

Universidade Federal de Minas Gerais
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Detecção e Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução

Lane Maria Rabelo Baccharini

Tese de Doutorado submetida à Banca Examinadora designada pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais - PPGEE/UFMG, como requisito parcial à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores *Prof. Walmir Matos Caminhas*
Prof. Benjamim Rodrigues de Menezes
Prof. Homero Nogueira Guimarães

Belo Horizonte
Julho/2005

Dedico este trabalho a vocês:

Rubens Raul Rabelo e Antonieta Duarte Rabelo, meus queridos pais.

Mãe, agradeço a sua seriedade, firmeza, dedicação, carinho e, principalmente, o seu grande nível de exigência nas tarefas escolares.

Pai, obrigado pela sua alegria e otimismo. A doença que te apaga a mente jamais apagará você dos corações dos seus filhos.

Vocês dois deixaram para seus filhos uma grande herança que é a busca do conhecimento. Fico muito triste em não poder dividir este momento com vocês.

Marcos Baccarini, pelo companheirismo, carinho e pela compreensão nos momentos difíceis. Este trabalho é seu também.

João Marcos e João Vitor, minha fonte inesgotável de vitalidade e de inspiração. Filhos, este trabalhou significou abdicação de nosso tempo de convivência. Entretanto, fico muito feliz em pensar que pode servir de exemplo, exemplo de seriedade, e, principalmente, exemplo da importância que se deve dar à conclusão de nossas metas.

Amo muito vocês.

À *Deus*, meu muito obrigado, pois cresci num ambiente familiar simples, com muitas dificuldades financeiras e de grande harmonia. E, pelos dois grandes presentes da minha vida, João Marcos e João Vitor.

Agradecimentos

Este trabalho não poderia ter sido realizado sem a ajuda de diversas pessoas às quais registro minha gratidão.

Ao meu orientador Prof. Walmir Matos Caminhas pelo apoio constante e liberdade condicional. A sua disponibilidade irrestrita, sua forma exigente, creio que deram norte a este trabalho, facilitando o alcance de seus objetivos. Se tivesse que começar o trabalho novamente, sem dúvida, escolheria você como orientador. Muito obrigado por ter me confiado o desenvolvimento deste nosso projeto.

Ao Prof. Benjamim Rodrigues de Menezes não só pela sua orientação mas, principalmente, pela sua amizade, tranquilidade e descontração.

Ao Prof. Homero Nogueira Guimarães pela sua orientação e pelo projeto e implementação do sistema de medição.

Agradecimento especial ao Prof. Paulo Fernando Seixas que, apesar de não participar diretamente da orientação do trabalho, esteve muito presente na implementação do algoritmo. Paulo, você teve um papel fundamental na realização deste trabalho, Pelas suas críticas, sugestões, companheirismo e carinho, meus sinceros agradecimentos.

Tive a felicidade de orientar os alunos de Iniciação Científica: Eduardo Soares Figueiredo e Leandro Henrique Batista. Acredito que o período que trabalharam comigo foi importante para a formação profissional de vocês. Mas, tenho certeza, que ganhei muito mais, aprendi muito com vocês. Leandro, seu grande envolvimento com o trabalho foi fundamental na implementação prática do algoritmo.

Ao meu amigo e colega de Doutorado Marlon Rosa de Gouvêa, agradeço a oportunidade de termos convivido profissionalmente nesses últimos 4 anos. A sua competência e capacidade de trabalho serão sempre, para mim, sinônimo de bom profissional

Ao PPGEE e seus professores, pela competência e pelo desenvolvimento desta comunidade acadêmica-científica, principalmente aos Prof. Porfírio Cortizo, Selênio Rocha Silva e Renato Lyra, pelos esclarecimentos pontuais.

Aos professores membros da banca de qualificação e da banca final, pela paciência de ler um trabalho extenso e pelas contribuições e críticas incentivadoras.

Ao meu colega Jorge Nei Brito, professor do Departamento de Mecânica da UFSJ, por ter me convidado a participar de um projeto de Pesquisa na área de vibrações.

À empresa *Leopoldo & Silva Ltda*, em especial ao Élcio pela elaboração do projeto do motor, que representou muito trabalho e um grande desafio.

A UFSJ, em particular, ao DEPEL, pela concessão do meu afastamento, tão necessário para o desenvolvimento deste estudo.

Ao programa CAPES/PICDT pela bolsa de estudos.

Aos técnicos da UFMG, Maurício Moreira Rodrigues, Jesus Manuel Francisco e Wilson de Oliveira, pela assitência técnica.

Às secretárias do PPGEE, Arlete Vidal de Freitas, Anete Vidal Freitas Vieira e Rojane de Castro Batista e aos porteiros Rogério Antônio de Miranda e Antônio Henrique Alves, obrigado pelo carinho.

À minha sogra Luzia Pereira Baccarini por ter compartilhado comigo sua moradia. Obrigado pelo conforto e atenção.

À Creusa de Souza que trabalhou na minha casa durante o período de doutorado, obrigado pelo carinho que teve pelos meus filhos.

Aos colegas do programa, com as quais compartilhei as alegrias e os momentos difíceis, em especial os alunos do LITC, Thiago, Tales, Marcelo e Willian e à querida amiga Cássia Souza Nunes e o companheiro de orientação Carlos Bomfim.

Agradeço à oportunidade de ter conhecido Wellington Vieira Mendes e sua mãe Maura de Jesus Mendes. Maura, pela sua paz de espírito, dedicação e paciência, você é um referencial de mãe, um exemplo de vida.

À minha grande família aos quais gostaria de dedicar muito mais tempo de minha vida. Em especial às minhas sobrinhas, Moema, Sara, Bianca, Isabela e Sarinha às quais nunca economizaram carinho.

Às minhas amigas Valceres Vieira Rocha e Silva e Sônia Santos Baccarini pela nossa sincera amizade.

Enfim, agradeço a todos que contribuíram de alguma forma para a realização desse trabalho. Mas, peço licença para dedicá-lo aos meus pais, Rubens e Antonieta, ao meu companheiro Marcos e aos nossos filhos João Marcos e João Vitor.

A felicidade não está no fim da jornada, e sim em cada curva do caminho que percorremos para encontrá-la.

A todos, o meu sincero

Muito Obrigado

Resumo

A proposta deste trabalho é desenvolver e implementar um sistema de detecção e diagnóstico de falhas elétricas (curto-circuito entre espiras do estator, quebra de barras e/ou anéis do rotor) e mecânicas (desalinhamento, desbalanceamento, folga mecânica) em motores de indução trifásicos. A metodologia adotada no trabalho foi a obtenção de modelos matemáticos que permitam simular as falhas citadas, simulação computacional dos modelos, desenvolvimento de estratégias de detecção e diagnóstico de falhas e implementação em bancada experimental. Para o diagnóstico e localização de barras quebradas no rotor é proposto um método que utiliza o resíduo de conjugado. Esse resíduo é calculado a partir dos fluxos da máquina, obtidos através do modelo nominal da mesma (sensível a falhas no rotor) e do observador em modos deslizantes para entradas desconhecidas (robusto a falhas no rotor). Propõe-se para o diagnóstico de curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina o acompanhamento do valor da impedância de seqüência negativa. O método é robusto a problemas inerentes ao sistema de medição e é capaz de detectar curto-circuito inicial. A técnica implementada experimentalmente para a detecção de falhas mecânicas é baseada na análise do espectro da corrente do estator da máquina. Entretanto, a mesma não permite classificar os tipos de falhas. Para essa tarefa, é necessário a utilização de outros parâmetros. No trabalho é proposto o uso de redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte para o diagnóstico de falhas mecânicas, usando como entrada das redes os sinais de vibração. Para validação dessa técnica, foram utilizados dados experimentais obtidos em trabalhos anteriores. A bancada experimental construída é composta por um motor de indução trifásico, um gerador CC, que é usado como carga, transdutores e condicionadores dos sinais medidos, placa de aquisição de dados e um microcomputador. O motor foi projetado de modo a permitir testes não destrutivos de quebras de barras e curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina. O programa computacional que agrega todas as técnicas de detecção e diagnóstico de falhas foi implementado em ambiente LabView. Os resultados de simulações e experimentais mostraram que a estratégia de detecção e diagnóstico de falhas proposta é uma promissora alternativa para o diagnóstico em tempo real da máquina de indução e pode se tornar uma ferramenta interessante para a manutenção preditiva da mesma.

Abstract

The main purpose of this work is to design and implement a system to detect and diagnose electrical faults (stator inter-turn short circuit and broken rotor bars) and mechanical faults (unbalance and shaft misalignments) for three phase induction machines. This approach starts by obtaining the best patterns for fault detection and symmetrical models for the machine, in order to simulate electrical and mechanical faults. Further simulations are carried out to check the validation of these computational models. Then, a strategy to detect and diagnose faults was developed and tested on the rig. A method that utilizes the torque residual is proposed to diagnose and identify rotor broken bars. The residual is determined using the machine flux obtained through the machine dynamic equations, which are rotor's faults sensitive, and also through a sliding mode observer for unknown inputs. This observer is rotor's faults robust. To determine an occurrence of inter-turn short circuit, it is proposed the monitoring of the negative sequence impedance values. The method has shown to be robust to inherent problems occurring on the measurement system and is capable of detecting short-circuits in the initial stages. The experimental technique for mechanical imperfections detection is based on the machine stator's current spectrum analysis. However, this technique is not useful to classify the type of these imperfections, and further information is required. In this work, it is proposed the use of artificial neural networks and support vector machines for the classification of mechanical imperfections. The vibration signals are the inputs for the networks. Experimental data obtained from previous works were utilized to validate this classification process. The rig is composed by a three phase induction machine, a DC generator used as load, transducers and signal conditioner, data acquisition boards and a personal computer. The machine was designed to allow non-destructive tests of broken bars and short-circuits among stator inter-turn. The computational implementations for the detection and fault diagnosis techniques run in a LabView environment. The simulation and experimental results show that the proposed approach appears to be a suitable tool in on-line induction machine fault detection and diagnosis, and can also become an interesting tool for predictive engineering maintenance.

Simbologia:

as_2	número de espiras em curto-circuito da fase a
$[i]$	vetor de corrente
$[v]$	vetor de tensão
$[\lambda]$	vetor de enlace fluxo
$[r]$	matriz de resistência
$[L]$	matriz de indutância
μ	percentual de espiras em curto-circuito
K_s	matriz de transformação abc para dq
f	freqüência da rede
f_s	freqüência de escorregamento
f_r	freqüência de rotação
h	passo de integração
i_f	corrente de falha
J	momento de inércia
p	número de polos do motor
T	conjugado eletromagnético
T_{disc}	conjugado calculado pelo modelo discreto
T_{omd}	conjugado calculado pelo observador em modos deslizantes
T_v	conjugado calculado pelo modelo de tensão
T_c	conjugado calculado pelo modelo de corrente
T_{mec}	conjugado que caracteriza falha mecânica
ω_1	velocidade síncrona

Subescrito:

s	estator
r	rotor
a	fase a
b	fase b
c	face c
d	eixo direto
q	eixo quadratura

Sumário

Sumário	xi
Lista de Figuras	xxiii
Lista de Tabelas	xxviii
1 Considerações Iniciais	1
1.1 Metodologia Proposta	4
1.2 Estrutura do Texto	5
2 Descrição dos Fenômenos	7
2.1 Análise de Sinais	8
2.1.1 Modulação em Amplitude com Portadora	9
2.1.2 Modulação em Amplitude com Portadora Suprimida	10
2.1.3 Modulação em Freqüência	11
2.2 Fontes de Vibrações	13
2.2.1 Considerações Iniciais	13
2.2.2 Vibrações de Origem Magnética	15
2.2.3 Vibrações de Origem Mecânica	22
2.2.4 Considerações Finais	24
3 Modelos Assimétricos do Motor de Indução	27
3.1 Modelo Simétrico	27
3.2 Modelo de curto-circuito entre espiras	30
3.2.1 Equações da Máquina nos eixos <i>abc</i>	30
3.2.2 Transformação para eixos <i>dq</i>	34
3.3 Modelo das barras do rotor	37
3.4 Excentricidade e Falhas Mecânicas	41
3.5 Conclusões	42
4 Detecção de Barras Quebradas usando Observadores em Modos Deslizantes	43
4.1 Método Viena	44

4.1.1	Modelo de Tensão	44
4.1.2	Modelo de Corrente	45
4.1.3	Localização da barra quebrada	46
4.2	Metodologia Proposta	47
4.2.1	Modelo Discreto do Motor de Indução	47
4.2.2	Observador em modos deslizantes	51
4.2.3	Resultados de Simulações	57
4.3	Conclusões	69
5	Detecção de Curto-Circuito entre Espiras do Estator	71
5.1	Método para separação das componentes de seqüências positiva e negativa	73
5.2	Resultados para alimentação por tensões desequilibradas	75
5.3	Resultados para assimetrias no estator	80
5.4	Método de diagnóstico de curto-circuito entre espiras de uma mesma fase do estator	90
5.5	Conclusões	90
6	Integração dos Modelos de Falhas e Validação Computacional	93
6.1	Modelo geral	93
6.2	O Decisor	95
6.3	Resultados das Simulações	95
6.4	Avaliação estatística do sistema de detecção	103
6.5	Conclusões	107
7	Montagem da Bancada Experimental e Resultados	109
7.1	Descrição da Bancada	109
7.2	Testes de curto-circuito	115
7.2.1	Procedimentos de ensaio	115
7.2.2	Resultados	116
7.3	Teste de Barra Quebrada	124
7.4	Falhas Mecânicas	132
7.5	Conclusões	136
8	Detecção de Falhas Mecânicas através de análise de vibrações	139
8.1	Redes Neurais Artificiais	140
8.1.1	Rede Max-Net	141
8.1.2	Rede MLP Global	142
8.1.3	Sistema Multiobjetivo	143
8.1.4	Rede com camadas paralelas	145
8.2	Máquinas de Vetores de Suporte	148
8.3	Conclusões	149

9 Conclusões	151
Referências	159
A Bancada de Teste para Análise de Vibração	161
B Matriz de Transformação de grandezas abc para dq	165
C Causas Típicas de Falhas em Enrolamentos de Motores	169
D Descrição das Rotinas do LabView do Algoritmo Implementado	173

Lista de Figuras

1.1	Estrutura simplificada do sistema de detecção e diagnóstico de falhas. Classificador I é o responsável pela detecção de barras quebradas, o Classificador II pelo diagnóstico de falhas mecânicas e o Classificador III pela detecção de curto-circuito entre espiras. O diagnóstico final do sistema será dado pelo decisor. . . .	5
2.1	Representação gráfica de um batimento. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) senóide de frequência $f_1 = 20 Hz$; b) senóide de frequência $f_2 = 22 Hz$ defasada de $\pi/6$ rad da anterior; c) resultante da combinação das duas senóides.	8
2.2	Modulação em AM com portadora. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio tempo e da frequência: a) modulante, formada por dois sinais senoidais de frequências $f_1 = 5 Hz$ e $f_2 = 10 Hz$; b) portadora, senóide de frequência $f = 60 Hz$; c) resultante, de acordo com a equação 2.5.	10
2.3	Modulação em AM com portadora suprimida. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) modulante, formada por dois sinais senoidais de frequências $f_1 = 5 Hz$ e $f_2 = 10 Hz$; b) portadora, senóide de frequência $f = 60 Hz$; c) resultante, de acordo com a equação 2.8.	11
2.4	Modulação em FM. As figuras representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) modulante, sinal de frequência $f_1 = 10 Hz$; b) portadora, senóide de frequência $f = 60 Hz$; c) resultante, de acordo com a equação 2.13.	13
2.5	Dados reais de vibração, motor com três barras quebradas. Os dados foram coletados com o acelerômetro instalado na posição axial, do lado do acoplamento (AAA). Destacou-se o maior nível de vibração, que ocorreu na frequência de rotação do motor. . . .	17

2.6	Dados reais de vibração, motor com três barras quebradas, janela na frequência de rotação. Os dados correspondem ao mesmo teste da figura 2.5, no entanto as amplitudes das vibrações estão em dB. Observa-se frequência de modulação de $2f_s$ em torno da frequência de rotação, ou seja, $5.3 Hz$	17
2.7	Dados reais de vibração. Motor com três barras quebradas, janela em duas vezes a frequência de rotação. Observa-se frequência de modulação de $5.3 Hz$, correspondente a duas vezes a frequência de escorregamento, $2f_s$	18
2.8	Espectro de corrente, motor com três barras quebradas. Janela em torno da frequência da rede e amplitude da corrente em dB. .	18
2.9	Rotor de um motor de 150 HP, com seis barras quebradas. Entretanto não é possível a visualização das barras quebradas. Figura extraída do artigo do Thomson e Fenger (2001).	19
2.10	Rotor de um motor de 2000 HP. As barras quebradas saíram para fora das ranhuras do rotor. A figura foi extraída do artigo do Thomson e Fenger (2001).	19
2.11	Espectro de vibração, motor alimentado por um sistema desequilibrado de tensão, $V_{AB} = 200 V$, $V_{BC} = 220 V$, $V_{CA} = 200 V$. Observa-se que a vibração predominante ocorre na frequência de $120 Hz$, que corresponde ao dobro da frequência da rede	20
2.12	Espectro de vibração, uma das fases de alimentação do motor foi retirada, provocando alimentação desequilibrada da máquina. Observa-se que a vibração predominante ocorre na frequência de $120 Hz$, que corresponde ao dobro da frequência da rede.	21
2.13	Espectro de vibração, correspondente à operação ideal do motor, ou seja, máquina sem defeito. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).	24
2.14	Espectro de vibração, motor desbalanceado. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).	25
2.15	Espectro de vibração, motor desalinhado. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).	25
2.16	Espectro de vibração, os parafusos da bancada foram afrouxados, caracterizando folga mecânica. Acelerômetro na posição axial, do lado do ventilador (AAV).	25
3.1	Representação dos enrolamentos trifásicos do estator de uma máquina assimétrica. O número de espiras total da fase a é $n_{as_1} + n_{as_2}$ onde o termo n_{as_2} corresponde ao número de espiras em curto-circuito. A resistência de falha é r_f	31

3.2 Fluxograma para a simulação de curto-circuito entre espiras. Os parâmetros t e h correspondem, respectivamente, o instante atual da simulação e o passo da integração, unidade dos valores em segundos.	36
3.3 Representação do circuito das barras do rotor. Os parâmetros R_e, L_e, R_b e L_b representam, respectivamente: resistência e indutância de parte dos anéis e resistência e indutância das barras do rotor. As correntes i_k são as correntes das malhas do rotor. . .	37
3.4 Fluxograma para a simulação do motor com barras quebradas. As variáveis I_{dr} e I_{qr} correspondem, respectivamente, às correntes de rotor de eixo direto e de eixo quadratura, t é o tempo de simulação e h é o passo de integração.	40
4.1 Modelo de tensão. Os parâmetros v_s^s, i_s^s e λ_s^s representam, a tensão, a corrente e o enlace de fluxo do estator, para eixo dq fixo no estator.	45
4.2 Modelo de corrente. Os parâmetros i_s^r e λ_r^r representam, respectivamente, a corrente de estator e o enlace de fluxo do rotor, eixo dq fixo no rotor, L_m é a indutância mútua do motor e τ_r , constante de tempo do rotor.	46
4.3 Diagrama simplificado do sistema de geração de padrão usando o <i>Método Viena</i> . O símbolo ΔT representa o resíduo de conjugado entre os modelos de tensão e de corrente e λ_r o fluxo do rotor no eixo fixo no rotor.	46
4.4 Modelo discreto da máquina de indução onde as matrizes A_c e A_v representam as matrizes de estados, B é matriz identidade, u é a entrada do sistema e λ a saída, que é o enlace de fluxo.	48
4.5 Diagrama simplificado do sistema de geração de padrão usando observadores em modos deslizantes. O bloco <i>geração de padrão</i> corresponde ao cálculo da diferença de conjugado obtido através do observador em modos deslizantes, equação 4.53 e do obtido pelo modelo discreto, equação 4.26.	57
4.6 Conjugado obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real. Operação do motor sem carga, r_s e r_r iguais aos valores reais. No gráfico inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente.	59
4.7 Conjugado obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real. Operação do motor com carga nominal, r_s e r_r iguais aos valores reais. No gráfico inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente.	59

4.8	Conjugado, em regime permanente, obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real, considerando erro na estimação da resistência do estator, $\hat{r}_s = 1,3r_s$. Gráfico superior corresponde à operação do motor sem carga, e o inferior à operação com carga nominal.	60
4.9	Conjugado, em regime permanente, obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real, considerando erro na estimação da resistência do estator, $\hat{r}_r = 1,4r_r$. Gráfico superior corresponde à operação do motor sem carga, e o inferior à operação com carga nominal.	60
4.10	Resíduo de conjugado em Nxm em função do número de barras, para as seguintes situações: rotor simétrico; carga nominal e barra 15 quebrada; 50% de carga nominal e barra 15 quebrada; 10% de carga nominal e barra 15 quebrada.	62
4.11	Resíduo de conjugado em Nxm em função do tempo, para as seguintes situações: rotor simétrico; carga nominal e barra 15 quebrada; 50% de carga nominal e barra 15 quebrada; 10% de carga nominal e barra 15 quebrada.	62
4.12	Espectro de corrente para as seguintes situações: rotor simétrico, barra quebrada e carga nominal, barra quebrada e 50 % de carga, barra quebrada e 10 % de carga. A abscissa representa a frequência em Hz e a ordenada representa a amplitude da corrente em dB.	63
4.13	Tensão e corrente de linha do motor alimentado através do PWM. Apresentação de três ciclos da onda, após a aplicação de carga no motor.	64
4.14	Velocidade do motor, em rpm. Motor parte em rampa, a vazio, e a aplicação da carga ocorre em $t = 1s$. No gráfico inferior, está representada uma parte da característica correspondente à região de regime permanente.	64
4.15	Resíduo de conjugado em Nxm usando OMD, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM. Funcionamento à plena carga, $V = 220V$, $f = 60Hz$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.	65
4.16	Resíduo de conjugado em Nxm usando OMD, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM. Funcionamento à plena carga, $V = 110V$, $f = 30Hz$. Na figura inferior, tem-se o sinal filtrado.	66

4.17	Resíduo de conjugado em NxM usando <i>OMD</i> , rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado por tensões senoidais, funcionamento à plena carga. Erros de estimação de r_s , $\hat{r}_s = 1,3r_s$. No gráfico inferior, tem-se o resíduo de conjugado sem a componente contínua.	67
4.18	Resíduo de conjugado em NxM usando <i>OMD</i> , rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$. Erros de estimação de r_s , $\hat{r}_s = 1,3r_s$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.	67
4.19	Resíduo de conjugado em NxM usando <i>OMD</i> , rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$. Erros de estimação de r_r , $\hat{r}_r = 1,4r_r$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.	68
4.20	Resíduo de conjugado em NxM usando <i>OMD</i> , rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$. Erros de estimação: $\hat{r}_s = 1,3r_s$ e $\hat{r}_r = 1,4r_r$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.	68
4.21	Resíduo de conjugado em NxM usando <i>OMD</i> , rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, Erros nas condições iniciais dos enlaces de fluxos. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.	69
5.1	Grandezas elétricas trifásicas desequilibradas no sistema abc, que podem representar tensões da rede ou correntes do motor. .	74
5.2	Componentes de eixo direto e quadratura dos vetores desequilibrados e os valores médios de cada componente.	74
5.3	Valor instantâneo da grandeza da fase <i>a</i> e suas componentes de seqüências positiva e negativa.	75
5.4	Circuito equivalente de seqüência positiva e de seqüência negativa, do motor de indução trifásico, regime permanente, alimentação desequilibrada.	77
5.5	Valor da impedância, de seqüência positiva (Z_{pos}) e de seqüência negativa (Z_{neg}) do motor de indução trifásico para os motores de 500 HP e 2 HP alimentado por tensões desequilibradas. Valores em função do escorregamento.	78

- 5.6 Valor instantâneo do conjugado em Nxm desenvolvido pelo motor de 500 HP , 2300 V , estator simétrico. Motor operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Na figura inferior tem-se uma janela na região de regime permanente 79
- 5.7 Valor instantâneo do conjugado em Nxm desenvolvido pelo motor de 2 HP , 220 V , estator simétrico. Motor operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Na figura inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente . . . 80
- 5.8 Espectro de frequência da corrente de linha da fase a do motor de 500 HP , 2300 V , estator simétrico, alimentação desequilibrada. O motor opera com carga nominal e alimentação desequilibrada: no gráfico superior tem-se, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, e no gráfico inferior, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$ 81
- 5.9 Espectro de frequência da corrente de linha I_a . Motor de 2 HP , 220 V , estator simétrico. O motor opera com carga nominal e alimentação desequilibrada: no gráfico superior tem-se, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, e no gráfico inferior, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$ 81
- 5.10 Valor instantâneo da impedância de seqüência negativa. O motor parte à vazio e, em $t = 1\text{ s}$, tem-se aplicação de carga. As falhas ocorreram em $t = 2\text{ s}$, $t = 3\text{ s}$ e $t = 4\text{ s}$, com percentuais de curto-circuito entre espiras de $\mu = 0,01$, $\mu = 0,03$ e $\mu = 0,04$, respectivamente. Na figura superior, tem-se o valor da impedância para o motor de 500 HP e, na inferior, para o motor de 2 HP 85
- 5.11 Valor instantâneo do conjugado em Nxm do motor de 500 HP , 2300 V . Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, estator simétrico e fator de curto-circuito $\mu = 0,03$. No gráfico inferior, tem-se parte da característica do conjugado, em regime permanente. 85
- 5.12 Valor instantâneo do conjugado em Nxm do motor de 2 HP , 220 V . Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, estator simétrico e fator de curto-circuito $\mu = 0,03$. No gráfico inferior, tem-se parte da característica do conjugado, em regime permanente. . . 86

5.13	Espectro de freqüência da corrente da fase <i>a</i> do motor de 500 <i>HP</i> , 2300 <i>V</i> . Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e os seguintes fatores de curto circuito: $\mu = 0$, $\mu = 0,01$ e $\mu = 0,05$. . .	86
5.14	Espectro de freqüência da corrente da fase <i>a</i> do motor de 2 <i>HP</i> , 220 <i>V</i> . Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e os seguintes fatores de curto circuito: $\mu = 0$, $\mu = 0,01$ e $\mu = 0,05$. . .	87
5.15	Resultado da diferença de tensão e de corrente, devido a desequilíbrios entre os ganhos dos sensores. Motor de 500 <i>HP</i> , 2300 <i>V</i> , operação com carga nominal. Desequilíbrios entre os sensores de tensão de $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e dos sensores de corrente correspondentes a $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$.	89
5.16	Resultado da diferença de tensão e de corrente, devido a desequilíbrios entre os ganhos dos sensores. Motor de 2 <i>HP</i> , 220 <i>V</i> , operação com carga nominal. Desequilíbrios entre os sensores de tensão de $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e dos sensores de corrente correspondentes a $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$.	90
6.1	Fluxograma para simulação de falhas mecânicas, curto-circuito entre espiras, barras quebradas, e desequilíbrios na rede de alimentação. Os parâmetros <i>t</i> , <i>t_{part}</i> e <i>h</i> correspondem, respectivamente, ao instante atual da simulação, tempo total de partida do motor e passo de integração, valores em segundos.	94
6.2	Fluxograma que representa as etapas de análise para o diagnóstico do motor. O 1º braço é responsável pela detecção e localização de barras quebradas, o 2º pela detecção de falhas mecânicas e o 3º, fornece análise das condições dos enrolamentos do estator.	96
6.3	Espectro da corrente de linha do motor de 500 <i>HP</i> , valores em dB. Em cada gráfico tem-se a representação para 100% e 30% do conjugado nominal. As figuras representam as seguintes situações: 0,1%, 0,5%, 1% e 5% de modulação de conjugado nominal.	97
6.4	Espectro da corrente de linha do motor de 2 <i>HP</i> , valores em dB. Em cada gráfico tem-se a representação para 100% e 30% do conjugado nominal. As figuras representam as seguintes situações: 0,1%, 0,5%, 1% e 5% de modulação de conjugado nominal.	98
6.5	Espectro da corrente de linha do motor de 2 <i>HP</i> , valores em dB, operação com carga nominal. As figuras representam as seguintes situações: modulação de conjugado de 0,1%, 0,5% do conjugado nominal, barra 10 quebrada e fator de curto-circuito entre espiras de 3% ($\mu = 0,03$).	99

6.6	Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 500 <i>HP</i> . A presença de componente contínua representa a simulação de falhas mecânicas. Para o caso de modulação de conjugado, tem-se, também, a simulação da barra 10 quebrada. No gráfico inferior, está traçado o resíduo de conjugado sem a componente contínua.	101
6.7	Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 500 <i>HP</i> . A presença de componente contínua representa a simulação de falhas mecânicas. Para o caso de modulação de conjugado, tem-se, também, a simulação da barra 10 quebrada. No gráfico inferior, está traçado o resíduo de conjugado sem a componente contínua.	101
6.8	Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 500 <i>HP</i> para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$. Nos gráficos superiores tem-se o resíduo e suas componentes de frequência. Nos gráficos inferiores estão representados o resíduo de conjugado e suas componentes de frequência sem a componente contínua.	102
6.9	Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 2 <i>HP</i> para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$. Nos gráficos superiores tem-se o resíduo e suas componentes de frequência. Nos gráficos inferiores, estão representados o resíduo de conjugado e suas componentes de frequência sem a componente contínua.	102
6.10	Distribuição espacial da diferença de conjugado, em Nxm , sem a componente contínua, para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$.	103
6.11	Fluxograma para simulação de falhas aleatórias, onde, BQ é o número da barra quebrada, ΔT o resíduo de conjugado no espaço, T_n conjugado nominal, T_{falha} o conjugado correspondente à falha mecânica e T_{carga} o conjugado de carga.	105
6.12	Gráficos de barras que correspondem às entradas e saídas da rede para as simulações dos motores de 2 <i>HP</i> e 500 <i>HP</i> , respectivamente.	106
6.13	Gráficos de barras para aos testes de barras quebradas e as saídas correspondentes. Resultados das simulações do motor de 2 <i>HP</i> .	107

7.1	Foto da bancada de teste constituída pelo motor de indução, gerador de corrente contínua, banco de resistência, sistema de medição e o microcomputador.	110
7.2	Foto parcial da bancada, mostrando a base de fixação do motor e o acoplamento flexível entre as duas máquinas elétricas.	111
7.3	Placa de bornes que facilita o fechamento e alimentação do motor de indução, alimentação do campo e aplicação de carga na máquina de corrente de contínua e curto-circuito entre espiras.	111
7.4	Enrolamentos do estator da máquina de indução, que foi rebobinado de modo a permitir curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina.	112
7.5	Fotos do estator do motor de indução trifásico de 3 CV, que foi rebobinado de forma a permitir curto-circuito entre espiras alojadas na mesma ranhura.	112
7.6	Fotos do rotor do motor de indução trifásico de 3 CV, 220 V, 60 Hz. Os parafusos permitem a interrupção elétrica da barra com o anel de curto-circuito.	113
7.7	Foto da instrumentação utilizada para as medições das tensões e correntes.	114
7.8	Foto do visor do computador mostrando a tela de saída do sistema de detecção de barras quebradas.	115
7.9	Gráficos de barras das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões, correntes e impedâncias. Resultados referentes aos testes experimentais e de simulação para estator simétrico.	117
7.10	Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes para estator simétrico, resultado experimental.	119
7.11	Gráficos de barras das componentes de seqüências negativas das tensões, correntes e impedâncias. Resultados referentes aos testes experimentais e de simulação para curto-circuitos entre 3, 6 e 15 espiras.	122
7.12	Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes para curto-circuito entre três espiras da fase A, resultado experimental.	123
7.13	Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes e seus respectivos espectros de freqüência para estator simétrico e presença de falhas mecânicas, resultado experimental.	123
7.14	Valores instantâneos e espectros de freqüência das tensões e correntes de fase do motor de indução. Rotor modificado, ausência de falha mecânica, carga nominal.	125

7.15	Resíduo de conjugado no espaço, motor modificado, resultados experimentais.	126
7.16	Resíduo de conjugado em N_{xm} do motor modificado, para as seguintes situações: rotor simétrico e barra 11 quebrada. Resultados de simulação.	126
7.17	Espectro de corrente para as seguintes situações: rotor simétrico e barra 11 quebrada. Resultados de simulação. A abscissa representa a frequência em Hz e a ordenada representa a amplitude da corrente em dB.	127
7.18	Resíduo de conjugado no espaço, rotor simétrico. Resultados experimentais para diversas condições de operação de carga do motor.	128
7.19	Espectro da corrente da fase a, rotor simétrico. Resultados experimentais para diversas condições de operação de carga do motor.	128
7.20	Rotor com a barra rompida.	129
7.21	Resíduo de Conjugado no espaço, após a interrupção de condução de corrente de uma barra. Resultados experimentais para as seguintes condições de operação do motor: (a) carga nominal; (b) 83% de carga; (c) 72% de carga; (d) desequilíbrio da rede e 70% de carga; (e) desequilíbrio da rede, desalinhamento e 70% de carga; (f) desalinhamento e 70% de carga.	130
7.22	Resíduo de conjugado e espectro da corrente, resultados de simulação. Nos gráficos superiores tem-se o rotor simétrico e nos inferiores considerou-se a barra 11 quebrada.	132
7.23	Espectro de corrente e resíduo de conjugado, resultados experimentais, para as seguintes condições: (a) e (b) ausência de falha mecânica; (c) e (d) presença de falha mecânica; (e) e (f) presença de falha mecânica e de barra quebrada.	134
7.24	Saida final. Resultado experimental para presença de barra quebrada e ausência de falha mecânica.	135
7.25	Saida final, espectro de corrente. Resultado experimental para presença de barra quebrada e ausência de falha mecânica.	135
7.26	Espectro de corrente e tensão para o motor original. O sistema diagnosticou incorretamente a presença de falhas mecânicas.	136
8.1	Representação da rede Max-Net. As entradas da rede são as frequências de rotação e seus múltiplos: $f_r, 2f_r, 3f_r, 4f_r$	141
8.2	Representação da rede <i>MLP-global</i> . As saídas binárias y_1 e y_2 caracterizam as seguintes condições : $y_1=0$ e $y_2=0$ - sem defeito, $y_1=0$ e $y_2=1$ - desalinhamento, $y_1=1$ e $y_2=0$ - desbalanceamento e $y_1=1$ e $y_2=1$ - folga mecânica	143

8.3 Rede com camadas paralelas (PLP).	147
A.1 Bancada de teste, sendo: 1. equipamento UltraSpec 8000, fabricado pela CSI; 2. computador; 3. acelerômetro A0720GP; 4. motor de indução; 5. máquina CC; 6. banco de resistência; 7. acoplamento; 8. painel de controle da máquina CC.	162
C.1 Enrolamento em boas condições	171
C.2 Falta de fase	171
C.3 Desequilíbrio entre fases	171
C.4 Curto-circuito entre espiras	171
C.5 Curto-circuito entre bobinas	171
C.6 Curto-circuito entre fases	171
C.7 Bobina em curto-circuito para massa na saída da ranhura	172
C.8 Bobina em curto para massa na saída da ranhura	172
C.9 Bobina em curto-circuito para massa no interior da ranhura . . .	172
C.10 Curto-circuito nas interligações	172
C.11 Enrolamento danificado por sobrecarga	172
C.12 Defeito causado pelo travamento do rotor	172
D.1 Diagrama de blocos das sub-rotinas do programa <i>Teste de Barra Quebrada e Falhas Mecânicas</i>	175
D.2 Diagrama de blocos das sub-rotinas do programa <i>Teste de Curto-Circuito Entre Espiras</i>	176
D.3 Código do VI que configura aquisição dos canais de tensão, corrente e velocidade.	177
D.4 Diagrama de blocos do programa <i>Teste de Curto-Circuito Entre Espiras</i>	177
D.5 Diagrama de blocos do programa <i>Teste de Barra Quebrada e Falhas Mecânicas</i>	178
D.6 Código do VI que calcula as componentes de eixo dq	179
D.7 Código do VI que calcula os conjugados do modelo discreto e do observador em Modos Deslizantes.	179
D.8 Código do VI que extrai o padrão de diagnóstico de falha mecânica.	179

Lista de Tabelas

2.1	Freqüências predominantes no espectro de vibrações, associadas a problemas mecânicos em máquinas rotativas.	24
4.1	Dados dos motores analisados, apresentados na seguinte seqüência: potência, tensão, velocidade e conjugado nominais, resistências do estator e do rotor, reatâncias de dispersão do estator, mútua e de dispersão do rotor, momento de inércia.	58
4.2	Conjugado desenvolvido, velocidade do motor e freqüência de modulação para cada condição de carga.	63
5.1	Correntes das fases e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 <i>HP</i> , 2300 <i>V</i> , estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Estão apresentadas as seguintes condições de carga: conjugado nominal, 50% e 10% do conjugado nominal.	76
5.2	Correntes das fases e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 <i>HP</i> , 220 <i>V</i> , estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Estão apresentadas as seguintes condições de carga: conjugado nominal, 50% e 10% do conjugado nominal.	76
5.3	Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 <i>HP</i> , 2300 <i>V</i> , estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Resultados da simulação e do circuito equivalente.	78
5.4	Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 <i>HP</i> , 220 <i>V</i> , estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Resultados da simulação e do circuito equivalente.	79

5.5	Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$	82
5.6	Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$	83
5.7	Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$	83
5.8	Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$	84
5.9	Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito da fase <i>a</i> iguais a 1% e 3%, e as seguintes diferenças entre os ganhos dos sensores: $V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$ e $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ combinado com $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$	88
5.10	Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito da fase <i>a</i> iguais a 1% e 3%, e as seguintes diferenças entre os ganhos dos sensores; $V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$ e $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ combinado com $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$	89
6.1	Impedância de seqüência negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V, tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, percentuais de espiras em curto-circuito de 1% e 3% e falhas mecânicas correspondentes à modulação de conjugado de 0,5% do conjugado nominal.	99

6.2	Impedância de seqüência negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V, tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, percentuais de espiras em curto-circuito de 1% e 3% e falhas mecânicas correspondentes à modulação de conjugado de 0,5% do conjugado nominal	100
6.3	Número total de testes de simulação realizados para os motores de 2 HP e 500 HP.	103
6.4	Características da entrada do algoritmo de geração de condição simétrica e falhas aleatórias	104
7.1	Parâmetros do circuito equivalente obtidos através de ensaios à vazio e de rotor travado, motor modificado.	115
7.2	Valores eficazes das tensões, correntes e impedâncias de seqüência positiva e negativa, estator simétrico. Resultados experimentais.	118
7.3	Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curto-circuitos entre três espiras, resultados experimentais.	120
7.4	Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curto-circuitos entre seis espiras, resultados experimentais.	121
7.5	Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curto-circuitos entre quinze espiras, resultados experimentais.	121
7.6	Média dos valores e erro padrão da média das componentes de seqüência negativa dos testes de curto-circuitos entre espiras.	122
7.7	Severidade e recomendações de procedimentos para a análise do espectro de corrente do motor.	124
7.8	Parâmetros do circuito equivalente obtidos através de ensaios à vazio e de rotor travado, motor original.	127
7.9	Diferença em dB das amplitudes de modulação.(a) carga nominal; (b) 83% de carga; (c) 72% de carga; (d) desequilíbrio da rede e 70% de carga; (e) desequilíbrio da rede, desalinhamento e 70% de carga; (f) desalinhamento e 70% de carga.	131
8.1	Dados utilizados para treinamento e validação da rede, para cada defeito. As posições do acelerômetro são identificadas por três letras. A primeira é sempre A de acoplado, a segunda pode ser V de vertical, A de axial ou H de horizontal e a última pode ser V de ventoinha ou A de acoplamento.	140

8.2	Número de neurônios na camada escondida para cada rede neural artificial MLP	141
8.3	Índice de acertos, em percentuais, para cada rede MLP, para as fases de treinamento e validação.	142
8.4	Saída final da rede <i>Max-Net</i> . Índice de acertos, em percentuais, para cada tipo de defeito, para as fases de treinamento e validação.	142
8.5	Saída final da rede <i>MLP-global</i> . Índice de acertos, em percentuais, para cada tipo de defeito, para as fases de treinamento e validação. Os padrões de entrada da rede correspondem às medições das seis posições do acelerômetro.	143
8.6	Resultados da rede <i>MLP-global</i> para cada posição do sensor. Os números que aparecem na tabela correspondem ao número de padrões que a rede errou. O total apresentado em percentual corresponde ao índice de acerto.	144
8.7	Resultados das simulações usando o método multi-objetivo desenvolvido por Teixeira et al. (2002) . Os números apresentados correspondem aos padrões errados e a última linha indica o percentual total de acertos.	145
8.8	Resultados da rede <i>PLP</i> . Os números apresentam a quantidade de padrões que a rede errou e a última linha o desempenho final, índice de acerto em percentual.	147
8.9	Resultados para classificação utilizando as Máquinas de Vetores Suporte. Os números apresentam a quantidade de padrões que a rede errou e a última linha o desempenho final, índice de acerto em percentual.	149

Considerações Iniciais

"Viva de maneira que sua presença não seja notada, mas que sua ausência seja sentida."

Mustafá

Os custos da manutenção representam a maior parte dos custos operacionais de toda a fabricação. Podem representar entre 15% à 40% dos custos de muitos produtos. Por exemplo, em indústrias relacionadas com alimentos, o custo médio de manutenção chega a representar 15% do custo total do produto, enquanto em siderúrgicas, indústrias de papel e celulose e em outras indústrias pesadas, a manutenção chega a representar 40% do custo total do produto (Almeida, 1996). Estudos de gerenciamento de manutenção indicaram que um terço do custo total de manutenção é desperdiçado com procedimentos inadequados ou desnecessários. No Brasil, os métodos de manutenção estão evoluindo e várias empresas, tais como USIMINAS, PETROBRÁS, CVRD e outras, vêm investindo em sistemas de diagnóstico de máquinas rotativas, com ênfase em análise de vibrações (Mirshawka, 1995).

A detecção de falhas em motores de indução trifásicos tem sido largamente investigada nos últimos anos. Entretanto, a tecnologia nesse campo continua em permanente evolução e novas tecnologias estão surgindo a cada ano. O objetivo é obter melhor eficiência na detecção de falha com algoritmos simples de análise e sensores de baixo custo. Esta razão justifica o fato de Conferências Internacionais dedicarem sessões exclusivas de trabalhos na área de diagnóstico de falhas em motores (Henao et al., 2003).

Para um bom diagnóstico, é necessário uma monitoração contínua e alarme rápido frente à ocorrência de uma falha. Contudo, esta não é uma tarefa trivial, uma vez que o impacto de alguns tipos de falhas é pequeno e podem ser mascarados por ruídos e mudanças das condições de operação do acionamento.

De acordo com [Betta et al. \(2002\)](#), para um diagnóstico preciso é necessário:

- Análise em tempo real para garantir rapidez na detecção de falha;
- Escolha adequada dos seguintes parâmetros para medição: número de pontos, frequência de amostragem, tipo de janela, com o objetivo de obter alta sensibilidade e seletividade na detecção da falha;
- Software dedicado para correlação da vibração com a causa, e o entendimento da severidade.

As vibrações em motores elétricos são normalmente classificadas em vibrações de origem magnética e vibrações de origem mecânica. As perturbações magnéticas nos motores podem ser conseqüências de problemas internos ou de defeitos dinâmicos na rede externa que alimenta o motor. Os fatores que afetam o comportamento do motor podem ser agrupados da seguinte forma:

- Deslocamento do centro magnético - excentricidade;
- Defeitos nas barras do rotor;
- Desequilíbrio da rede de alimentação;
- Problemas no isolamento.

As fontes de vibrações mecânicas são devido a:

- Desbalanceamento;
- Desalinhamento;
- Eixo Empenado;
- Folga Mecânica;
- Problemas nos mancais.

Análise de vibração tem sido usada pela equipe da área de manutenção para detecção e diagnóstico de falhas em motores devido às suas potencialidades. Através da análise do espectro do sinal da vibração, pode-se detectar tanto os defeitos de origem elétrica quanto os de origem mecânica presentes no motor. No entanto, falhas nas barras do rotor são difíceis de serem diagnosticadas usando somente o espectro de vibração.

Em [Obaid e Habetler \(2003\)](#), a técnica de análise do espectro da corrente é usada para detecção de falhas mecânicas.

De acordo com [Ye et al. \(2003\)](#), a tarefa de distinguir as condições de falhas de uma situação normal usando o espectro da FFT (*Fast Fourier Transform*) é difícil. O trabalho dos pesquisadores mostra a ferramenta *wavelet* para diagnóstico de excentricidade e barras quebradas em motores de indução. A técnica *wavelet* usa janelas largas para componentes de altas frequências e janelas estreitas para componentes de frequências baixas. A largura da janela é ajustada automaticamente. No entanto, os autores apresentam poucos resultados práticos para demonstrar a eficiência desta ferramenta.

O método *Viena* ([Kral et al., 2000](#)), ([Wieser et al., 1998a](#)) e ([Wieser et al., 1998b](#)) foi desenvolvido para detecção de barras quebradas. A técnica utiliza sinais de entrada de transdutores e encoders. Somente uma subrotina adicional é necessária para a tarefa de análise do diagnóstico. O método calcula o conjugado desenvolvido pelo motor de indução através dos modelos de tensão e de corrente. A diferença entre os dois conjugados é usada para o diagnóstico da falha.

Sistemas baseados em lógica *fuzzy* têm sido usados para detecção de barras quebradas tendo como entradas as componentes das frequências de modulação $(1 \pm 2s)f$, ([Filippetti et al., 2000](#)). Cada componente é descrita pela função de pertinência: *pequeno*, *médio* ou *grande*. O sistema *fuzzy* usado é do tipo *Mamdani*, nove regras, implicação *max-min* e utiliza a técnica do centróide para *defuzzificação*. Um exemplo de regra é: se a menor frequência de modulação é grande e se a maior frequência de modulação é média então o motor tem uma ou duas barras quebradas.

[Bell e Sung \(1997\)](#) publicaram um estudo relacionado com falhas nos enrolamentos do estator de motores de média e pequena potência. Segundo os autores, em motores acionados por inversores PWM (*Pulse Width Modulation*), a alta frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores pode gerar curto-circuito entre bobinas ou entre espiras.

Os autores [Wang et al. \(2000\)](#) apresentam estudos preliminares para o desenvolvimento de métodos para detectar a degradação do isolamento de motores de até 600 V, acionados por inversores PWM. Sinais de tensão e de corrente foram coletados com o motor operando nas condições normais (*baseline*)

e em condições de falha, com diferentes cargas e frequências de chaveamento do PWM. O objetivo foi analisar qual parâmetro (tensão ou corrente) e qual método de extração de características (FFT, *wavelet*, etc) forneceu a melhor sensibilidade para a detecção de degradação de isolamento nos primeiros estágios.

Bellini et al. (2000) analisam o impacto do controle no diagnóstico de falhas. Segundo os autores, para circuitos em malha fechada, o controle modifica o comportamento das variáveis de alimentação e processos de detecção mais sofisticados são necessários para analisar os parâmetros da máquina.

Lamim Filho (2003) propõe a implementação de um transdutor (bobina de fluxo), sensível ao fluxo no entreferro, instalados dentro dos motores de indução trifásicos. São identificadas as frequências determinísticas relacionadas aos defeitos comuns a esses tipos de máquinas. Os espectros coletados com esse novo sensor são comparados com um sensor comercial, mostrando sua eficiência.

No trabalho de Brito (2002) é apresentado um sistema híbrido que usa técnicas de inteligência artificial para diagnosticar falhas de origem mecânica e barras quebradas, através da análise de sinais de vibração.

Inúmeros trabalhos vêm sendo publicados na área de detecção de falhas em motores de indução. As variáveis normalmente utilizadas para o diagnóstico são as correntes do motor, fluxo magnético, conjugado e vibrações. As estratégias de detecção usam métodos baseados em modelos qualitativos, tais como: observadores de estados, observadores robustos, estimação de parâmetros, *wavelet*, redes neurais artificiais e redes neurofuzzy. Mas, normalmente, o sistema é desenvolvido para detectar determinados tipos de falhas. Não se tem um diagnóstico completo do motor.

A proposta deste trabalho é desenvolver e implementar um sistema de detecção e diagnóstico de falhas elétricas (curto-circuito entre espiras do estator, quebra de barras e/ou anéis do rotor) e mecânicas (desalinhamento, desbalanceamento, folga mecânica, etc.) em motores de indução trifásicos.

1.1 Metodologia Proposta

Na figura 1.1 é mostrado o diagrama de blocos básico que será empregado neste trabalho para a detecção e o diagnóstico de falhas em máquinas elétricas rotativas. A planta representa o sistema composto pelo motor, fonte de alimentação e carga. Os sinais analógicos adquiridos pelos sensores de corrente, tensão e velocidade, depois de convertidos para sinais digitais, são pré-processados. As falhas serão classificadas pelos sistemas individuais de detecção da seguinte maneira:

- Classificador I - Detecção e localização de barras quebradas, usando o resíduo gerado pelo observador em modos deslizantes.
- Classificador II - Será utilizado para detectar a presença de falhas mecânicas e classificá-las: desalinhamento, desbalanceamento e folga mecânica.
- Classificador III - Diagnóstico de falhas nos enrolamentos do estator.

O decisor será o responsável pelo diagnóstico final.

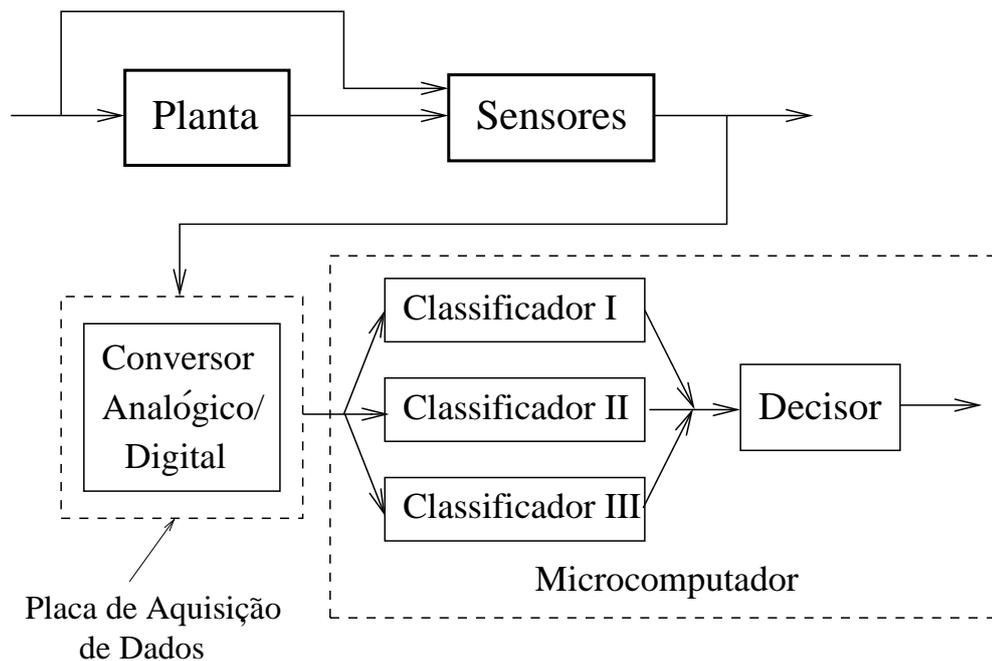


Figura 1.1: Estrutura simplificada do sistema de detecção e diagnóstico de falhas. Classificador I é o responsável pela detecção de barras quebradas, o Classificador II pelo diagnóstico de falhas mecânicas e o Classificador III pela detecção de curto-circuito entre espiras. O diagnóstico final do sistema será dado pelo decisor.

1.2 Estrutura do Texto

Uma breve descrição dos tipos de falhas em máquinas rotativas bem como as frequências determinísticas que aparecem no espectro de corrente e de vibração são apresentados no capítulo 2.

No capítulo 3, são analisados os modelos matemáticos que representam as assimetrias no motor e no sistema de alimentação. Para a simulação de quebras de barras e/ou anéis, foi adotado o modelo proposto por [Cunha et al. \(2003\)](#), por ser um modelo simples e de fácil implementação. Foi proposto um modelo para simulação de assimetrias no estator (desequilíbrios na fonte

de alimentação e curto-circuito entre espiras). É proposto também um modelo para análise de excentricidade e de falhas mecânicas que contemplam as situações de desalinhamento, desbalanceamento e folga mecânica.

No capítulo 4, é apresentado o método de detecção e localização de barras quebradas usando como padrão o resíduo de conjugado calculado por dois modelos. A barra quebrada afeta o cálculo de conjugado de maneira diferente, gerando uma diferença que tem modulação de duas vezes a frequência de escorregamento. Usando o modelo matemático assimétrico proposto no capítulo 3, são apresentados os resultados de simulações para diversas condições de operação do motor.

O método de detecção de curto-circuito inicial entre espiras é descrito no capítulo 5. Para validação do método, foram realizadas várias simulações e escolhidos alguns resultados para apresentação no texto.

A descrição do **decisor** é abordada no capítulo 6. É apresentado o modelo matemático dinâmico assimétrico do motor, que permite analisar os tipos de falhas e as interferências entre elas. Assim, é proposto o algoritmo que fará o diagnóstico final do motor.

No capítulo 7, tem-se a descrição da bancada de teste, constituída pelo motor de indução, carga e sistema de aquisição. O motor foi projetado de modo a permitir testes não destrutivos de quebras de barras e curto-circuito entre espiras. São apresentados resultados experimentais de modo a validar a técnica proposta.

A partir de dados coletados numa bancada experimental, foram testadas várias topologias de redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte para a detecção de falhas mecânicas num motor de indução trifásico de 5 CV. Esta análise está contida no capítulo 8. Os resultados comprovam a eficiência de técnicas de inteligência computacional para a detecção de falhas mecânicas usando como padrões de entrada as amplitudes das frequências de rotação do espectro de vibração.

No Capítulo 9, são sintetizadas as conclusões apresentadas no final de cada um dos capítulos anteriores, de modo a facilitar uma visão integral do trabalho executado. O projeto comporta diversas extensões que são também citadas no capítulo 9.

Descrição dos Fenômenos

"A mente que se abre a uma nova idéia jamais voltará ao seu tamanho original."

