curto-circuito 8%								
Fase R	0,015	0,011	0,031	0,069	0,042	44,191	0,131	0,182
Fase S	0,015	0,012	0,028	0,066	0,133	37,665	0,264	0,024
Fase T	0,013	0,010	0,025	0,060	0,049	38,575	0,140	0,141
Motor com curto-circuito 16%								
Fase R	0,015	0,010	0,028	0,068	0,108	49,811	0,249	0,105
Fase S	0,014	0,010	0,027	0,064	0,103	37,889	0,181	0,123
Fase T	0,014	0,012	0,031	0,083	0,101	39,871	0,232	0,058
Motor com curto-circuito 32%								
Fase R	0,012	0,011	0,017	0,054	0,303	88,736	0,547	0,076
Fase S	0,011	0,009	0,015	0,029	0,041	35,979	0,111	0,141
Fase T	0,012	0,011	0,020	0,081	0,202	64,946	0,450	0,052

Tabela 10. Energia dos detalhes - Ensaio 2 - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes							
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
Motor em boas condições								
Fase R	0,018	0,013	0,033	0,071	0,044	38,435	0,129	0,129
Fase S	0,016	0,013	0,033	0,075	0,131	37,410	0,266	0,025
Fase T	0,017	0,011	0,031	0,078	0,128	41,067	0,209	0,079
Motor com curto-circuito 1%								
Fase R	0,016	0,013	0,031	0,074	0,039	39,022	0,086	0,164
Fase S	0,018	0,014	0,032	0,069	0,056	37,725	0,133	0,101
Fase T	0,016	0,013	0,033	0,080	0,070	40,134	0,171	0,098
Motor com curto-circuito 2%								
Fase R	0,016	0,012	0,026	0,065	0,084	40,248	0,141	0,155
Fase S	0,014	0,011	0,030	0,067	0,119	37,829	0,239	0,034
Fase T	0,014	0,011	0,030	0,072	0,149	40,260	0,276	0,036
Motor com curto-circuito 4%								
Fase R	0,014	0,011	0,029	0,070	0,063	40,088	0,159	0,102
Fase S	0,014	0,010	0,029	0,063	0,087	37,938	0,151	0,141
Fase T	0,017	0,012	0,028	0,074	0,110	41,094	0,192	0,147
Motor com curto-circuito 8%								
Fase R	0,015	0,011	0,029	0,066	0,035	44,313	0,105	0,187
Fase S	0,014	0,010	0,026	0,057	0,056	38,197	0,101	0,158
Fase T	0,014	0,010	0,027	0,070	0,122	38,209	0,206	0,068
Motor com curto-circuito 16%								
Fase R	0,019	0,015	0,027	0,071	0,121	49,805	0,211	0,168
Fase S	0,018	0,011	0,029	0,067	0,122	37,863	0,208	0,077
Fase T	0,016	0,010	0,030	0,073	0,132	39,969	0,233	0,100
Motor com curto-circuito 32%								
Fase R	0,013	0,012	0,013	0,031	0,100	87,541	0,203	0,373
Fase S	0,011	0,010	0,015	0,026	0,047	35,771	0,129	0,134
Fase T	0,012	0,011	0,018	0,066	0,102	66,201	0,172	0,265

Novamente pode-se visualizar que em um motor em boas condições a energia de cada detalhe é semelhante para cada uma das três fases e para os motores com 16% e 32% de espiras curto-circuitadas, a partir do Detalhe de Nível 4 (D4), os valores de energia de cada fase começam a se diferenciar. No Detalhe de Nível 6 (D6), é novamente bastante visível a diferença de energia entre as fases para motores com curto-circuito, principalmente para o caso com 32% de curto-circuito.

Realizando-se a soma das energias das três fases, chega-se aos dados da Tabela 11 e da Tabela 12.

Tabela 11. Somas das Energias nas fases RST (Ensaio 1) - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes								Energia Total
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	
Motor em boas condições									
RST	0,053	0,040	0,105	0,229	0,318	117,369	0,619	0,221	118,954
Motor com curto-circuito 1%									
RST	0,047	0,035	0,097	0,235	0,243	115,011	0,507	0,322	116,497
Motor com curto-circuito 2%									
RST	0,040	0,032	0,080	0,195	0,265	119,002	0,515	0,314	120,443
Motor com curto-circuito 4%									
RST	0,047	0,035	0,091	0,216	0,403	118,071	0,748	0,161	119,772
Motor com curto-circuito 8%									
RST	0,043	0,032	0,084	0,195	0,223	120,431	0,535	0,347	121,891
Motor com curto-circuito 16%									
RST	0,044	0,032	0,086	0,215	0,312	127,570	0,661	0,286	129,205
Motor com curto-circuito 32%									
RST	0,035	0,031	0,052	0,164	0,545	189,660	1,109	0,269	191,864

Tabela 12. Somas das Energias nas fases RST (Ensaio 2) - sem acoplamento

	Níveis dos Detalhes								Energia Total
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8	
Motor em boas condições									
RST	0,051	0,037	0,097	0,224	0,304	116,912	0,605	0,233	118,463
Motor com curto-circuito 1%									
RST	0,050	0,039	0,097	0,223	0,164	116,881	0,390	0,362	118,207
Motor com curto-circuito 2%									
RST	0,044	0,034	0,086	0,203	0,353	118,337	0,656	0,225	119,938
Motor com curto-circuito 4%									
RST	0,045	0,033	0,087	0,207	0,260	119,120	0,503	0,390	120,645
Motor com curto-circuito 8%									
RST	0,043	0,032	0,082	0,193	0,213	120,719	0,411	0,412	122,105
Motor com curto-circuito 16%									
RST	0,054	0,037	0,086	0,211	0,375	127,638	0,653	0,344	129,398
Motor com curto-circuito 32%									
RST	0,035	0,033	0,047	0,124	0,249	189,514	0,503	0,772	191,277

Pode-se observar que os resultados utilizando-se a wavelet-mãe db44 são bastante semelhantes aos obtidos com a db10. Pode-se observar a tendência à assimetria entre as energias de cada fase em função do aumento de espiras curto-circuitadas, bem como um aumento da Energia Total para os casos em que há cur-

tos-circuitos de 16% e 32%. Esta variação da Energia Total é mostrada na Figura 26 e na Figura 27.

Figura 26. Energia Total em função do aumento de espiras curto-circuitadas (Ensaio 1)

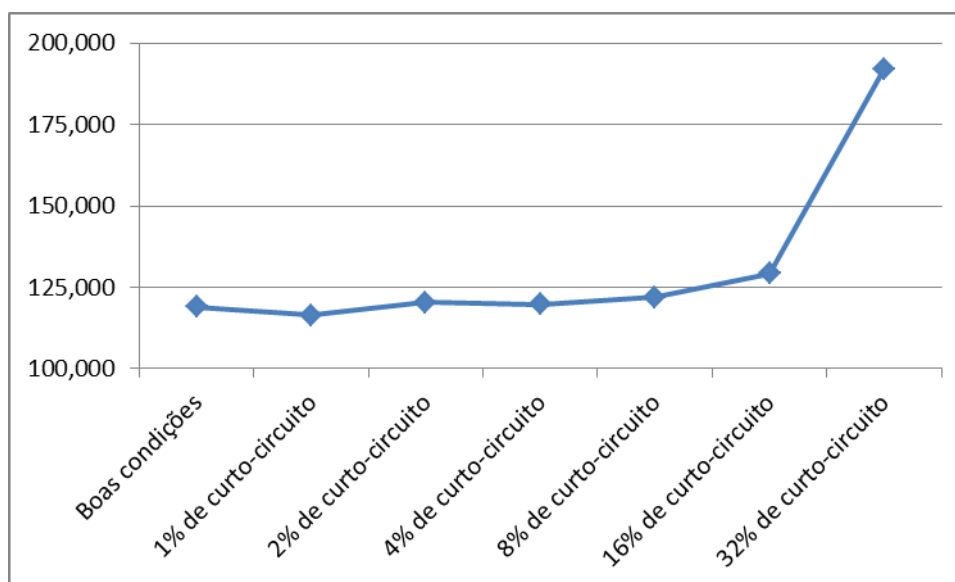
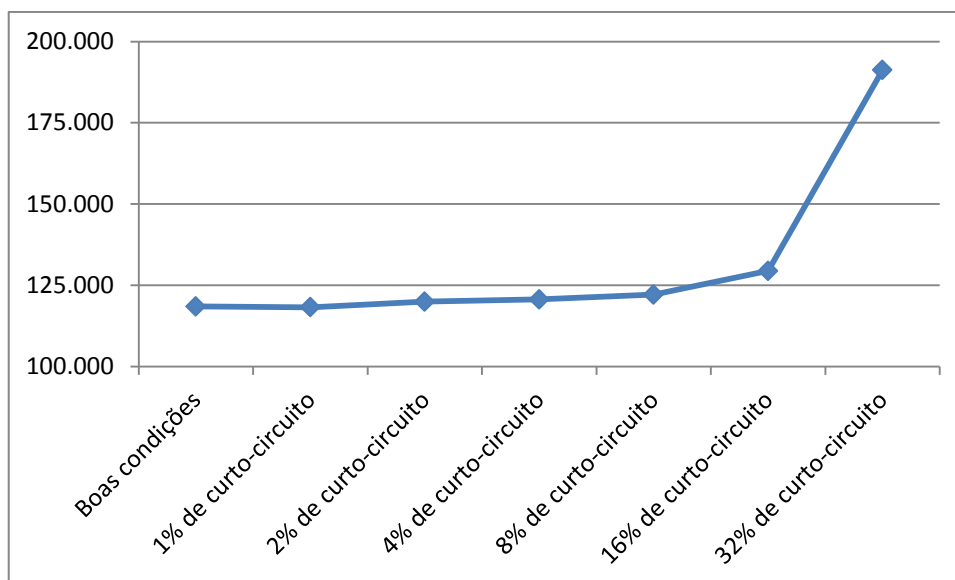


Figura 27. Energia Total em função do aumento de espiras curto-circuitadas (Ensaio 2)



No caso da Energia Total do ensaio 1, apresentado na Figura 26, pode-se novamente observar oscilações em seus valores para casos inferiores a 8% de curto-circuito. Contudo, fica bastante evidente seu aumento para 16% e 32% de curto-circuito.

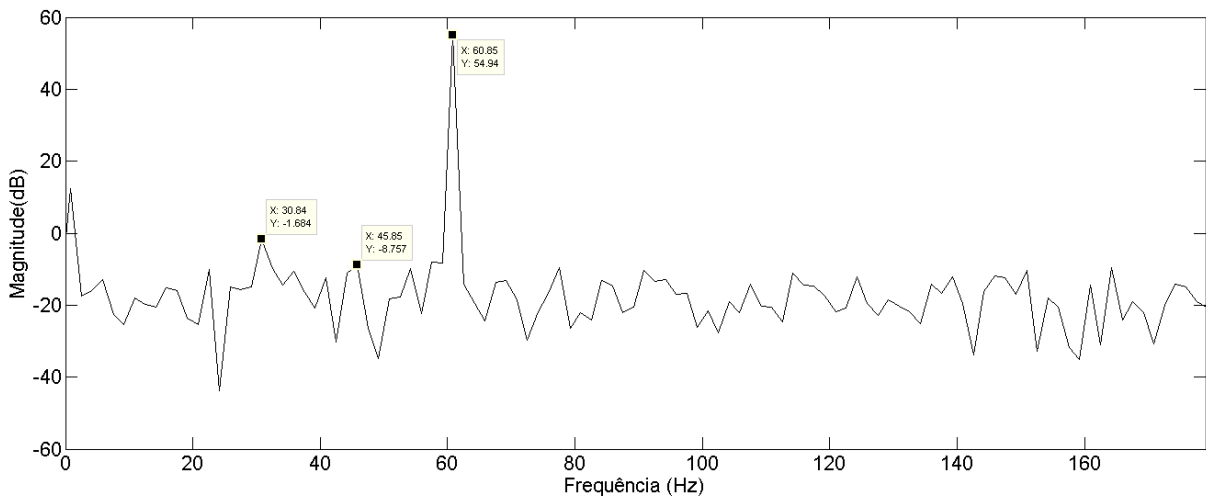
Para o ensaio 2, apresentado na Figura 27, pode-se observar uma tendência de crescimento, mesmo que pequena para valores de até 8% de curto-circuito e aumentos significativos para os casos de 16% e 32% de curto-circuito.

5.1.2 Análise utilizando FFT

As FFT para os casos de curto-circuito são apresentadas nos gráficos da Figura 28 à Figura 34. A baixa resolução em frequência, que pode ser calculada pela Equação (18) (BOUZIDA, et al., 2011), poderia ser melhorada adotando-se um tempo de amostragem maior e por consequência uma quantidade maior de pontos.

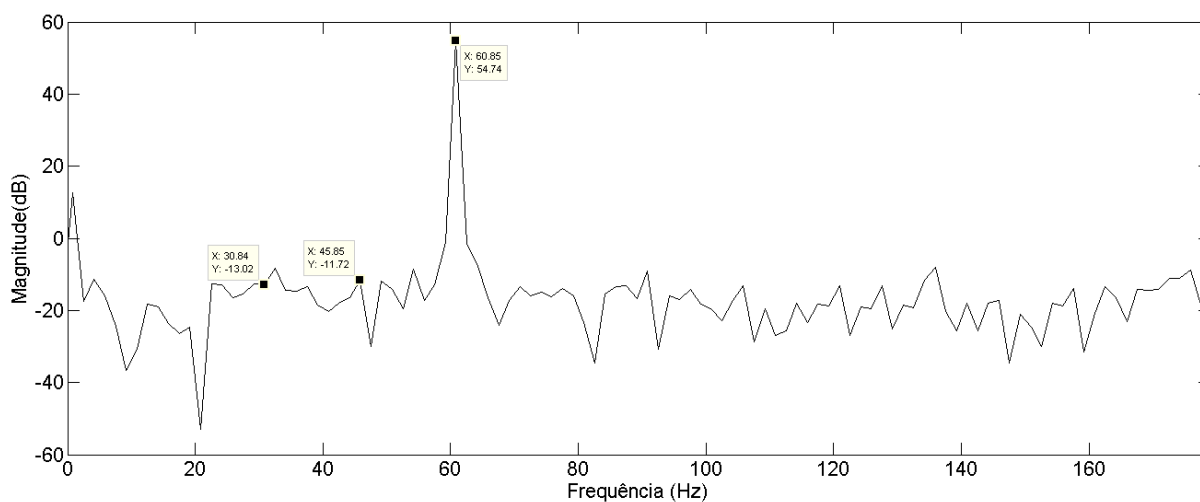
$$R = \frac{f_{amostragem}}{n^{\circ} \text{ de pontos}} \quad (18)$$

Figura 28. FFT - Motor em bom estado



Comparando-se a Figura 28 e a Figura 29 pode-se observar que a frequência fundamental permanece praticamente constante, enquanto que as frequências que caracterizam a presença de curto-circuito entre as espiras não correspondem exatamente ao que se esperava, visto que os componentes de curto circuito (F_{cc1} e F_{cc2}), neste caso aproximadamente 45Hz e 30Hz, é superior no motor em bom estado.

Figura 29. FFT - Curto-circuito de 1%



A partir da Figura 30, pode-se observar que os componentes que representam curto-circuito sofreram um aumento de aproximadamente 6dB para F_{cc1} e 10dB para F_{cc2} em relação ao caso em que há curto-circuito de 1% (Figura 29). Analisando-se visualmente, os componentes da Figura 30 se destacam em relação às frequências em sua vizinhança. Contudo, ainda se encontra abaixo da maior magnitude encontrada para o caso do motor em boas condições (F_{cc2}) apresentado na Figura 28.

Figura 30. FFT - Curto-Circuito de 2%

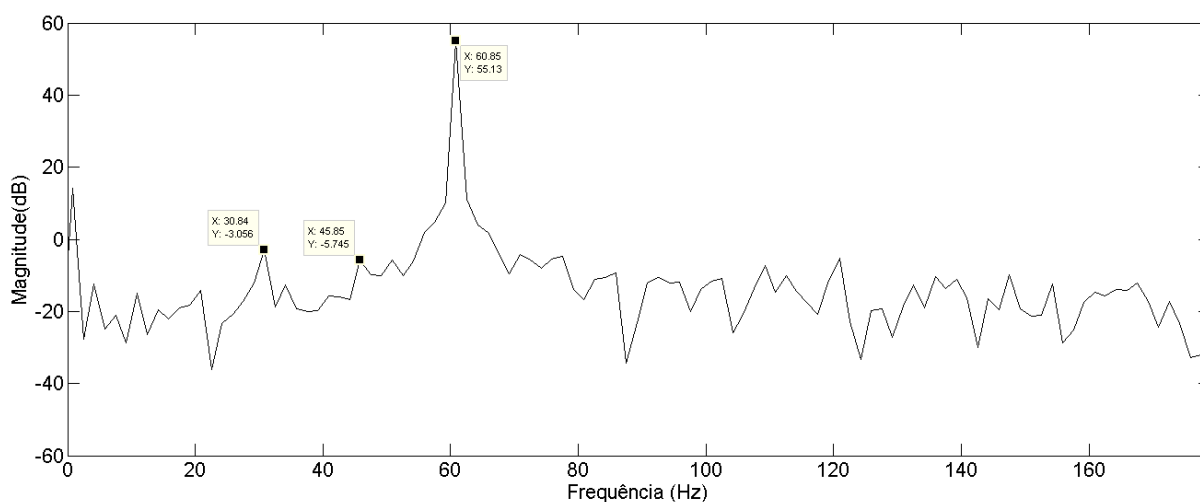
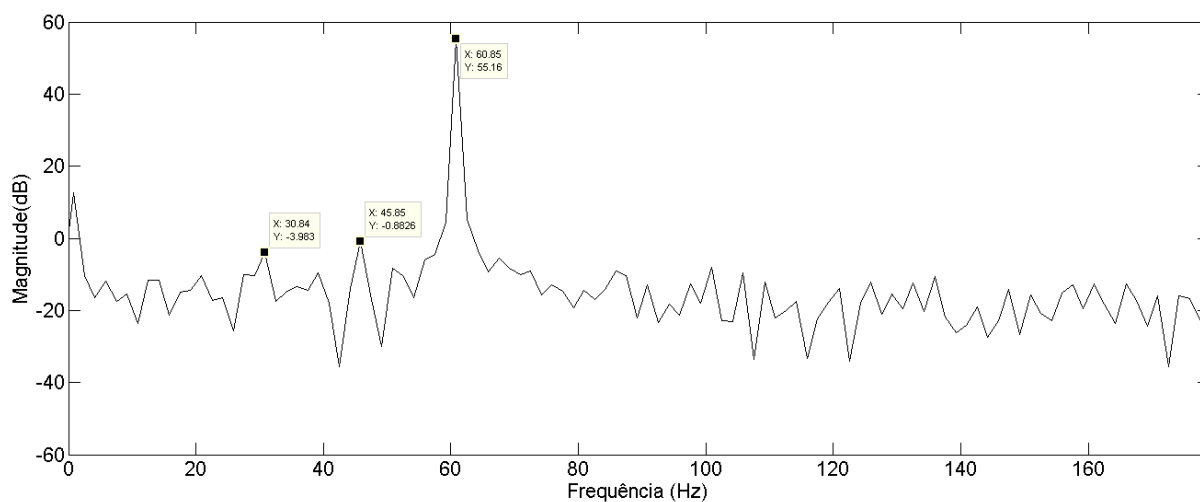


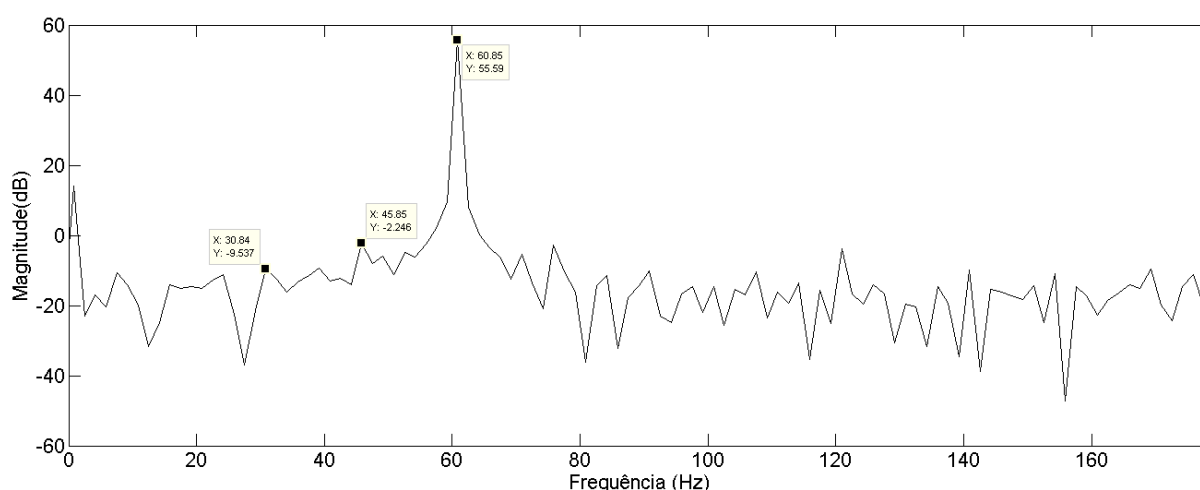
Figura 31. FFT - Curto-Circuito de 4%



Para o caso em que há 4% de curto-circuito, apresentado na Figura 31, visualmente pode-se observar algum destaque das componentes de curto-circuito, principalmente para a primeira componente de curto-circuito $-F_{cc1}$, que apresenta a maior magnitude dentre os casos até aqui analisados. Contudo, ainda não se pode fazer alguma afirmação definitiva a respeito da identificação de falhas.

Para o caso de 8% de curto-circuito, as componentes referentes ao curto-circuito apresentam ligeiro destaque, contudo novamente apresentam magnitudes inferiores às componentes do motor em bom estado.

Figura 32. FFT - Curto-Circuito de 8%



Para os casos de 16% e 32%, pode-se observar que as componentes de curto-circuito começam a se destacar das demais componentes. Para o caso do curto-circuito de 16%, a magnitude da componente $-F_{cc1}$ ultrapassa os 4dB e para 32%

ultrapassa 11,6dB. Para o caso de 32% de curto-circuito, observa-se ainda um aumento de aproximadamente 3dB na frequência fundamental.

Figura 33. FFT - Curto-Circuito de 16%

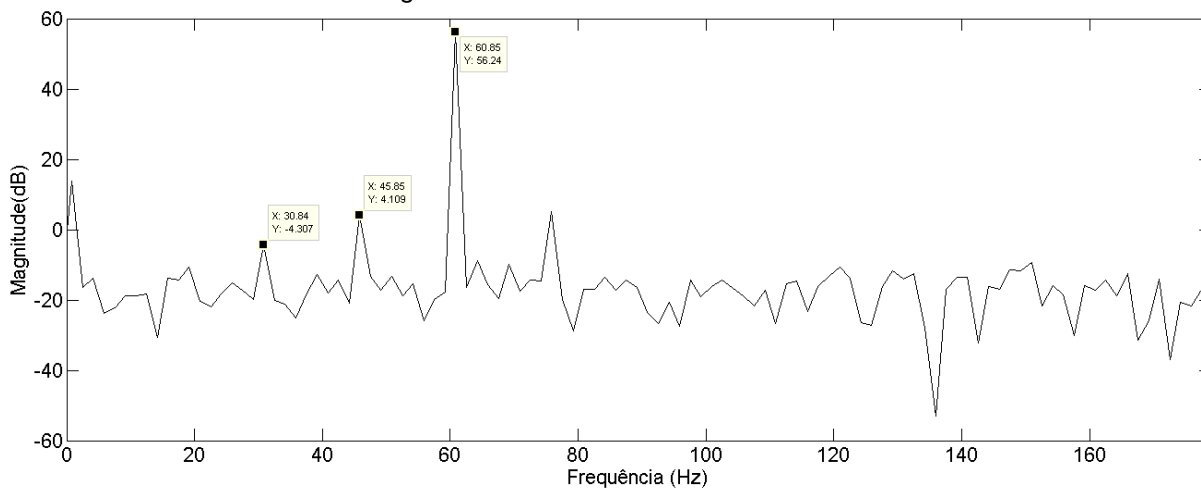
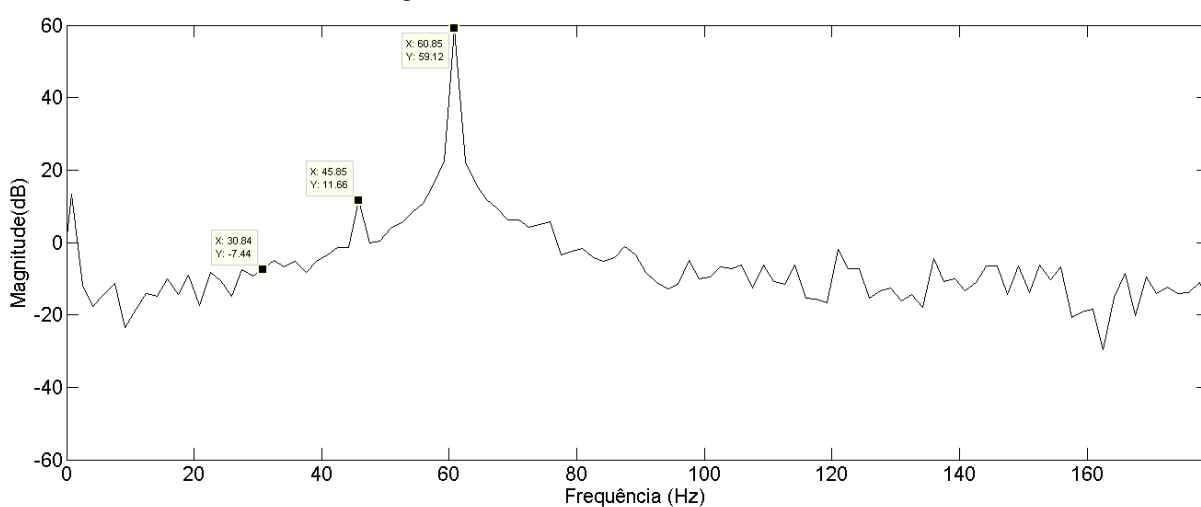


Figura 34. FFT - Curto-Circuito de 32%



Sendo assim, para o caso estudado, a análise utilizando FFT permitiu identificar claramente a presença de curtos-circuitos para os casos de 16% e 32%. No entanto, assim como na análise utilizando o método de Wavelets, onde se calculou a energia dos coeficientes dos detalhes, os resultados obtidos para curtos-circuitos de 1%, 2%, 4% e 8% não permitiram observar modificações significativas que pudessem diferenciá-los, com precisão, de um motor em bom estado.