Albert Einstein

O comportamento vibratório de uma máquina é resultado da interação de forças elétricas, mecânicas e a dinâmica da estrutura do motor. A análise de vibrações é multidisciplinar, pois envolve vários campos do conhecimento tais como:

- a) *Análise de sinais:* conhecimento dos tipos de sinais, formas de combinação e de modulação, decomposição em componentes de frequência.
- b) *Identificação das falhas:* conhecimentos que possibilitem analisar os sinais de vibração para poder chegar ao diagnóstico das falhas.
- c) *Sistemas de medição de vibração:* conhecimento das formas de condicionamento dos sinais, escolha dos parâmetros mais importantes, conhecimento da instrumentação disponível no mercado e de seus recursos de análise.

Para o diagnóstico de vibrações, é necessário conhecer as diversas formas pelas quais os sinais se apresentam e seus possíveis modos de combinação. Desta forma, no primeiro item deste capítulo serão apresentados os modos de combinações de sinais. Depois, as diversas causas de vibrações serão estudadas, assim como a maneira com que o motor transmite estas forças.

2.1 Análise de Sinais

Sinais senoidais, ocorrendo simultaneamente, interagem entre si e podem formar um sinal único. São várias as formas de combinações de sinais. Se a combinação for por processo de soma pode ocorrer um dos dois casos a seguir:

- Sinais de mesma frequência:* A soma de dois sinais senoidais de mesma frequência resulta em outro sinal de mesma frequência com amplitude e defasagem próprias.
- Sinais de frequências diferentes:* A soma de sinais senoidais de frequências diferentes resulta em um sinal periódico mas não senoidal. O resultado da soma de dois sinais com frequências muito próximas é denominado batimento. As amplitudes normalmente aumentam e diminuem periodicamente. A figura 2.1 apresenta a soma de duas senóides de frequências $f_1 = 20\text{Hz}$ e $f_2 = 22\text{Hz}$, sinais no domínio do tempo e da frequência.

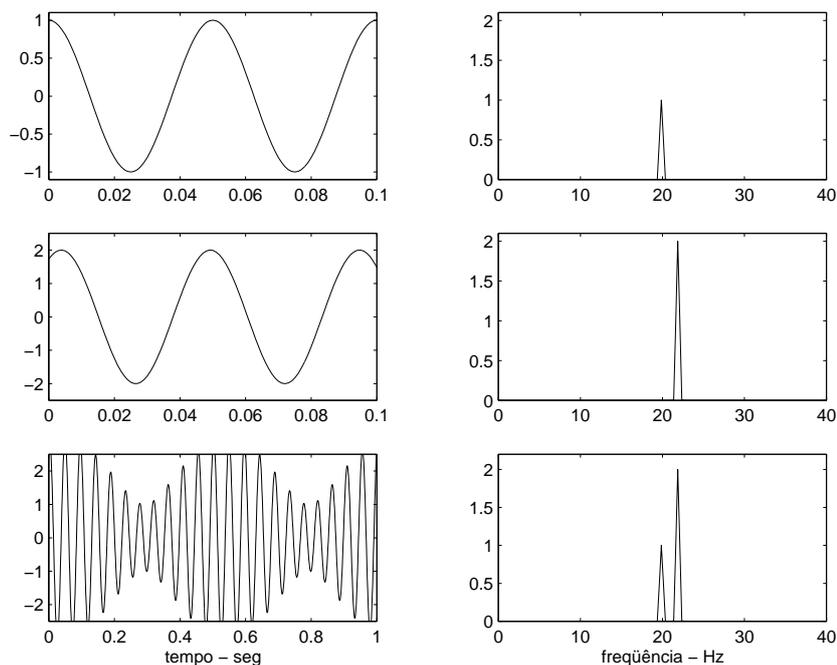


Figura 2.1: Representação gráfica de um batimento. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) senóide de frequência $f_1 = 20\text{ Hz}$; b) senóide de frequência $f_2 = 22\text{ Hz}$ defasada de $\pi/6$ rad da anterior; c) resultante da combinação das duas senóides.

Sempre que dois ou mais sinais de vibrações ocorrem simultaneamente, é possível que alguns deles se combinem gerando sinais de outras formas. As formas comuns de modulação são: AM_{cp} (amplitude modulada com portadora), AM_{sp} (amplitude modulada sem portadora) e FM (frequência modu-

lada). A modulação é composta de um sinal modulante e de uma portadora. A modulante altera a portadora em amplitude ou frequência.

Para o estudo dos tipos de modulação, adotou-se como referência o livro de [Kennedy e Davis \(1992\)](#). O sinal modulante e a portadora serão definidos pelas funções:

$$s_p = A_p \text{sen}(2\pi f_p t + \phi_p)$$

$$s_m = A_m \text{sen}(2\pi f_m t + \phi_m)$$

onde:

s_p e s_m - portadora e sinal modulante;

A_p e A_m - amplitudes da portadora e do sinal modulante;

f_p e f_m - frequências da portadora e do sinal modulante, ($f_p > f_m$);

ϕ_p e ϕ_m - ângulo de fase da portadora e do sinal modulante.

obs: os ângulos de fase dos sinais serão desconsiderados pois eles não interferem nas análises.

2.1.1 Modulação em Amplitude com Portadora

Em um sistema de amplitude modulada com portadora (AM_{cp}), o sinal resultante é descrito pela equação:

$$s_{AM_{cp}} = A_{AM_{cp}} \text{sen}(2\pi f_p t) \quad (2.1)$$

A amplitude instantânea máxima da modulação é:

$$A_{AM_{cp}} = A_p + s_m \quad (2.2)$$

Definindo o índice de modulação $m = \frac{A_m}{A_p}$ resulta:

$$A_{AM_{cp}} = A_p(1 + m \text{sen}(2\pi f_m t)) \quad (2.3)$$

Das equações 2.1 e 2.3 obtém-se:

$$s_{AM_{cp}} = A_p \text{sen}(2\pi f_p t) + A_p m \text{sen}(2\pi f_m t) \text{sen}(2\pi f_p t) \quad (2.4)$$

Da relação trigonométrica:

$$\text{sen}x \text{sen}y = \frac{1}{2} [\cos(x - y) - \cos(x + y)]$$

vem:

$$s_{AM_{cp}} = A_p \text{sen}(2\pi f_p t) + m \frac{A_p}{2} [\cos(2\pi f_p - 2\pi f_m)t - \cos(2\pi f_p + 2\pi f_m)t] \quad (2.5)$$

Analisando a expressão 2.5, conclui-se que o espectro de freqüência da modulação em amplitude com portadora apresenta componente central na freqüência da portadora f_p e um par de bandas laterais para cada componente do sinal modulante. A figura 2.2 exemplifica esta forma de modulação, mostrando os sinais no tempo e na freqüência do sinal modulante, da portadora e da modulação em amplitude com portadora.

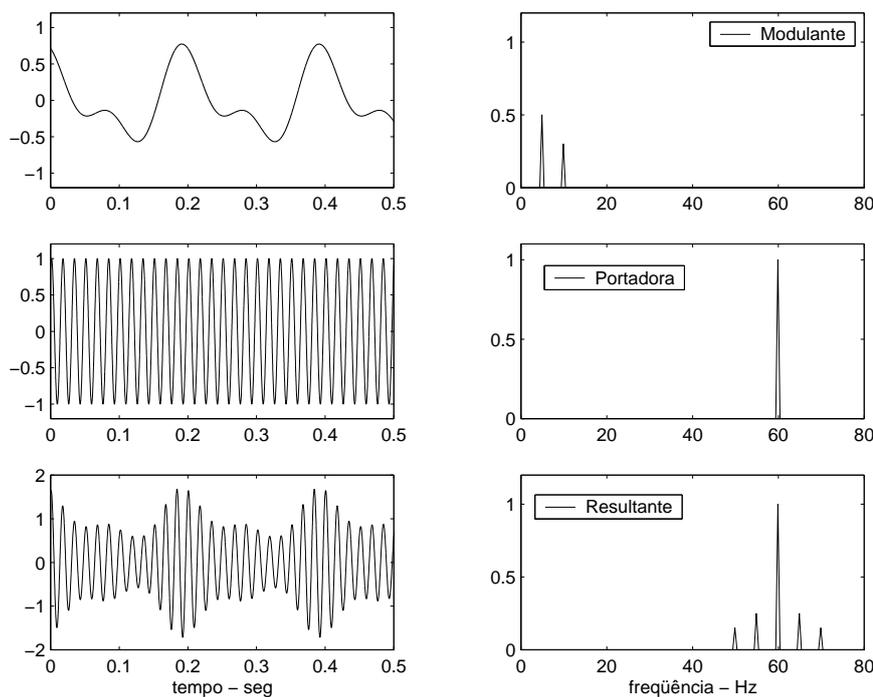


Figura 2.2: Modulação em AM com portadora. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio tempo e da freqüência: a) modulante, formada por dois sinais senoidais de freqüências $f_1 = 5Hz$ e $f_2 = 10Hz$; b) portadora, senóide de freqüência $f = 60Hz$; c) resultante, de acordo com a equação 2.5.

2.1.2 Modulação em Amplitude com Portadora Suprimida

Neste tipo de modulação, a amplitude máxima do sinal é o sinal modulante, ou seja, $A_{AM_{sp}} = s_m$. Desta forma, o sinal resultante será:

$$s_{AM_{sp}} = s_m \text{sen}(2\pi f_p t) \quad (2.6)$$

e:

$$s_{AM_{sp}} = A_m \text{sen}(2\pi f_m t) \text{sen}(2\pi f_p t) \quad (2.7)$$

ou ainda:

$$s_{AM_{sp}} = \frac{A_m}{2} [\cos(2\pi f_p - 2\pi f_m)t - \cos(2\pi f_p + 2\pi f_m)t] \quad (2.8)$$

A figura 2.3 exemplifica a modulação AM, mostrando os sinais no tempo e na frequência. Esta forma de modulação cria duas componentes de frequências equidistantes da frequência do sinal da modulante. A portadora não aparece no resultado, o que justifica o nome de modulação em amplitude sem portadora ou com portadora suprimida.

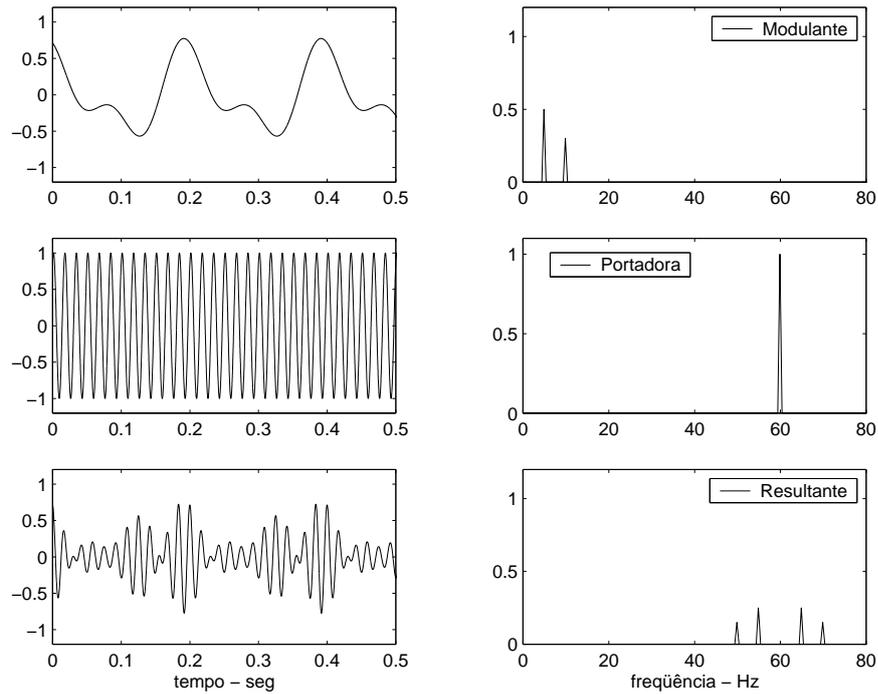


Figura 2.3: Modulação em AM com portadora suprimida. As figuras acima representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) modulante, formada por dois sinais senoidais de frequências $f_1 = 5 \text{ Hz}$ e $f_2 = 10 \text{ Hz}$; b) portadora, senóide de frequência $f = 60 \text{ Hz}$; c) resultante, de acordo com a equação 2.8.

2.1.3 Modulação em Frequência

A frequência instantânea da modulação em frequência é dada pela seguinte relação matemática:

$$f_{FM} = f_p(1 + kA_m \cos(2\pi f_m t)) \quad (2.9)$$

onde k é uma constante de proporcionalidade.

A amplitude instantânea do sinal FM é:

$$s_{FM} = A_{FM} \text{sen}(F(f_p, f_m)) = A_{FM} \text{sen} \theta \quad (2.10)$$

O ângulo θ pode ser obtido através da integral da velocidade angular, representada pela equação 2.9.

Assim:

$$\begin{aligned}\theta &= \int 2\pi f_p (1 + kA_m \cos(2\pi f_m t)) dt \\ &= 2\pi f_p \left(t + \frac{kA_m \operatorname{sen}(2\pi f_m t)}{2\pi f_m} \right) \\ &= 2\pi f_p t + \frac{KA_m f_p \operatorname{sen}(2\pi f_m t)}{f_m}\end{aligned}\quad (2.11)$$

Definindo o fator de modulação como: $\beta = \frac{kA_m f_p}{f_m}$ e combinando as equações 2.10 e 2.11, vem:

$$s_{FM} = A_{FM} \operatorname{sen}(2\pi f_p t + \beta \operatorname{sen}(2\pi f_m t)) \quad (2.12)$$

A equação 2.12 pode ser reescrita utilizando-se a função de Bessel (Kennedy e Davis, 1992). Assim a equação 2.12 pode ser expandida da seguinte maneira:

$$\begin{aligned}s_{FM} &= A_{FM} \{ J_0(\beta) \operatorname{sen}(2\pi f_p) t + J_1(\beta) [\operatorname{sen}(2\pi f_p + 2\pi f_m) t - \operatorname{sen}(2\pi f_p - 2\pi f_m) t] \\ &\quad + J_2(\beta) [\operatorname{sen}(2\pi f_p + 2(2\pi f_m)) t - \operatorname{sen}(2\pi f_p - 2(2\pi f_m)) t] \\ &\quad + J_3(\beta) [\operatorname{sen}(2\pi f_p + 3(2\pi f_m)) t - \operatorname{sen}(2\pi f_p - 3(2\pi f_m)) t] \\ &\quad + J_4(\beta) [\operatorname{sen}(2\pi f_p + 4(2\pi f_m)) t - \operatorname{sen}(2\pi f_p - 4(2\pi f_m)) t] \dots\end{aligned}\quad (2.13)$$

A equação 2.13 mostra que a modulação em frequência consiste de infinitos números de pares de bandas laterais e suas amplitudes dependem do fator J . Os coeficientes $J_n(\beta)$ são obtidos através da equação:

$$J_n(\beta) = \left(\frac{\beta}{2} \right)^n \left[\frac{1}{n!} - \frac{(\beta/2)^2}{1!(n+1)!} + \frac{(\beta/2)^4}{2!(n+2)!} - \frac{(\beta/2)^6}{3!(n+1)!} + \dots \right] \quad (2.14)$$

A modulação em frequência apresenta infinitas bandas laterais em torno da frequência da portadora separadas pelas frequências $f_m, 2f_m, 3f_m, \dots$. Dependendo do índice de modulação β , a amplitude da portadora no espectro pode inclusive ser nula. Este tipo de modulação é não linear, dificultando a análise dos sinais.

A Figura 2.4 mostra os sinais no tempo e o espectro de frequência da modulação em frequência. O sinal modulante é uma senóide de frequência de 10 Hz e a portadora é uma senóide de frequência de 60 Hz.

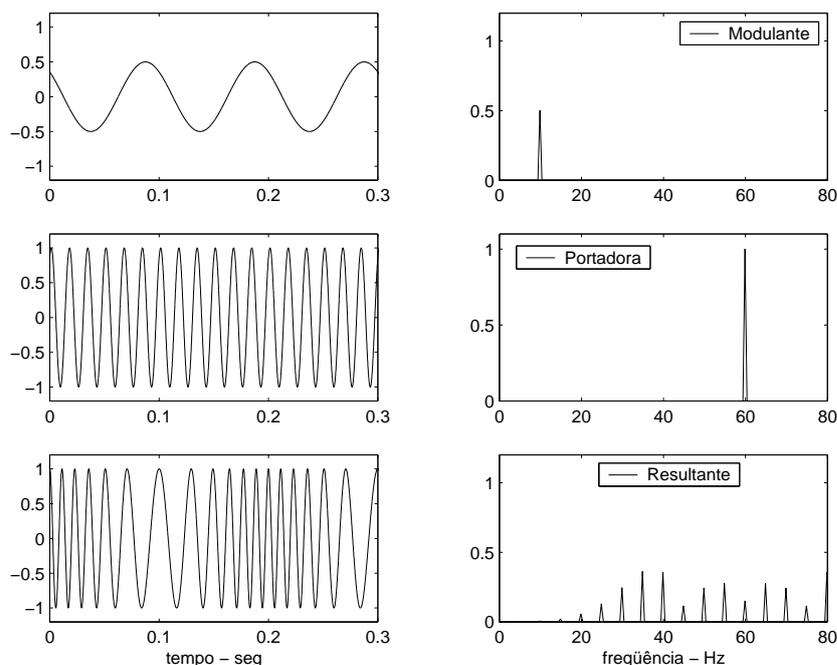


Figura 2.4: Modulação em FM. As figuras representam os seguintes sinais no domínio do tempo e da frequência: a) modulante, sinal de frequência $f_1 = 10 \text{ Hz}$; b) portadora, senóide de frequência $f = 60 \text{ Hz}$; c) resultante, de acordo com a equação 2.13.

2.2 Fontes de Vibrações

2.2.1 Considerações Iniciais

Os fatores que afetam o comportamento do motor podem ser agrupados em problemas de origem magnética ou elétrica e problemas de origem mecânica. Devido à importância do entendimento das fontes de perturbações para o diagnóstico de falhas, [Finley et al. \(2000\)](#) publicaram um artigo técnico analisando as frequências determinísticas das vibrações em máquinas elétricas. Assim, para o estudo a seguir, utilizou-se como referência os trabalhos de [Finley et al. \(2000\)](#), [Almeida e Góz \(1994\)](#) e [Taylor \(1994\)](#).

Antes de analisar isoladamente cada tipo de defeito, será considerado de forma genérica, problemas no estator e no rotor.

Quando uma corrente elétrica percorre um condutor dentro de um campo magnético, o condutor sofre ação de uma força, descrita pela equação abaixo:

$$\vec{F} = \vec{i} \times \vec{B}l \quad (2.15)$$

onde:

\vec{i} - vetor de corrente

\vec{B} - vetor densidade de fluxo magnético

l - comprimento do condutor

Se o enrolamento trifásico do estator do motor de indução é alimentado por tensões senoidais equilibradas, é produzido no entreferro um campo magnético que tem distribuição senoidal no espaço e gira com velocidade síncrona n_1 , enquanto o rotor gira com velocidade n . A diferença entre as duas velocidades é denominada de velocidade de escorregamento.

A componente espacial fundamental da onda resultante do fluxo no entreferro gira em relação ao rotor com velocidade de escorregamento sn_1 e induz força eletromotriz de frequência de escorregamento sf no circuito do rotor. Esta força eletromotriz dá origem a correntes de frequência de escorregamento nas barras em curto-circuito do rotor. As correntes de rotor na frequência de escorregamento criam uma força magnetomotriz cuja fundamental espacial também caminha à velocidade de escorregamento em relação ao rotor. Mas, superposta a esta rotação, está a rotação mecânica n do motor. Assim, a velocidade do campo do rotor no espaço é a soma destas duas velocidades.

Considerando, primeiramente, falhas na parte rotativa do motor, as frequências influentes no circuito são: frequência da rede f , frequência de rotação do rotor f_r e frequência de escorregamento f_2 ($f_2 = sf$). Fazendo a análise para entreferro uniforme (número de ranhuras infinitas) e correntes puramente senoidais, a expressão da força terá duas componentes da frequência de escorregamento, mas defasadas do ângulo θ , isto é:

$$F_{rotor} = k \operatorname{sen}(s\omega_1 t) \operatorname{sen}(s\omega_1 t - \theta). \quad (2.16)$$

Fazendo a decomposição da multiplicação de senos vem:

$$F_{rotor} = \frac{k}{2} [\cos\theta - \cos(2s\omega_1 t - \theta)], \quad (2.17)$$

onde:

$$2s\omega_1 t = 2\omega_2 t = 2(2\pi f_2)t.$$

A equação 2.17 mostra que a força gerada tem uma parte constante e uma parte variável com $2sf$, ou seja, duas vezes a frequência de escorregamento.

Como as irregularidades são atribuídas à parte rotativa do motor, os desequilíbrios provocados na fmm irão desbalancear as forças nos dois lados do rotor, gerando vibrações. As vibrações induzidas na carcaça do motor estão sujeitas à posição angular instantânea do rotor. Multiplicando-se a equação 2.17 por $\cos\omega t$, onde ω é a velocidade do motor, tem-se a projeção radial das forças rotativas na carcaça do motor:

$$F_{rotor} = \frac{k}{2} [\cos\theta \cos\omega t - \cos(2s\omega_1 t - \theta)\cos\omega t]. \quad (2.18)$$

A equação 2.18 é a expressão de uma modulação em amplitude com porta-

dora, onde a portadora é a rotação do motor e o sinal modulante, o dobro da frequência de escorregamento.

Devido à modulação AM, a vibração mecânica na carcaça tem o mesmo conteúdo harmônico da força rotativa e, no seu espectro, a componente na frequência do rotor terá bandas laterais espaçadas com o dobro da frequência de escorregamento.

Se os defeitos estiverem localizados na parte estacionária do motor, as forças resultantes não giram, conforme equações abaixo:

$$F_{estator} = \frac{k}{2} \text{sen}(\omega_1 t) \text{sen}(\omega_1 t + \theta) \quad (2.19)$$

$$F_{estator} = \frac{k}{2} [\cos \theta - \cos(2\omega_1 t + \theta)]. \quad (2.20)$$

A vibração resultante tem uma componente constante e outra alternada em duas vezes a frequência da rede. As frequências de rotação do rotor e de escorregamento também estão envolvidas no processo, e podem provocar modulações em torno de duas vezes a frequência da rede (Almeida, 1996).

2.2.2 Vibrações de Origem Magnética

As perturbações elétricas ou magnéticas nos motores podem ser consequências de problemas internos ou de defeitos dinâmicos na rede externa que alimenta o motor.

Excentricidade

No centro magnético do motor, os campos magnéticos do estator e do rotor estão em equilíbrio. Forças externas, de nivelamento ou de montagem, deslocam o rotor de seu centro magnético.

Rotor excêntrico cria pontos de mínimo entreferro que gira com o rotor na velocidade de rotação, ocorrendo variações dinâmicas no entreferro. Assim, toda a dinâmica do circuito magnético se altera (Finley et al., 2000). As grandezas elétricas e mecânicas do motor são perturbadas e se manifestam externamente como vibrações mecânicas e flutuações na circulação de corrente no estator. Quando o fluxo máximo do entreferro passa pelo ponto mínimo de entreferro, a força produzida é máxima e decresce tornando-se mínima no ponto máximo de entreferro. Assim, conforme equação 2.17, as vibrações resultantes terão frequências f_r , com bandas laterais de $2f_2 = 2sf$.

Se o estator estiver deformado, o rotor estará com excentricidade estática ou seja, uma excentricidade que não gira. As forças resultantes terão uma parcela constante e outra com duas vezes a frequência da rede, ou seja, $2f$.

Barras quebradas

Segundo Thomson e Fenger (2001), as razões para quebras e trincas de barras ou de anéis podem ser provenientes de esforços:

- a) térmico: causado por sobrecarga;
- b) magnético: devido a vibrações, excentricidade;
- c) residual: problemas de fabricação;
- d) dinâmico: forças centrífugas, conjugado da carga;
- e) ambiental: contaminação química ou devido à umidade;
- f) mecânico: fadiga.

O espectro de frequência das vibrações devido a barras quebradas é semelhante ao espectro devido à excentricidade. No entanto, existem diferenças significativas. Barras quebradas criam zonas mortas no rotor (Taylor, 1994). Este desbalanceamento elétrico pode gerar níveis de vibração significativos na f_r e em $2f_r$.

A seguir serão apresentados alguns espectros reais de vibrações em um motor de indução trifásico de 5 CV, 4 pólos. Foram realizados e coletados dados de vibração para uma, duas, três e cinco barras quebradas, utilizando a bancada experimental descrita no apêndice A. Escolheu-se, de forma arbitrária, o espectro de vibração para três barras quebradas. A figura 2.5 apresenta o espectro de vibração para a faixa de frequência de 0 a 100 Hz. A figura 2.6 mostra uma janela na frequência de rotação do motor e a figura 2.7 uma janela em $2f_r$, mostrando a modulação de duas vezes a frequência de escorregamento. Durante as medições, o motor estava girando a 1720 rpm.

A figura 2.8 mostra o espectro da corrente do motor com as três barras quebradas. Observa-se a modulação de duas vezes a frequência de escorregamento, em torno da frequência da rede, ou seja, modulação na frequência $f \pm 2sf$.

Thomson e Fenger (2001) apresentam casos reais de motores com barras quebradas. O diagnóstico foi realizado através da análise da FFT do sinal de corrente. O caso interessante e que merece ser comentado é que o motor da figura 2.9, 150 HP, 50 Hz, 440 V, 210 A, 1485 rpm, estava com 6 barras quebradas. Entretanto, através de inspeção visual não foi possível localizar as barras quebradas. Segundo os autores, em motores de rotor de ferro fundido, rupturas entre as barras e anéis não são facilmente visualizadas. Assim, é importante um sistema de diagnóstico que consiga localizar as barras quebradas. A figura 2.10 mostra claramente as barras quebradas num motor de 2000 HP.

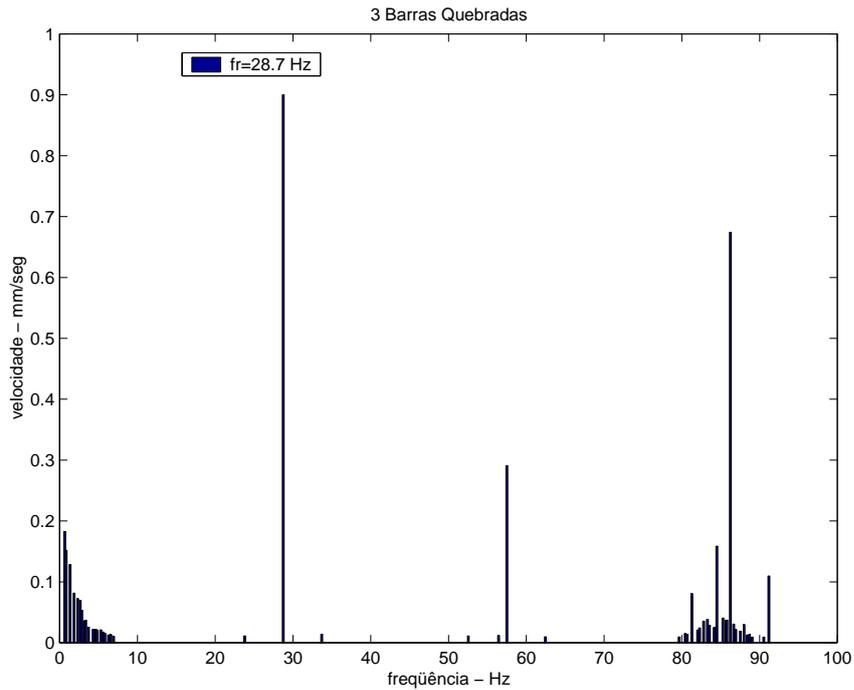


Figura 2.5: Dados reais de vibração, motor com três barras quebradas. Os dados foram coletados com o acelerômetro instalado na posição axial, do lado do acoplamento (AAA). Destacou-se o maior nível de vibração, que ocorreu na frequência de rotação do motor.

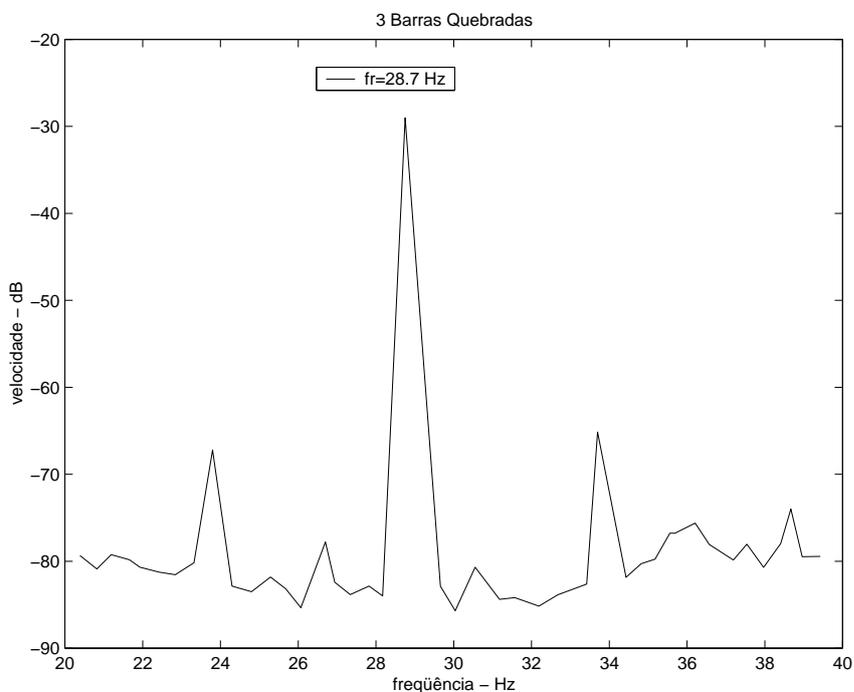


Figura 2.6: Dados reais de vibração, motor com três barras quebradas, janela na frequência de rotação. Os dados correspondem ao mesmo teste da figura 2.5, no entanto as amplitudes das vibrações estão em dB. Observa-se frequência de modulação de $2f_s$ em torno da frequência de rotação, ou seja, $5.3 Hz$.

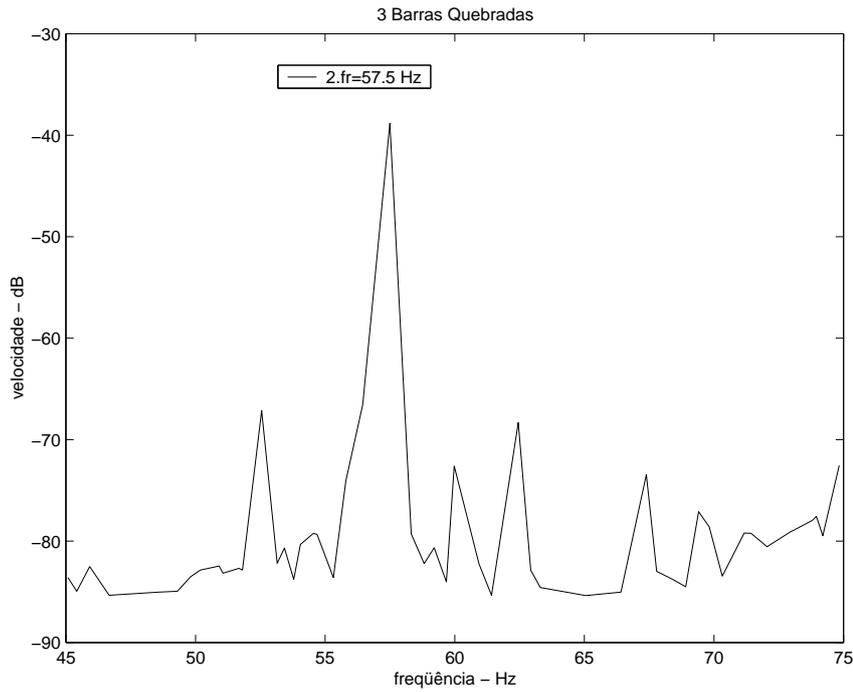


Figura 2.7: Dados reais de vibração. Motor com três barras quebradas, janela em duas vezes a freqüência de rotação. Observa-se freqüência de modulação de 5.3 Hz, correspondente a duas vezes a freqüência de escorregamento, $2f_s$.

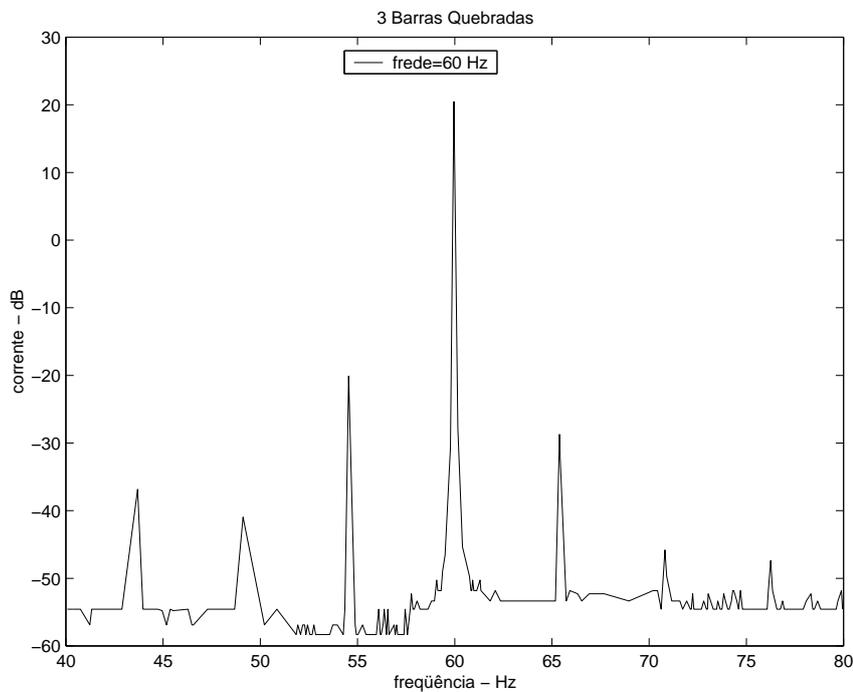


Figura 2.8: Espectro de corrente, motor com três barras quebradas. Janela em torno da freqüência da rede e amplitude da corrente em dB.



Figura 2.9: Rotor de um motor de 150 *HP*, com seis barras quebradas. Entretanto não é possível a visualização das barras quebradas. Figura extraída do artigo do Thomson e Fenger (2001).

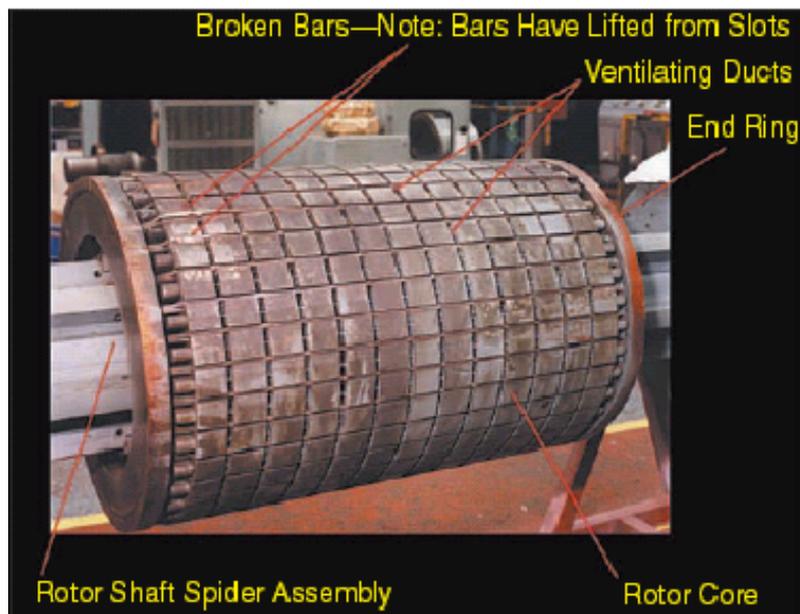


Figura 2.10: Rotor de um motor de 2000 *HP*. As barras quebradas saíram para fora das ranhuras do rotor. A figura foi extraída do artigo do Thomson e Fenger (2001).

Desequilíbrio de Fase

O desequilíbrio de fase é geralmente identificado através da análise da corrente. No entanto, como a técnica de análise de vibração é normalmente aplicada em plantas industriais, a detecção do desequilíbrio de fase através dessa técnica torna-se uma importante contribuição para os programas de manutenção preditiva.

Brito et al. (1999) apresentam resultados práticos que qualificam a técnica de análise de vibração para a detecção de desequilíbrio de fase. O sistema desequilibrado de tensão pode ser decomposto em três sistemas equilibrados através das componentes simétricas. Os três sistemas são denominados de componentes de sequências positiva, negativa e zero. A componente de sequência positiva produz conjugado no mesmo sentido de rotação do motor, a negativa produz conjugado em sentido contrário e a componente de sequência zero não gera conjugado.

Conforme equação 2.20, a frequência determinística do desequilíbrio de fase é de duas vezes a frequência da rede. Devido à componente de sequência negativa, tem-se no espectro de vibração modulações de f_r . Para ilustrar este fenômeno, a figura 2.11 mostra o espectro de vibração do motor de 5 CV, alimentado pelo seguinte sistema de tensões desequilibrado: $V_{AB} = 200 V$, $V_{BC} = 220 V$ e $V_{CA} = 200 V$

A figura 2.12 apresenta o espectro de vibração para o motor alimentado somente por duas fases, fenômeno conhecido como *single-phasing*. Observa-se que a amplitude predominante de vibração ocorre em $120 Hz$, que corresponde a duas vezes a frequência da rede.

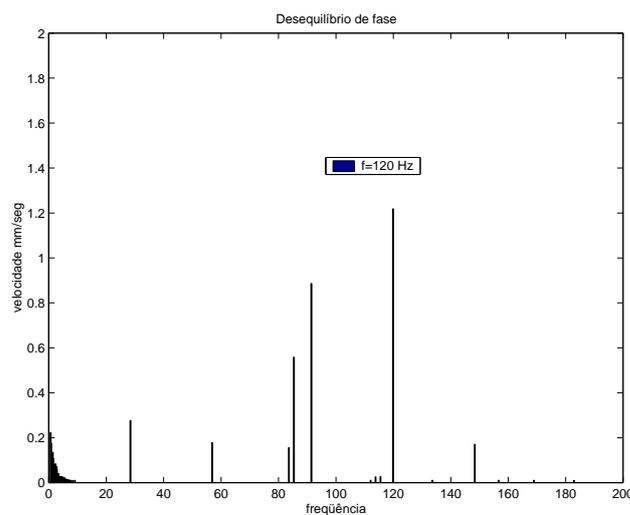


Figura 2.11: Espectro de vibração, motor alimentado por um sistema desequilibrado de tensão, $V_{AB} = 200 V$, $V_{BC} = 220 V$, $V_{CA} = 200 V$. Observa-se que a vibração predominante ocorre na frequência de $120 Hz$, que corresponde ao dobro da frequência da rede

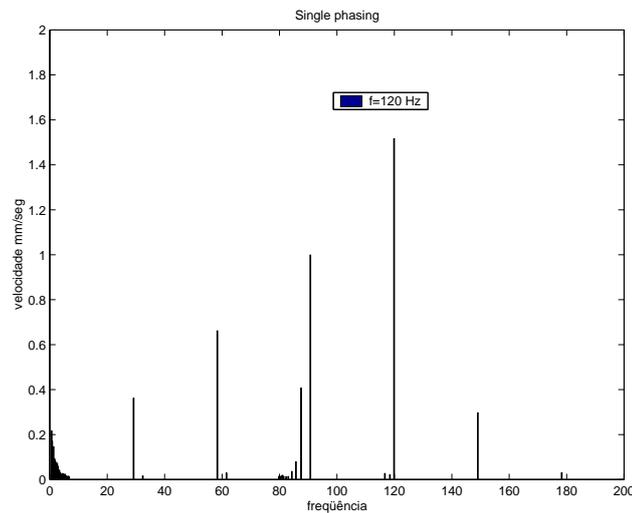


Figura 2.12: Espectro de vibração, uma das fases de alimentação do motor foi retirada, provocando alimentação desequilibrada da máquina. Observa-se que a vibração predominante ocorre na frequência de 120 Hz, que corresponde ao dobro da frequência da rede.

Falhas nos enrolamentos do estator

As falhas nos enrolamentos do estator podem ser classificadas, segundo Thomson e Fenger (2001), da seguinte maneira:

- curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina: motor continua operando, mas por quanto tempo?
- curto-circuito entre bobinas de uma mesma fase: motor continua operando, mas por quanto tempo?
- curto-circuito entre fases: a proteção atua e desenergiza o motor
- curto-circuito fase terra: a proteção atua e desenergiza o motor
- abertura de uma fase: dependendo do conjugado de carga, o motor pode continuar operando.

Qual é o tempo de evolução de curto-circuito entre espiras para curto-circuito entre fases ou entre fase-terra?

Segundo Thomson (2001), pode existir um tempo de operação do motor antes que o curto entre espiras evolua para curto-circuito entre fase-terra e fase-fase, o que justifica o desenvolvimento de sistemas de detecção de falhas.

Considerando os efeitos das ranhuras do estator e do rotor, a expressão clássica para o cálculo das componentes de frequências determinísticas de falhas nos enrolamentos do estator é:

$$f_{cc} = f \left\{ \frac{2n}{p}(1-s) \pm k \right\} \quad (2.21)$$

onde:

f_{cc} - componente de freqüência que caracteriza falhas nos enrolamentos (Hz)

f - freqüência da rede de alimentação (Hz)

s - escorregamento

p - número de pólos

$n = 1, 2, 3, \dots$

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

Encontramos em [Thomson e Fenger \(2001\)](#) e [Thomson \(2001\)](#) estudos de casos em motores de 2 e 4 pólos que mostram que apenas algumas componentes de corrente devem ser analisadas para o diagnóstico de falhas nos enrolamentos do estator. Estas componentes equivalem a $k = 1$ e $n = 3$, $k = 1$ e $n = 5$ na equação 2.21.

2.2.3 Vibrações de Origem Mecânica

A grande maioria das ocorrências de problemas mecânicos se manifesta nas primeiras harmônicas de rotação do motor. A seguir, serão analisadas as diversas fontes de vibrações de origem mecânica.

Desbalanceamento

O desbalanceamento é caracterizado pela existência de desequilíbrios de massa em relação aos eixos de rotação. Tais desequilíbrios são originados por assimetrias, além das imperfeições da matéria-prima e da montagem.

Desbalanceamento gera uma força que é estacionária em relação ao rotor. O sinal no tempo é senoidal e cada ciclo tem a mesma amplitude e depende da quantidade de desbalanceamento. Assim, a vibração predominante ocorre na freqüência de rotação do rotor e terá amplitudes maiores nas direções radiais (horizontal e vertical).

Se duas máquinas com resíduo de desbalanceamento forem montadas em uma mesma estrutura, ocorrerá um batimento estável, cuja freqüência será igual à diferença entre as duas excitações. Para ilustrar este problema, [Almeida \(1996\)](#) apresenta um caso prático. Dois ventiladores com rotações muito próximas estão montados sobre uma mesma plataforma metálica. A medição da vibração mostrou uma variação periódica entre 10 a 19 mm/s . Existia um batimento forte que dificultava a análise de vibração e impossibilitava o balanceamento de um ventilador com o outro funcionando. O período do batimento era $t = 12 s$ correspondendo a $f = 0,083 Hz$. O desbalanceamento era causa maior da vibração e o batimento era provocado pela pequena diferença de rotação dos motores.

Desalinhamento

Desalinhamentos constituem fontes de desgastes de componentes das máquinas. Normalmente acontecem quando duas máquinas são acopladas. Dois tipos de desalinhamentos serão discutidos a seguir: desalinhamento angular e paralelo. Muitos casos de desalinhamento são uma combinação de ambos.

- Desalinhamento angular acontece quando a linha de centro de dois eixos formam um ângulo. Fortes vibrações axiais na frequência f_r caracterizam desalinhamento angular, que também podem vir acompanhadas de altos níveis múltiplos da rotação ($2f_r$, $3f_r$, etc)
- Desalinhamento paralelo ocorre quando os eixos são paralelos, porém deslocados um do outro. A vibração dominante aparece na direção radial, a $2f_r$ do eixo. O desalinhamento paralelo pode ser vertical ou horizontal. O nível mais alto de vibração ocorre na direção do desalinhamento, isto é, se o desalinhamento é vertical, a maior vibração ocorrerá na vertical.

A característica marcante do desalinhamento é o aparecimento de vibrações nas direções radial e axial. Por isto, devem ser feitas sempre medidas de vibrações axiais. O tipo de acoplamento influencia bastante a forma do espectro de vibração resultante de desalinhamento.

Folga Mecânica

As máquinas são construídas de maneira que as estruturas de suporte não podem mover livremente. Se parafusos se soltam ou o concreto está deteriorando, tem-se movimentos relativos entre superfícies. Portanto, bases trincadas ou parafusos soltos geram vibrações com um grande número de picos harmônicos na frequência de rotação. Quando folgas mecânicas estão presentes, um desbalanceamento residual relativamente pequeno pode levar a níveis razoáveis de vibrações. O espectro de frequência pode indicar desbalanceamento, eixo empenado, e/ou desalinhamento, dependendo de como o rotor e a carcaça são afetados pela folga mecânica. A melhor maneira de verificar se o problema é folga mecânica é observar se o nível de vibração é reduzido enquanto os parafusos são apertados.

O roçamento entre partes estacionárias e rotativas de uma máquina pode causar aumento dos níveis de vibrações nas frequências f_r e $2f_r$. Se o atrito for contínuo, poderão aparecer vibrações numa faixa larga em altas frequências. Quando o roçamento é parcial, aparecem no espectro picos correspondentes às frequências naturais do sistema. Durante o período de contato, o eixo aumenta sua rigidez temporariamente e, após ser liberado, a sua rigidez volta ao valor normal.

2.2.4 Considerações Finais

A tabela 2.1 apresenta um resumo das vibrações nas frequências f_r e $2f_r$, associadas com problemas mecânicos em máquinas elétricas rotativas.

Tabela 2.1: Frequências predominantes no espectro de vibrações, associadas a problemas mecânicos em máquinas rotativas.

Tipo de Problema	frequência Predominante	Plano Dominante
Desbalanceamento	f_r	Radial
Eixo Empenado ou Desalinhamento angular	f_r 1 $2f_r$	Axial
Desalinhamento Paralelo	f_r 1 $2f_r$	Radial
Folgas Mecânicas	f_r 2 $2f_r$	Radial

obs:

1) Pode aparecer uma componente grande em $2f_r$, dependendo da gravidade do problema e da mobilidade da estrutura;

2) Harmônicas superiores e inter-harmônicas em $(1/2)f_r$ e $(3/2)f_r$ podem estar presentes devido a não linearidades causadas por batimento truncado.

A seguir serão apresentados alguns espectros de vibrações no motor de indução trifásico de 5 CV, rotor gaiola, bancada experimental descrita no Apêndice A. Para melhor comparação entre os gráficos, os eixos correspondentes às amplitudes da vibração são iguais para todos os casos analisados.

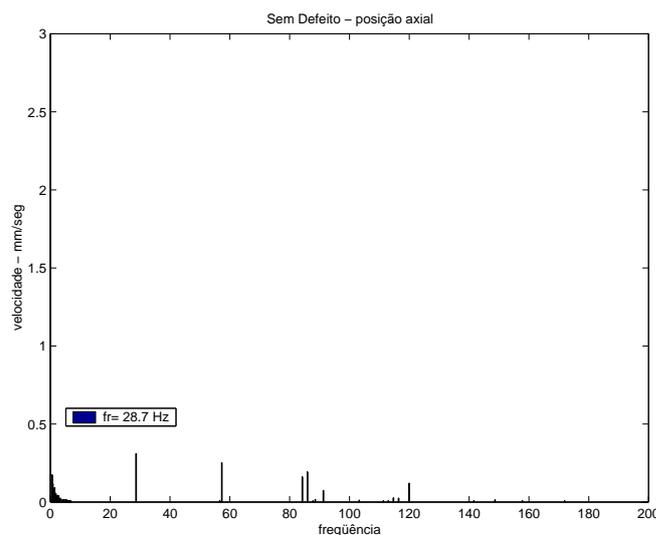


Figura 2.13: Espectro de vibração, correspondente à operação ideal do motor, ou seja, máquina sem defeito. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).

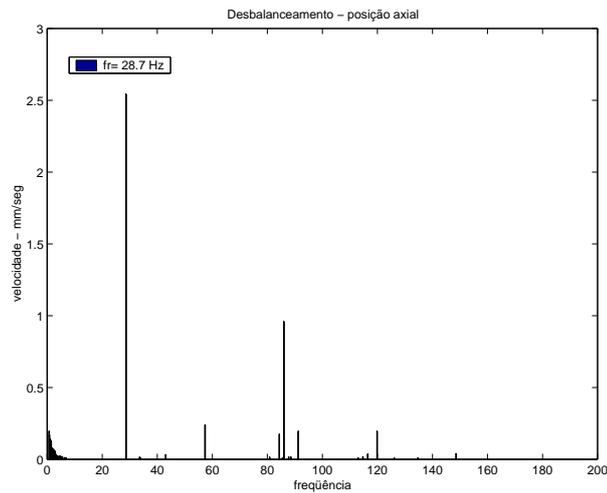


Figura 2.14: Espectro de vibração, motor desbalanceado. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).

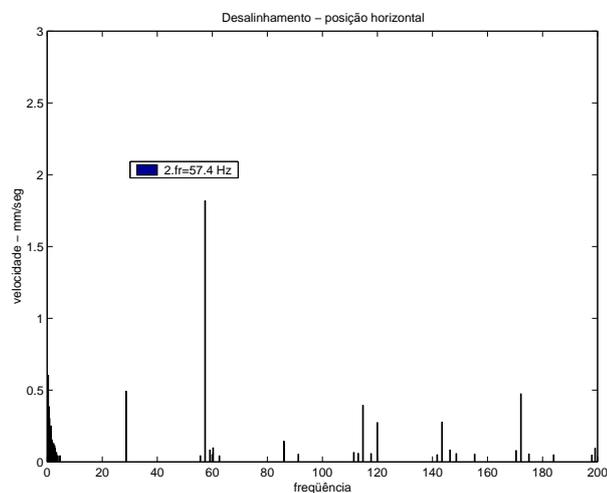


Figura 2.15: Espectro de vibração, motor desalinhado. Acelerômetro instalado na posição axial, do lado do ventilador (AAV).

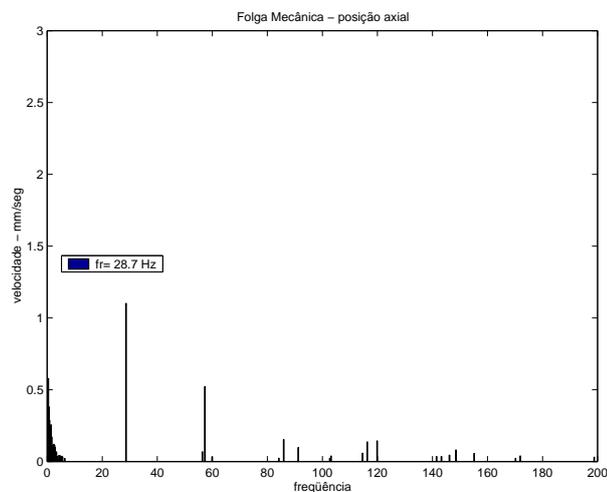


Figura 2.16: Espectro de vibração, os parafusos da bancada foram afrouxados. caracterizando folga mecânica. Acelerômetro na posição axial, do lado do ventilador (AAV).

Modelos Assimétricos do Motor de Indução

"Vivemos num mundo onde precisamos nos esconder pra fazer amor... ... enquanto a violência é praticada em plena luz do dia."

John Lennon

Neste capítulo serão descritos os modelos utilizados para simulação das seguintes falhas: curto-circuito entre espiras de uma mesma fase dos enrolamentos do estator, assimetrias nas barras do rotor e falhas mecânicas. A simulação da operação do motor alimentado por tensões desequilibradas é fácil de ser implementada, uma vez que as tensões são conhecidas. Os objetivos da simulação da operação do motor através de modelos é obter uma ferramenta de projeto e teste dos sistemas de detecção e diagnóstico de falhas.

Inicialmente, será apresentado o modelo tradicional da máquina de indução trifásica, uma vez que os assimétricos normalmente são derivados desse modelo simétrico.

3.1 Modelo Simétrico

As tensões das fases a,b e c da máquina de indução podem ser descritas pelas equações:

$$v_{abc} = \mathbf{r}_s i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_{abcr} = \mathbf{r}_r i_{abcr} + \frac{d\lambda_{abcr}}{dt} \quad (3.2)$$

O subscrito s representa as variáveis e os parâmetros dos enrolamentos do estator e o subscrito r , os do rotor. As letras v , i e λ são usadas, respectivamente, para a designação de tensão, corrente e enlace de fluxo. As matrizes de resistências \mathbf{r}_s e \mathbf{r}_r são matrizes diagonais.

Considerando circuito magnético linear, o enlace de fluxo total produzido por cada fase pode ser expresso da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

sendo:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Nas equações 3.4, 3.5 e 3.6, os parâmetros L_{ls} , L_{lr} e L_{ms} representam, respectivamente, as indutâncias de dispersão do estator e do rotor e a indutância mútua. O ângulo θ_r é o defasamento entre as fases do estator e do rotor.

As variáveis abc (correntes, tensões ou enlaces de fluxos) do estator e do rotor podem ser transformadas para componentes dq através da matriz de transformação K_s .

$$[F_{dq}] = K_s [F_{abc}] \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

onde:

f_q, f_d - tensão, corrente ou enlace de fluxo de eixo quadratura e de eixo direto

f_a, f_b, f_c - tensão, corrente ou enlace de fluxo da fase a, fase b e fase c

θ - ângulo de defasamento entre os eixos abc e os eixos dq , $\theta = \theta_0 + \int_0^t \omega dt$

Assim, as equações de tensão 3.1 e 3.2 podem ser transformadas para os eixos dq , obtendo-se, v_{ds} , v_{qs} , v_{dr} e v_{qr} . Escolhendo-se os enlaces de fluxos de estator e de rotor e a velocidade do motor ω_r como variáveis de estado, tem-se as equações para a obtenção desses estados, sendo ω a velocidade do eixo dq , T_e o conjugado eletromagnético, T_{carga} e J o conjugado e o momento de inércia da carga.

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = v_{qs} - r_s i_{qs} - \omega \lambda_{ds} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = v_{ds} - r_s i_{ds} + \omega \lambda_{qs} \quad (3.10)$$

$$\frac{d\lambda_{0s}}{dt} = v_{0s} - r_s i_{0s} \quad (3.11)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = -r_r i_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.12)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -r_r i_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.13)$$

$$\frac{d\lambda_{0r}}{dt} = -r_r i_{0r} \quad (3.14)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{(T_e - T_{carga})}{J} \quad (3.15)$$

Após a determinação dos enlaces de fluxos, pode-se obter as correntes de estator e de rotor da seguinte forma:

$$i_{qs} = \lambda_{qs} a_1 - \lambda_{qr} a_2 \quad (3.16)$$

$$i_{ds} = \lambda_{ds} a_1 - \lambda_{dr} a_2 \quad (3.17)$$

$$i_{0s} = \lambda_{0s} a_3 \quad (3.18)$$

$$i_{qr} = \lambda_{qr} a_4 - \lambda_{qs} a_2 \quad (3.19)$$

$$i_{dr} = \lambda_{dr} a_4 - \lambda_{ds} a_2 \quad (3.20)$$

$$i_{0r} = \lambda_{0r} a_5 \quad (3.21)$$

sendo:

$$\begin{aligned}
 a_0 &= L_s L_r - L_m^2 & a_1 &= \frac{L_r}{a_0} & a_2 &= \frac{L_m}{a_0} \\
 a_3 &= \frac{1}{L_{ls}} & a_4 &= \frac{L_s}{a_0} & a_5 &= \frac{1}{L_{lr}} \\
 L_m &= \frac{3}{2} L_{ms} & L_s &= L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & L_r &= L_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms}
 \end{aligned}$$

A equação de conjugado pode ser expressa em termos de corrente de estator e componentes de enlace de fluxo de estator e de rotor, conforme expressões a seguir. As equações 3.22 e 3.23 independem da velocidade do eixo de referência. O parâmetro p representa o número de pólos do motor.

$$T_e = \frac{3p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.22)$$

$$T_e = \frac{3p}{2} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \quad (3.23)$$

3.2 Modelo de curto-circuito entre espiras

Os modelos dinâmicos para simulação de curto-circuito entre espiras do estator de motores de indução, apresentados por [Williamson e Mirzoian \(1985\)](#) e [Luo et al. \(1993\)](#), são complexos e necessitam de parâmetros de projeto tais como: número de ranhuras de estator e de rotor e o fator de distribuição dos enrolamentos.

Em [Tallam et al. \(2002\)](#), é proposto um modelo de falhas de curto-circuito entre espiras derivado do modelo simétrico tradicional dq . Este modelo é adequado para simulação digital. Entretanto os autores fazem a análise somente para eixos dq estacionários, ou seja, fixos no estator.

A seguir, serão desenvolvidas as equações do modelo dq incluindo as falhas de curto-circuito entre espiras. No entanto, os eixos dq podem ser estacionários ou girarem a qualquer velocidade.

3.2.1 Equações da Máquina nos eixos abc

Na figura 3.1, estão representados os enrolamentos concentrados do estator do motor de indução trifásico, sendo n_{as2} o número de espiras da fase a que estão em curto-circuito.

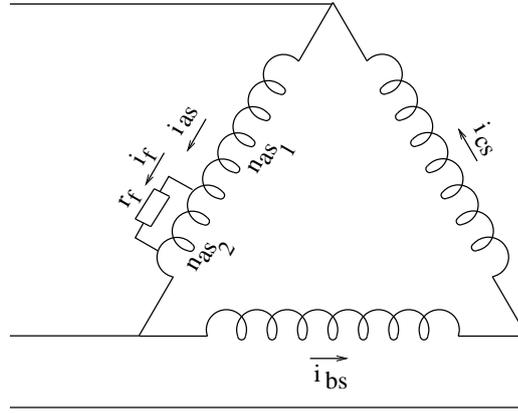


Figura 3.1: Representação dos enrolamentos trifásicos do estator de uma máquina assimétrica. O número de espiras total da fase a é $n_{as1} + n_{as2}$ onde o termo n_{as2} corresponde ao número de espiras em curto-circuito. A resistência de falha é r_f .

Na análise a seguir, μ é o percentual de espiras em curto-circuito, ou seja:

$$\mu = \frac{n_{as2}}{n_{as1} + n_{as2}} = \frac{n_{as2}}{n_{as}} \quad (3.24)$$

Assim, a matriz de resistência do estator depende do fator μ conforme expressão a seguir:

$$\mathbf{r}'_s = r_s \begin{bmatrix} 1 - \mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

A indutância de dispersão é difícil de ser obtida, uma vez que depende da posição espacial do curto-circuito. De acordo com Tallam et al. (2002), a melhor estimativa para as indutâncias de dispersão que representam as parcelas dos enrolamentos da fase a , n_{as1} e n_{as2} , é, respectivamente: $(1 - \mu)L_{ls}$ e μL_{ls} . Assim, tem-se a seguinte matriz de indutância de dispersão para os enrolamentos do estator:

$$\mathbf{L}'_{ls} = L_{ls} \begin{bmatrix} 1 - \mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

As tensões de estator e de rotor podem ser obtidas através das expressões:

$$v'_{abcs} = \mathbf{r}'_s i'_{abcs} + \frac{d\lambda'_{abcs}}{dt} \quad (3.27)$$

$$v_{abcr} = \mathbf{r}_r i_{abcr} + \frac{d\lambda'_{abcr}}{dt} \quad (3.28)$$

onde:

$$\begin{aligned} v'_{abcs} &= [v_{as_1} \ v_{as_2} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T \\ v_{abcr} &= [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ i'_{abcs} &= [i_{as} \ (i_{as} - i_f) \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \\ i_{abcr} &= [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ \lambda'_{abcs} &= [\lambda_{as_1} \ \lambda_{as_2} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs}]^T \\ \lambda'_{abcr} &= [\lambda_{ar} \ \lambda_{br} \ \lambda_{cr}]^T \end{aligned}$$

Os enlaces de fluxos de estator e de rotor, λ'_{abcs} e λ'_{abcr} , podem ser descritos pelas indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos e as correntes que circulam nas fases:

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{abcs} \\ \lambda'_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}'_s & \mathbf{L}'_{sr} \\ (\mathbf{L}'_{sr})^T & \mathbf{L}'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{abcs} \\ i'_{abcr} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

A matriz de indutância do rotor \mathbf{L}'_r é obtida pela expressão 3.5 e as matrizes de indutâncias \mathbf{L}'_s e \mathbf{L}'_{sr} dependem do fator de curto-circuito μ .

$$\mathbf{L}'_s = L_{ls} \begin{bmatrix} 1 - \mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mu & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} (1 - \mu)^2 & \mu(1 - \mu) & -(1 - \mu)/2 & -(1 - \mu)/2 \\ \mu(1 - \mu) & \mu^2 & -\mu/2 & -\mu/2 \\ -(1 - \mu)/2 & -\mu/2 & 1 & -1/2 \\ -(1 - \mu)/2 & -\mu/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{L}'_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} (1 - \mu) \cos \theta_r & (1 - \mu) \cos(\theta_r + 2\pi/3) & (1 - \mu) \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \mu \cos \theta_r & \mu \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \mu \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Trabalhando com as equações de tensão do enrolamento que têm espiras em curto-circuito, deduz-se:

$$v_{as} = v_{as_1} + v_{as_2} = r_s i_{as} - \mu r_s i_f + \frac{d(\lambda_{as_1} + \lambda_{as_2})}{dt}$$

Portanto, a equação 3.27 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$v_{abcs} = \mathbf{r}'_s i_{abcs} + \frac{d\lambda_{abcs}}{dt} + \mu \mathbf{A}_1 i_f \quad (3.32)$$

onde:

$$\mathbf{A}_1 = - [r_s \ 0 \ 0]^T \quad (3.33)$$

O enlace de fluxo total da fase a , $\lambda_{as} = \lambda_{as1} + \lambda_{as2}$, pode ser obtido reagrupando os termos das matrizes de indutâncias, equações 3.30 e 3.31. Desta forma, tem-se as seguintes expressões para o cálculo do enlace de fluxo do estator:

$$\lambda_{abcs} = \mathbf{L}_s i_{abcs} + \mathbf{L}_{sr} i_{abcr} + \mu \mathbf{A}_2 i_f \quad (3.34)$$

onde:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -(L_{ls} + L_{ms}) & L_{ms}/2 & L_{ms}/2 \end{bmatrix}^T \quad (3.35)$$

As matrizes de indutâncias \mathbf{L}_s e \mathbf{L}_r são iguais às do modelo tradicional, equações 3.4 e 3.5. O termo $L_{ms}/2$ aparece na matriz \mathbf{A}_2 devido à presença dos elementos a_{32} e a_{42} na matriz de indutância \mathbf{L}_{ss} , equação 3.30, que representam as indutâncias mútuas entre as fases b e c e o número de espiras em curto-circuito da fase a .

Analisando o termo $\mathbf{L}_{sr}^T i_{abcs}$ da expressão do enlace de fluxo do rotor, equação 3.29 que depende da corrente de falha i_f tem-se:

$$\lambda_{abcr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} - L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} i_f + \mathbf{L}_r i_{abcr}$$

Fazendo $\mathbf{A}_3 = -L_{ms} [\cos \theta_r \ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \ \cos(\theta_r - 2\pi/3)]^T$, tem-se:

$$\lambda_{abcr} = \mathbf{L}_{sr}^T i_{abcs} + \mathbf{L}_r i_{abcr} + \mu \mathbf{A}_3 i_f \quad (3.36)$$

Os fatores $\mu \mathbf{A}_1 i_f$, $\mu \mathbf{A}_2 i_f$ e $\mu \mathbf{A}_3 i_f$ das equações 3.28, 3.34 e 3.36 são consequências da falha de curto-circuito.

A tensão v_{as2} e o enlace de fluxo λ_{as2} nas espiras em curto-circuito podem ser obtidos através das expressões:

$$v_{as2} = \mu r_s (i_{as} - i_f) + \frac{d\lambda_{as2}}{dt} = r_f i_f \quad (3.37)$$

$$\lambda_{as2} = -\mu \mathbf{A}_2^T i_{abcs} - \mu \mathbf{A}_3^T i_{abcr} - \mu (L_{ls} + \mu L_{ms}) i_f \quad (3.38)$$

O conjugado desenvolvido pelo motor é dado pela expressão:

$$T = \frac{p}{2} i_{abcs}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} i_{abcr} \quad (3.39)$$

Rearranjando os termos da equação 3.39, tem-se a expressão 3.40:

$$T = \frac{p}{2} i_{abc}^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} i_{abcr} - \mu \frac{p}{2} L_{ms} i_f \left\{ \frac{3}{2} i_{ar} \operatorname{sen} \theta_r + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{br} - i_{cr}) \cos \theta_r \right\} \quad (3.40)$$

Observa-se que o primeiro termo corresponde ao conjugado simétrico da máquina de indução. Os outros termos são conseqüências da falha.

3.2.2 Transformação para eixos dq

Fazendo, primeiro, a transformação das tensões (equação 3.32) dos enrolamentos do estator, tem-se:

$$v_{dq0s} = K_s \mathbf{r}_s K_s^{-1} i_{dq0s} + K_s \frac{d(\lambda_{dq0s} K_s^{-1})}{dt} + K_s \mu \mathbf{A}_1 i_f \quad (3.41)$$

Analisando os termos isoladamente, vem:

$$K_s \mathbf{r}_s K_s^{-1} = \mathbf{r}_s \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} K_s \frac{d(\lambda_{dq0s} K_s^{-1})}{dt} &= k_s \frac{d(K_s^{-1})}{dt} \lambda_{dq0s} + K_s K_s^{-1} \frac{d\lambda_{dq0s}}{dt} \\ &= \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{dq0s} + \frac{d\lambda_{dq0s}}{dt} \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$K_s \mu \mathbf{A}_1 i_f = -\frac{2}{3} \mu r_s \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \operatorname{sen} \theta \\ 1/2 \end{bmatrix} i_f \quad (3.44)$$

Assim:

$$v_{q_s} + \frac{2}{3} \mu r_s i_f \cos \theta = r_s i_{q_s} + \frac{d\lambda_{q_s}}{dt} + \omega \lambda_{d_s} \quad (3.45)$$

$$v_{d_s} + \frac{2}{3} \mu r_s i_f \operatorname{sen} \theta = r_s i_{d_s} + \frac{d\lambda_{d_s}}{dt} - \omega \lambda_{q_s} \quad (3.46)$$

$$v_{0_s} + \frac{1}{3} \mu r_s i_f = r_s i_{0_s} + \frac{d\lambda_{0_s}}{dt} \quad (3.47)$$

As equações do circuito do rotor são iguais às do rotor do modelo tradicional simétrico.

Para a obtenção dos enlaces de fluxos de estator e de rotor nos eixos dq , aplica-se a matriz de transformação K_s nas equações 3.34 e 3.36, respectivamente. Deve-se analisar os fatores $\mu \mathbf{A}_2 i_f$ e $\mu \mathbf{A}_3 i_f$, uma vez que os outros

fatores são correspondentes ao modelo tradicional. Assim:

$$k_s \mu \mathbf{A}_2 i_f = \mu \frac{2}{3} i_f \begin{bmatrix} -(\mu L_{ls} + L_m) \cos \theta \\ -(\mu L_{ls} + L_m) \sen \theta \\ -\mu \frac{L_{ls}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$k_s \mu \mathbf{A}_3 i_f = \mu \frac{2}{3} L_m i_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sen \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Conseqüentemente, tem-se as seguintes equações para a determinação dos enlaces de fluxos de estator e de rotor nos eixos dq:

$$\lambda_{d_s} = L_s i_{d_s} + L_m i_{d_r} - \frac{2}{3} \mu L_s i_f \cos \theta \quad (3.50)$$

$$\lambda_{q_s} = L_s i_{q_s} + L_m i_{q_r} - \frac{2}{3} \mu L_s i_f \sen \theta \quad (3.51)$$

$$\lambda_{0_s} = L_s i_{q_s} + L_m i_{q_r} + \frac{\mu}{3} L_{ls} i_f \sen \theta \quad (3.52)$$

$$\lambda_{d_r} = L_r i_{d_r} + L_m i_{d_s} - \frac{2}{3} \mu L_m i_f \cos \theta \quad (3.53)$$

$$\lambda_{q_r} = L_r i_{q_r} + L_m i_{q_s} - \frac{2}{3} \mu L_m i_f \sen \theta \quad (3.54)$$

A tensão e o enlace de fluxo nas espiras em curto-circuito podem ser explicitados em função das correntes de eixo dq , fazendo as transformações nas correntes de estator na equação 3.37 e 3.38. Sendo assim:

$$v_{as_2} = \mu r_s (i_{d_s} \cos \theta + i_{q_s} \sen \theta - i_f) + \frac{d\lambda_{as_2}}{dt} = r_f i_f \quad (3.55)$$

$$\lambda_{as_2} = \mu L_{ls} (i_{q_s} \sen \theta + i_{d_s} \cos \theta - i_f) + \mu L_m \left(i_{q_s} \sen \theta + i_{d_s} \cos \theta + i_{q_r} \sen \theta + i_{d_r} \cos \theta - \frac{2}{3} \mu i_f \right) \quad (3.56)$$

Através de transformações das correntes na equação 3.39 obtém-se a expressão do conjugado em função das componentes de eixo dq .

$$T = \frac{3p}{2} L_m (i_{q_s} i_{d_r} - i_{d_s} i_{q_r}) + \frac{p}{2} \mu L_m i_f (i_{q_r} \sen \theta - i_{d_r} \cos \theta) \quad (3.57)$$

A figura 3.2 apresenta o fluxograma para o cálculo dos estados para condições de estator simétrico ou curto-circuito entre-espiras.

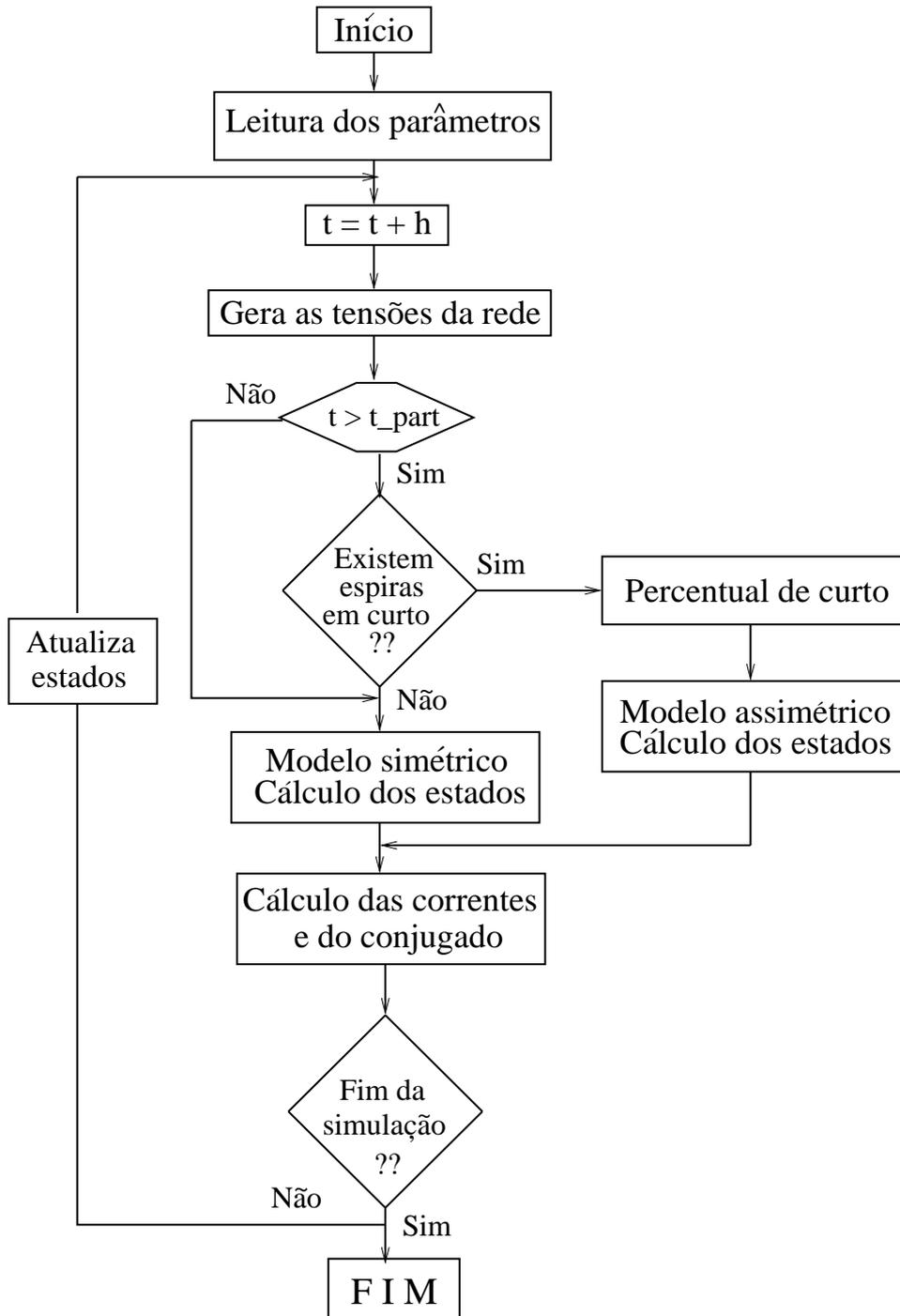


Figura 3.2: Fluxograma para a simulação de curto-circuito entre espiras. Os parâmetros t e h correspondem, respectivamente, o instante atual da simulação e o passo da integração, unidade dos valores em segundos.

3.3 Modelo das barras do rotor

Nos últimos anos, diversos autores apresentaram modelos matemáticos para o motor de rotor gaiola (Luo et al., 1993), (Williamson e Healey, 1996). Nestes modelos, o rotor é descrito por múltiplos circuitos magneticamente acoplados. Além disso, a matriz de indutâncias próprias e mútuas que representam as n barras dependem da posição do rotor. Em alguns modelos, o número de equações pode ser reduzido se o número de barras for múltiplo do número de pólos. Ainda assim, os modelos propostos são complexos, resultando em grande esforço computacional.

Em Cunha et al. (2003), assimetrias no rotor foram analisadas usando o modelo tradicional de eixos dq . Neste modelo, as quebras de barras do rotor gaiola são introduzidas através de uma transformação linear do vetor de correntes do rotor em n correntes espaciais de malha. A matriz de transformação é simples necessitando somente do conhecimento do número de barras.

No caso da existência de barras quebradas, cada barra do rotor e segmentos dos anéis são representados por um circuito R-L em série, conforme figura 3.3. Para o cálculo das correntes em cada malha, as correntes de rotor de eixo dq devem ser referidas para eixos fixos no rotor, ou seja, eixo dq girando na velocidade do motor ω_r .

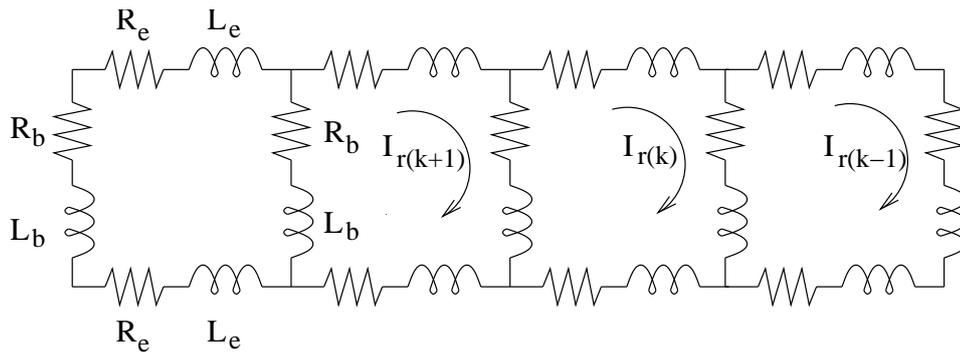


Figura 3.3: Representação do circuito das barras do rotor. Os parâmetros R_e , L_e , R_b e L_b representam, respectivamente: resistência e indutância de parte dos anéis e resistência e indutância das barras do rotor. As correntes i_k são as correntes das malhas do rotor.

As n correntes de malhas de rotor ($i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}, \dots, i_{rn}$) são obtidas através da matriz de transformação T_{dq} . O detalhamento da matriz de transformação T_{dq}

está apresentado no apêndice B.

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rn} \end{bmatrix} = T_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

O próximo passo é introduzir assimetrias nas barras. Considerando a barra k quebrada, figura 3.3, a corrente zero nesta barra é obtida alterando as correntes nas duas malhas que contêm a barra k , conforme expressão a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_{r1}^{corrigido} \\ i_{r2}^{corrigido} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rk}^{corrigido} \\ i_{r(k+1)}^{corrigido} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rn}^{corrigido} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{i_{rk} + i_{r(k+1)}}{2} \\ \frac{i_{rk} + i_{r(k+1)}}{2} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rn} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Como as correntes nas duas malhas que contém a barra k são iguais, a corrente na barra quebrada será igual a zero.

As novas correntes de eixo dq são calculadas novamente, através do sistema:

$$\begin{bmatrix} i_{rd}^{corrigido} \\ i_{rq}^{corrigido} \\ i_{01} \\ \cdot \\ i_{0k} \\ i_{0(k+1)} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{0r} \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} i_{r1}^{corrigido} \\ i_{r2}^{corrigido} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rk}^{corrigido} \\ i_{r(k+1)}^{corrigido} \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rn}^{corrigido} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

A matriz de transformação T_{dq} para um motor de p pólos é:

$$T_{dq} = k_b \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \cos \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{4\pi}{n} \right) & \cos \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{6\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\theta - \frac{p}{2} \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen} \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{2\pi}{n} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{4\pi}{n} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{p}{2} \frac{6\pi}{n} \right) & \dots & \text{sen} \left(\theta - \frac{p}{2} \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \\ f_{31} & f_{32} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ f_{41} & f_{42} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots \\ f_{n1} & f_{n2} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

onde: $k_b = \frac{n-1}{n}$

obs: O procedimento para o cálculo dos coeficientes f_{31} , f_{32} , f_{41} , $f_{42} \dots f_{n1}$ e f_{n2} está contido no apêndice B.

As correntes corrigidas de rotor são transformadas para o sistema de eixo dq fixo no estator (velocidade do eixo igual a zero). No passo subsequente, os cálculos dos estados do motor serão dependentes das novas correntes. O processo continua até que seja alcançado o número de interações desejado ou o tempo máximo de simulação.

A figura 3.4 apresenta o fluxograma para a simulação do sistema, considerando rotor com barras quebradas. Os parâmetros t e h correspondem, respectivamente, ao tempo total de simulação e o passo de integração, ambos em segundos.

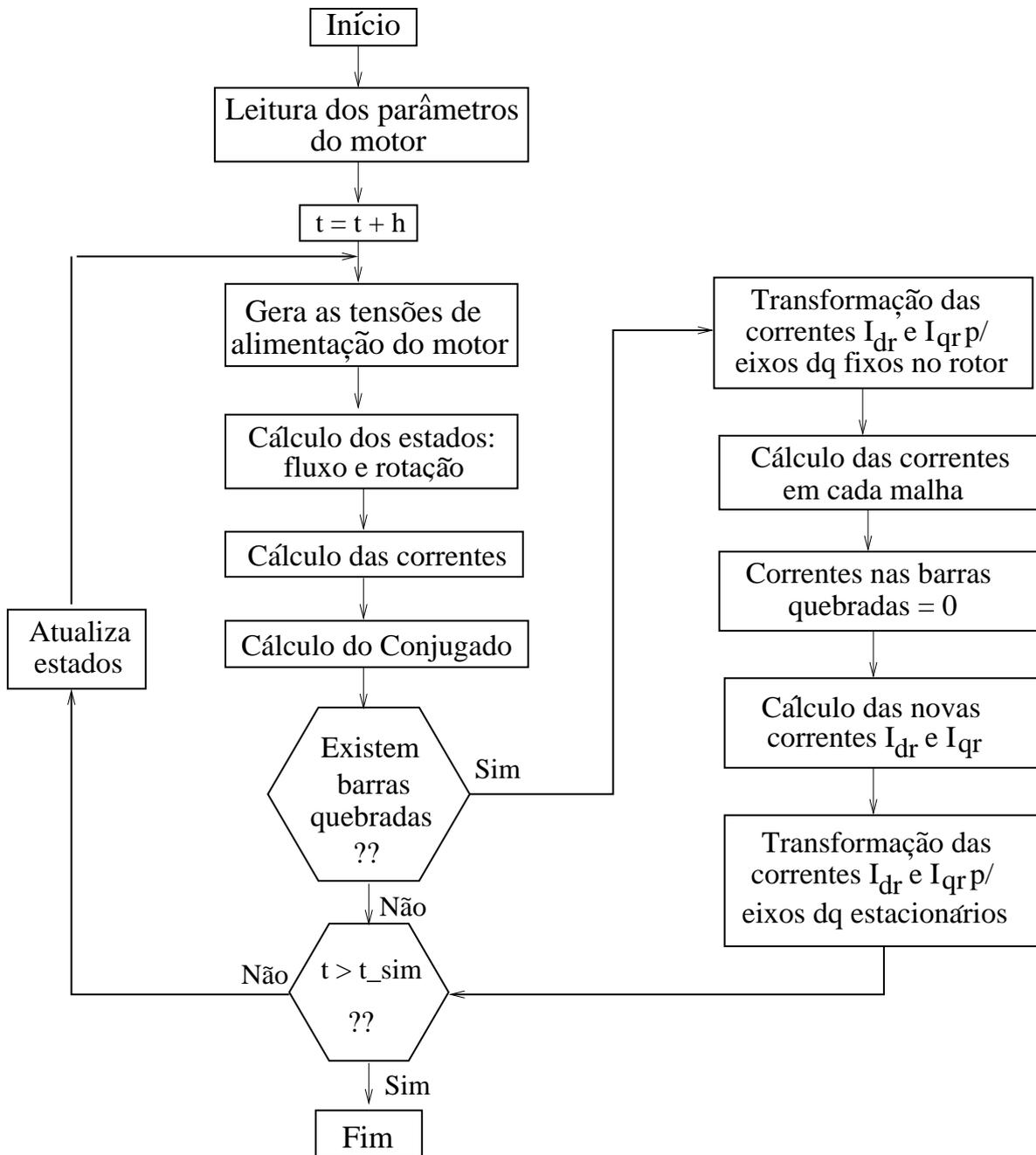


Figura 3.4: Fluxograma para a simulação do motor com barras quebradas. As variáveis I_{dr} e I_{qr} correspondem, respectivamente, às correntes de rotor de eixo direto e de eixo quadratura, t é o tempo de simulação e h é o passo de integração.

3.4 Excentricidade e Falhas Mecânicas

Foram encontrados na literatura dezenas de artigos que descrevem o fenômeno de excentricidade em motores de indução, e as componentes de frequências nos espectros da corrente e da vibração. Em muitos trabalhos, as excentricidades estáticas e dinâmicas são tratadas isoladamente. Cada uma delas com suas frequências determinísticas. Entretanto, conforme analisado em [Dorrell et al. \(1995\)](#) e [Tenhunen et al. \(2003\)](#), sempre que ocorrer excentricidade dinâmica tem-se também a presença da estática, e a recíproca é verdadeira.

O efeito combinado dos dois tipos de excentricidades resulta no aparecimento de componentes das seguintes frequências no espectro de corrente:

$$f_{ecc} = f \left(1 \pm k_{exc} \frac{1-s}{p} \right) \quad (3.62)$$

O parâmetro f_{ecc} representa a frequência no espectro de corrente devido à excentricidade, s é o escorregamento do motor e $k_{exc} = 1, 2, 3, \dots$.

A interação dessas componentes harmônicas com a componente fundamental da tensão produz harmônico de conjugado f_{ect} na seguinte frequência:

$$f_{ect} = k_{exc} f \frac{1-s}{p} \quad (3.63)$$

Estas componentes de frequências nos espectros da corrente e do conjugado também podem ser resultantes de outras falhas mecânicas tais como: desbalanceamento, desalinhamento e folga mecânica, ([Kral et al., 2004](#)). Assim, excentricidade será tratada, neste trabalho, como falhas mecânicas, pois estas faltas provocam o aparecimento da mesma componente no espectro de corrente.

Para a análise do comportamento do motor de indução com enrolamentos do estator ou do rotor assimétricos, buscou-se desenvolver modelos matemáticos de fácil implementação computacional. Além disso, preocupou-se também com o número de parâmetros necessários e suas acessibilidades. Portanto, as falhas mecânicas serão modeladas de uma maneira simples, através da inclusão de um conjugado de carga oscilante com a frequência definida na equação 3.63. Ou seja, o motor deverá desenvolver o conjugado de carga mais a componente provocada pela falha mecânica, conforme equação 3.64, onde f_r é a frequência de rotação do motor. A inclusão dessa equação de conjugado resultou no aparecimento de componentes no espectro de corrente definidas pela equação 3.62.

$$T = T_{carga} + T_{mec} \text{sen}(2\pi f_r t) \quad (3.64)$$

O parâmetro T_{carga} é devido ao conjugado de carga e T_{mec} é o fator que depende da severidade da falha mecânica.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentados os modelos matemáticos para simulação de curto-circuito inicial entre espiras de uma mesma fase dos enrolamentos do estator, quebras de barras do rotor e falhas mecânicas (desbalanceamento, desalinhamento e excentricidade).

Os modelos propostos são de fácil implementação computacional, necessitando apenas do conhecimento dos parâmetros do circuito equivalente simétrico do motor e do número de barras do rotor.

Detecção de Barras Quebradas usando Observadores em Modos Deslizantes

"Aprendemos a voar como os pássaros, a nadar como os peixes, mas não aprendemos a viver como irmãos."

M. Luther King

A metodologia denominada *The Vienna Monitoring Method* (Método Viena), foi desenvolvida para diagnosticar a presença de barras quebradas em motores de indução trifásicos (Kral et al., 2000), (Wieser et al., 1998a). O método compara dois modelos, de tensão e de corrente, para o cálculo do conjugado. Obtém a informação de barra quebrada através da observação da diferença entre os dois conjugados calculados.

Os enlaces de fluxos são obtidos através das equações das máquinas, não havendo mecanismos de correção de erros de predição. Portanto, o método apresenta sensibilidade às variações paramétricas, tais como: erros de estimação de resistência de estator e de rotor e condições iniciais de enlaces de fluxos diferentes dos reais. Em Gouvea (2005), é apresentada uma análise detalhada dos erros causados no cálculo dos enlaces de fluxos, quando são utilizados estimadores de estados.

Este fenômeno foi verificado através de simulações computacionais. O método foi implementado em *linguagem C*, usando o modelo de barras quebradas, proposto por Cunha et al. (2003), descrito no Capítulo 3. Para va-

lidação computacional do método, adotou-se o seguinte sistema de acionamento C.A.: fonte de alimentação (alimentação direta ou através de PWM), motor de indução trifásico de rotor gaiola e a carga mecânica. Foram simuladas quebras de 1, 2, 3 e 4 barras, em seqüência, e também quebras aleatórias, para diversos valores de cargas e freqüências de alimentação do motor. Alguns resultados foram apresentados em [Baccarini et al. \(2004\)](#).

Devido à sensibilidade apresentada pelo *Método Viena* frente às variações dos parâmetros do motor e às condições iniciais dos estimadores de fluxos, trazemos como contribuição uma alternativa para a geração de resíduos de conjugado. A técnica utiliza observadores de estados para o cálculo dos enlaces de fluxos do estator e do rotor. O resíduo utilizado para a detecção de barras quebradas é obtido pela diferença dos conjugados calculados pelos seguintes modelos: observador que rejeita perturbações na direção da resistência do rotor, denominado, observador em modos deslizantes (OMD), e modelo discreto do motor de indução.

Para melhor entendimento do método proposto, será descrito inicialmente o Método Viena. A seguir, tem-se o modelo discreto e o modelo do observador em modos deslizantes (OMD), utilizado para a detecção e localização de barras quebradas. Várias simulações foram realizadas para motores de diferentes potências e alguns resultados serão apresentados neste capítulo.

4.1 Método Viena

4.1.1 Modelo de Tensão

O modelo de tensão, figura 4.1, calcula o conjugado desenvolvido pelo motor considerando o eixo dq fixo no estator, ou seja, $\omega = 0$. As equações 3.9 e 3.10 são desacopladas e podem ser escritas da seguinte forma:

$$\frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} = v_{qs}^s - r_s \cdot i_{qs}^s \quad (4.1)$$

$$\frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} = v_{ds}^s - r_s \cdot i_{ds}^s \quad (4.2)$$

O conjugado T_v do modelo de tensão é calculado pela equação 3.22, repetida a seguir, e depende dos enlaces de fluxos e correntes do estator. A resistência do estator r_s é o único parâmetro necessário para o cálculo do conjugado, uma vez que os valores de correntes e de tensões são medidos.

$$T_v = \frac{3p}{2} (\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s)$$

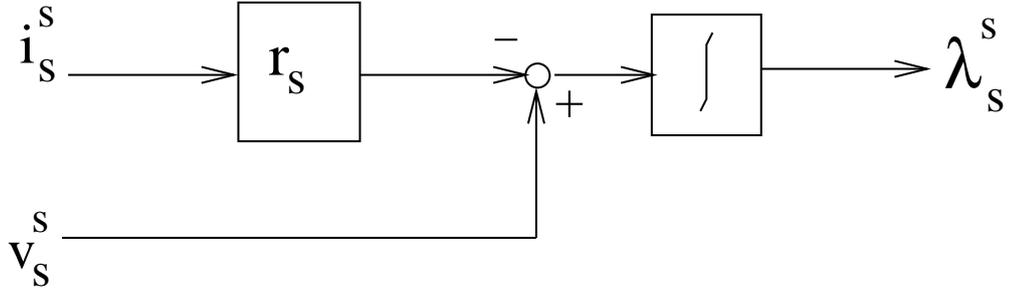


Figura 4.1: Modelo de tensão. Os parâmetros v_s^s , i_s^s e λ_s^s representam, a tensão, a corrente e o enlace de fluxo do estator, para eixo dq fixo no estator.

4.1.2 Modelo de Corrente

No modelo de corrente, o eixo dq gira com velocidade igual à do rotor (sobreíndice r). Assim, para $\omega = \omega_r$, tem-se:

$$\frac{d\lambda_{qr}^r}{dt} = -r_r \cdot i_{qr}^r \quad (4.3)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^r}{dt} = -r_r \cdot i_{dr}^r \quad (4.4)$$

As equações 4.3 e 4.4 dependem das correntes rotóricas, que não são acessíveis nos terminais da máquina. Portanto, essas correntes necessitam ser explicitadas em função das correntes do estator. As correntes do rotor, i_{dr}^r e i_{qr}^r , podem ser obtidas pelas equações 3.19 e 3.20, ou seja:

$$i_{qr}^r = \frac{\lambda_{qr}^r - L_m i_{qs}^r}{L_r} \quad (4.5)$$

$$i_{dr}^r = \frac{\lambda_{dr}^r - L_m i_{ds}^r}{L_r} \quad (4.6)$$

Combinando as equações 4.3 e 4.5 e as equações 4.4 e 4.6, as expressões para o cálculo dos enlaces de fluxos do rotor podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\lambda_{qr}^r = L_m i_{qs}^r - \tau_r \frac{d\lambda_{qr}^r}{dt} \quad (4.7)$$

$$\lambda_{dr}^r = L_m i_{ds}^r - \tau_r \frac{d\lambda_{dr}^r}{dt} \quad (4.8)$$

onde $\tau_r = L_r/r_r$, é a constante de tempo do rotor.

Portanto, para a obtenção do enlace de fluxo do rotor é necessário o conhecimento dos seguintes parâmetros do modelo: indutância própria do rotor (L_r), indutância mútua (L_m) e resistência do rotor (r_r) que sofre variação com a temperatura.

O modelo de corrente é representado pelo diagrama da figura 4.2. O conjugado do modelo de tensão T_c é calculado pela equação 3.23, reescrita a seguir:

$$T_c = \frac{3p}{2} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \left(\frac{L_m}{L_r} \right)$$

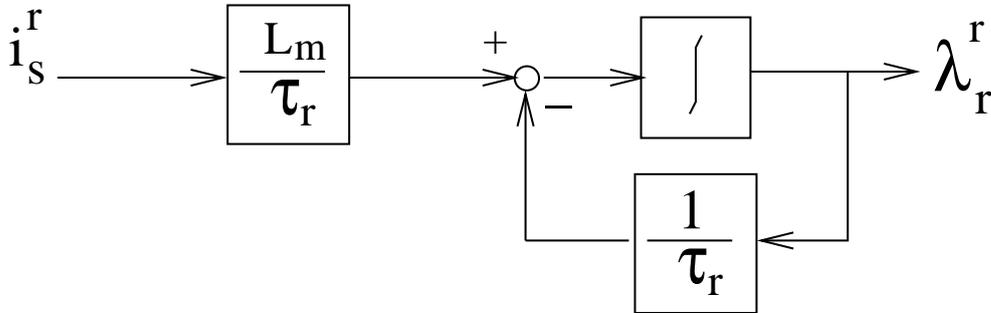


Figura 4.2: Modelo de corrente. Os parâmetros i_s^r e λ_r^r representam, respectivamente, a corrente de estator e o enlace de fluxo do rotor, eixo dq fixo no rotor, L_m é a indutância mútua do motor e τ_r , constante de tempo do rotor.

4.1.3 Localização da barra quebrada

As assimetrias nas barras do rotor provocam modulações no conjugado desenvolvido pelo motor devido às oscilações do fluxo no entreferro. O período da oscilação é determinado pelo inverso do dobro da frequência de escorregamento. A modulação da diferença dos dois conjugados ($T_v - T_c$), calculado pelo *Método Viena*, é transformada para o espaço do rotor. A análise dessa função senoidal no espaço permite a localização da barra quebrada.

A figura 4.3 mostra a representação básica do sistema de geração de padrão para a localização de barras quebradas através do *Método Viena*.

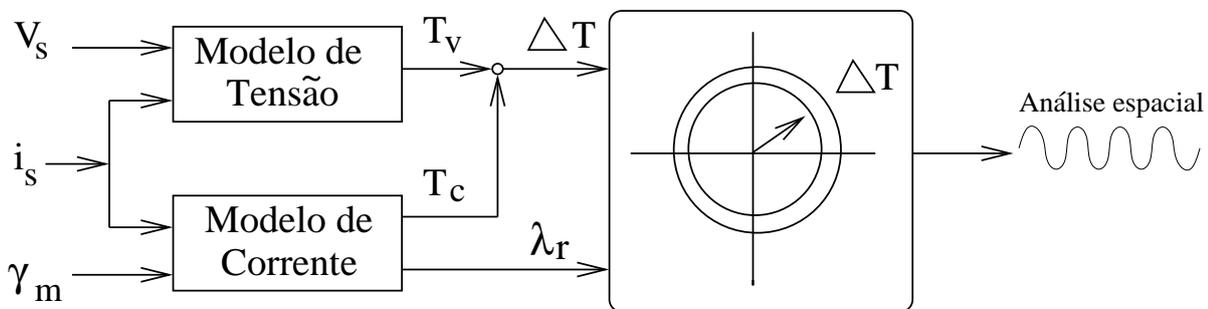


Figura 4.3: Diagrama simplificado do sistema de geração de padrão usando o *Método Viena*. O símbolo ΔT representa o resíduo de conjugado entre os modelos de tensão e de corrente e λ_r o fluxo do rotor no eixo fixo no rotor.

4.2 Metodologia Proposta

Apresenta-se a seguir uma nova metodologia para o diagnóstico de barras quebradas. O resíduo de conjugado é gerado por dois modelos: modelo discreto e observador em modos deslizantes, que foi projetado para rejeitar perturbações na resistência do rotor.

4.2.1 Modelo Discreto do Motor de Indução

[Bottura et al. \(1993\)](#) apresentam um modelo discreto do motor de indução de fácil implementação em tempo real. Tomando-se os enlaces de fluxo de estator e de rotor como variáveis de estado, tem-se as seguintes equações para o modelo dq do motor:

$$\frac{d\lambda_s}{dt} = -r_s i_s + \omega J \lambda_s + v_s \quad (4.9)$$

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = -r_r i_r + \omega_s J \lambda_r \quad (4.10)$$

onde a matriz J é:

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Considerando rotação síncrona dos eixos ortogonais dq , as variáveis ω e ω_s nas expressões 4.9 e 4.10, correspondem, respectivamente, à frequência síncrona e à frequência de escorregamento.

Os vetores de corrente, conforme equações 3.16, 3.17, 3.19 e 3.20 podem ser obtidos através das seguintes expressões algébricas:

$$i_s = a_1 \lambda_s - a_2 \lambda_r \quad (4.11)$$

$$i_r = a_4 \lambda_r - a_2 \lambda_s \quad (4.12)$$

Assim, das expressões 4.9 a 4.12, obtém-se o sistema dinâmico para o cálculo dos enlaces de fluxos do estator e do rotor:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_s}{dt} \\ \frac{d\lambda_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 r_s I + \omega J & a_2 r_s I \\ a_2 r_r I & -a_4 r_r I + \omega_s J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (4.13)$$

onde I e O são, respectivamente, matrizes identidade e nula de ordem 2×2 .

A matriz de estados da equação 4.13 pode ser decomposta em duas parce-

las: matriz A_v , variante no tempo, e matriz A_c , que é constante. Assim:

$$A = A_v + A_c$$

onde:

$$A_v = \begin{bmatrix} \omega J & 0 \\ 0 & \omega_s J \end{bmatrix} \quad A_c = \begin{bmatrix} -a_1 r_s I & a_2 r_s I \\ a_2 r_r I & -a_4 r_r I \end{bmatrix}$$

A expressão 4.13 pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\frac{d\lambda}{dt} = A_v \lambda + A_c \lambda + B u \quad (4.14)$$

onde: $\lambda = [\lambda_s \ \lambda_r]'$, $u = [v_{qs} \ v_{ds} \ 0 \ 0]'$ e B é matriz identidade de ordem 4x4.

O vetor u_r , definido pelas quedas de tensões devido às correntes dq nas resistências dos enrolamentos de estator e de rotor, pode ser obtido pela expressão:

$$u_r = A_c \lambda = \begin{bmatrix} -r_s i_{qs} \\ -r_s i_{ds} \\ -r_r i_{dr} \\ -r_r i_{qr} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Considerando $\bar{u} = u_r + u$, a equação 4.14 pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\frac{d\lambda}{dt} = A_v \lambda + B \bar{u} \quad (4.16)$$

Assumindo atraso de ordem zero na entrada \bar{u} , tem-se o modelo discreto do motor de indução, conforme figura 4.4.

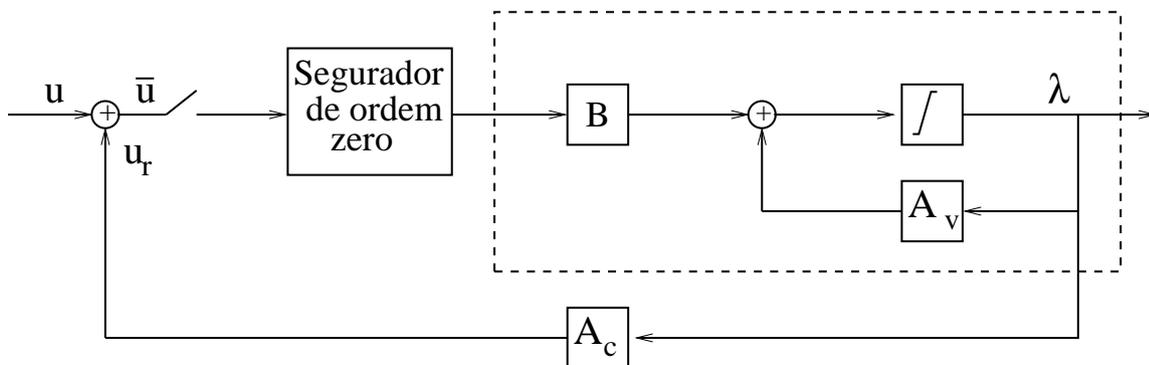


Figura 4.4: Modelo discreto da máquina de indução onde as matrizes A_c e A_v representam as matrizes de estados, B é matriz identidade, u é a entrada do sistema e λ a saída, que é o enlace de fluxo.

Assim:

$$\begin{bmatrix} \lambda_s(k+1) \\ \lambda_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1^d - a_1 r_s B_1^d & a_2 r_s B_1^d \\ a_2 r_r B_2^d & A_2^d - a_4 r_r B_2^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_s(k) \\ \lambda_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1^d \\ 0 \end{bmatrix} v_s(k) \quad (4.17)$$

onde:

$$\lambda_s(k) = \begin{bmatrix} \lambda_{qs}(k) \\ \lambda_{ds}(k) \end{bmatrix} \quad e \quad \lambda_r(k) = \begin{bmatrix} \lambda_{qr}(k) \\ \lambda_{dr}(k) \end{bmatrix}$$

As matrizes da equação 4.9 são obtidas através das expressões abaixo:

$$A_1^d = \begin{bmatrix} \cos(\omega h) & -\text{sen}(\omega h) \\ \text{sen}(\omega h) & \cos(\omega h) \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$A_2^d = \begin{bmatrix} \cos(\omega - \omega_r)h & -\text{sen}(\omega - \omega_r)h \\ \text{sen}(\omega - \omega_r)h & \cos(\omega - \omega_r)h \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$B_1^d = \frac{1}{\omega} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega h) & -(1 - \cos(\omega h)) \\ 1 - \cos(\omega h) & \text{sen}(\omega h) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$B_2^d = \frac{1}{\omega - \omega_r} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega - \omega_r)h & -(1 - \cos(\omega - \omega_r)h) \\ 1 - \cos(\omega - \omega_r)h & \text{sen}(\omega - \omega_r)h \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

sendo h o período de amostragem.

A dinâmica da parte mecânica é descrita pelas equações:

$$\omega_r(k+1) = e^{hc_2} \omega_r(k) - \frac{1}{c_1} (e^{hc_2} - 1) (T_{em}(k) - T_{carga}(k)) \quad (4.22)$$

$$T(k) = \frac{3p}{2} a_2 [\lambda_{qs}(k) \lambda_{dr}(k) - \lambda_{ds}(k) \lambda_{qr}(k)] \quad (4.23)$$

$$c_2 = -\frac{p}{2} \frac{c_1}{J} \quad (4.24)$$

As variáveis T e T_{carga} são, respectivamente, o conjugado eletromagnético e o conjugado de carga, p o número de pólos da máquina, J o momento de

inércia do sistema e c_1 a constante de atrito viscoso. Fazendo:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \text{sen}(\omega h) & k_2 &= \text{cos}(\omega h) & k_3 &= \text{sen}(\omega - \omega_r)h & k_4 &= \text{cos}(\omega - \omega_r)h \\
 k_5 &= \frac{\text{sen}(\omega h)}{\omega} & k_6 &= \frac{1 - \text{cos}(\omega h)}{\omega} & k_7 &= \frac{\text{sen}(\omega - \omega_r)h}{\omega - \omega_r} & k_8 &= \frac{1 - \text{cos}(\omega - \omega_r)h}{\omega - \omega_r} \\
 g_1 &= e^{hc_2} & g_2 &= \frac{-3pc}{4c_1}(g_1 - 1) & g_3 &= \frac{g_1 - 1}{c_1}
 \end{aligned}$$

Tem-se as seguintes matrizes do sistema:

$$A = \begin{bmatrix}
 k_2 - a_1 r_s k_5 & -k_1 + a_1 r_s k_6 & a_2 r_s k_5 & -a_2 r_s k_6 & 0 \\
 k_1 - a_1 r_s k_6 & k_2 - a_1 r_s k_5 & a_2 r_s k_6 & a_2 r_s k_5 & 0 \\
 a_2 r_r k_7 & -a_2 r_r k_8 & k_4 - a_4 r_r k_7 & -k_3 + a_4 r_r k_8 & 0 \\
 a_2 r_r k_8 & a_2 r_r k_7 & k_3 - a_4 r_r k_8 & k_4 - a_4 r_r k_7 & 0 \\
 0 & 0 & -g_2 \lambda_{ds} & g_2 \lambda_{qs} & g_1
 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix}
 k_5 & -k_6 \\
 -k_6 & k_5 \\
 0 & 0 \\
 0 & 0 \\
 0 & 0
 \end{bmatrix} \quad e \quad D = \begin{bmatrix}
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 0 \\
 g_3
 \end{bmatrix}$$

A dinâmica do sistema é descrita pela equação:

$$x(k+1) = A(k)x(k) + B(k)u(k) + D(k)d(k) \quad (4.25)$$

O vetor de estados, o de entrada de controle e o de carga são definidos da seguinte forma:

$$x = \begin{bmatrix}
 \lambda_{qs} \\
 \lambda_{ds} \\
 \lambda_{qr} \\
 \lambda_{dr} \\
 \omega_r
 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix}
 v_{qs} \\
 v_{ds}
 \end{bmatrix} \quad e \quad d = T_{carga}$$

O conjugado eletromagnético T_{disc} obtido pelo modelo discreto é calculado pela equação 3.23, similar ao modelo de corrente, descrito anteriormente. Portanto:

$$T_{disc} = \frac{3p}{2} (\lambda_{dr} i_{qs} - \lambda_{qr} i_{ds}) \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \quad (4.26)$$

Na equação 4.26, as correntes i_{qs} e i_{ds} são valores medidos através de sensores. Assim, para a obtenção do conjugado é necessário calcular os enlaces de fluxos de rotor λ_{qr} e λ_{dr} que dependem do valor da resistência do rotor.

4.2.2 Observador em modos deslizantes

Um sistema discreto não-linear pode ser descrito pelas equações 4.27 e 4.28. Neste sistema, x representa o vetor de estados que irá ser estimado pelo observador, u o vetor de entradas de controle (suposto conhecido), v corresponde ao vetor de entradas desconhecidas (distúrbios) e y um vetor de medições disponíveis.

$$x(k+1) = F(x(k), u(k), k) + \Delta F(x(k), u(k), k) + Dv(k) \quad (4.27)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (4.28)$$

A dinâmica do sistema é composta por uma parte *nominal* F e por ΔF , que pode representar erros de modelagem e dos parâmetros. Supõem-se conhecidas a função $F(., ., .)$ e a matriz C , e desconhecidas a matriz D e a função $\Delta F(., ., .)$, obedecendo a seguinte condição de *matching* das perturbações:

$$\mathcal{R}(H) = \mathcal{R}(D) \cup F \quad (4.29)$$

$$F = \mathbf{Im}(\Delta F)$$

sendo $\mathcal{R}(.)$ o espaço imagem da matriz argumento, e $\mathbf{Im}(.)$ o espaço imagem da função argumento. A matriz H em 4.29 é suposta conhecida e indica as direções onde existem perturbações ou entradas desconhecidas. Além disso, a matriz H deve satisfazer conjuntamente com C :

$$\rho(CH) = \rho(H) = r \quad (4.30)$$

$$\rho(C) = m \geq r$$

onde $\rho(.)$ representa o rank da matriz argumento e r o número de direções onde aparecem perturbações que serão desacopladas. Além disso, a planta nominal, equações 4.27, excluídas as entradas desconhecidas, deve ser estável e observável através da matriz C em toda a faixa de observação.

Assim, considerando a equação 4.29, pode-se escrever:

$$H\omega = \Delta F(x(k), u(k), k) + Dv(k) \quad (4.31)$$

O que permite reescrever a equação 4.27 da seguinte maneira:

$$x(k+1) = F(x(k), u(k), k) + H\omega(k) \quad (4.32)$$

O observador discreto em modos deslizantes é construído acrescentando-se à equação 4.32 um termo de cancelamento das perturbações $d(k)$, conforme [Takahashi \(1996\)](#). Assim:

$$\hat{x}(k+1) = F(\hat{x}(k), u(k), k) + H\omega(k) + Hd(k) \quad (4.33)$$

Considerando a seguinte partição do vetor de saída:

$$y(k) = Cx(k) = \begin{bmatrix} y^1 \\ \dots \\ y^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C^1 \\ \dots \\ C^2 \end{bmatrix} x(k) \quad (4.34)$$

onde a partição y^1 do vetor de saída contém as medidas usadas para viabilizar o desacoplamento das perturbações.