5.1.3 Análise utilizando DSP – Método de Welch

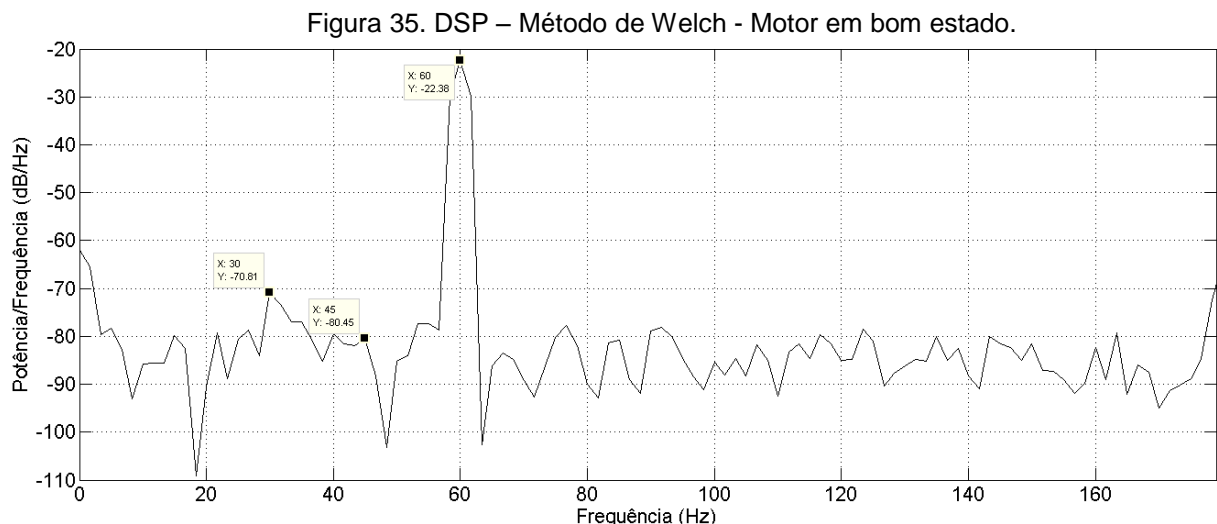
O método de Welch é um método não paramétrico, onde os dados são divididos em diversos segmentos e um periodograma é obtido a partir a média do periodograma individual de cada segmento. Os segmentos podem sobrepor-se e antes do PSD ser obtido aplica-se uma janela. O periodograma para cada um dos K segmentos de comprimento L é dado pela Equação (19) (PEREIRA, et al., 2006):

$$P_M^i(f) = \frac{1}{L} \left| \sum_{n=0}^{L-1} w[n].x[n].e^{-j2\pi fn} \right|^2 \quad (19)$$

Onde $P_M(f)$ é o periodograma dos dados modificado, pois as amostras $x[n]$ são alteradas pela janela $w[n]$. Assim, a PSD calculada a partir do Método de Welch é dada pela Equação (20):

$$P_W(f) = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_M^i(f) \quad (20)$$

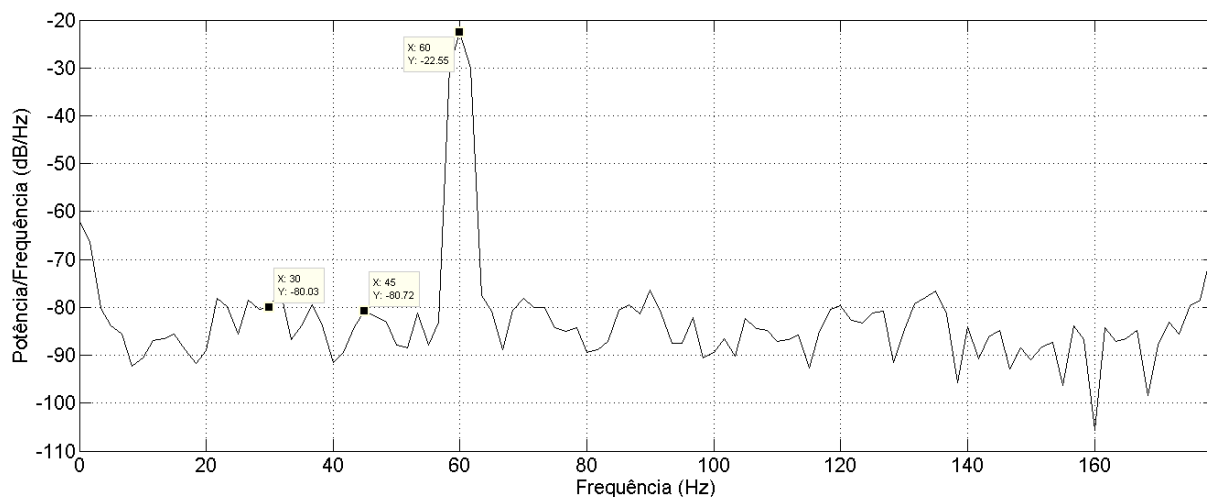
Aplicando-se o método de Welch para os mesmos dados analisados em 5.1.1 e 5.1.2 obtêm-se os gráficos da Figura 35 à Figura 41.



Comparando-se os gráficos da Figura 35 e da Figura 36 pode-se observar que a frequência fundamental permanece praticamente constante, enquanto que as frequências que caracterizam a presença de curto-circuito entre as espiras não correspondem exatamente ao que se esperava, visto que a primeira componente

($-F_{cc1}$) possuem praticamente o mesmo valor e a segunda componente do curto circuito ($-F_{cc2}$), neste caso igual a 30Hz, é superior no motor em bom estado.

Figura 36. DSP – Método de Welch – 1% de curto-circuito



Para o caso de 2% de curto-circuito (Figura 37), pode-se observar um aumento da componente $-F_{cc1}$ em relação aos casos de bom estado e 1% de curto-circuito. A frequência fundamental permanece novamente praticamente constante.

Figura 37. DSP – Método de Welch – 2% de curto-circuito.

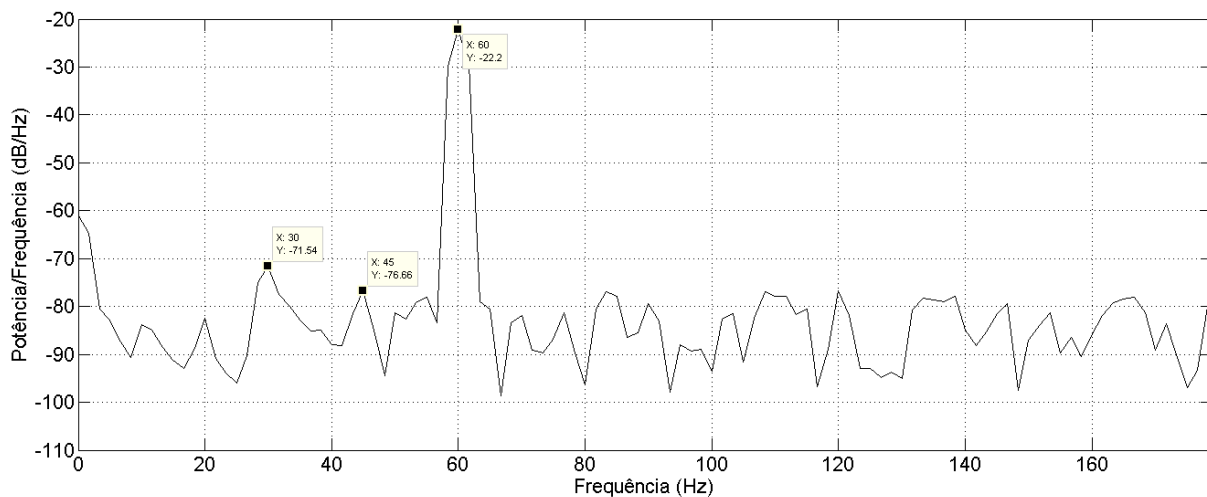
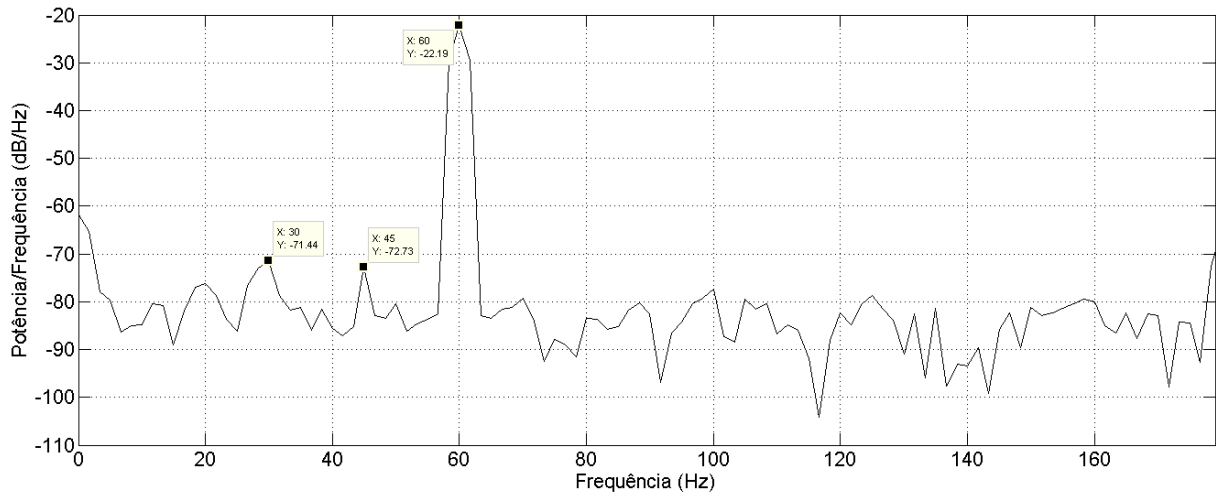
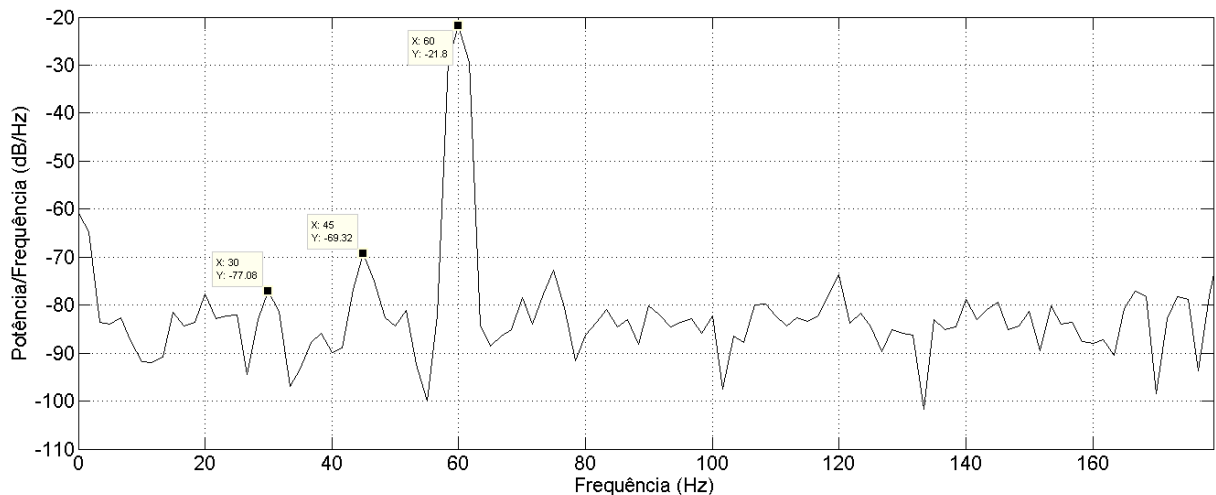


Figura 38. DSP – Método de Welch – 4% de curto-circuito.



Observando-se os gráficos para os casos de 4% e 8% de curto-circuito, Figura 38 e Figura 39 respectivamente, pode-se novamente visualizar o crescimento da componente $-F_{cc1}$ em função do aumento do número de espiras curto-circuitadas. Em relação à frequência fundamental, esta sofre ligeiras variações, contudo estas variações são pequenas se comparadas ao aumento da $-F_{cc1}$.

Figura 39. DSP – Método de Welch – 8% de curto-circuito.



Para os casos de 16% e 32% de curto-circuito, Figura 40 e Figura 41 respectivamente, pode-se novamente observar a tendência de aumento da componente $-F_{cc1}$ em função do aumento do número de espiras curto-circuitadas. Para o caso de 16%, a componente fundamental sobre ligeiro aumento se comparado aos casos com até 8% de curto-circuito. Tal aumento é ainda mais expressivo para o caso de

32% de curto-circuito, chegando à aproximadamente 3 dB se comparado aos outros casos.

Figura 40. DSP – Método de Welch – 16% de curto-circuito.

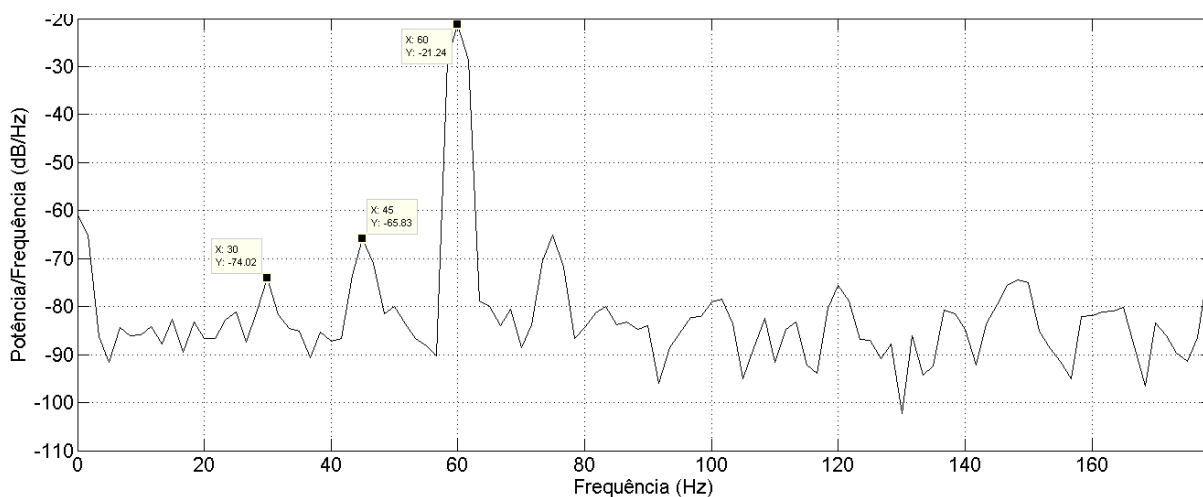
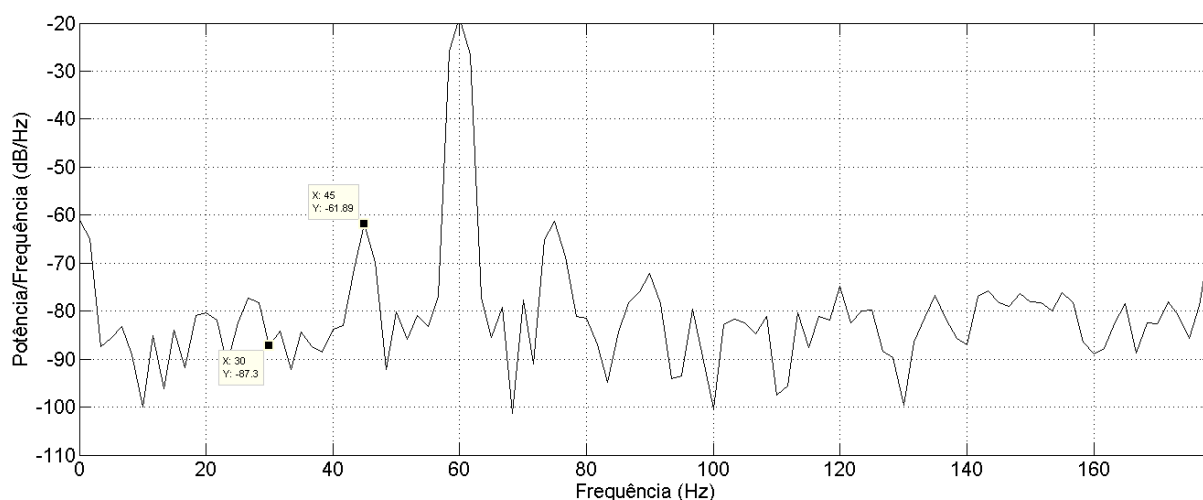


Figura 41. DSP – Método de Welch – 32% de curto-circuito.