O termo $d(k)$ é deduzido a partir da restrição:

$$C^1\hat{x}(k+1) - y^1(k+1) = 0 \quad (4.35)$$

A restrição 4.35 equivale a uma redução de ordem do sistema, ou a impor que a evolução temporal do vetor de estados pertença a uma superfície do espaço de estados $C^1e(k) = 0$, onde $e(k) = \hat{x}(k) - x(k)$. Essa superfície é denominada *superfície de deslizamento*, e o observador é dito estar em *modos deslizantes* nessa superfície, por analogia com os sistemas de controle em modos deslizantes.

Substituindo a equação 4.35 na equação 4.33 tem-se:

$$\hat{x}(k+1) = [I - H(C^1H)^{-L}C^1] F(\hat{x}(k), u(k), k) + H(C^1H)^{-L}y^1(k+1) \quad (4.36)$$

onde $(.)^{-L}$ significa qualquer inversa à esquerda da matriz argumento.

Para controlar a dinâmica do erro, alocando-se os autovalores, acrescenta-se à equação 4.36 um termo proporcional ao erro de saída:

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) = & [I - H(C^1H)^{-L}C^1] .F(\hat{x}(k), u(k), k) + \\ & + H(C^1H)^{-L}y^1(k+1) + L [C\hat{x}(k) - y(k)] \end{aligned} \quad (4.37)$$

Omitindo os índices dos vetores correspondentes ao instante k e considerando:

$$\phi_2 = H(C^1H)^{-L} \quad (4.38)$$

$$\phi_1 = I - \phi_2 C \quad (4.39)$$

tem-se a seguinte expressão para o observador:

$$\hat{x}(k+1) = \phi_1 F(\hat{x}, u, k) + \phi_2 y(k+1) + L [C\hat{x} - y(k)] \quad (4.40)$$

Assim, para o projeto do observador, deve-se seguir os seguintes passos:

Passo 1: construir a matriz H ;

Passo 2: escolher a partição da matriz C ;

Passo 3: calcular $C^1 H$;

Passo 4: encontrar a inversa à esquerda para $C^1 H$;

Passo 5: calcular ϕ_2 e ϕ_1 ;

Passo 6: escolher a matriz de ganhos do observador;

Passo 7: estabelecer a equação final do observador.

Partindo desta análise, em [Caminhas et al. \(1996\)](#) é proposta uma estrutura de observador em modos deslizantes aplicada a motores de indução trifásicos. Este observador, que é robusto quanto a incertezas paramétricas e/ou entradas desconhecidas, foi projetado para rejeitar perturbações na resistência do rotor. De acordo com os autores, a vantagem do observador em modos deslizantes (OMD) é a simplicidade de projeto e o seu bom desempenho. A seguir, será apresentado o observador, seguindo os passos descritos anteriormente.

Passo 1

A matriz H da equação do observador é formada por 0 e 1, sendo que a presença do elemento 1 indica a direção onde aparecem perturbações desconhecidas (variações paramétricas ou entradas desconhecidas), a qual deseja-se desacoplar. A rejeição de perturbações na resistência requer ao menos duas medições, uma vez que tal parâmetro influencia um subespaço de dimensão dois que contém as variáveis de estados: $x_3(\lambda_{qr})$ e $x_4(\lambda_{dr})$. Assim a matriz H deve ser escolhida da seguinte forma:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Passo 2

Das variáveis do motor de indução, as correntes de estator são possíveis de serem medidas e se relacionam com os estados, conforme equação 4.11, da seguinte forma ($y_1 = C_1x$). A matriz C é obtida pela expressão:

$$C = \begin{bmatrix} C_1 \\ \dots \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & -a_2 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & -a_2 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Desta forma, tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}(k) \\ i_{ds}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & -a_2 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & -a_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Passo 3

O cálculo de C_1H é:

$$C_1H = \begin{bmatrix} -a_2 & 0 \\ 0 & -a_2 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Passo 4

Escolhendo a inversa à esquerda igual à inversa de C_1H tem-se::

$$(C_1H)^{-L} = (C_1H)^{-1} = \begin{bmatrix} -1/a_2 & 0 \\ 0 & -1/a_2 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Passo 5

Assim, conforme expressões 4.38 e 4.39 tem-se:

$$\phi_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1/a_2 & 0 \\ 0 & -1/a_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\alpha = a_1/a_2$$

Logo:

$$\phi_1 A = \begin{bmatrix} k_2 - a_1 r_s k_5 & -k_1 + a_1 r_s k_6 & a_2 r_s k_5 & -a_2 r_s k_6 & 0 \\ k_1 - a_1 r_s k_6 & k_2 - a_1 r_s k_5 & a_2 r_s k_6 & a_2 r_s k_5 & 0 \\ \alpha (k_2 - a_1 r_s k_5) & \alpha (-k_1 + a_1 r_s k_6) & a_1 r_s k_5 & -a_1 r_s k_6 & 0 \\ \alpha (k_1 - a_1 r_s k_6) & \alpha (k_2 - a_1 r_s k_5) & a_1 r_s k_6 & a_1 r_s k_5 & 0 \\ 0 & 0 & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

onde:

$$a_{53} = -g_2 x_2(k) \quad a_{54} = -g_2 x_1(k) \quad a_{55} = g_1$$

$$\phi_1 B = \begin{bmatrix} k_5 & -k_6 \\ k_6 & k_5 \\ \alpha k_5 & -\alpha k_6 \\ \alpha k_6 & -\alpha k_5 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$\phi_2 y_1 = -\frac{1}{a_2} [0 \ 0 \ i_{qs} \ i_{ds} \ 0]' \quad (4.48)$$

$$\phi_2 y_1(k+1) = -\frac{1}{a_2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ y_1^1(k+1) \\ y_1^2(k+1) \\ 0 \end{bmatrix} = -\frac{1}{a_2} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{qs}(k+1) \\ i_{ds}(k+1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Passo 6

A dinâmica de erro do observador depende dos autovalores da matriz ϕ_f , que podem ser arbitrariamente alocados pela escolha de L . Como a matriz $\phi_1 A$ é variante no tempo, depende dos estados, torna-se necessário calcular L a cada período de amostragem.

Seja $\phi_f = \phi_1 A + LC$, e seja L_{ij} o elemento da linha i e da coluna j de L .

Tem-se:

$$\phi_f = \begin{bmatrix} a_{11} + a_1 L_{11} & a_{12} + a_1 L_{12} & a_{13} - a_2 L_{11} & a_{14} - a_2 L_{12} & L_{13} \\ a_{21} + a_1 L_{21} & a_{22} + a_1 L_{22} & a_{23} - a_2 L_{21} & a_{24} - a_2 L_{22} & L_{23} \\ \alpha a_{11} + a_1 L_{31} & \alpha a_{12} + a_1 L_{32} & \alpha a_{13} - a_2 L_{31} & \alpha a_{14} - a_2 L_{32} & L_{33} \\ \alpha a_{21} + a_1 L_{41} & \alpha a_{22} + a_1 L_{42} & \alpha a_{23} - a_2 L_{41} & \alpha a_{24} - a_2 L_{42} & L_{43} \\ a_1 L_{51} & a_1 L_{52} & a_{53} - a_2 L_{51} & a_{54} - a_2 L_{52} & a_{55} + L_{53} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

onde:

$$\begin{aligned} L_{11} &= \frac{1}{a_2} a_{13} = r_s k_5 & L_{12} &= \frac{1}{a_2} a_{14} = -r_s k_6 \\ L_{21} &= -L_{12} & L_{22} &= L_{11} \\ L_{31} &= \alpha L_{11} & L_{32} &= \alpha L_{12} & L_{33} &= \alpha L_{13} \\ L_{41} &= \alpha L_{21} & L_{42} &= \alpha L_{22} & L_{43} &= \alpha L_{23} \\ L_{51} &= 0 & L_{52} &= 0 \end{aligned}$$

Em [Caminhas et al. \(1996\)](#), a escolha dos ganhos da matriz L foi proposta, de modo que se tenha a seguinte matriz ϕ_f :

$$\phi_f = \begin{bmatrix} k_2 & -k_1 & 0 & 0 & L_{13} \\ k_1 & k_2 & 0 & 0 & L_{23} \\ \alpha k_2 & -\alpha k_1 & 0 & 0 & \alpha L_{13} \\ \alpha k_1 & \alpha k_2 & 0 & 0 & \alpha L_{23} \\ 0 & 0 & a_{53} & a_{54} & a_{55} + L_{53} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Três autovalores podem ser alocados pela escolha dos parâmetros restantes: L_{13} , L_{23} e L_{53} . Observa-se que a resistência do rotor não influencia a matriz ϕ_f . Os autovalores da matriz ϕ_f são determinados através da equação algébrica:

$$\det(\gamma I - \phi_f) = 0$$

A expressão para o cálculo dos parâmetros L_{13} , L_{23} e L_{53} é dada pelo sistema de equações lineares:

$$\Delta_1 L_{13} + \Delta_2 L_{23} + \Delta_3 L_{53} = \Delta_3 (\lambda_i - a_{55}) \quad (4.52)$$

sendo:

$$\Delta_1 = \alpha [a_{53} (k_2 - \lambda_i) - a_{54} k_1]$$

$$\Delta_2 = \alpha [a_{54} (k_2 - \lambda_i) + a_{53} k_1]$$

$$\Delta_3 = \lambda_i (k_2 - \lambda_i) - (k_2 \lambda_i - 1)$$

Passo 7

A expressão final do observador é:

$$\hat{x}_1(k+1) = k_2\hat{x}_1(k) - k_1\hat{x}_2(k) + L_{13}\hat{x}_5(k) + k_5v_{qs}(k) - k_6v_{ds}(k) - L_{11}i_{qs}(k) - L_{12}i_{ds}(k) - L_{13}\omega_r(k)$$

$$\hat{x}_2(k+1) = k_1\hat{x}_1(k) - k_2\hat{x}_2(k) + L_{23}\hat{x}_5(k) + k_6v_{qs}(k) + k_5v_{ds}(k) - L_{21}i_{qs}(k) - L_{22}i_{ds}(k) - L_{23}\omega_r(k)$$

$$\hat{x}_3(k+1) = \alpha\hat{x}_1(k+1) - \frac{1}{a_2}i_{qs}(k+1)$$

$$\hat{x}_4(k+1) = \alpha\hat{x}_2(k+1) - \frac{1}{a_2}i_{ds}(k+1)$$

$$\hat{x}_5(k+1) = -g_2\hat{x}_3(k) + g_2\hat{x}_2(k) + a_{55}\hat{x}_5(k) + L_{53}(\hat{x}_5(k) - \omega_r(k))$$

Após a obtenção dos estados, pode-se calcular o conjugado, T_{omd} , através da expressão:

$$T_{omd} = \frac{3p}{2} (\hat{x}_2 i_{qs} - \hat{x}_1 i_{ds}) \quad (4.53)$$

Como o observador desenvolvido rejeita perturbações na direção de r_r , o modelo é análogo ao modelo de tensão.

A figura 4.5 mostra a representação básica do sistema de geração de padrão para a localização de barras quebradas usando observador em modo deslizantes.

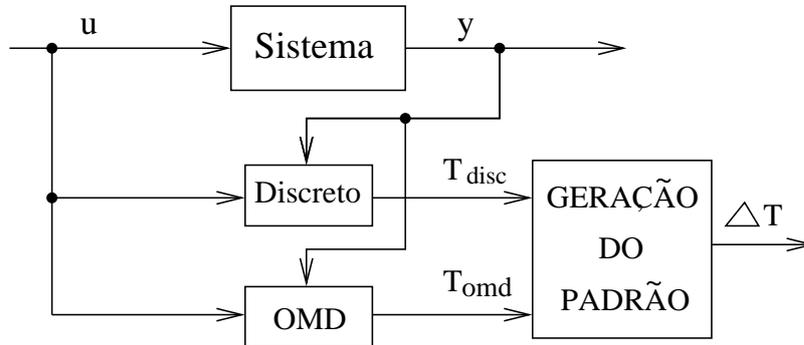


Figura 4.5: Diagrama simplificado do sistema de geração de padrão usando observadores em modos deslizantes. O bloco *geração de padrão* corresponde ao cálculo da diferença de conjugado obtido através do observador em modos deslizantes, equação 4.53 e do obtido pelo modelo discreto, equação 4.26.

4.2.3 Resultados de Simulações

Para validação computacional do método, adotou-se o seguinte sistema de acionamento C.A.: fonte de alimentação (alimentação direta ou através de PWM), motor de indução trifásico de rotor gaiola e a carga mecânica. A tabela 4.1 apresenta os parâmetros dos motores analisados. Foram simuladas quebras de 1, 2, 3 e 4 barras, em seqüência, e também quebras aleatórias, para diversos valores de cargas e freqüências de alimentação do motor. Para

ilustração do método de detecção de barras quebradas, serão apresentados os resultados das simulações para o motor de 2 HP, que tem 32 barras no rotor.

Tabela 4.1: Dados dos motores analisados, apresentados na seguinte seqüência: potência, tensão, velocidade e conjugado nominais, resistências do estator e do rotor, reatâncias de dispersão do estator, mútua e de dispersão do rotor, momento de inércia.

hp	Volts	rpm	T(Nxm)	$r_s (\Omega)$	$r_r (\Omega)$	$X_{ls} (\Omega)$	$X_m (\Omega)$	$X_{lr} (\Omega)$	$J(kg.m^2)$
2	220	1710	9	1,283	1,257	1,380	12,31	2,389	0,008
3	220	1710	11,9	0,435	0,816	0,754	26,13	0,754	0,089
50	460	1705	198	0,087	0,228	0,302	13,08	0,302	1,662
500	2300	1773	1980	0,262	0,187	1,206	54,02	1,206	11,06
2250	2300	1786	8900	0,029	0,022	0,226	13,04	0,226	63,87

Antes de analisar a eficiência do algoritmo na detecção de quebras de barras, vamos considerar o rotor simétrico e analisar a robustez do modelo discreto e do observador em modos deslizantes, quanto às variações dos valores de resistências do estator e do rotor.

Análise de robustez

Nas simulações, as equações do motor foram resolvidas utilizando o Método Runge-Kutta de 4ª ordem e o conjugado do modelo calculado pela equação 3.22. Os conjugados do modelo discreto e do observador em modos deslizantes foram obtidos pelas equações 4.26 e 4.53, respectivamente.

Nas figuras 4.6 e 4.7, tem-se o conjugado calculado pelos três modelos, para os valores estimados de resistências iguais aos valores reais da máquina, motor operando a vazio e motor à plena carga, respectivamente. Nas condições de operação sem carga, praticamente não existem diferenças de conjugados, em regime permanente, entre os modelos discreto, OMD e o real.

Para o caso de operação do motor à plena carga, figura 4.7, observa-se diferenças dos conjugados calculados pelo observador OMD em relação ao modelo real e o modelo discreto, uma vez que o observador não foi projetado para rejeitar perturbações de carga. Na parte inferior das figuras 4.6 e 4.7, tem-se uma janela no conjugado, para melhor visualização das diferenças entre eles.

Os gráficos da figura 4.8 mostram o efeito da variação da resistência do estator $\hat{r}_s = 1,3r_s$ nos conjugados, em regime permanente, calculados pelos modelos discreto e o observador. Analisando as figuras 4.6, 4.7 e 4.8, conclui-se que o conjugado calculado pelo observador sofreu alteração, uma vez que ele não rejeita perturbações na direção da resistência do estator r_s .

Para analisar os efeitos das variações na resistência do rotor, considerou-se $\hat{r}_r = 1,4r_r$. Nos gráficos da figura 4.9, tem-se as situações para a máquina operando a vazio e com carga nominal, respectivamente.

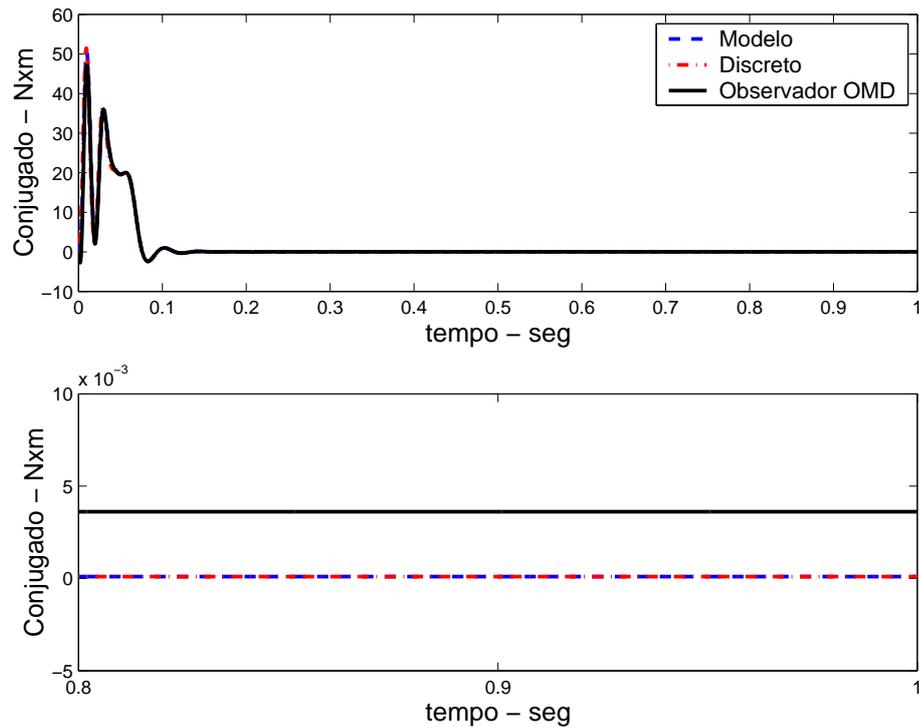


Figura 4.6: Conjugado obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real. Operação do motor sem carga, r_s e r_r iguais aos valores reais. No gráfico inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente.

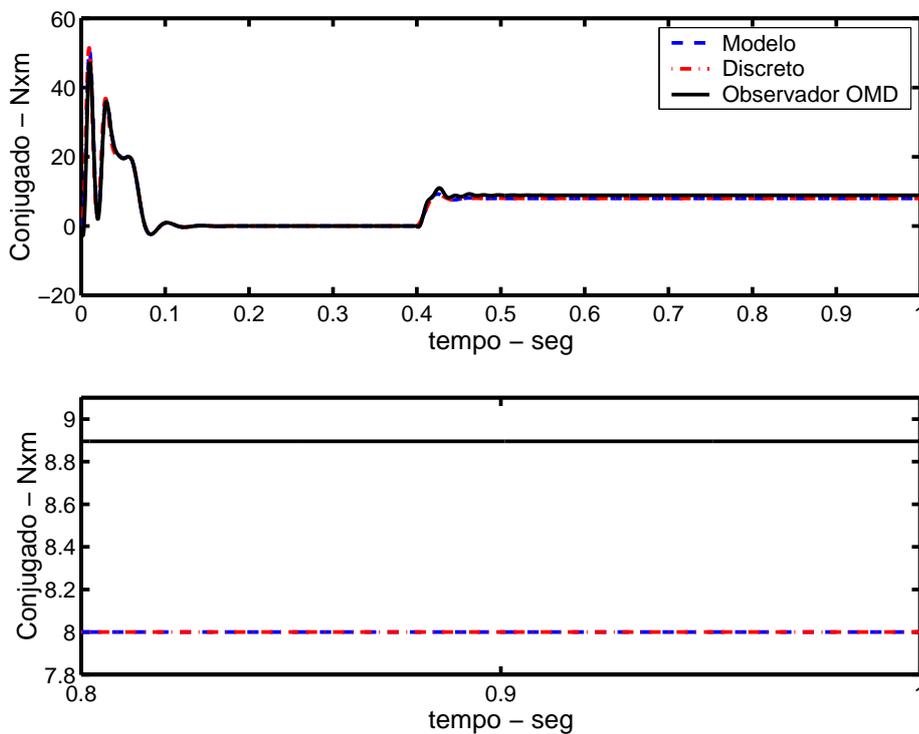


Figura 4.7: Conjugado obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real. Operação do motor com carga nominal, r_s e r_r iguais aos valores reais. No gráfico inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente.

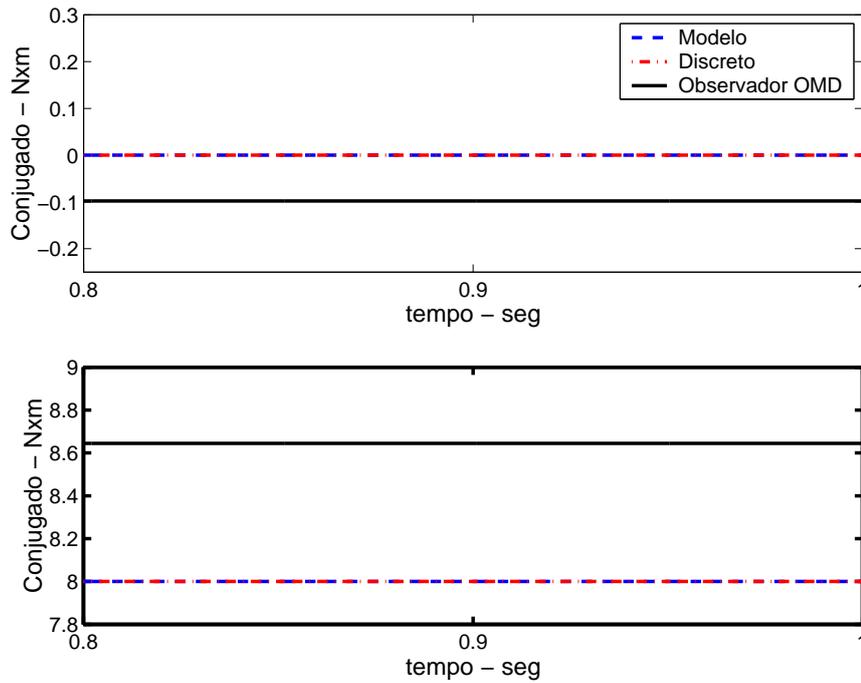


Figura 4.8: Conjugado, em regime permanente, obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real, considerando erro na estimação da resistência do estator, $\hat{r}_s = 1,3r_s$. Gráfico superior corresponde à operação do motor sem carga, e o inferior à operação com carga nominal.

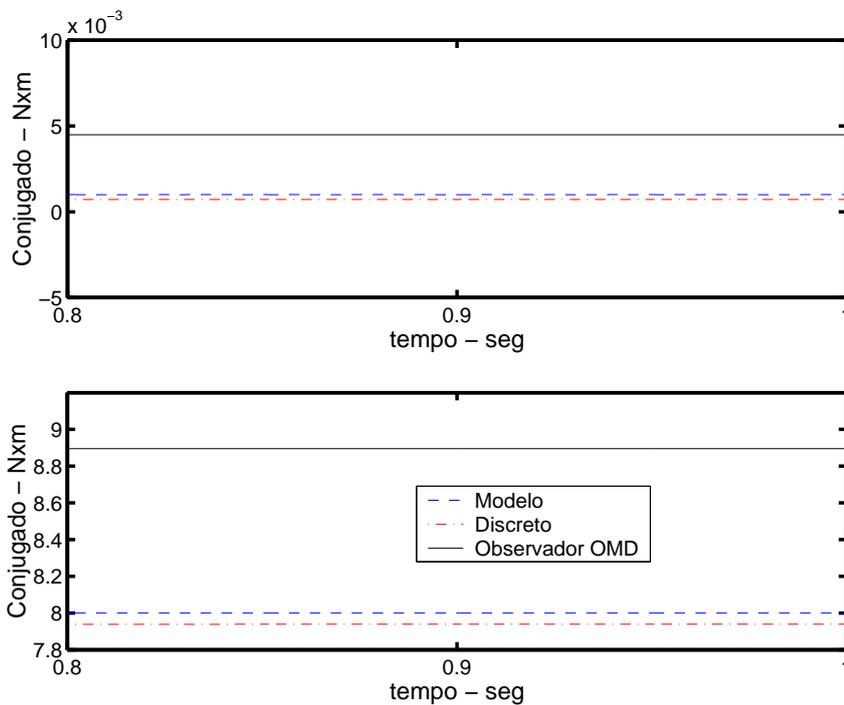


Figura 4.9: Conjugado, em regime permanente, obtido pelo modelo discreto, observador em modos deslizantes (OMD) e o real, considerando erro na estimação da resistência do estator, $\hat{r}_r = 1,4r_r$. Gráfico superior corresponde à operação do motor sem carga, e o inferior à operação com carga nominal.

Comparando-se as figuras 4.6, 4.7 e 4.9, conclui-se que o conjugado T_{omd}

é igual à situação de $\hat{r}_r = r_r$ mas, o conjugado calculado pelo modelo discreto T_{disc} , sofreu alteração.

A seguir, são apresentados os resultados de simulações para o motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V, 60 Hz, 32 barras no rotor, alimentação por tensões senoidais e alimentação através de PWM (tensões não senoidais). Faz-se também análises da robustez do método frente às variações paramétricas das resistências do estator e do rotor e erros nos estados iniciais dos fluxos.

Alimentação do motor por tensões senoidais

A figura 4.10 mostra o resíduo de conjugado, $T_{omd} - T_{disc}$, para as seguintes condições:

- a - operação com carga nominal e sem barras quebradas;
- b - operação com carga nominal, rotor assimétrico, barra 15 quebrada;
- c - operação com 50% da carga nominal, rotor assimétrico, barra 15 quebrada;
- d - operação com 10% da carga nominal, rotor assimétrico, barra 15 quebrada;

Para a situação de rotor simétrico, observa-se que não existe modulação de conjugado. Portanto, o resíduo de conjugado é constante. No caso de assimetrias, ou seja, presenças de barras quebradas, o resíduo de conjugado tem distribuição senoidal no espaço. Como o motor tem 4 pólos, os pontos mínimos de resíduo de conjugado ocorrem nas barras que estão defasadas no espaço em relação à barra 15 de 90° , 180° e 270° , que correspondem às barras 7, 15, 23 e 31.

Os gráficos da figura 4.11 mostram os resíduos de conjugado no tempo para as quatro situações analisadas. Pode-se observar a modulação do resíduo de conjugado de $2f_s$, para as condições de barras quebradas. Para operação com subcarga de 10 %, foi necessário plotar o resíduo num intervalo de tempo maior, devido ao pequeno valor da freqüência de modulação.

A tabela 4.2 apresenta as velocidades para cada condição de carga e o valor da freqüência de modulação, ou seja, duas vezes a freqüência de escorregamento ($2f_s$). Observa-se que, mesmo para condição de operação do motor com carga reduzida, gráfico 4 das figuras 4.10 e 4.11, modulação de 0,8 Hz, o método foi capaz de detectar e localizar a barra quebrada. Isso seria difícil com a análise do espectro de corrente, devido ao baixo valor do escorregamento.

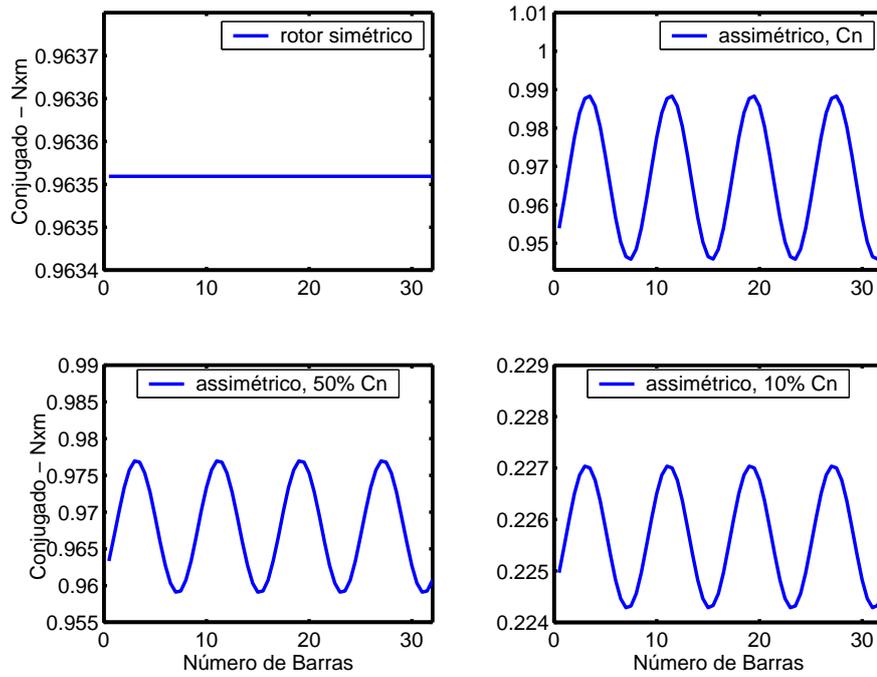


Figura 4.10: Resíduo de conjugado em Nx_m em função do número de barras, para as seguintes situações: rotor simétrico; carga nominal e barra 15 quebrada; 50% de carga nominal e barra 15 quebrada; 10% de carga nominal e barra 15 quebrada.

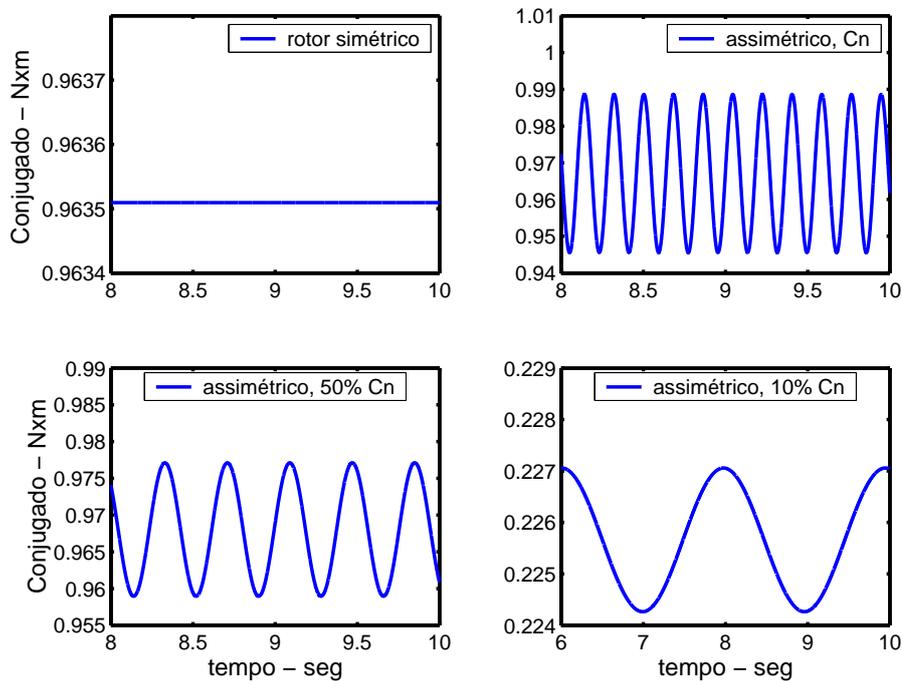


Figura 4.11: Resíduo de conjugado em Nx_m em função do tempo, para as seguintes situações: rotor simétrico; carga nominal e barra 15 quebrada; 50% de carga nominal e barra 15 quebrada; 10% de carga nominal e barra 15 quebrada.

Tem-se na figura 4.12 os espectros de corrente, valores em dB, para as seguintes situações: rotor sem barras quebradas (simétrico) e motor com uma

barra quebrada, operação com carga nominal, 50 % de carga e 10 % de carga. Observa-se que a amplitude da modulação para operação do motor com carga reduzida é muito pequena e na prática pode até não aparecer devido a ruídos de medição. No caso do diagnóstico do motor operando com 10 % de carga a modulação não aparece, ou seja, não é possível detectar a presença de barras quebradas usando o espectro de corrente.

Tabela 4.2: Conjugado desenvolvido, velocidade do motor e frequência de modulação para cada condição de carga.

Conjugado (Nxm)	vel (rpm)	$2f_s$ (Hz)
8	1 717	5,55
4	1 760	2,62
0,8	1 900	0,80

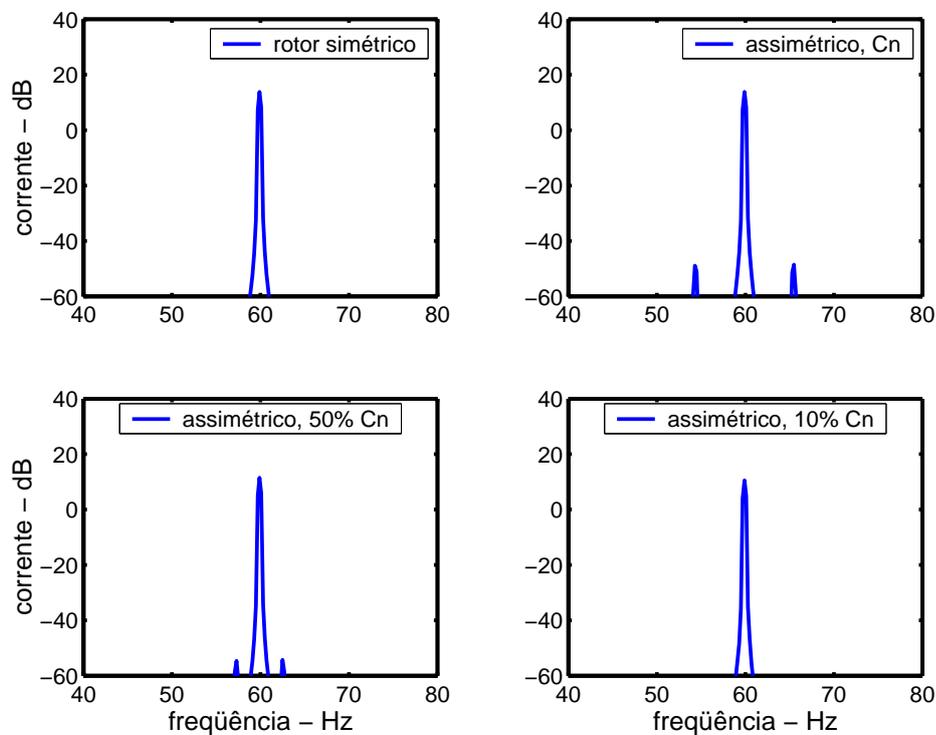


Figura 4.12: Espectro de corrente para as seguintes situações: rotor simétrico, barra quebrada e carga nominal, barra quebrada e 50 % de carga, barra quebrada e 10 % de carga. A abscissa representa a frequência em Hz e a ordenada representa a amplitude da corrente em dB.

Alimentação do motor por tensões não senoidais

A seguir, serão apresentados os resultados das simulações para alimentação do motor através de inversor de frequência, utilizando controle escalar V/f constante, com a tensão modulada por largura de pulso (PWM).

A figura 4.13 representa três períodos da onda de tensão de linha da saída do PWM e três períodos da corrente do motor, e a figura 4.14 a velocidade

do motor. O motor parte a vazio e a aplicação de carga nominal ocorreu em $t = 1 s$.

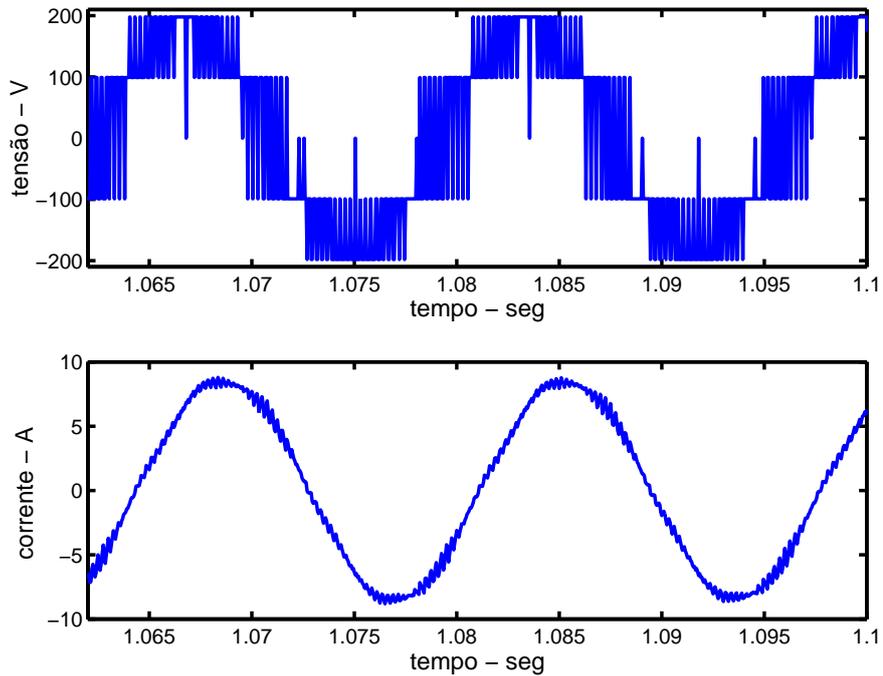


Figura 4.13: Tensão e corrente de linha do motor alimentado através do PWM. Apresentação de três ciclos da onda, após a aplicação de carga no motor.

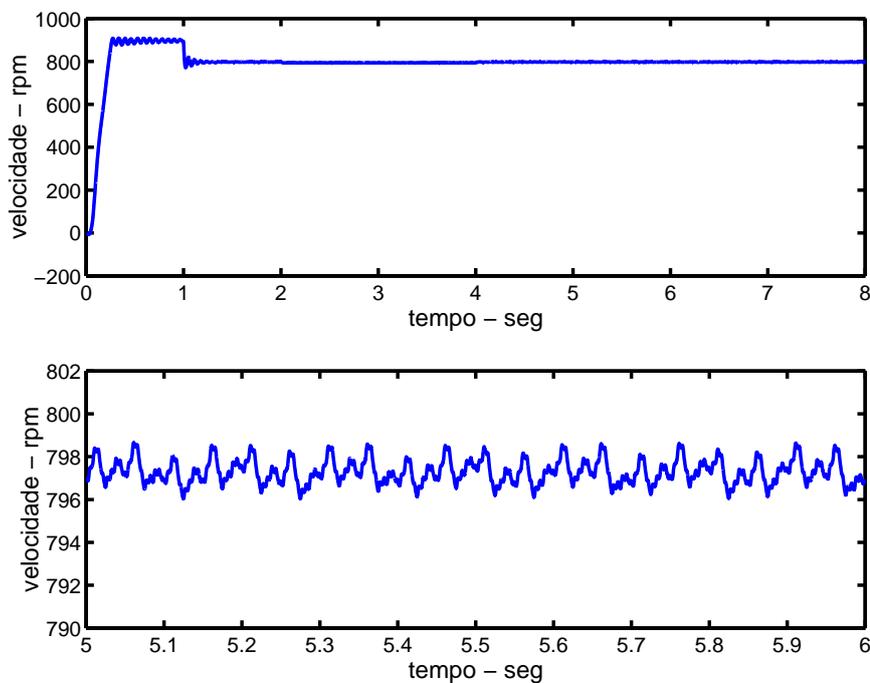


Figura 4.14: Velocidade do motor, em rpm. Motor parte em rampa, a vazio, e a aplicação da carga ocorre em $t = 1 s$. No gráfico inferior, está representada uma parte da característica correspondente à região de regime permanente.

Considerando a barra 15 quebrada, tensão de alimentação de 220 Volts, frequência de 60 Hz, tem-se na figura 4.15 o resíduo de conjugado em Nxm.

Observa-se, no gráfico superior que a diferença de conjugado não é puramente senoidal, devido aos harmônicos de tensão inerentes ao PWM. Entretanto, esta distorção não afeta a detecção e localização da barra quebrada. Tem-se, no gráfico inferior, a diferença de conjugado filtrada. Utilizou-se um filtro *butterworth*, passa-baixa, de frequência de corte em 15 Hz. Como o PWM gera harmônicos de frequências superiores ao da frequência de modulação de barras quebradas, a utilização do filtro foi adequada para a banda de passagem desejada. O sinal foi filtrado duas vezes para evitar o defasamento introduzido pelo filtro.

Para avaliar a robustez do método para operação do motor operando em baixas velocidades, a frequência de alimentação do motor foi alterada para 30 Hz. A aplicação de carga ocorre em $t = 1\text{ s}$ e o motor atinge velocidade, em regime permanente, de 790 rpm.

Na figura 4.16, tem-se, o resíduo de conjugado em Nxm. Observa-se que o método de detecção de barras conseguiu localizar a barra quebrada.

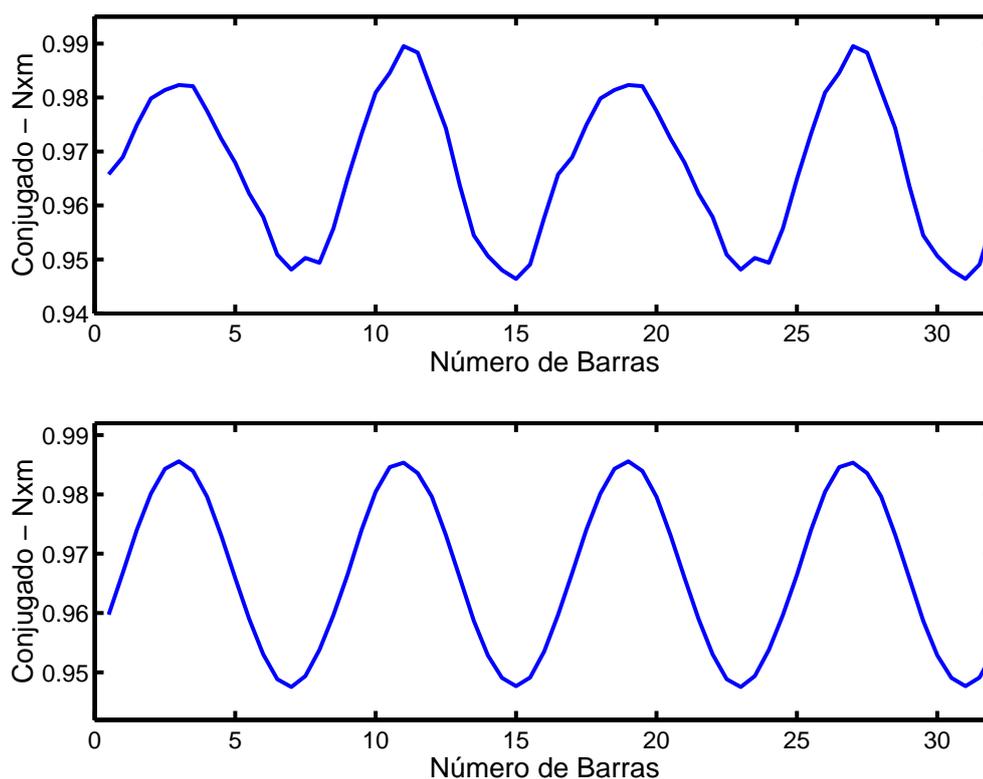


Figura 4.15: Resíduo de conjugado em Nxm usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM. Funcionamento à plena carga, $V = 220\text{ V}$, $f = 60\text{ Hz}$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.

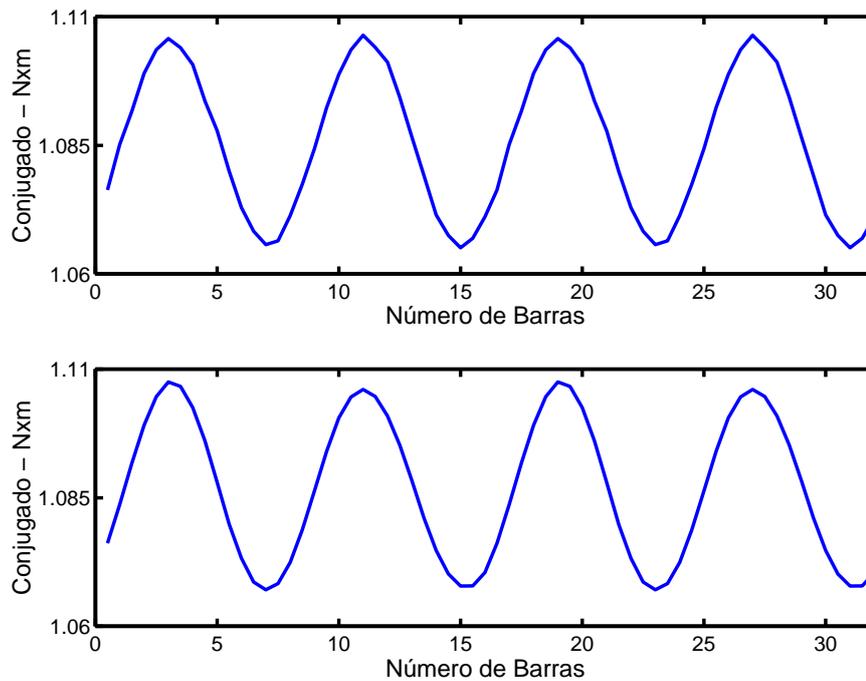


Figura 4.16: Resíduo de conjugado em Nxm usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM. Funcionamento à plena carga, $V = 110 V$, $f = 30 Hz$. Na figura inferior, tem-se o sinal filtrado.

Erros de estimação de parâmetros e das integrais

A figura 4.17 mostra o resultado da simulação para o motor alimentado por tensões senoidais, barra 15 quebrada, e alteração do valor da resistência do estator de 30%, ou seja, $\hat{r}_s = 1,3r_s$.

Fazendo a mesma análise para o motor alimentado através do inversor PWM, barra 15 quebrada, $f = 60 Hz$, e $\hat{r}_s = 1,3r_s$, tem-se na figura 4.18 a diferença de conjugado em Nxm . A distorção que aparece no resíduo de conjugado é devido aos harmônicos inerentes ao PWM. Apesar disso, o método localizou a barra quebrada. No gráfico inferior da figura, tem-se o sinal filtrado.

Para analisar a robustez do método de detecção de falhas para alterações no valor da resistência do rotor, foram feitas várias simulações de erros no valor de r_r , alimentação do motor por tensões senoidais e não senoidais.

Para exemplificar, apresentamos na figura 4.19 o resíduo do conjugado em Nxm para valor estimado de resistência do rotor 40 % maior que o valor real, ou seja, $\hat{r}_r = 1,4r_r$. O motor é alimentado através do inversor PWM, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$, e opera à plena carga.

Analisando as influências de alterações simultâneas nos valores das resistências do estator e do rotor, tem-se, na figura 4.20, a diferença de conjugado para as seguintes variações: $\hat{r}_s = 1,3r_s$ e $\hat{r}_r = 1,4r_r$, com o motor alimentado por tensões não senoidais.

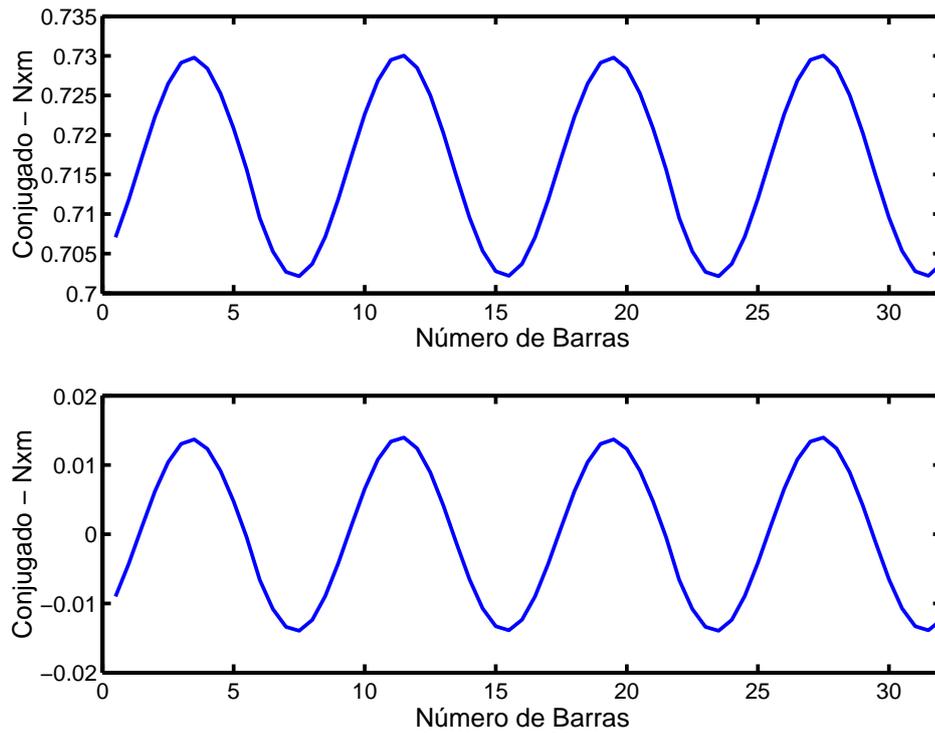


Figura 4.17: Resíduo de conjugado em Nxm usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado por tensões senoidais, funcionamento à plena carga. Erros de estimação de r_s , $\hat{r}_s = 1, 3r_s$. No gráfico inferior, tem-se o resíduo de conjugado sem a componente contínua.

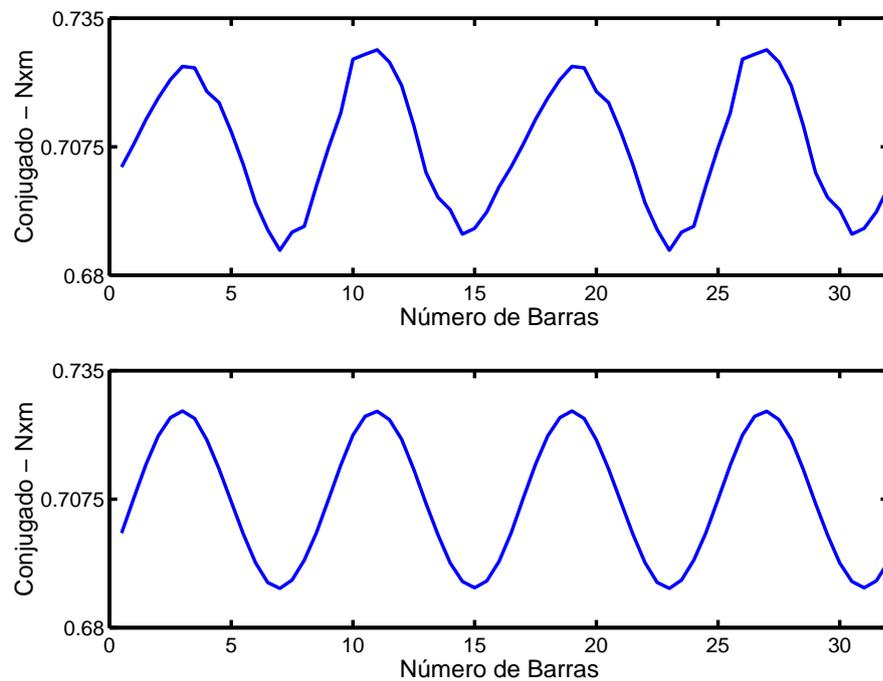


Figura 4.18: Resíduo de conjugado em Nxm usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220V$, $f = 60Hz$. Erros de estimação de r_s , $\hat{r}_s = 1, 3r_s$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.

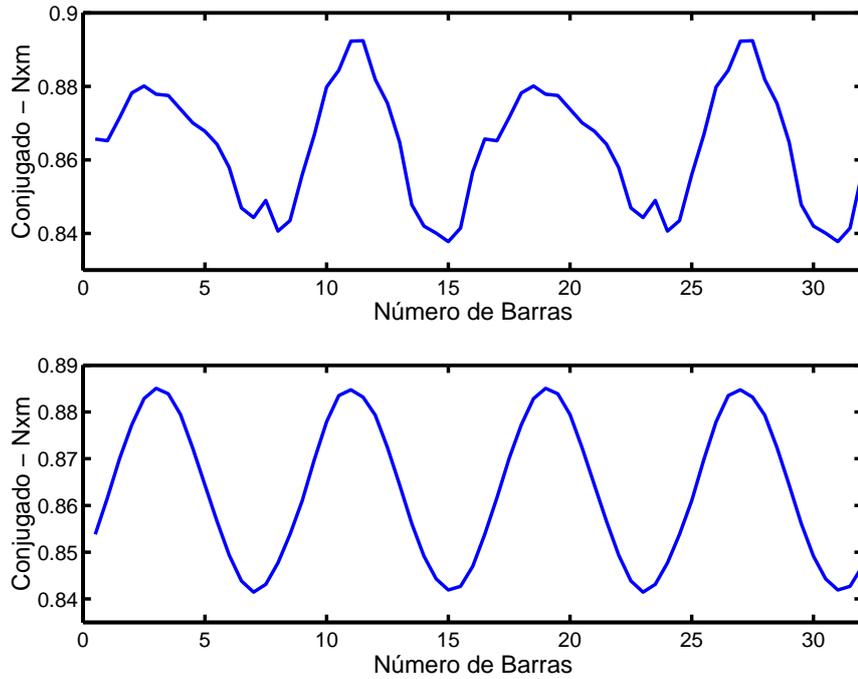


Figura 4.19: Resíduo de conjugado em Nx_m usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$. Erros de estimação de r_r , $\hat{r}_r = 1, 4r_r$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.