Na Tabela 13 apresenta-se um resumo dos gráficos da Figura 35 à Figura 41, onde pode-se observar esta tendência de aumento da magnitude de $-F_{cc1}$ em função do número de espiras curto-circuitadas. Desta forma, o método de Welch mostrou-se a técnica que apresentou melhores resultados para a identificação de curtos-circuitos entre espiras do estator, visto que foi capaz de identificar curtos-circuitos a partir de 2%. Na análise utilizando wavelets e FFT, para os ensaios realizados, os resultados são positivos a partir de 16%.

Tabela 13. $-F_{cc1}$ em função do curto-circuito dos enrolamentos – Método de Welch

Estado	Magnitude de $-F_{cc1}$ (dB)	Magnitude da Freq. Fundamental (dB)
Normal	-80,5	-22,4
1% de cc	-80,7	-22,6
2% de cc	-76,7	-22,2
4% de cc	-72,7	-22,2
8% de cc	-69,3	-21,8
16% de cc	-65,8	-21,2
32% de cc	-61,9	-18,7

5.2 Análise com Rotor com Barras Quebradas

Para o caso com barras quebradas foram realizados testes realizando-se furros no rotor, a fim de simular a quebra de barras. Inicialmente foram realizados testes com o motor em bom estado e após com 1, 3, 6, 12, 18 barras danificadas.

Na Tabela 14, são apresentadas as características do motor utilizado nas medições.

Tabela 14. Dados Motor 2.

Motor EBERLE Trifásico A	
Potência (CV)	1/3 cv
Tensão Nominal (V)	220
Corrente Nominal (A)	1,68
No de Polos	8
Rotação (RPM)	866
Ligação	Delta

Tabela 15. Dados de Aquisição

Placa de Aquisição	PCI DAS 1200
Freq. de Amostragem (kHz)	1
Tempo de Simulação (s)	5
No. De Pontos	5000
Ligação do Motor	Delta

Na Tabela 16, as componentes frequências referentes a falhas de excentricidade e barras quebradas do rotor podem ser observadas. Estes valores, em Hz, são calculados a partir da Equação (4) para o caso de barras quebradas e a partir da Equação (3) para excentricidade. Utiliza-se a Equação (3), pois a localização das

componentes de excentricidade coincide com a localização das componentes de curto-circuito.

Tabela 16. Dados dos ensaios e localizações das componentes frequenciais.

Estado	rpm	rps	s	$-F_{e1}$	$-F_{e2}$	$-F_{e3}$	$-F_{bq1}$	$-F_{bq2}$	$-F_{bq3}$	$-F_{bq4}$	$-F_{bq5}$
Normal	840	14,00	0,0667	46,0	32,0	18,0	51,996	43,992	35,988	27,984	19,98
1 Barra	847	14,12	0,0589	45,9	31,8	17,7	52,932	45,864	38,796	31,728	24,66
3 Barras	850	14,17	0,0556	45,8	31,7	17,5	53,328	46,656	39,984	33,312	26,64
6 Barras	842	14,03	0,0644	46,0	31,9	17,9	52,272	44,544	36,816	29,088	21,36
12 Barras	830	13,83	0,0778	46,2	32,3	18,5	50,664	41,328	31,992	22,656	13,32
18 Barras	826	13,77	0,0822	46,2	32,5	18,7	50,136	40,272	30,408	20,544	10,68

Onde s é o escorregamento, $-F_{ek}$ representa a localização das frequências de excentricidade e $-F_{bqk}$ representa a localização das componentes frequenciais referentes a barras quebradas.

5.2.1 Análise utilizando Wavelet

A partir da Equação (15), pode-se calcular o número de níveis de detalhes wavelet a serem analisados. Este cálculo pode ser visualizado na Equação (21):

$$n_{Ls} = \text{int} \left(\frac{\log(1000/60)}{\log(2)} \right) + 2 = 6 \quad (21)$$

A Tabela 17 apresenta as bandas de frequência de cada nível de detalhe da análise Wavelet para a frequência de amostragem utilizada (1kHz).

Tabela 17. Faixas de frequência de cada nível de detalhe

Detalhes	Frequência das Bandas (Hz)
Nível 1	500 - 250
Nível 2	250 - 125
Nível 3	125 - 62,5
Nível 4	62,5 - 31,25
Nível 5	31,25 - 15,625
Nível 6	15,625 - 7,8125

Novamente, optou-se pela utilização da wavelet-mãe “db10”. Na Figura 42 podem-se observar os coeficientes dos detalhes, o sinal (corrente amostrada) e os níveis de detalhes D4 a D6 para o caso do motor em bom estado e com carga má-

xima. Os resultados para motor em bom estado e para 1, 3, 6, 12 e 18 barras danificadas podem ser respectivamente observados na Figura 42 à Figura 47

Para o motor em bom estado, apresentado na Figura 42, pode-se visualizar que os coeficientes com maiores amplitudes concentram-se nos detalhes D3 e D4. Como a frequência fundamental encontra-se em D4, a magnitude correspondente a D3 provem de alguma outra falha, tal como excentricidade.

Figura 42. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um motor em bom estado.

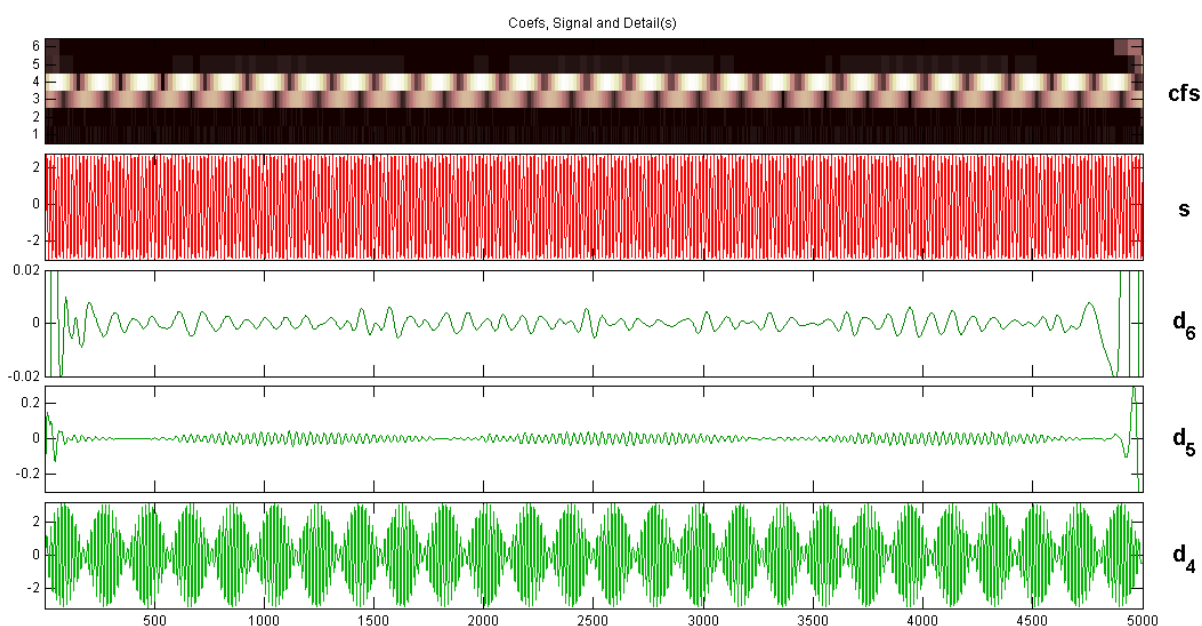
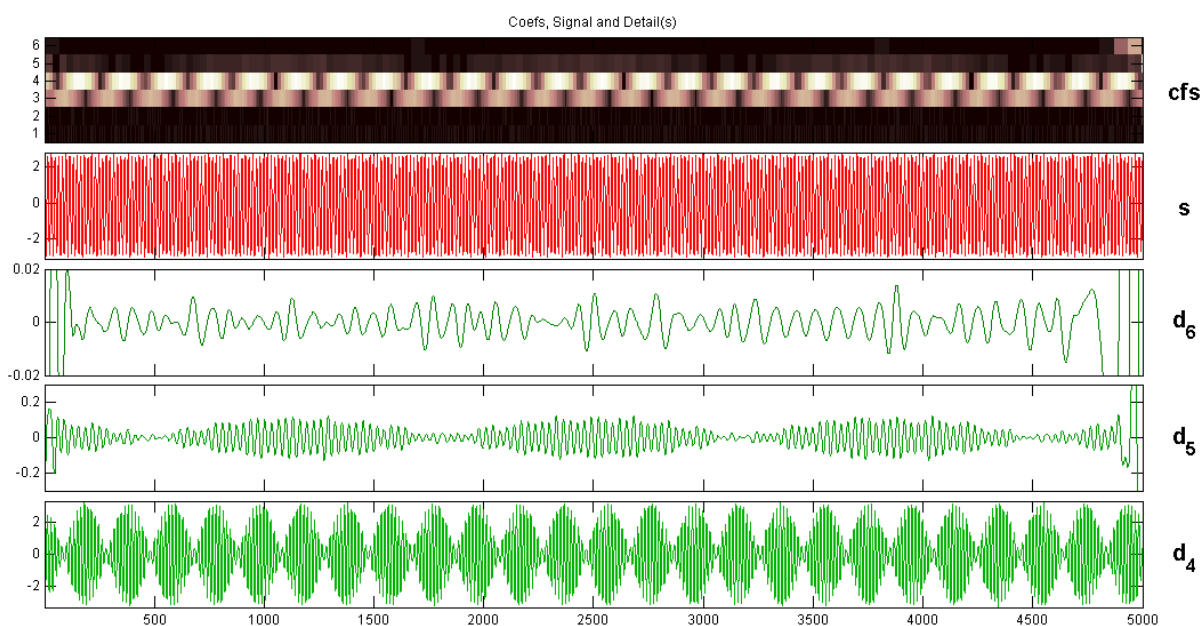
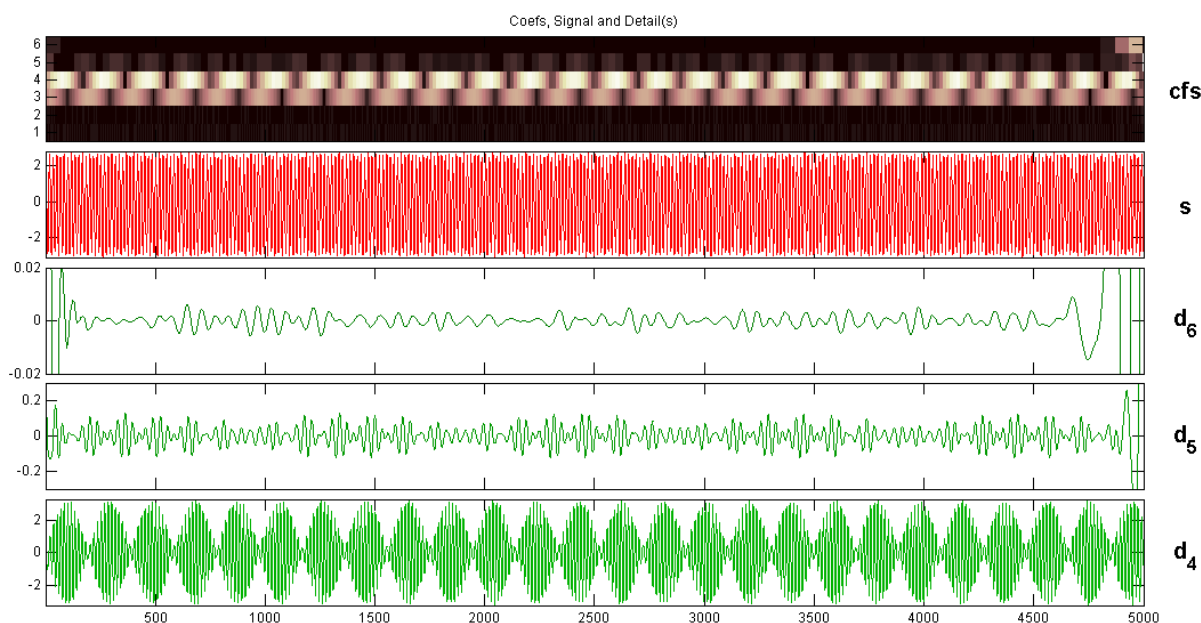


Figura 43. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um rotor com 1 barra quebrada.



Comparando-se os Detalhes D5 do motor normal e do motor com 1 barra danificada (Figura 43), pode-se notar um aumento da amplitude do sinal. Este aumento pode ser observado tanto diretamente na amplitude de D5, como no gráfico dos coeficientes (cfs), onde pode-se perceber que a faixa correspondente a D5 fica mais clara, o que indica aumento de sua magnitude.

Figura 44. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um rotor com 3 barras quebradas.



Para o caso com 3 barras danificadas, apresentado na Figura 44, pode-se observar uma evolução do que foi observado para 1 barra quebrada. A amplitude de D5 é ainda maior, mesmo que ligeiramente, podendo ser visualizada novamente no gráfico de D5 e no gráfico dos coeficientes dos detalhes.

Para o ensaio com 6 barras quebradas (Figura 45), pode-se observar novamente um aumento em D5. Seguindo a lógica de aumento do valor de D5 em função do aumento do número de barras quebradas.

Figura 45. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um rotor com 6 barras quebradas.

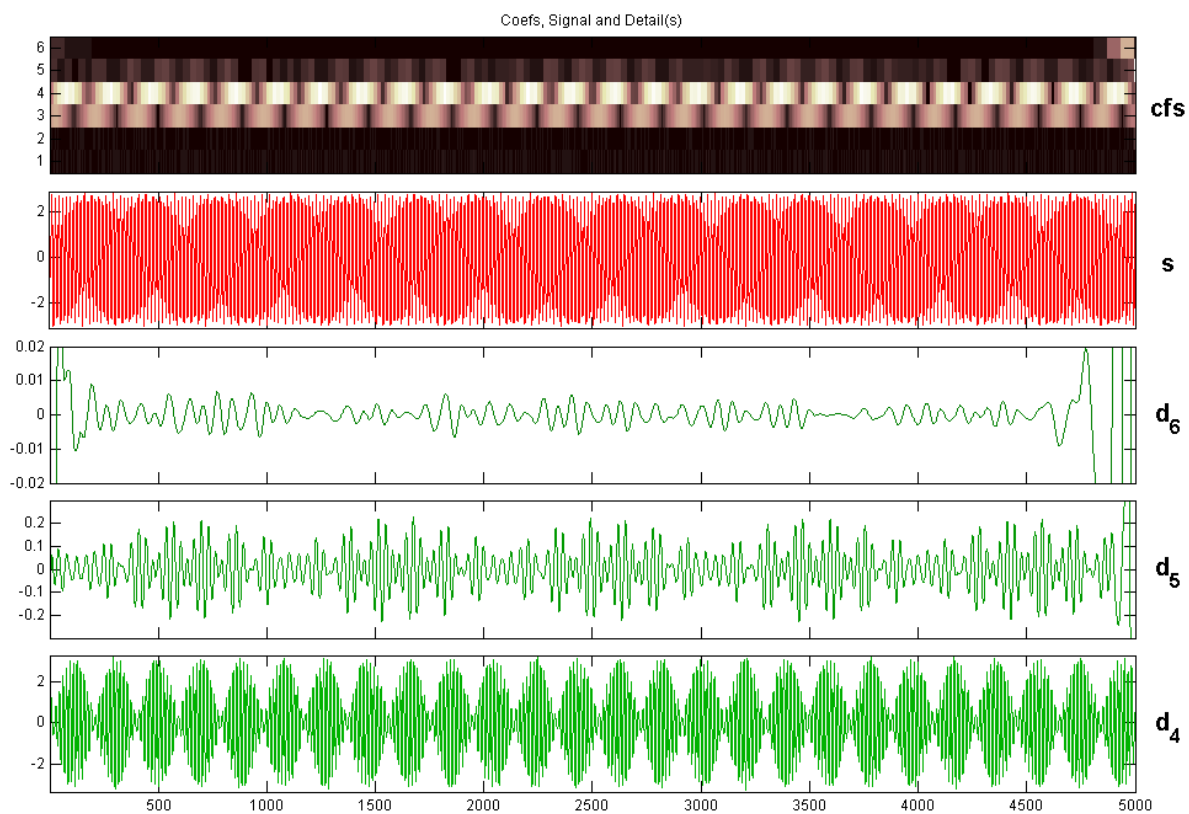
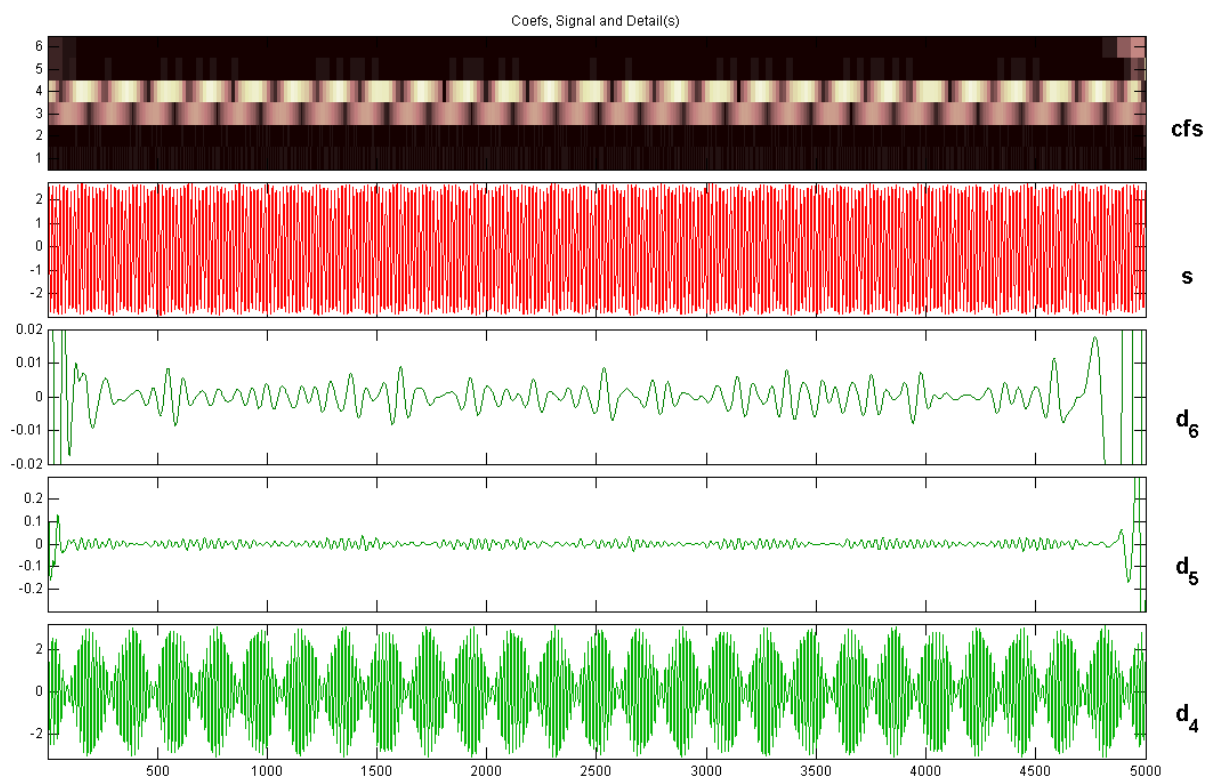
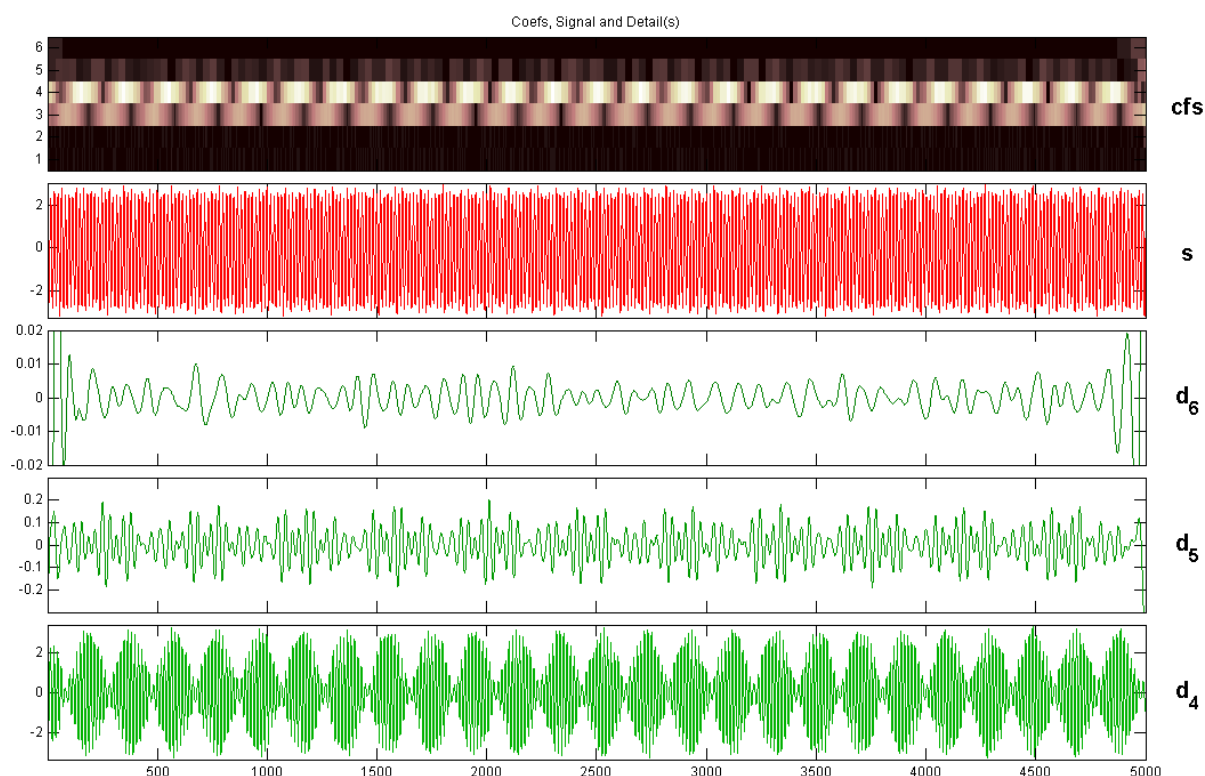


Figura 46. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um rotor com 12 barras quebradas.



Para os casos de 12 e 18 barras quebradas, apresentados respectivamente na Figura 46 e na Figura 47, pode-se observar que o formato do sinal D5 e sua magnitude também diferem do D5 do motor em bom estado. Contudo a lógica de aumento de magnitude de D5 em função do crescimento do número de barras danificadas deixa de ser verdade.

Figura 47. Coef. dos Detalhes, sinal e Detalhes (D4 a D6) para um rotor com 18 barras quebradas.



Realizando-se o cálculo dos autovalores de energia, a partir da Equação (16), para os detalhes de cada um dos casos acima citados, levando-se em conta as três fases do motor, pode-se chegar aos resultados que são apresentados na Tabela 18. Os valores foram primeiramente normalizados e em seguida multiplicados por 1000, visando facilitar a análise.

Tabela 18. Autovalores de Energia das fases RST – valores normalizados para 1000

	Níveis dos Detalhes					
Carga	D1	D2	D3	D4	D5	D6
	Motor em boas condições					
0	1,23	0,32	386,69	607,44	3,58	0,74
50%	1,06	0,25	387,03	610,33	1,02	0,32
100%	0,65	0,18	387,16	610,40	1,09	0,52
	1 barra quebrada					
0	1,25	0,58	388,28	604,47	4,30	1,12
50%	1,15	0,35	388,11	606,78	2,98	0,62
100%	0,78	0,20	389,80	606,58	1,96	0,68
	3 barras quebradas					
0	1,77	0,38	383,77	611,15	2,01	0,92
50%	1,60	0,35	385,44	609,15	2,45	1,00
100%	0,99	0,29	383,95	611,72	2,23	0,82
	6 barras quebradas					
0	1,79	0,43	382,78	610,76	3,37	0,87
50%	1,45	0,35	381,88	612,36	3,33	0,63
100%	1,05	0,26	385,32	609,14	3,43	0,79
	12 barras quebradas					
0	1,89	0,34	386,06	609,19	1,75	0,78
50%	1,38	0,28	386,68	609,06	1,78	0,82
100%	0,96	0,23	387,69	609,18	1,30	0,64
	18 barras quebradas					
0	1,09	0,35	385,16	611,33	1,79	0,28
50%	0,93	0,31	381,49	613,26	3,33	0,69
100%	0,64	0,27	383,01	612,78	2,64	0,65

Analisando-se o nível D5 para rotores com até 6 barras quebradas, pode-se observar uma tendência de aumento dos valores de energia em função do número de barras quebradas. Contudo, não se pode chegar a nenhuma conclusão quando o motor opera a vazio.

Esta dificuldade é dada em função da componente frequencial referente à quebra de barras estar muito próxima da componente fundamental, visto que a velocidade de rotação do motor a vazio é muito próxima à velocidade síncrona, o que influencia diretamente na localização desta componente frequencial.

Quando o motor opera com 50% de carga, a energia no nível D5 oscila em função do número de barras quebradas. Pode-se notar que a energia do nível aumenta quando há barras quebradas, contudo não se pode quantificar o número de barras quebradas.

No caso em que o motor opera com 100% da carga nominal, pode-se observar um aumento gradativo dos autovalores de energia no nível D5. Contudo, para os casos extremos de 12 e 18 barras há uma queda dos autovalores. Ainda assim, ainda é possível diagnosticar a presença de barras quebradas, contudo novamente não se pode realizar uma avaliação precisa do número de barras quebradas.

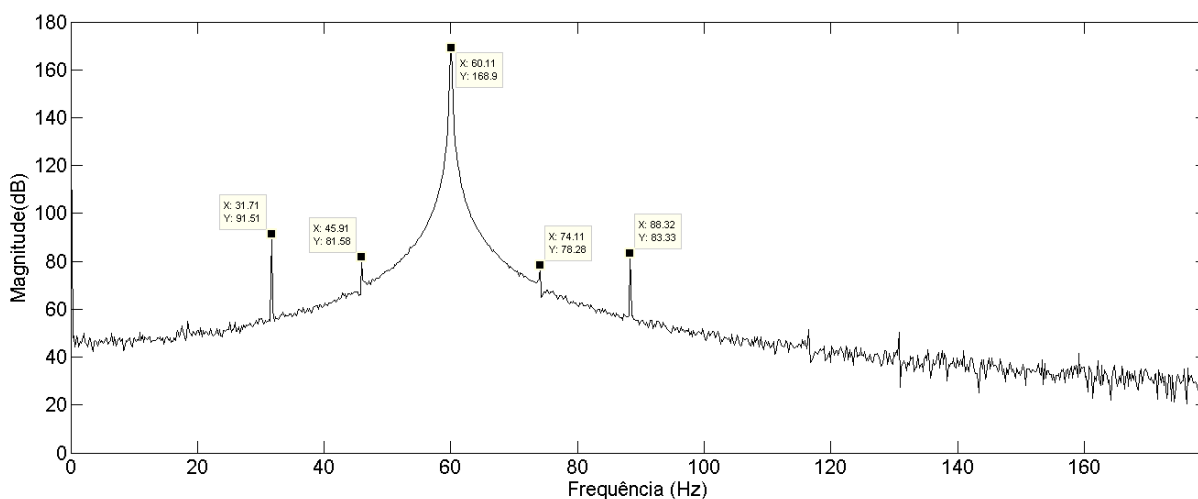
5.2.2 Análise utilizando FFT

A análise dos dados utilizando FFT já foi apresentada em (GAZZANA, 2004), onde se concluiu que para motores operando a vazio e a 50% da carga nominal, os resultados obtidos não permitem uma boa comparação. Desta forma, neste trabalho é apresentada apenas a análise para o caso em que o motor atua com 100% da carga nominal.