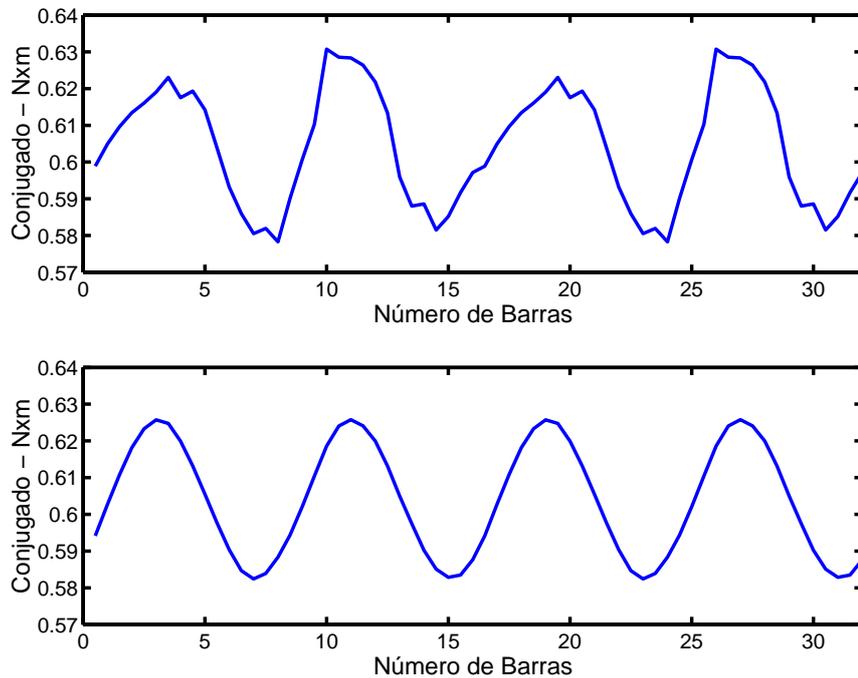


Figura 4.20: Resíduo de conjugado em Nx_m usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, $V = 220 V$, $f = 60 Hz$. Erros de estimação: $\hat{r}_s = 1, 3r_s$ e $\hat{r}_r = 1, 4r_r$. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.

Considerando agora condições iniciais dos enlaces de fluxos estimados diferentes dos fluxos reais, tem-se na figura 4.21, resultados das simulações

para a barra 15 quebrada, alimentação do motor por tensões não senoidais, $V = 220 V$ e $f = 60 Hz$.

Para todos os casos de erros de estimação de parâmetros e diferenças nas condições iniciais dos enlaces de fluxos, o método conseguiu localizar a barra quebrada.

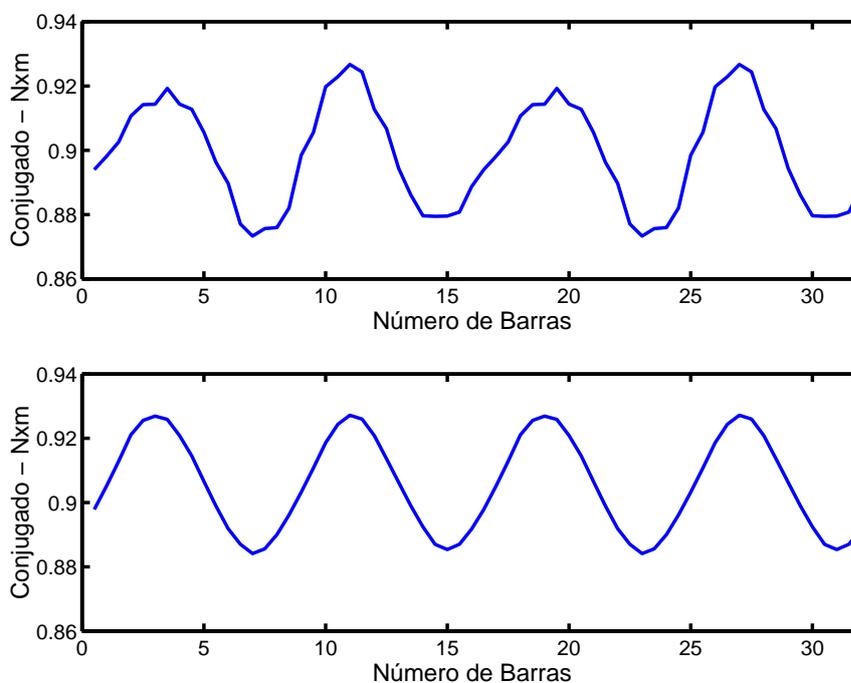


Figura 4.21: Resíduo de conjugado em Nxm usando *OMD*, rotor com a barra 15 quebrada. Motor alimentado através do inversor PWM, ou seja, tensões não senoidais. Funcionamento à plena carga, Erros nas condições iniciais dos enlaces de fluxos. No gráfico inferior, tem-se o sinal filtrado.

4.3 Conclusões

Neste capítulo, foi proposta uma nova estrutura de detecção de barras quebradas. A metodologia substitui os modelos de tensão e de corrente do *Método Viena*, por um modelo de observador em modos deslizantes e o modelo discreto do motor. O resíduo dos conjugados calculados pelos dois modelos, é usado como padrão de diagnóstico de barras quebradas.

Utilizando o modelo de barras quebradas descrito no capítulo 3, foram feitas várias análises, para motores de diversas potências, alimentados por tensões senoidais e não senoidais. Para todas as simulações, o método conseguiu localizar corretamente a barra quebrada. Além disso, o método apresentou robustez às variações paramétricas das resistências do estator e do rotor e erros nas condições iniciais dos enlaces de fluxos.

Detecção de Curto-Circuito entre Espiras do Estator

"Existem verdades que a gente só pode dizer depois de ter conquistado o direito de dizê-las."

Jean Cocteau¹

A deterioração do isolamento do estator normalmente começa com curto-circuito envolvendo poucas espiras de uma mesma fase. A corrente de falta que é de aproximadamente duas vezes a corrente de rotor bloqueado, provoca aquecimento localizado que rapidamente se estende para outras seções do enrolamento (Tallam et al., 2003). Assim, a detecção de falhas entre espiras é especialmente importante, pois acredita-se que é o começo para a ocorrência das demais falhas nos enrolamentos, tais como: curto-circuito entre bobinas de uma mesma fase e entre bobinas de fases diferentes e, curto-circuito entre fase e terra, que podem resultar em perdas irreversíveis do núcleo do estator (Boqiang et al., 2003).

O tempo de evolução de falhas de curto-circuito entre espiras para as demais falhas não pode ser estimado, pois depende das condições de operação do motor. O que se sabe é que a velocidade de evolução é rápida, justificando, dessa forma, o monitoramento contínuo do motor para a detecção da falha (Sottile et al., 2000). Em Thomson e Fenger (2001) são apresentadas análises de curto-circuito entre espiras de um motor de indução de baixa tensão de

¹Jean Cocteau foi um dos marcos da cultura francesa no século 20. Apesar de ser primordialmente um poeta, seus inúmeros talentos incluíam: editoração, teatro e cinema.

11 kW. Segundo os autores, mesmo com um percentual significativo de curto-circuito (20% de espiras em curto-circuito), o motor funcionou por 20 minutos antes da perda total do mesmo.

Em [Warren e Stone \(1998\)](#) estão descritos os procedimentos dos testes normalmente utilizados para detecção de falhas no isolamento de máquinas. Os estudos são referentes aos seguintes testes: alto potencial (*Hipot Test*), voltagem escalonada (*Step Voltage Test*), impulso (*Surge Test*), resistência do isolamento e índice de polarização e descargas parciais. A conclusão que os autores chegam é que os testes individualmente não são perfeitos, ou seja, não são sensíveis para todos os tipos de falhas de isolamento. Assim, nenhum desses testes pode fornecer com certeza o diagnóstico do isolamento do motor.

Em [Kliman et al. \(1996\)](#) são apresentadas as limitações dos métodos de detecção de falhas no estator que utilizam a análise da impedância de seqüência negativa. De acordo com os autores, pequenos erros de medições, tais como, desequilíbrios dos ganhos dos sensores de corrente, afetaram significativamente o valor da impedância de seqüência negativa, inviabilizando a aplicação do método.

Das análises dos trabalhos técnicos e científicos relacionados com detecção de assimetrias no estator encontrados na literatura, pôde-se observar que nos últimos três anos a detecção de falhas de curto-circuito entre espiras de uma mesma fase vem despertando muito interesse na comunidade científica. Entretanto, as pesquisas estão ainda começando. Nos trabalhos publicados, são apresentados poucos resultados, tanto de simulações quanto experimentais, que validem os métodos propostos. Desta forma, o objetivo deste capítulo é propor uma técnica para a detecção inicial de curto-circuito entre espiras de uma mesma fase, ou seja, curto-circuito entre poucas espiras.

Adotando o modelo de assimetrias no estator, descrito no capítulo 3, várias simulações foram realizadas para motores de pequena e média tensão, estator simétrico e curto-circuito entre espiras da fase *a* na seguinte proporção: um por cento ($\mu = 0,01$) e 3 por cento ($\mu = 0,03$). Analisou-se também o comportamento do motor acionando cargas diferentes da nominal, desequilíbrios na calibração dos sensores de medição e desequilíbrios das tensões de alimentação.

Primeiro será apresentado o procedimento adotado para separar as componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes trifásicas desequilibradas. Em seguida, serão apresentados os resultados da simulação considerando estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Os dois tipos de falhas elétricas, desequilíbrio da rede e curto-circuito entre espiras, também serão analisados conjuntamente. Assim, será proposto o método para o diagnóstico de assimetrias no estator. Por último, tem-se as conclusões

referentes ao método proposto.

5.1 Método para separação das componentes de seqüências positiva e negativa

Assimetrias nos enrolamentos do estator provocam diferenças de impedâncias entre as três fases do motor e, como conseqüência, tem-se a circulação de componente de seqüência negativa da corrente. Desequilíbrios no sistema trifásico de alimentação do motor apresentam componente de seqüência negativa da tensão e, portanto, existem também a presença de componente de seqüência negativa da corrente no motor.

Partindo-se do conhecimento de que o vetor de seqüência negativa apresenta a mesma freqüência do de seqüência positiva, mas sentido contrário de rotação, propõe-se o seguinte método para separação das duas componentes.

As grandezas abc (correntes e tensões) são transformadas para os eixos dq girantes. A velocidade e o sentido de rotação dos eixos dq são os mesmos da componente de seqüência positiva das grandezas. Sendo assim, tem-se nas componentes dq duas parcelas: uma contínua e a outra alternada com freqüência de duas vezes a freqüência das grandezas originais. A parcela contínua é devido à componente de seqüência positiva. A parcela que tem freqüência de duas vezes a freqüência da rede é conseqüência da presença da componente de seqüência negativa que, como foi dito anteriormente, gira com sentido contrário à componente positiva. Foi projetado um filtro passa-baixa de freqüência de corte em 12 Hz, para a obtenção da parcela contínua. Fazendo a transformação inversa, tem-se a componente de seqüência positiva.

A componente de seqüência negativa é o resultado da subtração do vetor original e a componente de seqüência positiva. Entretanto, observou-se que a presença inerente de ruídos de medição afeta o valor dessa componente. Assim, adotou-se método igual ao anterior para a separação da componente de seqüência negativa. Os vetores de correntes e tensões são transformados para eixos dq em sentido de rotação contrária à dos vetores originais. A parcela contínua resultante é devido à componente de seqüência negativa e a parcela que tem freqüência de duas vezes a da rede, corresponde à componente positiva. Após a filtragem do sinal e transformação inversa para abc , tem-se a componente de seqüência negativa.

Na figura 5.1, estão plotados os valores instantâneos de vetores trifásicos desequilibrados que podem representar qualquer grandeza elétrica (tensão ou corrente). Usando a matriz de transformação de variáveis abc para dq , tem-se na figura 5.2 as grandezas nos eixos dq , considerando a velocidade e sentido de rotação dos eixos dq iguais às dos vetores originais. A componente contínua

e a componente alternada de duas vezes a frequência dos vetores originais são transformadas para o sistema abc obtendo-se, respectivamente, a componente de seqüência positiva e de seqüência negativa.

Na figura 5.3, tem-se os valores instantâneos da grandeza original da fase a e suas componentes de seqüências positiva e negativa.

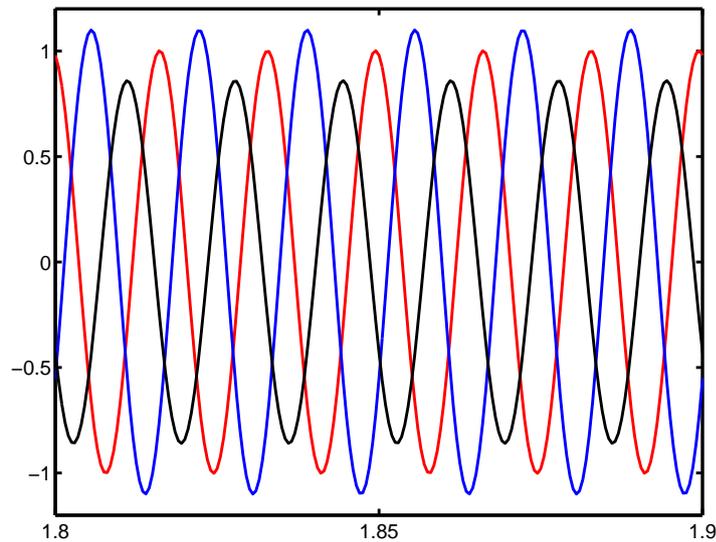


Figura 5.1: Grandezas elétricas trifásicas desequilibradas no sistema abc, que podem representar tensões da rede ou correntes do motor.

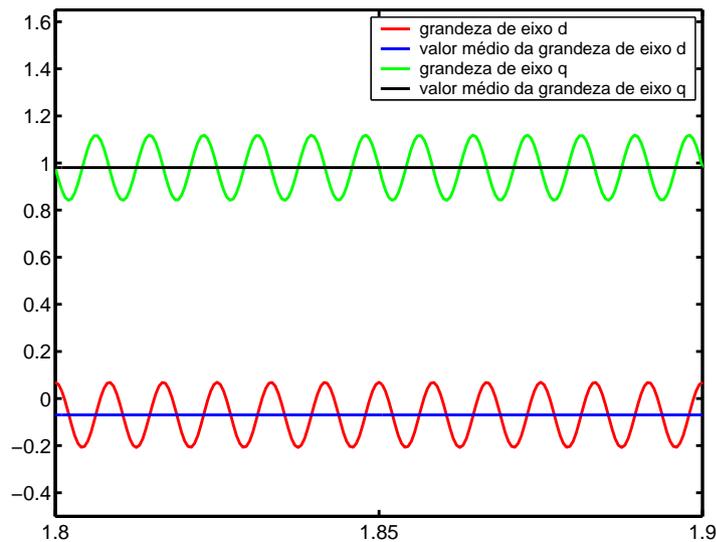


Figura 5.2: Componentes de eixo direto e quadratura dos vetores desequilibrados e os valores médios de cada componente.

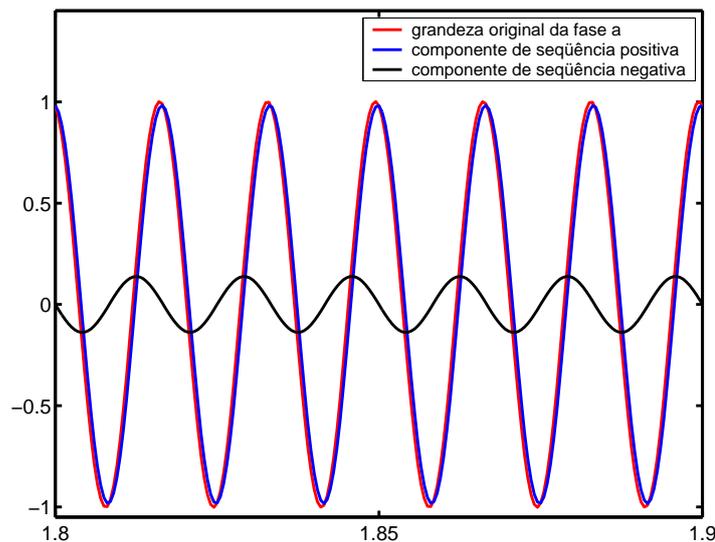


Figura 5.3: Valor instantâneo da grandeza da fase a e suas componentes de seqüências positiva e negativa.

5.2 Resultados para alimentação por tensões desequilibradas

O diagnóstico de curto-circuito entre espiras de uma mesma fase é fácil de ser implementado para o caso de operação do motor alimentado por tensões equilibradas. Mas, na prática, esta situação não é alcançada pois tem-se tanto desequilíbrios entre as fases do sistema de alimentação, quanto desequilíbrios de calibração dos sensores de corrente utilizados na medição. Esses fatores alteram as componentes de seqüência negativa de impedância e de corrente. Sendo assim, considerar-se-á, inicialmente, que o motor é simétrico, mas as tensões de alimentação são desequilibradas.

Na tabela 5.1, tem-se os valores das componentes de seqüências positiva e negativa da impedância (Z_{pos} e Z_{neg}) e da corrente (I_{pos} e I_{neg}) do motor de 500 HP, 2300 V, estator simétrico e para dois graus diferentes de desequilíbrios do sistema de alimentação. Observa-se que as componentes de seqüência negativa (corrente e impedância) não variam com a carga. Além disso, *a impedância de seqüência negativa não sofre alteração com a variação do grau de desequilíbrio entre as tensões.*

Mantendo-se o mesmo grau de desequilíbrio entre as tensões de alimentação e percentual de carga, tem-se na tabela 5.2 os resultados das simulações para o motor de baixa tensão de 2 HP. Todas as análises feitas para o motor de média tensão de 500 HP, alimentado por tensões desequilibradas, podem ser feitas para o motor de 2 HP. A conclusão importante e que, portanto, será novamente ressaltada, é que *a impedância de seqüência negativa do motor não varia nem com a carga nem com o grau de desequilíbrio das tensões.*

Tabela 5.1: Correntes das fases e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V, estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Estão apresentadas as seguintes condições de carga: conjugado nominal, 50% e 10% do conjugado nominal.

Motor de 500 HP, 2300 V				
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n \text{ e } V_c = 0,995V_n$				
conjugado	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
C_{nom}	84,85	4,48	38,43	7,12
$0,5C_{nom}$	44,86	4,48	72,72	7,12
$0,1C_{nom}$	21,19	4,48	153,70	7,12
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n \text{ e } V_c = 0,99V_n$				
conjugado	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
C_{nom}	85,06	5,28	38,23	7,12
$0,5C_{nom}$	44,91	5,28	72,42	7,12
$0,1C_{nom}$	21,17	5,28	153,66	7,12

Tabela 5.2: Correntes das fases e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V, estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Estão apresentadas as seguintes condições de carga: conjugado nominal, 50% e 10% do conjugado nominal.

Motor de 2 HP, 220 V				
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n \text{ e } V_c = 0,995V_n$				
conjugado	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
C_{nom}	4,89	0,30	63,75	9,06
$0,5C_{nom}$	3,75	0,30	83,10	9,04
$0,1C_{nom}$	3,37	0,30	95,54	9,02
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n \text{ e } V_c = 0,99V_n$				
conjugado	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
C_{nom}	4,89	0,40	63,56	9,03
$0,5C_{nom}$	3,74	0,40	83,01	9,03
$0,1C_{nom}$	3,36	0,40	92,54	9,02

A figura 5.4 mostra o circuito equivalente de seqüências positiva e negativa, regime permanente, para alimentação desequilibrada do motor. A impedância de seqüência positiva (Z_{pos}) é inversamente proporcional ao escorregamento s e a de seqüência negativa (Z_{neg}), inversamente proporcional a $(2 - s)$. O motor trabalha com velocidade praticamente constante e próxima da síncrona, ou seja, o escorregamento é muito baixo, em torno de 5%.² Este valor sofre pouca variação com a carga e com a amplitude da tensão de alimentação. A figura 5.5 mostra a variação desses dois parâmetros com o valor de escorregamento, para os motores de 500 HP e 2 HP. Portanto, conclui-se que a impedância de seqüência negativa sofre variações desprezíveis com a carga e com o grau de desequilíbrio das tensões de alimentação, conforme verificado nas simulações.

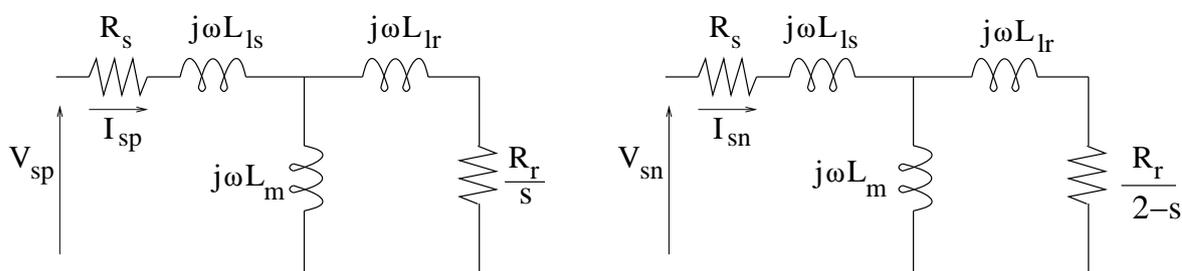


Figura 5.4: Circuito equivalente de seqüência positiva e de seqüência negativa, do motor de indução trifásico, regime permanente, alimentação desequilibrada.

Utilizando-se os parâmetros do motor e a velocidade estimada através das simulações, calculou-se as impedâncias de seqüências positiva e negativa, em regime permanente, conforme circuitos da figura 5.4. Para melhor comparação desses parâmetros com os valores das impedâncias calculadas através das simulações, tabelas 5.1 e 5.2, estes valores de impedâncias serão apresentados novamente nas tabelas 5.3 e 5.4.

Além dos padrões apresentados nas tabelas anteriores foram também analisados outros parâmetros para a definição do melhor padrão de diagnóstico da falha de curto-circuito entre espiras. As figuras 5.6 e 5.7 apresentam a curva de conjugado para o motor de 500 HP e de 2 HP, estator simétrico, operação com carga nominal e para as seguintes tensões de alimentação: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Observa-se que estes pequenos desequilíbrios de tensões produziram modulações de conjugado de $\pm 4,72\%$ e $\pm 6,28\%$ em torno do valor médio para o motor de 500 HP. Para o motor de 2 HP, a modulação foi de $\pm 9,29\%$ e $\pm 11,7\%$. A freqüência da modulação é igual a duas vezes a freqüência da rede.

²O baixo valor de escorregamento é válido para motores de categoria normal, designados como N.

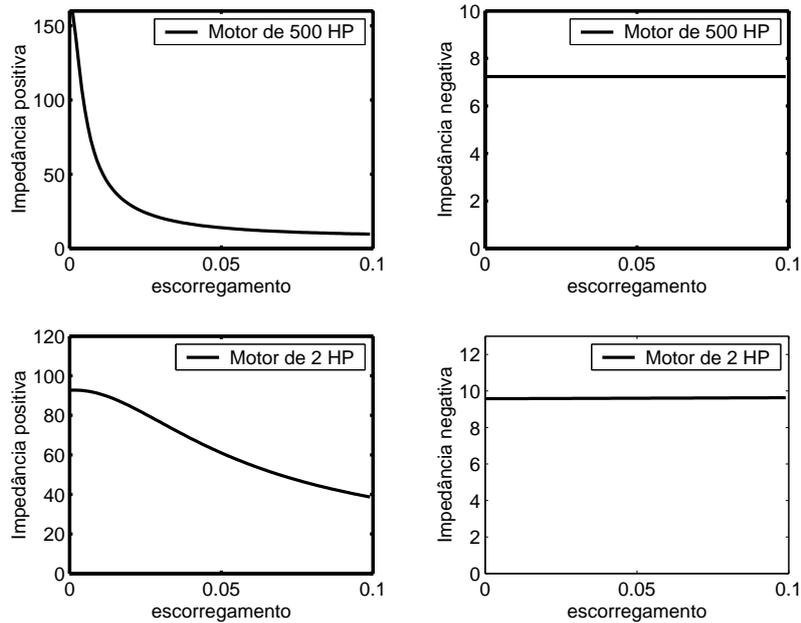


Figura 5.5: Valor da impedância, de seqüência positiva (Z_{pos}) e de seqüência negativa (Z_{neg}) do motor de indução trifásico para os motores de 500 HP e 2 HP alimentado por tensões desequilibradas. Valores em função do escorregamento.

Tabela 5.3: Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V, estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Resultados da simulação e do circuito equivalente.

Motor de 500 HP, 2300 V				
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$				
Simulações			Circuito equivalente	
vel (rad/seg)	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
371,45	38,43	7,12	38,56	7,23
374,35	72,72	7,12	73,06	7,23
376,49	153,70	7,12	154,70	7,23
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$				
Simulações			Circuito equivalente	
vel (rad/seg)	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
371,42	38,23	7,12	38,38	7,23
374,41	72,42	7,12	74,62	7,23
376,48	153,66	7,12	154,11	7,23

Tabela 5.4: Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V, estator simétrico e tensões de alimentação desequilibradas. Resultados da simulação e do circuito equivalente.

Motor de 2 HP, 220 V				
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$				
Simulações			Circuito equivalente	
vel (rad/seg)	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
359,89	63,75	9,06	64,24	9,50
369,07	83,10	9,04	83,78	9,58
375,66	92,54	9,02	92,63	9,58
$V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$				
Simulações			Circuito equivalente	
vel (rad/seg)	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
359,87	63,56	9,03	64,20	9,59
369,05	83,01	9,04	83,74	9,59
375,74	92,54	9,02	92,66	9,57

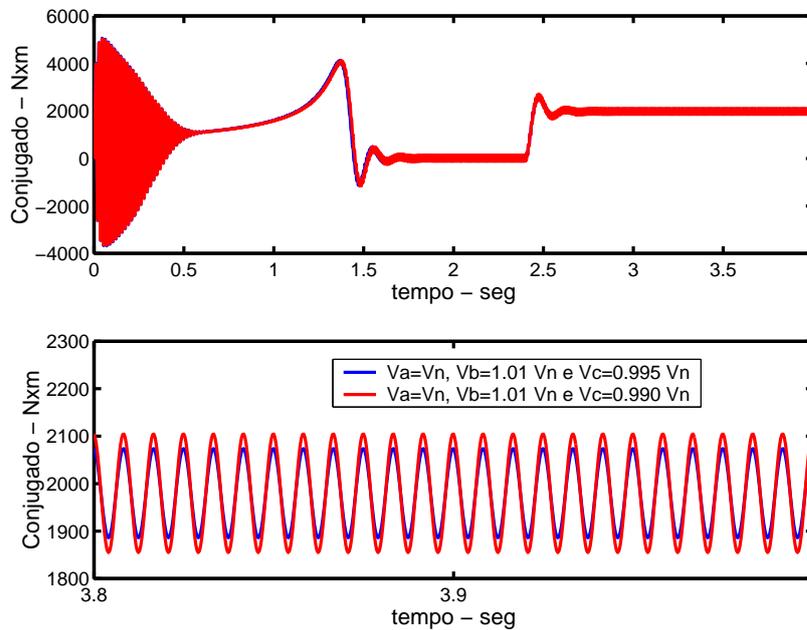


Figura 5.6: Valor instantâneo do conjugado em Nxm desenvolvido pelo motor de 500 HP, 2300 V, estator simétrico. Motor operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n, V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Na figura inferior tem-se uma janela na região de regime permanente

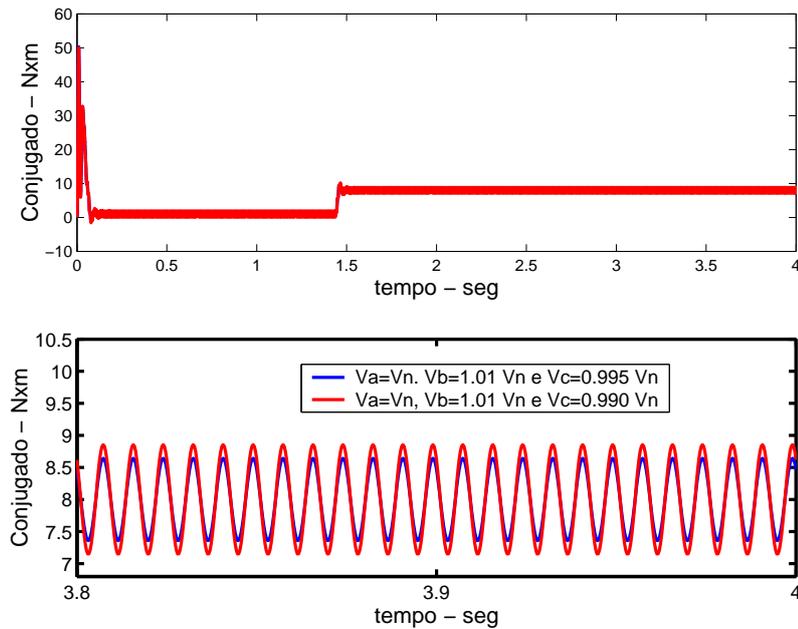


Figura 5.7: Valor instantâneo do conjugado em Nxm desenvolvido pelo motor de 2 HP, 220 V, estator simétrico. Motor operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Na figura inferior, tem-se uma janela na região de regime permanente

Na figura 5.8, estão representados os espectros de frequência da corrente de linha da fase a para o motor de 500 HP operando com carga nominal, 50% de conjugado nominal e 10% de conjugado nominal e tensões de alimentação desequilibradas. Observa-se a presença da componente de 3 vezes a frequência da rede.

Na figura 5.9, tem-se os espectros de frequência de corrente para o motor de 2 HP considerando as mesmas condições anteriores.

5.3 Resultados para assimetrias no estator

Várias simulações foram realizadas combinando: grau de desequilíbrio entre as tensões, número de espiras em curto-circuito em uma mesma fase e condições de carga do motor. Serão apresentados os resultados para o motor de 500 HP e 2 HP considerando as mesmas condições de carga e desequilíbrios da rede de alimentação do item anterior. Assim, pode-se comparar as alterações nas impedâncias, conjugado e componentes de terceiro harmônico da corrente, provocadas pelo curto-circuito.

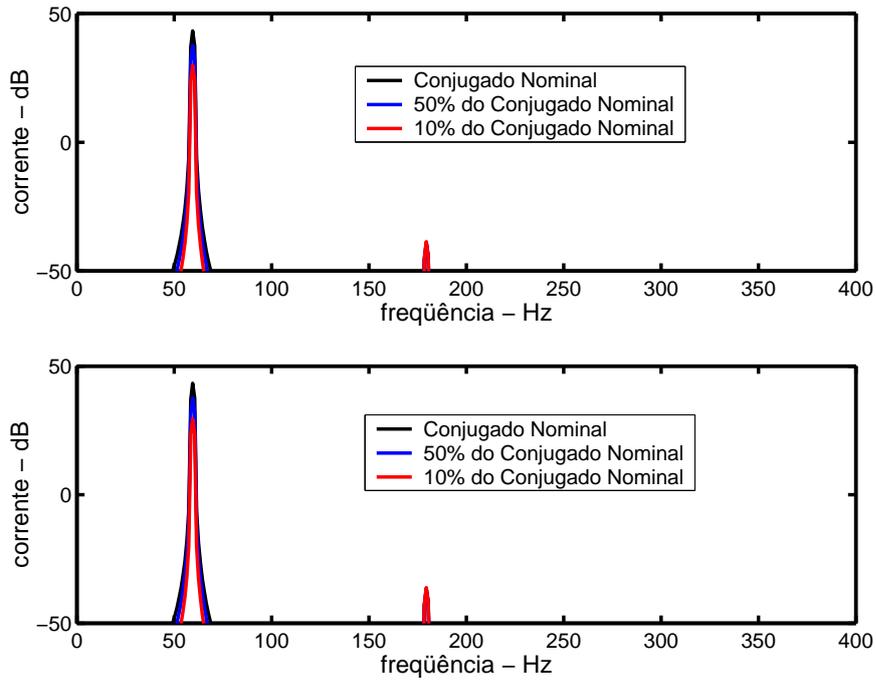


Figura 5.8: Espectro de freqüência da corrente de linha da fase a do motor de 500 HP, 2300 V, estator simétrico, alimentação desequilibrada. O motor opera com carga nominal e alimentação desequilibrada: no gráfico superior tem-se, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, e no gráfico inferior, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$.

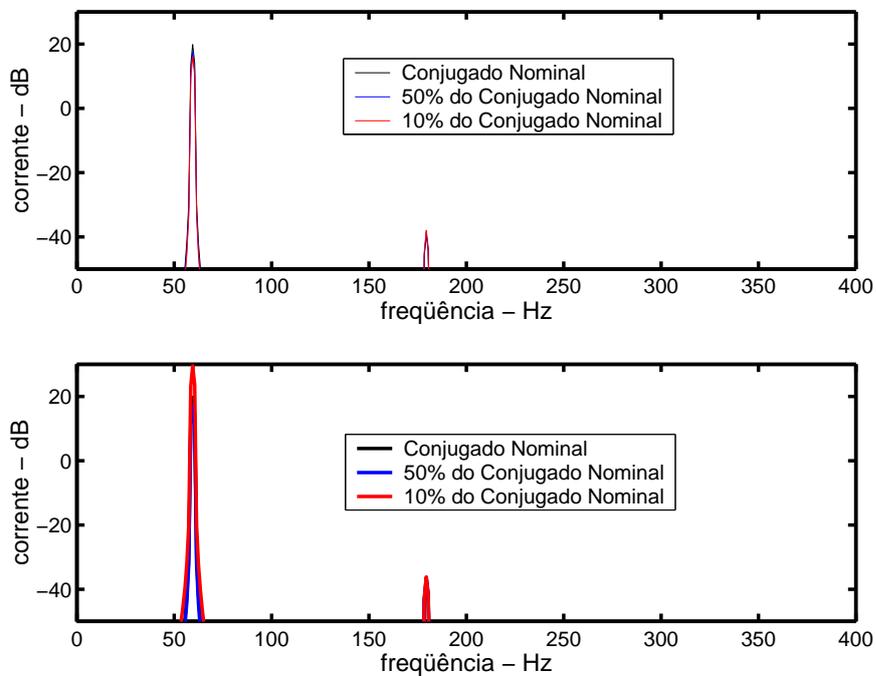


Figura 5.9: Espectro de freqüência da corrente de linha Ia. Motor de 2 HP, 220 V, estator simétrico. O motor opera com carga nominal e alimentação desequilibrada: no gráfico superior tem-se, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, e no gráfico inferior, $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$.

As tabelas 5.5 e 5.6 mostram os valores das componentes de seqüências positiva e negativa das correntes e das impedâncias do motor de 500 HP, alimentado, respectivamente, pelas tensões desequilibradas: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$. Estão representados os valores para operação com carga nominal e carga reduzida (10% da carga nominal) e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a $\mu = 0$, $\mu = 0,01$ e $\mu = 0,03$.

Através das análises de simulações de motores de indução com estator simétrico, alimentados por tensões desequilibradas, pôde-se concluir que a impedância de seqüência negativa de cada motor independe do grau de desequilíbrio entre as tensões e da condição de carga. Comparando os valores da impedância para motor com estator assimétrico, última coluna das tabelas 5.5 e 5.6 observa-se que os valores sofrem alterações com o aumento do número de espiras em curto-circuito. Quanto maior o número de espiras em curto-circuito, maior é a variação do valor da impedância de seqüência negativa.

Tabela 5.5: Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$.

Motor de 500 HP, 2300 V				
$V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$				
<i>Carga nominal</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	84,85	4,48	38,43	7,12
0,01	85,74	4,51	38,03	6,22
0,03	87,59	9,18	37,22	3,07
<i>Carga reduzida</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	44,86	4,48	72,72	7,12
0,01	46,43	4,51	70,21	6,24
0,03	49,73	9,18	65,57	3,07

A impedância de seqüência negativa do motor de 2 HP teve comportamento idêntico à do motor de 500 HP, ou seja, teve o seu valor alterado com o aumento do número de espiras em curto-circuito. As demais componentes dependem das condições de desequilíbrio de tensões, número de espiras em curto-circuito e carga acionada pelo motor. Este fato pode ser observado através das comparações entre os valores das componentes representadas nas tabelas 5.7 e 5.8.

Tabela 5.6: Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$

Motor de 500 HP, 2300 V				
$V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$				
<i>Carga nominal</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	85,06	5,28	38,23	7,12
0,01	85,94	5,51	37,84	6,54
0,03	87,78	9,47	37,05	3,96
<i>Carga reduzida</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	44,91	5,28	72,42	7,12
0,01	46,50	5,57	69,94	6,55
0,03	49,77	9,47	65,34	3,96

Tabela 5.7: Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$.

Motor de 2 HP, 220 V				
$V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$				
<i>Carga nominal</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	4,89	0,30	63,75	9,06
0,01	5,09	0,40	61,25	6,87
0,03	5,52	0,81	56,52	3,33
<i>Carga reduzida</i>				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	3,75	0,30	83,10	9,04
0,01	3,95	0,39	78,81	6,85
0,03	4,40	0,81	70,94	3,33

Tabela 5.8: Correntes e Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito iguais a 1% e 3%. Tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$.

Motor de 2 HP, 220 V				
$V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,99V_n$				
Carga nominal				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	4,89	0,40	63,56	9,03
0,01	5,09	0,48	61,08	7,55
0,03	5,51	0,85	56,38	4,21
Carga reduzida				
μ	$I_{pos}(A)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	3,74	0,40	83,01	9,03
0,01	3,95	0,48	78,75	7,53
0,03	4,40	0,85	70,87	4,20

Para melhor visualização da variação da impedância de seqüência negativa com o número de espiras em curto-circuito, tem-se na figura 5.10, o valor desse padrão para os motores de 500 HP e de 2 HP, alimentados com tensões desequilibradas e operando com carga nominal. Os motores partiram à vazio e em $t = 1 s$ houve aplicação de carga. As falhas ocorreram em $t = 2 s$, $t = 3 s$ e $t = 4 s$ com percentuais de curto-circuito entre espiras de $\mu = 0,01$, $\mu = 0,03$ e $\mu = 0,04$, respectivamente.

A figura 5.11 mostra as curvas de conjugado do motor de 500 HP, 2300 V alimentado por tensões desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, estator simétrico e fator de curto-circuito entre espiras de $\mu = 0,03$. Na figura 5.12 tem-se as mesmas condições de operação para o motor de 2 HP, 220 V. As figuras 5.13 e 5.14 mostram os espectros das correntes da fase a do motor de 500 HP e 2 HP, respectivamente,

Analisando os gráficos inferiores das figuras 5.11 e 5.12, que representam parte das características dos conjugados, observa-se um aumento nos níveis de modulação em função do número de espiras em curto-circuito. No entanto, conforme analisado no item precedente, a modulação do conjugado sofre alteração com o grau de desequilíbrio das tensões de alimentação. Assim, este padrão não pode ser usado para a detecção de curto-circuito entre espiras. Pelo mesmo motivo, a componente de 3^o harmônico da corrente também não pode ser usada.

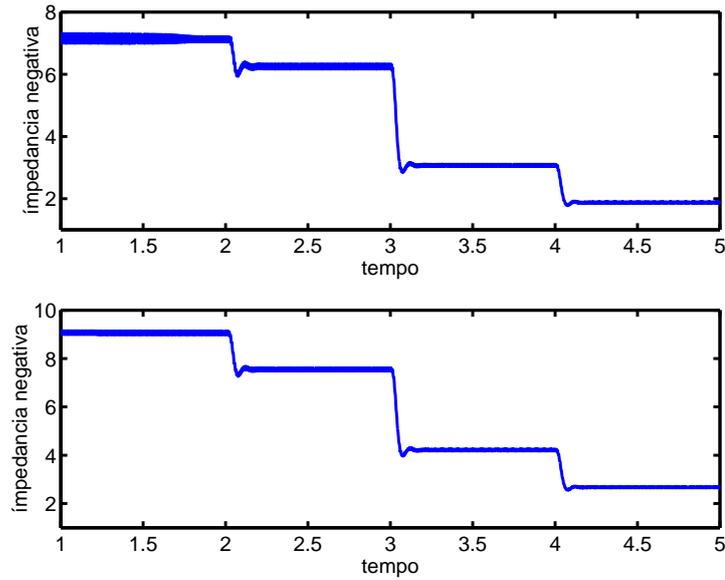


Figura 5.10: Valor instantâneo da impedância de seqüência negativa. O motor parte à vazio e, em $t = 1, s$, tem-se aplicação de carga. As falhas ocorreram em $t = 2 s$, $t = 3 s$ e $t = 4 s$, com percentuais de curto-circuito entre espiras de $\mu = 0,01$, $\mu = 0,03$ e $\mu = 0,04$, respectivamente. Na figura superior, tem-se o valor da impedância para o motor de 500 HP e, na inferior, para o motor de 2 HP.

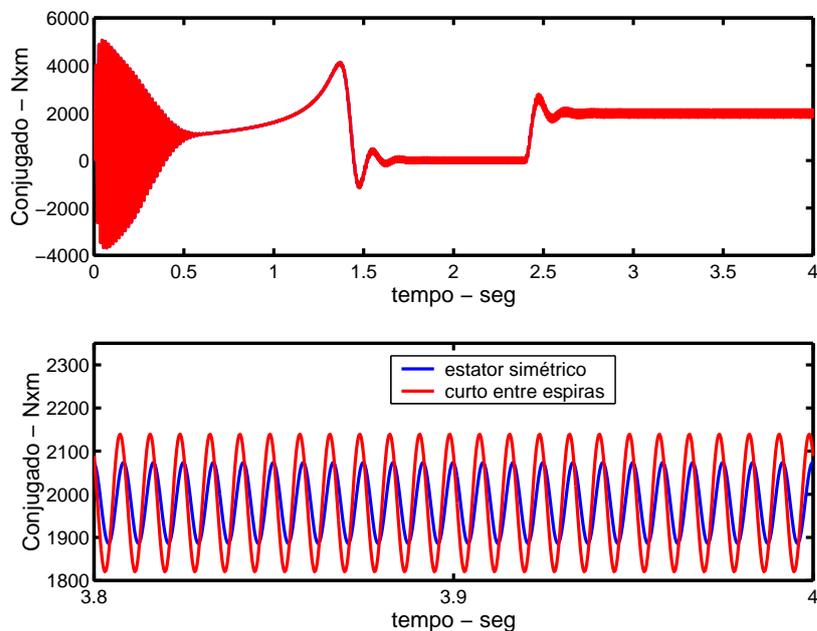


Figura 5.11: Valor instantâneo do conjugado em Nxm do motor de 500 HP, 2300 V. Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, estator simétrico e fator de curto-circuito $\mu = 0,03$. No gráfico inferior, tem-se parte da característica do conjugado, em regime permanente.

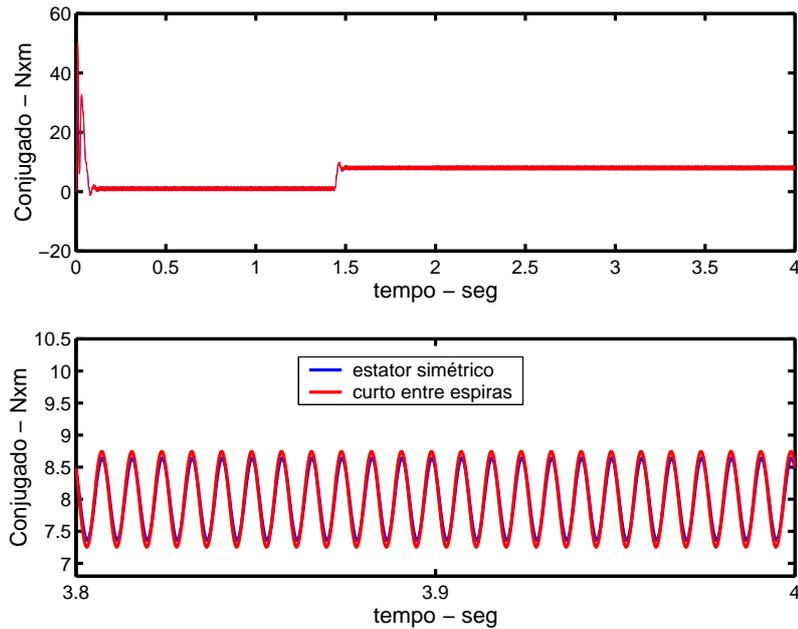


Figura 5.12: Valor instantâneo do conjugado em Nxm do motor de 2 HP, 220 V. Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, estator simétrico e fator de curto-circuito $\mu = 0,03$. No gráfico inferior, tem-se parte da característica do conjugado, em regime permanente.

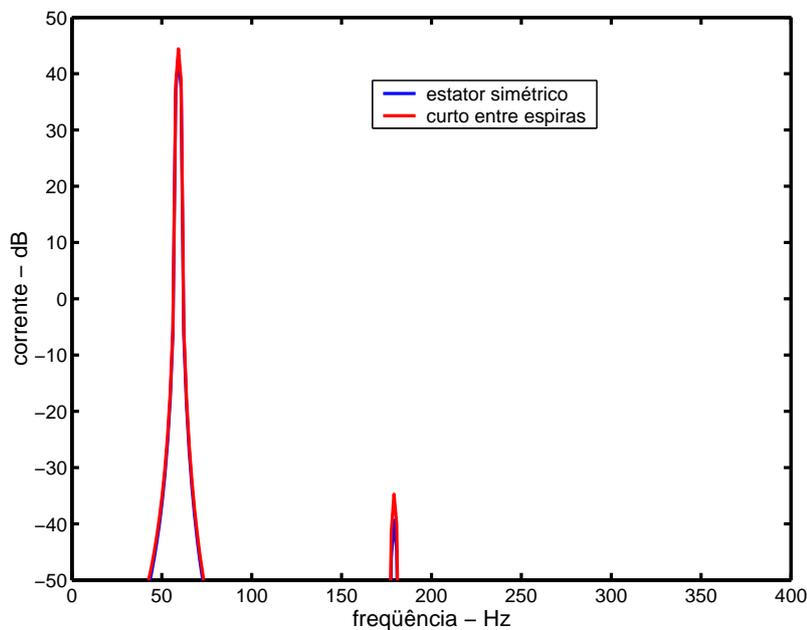


Figura 5.13: Espectro de frequência da corrente da fase a do motor de 500 HP, 2300 V. Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e os seguintes fatores de curto circuito: $\mu = 0$, $\mu = 0,01$ e $\mu = 0,05$

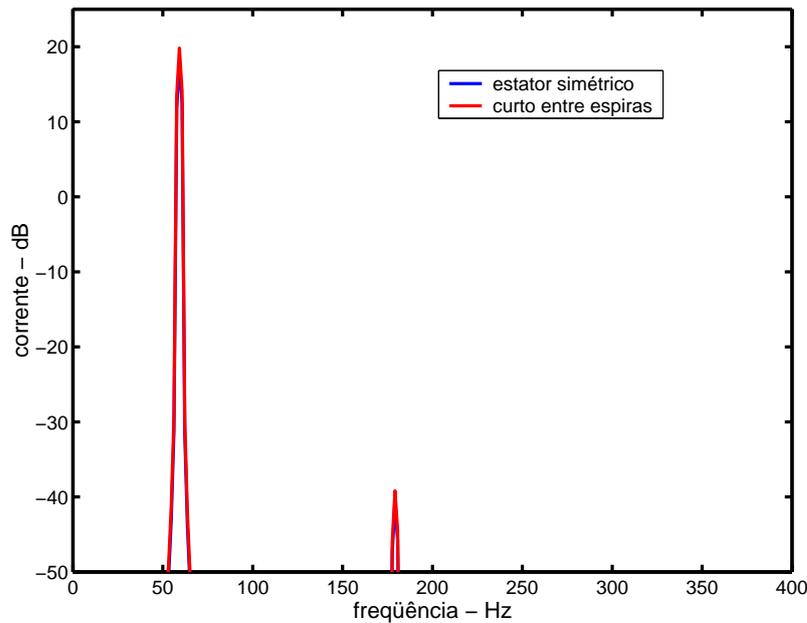


Figura 5.14: Espectro de frequência da corrente da fase a do motor de 2 HP, 220 V. Motor está operando com carga nominal, tensões de alimentação desequilibradas $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e os seguintes fatores de curto circuito: $\mu = 0$, $\mu = 0,01$ e $\mu = 0,05$.

O uso da impedância de seqüência negativa para o diagnóstico de curto-circuito entre espiras é criticado em alguns trabalhos, (Kliman et al., 1996) e (Sottile et al., 2000). De acordo com os autores, diferenças de ganhos entre os sensores de medição, inviabilizam a utilização da impedância como padrão de diagnóstico. Entretanto, os autores não apresentam os algoritmos utilizados para a separação das componentes de seqüência negativa, dificultando a análise da crítica.

As diferenças entre os sensores criam uma componente de seqüência zero, que afeta o cálculo das componentes positiva e negativa de tensão e corrente, de eixos dq . Entretanto, este valor é praticamente corrigido quando se aplica a matriz inversa de conversão de eixos dq para abc . Como a impedância é calculada em função das componentes de eixos abc , estes valores não são afetados pelo desequilíbrio entre os sensores.

Assim, com o intuito de verificar a robustez do método aqui proposto, frente às diferenças de calibrações entre os sensores de corrente e de tensão foram realizadas várias simulações. Para ilustrar, tem-se nas tabelas 5.9 e 5.10 os valores das impedâncias de seqüências positiva e negativa, dos motores de 500 HP e 2 HP, respectivamente, para algumas diferenças entre os ganhos dos sensores. Os motores estão trabalhando com carga nominal, tensões de alimentação de $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$ e fatores de curto-circuito de $\mu = 0$, $\mu = 0.01$ e $\mu = 0.03$. Considerou-se primeiro, somente diferenças entre os ganhos dos sensores de tensão de modo a se obter as seguintes leituras

em relação aos valores reais: $V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$. Depois, analisou-se diferenças entre os ganhos dos sensores de tensão e de corrente, na seguinte razão: $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$.

Comparando os valores das impedâncias do motor de 500 HP apresentados nas tabelas 5.5 e 5.9, conclui-se que estes valores praticamente não sofreram alteração. A mesma conclusão pode ser obtida para o motor de 2 HP, analisando os valores das tabelas 5.7 e 5.10.

Tabela 5.9: Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito da fase a iguais a 1% e 3%, e as seguintes diferenças entre os ganhos dos sensores: $V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$ e $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ combinado com $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$

Motor de 500 HP, 2300 V		
$V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$		
μ	$Z_{pos}(A)$	$Z_{neg}(A)$
0	38,01	7,12
0,01	37,58	6,25
0,03	36,81	3,07
$V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$		
μ	$Z_{pos}(A)$	$Z_{neg}(A)$
0	37,60	7,00
0,01	37,43	6,03
0,03	36,61	3,02

As figuras 5.15 e 5.16 mostram a componente de seqüência zero introduzida pelo sistema de medição, resultado da diferenças de calibração entre os sensores de corrente e de tensão. As curvas correspondem às seguintes situações: $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$

A presença de componentes contínuas nas medições de tensão e de corrente também não afetam o sistema de diagnóstico proposto. Essas componentes contínuas quando transformadas para o sistema de eixos dq , produzem componentes de frequência de 60 Hz, que são filtradas pelo algoritmo que calcula as componentes, tanto positiva, quanto negativa, das grandezas elétricas.

Tabela 5.10: Impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V. Estão apresentados os valores para enrolamentos simétricos e percentuais de espiras em curto-circuito da fase *a* iguais a 1% e 3%, e as seguintes diferenças entre os ganhos dos sensores; $V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$ e $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ combinado com $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$

Motor de 2 HP, 220 V		
$V_a = V_a$, $V_b = 0,995V_b$ e $V_c = 1,005V_c$		
μ	$Z_{pos}(A)$	$Z_{neg}(A)$
0	63,75	9,07
0,01	61,25	6,87
0,03	56,54	3,34
$V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$		
μ	$Z_{pos}(A)$	$Z_{neg}(A)$
0	63,49	9,03
0,01	61,01	6,75
0,03	56,30	3,30

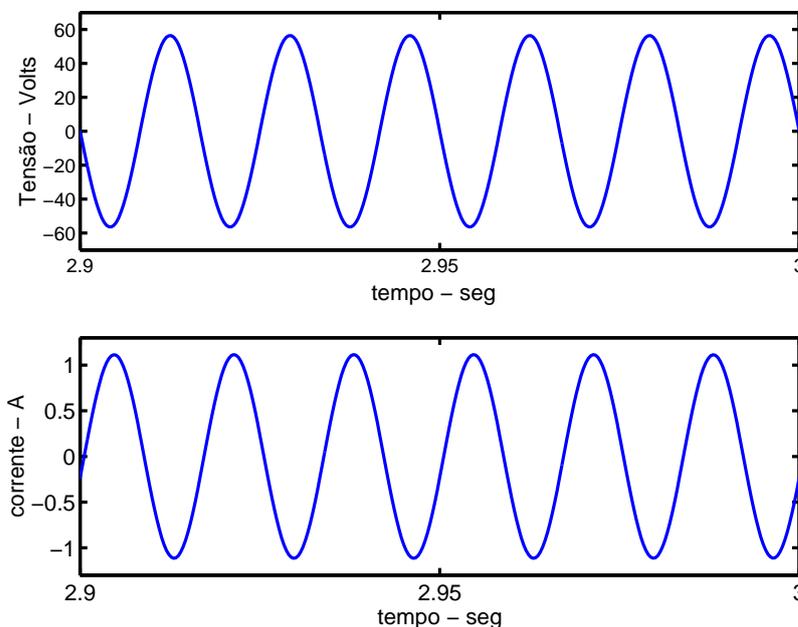


Figura 5.15: Resultado da diferença de tensão e de corrente, devido a desequilíbrios entre os ganhos dos sensores. Motor de 500 HP, 2300 V, operação com carga nominal. Desequilíbrios entre os sensores de tensão de $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e dos sensores de corrente correspondentes a $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$

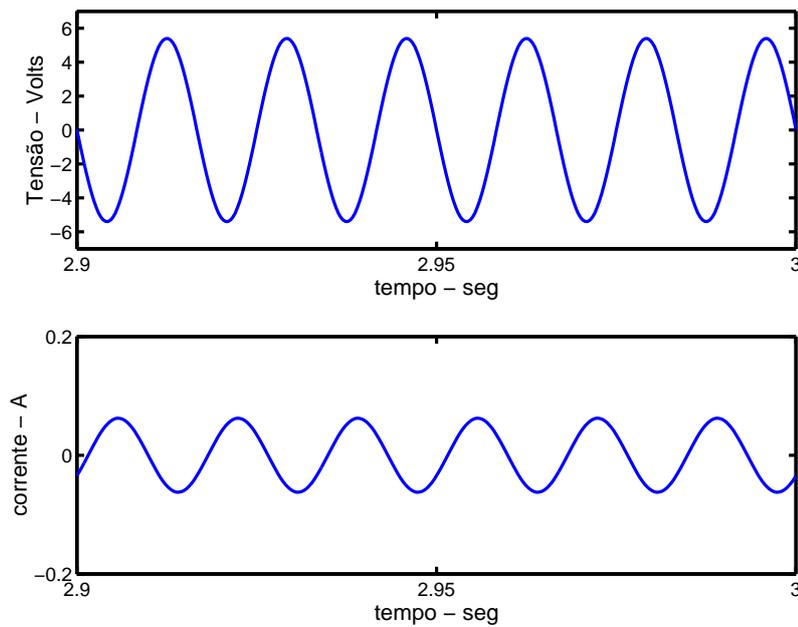


Figura 5.16: Resultado da diferença de tensão e de corrente, devido a desequilíbrios entre os ganhos dos sensores. Motor de 2 HP, 220 V, operação com carga nominal. Desequilíbrios entre os sensores de tensão de $V_a = V_a$, $V_b = 0,99V_b$ e $V_c = 1,01V_c$ e dos sensores de corrente correspondentes a $I_a = 1,005I_a$, $I_b = 1,01I_b$ e $I_c = 0,995I_c$

5.4 Método de diagnóstico de curto-circuito entre espiras de uma mesma fase do estator

Das análises precedentes, estabeleceu-se o melhor padrão para a detecção de curto-circuito inicial entre espiras de uma mesma bobina, que é a impedância de seqüência negativa. Este valor independe da carga do motor, e do grau de desequilíbrio entre as tensões de alimentação. Entretanto, varia significativamente com o número de espiras em curto-circuito.