Os ensaios com motor em bom estado e após com 1, 3, 6, 12, 18 barras quebradas foram analisados através do uso da FFT e seus resultados podem ver visualizados na Figura 48 a Figura 53.

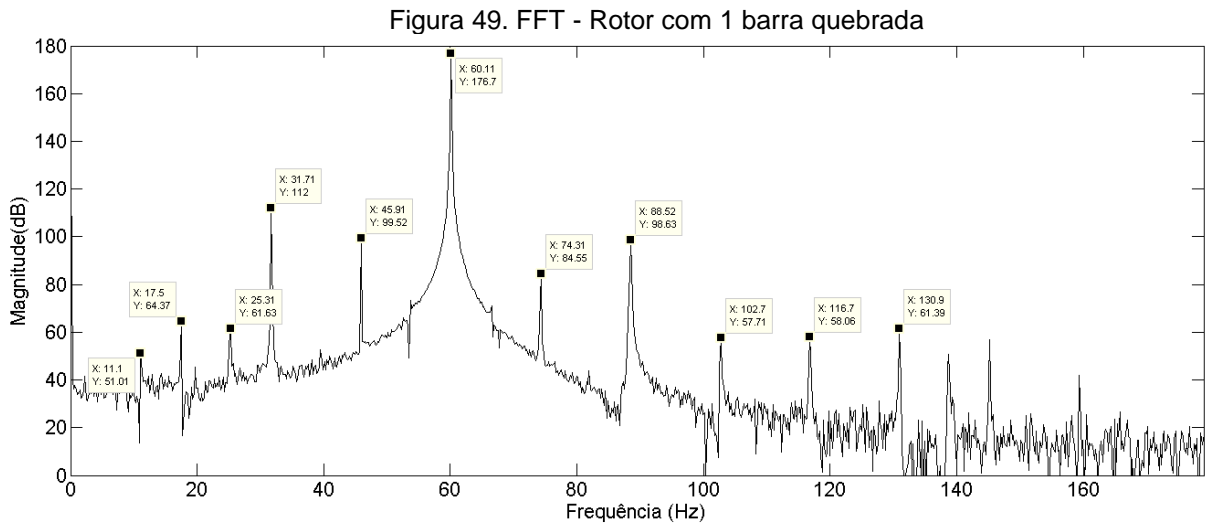
Para o caso do motor em bom estado (sem barras quebradas), apresentado na Figura 48 pode-se observar claramente componentes que caracterizam excentricidade (mostradas na Tabela 16), componentes estes que puderam ser detectados nos detalhes D3 na análise a partir da DWT. Contudo a partir da DWT não se obteve valores tão precisos de localização destas componentes e as ambas as falhas podem se encontrar na mesma faixa de frequência, o que muitas vezes prejudica uma análise mais aprofundada do real comportamento de um defeito em específico.

Figura 48. FFT - Motor em bom estado

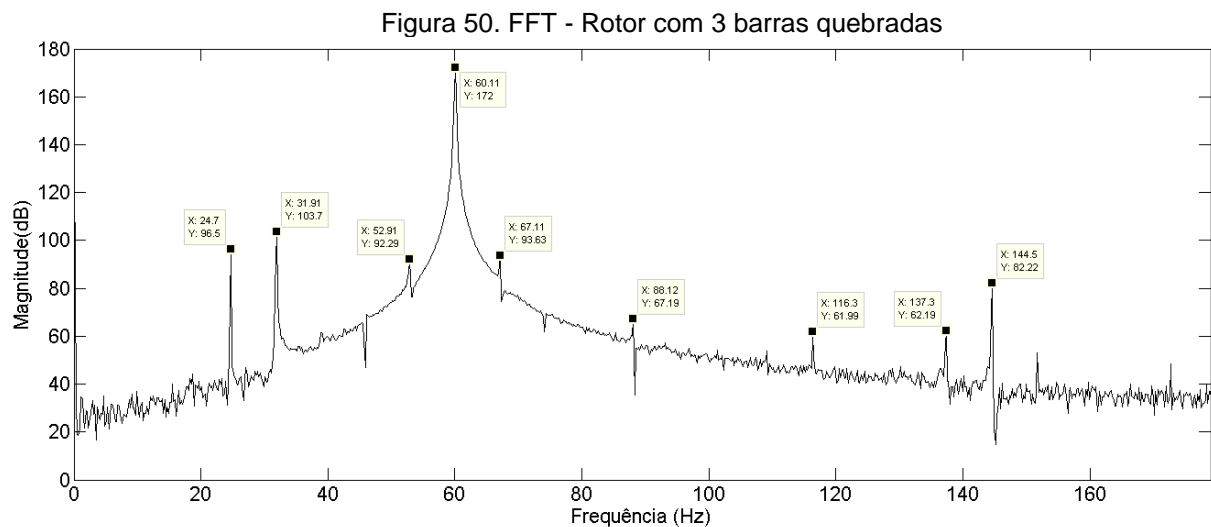


Analisando-se a Figura 49 pode-se observar um ligeiro aparecimento da componente $-F_{bq1}$, contudo não apresenta grande destaque, podendo ser muitas vezes confundida com ruído.

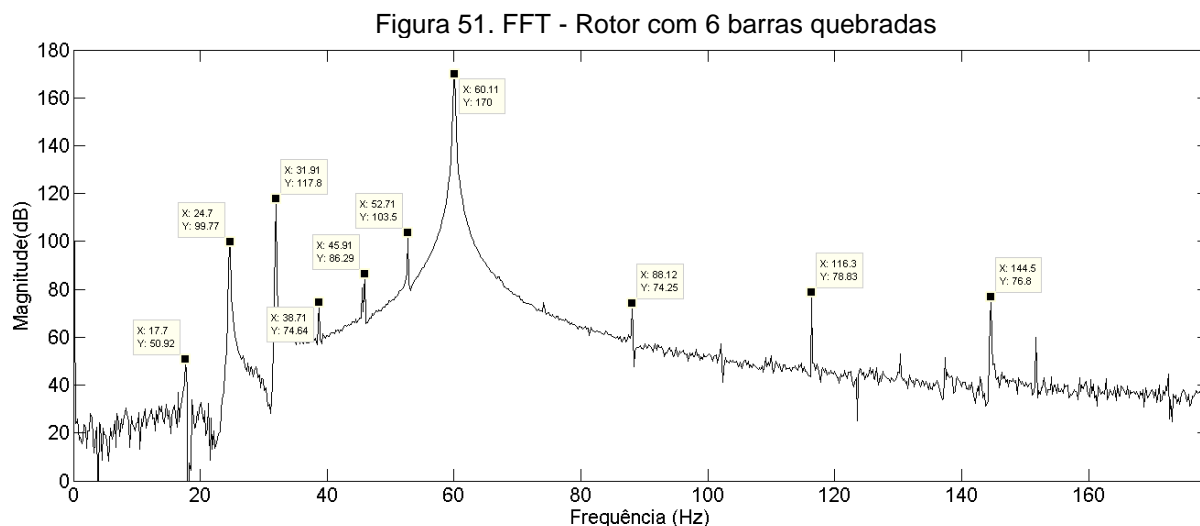
Por outro lado, aparecem componentes em frequências inferiores, tal como em aproximadamente 25Hz. Esta frequência corresponde a $-F_{bq4}$ e pode ser utilizada na detecção do rotor com barra quebrada.



Para o caso com 3 barras quebradas, Figura 51, pode-se observar que a componente $-F_{bq1}$, aproximadamente 53Hz, apresenta algum destaque em relação ao caso do rotor em bom estado e com 1 barra quebrada. A componente $-F_{bq5}$, aproximadamente 25Hz, também apresenta grande magnitude, o que facilita ainda mais a identificação.



Analisando a Figura 51, pode-se novamente observar que a componente $-F_{bq1}$ apresenta um aumento de magnitude, em relação aos casos com menos barras quebradas, assim como $-F_{bq5}$.



Para o caso com 12 barras quebradas (Figura 52) e 18 barras quebradas (Figura 53) pode-se novamente observar essa tendência de aumento da magnitude de $-F_{bq1}$ em função do aumento do número de barras quebradas. Contudo, a análise de $-F_{bq5}$ deixa de ser válida nestes casos.

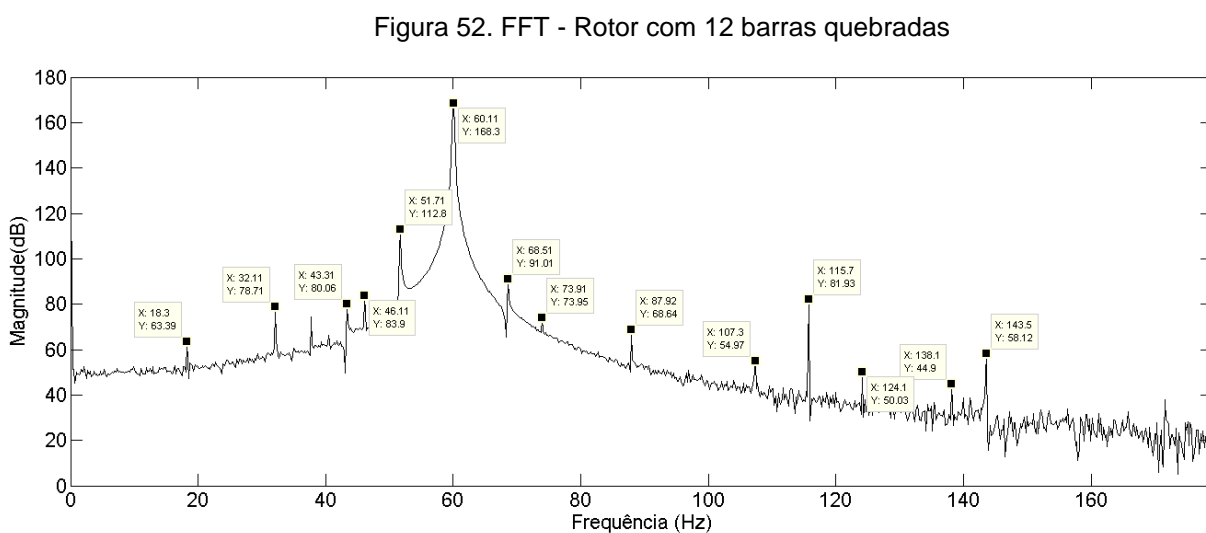
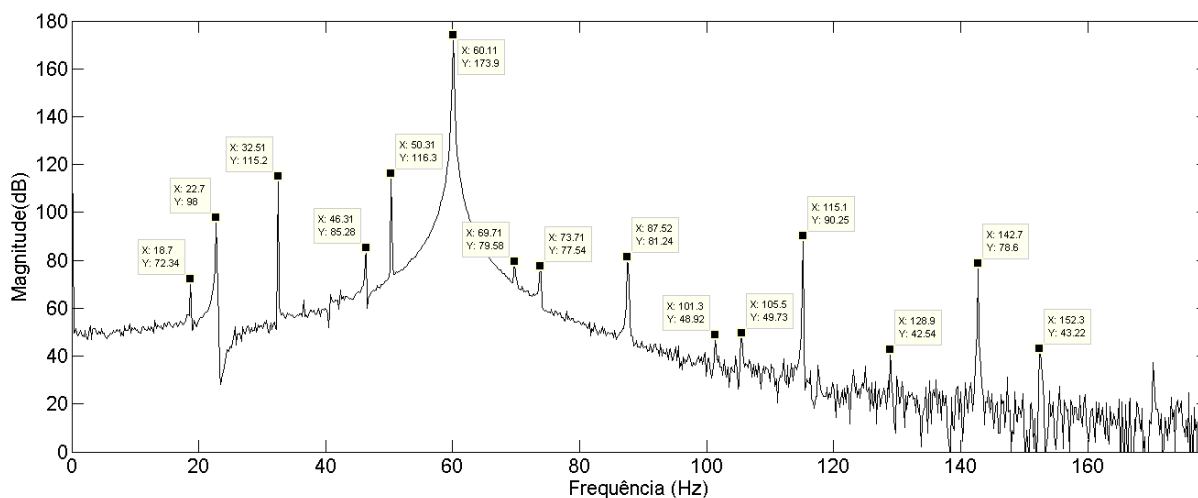


Figura 53. FFT - Rotor com 18 barras quebradas



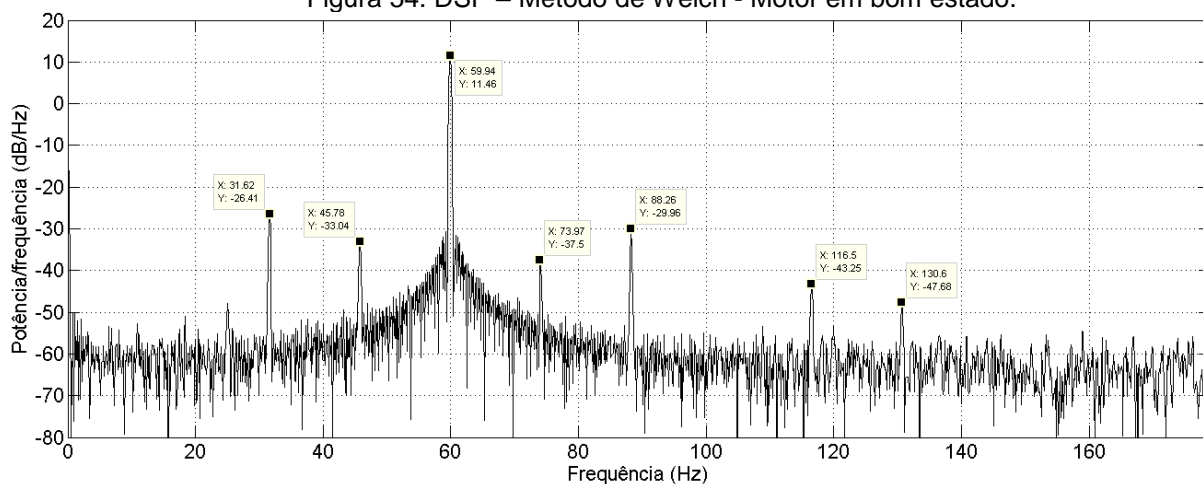
Como já concluído por (GAZZANA, 2004), analisando-se a componente $-F_{bq1}$, pode-se observar com clareza a tendência de aumento de sua magnitude em função do crescimento do número de barras quebradas.

5.2.3 Análise utilizando DSP – Método de Welch

Aplicando-se o Método de Welch nos dados obtidos nos ensaios, obtêm-se os gráficos da Figura 54 à Figura 59.

Na Figura 54 pode-se observar os componentes frequenciais referentes a problemas de excentricidade e como esperado, não há componentes que caracterizem a presença de barras quebradas.

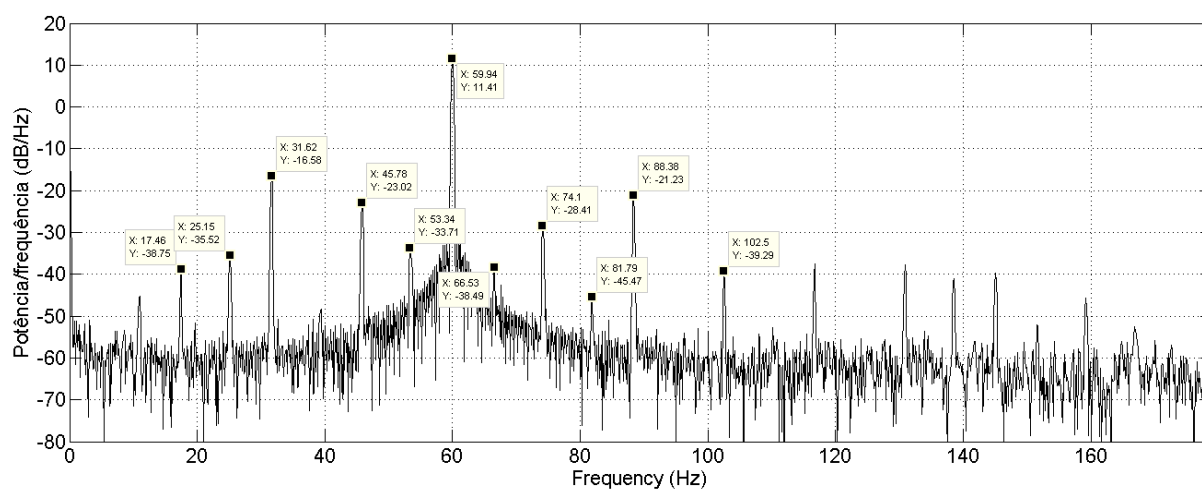
Figura 54. DSP – Método de Welch - Motor em bom estado.



Analisando-se a Figura 55 observa-se o aparecimento das componentes que caracterizam a presença de barras quebradas. Sendo que $-F_{bq1}$, aproximadamente

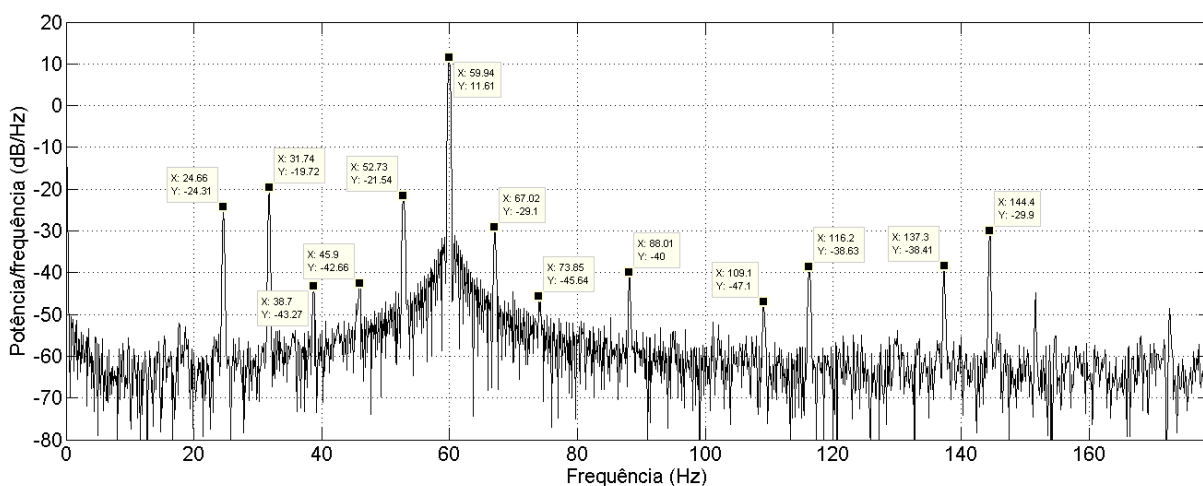
53Hz, apresenta a maior magnitude dentre estas componentes. Em relação à frequência fundamental, esta possui praticamente o mesmo valor do caso em que não há barras quebradas.

Figura 55. DSP – Método de Welch - Rotor com 1 barra quebrada.



Na análise com 3 barras quebradas, observa-se novamente um aumento da magnitude de $-F_{bq1}$. Há uma ligeira variação na frequência correspondente às $-F_{bq}$, devido à variação no valor do escorregamento.

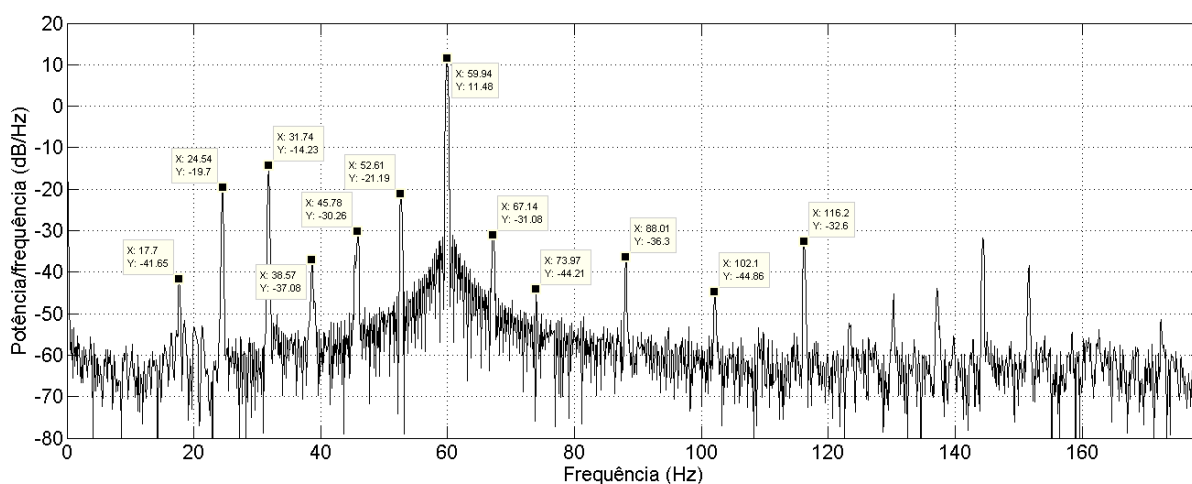
Figura 56. DSP – Método de Welch - Rotor com 3 barras quebradas.



Analisando-se o caso com 6 barras quebradas (Figura 57) e comparando-a com os casos anteriores, pode-se observar que a componente $-F_{bq1}$, possui praticamente o mesmo valor do caso com 3 barras quebradas (Figura 56). A análise $-F_{bq2}$, aproximadamente 45,5 Hz, torna-se difícil, pois está muito próxima do valor correspondente à componente de excentricidade $-F_{e1}$. Analisando-se visualmente

os gráficos, pode-se perceber um aumento significativo das magnitudes da componente frequencial próxima de 25Hz, esta componente corresponde à $-F_{bq5}$ e apresenta notável crescimento em função do aumento do número de barras quebradas, se compararmos os casos do rotor em bom estado, 1, 3 e 6 barras quebradas.

Figura 57. DSP – Método de Welch - Rotor com 6 barras quebradas.



A partir da Figura 58, que apresenta o gráfico do ensaio com 12 barras quebradas, pode-se novamente observar o aumento da magnitude da componente $-F_{bq1}$ em relação aos casos com menos barras quebradas. Na Figura 59, pode-se observar que a componente $-F_{bq1}$ apresenta praticamente a mesma magnitude que no caso com 12 barras quebradas.

Analisando-se $-F_{bq2}$, aproximadamente 43Hz para o caso com 12 barras quebradas e 40,5Hz para o caso com 18 barras quebradas, observa-se que sua magnitude para o caso com 12 barras é superior ao caso com 18 barras quebradas, diferentemente do esperado. Contudo, observando-se a Figura 59, observa-se que uma componente próxima a 22,7Hz apresenta grande destaque, esta componente corresponde a $-F_{bq3}$ e pode ser utilizada na decisão do número de barras quebradas, visto que apresenta magnitude bastante superior à magnitude de $-F_{bq2}$ do caso com 12 barras. Contudo, trata-se de uma análise bastante subjetiva, sendo difícil de realizar análises definitivas em relação a este aumento do número de barras quebradas.

Figura 58. DSP – Método de Welch - Rotor com 12 barras quebradas.

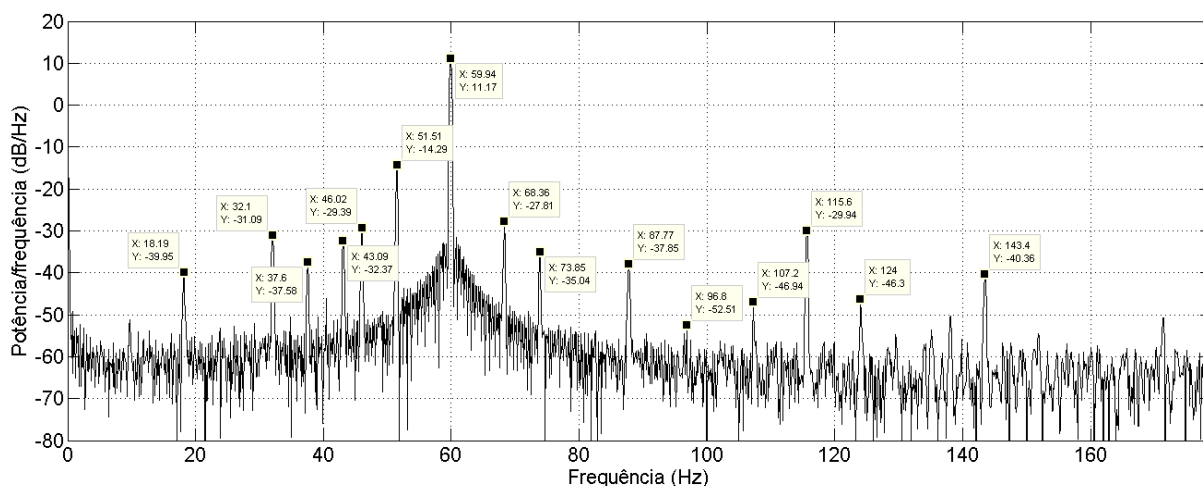
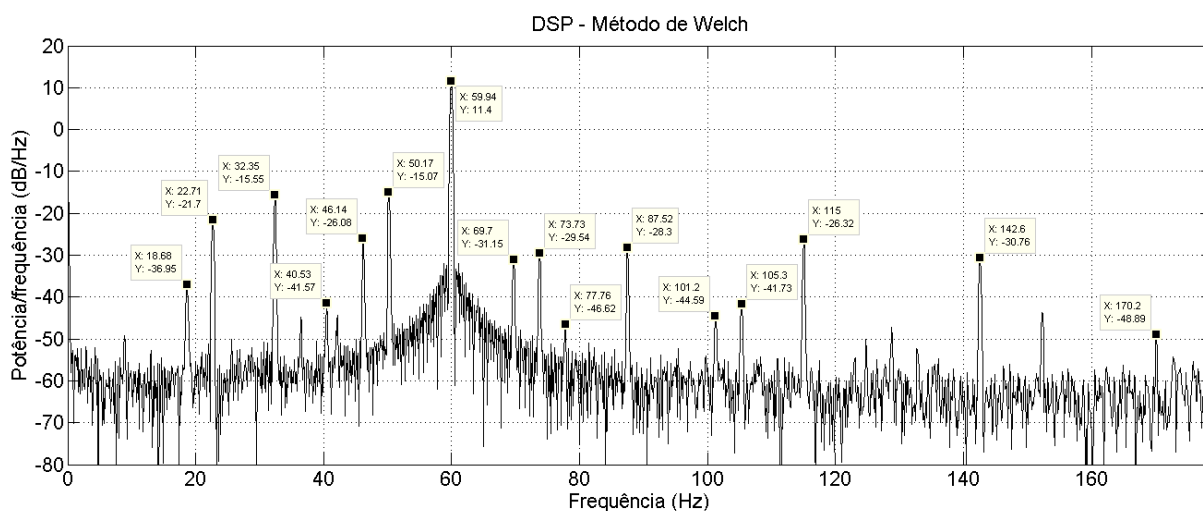


Figura 59. DSP – Método de Welch - Rotor com 18 barras quebradas.