Assim, para a implementação do algoritmo de detecção proposto, é necessário somente o conhecimento da componente de seqüência negativa do motor que é fácil de ser obtida. Variações de 10% desta componente significa presença de curto-circuito entre espiras. Este valor foi especificado empiricamente. Em todas as análises feitas o sistema conseguiu diagnosticar corretamente a presença ou não de curto-circuito.

5.5 Conclusões

Curto-circuito entre espiras provoca desequilíbrios de impedâncias entre as fases do motor e, conseqüentemente, a circulação de correntes de seqüência negativa. Desequilíbrios entre as tensões de alimentação do motor também provocam a circulação de componentes negativa de corrente. Assim, foi

proposto, inicialmente, um método para a separação das componentes de seqüências positiva e negativa de sistemas desequilibrados.

Usando o modelo de assimetrias no estator, apresentado no capítulo anterior, várias simulações foram realizadas para motores de indução de 2 *HP* a 2250 *HP*, para diferentes situações de cargas, tensões de alimentação e número de espiras em curto-circuito.

Analisando o espectro de corrente, característica de conjugado, correntes e impedâncias de seqüências positiva e negativa do motor, concluiu-se que o melhor padrão para o diagnóstico de curto-circuito entre espiras é a *impedância de seqüência negativa*.

Integração dos Modelos de Falhas e Validação Computacional

*"A sabedoria da vida não está em fazer aquilo que se gosta,
mas em gostar daquilo que se faz."*

Leonardo da Vinci

O objetivo desse capítulo é integrar os métodos de diagnóstico de falhas em motores de indução propostos nos capítulos anteriores, ou seja, analisar conjuntamente as saídas do Classificador I, Classificador II e Classificador III. Desta forma, tem-se o decisor que é o responsável pelo diagnóstico final.

Para isso, é necessário um modelo geral que permita simular assimetrias na rede de alimentação e no motor. Assim, os modelos descritos no capítulo 3 foram agrupados e o fluxograma da simulação é apresentado no primeiro item desse capítulo.

De posse desse modelo, pode-se testar o decisor final, analisando a saída do sistema para diversos tipos de condições de operação do motor e de falha. Serão apresentados os resultados de simulação correspondentes aos motores de 500 HP e 2 HP.

6.1 Modelo geral

A figura 6.1 apresenta o fluxograma para o cálculo dos estados do motor a partir dos modelos assimétricos do estator, rotor e rede de alimentação.

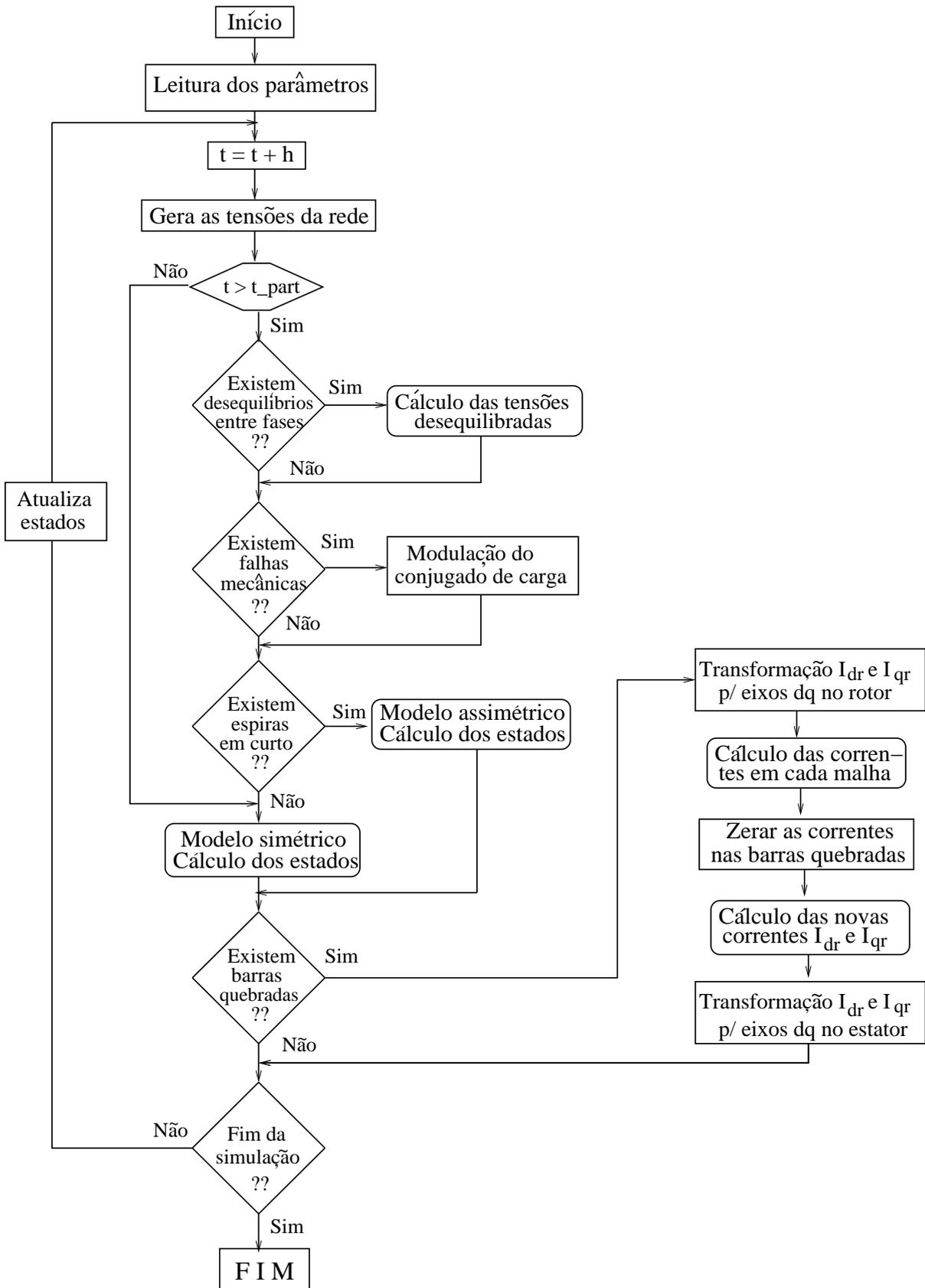


Figura 6.1: Fluxograma para simulação de falhas mecânicas, curto-circuito entre espiras, barras quebradas, e desequilíbrios na rede de alimentação. Os parâmetros t , t_{part} e h correspondem, respectivamente, ao instante atual da simulação, tempo total de partida do motor e passo de integração, valores em segundos.

6.2 O Decisor

A figura 6.2 mostra o fluxograma das etapas de análise para o diagnóstico final do motor. O 1º braço é responsável pela detecção e localização de barras quebradas, o 2º pela detecção de falhas mecânicas e, o 3º fornece a análise das condições dos enrolamentos do estator.

O "padrão bq " representa o resíduo de conjugado (ΔT) calculado pelos dois modelos: o discreto (T_{dis}), e o observador em modos deslizantes (T_{omd}). O "limiar bq " representa a presença de modulação do conjugado em duas vezes a frequência de escorregamento ($2f_s$). Valores acima do limiar, indicam a presença de barras quebradas. Analisando os pontos mínimos da curva do resíduo de conjugado no espaço, tem-se a localização da barra quebrada.

O padrão que caracteriza falha mecânica é a amplitude da corrente em $f - f_r$. Na simulação, adotou-se o valor de $-45 dB$ como o limite de modulação. Valores superiores a este, caracterizam a presença de falhas mecânicas. Na prática este limite pode ser obtido após ajustes das condições de operação do motor, ou seja, obtenção da condição normalmente conhecida como "assinatura do motor".

Para o diagnóstico de curto-circuito inicial entre espiras, é usado como termo de comparação, a impedância de seqüência negativa. Este valor é obtido com os enrolamentos sem defeitos. Na presença de curto-circuito, tem-se variações significativas desta impedância. Neste caso, o sistema de diagnóstico deve acionar um alarme para que ocorra a parada do equipamento, uma vez que o curto-circuito evolui rapidamente.

O decisor fornecerá como saída as respostas individuais de cada classificador. Não foi necessária a utilização de algoritmos de decisão, uma vez que os três especialistas não interagem entre si de modo a comprometer o diagnóstico. Esta afirmativa será analisada e reiterada no próximo item.

6.3 Resultados das Simulações

Para testar a eficiência do decisor no diagnóstico correto do estado do motor, várias simulações foram feitas para diferentes condições de operação e de assimetrias na rede e no motor. Serão apresentados os resultados para os motores de 500 HP e 2 HP.

Primeiro será analisada isoladamente a presença ou não de falhas mecânicas, uma vez que não foi dedicado um capítulo exclusivo para este tipo de falha.

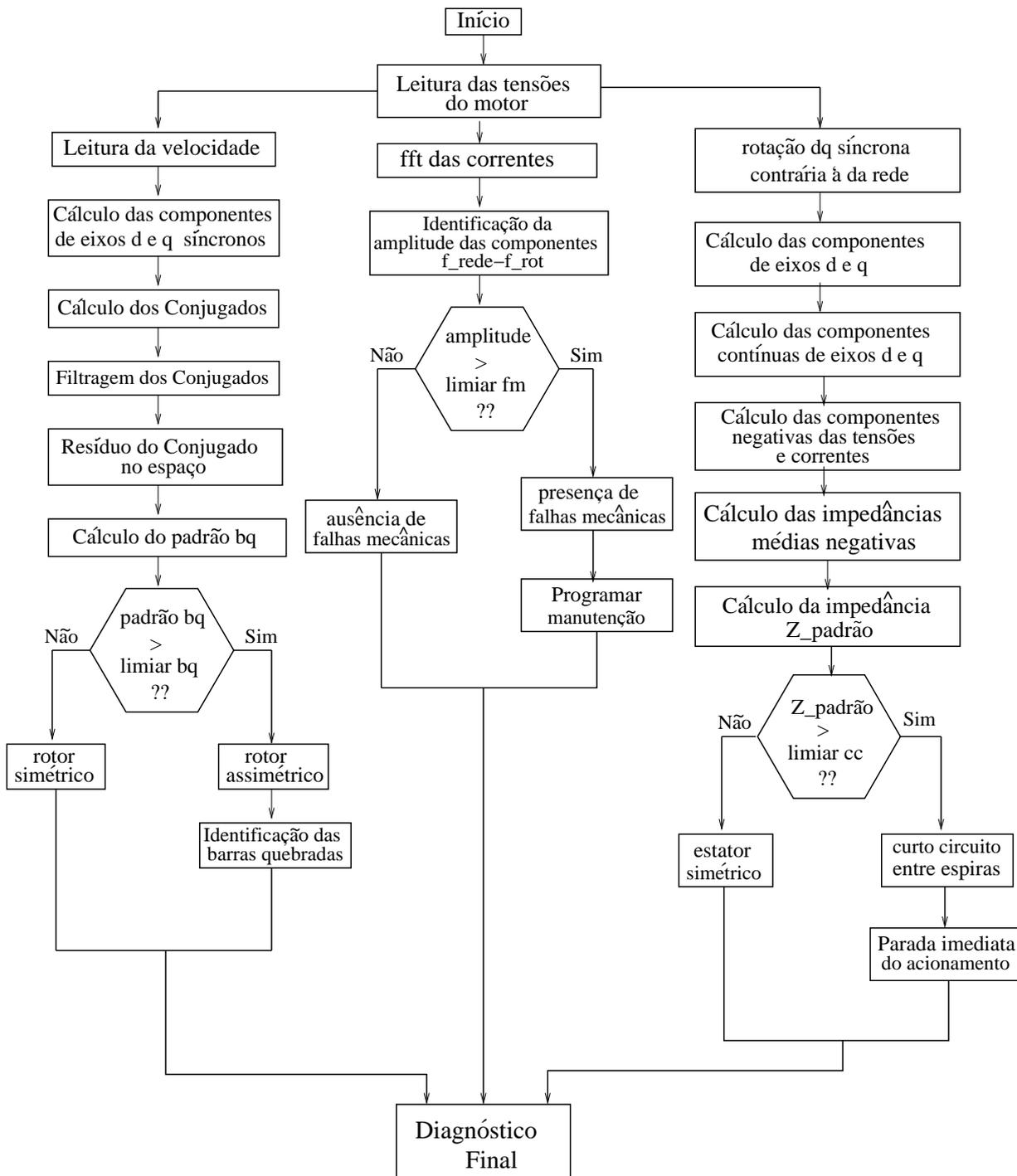


Figura 6.2: Fluxograma que representa as etapas de análise para o diagnóstico do motor. O 1º braço é responsável pela detecção e localização de barras quebradas, o 2º pela detecção de falhas mecânicas e o 3º, fornece análise das condições dos enrolamentos do estator.

Conforme descrito no capítulo 3, para simulação de falhas mecânicas é incluído no modelo da máquina um conjugado com frequência de modulação definida na equação 3.64, reescrita a seguir.

$$T = T_{carga} + T_{mec} \text{sen}(2\pi f_r t)$$

A inclusão dessa equação de conjugado resultou no aparecimento de componentes, no espectro de corrente, definidas pela equação 3.62, reproduzida abaixo. A presença dessas componentes de frequências na corrente, caracteriza falhas mecânicas.

$$f_{ecc} = f \left(1 \pm k_{exc} \frac{1-s}{p} \right)$$

Nas figuras 6.3 e 6.4 estão apresentados os espectros de correntes para os motores de 500 HP e 2 HP, respectivamente, para as seguintes combinações de condições de operação: conjugado nominal e 30% do conjugado nominal e modulações de conjugado de 0,1%, 0,5%, 1% e 5% do conjugado nominal.

Definiu-se como índice de falha mecânica a presença de componentes de frequência $(f - f_r)$ com valores superiores a -45 dB . Para todas as simulações realizadas, o sistema fez o diagnóstico correto do estado do motor. Nos casos ilustrados nas figuras 6.3 e 6.4, tem-se a presença de falhas mecânicas para modulações de conjugado de carga de 0,5%, 1% e 5% do conjugado nominal.

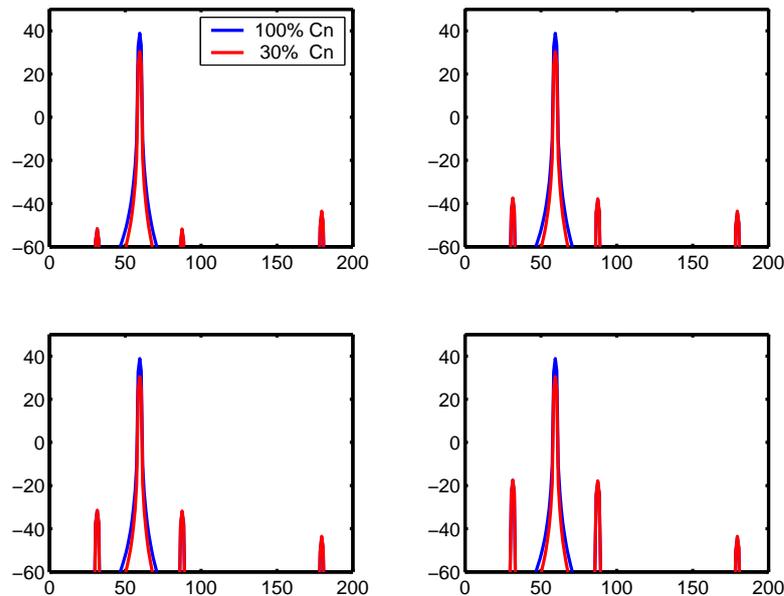


Figura 6.3: Espectro da corrente de linha do motor de 500 HP, valores em dB. Em cada gráfico tem-se a representação para 100% e 30% do conjugado nominal. As figuras representam as seguintes situações: 0,1%, 0,5%, 1% e 5% de modulação de conjugado nominal.

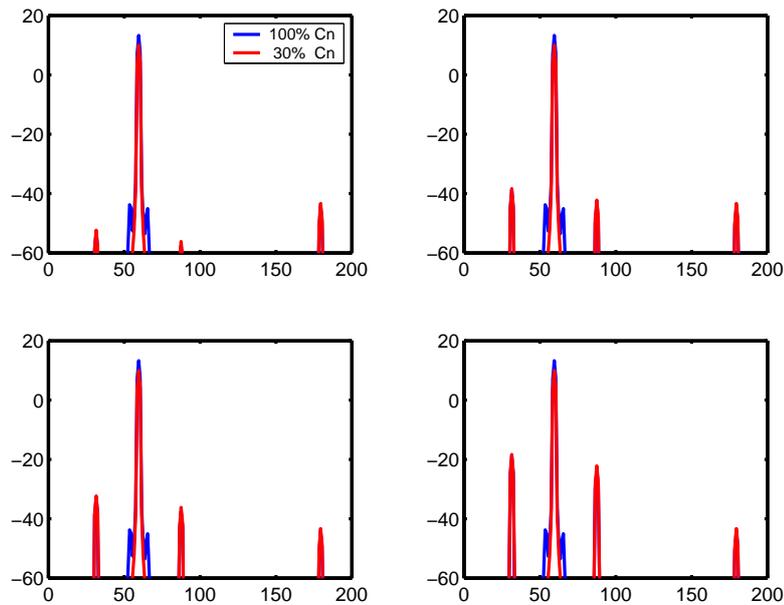


Figura 6.4: Espectro da corrente de linha do motor de 2 HP, valores em dB. Em cada gráfico tem-se a representação para 100% e 30% do conjugado nominal. As figuras representam as seguintes situações: 0, 1%, 0,5%, 1% e 5% de modulação de conjugado nominal.

A presença de curto-circuito inicial entre espiras ou de barras quebradas não afeta o diagnóstico de falhas mecânicas uma vez que tais falhas produzem modulações de correntes diferentes de $f - f_r$. A figura 6.5 ilustra o espectro de corrente do motor de 2 HP para as seguintes situações:

- i) sem defeito;
- ii) barra quebrada e curto-circuito entre espiras de $\mu = 0,01$;
- iii) falha mecânica;
- iv) barra quebrada, curto-circuito e falha mecânica.

Essas análises são ilustrativas pois a presença de curto-circuito entre espiras implica em intervenção rápida no processo. Assim, após a manutenção do motor, as condições mecânicas de balanceamento, alinhamento e excentricidade devem ser verificadas. O importante, portanto, é analisar o contrário, ou seja, se falhas mecânicas podem ser diagnosticadas incorretamente como curto-circuito ou quebra de barras.

Será estudada, inicialmente, a interferência de falha mecânica no diagnóstico de curto-circuito. Para a separação das componentes de seqüência negativa dos vetores de tensão e corrente faz-se as projeções dos vetores nos eixos dq , que giram com frequência da rede mas, em sentido contrário ao dos vetores originais. Fazendo a análise da matriz de transformação, equação 3.8, observa-se que as componentes de correntes $f \pm f_r$, que caracterizam falhas mecânicas, criam componentes dq de frequências $(f \pm f_r) + f$. Desta forma,

tem-se nos eixos dq as seguintes componentes: contínua, $(f \pm f_r) + f$ e $2f$. Para separação da parcela contínua, que é correspondente às componentes de seqüência negativa de tensão e de corrente, é utilizado um filtro passa-baixa de frequência de corte em 12 Hz . Portanto, conclui-se que, falhas mecânicas não interferem no cálculo da impedância de seqüência negativa.

Nas tabelas 6.1 e 6.2 tem-se os resultados de simulação para tensões de alimentação de $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, percentuais de espiras em curto-circuito de 1% e 3% e falhas mecânicas correspondentes à modulação de conjugado de 0,5% do conjugado nominal. Comparando os valores das tabelas 6.1 e 5.5 e os valores das tabelas 6.2 e 5.7 observa-se que as impedâncias de seqüência negativa não sofreram alterações, conforme análise anterior.

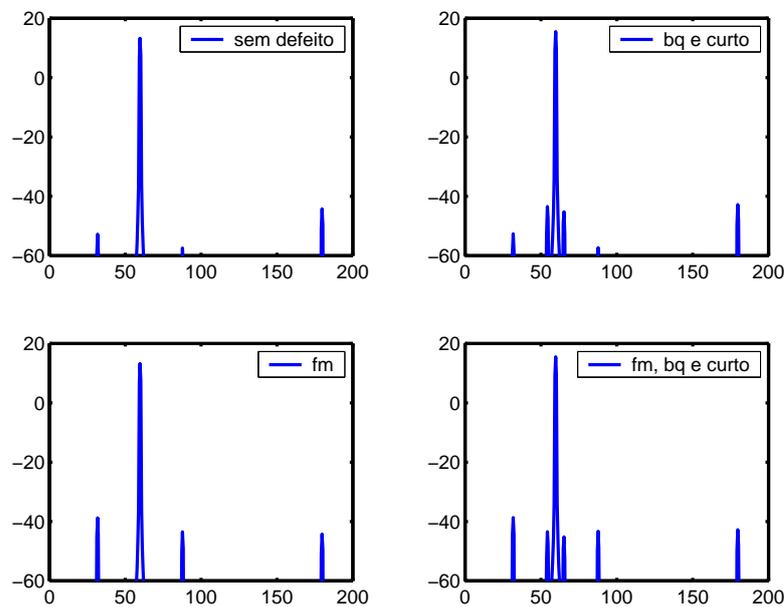


Figura 6.5: Espectro da corrente de linha do motor de 2 HP, valores em dB, operação com carga nominal. As figuras representam as seguintes situações: modulação de conjugado de 0,1%, 0,5% do conjugado nominal, barra 10 quebrada e fator de curto-circuito entre espiras de 3% ($\mu = 0,03$).

Tabela 6.1: Impedância de seqüência negativa do motor de indução trifásico de 500 HP, 2300 V, tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, percentuais de espiras em curto-circuito de 1% e 3% e falhas mecânicas correspondentes à modulação de conjugado de 0,5% do conjugado nominal

Motor de 500 HP, 2300 V		
μ	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	38,39	7,12
0,01	37,98	6,25
0,03	37,19	3,07

Tabela 6.2: Impedância de seqüência negativa do motor de indução trifásico de 2 HP, 220 V, tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$, percentuais de espiras em curto-circuito de 1% e 3% e falhas mecânicas correspondentes à modulação de conjugado de 0,5% do conjugado nominal

Motor de 2 HP, 220 V		
μ	$Z_{pos}(\Omega)$	$Z_{neg}(\Omega)$
0	63,59	9,06
0,01	61,17	6,85
0,03	56,46	3,33

De forma análoga, conclui-se que barras quebradas não são diagnosticadas incorretamente pelo decisor, como curto-circuito entre espiras. As componentes de correntes $f \pm 2f_s$, que são conseqüências de barras quebradas, não interferem no cálculo da impedância de seqüência negativa. Estes harmônicos são filtrados pelo algoritmo que calcula as parcelas negativas de correntes e tensões de eixos dq .

O decisor deve ser capaz de distinguir, também, falhas mecânicas de barras quebradas. O algoritmo de diagnóstico de barras quebradas analisa a diferença de conjugado calculado por dois modelos. A presença de problemas mecânicos produz modulação de conjugados de frequências f_r . No entanto, para a obtenção do resíduo, os sinais de conjugado são filtrados por filtros passa-baixas de frequência de corte em 12 Hz. Assim, as modulações provocadas por problemas mecânicos não são confundidas com barras quebradas. Para ilustrar esse fato, tem-se na figura 6.6, o resíduo de conjugado do motor de 500 HP, incluindo inicialmente somente falhas mecânicas e depois, combinando falhas mecânicas e barra quebrada. Observa-se que não existe modulação de conjugado no caso de falhas mecânicas. E, mesmo na presença de falhas mecânicas, o algoritmo conseguiu localizar a barra quebrada, que é a barra 10. Utilizou-se um conjugado de 1% do nominal para a simulação de falha mecânica. Na curva inferior, tem-se o resíduo de conjugado sem a componente contínua.

Na figura 6.7 tem-se os resíduos de conjugado para o motor de 2 HP, considerando as mesmas condições de falhas mecânicas e barra quebrada.

Seguindo a mesma análise, pode-se concluir que curto-circuito entre espiras também não é confundido como barras quebradas. Para ilustrar, tem-se nas figuras 6.8 e 6.9, o resíduo de conjugado, no tempo, para os motores de 500 HP e 2 HP, respectivamente. As análises foram feitas para operação com carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$. Foram traçados também a diferença de conjugado sem a componente contínua. Nos gráficos da direita estão os espectros de frequência dos resíduos de conjugado, valo-

res em dB. Observa-se a presença da componente de $2f$, que é conseqüência de curto-circuito entre espiras. Os resíduos de conjugado foram transformados para coordenadas espaciais e traçados em função do número de barras. Portanto, tem-se na figura 6.10 os gráficos para os dois motores.

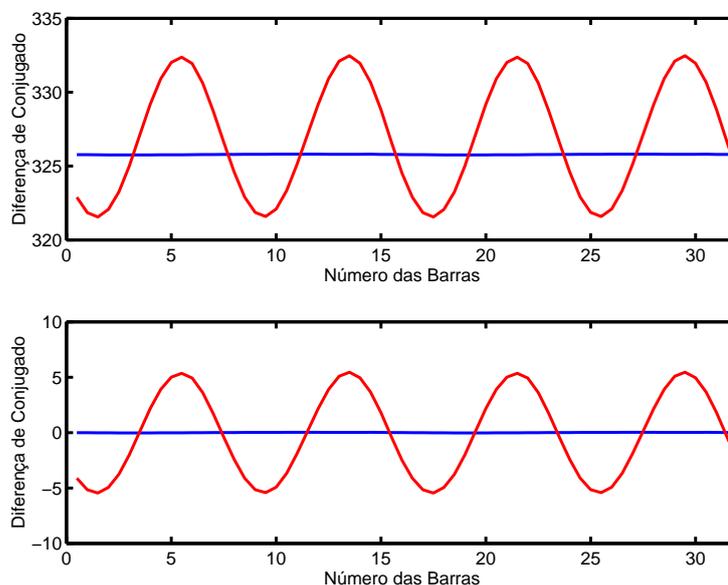


Figura 6.6: Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 500 HP . A presença de componente contínua representa a simulação de falhas mecânicas. Para o caso de modulação de conjugado, tem-se, também, a simulação da barra 10 quebrada. No gráfico inferior, está traçado o resíduo de conjugado sem a componente contínua.

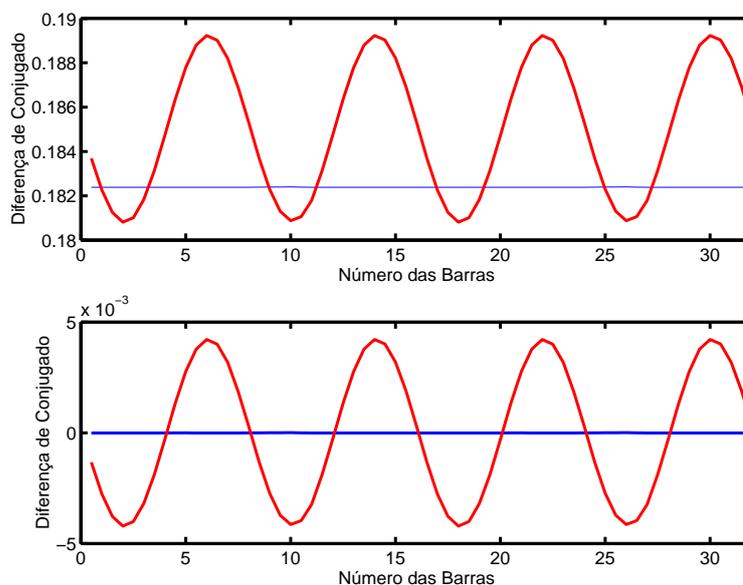


Figura 6.7: Diferença de conjugado em Nxm para o motor de 500 HP . A presença de componente contínua representa a simulação de falhas mecânicas. Para o caso de modulação de conjugado, tem-se, também, a simulação da barra 10 quebrada. No gráfico inferior, está traçado o resíduo de conjugado sem a componente contínua.

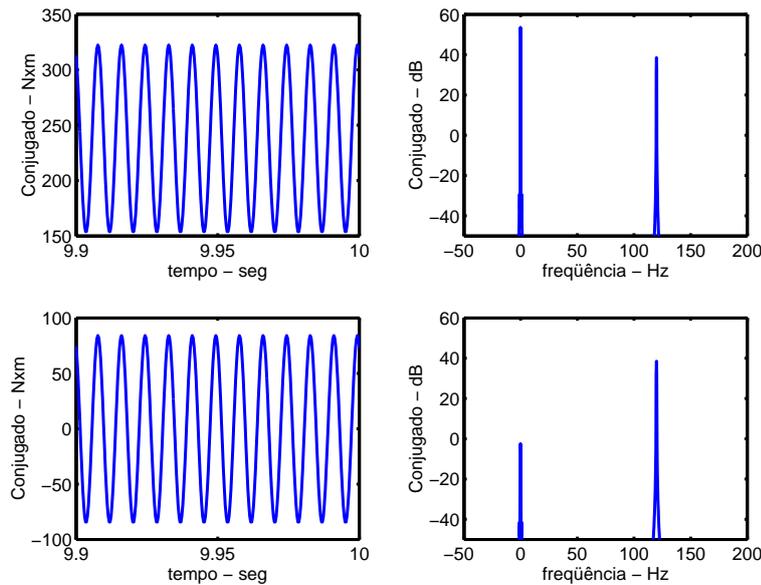


Figura 6.8: Diferença de conjugado em Nxrm para o motor de 500 HP para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$. Nos gráficos superiores tem-se o resíduo e suas componentes de frequência. Nos gráficos inferiores estão representados o resíduo de conjugado e suas componentes de frequência sem a componente contínua.

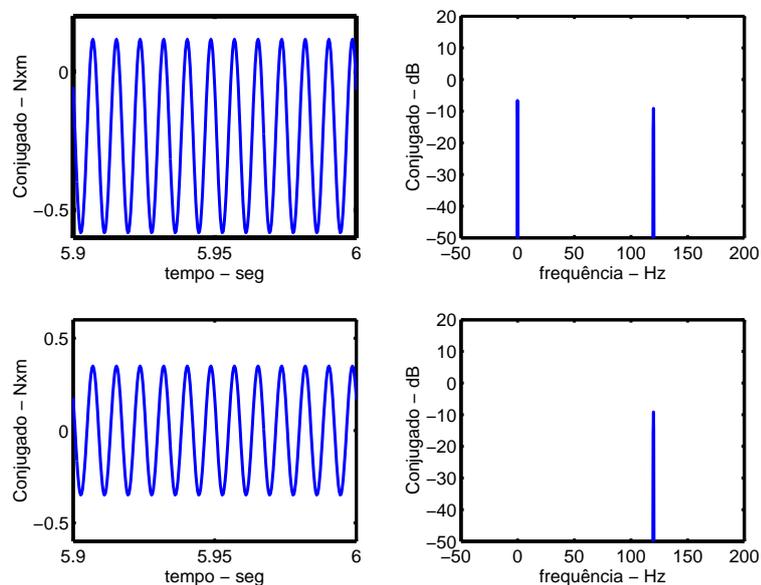


Figura 6.9: Diferença de conjugado em Nxrm para o motor de 2 HP para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação de: $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$. Nos gráficos superiores tem-se o resíduo e suas componentes de frequência. Nos gráficos inferiores, estão representados o resíduo de conjugado e suas componentes de frequência sem a componente contínua.

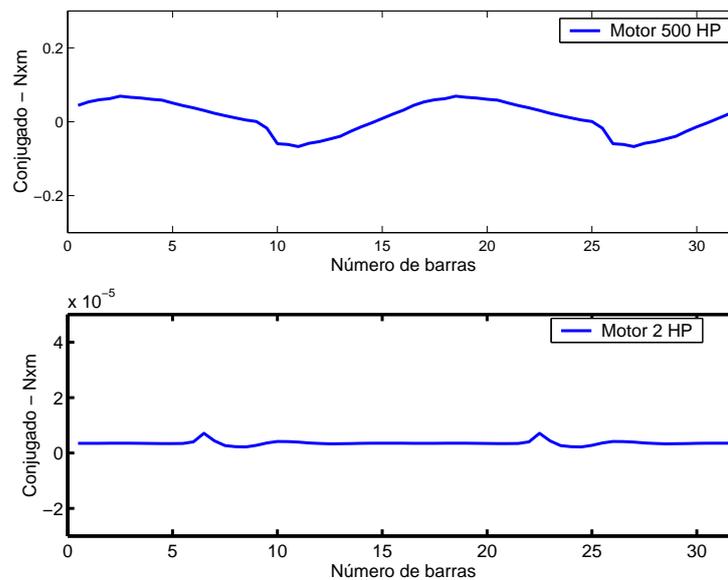


Figura 6.10: Distribuição espacial da diferença de conjugado, em Nxm, sem a componente contínua, para as seguintes condições: carga nominal, rotor simétrico, curto-circuito entre espiras de 1% ($\mu = 0,01$) e tensões de alimentação $V_a = V_n$, $V_b = 1,01V_n$ e $V_c = 0,995V_n$.

6.4 Avaliação estatística do sistema de detecção

Para completar a análise da robustez do algoritmo de detecção de falhas proposto, apresenta-se, a seguir, os resultados de uma série de simulações realizadas, utilizando o *Método de Monte Carlo*. Foram feitas 4.974 simulações para o motor de 2 HP e 8.181, para o motor de 500 HP. Na tabela 6.3 tem-se o número total de testes realizados para cada situação de falha para os motores de 2 HP e 500 HP.

Tabela 6.3: Número total de testes de simulação realizados para os motores de 2 HP e 500 HP.

Motor (HP)	Sem Defeito	Barra Quebrada	Curto-circuito	Falha Mecânica	Total de falha
2	1301	1206	1256	1211	4974
500	2154	2059	2022	1946	8181

Para cada simulação foi gerado um número aleatório entre 0 e 3 que indicam as seguintes situações;

- 0 - operação normal, sem falha;
- 1 - barra quebrada;
- 2 - curto-circuito entre espiras de uma mesma fase;
- 3 - falha mecânica.

Para a situação de barras quebradas, foram gerados valores aleatórios entre 1 e 32, que indicam a barra quebrada. Para as outras situações, o rotor é simétrico, ou seja, barra quebrada é igual a zero. O percentual de número de espiras em curto-circuito e do conjugado oscilante na frequência de rotação, também foram gerados de forma aleatória, para as situações de falhas no estator e de falhas mecânicas, respectivamente. As tensões de alimentação do motor foram alteradas de forma desigual, para as três fases, na faixa de $\pm 1\%$ da tensão nominal do motor. O conjugado da carga foi diferente para cada teste, dentro da faixa de 105%, a 40% do conjugado nominal do motor.

A tabela 6.4 sintetiza as características de entrada do sistema de geração de falhas, e na figura 6.11 tem-se o algoritmo do programa para a simulação de falhas aleatórias.

Tabela 6.4: Características da entrada do algoritmo de geração de condição simétrica e falhas aleatórias

Tipo da falha		Número da barra	percentual de curto (μ)	Conjugado de falha
Índice	Descrição			
0	Sem defeito	0	0	0
1	Barra Quebrada	$1 \leq BQ < 32$	0	0
2	Curto-Circuito	0	$0,01 \leq \mu < 0,03$	0
3	Falha Mecânica	0	0	$0,02 \leq T_{falha} < 0,05 T_n$

Definiu-se os seguintes limites para os padrões do sistema de diagnóstico:

- modulação de conjugado maior que 0,1% do conjugado de carga, tem-se barra quebrada. O sistema localiza os pontos mínimos de conjugado;
- variação da impedância de seqüência negativa Z_{neg} maior que 10% do valor da impedância para estator simétrico, significa curto-circuito entre espiras;
- componente de frequência $f - f_r$ maior que $-45 dB$, significa falha mecânica.

Para todos os testes realizados de simetria da máquina (sem defeito), falha mecânica e curto-circuito, o algoritmo forneceu o diagnóstico correto do motor. O algoritmo errou somente em alguns testes de barras quebradas, fornecendo como saída do sistema a mensagem de ausência de falha. Nas figuras 6.12(a) e 6.12(b) tem-se os gráficos de barras que correspondem às entradas e saídas da rede para as simulações dos motores de 2 HP e 500 HP, respectivamente. Observa-se que, para o motor de 2 HP, a saída correspondente à situação sem defeito é maior que o número de testes realizados para esta condição. Este aumento corresponde ao número de testes de barras quebradas que o algoritmo forneceu o diagnóstico incorreto.

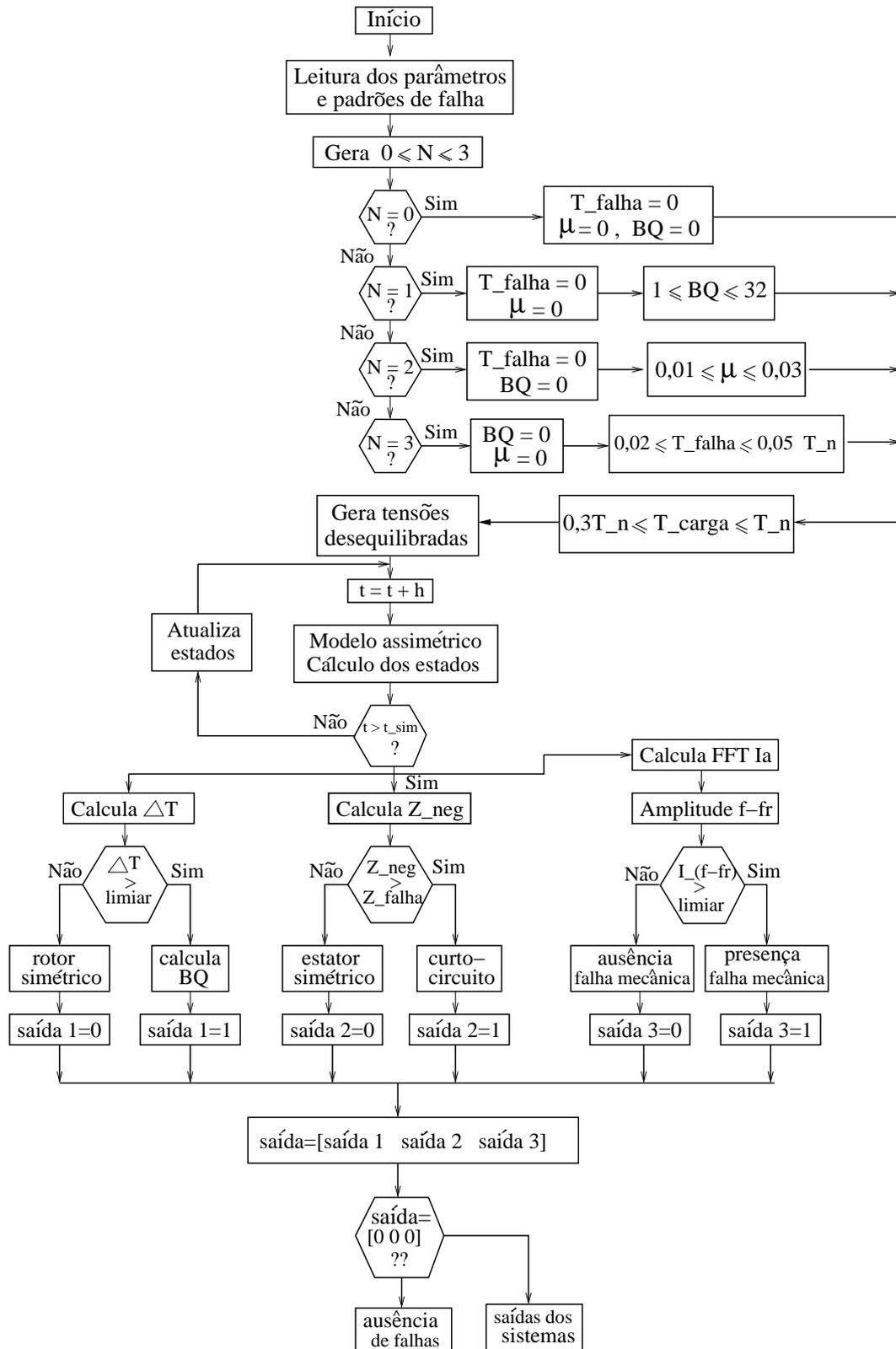
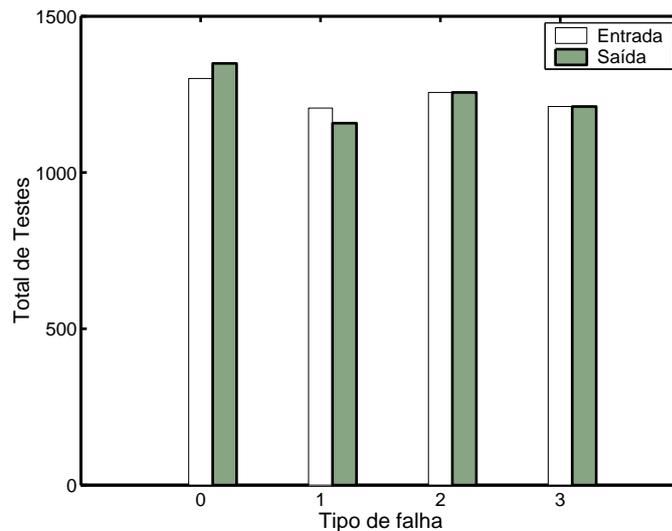


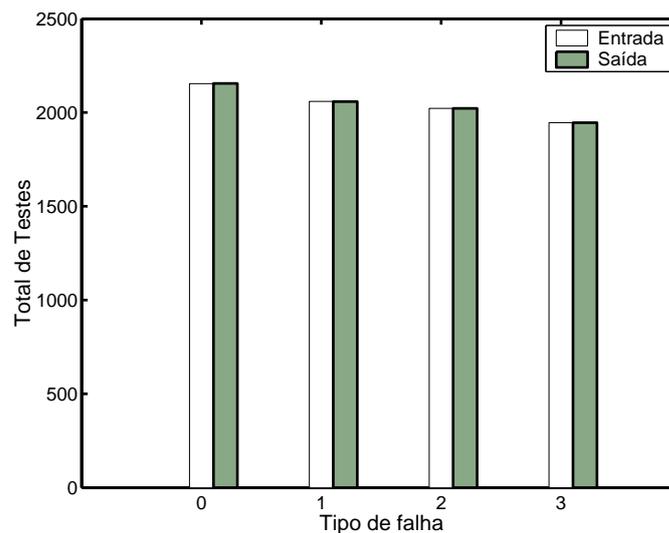
Figura 6.11: Fluxograma para simulação de falhas aleatórias, onde, BQ é o número da barra quebrada, ΔT o resíduo de conjugado no espaço, T_n conjugado nominal, T_{falha} o conjugado correspondente à falha mecânica e T_{carga} o conjugado de carga.

Das 1206 simulações de barras quebradas, para o motor de 2 HP, o algoritmo localizou corretamente a barra quebrada em 93% dos casos, ou seja, 1119 testes. Do total de erros de localização, 48 testes o decisor forneceu na saída a situação sem falha e, em 30 testes, o diagnóstico foi correto, mas as localizações foram incorretas. A figura 6.13 fornece, em formato de barras, as saídas para os testes de barras quebradas.

Para o motor de 500 HP, o algoritmo localizou corretamente as barras quebradas em todos os testes.



(a) motor de 2 HP



(b) motor de 500 HP

Figura 6.12: Gráficos de barras que correspondem às entradas e saídas da rede para as simulações dos motores de 2 HP e 500 HP, respectivamente.

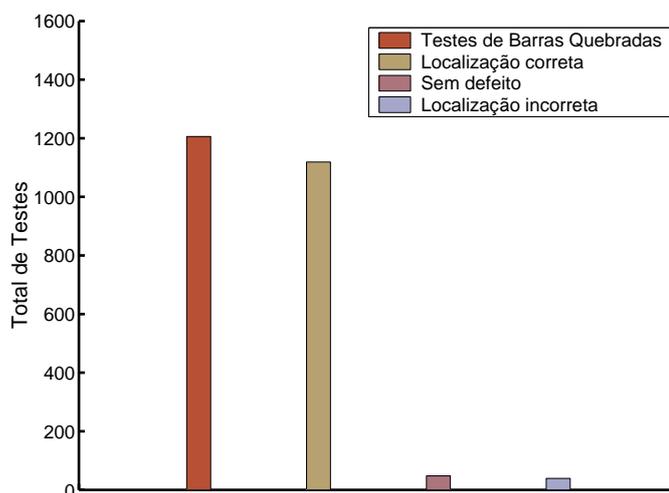


Figura 6.13: Gráficos de barras para aos testes de barras quebradas e as saídas correspondentes. Resultados das simulações do motor de 2 HP.

6.5 Conclusões

O objetivo deste capítulo foi apresentar o sistema final de diagnóstico do motor, o **Decisor**. Para atingir tal objetivo, foi necessário integrar os modelos de falhas de modo a analisar possíveis interferências entre eles.

Utilizando o método de *Monte Carlo*, foram realizadas várias simulações para diferentes características de tensões de alimentação, condições de operação, número de barras quebradas e percentuais de curto-circuito entre espiras, para motores de diferentes potências. Alguns resultados foram apresentados para os motores de 500 HP e de 2 HP.

Curto-circuito entre espiras é considerada uma falta severa, pois a parada do motor deve ser imediata, prejudicando o processo. No caso de pequenos níveis de falhas mecânicas, a manutenção da máquina pode ser feita de forma programada. Desta forma, o decisor não pode errar no diagnóstico de falhas mecânicas, ou seja, diagnosticá-las como curto-circuito, ou até mesmo, barras quebradas. Na técnica de diagnóstico proposta, esse problema não ocorre. Mostrou-se que falhas mecânicas não interferem no diagnóstico de curto-circuito entre espiras e de barras quebradas.

Montagem da Bancada Experimental e Resultados

"Johann Kepler foi um dos mais especulativos astrônomos de sua época. Ele sempre teorizava, mas a peculiar qualidade de sua mente era tal que suas teorias nunca o satisfaziam, a menos que ele pudesse submetê-las ao teste da observação."

Neste capítulo apresentamos a descrição da bancada e os resultados dos testes realizados. O motor de indução de série foi modificado de modo a permitir testes não destrutivos de quebra de barras e curto-circuito entre espiras. O algoritmo de detecção de falhas proposto foi implementado em ambiente *LabView*.

Inicialmente faz-se a descrição da bancada de teste, constituída pelo motor de indução, carga, sistema de medição, condicionamento dos sinais, placa de aquisição de dados e microcomputador. Depois, apresenta-se os resultados dos testes realizados, na seguinte ordem: testes de curto-circuito, testes de barra quebrada e testes de falhas mecânicas. No final do capítulo têm-se as considerações finais de todos os testes realizados.

7.1 Descrição da Bancada

A bancada de teste é composta por um motor de indução trifásico, uma máquina de corrente contínua, um banco de resistência variável, um vari-volt trifásico, um sistema de medição e um microcomputador. A máquina de

corrente contínua funciona como gerador, alimentando um banco de resistências, atuando como carga para o motor de indução. Variando-se a corrente de excitação do campo do gerador CC ou alterando o banco de resistências, consegue-se, conseqüentemente, variação da carga do motor. Na figura 7.1 tem-se a foto geral da bancada de teste. O motor está acoplado à máquina de corrente contínua através de um acoplamento flexível e fixados em uma base rígida, conforme foto da figura 7.2.

O motor de indução, 3 CV, 220 V, 60 Hz, foi modificado de modo a possibilitar testes de falhas elétricas, tais como quebras ou trincas de barras do rotor e curto-circuito entre espiras do enrolamento do estator.



Figura 7.1: Foto da bancada de teste constituída pelo motor de indução, gerador de corrente contínua, banco de resistência, sistema de medição e o microcomputador.

Para simular curto-circuito entre espiras de uma mesma fase, foram extraídas dez derivações em duas bobinas de duas fases distintas. Essas derivações foram dispostas externamente em uma placa de bornes, figura 7.3, de modo a facilitar o controle da corrente de curto-circuito, alimentação do motor de indução e aplicação de carga no gerador.

Na figura 7.4 tem-se a representação dos enrolamentos do motor de indução da bancada. Cada bobina é constituída por 33 espiras. Como cada fase é formada por 6 bobinas, tem-se o total de 198 espiras por fase. Portanto, a configuração permite analisar curto-circuitos entre, no mínimo, três espiras

7.1 Descrição da Bancada

e, no máximo, 33 espiras para as fases A e C, correspondendo aos percentuais de $\mu = 1,5\%$ (3/198) e $\mu = 16,67\%$ (33/198).

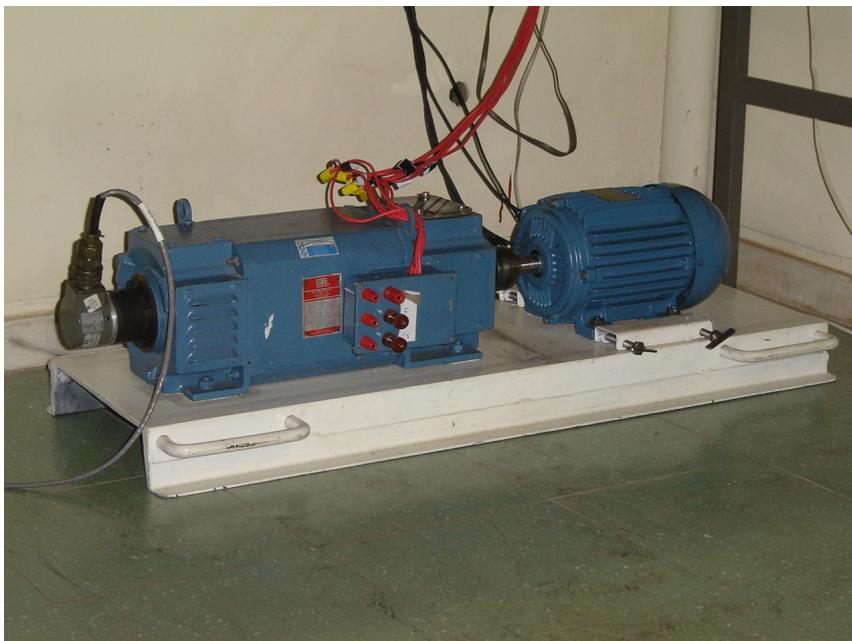


Figura 7.2: Foto parcial da bancada, mostrando a base de fixação do motor e o acoplamento flexível entre as duas máquinas elétricas.



Figura 7.3: Placa de bornes que facilita o fechamento e alimentação do motor de indução, alimentação do campo e aplicação de carga na máquina de corrente de contínua e curto-circuito entre espiras.

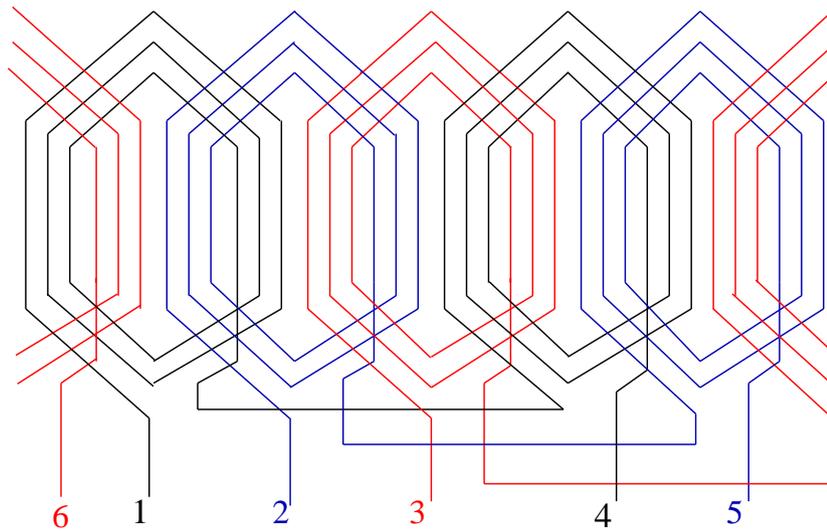
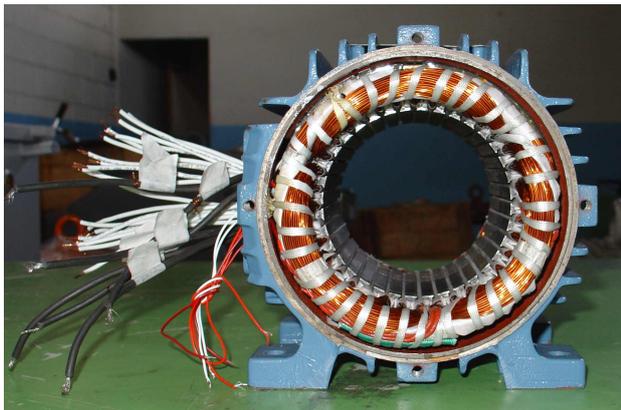
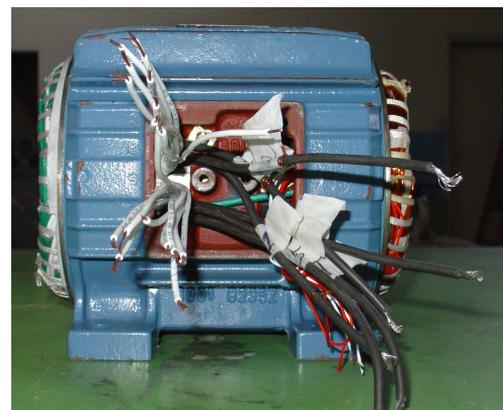


Figura 7.4: Enrolamentos do estator da máquina de indução, que foi rebobinado de modo a permitir curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina.

As fotos das figura 7.5 mostram a vista lateral e frontal do estator, onde os cabos brancos são as derivações dos enrolamentos e os cabos pretos são os terminais para o fechamento e alimentação das três fases.



(a) vista frontal



(b) vista lateral

Figura 7.5: Fotos do estator do motor de indução trifásico de 3 CV, que foi rebobinado de forma a permitir curto-circuito entre espiras alojadas na mesma ranhura.

As barras do rotor foram construídas e conectadas aos anéis de curto-circuito através de parafusos. A retirada de um parafuso permite desconectar eletricamente a barra. As barras originais do rotor foram retiradas utilizando produto químico decapante para a limpeza da ranhura. Esse produto dissolve o alumínio com o aquecimento da peça que é retirado gradualmente até a limpeza final da ranhura. Foram construídas 28 barras de cobre eletrolítico do formato da ranhura. De um dos lados do rotor, correspondente ao lado da ventoinha, as barras foram fixadas nos anéis através de parafusos de aço.

As ventoinhas foram removidas para permitir a retirada dos parafusos sem a necessidade da retirada do rotor. As fotos da figura 7.6 mostram o rotor do motor. Na figura 7.6(a) tem-se o rotor sem as barras, no estágio intermediário da limpeza da ranhura. Na figura 7.6(b) tem-se o rotor com as barras alojadas nas ranhuras e aparafusadas.



(a) rotor sem as barras



(b) rotor com as barras

Figura 7.6: Fotos do rotor do motor de indução trifásico de 3 CV, 220 V, 60 Hz. Os parafusos permitem a interrupção elétrica da barra com o anel de curto-circuito.

Para a aquisição de sinais de corrente, tensão e velocidade, foi utilizada a placa PCI-6013 da *National Instruments*. Essa possui 16 canais analógicos de entrada que podem amostrar em até 200 kHz e 2 contadores digitais de 24 bits cada. As entradas analógicas possuem resolução de 16 bits.

Os sinais de tensão e corrente, foram submetidos a um circuito condicionador, que tem as seguintes funções:

- Isolar eletricamente o sistema de medição e a planta;
- Normalizar os sinais de entrada a uma determinada faixa;
- Filtrar as componentes de altas frequências utilizando filtros anti-aliasing.

Para a medição de corrente foram utilizados três sensores de efeito hall (LEM, modelo LTA50P). Para medição das tensões de linha utilizou-se três sensores LEM, LV 100-300. Os sinais de tensão passam por um amplificador que possui ajuste de ganho e de offset e em seguida são filtrados. Projetou-se um filtro de Bessel, passa-baixa, de 4ª ordem com frequência de corte em 1,8 kHz. O sinal de saída foi normalizado de forma a se trabalhar na faixa de $\pm 10 V$. Na figura 7.7 tem-se a foto do sistema de medição.

Para medição de velocidade e posição do rotor utilizou-se um encoder fabricado pela *Dynapar*, modelo HC526, que gera 4096 pulsos por volta e um pulso de referência de posição.

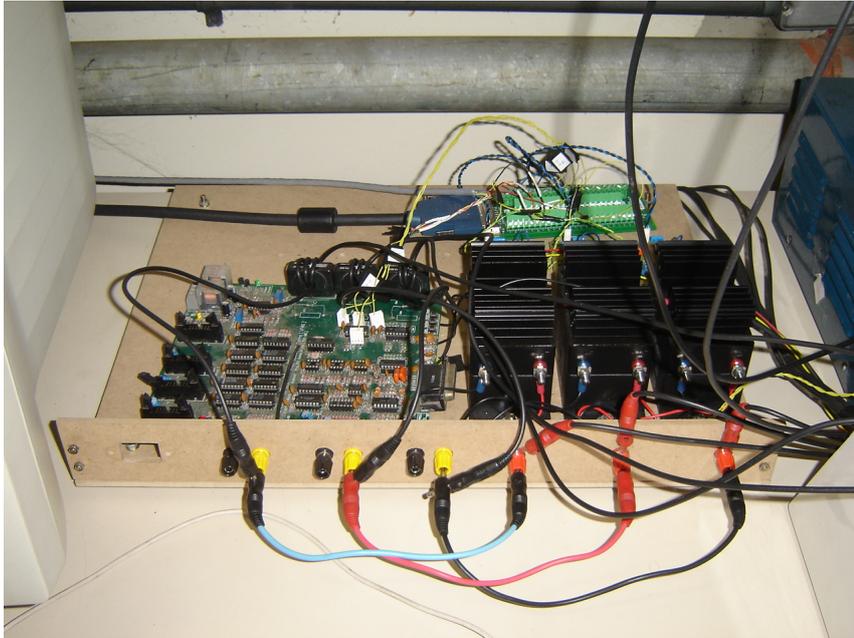


Figura 7.7: Foto da instrumentação utilizada para as medições das tensões e correntes.

Para a implementação do algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas foi usado o programa *LabView7* da *National Instruments*, que utiliza programação baseada em blocos. As rotinas em *LabView* são denominadas *VI*s (Instrumentos Virtuais). Cada *VI* é composto por três partes principais a saber:

- painel frontal;
- diagrama de blocos;
- ligador de ícones.

Para validação do programa desenvolvido no *LabView* foram utilizados dados gerados através dos modelos matemáticos do motor de indução, implementados no *MatLab*. Os sinais de tensões e as correspondentes correntes e velocidade do motor, para situações diferentes de falhas, foram armazenadas em arquivos de formato texto. Esses arquivos serviram para simular as leituras dos sensores, que são as entradas do diagrama de blocos do *LabView*. Quando os valores das componentes de seqüências positiva e negativa de tensão, corrente e impedâncias, conjugado do modelo discreto e do observador, obtidos pelo *LabView* eram iguais aos mesmos parâmetros obtidos pelo programa de simulação (*Matlab*), considerou-se que o sistema de detecção estava pronto para receber os sinais dos sensores.

As descrições das partes do *LabView* bem como o diagrama de blocos do programa de identificação de falhas desenvolvido, estão contidos no apêndice D. Para ilustrar uma das telas de saída do programa, tem-se na figura 7.8

a foto do visor do computador mostrando a saída do sistema de detecção de barras quebradas.

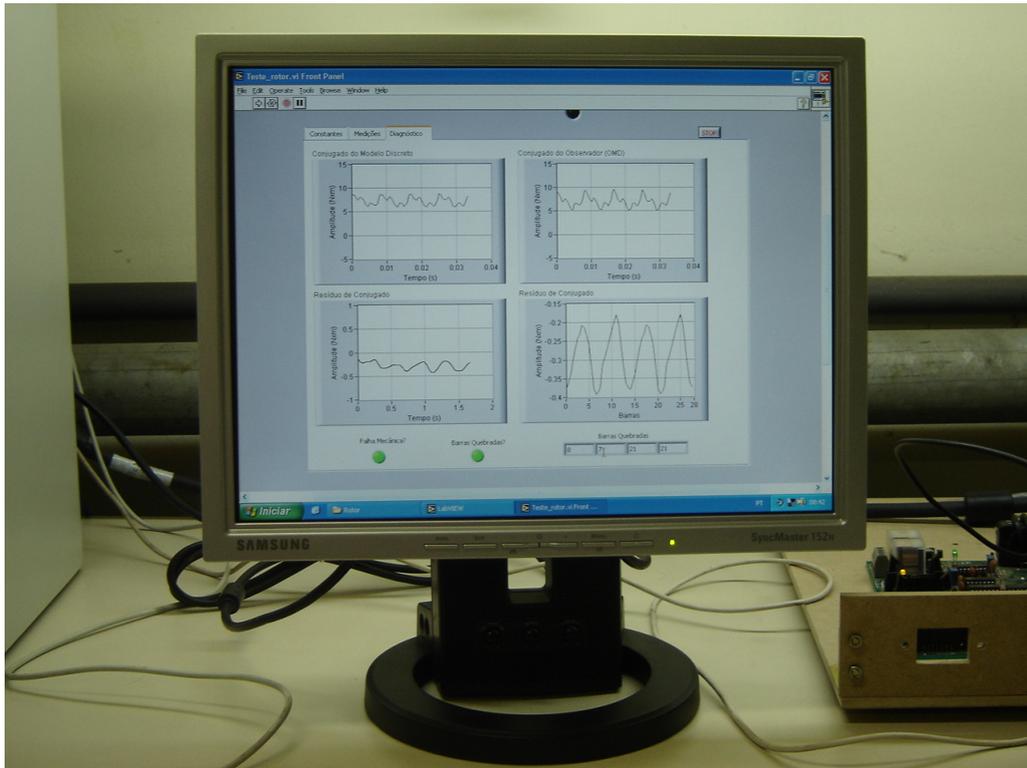


Figura 7.8: Foto do visor do computador mostrando a tela de saída do sistema de detecção de barras quebradas.

7.2 Testes de curto-circuito

7.2.1 Procedimentos de ensaio

Foram realizados ensaios à vazio e de rotor travado para a obtenção dos parâmetros do circuito equivalente, em conformidade com a Norma NBR 5363. Os valores encontrados são apresentados na tabela 7.1

Tabela 7.1: Parâmetros do circuito equivalente obtidos através de ensaios à vazio e de rotor travado, motor modificado.

Resistência (Ω)		Indutância (H)		
estator	rotor	estator	rotor	mútua
2,73	4,656	0,1752	0,1752	0,1662

Para validação do algoritmo de detecção de curto-circuito entre espiras, foram realizados vários testes durante dez dias consecutivos, em horários diferentes, para a situação de estator simétrico. Os seguintes procedimentos foram adotados:

- A corrente de curto-circuito foi limitada em duas vezes a nominal, inserindo um resistor entre os terminais das espiras em curto-circuito. O valor da resistência foi especificado através da simulação, usando o modelo assimétrico do estator.
- Os testes foram realizados em horários diferentes, durante 10 dias, para curto-circuito entre espiras em posições diferentes da bobina;
- Após o ensaio de cada situação de curto-circuito, a condição sem falha foi analisada. Este procedimento permite analisar se os curto-circuitos modificaram ou não as características do motor.

7.2.2 Resultados

Vários testes foram realizados para a situação de estator simétrico, ou seja, ausência de curto-circuito entre espiras. Durante estes testes procurou-se observar o valor da impedância de seqüência negativa, que é o padrão proposto para o diagnóstico desta falha. Após a configuração das telas de saída do *LabView*, alguns resultados foram armazenados e fazem parte do banco de falhas de estator. Na tabela 7.2 estão contidos os resultados das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões, correntes e impedâncias do motor, para os 24 testes, que constituem o banco de dados. Observa-se que a impedância de seqüência negativa do motor é praticamente constante, independente do grau de desequilíbrio das tensões de alimentação, conforme verificado através das simulações. Para a condição de estator simétrico, o valor da impedância é $7,5 \pm 0.0565 \Omega$.¹

Utilizando o modelo simétrico do motor de indução, foram realizados 24 testes para diferentes desequilíbrios das tensões de alimentação e condições de operação do motor. Os valores médios, juntamente com os desvios padrões das médias, das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões, correntes e impedâncias, estão representados nos gráficos de barras da figura 7.9. Os desequilíbrios entre as tensões de alimentação do motor nas simulações foram superiores aos desequilíbrios da rede de alimentação. Portanto, observa-se que as componentes de seqüências negativas de tensão e corrente dos testes de simulação apresentam erros padrões da média superiores aos testes experimentais. Entretanto, a informação importante, que pode ser abstraída dos gráficos da figura 7.9, é que o erro padrão da média da componente de seqüência negativa é pequeno, tanto para os testes experimentais, quanto para os de simulação.

¹os valores estão colocados como média \pm erro padrão da média, como uma estimativa da incerteza. O erro padrão da média é o resultado da divisão do desvio padrão pela raiz quadrada do número de testes.

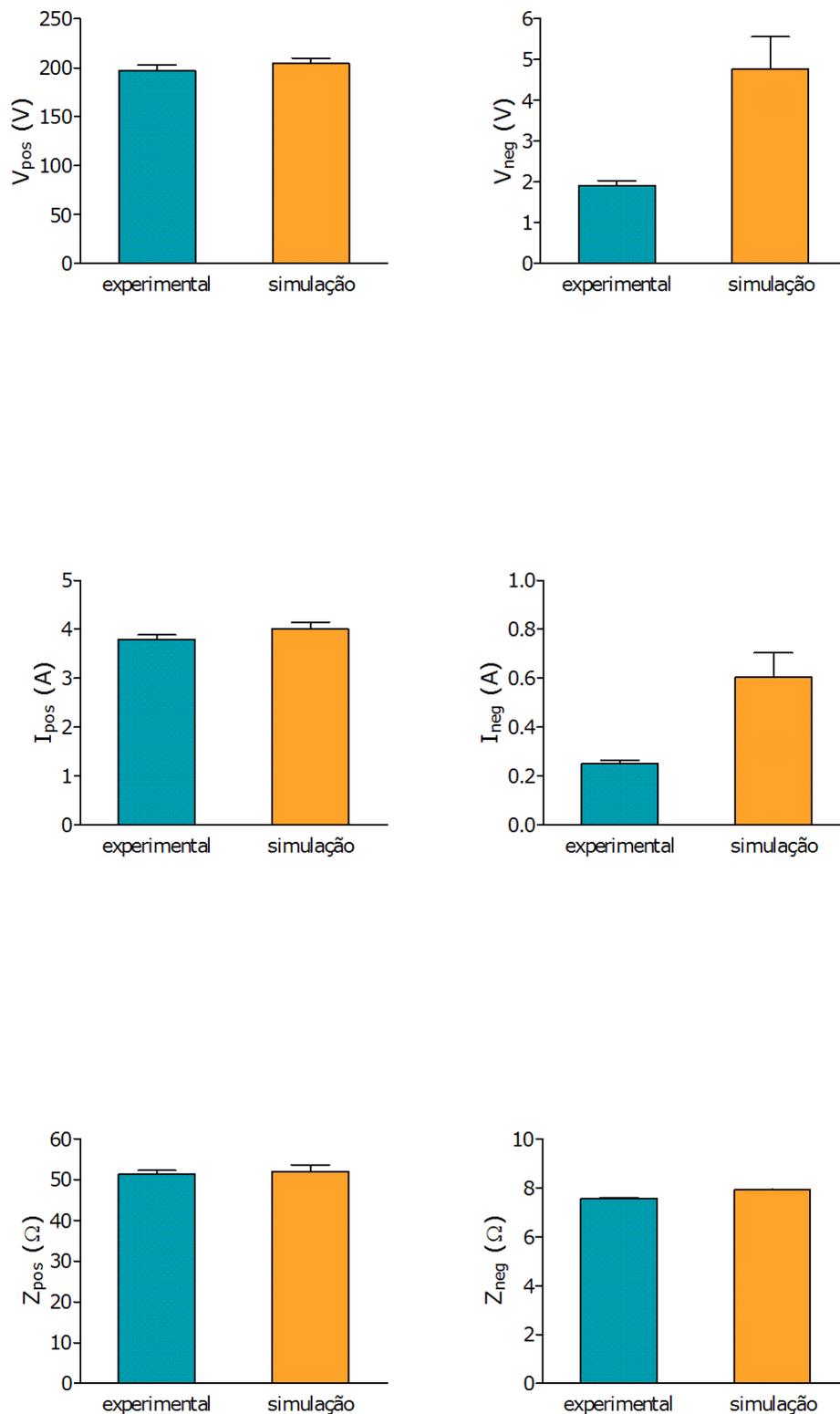


Figura 7.9: Gráficos de barras das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões, correntes e impedâncias. Resultados referentes aos testes experimentais e de simulação para estator simétrico.

Tabela 7.2: Valores eficazes das tensões, correntes e impedâncias de seqüência positiva e negativa, estator simétrico. Resultados experimentais.

Seqüência positiva			Seqüência negativa		
$V_{pos}(V)$	$I_{pos}(A)$	$Z_{pos}(\Omega)$	$V_{neg}(V)$	$I_{neg}(A)$	$Z_{neg}(\Omega)$
215,80	4,12	51,85	1,77	0,25	7,19
218,35	3,57	60,72	1,29	0,19	6,95
215,29	4,07	52,30	1,52	0,21	7,06
219,00	4,15	52,14	1,62	0,21	7,65
214,55	4,26	49,83	3,07	0,39	7,79
217,89	4,04	51,22	3,17	0,40	7,87
216,55	4,01	51,27	2,33	0,30	7,61
217,20	4,02	53,83	2,37	0,32	7,25
121,28	3,09	38,70	1,25	0,17	7,05
170,81	3,42	49,48	1,76	0,22	7,57
154,13	3,94	38,84	1,87	0,23	7,82
213,75	4,11	51,82	2,44	0,33	7,52
213,76	4,04	52,65	2,48	0,32	7,60
161,65	3,14	50,94	1,53	0,20	7,96
166,92	3,06	54,08	1,82	0,21	7,71
222,96	4,15	53,61	2,77	0,36	7,68
212,70	4,07	51,97	2,48	0,32	7,52
161,92	3,02	53,18	1,83	0,23	7,89
217,33	4,14	52,23	1,67	0,22	7,49
215,42	4,09	52,48	1,26	0,16	7,59
170,25	3,06	55,29	1,21	0,16	7,56
211,16	4,03	52,18	1,67	0,22	7,80
216,09	4,13	52,18	1,36	0,18	7,43
165,52	3,28	49,96	1,43	0,18	7,73
Média dos valores					
197,09	3,79	51,36	1,91	0,25	7,55
Erro Padrão da Média					
5,9146	0,0903	0,9102	0,1189	0,0150	0,0565

Para ilustrar a tela de saída do sistema de detecção de curto-circuito entre espiras que é gerada pelo programa *LabView*, tem-se na figura 7.10, os gráficos que representam os valores instantâneos das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes. As cores preta, azul e vermelha representam, respectivamente, as fases A, B e C. Nos ícones ao lado direito dos gráficos, tem-se as componentes de seqüências positiva e negativa da impedância e os valores eficazes das tensões e correntes.

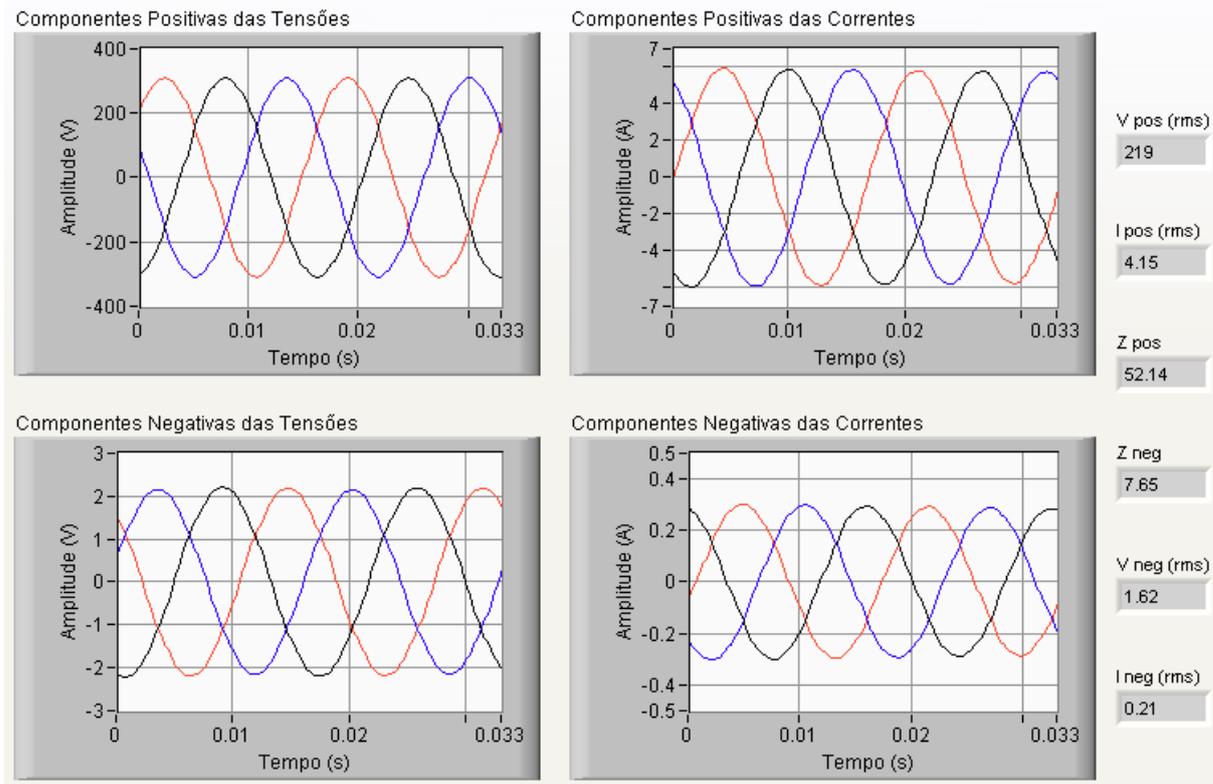


Figura 7.10: Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes para estator simétrico, resultado experimental.

Para compor o banco de dados referente à falhas de curto-circuito, foram coletados os sinais de 25 testes, em dias e horários distintos. Os curto-circuitos foram efetuados em posições diferentes das bobinas. Nas tabelas 7.3, 7.4 e 7.5 estão apresentados os resultados das componentes de seqüências negativa para curto-circuitos entre 3, 6 e 15 espiras, respectivamente. Nas duas últimas linhas das tabelas tem-se os valores médios e os erros padrões das médias das componentes de seqüências positiva e negativa. A tabela 7.6 traz as médias e os erros padrões das médias das componentes de seqüência negativa considerando todos os testes de curto-circuito. Observa-se que para os 25 testes realizados, a impedância é de $6,48 \pm 1,034 \Omega$.

Utilizando o modelo assimétrico do motor, foram realizadas 25 simulações de curto-circuito, considerando 3 ($\mu = 0,015$), 6 ($\mu = 0,03$) e 15 ($\mu = 0,076$) espiras em curto-circuito. Para as mesmas tensões de alimentação, analisou-se as variações das componentes de seqüências negativas das impedâncias sem a resistência de limitação de curto-circuito e com resistência de $0,2 \Omega$.

Para facilitar a análise dos resultados experimentais e de simulação, os valores médios e os erros padrões da média das componentes de seqüências negativas são apresentadas nos gráficos de barras da figura 7.11. Analisando a figura 7.11(c) e as tabelas 7.3, 7.4 e 7.5 conclui-se que as impedâncias variam bastante em relação ao valor médio da impedância na condição de

estator simétrico. Observa-se também que o erro padrão da média aumenta com o número de espiras em curto-circuito.

Tem-se na figura 7.12, os valores das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes de um dos testes de curto-circuito entre três espiras realizado. A impedância de seqüência negativa é maior do que o valor de referência, que corresponde a condição de estator simétrico. Este fato foi verificado também na simulação. Assim, dependendo do grau de desequilíbrio entre as tensões de alimentação, o curto-circuito pode compensar o desequilíbrio provocado pelas assimetrias da rede de alimentação.

No capítulo 6 foi demonstrado, matematicamente, que falhas mecânicas não são confundidas com curto-circuito, fato este verificado nos testes experimentais. Para ilustrar, tem-se na figura 7.13 os espectros da tensão e da corrente do motor para a situação de estator simétrico. Observa-se o aparecimento da componente de falha mecânica, entretanto a impedância de curto-circuito de seqüência negativa é igual a $7,52 \Omega$.

Tabela 7.3: Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curtos-circuitos entre três espiras, resultados experimentais.

Curto-Circuitos entre 3 espiras		
$V_{neg} (V)$	$I_{neg} (A)$	$Z_{neg} (\Omega)$
2,19	0,38	5,68
3,46	0,33	9,95
1,16	0,22	5,19
1,15	0,26	4,37
0,43	0,13	2,84
0,63	0,16	3,55
1,76	0,13	13,40
1,79	0,19	9,50
Média dos valores		
1,57	0,23	6,81
Erro Padrão da Média		
0,5425	0,0327	1,3145

Tabela 7.4: Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curto-circuitos entre seis espiras, resultados experimentais.

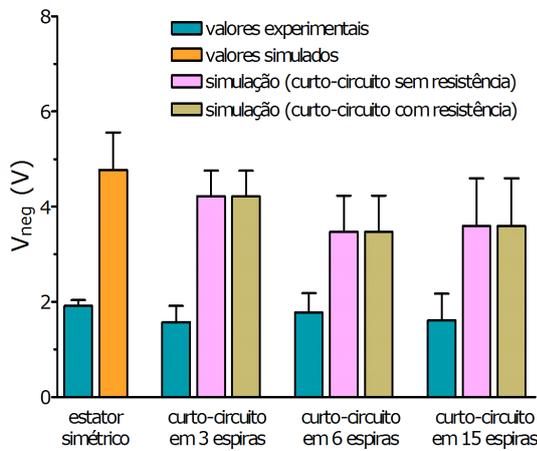
Curto-circuitos entre 6 espiras		
V_{neg} (V)	I_{neg} (A)	Z_{neg} (Ω)
0,48	0,14	3,35
0,78	0,32	2,47
1,14	0,22	5,21
5,29	2,84	0,53
1,22	0,30	3,92
1,08	0,29	3,78
2,92	0,53	5,47
2,32	0,25	9,25
1,48	0,11	12,80
1,50	0,31	4,73
1,34	0,09	15,50
Média dos valores		
1,78	0,49	6,09
Erro Padrão da Média		
0,4065	0,2378	1,3756

Tabela 7.5: Valores das componentes de seqüência negativa do motor de indução modificado, para curto-circuitos entre quinze espiras, resultados experimentais.

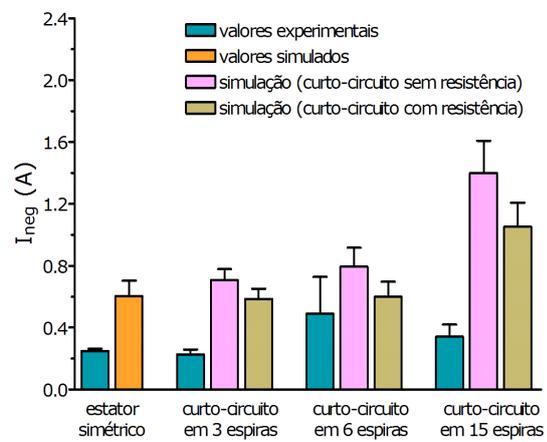
Curto-circuitos entre 15 espiras		
V_{neg} (V)	I_{neg} (A)	Z_{neg} (Ω)
0,88	0,42	2,15
1,04	0,57	1,84
2,85	0,15	17,44
3,04	0,18	17,13
0,24	0,38	0,62
0,76	0,55	1,43
Média dos valores		
1,47	0,3750	6,77
Erro Padrão da Média		
0,480	0,073	3,332

Tabela 7.6: Média dos valores e erro padrão da média das componentes de seqüência negativa dos testes de curto-circuitos entre espiras.

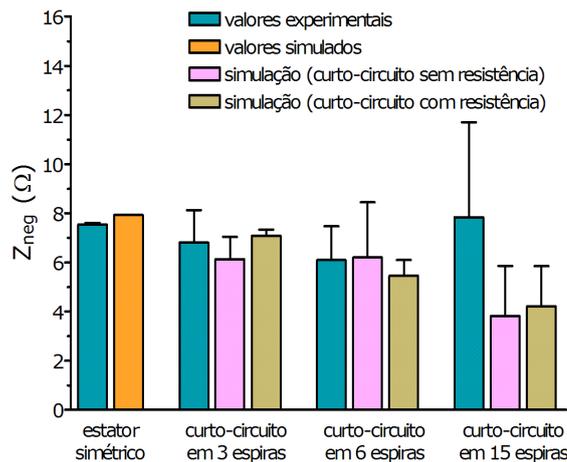
Curto-circuitos entre espiras		
V_{neg} (V)	I_{neg} (A)	Z_{neg} (Ω)
Média dos valores		
1,64	0,38	6,48
Erro Padrão da Média		
0,231	0,106	1,034



(a) tensões



(b) correntes



(c) impedâncias

Figura 7.11: Gráficos de barras das componentes de seqüências negativas das tensões, correntes e impedâncias. Resultados referentes aos testes experimentais e de simulação para curto-circuitos entre 3, 6 e 15 espiras.

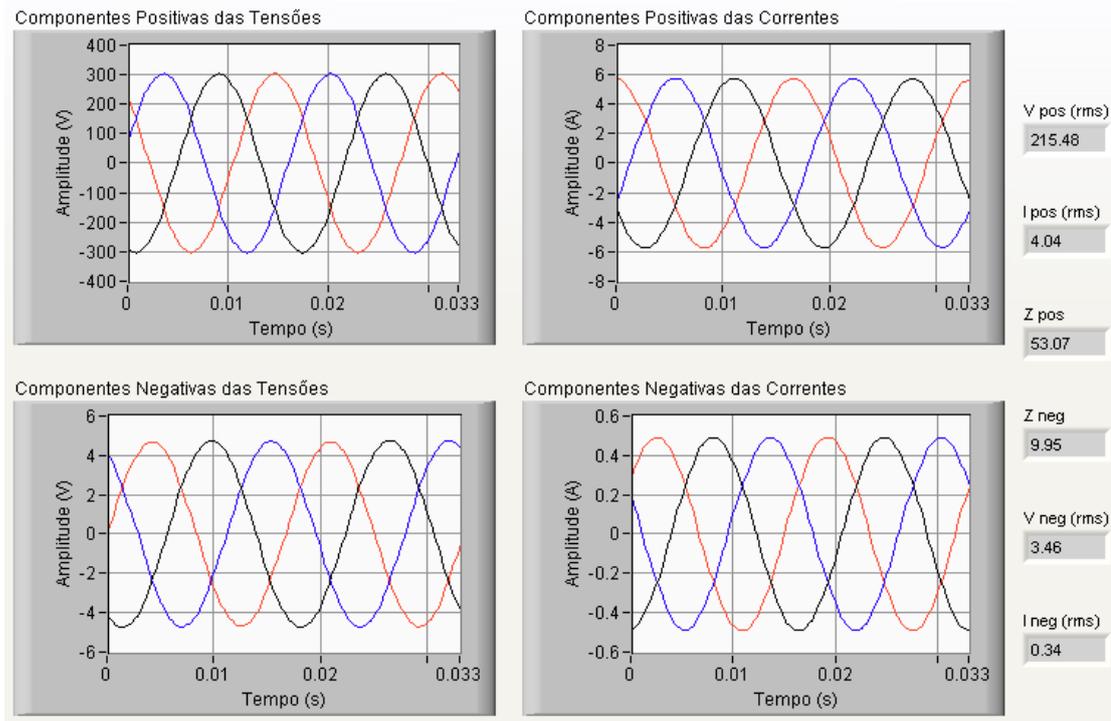


Figura 7.12: Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes para curto-circuito entre três espiras da fase A, resultado experimental.

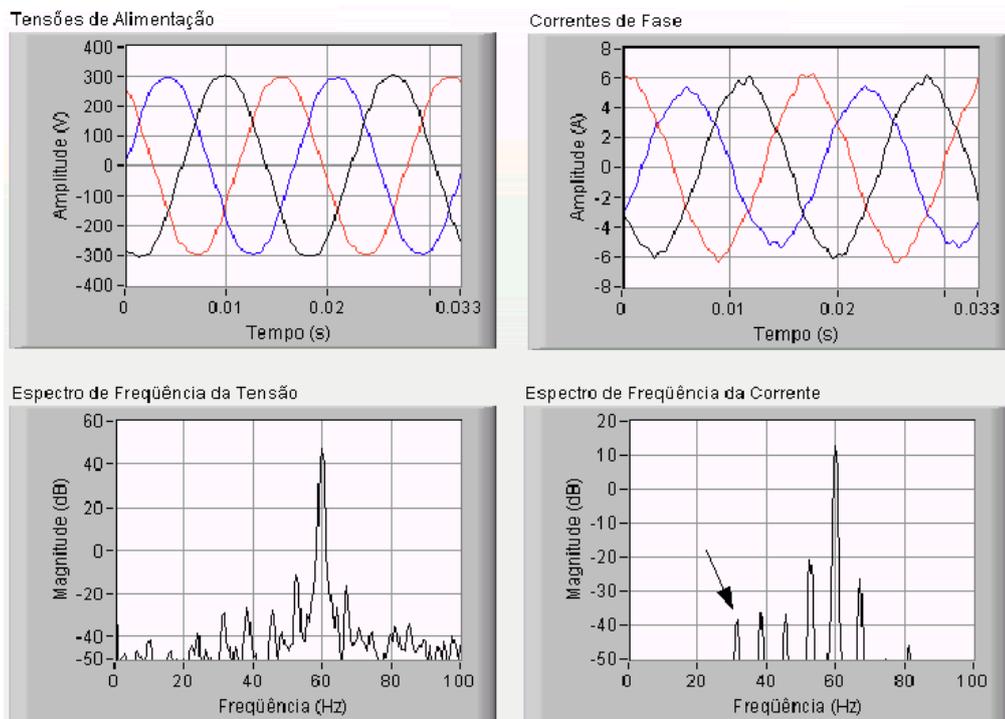


Figura 7.13: Componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes e seus respectivos espectros de freqüência para estator simétrico e presença de falhas mecânicas, resultado experimental.

7.3 Teste de Barra Quebrada

Na tabela 7.7 tem-se a severidade da falha e as recomendações de procedimentos, considerando a análise do espectro de corrente, de acordo com *Liberty Technologies Inc.*

Tabela 7.7: Severidade e recomendações de procedimentos para a análise do espectro de corrente do motor.

Amplitude (dB) das frequências $f - 2f_s$	Avaliação da condição	Ação recomendada
$> 50 \text{ dB}$	excelente	nenhuma
$44 \text{ a } 50 \text{ dB}$	boa	nenhuma
$39 \text{ a } 44 \text{ dB}$	moderada	continuar a inspeção e analisar a tendência
$35 \text{ a } 39 \text{ dB}$	desenvolvendo trinca na barra do rotor	reduzir intervalo de inspeção, observar curva de tendência,
$30 \text{ a } 35 \text{ dB}$	provavelmente duas barras trincadas ou quebradas	fazer análise espectral de vibrações e confirmar a fonte do problema
$25 \text{ a } 30 \text{ dB}$	muitas barras trincadas ou quebradas, várias trincas nos anéis e falhas severas em toda gaiola	desmontar o rotor

Durante os ensaios de detecção de curto-circuito, observou-se que as diferenças entre as amplitudes da componente fundamental da componente na frequência $f - 2f_s$ do espectro do corrente, era sempre menor que 30 dB . Para ilustrar, tem-se na figura 7.14, os sinais das tensões e correntes e os respectivos espectros de frequências para estator simétrico e operação com carga nominal. Efetuou-se a troca de alguns parafusos mas, mesmo assim, a diferença não aumentou. De acordo com os limites mostrados na tabela 7.7, o motor da bancada apresentou comportamento como se tivesse muitas barras trincadas ou quebradas. Assim, chegou-se à conclusão de que o projeto do rotor não permite obter a assinatura do motor, ou seja, condição de rotor praticamente simétrica. Os fechamentos *barras-parafusos-anéis* não fornecem o contato perfeito em relação a motores originais. Portanto, tem-se uma situação equivalente à várias barras trincadas.

Na figura 7.15 tem-se o resíduo de conjugado no espaço para as seguintes situações: carga reduzida (7.15(a)), carga nominal (7.15(b)), após a retirada de um parafuso (7.15(c)) e após a retirada de três parafusos (7.15(d)). Verifica-se que, desconsiderando a componente contínua, o resíduo de conjugado aumenta à medida que é desfeito o contato elétrico da barra com o parafuso. Assim tem-se o maior resíduo na condição da retirada de três parafusos.

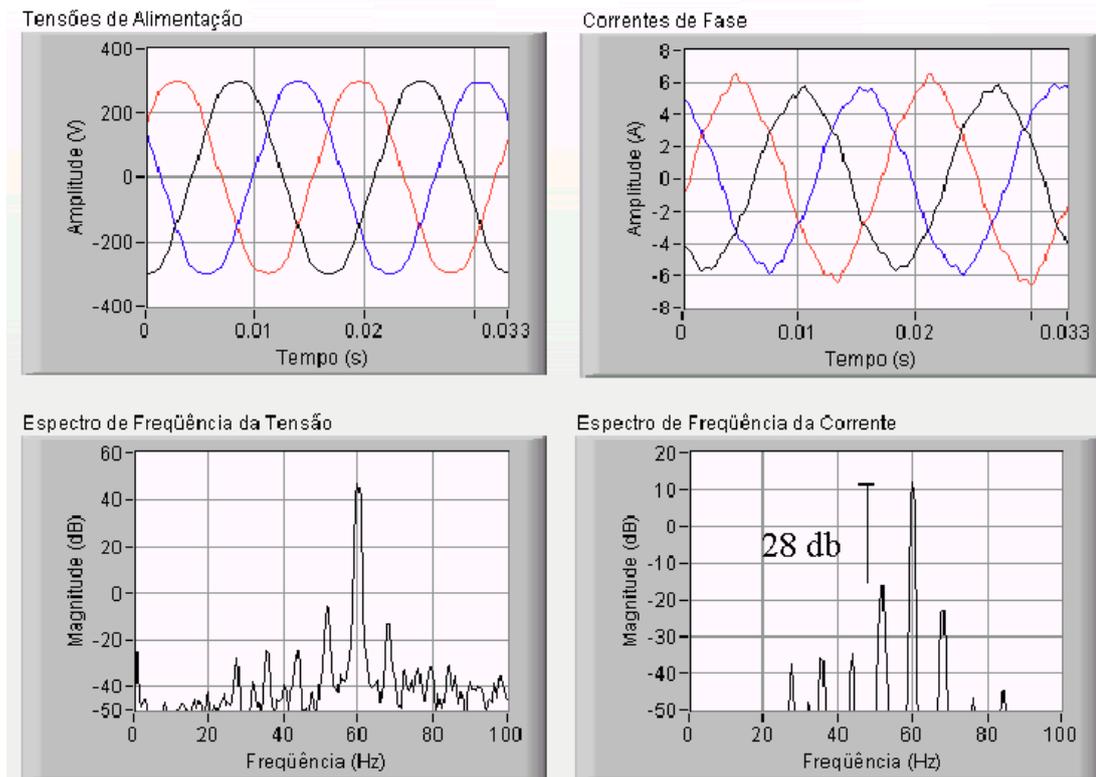


Figura 7.14: Valores instantâneos e espectros de freqüência das tensões e correntes de fase do motor de indução. Rotor modificado, ausência de falha mecânica, carga nominal.

Utilizando os parâmetros do circuito equivalente e o modelo de barras quebradas, fez-se a análise do resíduo de conjugado do motor modificado, para a situação de rotor simétrico e assimétrico. No gráfico superior da figura 7.16 tem-se o resíduo para ausência de barras quebradas e o gráfico inferior apresenta o resíduo considerando a barra 11 quebrada. A figura 7.17 traz os espectros da corrente para as mesmas condições de simulação. As diferenças entre os valores máximo e mínimo do resíduo de conjugado e a amplitude da componente de corrente na freqüência $f - 2f_s$, para a simulação de barra quebrada, são inferiores aos encontrados nos testes experimentais.

Para avaliar melhor a eficiência do algoritmo de barras quebradas é necessário obter a assinatura do motor. Uma vez que esta situação não foi conseguida com o motor modificado, este foi substituído por outro idêntico, ou seja, com as mesmas características de fábrica (3 CV, 220 V, 60 Hz).

Os parâmetros do motor foram obtidos através dos ensaios à vazio e de rotor travado, e estão apresentados na tabela 7.8.

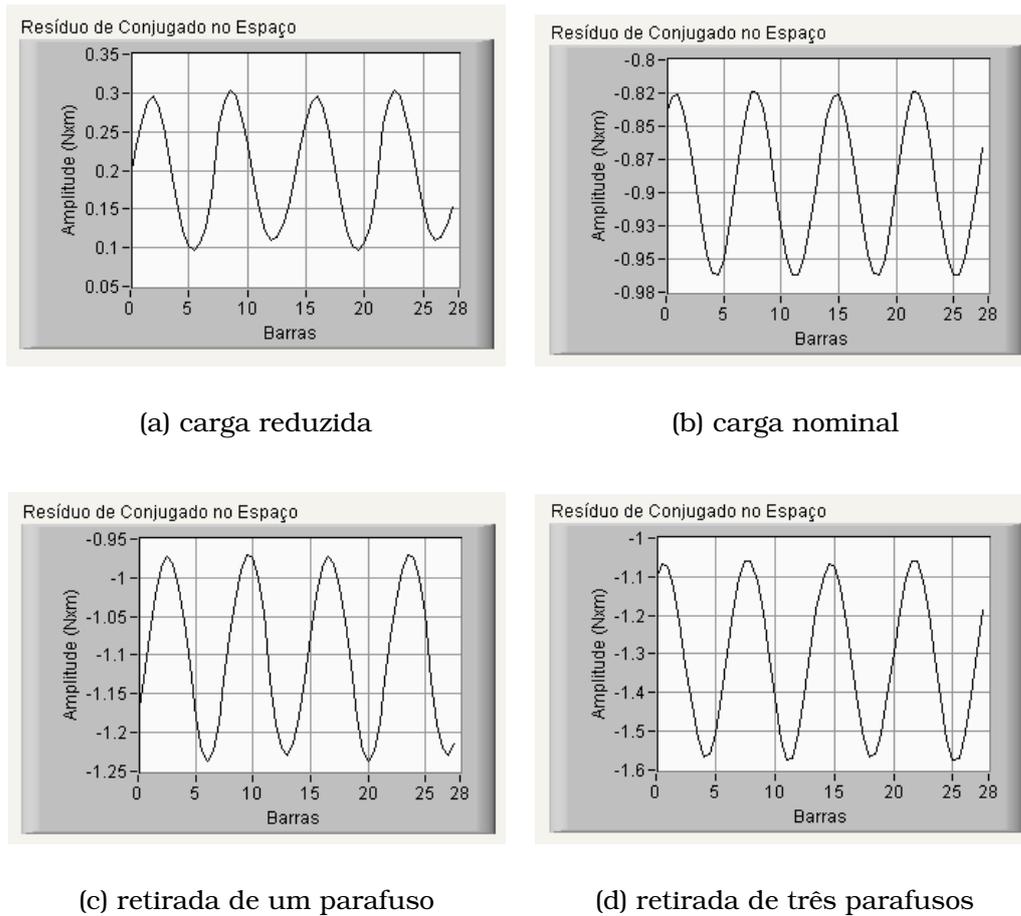


Figura 7.15: Resíduo de conjugado no espaço, motor modificado, resultados experimentais.

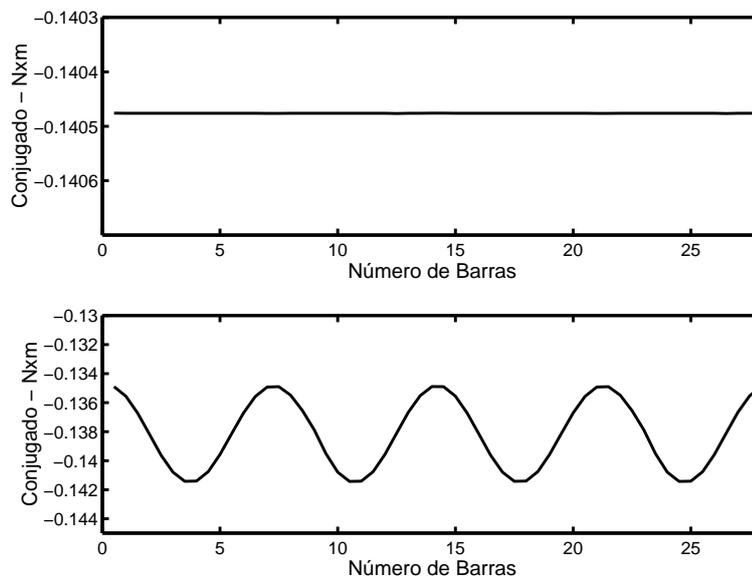


Figura 7.16: Resíduo de conjugado em Nxm do motor modificado, para as seguintes situações: rotor simétrico e barra 11 quebrada. Resultados de simulação.

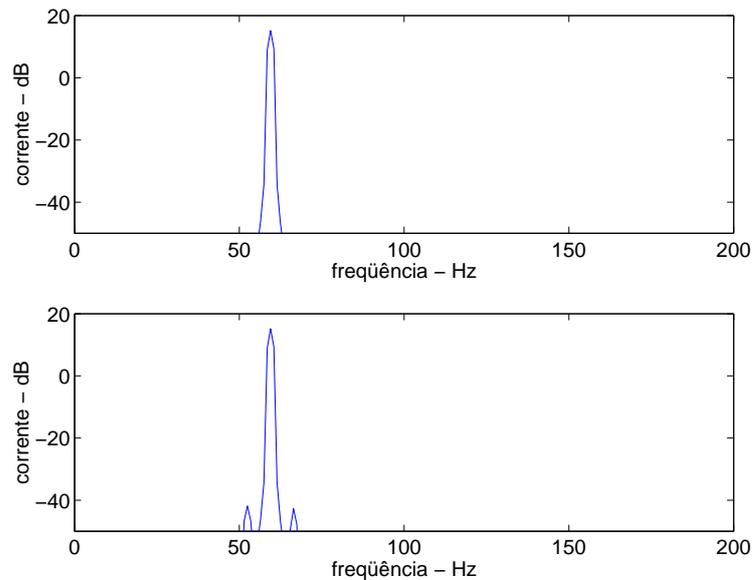


Figura 7.17: Espectro de corrente para as seguintes situações: rotor simétrico e barra 11 quebrada. Resultados de simulação. A abscissa representa a frequência em Hz e a ordenada representa a amplitude da corrente em dB.

Tabela 7.8: Parâmetros do circuito equivalente obtidos através de ensaios à vazio e de rotor travado, motor original.

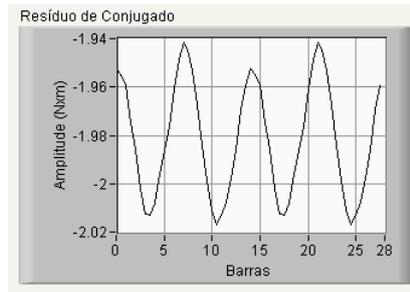
Resistência Ω		Indutância H		
estator	rotor	estator	rotor	mútua
2,911	1,69	0,197	0,194	0,1885

Na figura 7.18 tem-se o resíduo de conjugado para as seguintes situações: (a) carga nominal, (b) 89% de carga, (c) 72% de carga e (d) 61% de carga. Na figura 7.19 tem-se os espectros da corrente da fase a para as mesmas condições de operação. Nas figuras 7.19(a) e 7.19(b) aparecem uma pequena componente na frequência $f - 2f_s$. Entretanto as diferenças entre as amplitudes dessas componentes e a componente na frequência da rede é superior a 55 dB, o que caracteriza situação normal do motor. A componente de frequência $f - 2f_s$ é devido a pequenas assimetrias inerentes à máquina. Essa componente não apareceu no espectro de corrente para operação com carga reduzida, figuras (7.19(c) e 7.19(d)) por causa do baixo valor de escorregamento. Desta forma, tem-se a assinatura do motor e, portanto, é possível definir o limite máximo de modulação de conjugado. A modulação máxima ocorreu para a situação de conjugado nominal, figura 7.18(a) e, este valor foi definido como o limiar de barra quebrada.

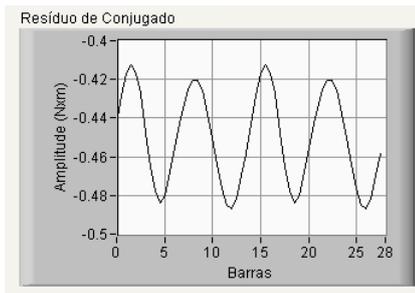
Para a análise de barras quebradas, o rotor foi retirado e teve uma das suas 28 barras rompida, com broca de diâmetro de 5 mm. Na figura 7.20 tem-se a foto do rotor com a barra furada.



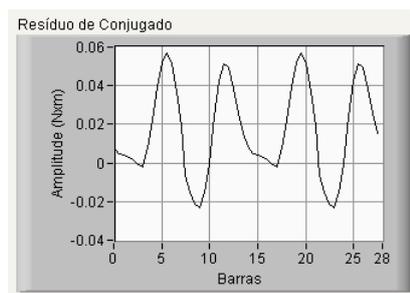
(a) carga nominal



(b) 89% de carga

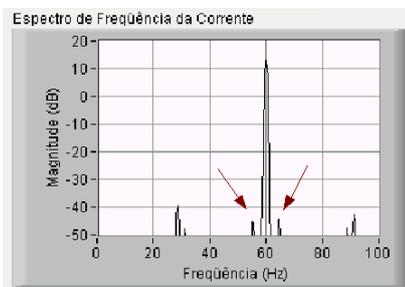


(c) 72% de carga

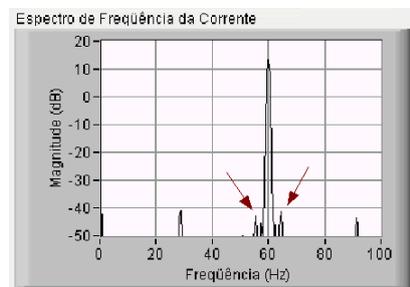


(d) 61% de carga

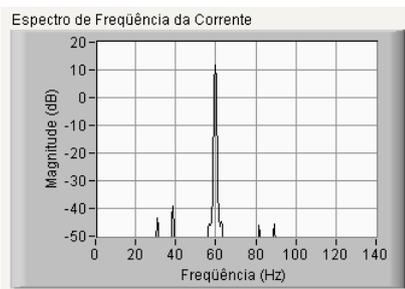
Figura 7.18: Resíduo de conjugado no espaço, rotor simétrico. Resultados experimentais para diversas condições de operação de carga do motor.



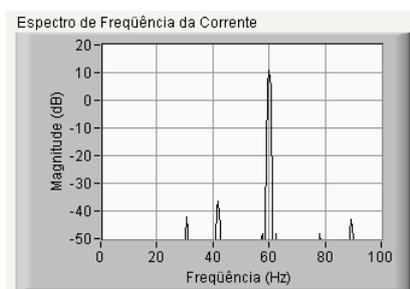
(a) carga nominal



(b) 89% de carga



(c) 72% de carga



(d) 61% de carga

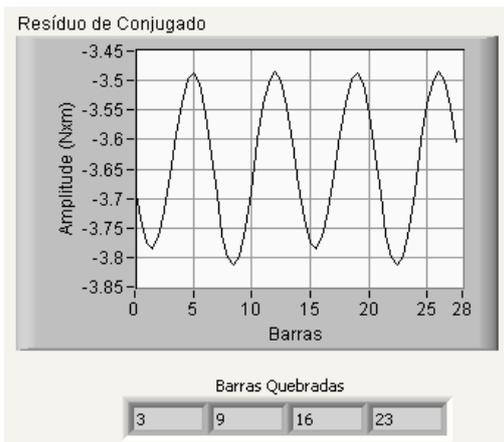
Figura 7.19: Espectro da corrente da fase a, rotor simétrico. Resultados experimentais para diversas condições de operação de carga do motor.



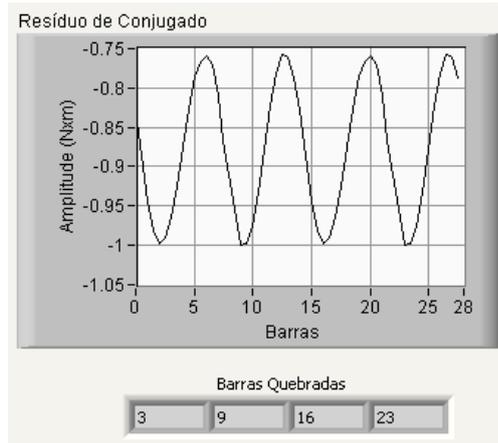
Figura 7.20: Rotor com a barra rompida.

Após o rompimento da barra, vários testes foram realizados para diferentes situações de carga. Procurou-se também inserir falhas mecânicas, com o objetivo de analisar o impacto dessa falha no sistema de detecção de barras quebradas. Para todos os casos analisados, o algoritmo conseguiu detectar a presença de barras quebradas, uma vez que, os resíduos de conjugado foram superiores ao limiar estabelecido. Para ilustrar, tem-se na figura 7.21 os resíduos de conjugado para as seguintes situações: (a) carga nominal; (b) 83% de carga; (c) 72% de carga; (d) maior desequilíbrio entre as tensões de alimentação e 70% de carga; (e) maior desequilíbrio entre as tensões de alimentação da rede, desalinhamento e 70% de carga; (f) desalinhamento e 70% de carga.

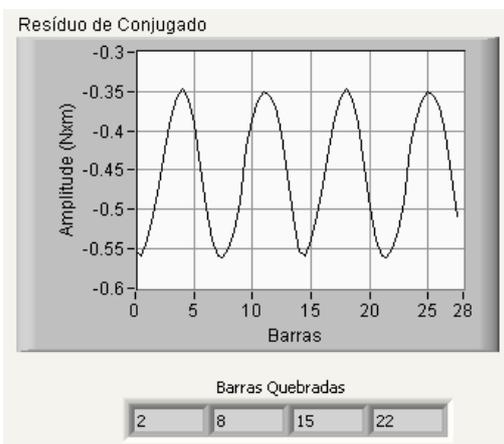
Nos casos mostrados na figura 7.21, apresenta-se os quatro pontos possíveis de localização da barra quebrada. Entretanto, devido a problemas na aquisição de sinais, utilizou-se para o cálculo da posição do rotor a integral da velocidade. Este método traz imprecisão, pois erros nas leituras de velocidade resultam em erros cumulativos de posição. Este fato pôde ser notado na análise em tempo real do resíduo de conjugado. Os pontos mínimos de conjugado se deslocavam ao longo do tempo. Assim, devido a limitação imposta pelo sistema de aquisição de sinais, não foi possível demonstrar que o método proposto permite localizar a barra quebrada.