A partir dos gráficos de DSP, utilizando o Método de Welch, apresentados nas Figura 54 a Figura 59, pode-se visualizar facilmente a componente referente à presença de barras quebradas $-F_{bq1}$, $-F_{bq2}$ e sua tendência de aumento em função do aumento do número de barras quebradas. Pode-se também analisar as componentes de $-F_{bq3}$ a $-F_{bq5}$, que foram determinantes na análise wavelet, contudo as análises de $-F_{bq1}$ e $-F_{bq2}$ são muito mais simples se comparadas às demais.

No caso do motor analisado, devido a problemas com excentricidade, em alguns casos $-F_{bq2}$ está bastante próxima da frequência que caracteriza excentricidade, o que dificulta a observação adequada do comportamento em função da variação do número de barras quebradas.

A Tabela 19 apresenta a evolução de $-F_{bq1}$ em função do aumento do número de barras quebradas, sintetizando informações das Figura 54 a Figura 59. Pode-se observar que a magnitude da frequência fundamental permanece praticamente constante para todos os casos, sofrendo ligeiras oscilações.

Em relação ao motor operando em estado normal, o componente $-F_{bq1}$ não apresenta magnitude que se destaque das frequências ao seu redor, como era de se esperar. Para os casos de 1 barra quebrada e 3 barras quebradas, pode-se observar um aumento significativo nos valores de $-F_{bq1}$. Contudo, para o caso de 6 barras quebradas, o valor de $-F_{bq1}$ é praticamente o mesmo do caso com 3 barras quebradas.

Para os casos com 12 e 18 barras quebradas, pode-se novamente observar um aumento da magnitude do componente $-F_{bq1}$, apesar de apresentar magnitude superior para o caso de 12.

Tabela 19. $-F_{bq1}$ em função do número de barras quebradas

Estado	Magnitude de $-F_{bq1}$ (dB)	Magnitude da Freq. Fundamental (dB)
Normal	-	11,5
1 Barra	-33,7	11,4
3 Barras	-21,5	11,6
6 Barras	-21,2	11,5
12 Barras	-14,3	11,2
18 Barras	-15,1	11,4

Pode-se, portanto observar um aumento da componente $-F_{bq1}$ em função do aumento do número de barras quebradas, contudo para os ensaios realizados, pode-se observar algumas oscilações nos valores desta componente. Desta forma, é possível verificar-se a presença de barras quebradas e até mesmo chegar a um valor aproximado do número total de barras quebradas, contudo não é possível definir com precisão o número exato.

Os resultados podem ser considerados satisfatórios, visto que a análise está sendo realizada para ensaios com motor atuando em regime permanente de operação, desta forma não há grandes variações nas velocidades de rotação do motor, o que por sua vez exerce forte influência na localização das componentes referentes às barras quebradas. Sendo assim, o método de Welch, assim como o da FFT, é

recomendado para casos em que não haja perturbações ou variações nas condições de operação do motor.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho realizou-se uma análise de falhas incipientes em motores de indução trifásicos utilizando-se a Transformada Discreta de Wavelet e posterior comparação com outros métodos utilizados na literatura, tais como FFT e Método de Welch.

Primeiramente foram apresentados conceitos referentes às características básicas e ao princípio de funcionamento de um motor de indução trifásico (MIT), bem como sobre falhas mais comuns destes motores, com ênfase a curtos-circuitos nos enrolamentos do estator e barras quebradas no rotor. Em seguida, foram apresentados alguns dos métodos mais utilizados na detecção destas falhas, tais como: análise de temperatura, de vibração, de partículas de óleo dos mancais, fasor de espaço, corrente de sequência negativa e assinatura da corrente do motor.

Logo após, realizou-se uma introdução teórica à Transformada de Wavelet, com enfoque principal à utilização da DWT e ao cálculo da PSD dos coeficientes dos detalhes.

A partir disto, realizou-se a análise experimental dos dados. Pode-se observar que para os casos de curtos-circuitos nas espiras do estator, a análise utilizando wavelets permitiu visualizar claramente os curtos-circuitos de 16% e 32%. Contudo, para os casos de 1% a 8%, pode-se observar uma ligeira tendência ao aumento de energia em função do aumento de espiras curto-circuitadas, mas não se pode chegar a uma conclusão definitiva.

Os resultados obtidos com a FFT foram bastante similares no estudo de curto-circuito entre espiras do estator. Pode-se diferenciar claramente os casos de 16% e 32% de curto-circuito, contudo novamente não se pode observar diferenças para os casos de 1% a 8%.

Ainda na análise de curtos-circuitos entre espiras do estator, a partir da utilização do método de Welch, obteve-se resultados bastante satisfatórios para o caso estudado. A partir de 2% de curto-circuito, pode-se visualizar um crescimento da magnitude da primeira componente frequencial que caracteriza curto-circuito ($-F_{cc1}$) em função do aumento do número de espiras curto-circuitadas. Mostrando-se, então, o método que apresentou melhores resultados para os ensaios, de curto-circuito entre espiras, realizados.

No estudo de barras quebradas no rotor, a análise utilizando DWT permitiu identificar uma evolução no nível de detalhe D5 para os casos de até 6 barras danificadas. Para os casos de 12 e 18 barras quebradas, pode-se observar um decaimento dos valores de energia de D5, sendo ainda possível identificar a presença de barras quebradas, todavia não se pode estimar a quantidade exata.

Além disso, o motor apresentava problemas de excentricidade, que só puderam ser melhor observadas através da utilização da FFT e do método de Welch. Esta dificuldade de detecção se deve ao fato de as taxas de amostragem utilizadas, que por sua vez definem as bandas dos detalhes, não terem sido adequadas à análise para as bandas de frequências dos detalhes. O ideal seria utilizar uma taxa de amostragem que mantivesse a componente fundamental em um nível de detalhe diferente do nível de detalhe em que se encontra a componente frequencial que caracteriza a quebra de barras ($-F_{bq1}$), que é determinante para a análise.

Nos estudos de barras quebradas no rotor utilizando FFT, pode-se observar perfeitamente o aumento da componente $-F_{bq1}$ em função do número de barras quebradas. Apresentando-se como a melhor técnica para detecção de barras quebradas nos ensaios realizados. Contudo, pode-se observar algumas oscilações nos valores desta componente.

O método de Welch também se apresentou satisfatório, no entanto para os ensaios realizados, pode-se observar algumas oscilações nos valores da componente $-F_{bq1}$, determinante na tomada de decisões. Desta forma, é possível verificar-se a presença de barras quebradas e até mesmo chegar a um valor aproximado do número total de barras quebradas, contudo não é possível definir com precisão o número exato.

Visto que a análise está sendo realizada para ensaios com motor atuando em regime permanente de operação, desta forma não há grandes variações nas velocidades de rotação do motor, o que por sua vez exerce forte influência na localização das componentes referentes às barras quebradas. Pode-se considerar que as análises a partir da FFT e do método de Welch, são recomendadas para casos em que não haja perturbações ou variações nas condições de operação do motor.

A análise através da DWT, por outro lado, ainda é uma técnica bastante recente na área de detecção de falhas, havendo ainda muito a ser explorado e apresenta a possui a vantagem de poder ser utilizada com sinais não-estacionários, tal

como na análise da corrente de partida do motor, por exemplo. Desta forma, como trabalho futuro, fica a sugestão de comparação com a STFT.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BACCARINI LANE MARIA RABELO Detecção e Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução. - Belo Horizonte : [s.n.], Julho de 2005. - Tese de Doutorado - UFMG.

BAKHRI S., ERTUGRUL N. e SOONG W. L. Practical Issues on Negative Sequence Current Monitoring for Condition Monitoring in Induction Motors / ed. Universities Power Engineering Conference (AUPEC) 2012 22nd Australasian. - Bali : IEEE, 2012. - pp. 1-6.

BONNET AUSTIN H. e YUNG CHUCK Increased efficiency versus increased reliability: A comparison of pre-EPAct, and premium-efficient motors [Periódico] // IEEE Industry Applications Magazine. - janeiro/fevereiro de 2008. - pp. 29-36.

BOUZIDA AHCÈNE [et al.] Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines Through Discrete Wavelet Transform [Periódico]. - [s.l.] : IEEE Transactions on Industrial Electronics, Setembro de 2011. - 9 : Vol. 58.

CASIMIR ROLAND Fault diagnosis of induction motors by pattern recognition. Other. Ecole Centrale de Lyon,. - 2003. - French <tel-00139706>.

CHOW T. W. S. e HAI SHI Induction Machine Fault Diagnostic Analysis With Wavelet Technique [Artigo] // IEEE Transactions on industrial electronics. - 2004. - 3 : Vol. 51. - pp. 558-565.

CUSIDÓ JORDI [et al.] Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition [Artigo] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. - Fevereiro de 2008. - 2 : Vol. 55. - pp. 633-642.

DAMASCENO SHEYLA MARIA DAS NEVES Uma proposta para avaliação do rendimento de motores de indução trifásicos em chão de fábrica. - Salvador : [s.n.], Maio de 2002. - Dissertação de Mestrado.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY JR. CHARLES e UMANS STEPHEN D. Máquinas Elétricas: com introdução à eletrônica de potência [Livro]. - Porto Alegre : Bookman, 2006. - 6ª.

GAZZANA D. S Detecção e diagnóstico de falhas em motores de indução utilizando o método da assinatura de corrente e lógica fuzzy. - Porto Alegre : [s.n.], março de 2004. - Dissertação de mestrado.

KASHIWAGI MASAMORI, DA COSTA CESAR e MATHIAS MAURO HUGO Proposta de desenvolvimento de um sistema de diagnóstico para detecção de barras rompidas, em motores de indução com rotor em gaiola, baseado em transformada de wavelet [Online]. -

VIII Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, 10 a 15 de Agosto de 2014. - 05 de Outubro de 2014. - http://www.swge.inf.br/PDF/CONEM2014-0089_12269.PDF. - CONEM 2014.

KAZZAZ SA'AD AHMED SALEH AL e SINGH G.K. Experimental investigations on induction machine condition monitoring and fault diagnosis using digital signal processing techniques [Artigo] // Electric Power Systems Research 65. - 2003. - Elsevier Science. - pp. 197-221.

KLIMAN G. B., STEIN J. e ENDICOTT R. D. Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors. - [s.l.] : IEEE Transactions on Energy Conversion, Dezembro de 1988. - Vol. 3. - pp. 873-879.

LAMIM FILHO PAULO C. M. Monitoramento permanente de motores de indução trifásicos. - Campinas : Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2007.

LIN BRIAN K. An unsupervised neural network fault discriminating system implementation for on-line condition monitoring and diagnostics of induction machines. - [s.l.] : UMI Company, Janeiro de 1998. - Tese de PhD em Engenharia Elétrica - Georgia Institute of Technology.

MEHALA NEELAM Short Winding Fault Detection using Park's Vector [Online] // IJECBS. - International Journal of Enterprise Computing and Business Susters (Online) IJECBS India, 2 de Julho de 2012. - 20 de Outubro de 2014. - <http://www.ijecbs.com/July2012/4.pdf>.

MELLO CARLOS ALEXANDRE BARROS [Online] = Análise Wavelet. - Centro de Informática - UFPE. - 22 de Outubro de 2014. - http://www.cin.ufpe.br/~cabm/pds/PDS_Aula09_Wavelet.pdf.

MERRY R. e STEINBUCH M Wavelet Theory and Applications, a Literature Study. - Eindhoven : Eindhoven University of Technology, 2005.

MOHAMMED O. A. [et al.] Modeling and Characterization of Induction Motor Internal Faults Using Finite-Element and Discrete Wavelet Transforms. - Miami : IEEE Transactions on Magnetics, Outubro de 2006. - Vol. 42.

PEREIRA LUÍS ALBERTO [et al.] Application of the Welch, Burg and MUSIC Methods to the Detection of Rotor Cage Faults of Induction Motors [Periódico]. - [s.l.] : IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition Latin America, Venezuela, 2006.

PEREIRA LUÍS ALBERTO e LINHARES ANTÔNIO AUGUSTO PIRES Desenvolvimento do Protótipo de um Sistema de Detecção e Diagnóstico de Falhas Incipientes em Motores de Indução [Relatório] = Projeto CGTEE/PUCRS : Relatório Anual de Atividades. - 2007.

SÁ FÁBIO SALOMÃO FERNANDES e UEMORI MAURO KEN ITI Considerações técnicas sobre a importância do ensaio de impulso de tensão no processo produtivo de bobinas de múltiplas espiras: Normas de ensaio, dimensionamento de isolamento entre espiras e métodos preventivos de falhas [VI Simpósio Brasileiro sobre pequenas e médias centrais hidrelétricas] // Comitê Brasileiro de Barragens. - Belo Horizonte : [s.n.], 2008.

SANTOS FERNANDA MARIA DA CUNHA Identificação de Falhas em Motores de Indução Trifásicos Usando Sistemas Inteligentes. - São Carlos : [s.n.], 2013. - Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - EESC/USP.

SCHNEIDERS M. G. E. Wavelets in control engineering. Master's thesis, Eindhoven University of Technology. - [s.l.] : DCT, Agosto de 2001. - nr 2001,38.

SILVA VINÍCIUS AUGUSTO DINIZ Detecção de curto-circuito entre espiras do enrolamento do estator utilizando análise termográfica [Online]. - Agosto de 2009. - 12 de Outubro de 2014. - http://www.ebah.com.br/content/ABAAAAQ_kAF/deteccao-curto-circuito-entre-espiras-enrolamento-estator-utilizando-analise-termografica.

SILVA VINÍCIUS AUGUSTO DINIZ Detecção de falhas em motores elétricos através das máquinas de vetores de suporte. - 2012. - Dissertação de Mestrado. Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, Campinas.

SINGH G. K. e KAZAZ AHMED SALEH AL Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research - a survey. - [s.l.] : Electric Power Systems Research - Elsevier, 2003. - pp. 145-158.

WEG [Online]. - Grupo WEG - Unidade Motores, Guia de especificação de motores elétricos, Setembro de 2014. - 20 de Outubro de 2014. - <http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-guia-de-especificacao-de-motores-eletricos-50032749-manual-portugues-br.pdf>.

ZHONGMING YE e BIN WU A review on induction motor online fault diagnosis. Power Electronics and Motion Control, Anais da 3ª conferência Internacional PIEMC IEEE, volume: 3, pp. 1353-1358. - 2000.