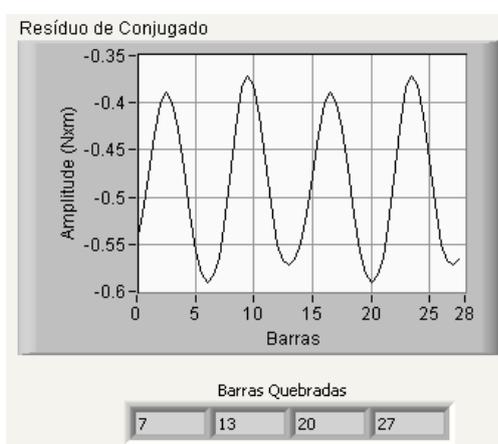
(a) condição 1



(b) condição 2



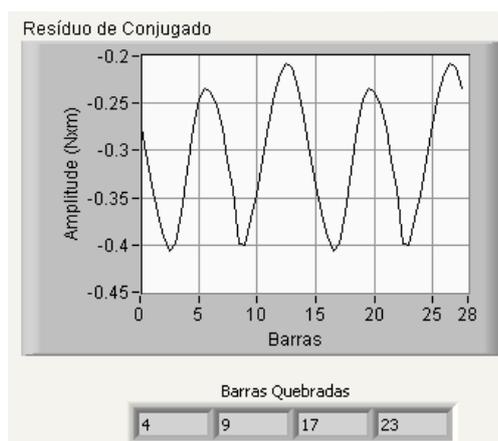
(c) condição 3



(d) condição 4



(e) condição 5



(f) condição 6

Figura 7.21: Resíduo de Conjugado no espaço, após a interrupção de condução de corrente de uma barra. Resultados experimentais para as seguintes condições de operação do motor: (a) carga nominal; (b) 83% de carga; (c) 72% de carga; (d) desequilíbrio da rede e 70% de carga; (e) desequilíbrio da rede, desalinhamento e 70% de carga; (f) desalinhamento e 70% de carga.

Na tabela 7.9 estão apresentadas as amplitudes, em dB, das correntes das fases a, b e c para as frequências da rede e de modulação de falha ($f - 2f_s$) e a diferença entre esses valores. Os arquivos dos testes experimentais, foram trazidos para o ambiente do Matlab. Utilizou-se, no cálculo da FFT, janela *retangular*. A menor diferença entre as amplitudes foi de 45 dB e, esse valor está longe do limite citado na tabela 7.7, para a caracterização de barras quebradas. Assim, a utilização do espectro de corrente não seria uma técnica eficiente para a detecção da barra quebrada.

Tabela 7.9: Diferença em dB das amplitudes de modulação.(a) carga nominal; (b) 83% de carga; (c) 72% de carga; (d) desequilíbrio da rede e 70% de carga; (e) desequilíbrio da rede, desalinhamento e 70% de carga; (f) desalinhamento e 70% de carga.

	Fase	$f(Hz)$ amplitude (dB)	$f - 2f_s (Hz)$ amplitude (dB)	Diferença amplitude (dB)
SITUAÇÃO 1 $2f_s = 5,76(Hz)$	I_a	17,46	-27,60	45.06
	I_b	17,60	-28,15	45.75
	I_c	18,50	-27,00	45.50
SITUAÇÃO 2 $2f_s = 3,64(Hz)$	I_a	14,98	-30,82	45.80
	I_b	15,15	-30,71	45.87
	I_c	16,12	-29,98	46,80
SITUAÇÃO 3 $2f_s = 2,3(Hz)$	I_a	14,25	-31,70	45.95
	I_b	14,48	-32,05	46,53
	I_c	15,36	-31,20	46,56
SITUAÇÃO 4 $2f_s = 3,60(Hz)$	I_a	13,80	-32,40	46,20
	I_b	15,50	-33,60	49,10
	I_c	14,35	-32,40	46,75
SITUAÇÃO 5 $2f_s = 3,62(Hz)$	I_a	14,03	-32,40	46,20
	I_b	15,50	-33,60	49,10
	I_c	14,35	-32,40	46,75
SITUAÇÃO 6 $2f_s = 3,62(Hz)$	I_a	13,40	-33,56	44,96
	I_b	15,00	-35,00	50,00
	I_c	14,00	-34,15	48,15

Nos gráficos da figura 7.22 tem-se os resultados da simulação do motor original para a situação de rotor simétrico e barra 11 quebrada. Nos gráficos da direita estão plotados o resíduo de conjugado e, nos da esquerda, o espectro de corrente correspondente. Para a situação de barra quebrada a diferença entre as amplitudes da corrente na frequência da rede e na frequência de modulação é de 50 dB, valor encontrado nos testes experimentais. Entretanto a modulação de conjugado foi inferior à encontrada nos testes, uma vez que no modelo matemático não é possível reproduzir todas as assimetrias inerentes ao motor.

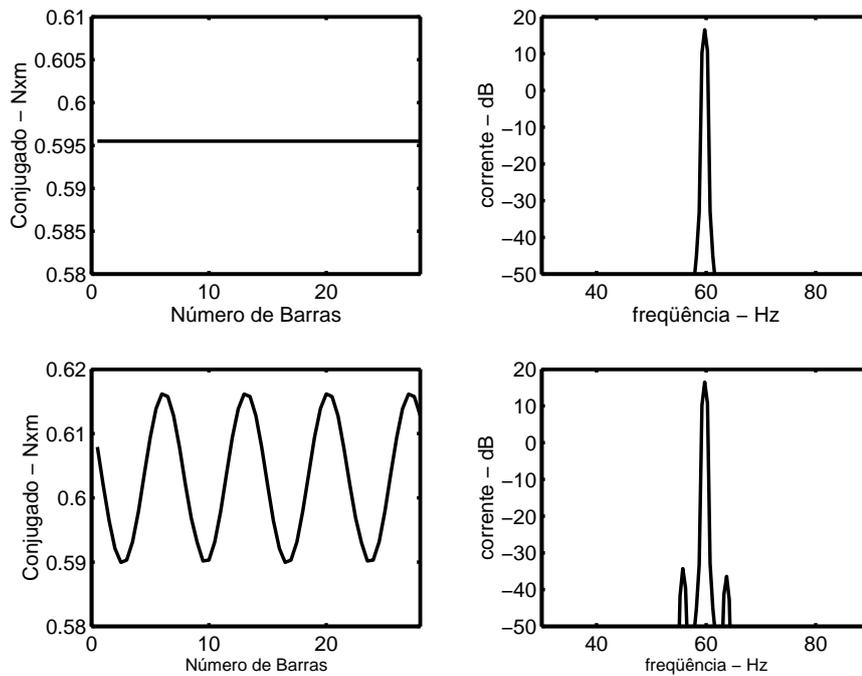


Figura 7.22: Resíduo de conjugado e espectro da corrente, resultados de simulação. Nos gráficos superiores tem-se o rotor simétrico e nos inferiores considerou-se a barra 11 quebrada.

7.4 Falhas Mecânicas

A análise de vibração é uma técnica normalmente utilizada para o diagnóstico de falhas mecânicas e este tópico é abordado no capítulo 8. Os autores [Obaid e Habetler \(2003\)](#) mostram que a análise de corrente é uma técnica que pode também ser usada para a detecção de desalinhamento e desbalanceamento. A partir de dados experimentais, esses autores mostram que a amplitude da corrente, na frequência $f - f_r$, altera com o aumento do nível de desalinhamento e desbalanceamento. Entretanto, não é objetivo desse trabalho comparar as duas técnicas, uma vez que seria necessário coletar, também, os sinais de vibração. O objetivo não é apenas mostrar que as amplitudes de frequência de modulação $f - f_r$ aumentam com a falha mecânica, mas, analisar o impacto de falhas mecânicas no cálculo do resíduo de conjugado e no cálculo da impedância de seqüência negativa.

Foram realizados vários testes antes e após a interrupção da barra, para várias condições de carga e desalinhamento da bancada. Para o teste de desbalanceamento uma massa de 50g foi presa na ventoinha do motor. Após cada situação de falha mecânica, a bancada foi ajustada para a condição normal de funcionamento, ou seja, ausência de falhas mecânicas.

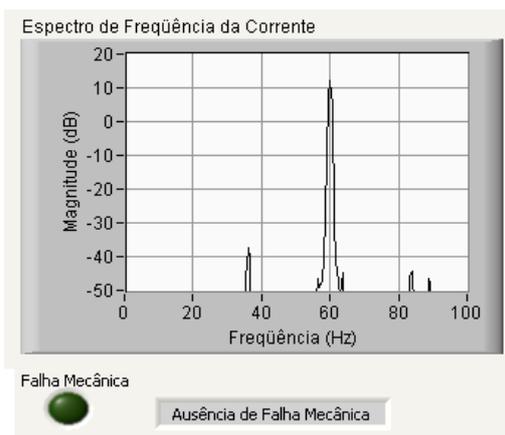
Na figura 7.23(a) é apresentado o espectro de corrente da fase *a* para a assinatura do motor. A componente de frequência em 31 Hz ($f - f_r$) não aparece no espectro pois sua amplitude é menor que 50 dB. Assim, definiu-se o limite máximo de 45 dB, para a amplitude do sinal na frequência ($f - f_r$), ou seja, valores superiores a este são indicativos da presença de falhas mecânicas. A presença da componente em 36 Hz será discutida posteriormente. Na figura 7.23(c) tem-se o espectro para a situação de desalinhamento e na figura 7.23(e), condição de desalinhamento e barra quebrada. O led sinaliza a presença de falhas mecânicas.

No capítulo 6 foi mostrado que falhas mecânicas não afetam o diagnóstico de barras quebradas. Esse fato foi verificado também através de resultados experimentais. A figura 7.23(d) mostra que a presença de falha mecânica não foi diagnosticada como barra quebrada, Na figura 7.23(f) tem-se presença de falhas mecânicas e de barra quebrada. Portanto, o método conseguiu fazer o diagnóstico correto do motor.

Para as análises anteriores foram selecionados alguns gráficos fornecidos pelos programas desenvolvidos no *LabView*. Entretanto, o programa foi ajustado para fornecer duas telas com 4 gráficos cada uma. Para mostrar essas duas telas, tem-se nas figuras 7.24 e 7.25 os resultados para operação do motor com carga reduzida, presença de barra quebrada e ausência de falha mecânica.

Para todos os testes realizados com o motor modificado e com o motor original, antes e após a interrupção da barra, observou-se, no espectro da corrente, a presença de uma componente de frequência que se distancia da frequência da rede, à medida que se coloca carga no motor. Assim, sem carga, tem-se esta componente próxima de 60 Hz e na condição de carga nominal sua frequência é de 28 Hz. O comportamento, além de ser oposto à situação de falha mecânica onde a componente caminha em direção à frequência da rede, varia numa faixa maior. A faixa de variação desta frequência é de 32 Hz enquanto a de falha mecânica é de aproximadamente 3 Hz. A causa do aparecimento dessa frequência ainda não foi identificada. Utilizou-se uma outra bancada constituída de um motor de indução de 2 CV e uma máquina CC. O mesmo fenômeno ocorreu no espectro de corrente.

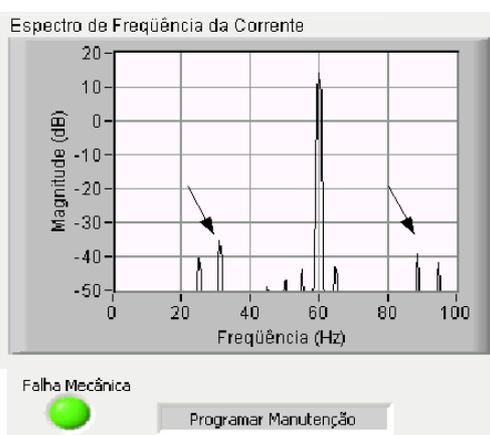
Como a referida componente percorre o eixo de frequência em sentido contrário ao da falha mecânica, podem ocorrer situações de carga em que as duas componentes se superpõem. Este fato é ilustrado na figura 7.26, onde o sistema diagnosticou incorretamente a presença de falhas mecânicas.



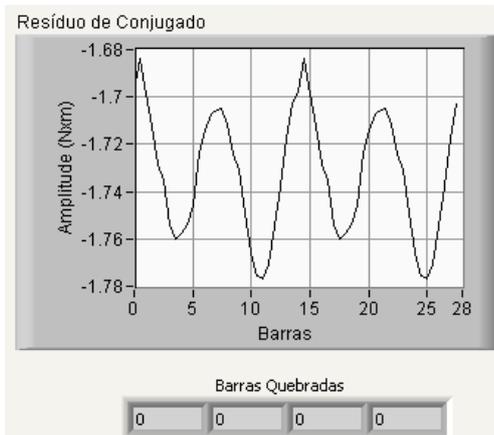
(a) assinatura do motor



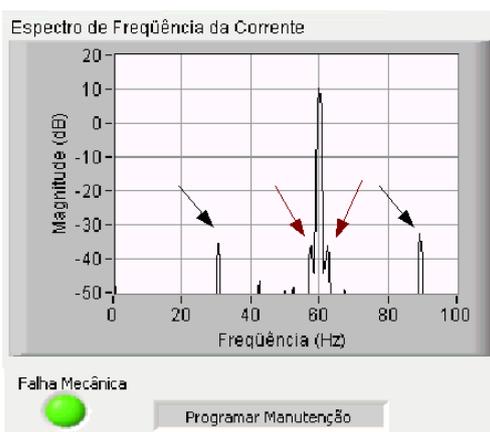
(b) assinatura do motor



(c) falha mecânica



(d) falha mecânica



(e) falha mecânica e barra quebrada



(f) falha mecânica e barra quebrada

Figura 7.23: Espectro de corrente e resíduo de conjugado, resultados experimentais, para as seguintes condições: (a) e (b) ausência de falha mecânica; (c) e (d) presença de falha mecânica; (e) e (f) presença de falha mecânica e de barra quebrada.

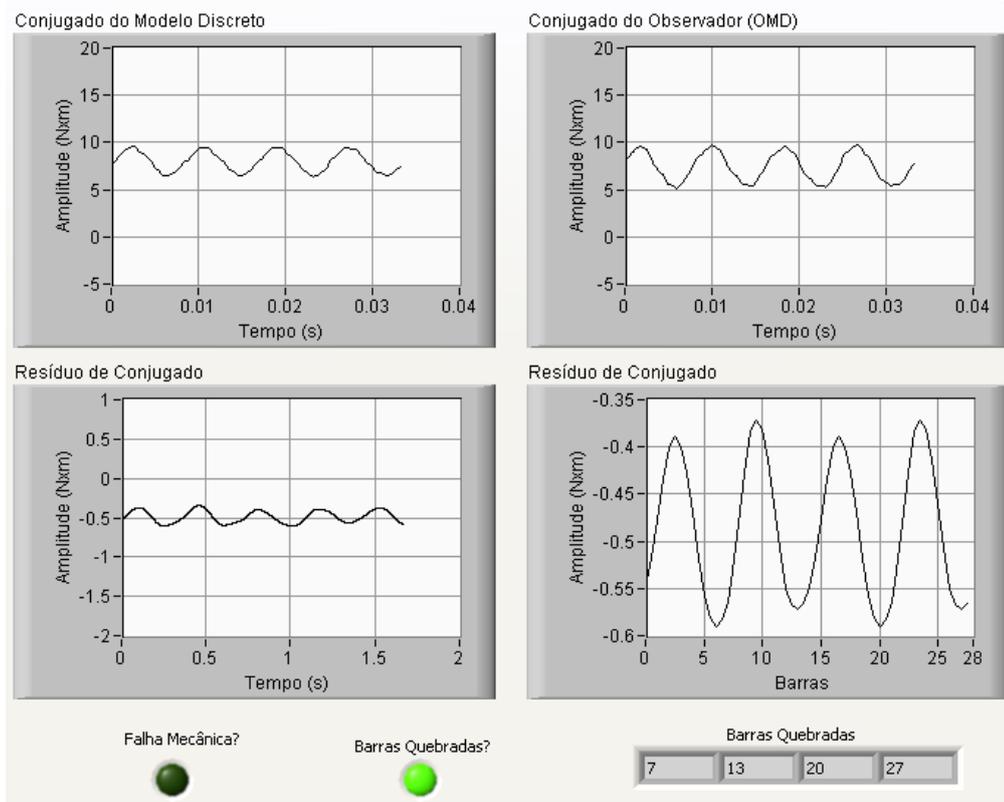


Figura 7.24: Saida final. Resultado experimental para presença de barra quebrada e ausência de falha mecânica.

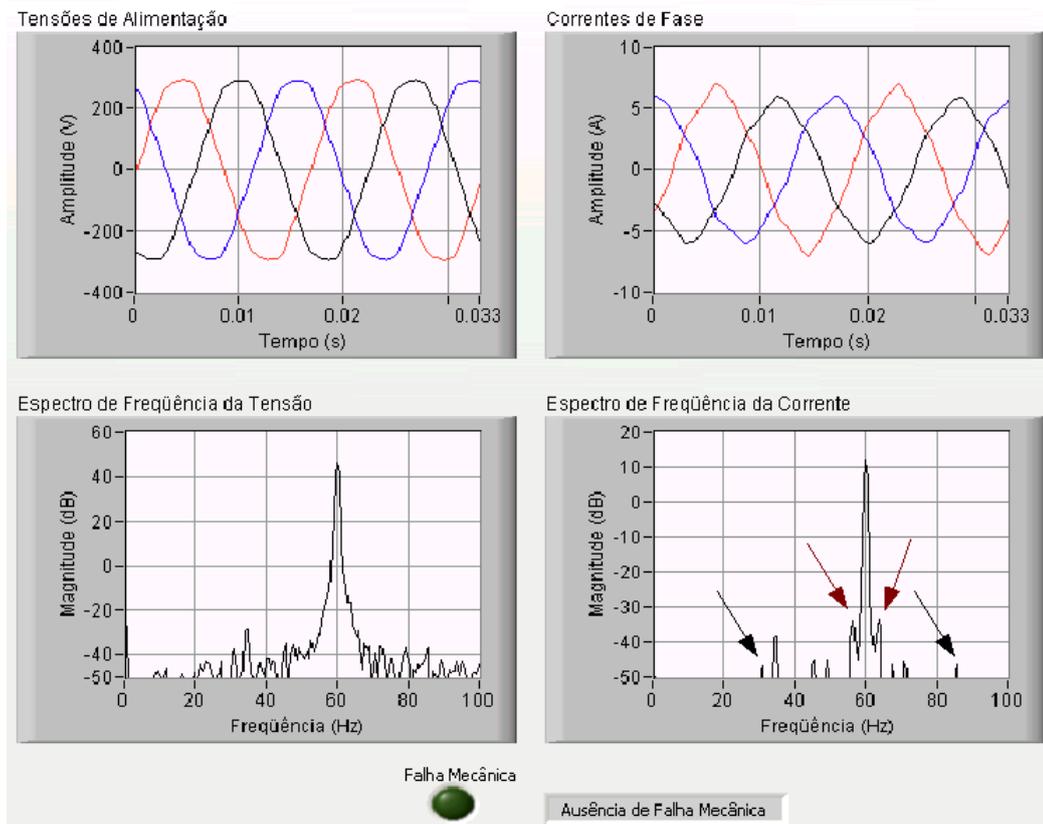


Figura 7.25: Saida final, espectro de corrente. Resultado experimental para presença de barra quebrada e ausência de falha mecânica.

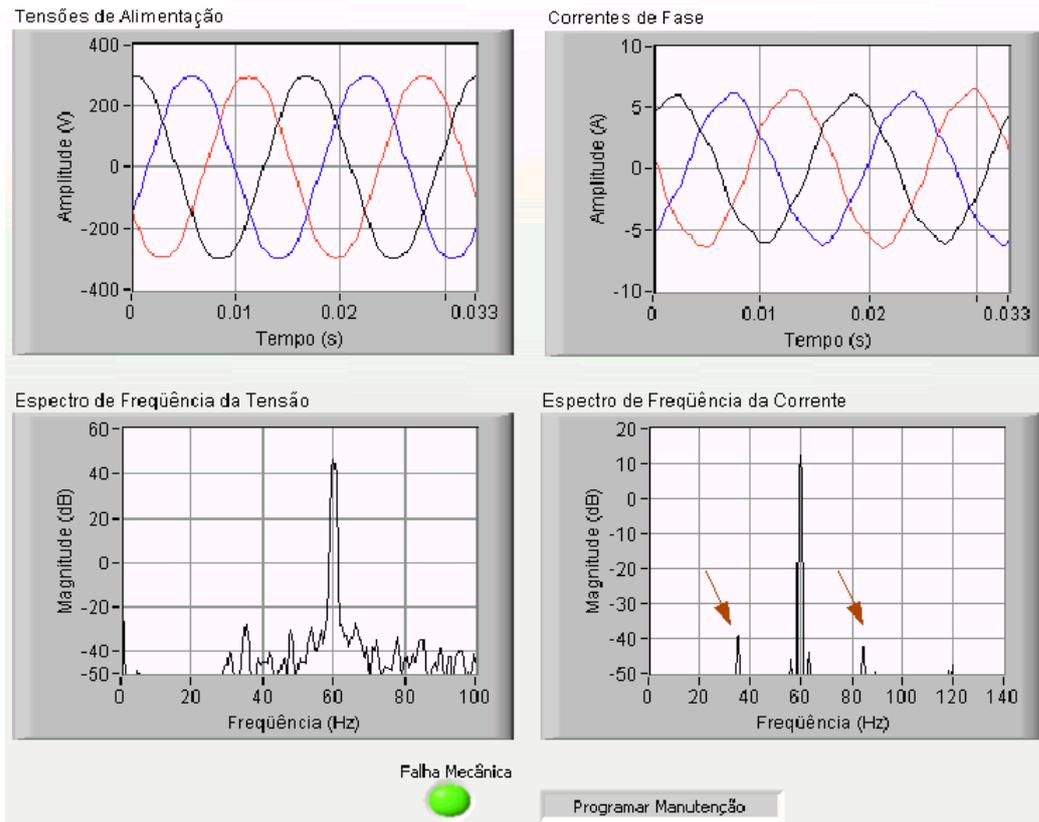


Figura 7.26: Espectro de corrente e tensão para o motor original. O sistema diagnosticou incorretamente a presença de falhas mecânicas.

7.5 Conclusões

No capítulo 6, as técnicas de detecção e diagnóstico de falhas de curto-circuito entre espiras, barras quebradas e falhas mecânicas foram integradas, de modo a permitir o diagnóstico completo do motor. Para analisar a robustez do algoritmo, foram realizadas um número significativo de simulações.

Para validação experimental, o algoritmo proposto foi implementado usando o aplicativo *LabView*. Primeiro, foi desenvolvido o programa de *Deteção e Diagnóstico de Curto-Circuito e Falhas Mecânicas*. O programa foi validado com dados obtidos através de simulações, usando modelos matemáticos assimétricos do motor. Vários testes foram realizados em um motor de indução trifásico. O motor foi rebobinado de modo a permitir analisar curto-circuitos de até $\mu = 16,67\%$ do total de espiras, de um dos enrolamentos. Para a realização dos testes, foi necessário fazer os curto-circuitos através de uma resistência, de modo a limitar a corrente no curto-circuito. O acompanhamento da variação da impedância de seqüência negativa mostrou ser uma boa alternativa para o diagnóstico de curto-circuito inicial entre espiras. Verificou-se também que falhas mecânicas e barras quebradas não interferem no diagnóstico.

O algoritmo *Detecção de Barras Quebradas e Falhas Mecânicas* foi desenvolvido separadamente do primeiro. Este algoritmo também foi validado utilizando dados de simulação. Para validação experimental do algoritmo, um motor foi fabricado especialmente, de modo a permitir quebras não destrutivas de barras. Mas, durante os testes, observou-se que o contato entre as barras e os anéis não permitia obter a assinatura do motor. Na análise do resíduo do conjugado e do espectro de corrente, verificou-se que o motor apresentava características de muitas barras trincadas e/ou quebradas. Assim, este motor foi substituído por um de mesma potência, e com características originais de fábrica. O resíduo de conjugado para a condição denominada *assinatura do motor* foi obtido. Para a análise de barra quebrada, a ruptura do contato elétrico de uma barra com os anéis foi conseguido fazendo um furo na barra. O método de detecção e diagnóstico de barras quebradas através da análise do resíduo de conjugado mostrou ser uma ferramenta sensível e robusta na detecção de barras quebradas. Apesar da análise dos pontos mínimos do resíduo de conjugado permitir localizar a barra quebrada, essa etapa não foi possível ser alcançada com precisão. O método implementado para a determinação da posição do rotor gera erros cumulativos que deslocam a curva de conjugado.

A rigidez da estrutura da bancada dificultou bastante a realização de testes de falhas mecânicas. No entanto, os testes realizados possibilitaram validar a técnica da análise do acompanhamento da amplitude da frequência $f - f_r$ do espectro da corrente, na detecção de falhas mecânicas. Além disso, pôde-se mostrar que a presença de falhas mecânicas não interferem no diagnóstico de curto-circuito e de barra quebrada.

As leituras simultâneas de canais analógicos (tensão e corrente) e do canal digital (velocidade), no sistema de aquisição projetado para a implementação prática, podem provocar problemas de perdas de amostras. Como as componentes de seqüência negativa de tensões e correntes são pequenas para a situação de estator simétrico, esses problemas acarretam variações significativas no valor da impedância de seqüência negativa de referência. Portanto, os dois programas de detecção não foram integrados, pois para a implementação do algoritmo de falhas no estator, não é necessário fazer a aquisição de velocidade.

Detecção de Falhas Mecânicas através de análise de vibrações

"O que o homem deve aprender primeiro não é a espiritualidade, mas a libertação da materialidade; não é tornar-se anjo, mas deixar de ser animal."

autor desconhecido

Neste capítulo, apresentamos uma contribuição ao estudo e caracterização de forças de excitação mecânicas em motores, usando redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte (SVM), treinadas a partir de sinais de vibração experimentais. A metodologia desenvolvida é usada para classificar a excitação para quatro condições: operação normal, desbalanceamento, desalinhamento e folga mecânica. A bancada experimental e os sensores de sinais utilizados estão descritos no apêndice A.

Adotou-se três topologias de redes para a análise dos defeitos de origem mecânica que serão denominados de *rede Max-net*, *rede MLP-global* e *rede PLP*. Os padrões de entrada correspondem às amplitudes da vibração para as frequências de rotação f_r , e os seguintes múltiplos: $2f_r$, $3f_r$ e $4f_r$.

No uso das máquinas de vetores de suporte, bem como das redes neurais artificiais, a definição da arquitetura e de seu treinamento, são etapas que dependem diretamente da quantidade e da qualidade dos dados utilizados. Os dados obtidos através da análise de vibração trazem no espectro, além das informações relacionadas com os defeitos propriamente ditos, ou seja, suas frequências determinísticas, várias outras informações que podem

ser descartadas, inclusive ruídos. Desta forma, Brito (Brito, 2002) idealizou um sistema para selecionar as entradas de dados, a partir da frequência de rotação, frequência de linha e o número de ranhuras do motor. O programa *FiltroSeletivo*, desenvolvido na linguagem C++, separa somente as frequências determinísticas relacionadas com os defeitos estudados. Este filtro é usado neste trabalho para selecionar as quatro frequências desejadas.

A seguir, serão apresentados os resultados das saídas das redes neurais artificiais e das máquinas de vetores de suporte. O objetivo da análise é mostrar os índices de acertos na classificação das falhas, sem a pretensão de apresentar um estudo comparativo de desempenho das ferramentas utilizadas.

8.1 Redes Neurais Artificiais

Nas próximas sub-seções, tem-se os resultados da separação das quatro excitações (sem defeito, desbalanceamento, desalinhamento e folga mecânica) para três topologias diferentes de rede: Max-Net, MLP global e PLP. Para melhorar a capacidade de generalização das redes, foi utilizado o método multi-objetivo para a rede MLP global.

A tabela 8.1 apresenta a quantidade de padrões selecionados para o treinamento e validação da rede para cada defeito e posição do sensor. A escolha dos grupos de treinamento e validação foi aleatória respeitando, aproximadamente, as seguintes dimensões dos conjuntos: 67 % de padrões para treinamento e 33 % para validação. Assim, considerou-se como entrada da rede, para cada frequência determinística ($f_r, 2f_r, 3f_r, 4f_r$), as medições das seis posições do sensor para as quatro situações (sem defeito, desalinhamento, desbalanceamento, folga mecânica), total de 978 padrões de treinamento e 312 padrões de validação.

Tabela 8.1: Dados utilizados para treinamento e validação da rede, para cada defeito. As posições do acelerômetro são identificadas por três letras. A primeira é sempre A de acoplado, a segunda pode ser V de vertical, A de axial ou H de horizontal e a última pode ser V de ventoinha ou A de acoplamento.

Tipos de defeitos		AVV	AAV	AHV	1 AVA	AHA	AHA
Treinamento	Sem Defeito	38	38	38	38	38	38
	Desalinhamento	33	33	33	33	33	33
	Desbalanceamento	60	60	60	60	60	60
	Folga Mecânica	32	32	32	32	32	32
Validação	Sem Defeito	12	12	12	12	12	12
	Desalinhamento	10	10	10	10	10	10
	Desbalanceamento	20	20	20	20	20	20
	Folga Mecânica	10	10	10	10	10	10

8.1.1 Rede Max-Net

A figura 8.1 apresenta a configuração da rede denominada de *Max-Net*. As redes MLP1 a MLP4 foram treinadas para reconhecer respectivamente as seguintes situações: sem defeito, desalinhamento, desbalanceamento e folga mecânica.

A rede MLP1 foi treinada para separar as saídas em duas classes: sem defeito e com defeito. As saídas da rede estão no intervalo de 0 a 1. Saídas próximas de 1 correspondem ao funcionamento da máquina operando nas condições normais, e saídas próximas de 0, indicam defeito mecânico.

A rede MLP2 foi treinada para analisar a situação de desalinhamento. Saídas próximas de 1 correspondem a desalinhamento e próximas de zero às outras situações (sem defeito, desbalanceamento ou folga mecânica).

As redes MLP3 e MLP4 foram treinadas para diagnosticar desbalanceamento e folga mecânica, respectivamente.

Todas as redes foram simuladas usando a rotina `trainlm` do *matlab*. As funções de ativação utilizadas para as camadas foram a sigmoideal e os pesos foram atualizados através do algoritmo de treinamento *backpropagation*.

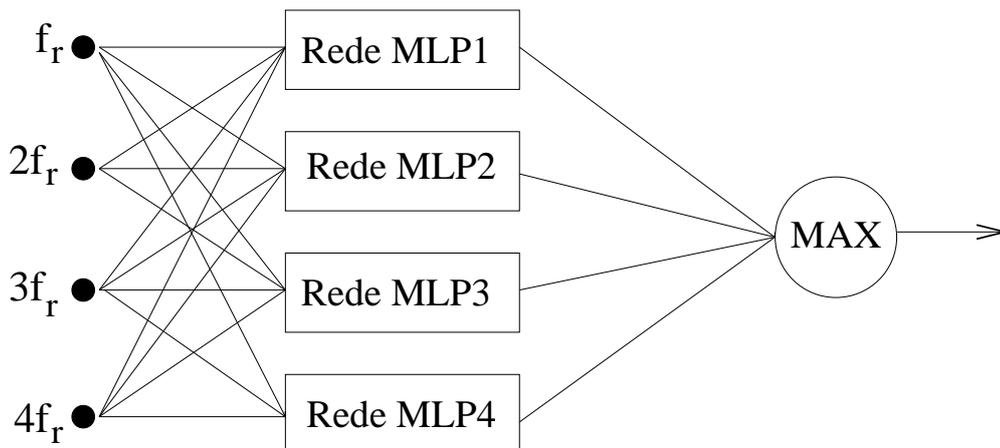


Figura 8.1: Representação da rede Max-Net. As entradas da rede são as frequências de rotação e seus múltiplos: $f_r, 2f_r, 3f_r, 4f_r$.

A tabela 8.2 mostra o número de neurônios na camada escondida para cada rede. Esses valores foram inferidos empiricamente.

Tabela 8.2: Número de neurônios na camada escondida para cada rede neural artificial MLP

Redes	Número de neurônios
MLP1	10
MLP2	10
MLP3	07
MLP4	10

A saída final da rede será o máximo valor entre as redes individuais MLP1, MLP2, MLP3 e MLP4. A tabela 8.3 mostra os resultados individuais de cada rede MLP e a tabela 8.4 a saída final da rede Max-Net, com a taxa de acerto para cada classe de defeito.

Tabela 8.3: Índice de acertos, em percentuais, para cada rede MLP, para as fases de treinamento e validação.

Redes	Treinamento	Validação
Rede MLP1	92,22%	90,38%
Rede MLP2	96,83%	96,15%
Rede MLP3	97,85%	92,62%
Rede MLP4	94,47%	88,78%

Tabela 8.4: Saída final da rede *Max-Net*. Índice de acertos, em percentuais, para cada tipo de defeito, para as fases de treinamento e validação.

	PERCENTUAL DE ACERTOS	
	Treinamento	Validação
Sem Defeito	92,00%	80,55%
Desalinhamento	97,47%	88,33%
Desbalanceamento	97,23%	86,67%
Folga Mecânica	86,53%	75,00%
Total	94,16%	84,86%

8.1.2 Rede MLP Global

A rede MLP-global, figura 8.2, apresenta duas saídas binárias y_1 e y_2 , correspondendo às seguintes situações:

- 00 - sem defeito
- 01 - desalinhamento
- 10 - desbalanceamento
- 11 - folga mecânica

As funções de ativação utilizadas para as duas camadas foram a sigmoideal e os pesos foram atualizados através do algoritmo de treinamento *backpropagation*.

A tabela 8.5 apresenta o percentual de acerto para cada tipo de defeito, considerando como entrada da rede, os sinais das seis posições do acelerômetro. Comparando as tabelas 8.4 e 8.5, observa-se que a rede *MLP-global* teve desempenho pior que a rede *Max-net*.

A fim de reduzir o tempo da aquisição dos sinais, decidiu-se analisar o desempenho da rede *MLP-global* tendo como padrões de entrada os dados de

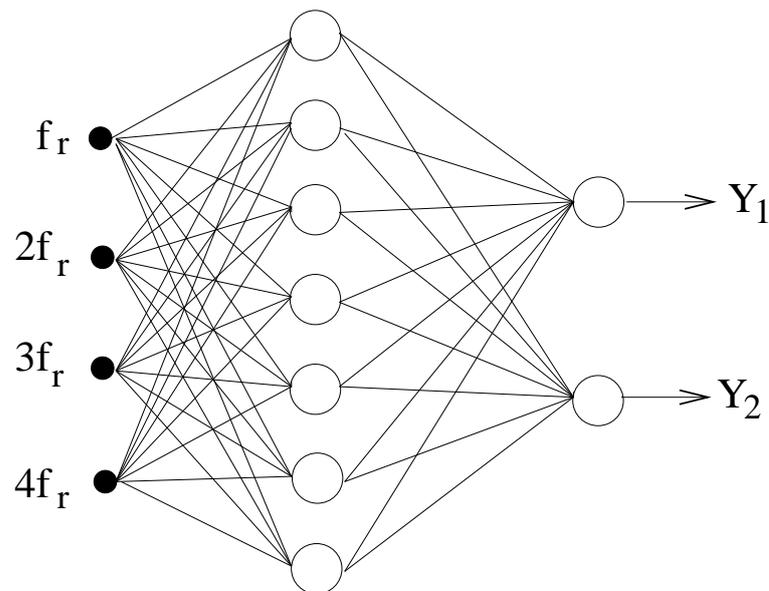


Figura 8.2: Representação da rede *MLP-global*. As saídas binárias y_1 e y_2 caracterizam as seguintes condições : $y_1=0$ e $y_2=0$ - sem defeito, $y_1=0$ e $y_2=1$ - desalinhamento, $y_1=1$ e $y_2=0$ - desbalanceamento e $y_1=1$ e $y_2=1$ - folga mecânica

uma das seis posições do acelerômetro. A tabela 8.6 apresenta os resultados das simulações para os padrões de validação. Os valores apresentados correspondem à quantidade de padrões que a rede classificou incorretamente.

Observa-se que o melhor resultado foi obtido para o sensor na posição P1, que é a posição vertical, onde, de uma forma geral, os níveis de vibração são mais significativos para o caso de falhas mecânicas.

Tabela 8.5: Saída final da rede *MLP-global*. Índice de acertos, em percentuais, para cada tipo de defeito, para as fases de treinamento e validação. Os padrões de entrada da rede correspondem às medições das seis posições do acelerômetro.

	PERCENTUAL DE ACERTOS	
	Treinamento	Validação
Sem Defeito	73,33%	75,00%
Desalinhamento	89,79%	78,33%
Desbalanceamento	96,95%	92,56%
Folga Mecânica	77,20%	75,00%
Total	86,18%	82,37%

8.1.3 Sistema Multiobjetivo

Uma rede bem treinada não só deverá responder adequadamente aos padrões utilizados no processo de treinamento, mas também aos demais que porventura sejam mostrados a ela. A esta resposta coerente a padrões desconhecidos, dá-se o nome de capacidade de generalização de uma rede.

Tabela 8.6: Resultados da rede *MLP-global* para cada posição do sensor. Os números que aparecem na tabela correspondem ao número de padrões que a rede errou. O total apresentado em percentual corresponde ao índice de acerto.

	P1 - AVV	P2 - AAV	P3 - AHV	P4 - AVA	P5 - AAA	P6 - AHA
Sem defeito	2	0	3	2	2	2
Desalinhamento	0	0	2	2	2	1
Desbalanceamento	0	4	0	4	1	0
Folga Mecânica	1	3	4	0	2	2
Total	3	7	9	8	7	5
Total	94 %	86 %	83 %	84 %	86 %	90 %

A etapa de aprendizagem é considerada um processo difícil porque a procura de solução adequada ocorre em um universo de soluções possíveis de grande dimensão. Em um processo de treinamento sempre se busca modelar a função geradora dos dados com base em uma das possíveis realizações para o conjunto de treinamento. À variabilidade de soluções, dados conjuntos de treinamentos diferentes para uma mesma tarefa, dá-se o nome de variância. A variância de soluções deve ser minimizada para se garantir boa capacidade de generalização das redes. Geralmente, estas soluções apresentam superajuste aos dados de treinamento (*overfitting*). Quanto maior a dimensão deste espaço, maiores são as possibilidades de representação de funções no mesmo.

Para resolver o problema da variância excessiva, uma saída seria fazer a redução do espaço de busca das soluções, reduzindo o número de parâmetros da rede e com isto simplificando sua topologia. Entretanto isto pode levar a um outro erro que também prejudica a capacidade de generalização da rede. Este fato é conhecido como polarização. A polarização das soluções se dá quando mesmo para diferentes realizações para o conjunto de treinamento, a solução resultante do processo de treinamento no espaço de dimensão reduzida é praticamente a mesma. São caracterizadas pelo sub-ajuste aos padrões de treinamento (*underfitting*). Logo, a polarização das soluções deve ser também minimizada para se garantir boa capacidade de generalização.

Deve-se ter um ponto de equilíbrio entre estes efeitos, que é conhecido na literatura como dilema entre polarização e variância. Algoritmos de treinamento que utilizam para ajuste dos pesos, apenas o conjunto de treinamento e o erro relacionado a ele, não são sempre capazes de encontrar uma solução com alta capacidade de generalização.

Através da otimização multi-objetivo e da utilização de funções norma do vetor de pesos e erro de treinamento como funções de custo, pode-se gerar soluções de complexidades diferentes e, portanto, com as características desejáveis. Este conjunto de soluções é chamado de conjunto Pareto-ótimo.

Um problema multi-objetivo parte da constatação de que, na existência de múltiplos objetivos, existirão soluções que farão com que todos os objetivos melhorem simultaneamente, implicando na existência de soluções melhores, (Teixeira et al., 2002).

O método multi-objetivo, (Teixeira et al., 2002), realiza o equilíbrio entre a norma dos pesos e o erro do treinamento de redes MLPs garantindo assim a capacidade de generalização do modelo. Uma vez definida uma topologia superdimensionada, o algoritmo gera um conjunto de soluções com normas variadas e erro minimizado para cada valor de norma, selecionando o modelo com a melhor resposta em relação ao conjunto de validação.

A tabela 8.7 mostra os resultados das simulações, para cada posição do sensor, usando o algoritmo multi-objetivo e a rede MLP descrita anteriormente.

Tabela 8.7: Resultados das simulações usando o método multi-objetivo desenvolvido por Teixeira et al. (2002). Os números apresentados correspondem aos padrões errados e a última linha indica o percentual total de acertos.

	P1-AVV		P2-AAV		P3-AHV		P4-AVA		P5-AAA		P6-AHA	
	MLP	OBJ										
S/Def	2	1	0	1	3	2	2	2	2	1	2	0
Desal	0	0	0	0	2	2	2	1	2	1	1	0
Desbal	0	0	4	2	0	0	4	1	1	1	0	0
F.Mec	1	0	3	1	4	1	0	0	2	1	2	2
Total	3	1	7	4	9	5	8	4	7	4	5	2
Total %	94	98	86	92	83	90	84	92	86	92	90	96

Observa-se que os melhores resultados foram obtidos utilizando o algoritmo multi-objetivo. No caso do sensor localizado na posição P1 (AVV), posição vertical no lado da ventoinha, o rendimento da rede utilizando o método multi-objetivo, foi de 98 %.

8.1.4 Rede com camadas paralelas

A rede perceptron com camadas paralelas (PLP) foi proposta por Caminhas (Caminhas et al., 2003) e substitui a entrada original da rede ANFIS por camadas de perceptron em paralelo, conforme figura 8.3. A rede PLP, tem como objetivo principal superar as limitações impostas pela rede ANFIS clássica que é a dificuldade de se trabalhar com um sistema de múltiplas entradas. Isto se deve ao fato da rede ANFIS gerar regras para todas as combinações possíveis de pertinência de cada entrada, o que leva a uma explosão exponencial de operações.

A saída y_t da rede perceptron com camadas paralelas considerando n entradas e m perceptrons por camada é calculada pela expressão:

$$y_t = \beta \left(\left\{ \sum_{j=1}^m [\gamma_k(a_{jt})\phi_j(b_{jt})] \right\} \right) = \beta(\psi_t) \quad (8.1)$$

onde:

$$a_{jt} = \sum_{i=1}^{n+1} p_{ji}x_{it} \quad (8.2)$$

e:

$$b_{jt} = \sum_{i=1}^{n+1} v_{ji}x_{it} \quad (8.3)$$

Tem-se um caso particular da topologia proposta, quando $\gamma(\cdot)$ e $\beta(\cdot)$ são funções identidades. Neste caso a saída da rede é calculada pela equação:

$$y_t = \sum_{j=1}^m [a_{jt}\phi(b_{jt})] = \sum_{j=1}^m [L_{jt}N_{jt}] \quad (8.4)$$

onde:

$$L_{jt} = a_{jt} \text{ e } N_{jt} = \phi(b_{jt})$$

Para esse caso, a superfície de erro em relação a p_{ji} , é um parâmetro linear, uma estrutura quadrática. Assim, pode-se utilizar o estimador de mínimos quadráticos (*LME*) para adaptar os parâmetros lineares da rede, sendo que a convergência para o mínimo local acontece em uma interação.

Portanto, para o treinamento da rede é proposto a utilização do método do gradiente para a atualização dos termos não lineares e a atualização da camada linear com o método dos mínimos quadrados.

A tabela 8.8 mostra os resultados finais das simulações para as seis posições do sensor. Observa-se que a rede apresenta excelente desempenho.

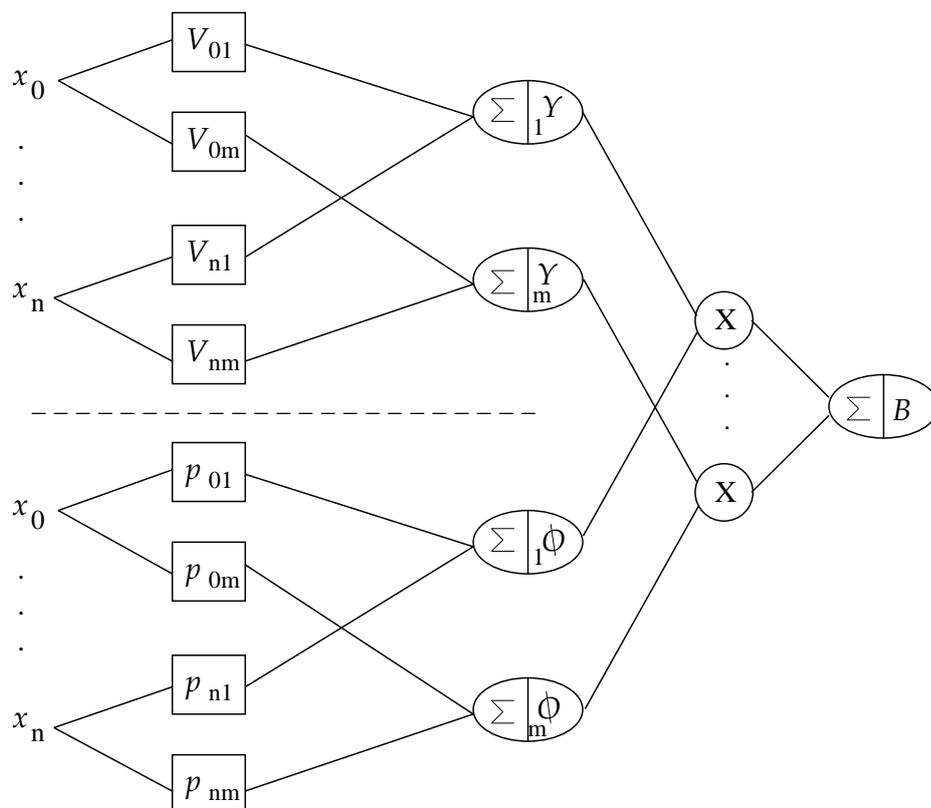


Figura 8.3: Rede com camadas paralelas (PLP).

Tabela 8.8: Resultados da rede *PLP*. Os números apresentam a quantidade de padrões que a rede errou e a última linha o desempenho final, índice de acerto em percentual.

	P1 - AVV	P2 - AAV	P3 - AHV	P4 - AVA	P5 - AAA	P6 - AHA
Sem defeito	0	1	1	2	1	2
Desalinhamento	1	0	1	0	0	1
Desbalanceamento	0	1	0	1	1	0
Folga Mecânica	2	2	4	1	2	3
Total	3	4	6	4	4	6
Total %	94 %	92 %	89 %	92 %	92 %	90 %

8.2 Máquinas de Vetores de Suporte

As máquinas de vetores suporte (*Support Vector Machines* - SVMs) constituem uma técnica embasada na Teoria de Aprendizado Estatístico (Vapnik, 1995) que vem recebendo grande atenção nos últimos anos, (Cristianini e Shawe-Taylor, 2000).

Algumas das principais características das SVMs, que tornam seu uso atrativo são:

- Boa capacidade de generalização;
- Robustez em grandes dimensões;
- Convexidade da função objetivo;
- Teoria bem definida.

Entre as características citadas, o destaque das SVMs está em sua capacidade de generalização.

Para a classificação dos defeitos mecânicos através das SVMs, utilizou-se o software desenvolvido por Schwaighofer (2002), versão 2.51, disponível no endereço eletrônico: <http://www.cis.tugraz.at/igi/aschwaig/software.html>.

As SVMs são utilizadas para classificação dos dados em duas classes distintas. Estas podem ser denominadas positivas e negativas. Como este trabalho envolve a separação em mais de duas classes, foi utilizada a técnica *um-contra-todos*, para o agrupamento das quatro classes. Esta técnica consiste na geração de k SVMs, onde k é o número de classes. Na criação de cada uma dessas máquinas, uma classe é fixada como positiva e as restantes como negativas. Na predição da classe de um padrão x , basta escolher a saída com valor máximo das k SVMs, (Chih-Wei e Chih-Jen, 2002).

A tabela 8.9 mostra os resultados finais das simulações para as seis posições do sensor, utilizando SVMs e a técnica *um-contra-todos*. Observa-se que a rede apresenta excelente desempenho.

Para todos os casos foi utilizado como *kernel* a função *Radial Bases Function* (RBF) com variância entre o intervalo 0,01 a 0,1. Todos os parâmetros de regularização das SVMs são iguais a 100 ($C = 100$). Esses valores foram ajustados empiricamente.

Tabela 8.9: Resultados para classificação utilizando as Máquinas de Vetores Suporte. Os números apresentam a quantidade de padrões que a rede errou e a última linha o desempenho final, índice de acerto em percentual.

	P1 - AVV	P2 - AAV	P3 - AHV	P4 - AVA	P5 - AAA	P6 - AHA
Sem defeito	0	1	1	2	1	1
Desalinhamento	0	2	1	0	0	1
Desbalanceamento	0	0	0	1	0	0
Folga Mecânica	1	2	0	1	2	0
Total	1	5	2	4	3	2
Total %	98 %	90 %	96 %	92 %	94 %	94 %

8.3 Conclusões

As redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte são ferramentas importantes para a detecção de falhas mecânicas em motores de indução.

Foram propostas três estruturas de redes diferentes, denominadas: *Rede Max-Net*, *Rede MLP-global* e *Rede PLP*. Além disso foram empregadas técnicas multiobjetivo para melhorar o desempenho da *Rede MLP-global*. Foram utilizadas também as Máquinas de Vetores Suporte e a técnica *um-contra-todos*, para agrupamento das quatro classes.

Analisando os desempenhos das redes para os sinais de cada posição do acelerômetro, observou-se que a posição que as redes tiveram melhor índice de acerto foi a AVV (vertical, lado do ventilador).

Conclusões

"O que nos faz ser grande é ser como o mar: incansável na sua busca pela onda perfeita até descobrir que a perfeição está na própria busca."

Apresentamos como proposta de trabalho o desenvolvimento de um sistema de detecção de falhas em motores de indução que, a partir de dados coletados por sensores instalados na planta, fornece o diagnóstico elétrico e mecânico da máquina.

Antes da implementação prática, desenvolveram-se modelos matemáticos assimétricos, que consideram assimetrias no motor causadas por curto-circuito entre espiras, barras quebradas e/ou trincadas e falhas mecânicas. Estes modelos possibilitaram a obtenção dos resultados preliminares para o projeto do sistema de diagnóstico. A vantagem em se ter um modelo bem próximo da planta real é que o projeto dos algoritmos pode ser feito via simulação, necessitando apenas de pequenos ajustes na implementação real. Além disso, é possível testar acionamentos de diferentes potências, não ficando limitado aos motores disponíveis nos laboratórios.

Apresentamos no capítulo 3 os modelos para simular curto-circuito entre espiras de uma mesma fase, quebras de barras do rotor e falhas mecânicas. Os modelos são computacionalmente simples e não necessitam do conhecimento de dados de projeto.

A análise das frequências contidas no espectro da corrente é um método normalmente utilizado para a detecção de barras quebradas. Presenças de componentes de frequências $f \pm 2f_s$ é um indicativo de barras quebradas. En-

tretanto, este método só pode ser usado na operação do motor à plena carga, pois, na condição de sub-carga, a frequência de escorregamento f_s é praticamente zero. No capítulo 4, é proposto um método para detecção e localização de barras quebradas que utiliza como padrão de diagnóstico o resíduo de conjugado calculado por dois modelos. A presença de barras quebradas afeta diferentemente os modelos resultando numa diferença de conjugado que é transformada para o espaço do rotor, possibilitando a localização da barra. O método foi testado para diferentes motores e condições de operação. Além disso, as variações paramétricas, ou seja, diferenças entre os parâmetros reais do motor e os do modelo, foram analisadas. Para todas as situações simuladas, o método diagnosticou corretamente a presença ou não de barras quebradas. Outra característica importante do método é a possibilidade de diagnóstico com o motor trabalhando na condição de sub-carga.

Curto-circuito entre espiras é considerado uma falha severa, pois sua evolução é rápida, resultando em curto-circuitos entre bobinas, entre fase-terra e entre fase-fase. Portanto, o sistema de diagnóstico deve detectar falhas iniciais, ou seja, curto-circuito entre espiras de uma mesma bobina. Entretanto, esta não é uma tarefa trivial. Curto-circuito inicial produz impactos pequenos nas características de conjugado, velocidade e correntes do motor. A partir do modelo de falha descrito no capítulo 3, foi possível analisar as diversas características do motor, fonte de alimentação e condições de carga, considerando um percentual pequeno de curto-circuito entre espiras. Foi desenvolvido um método para a separação das componentes de seqüências positiva e negativa das tensões e correntes, o que possibilitou o cálculo das impedâncias positiva e negativa do motor. Após várias simulações, para diferentes condições de operação do motor e desequilíbrios na rede de alimentação, verificou-se que a impedância de seqüência negativa pode ser usada para o diagnóstico de curto-circuito entre espiras. Foram analisados motores de características diferentes. Considerou-se também problemas inerentes do sistema de medição, tais como, componentes contínuas e diferenças de calibração entre os sensores. O método foi robusto para todas as situações simuladas. Estas análises estão presentes no capítulo 5.

Para o diagnóstico de falhas mecânicas, adotou-se como técnica, a análise das componentes de frequência do espectro da corrente. Presenças de componentes de frequências $f \pm f_r$ é indicativo de falhas mecânicas que podem ser: desalinhamento, excentricidade, desbalanceamento, ou folga mecânica. A técnica não consegue diagnosticar o tipo de falha mecânica.

No capítulo 6, tem-se o algoritmo final de diagnóstico do motor, o decisor. Os modelos matemáticos individuais de falhas mecânicas, desequilíbrios na rede de alimentação, curto-circuito entre espiras e barras quebradas foram

integrados. Este modelo geral permitiu a análise da interferência de uma determinada falha no padrão, que é utilizado para o diagnóstico de outra falha. Por exemplo, possibilitou analisar o impacto de falhas mecânicas no cálculo do resíduo de conjugado e na obtenção da impedância negativa. Desta forma, foi possível avaliar a robustez do decisor. Como curto-circuito entre espiras é uma falha severa, exigindo a parada imediata do acionamento, barras quebradas e falhas mecânicas não podem ser diagnosticadas como curto-circuito. Essas últimas, normalmente, podem ser programadas pela equipe de manutenção. Verificou-se, matematicamente e através de resultados de simulações, que o decisor é capaz de distinguir as falhas com alto índice de acerto. Para validação da técnica, foram apresentados os resultados das simulações para mais de 13 000 testes.

No capítulo 7, são apresentados os resultados experimentais dos testes realizados em uma bancada montada no Laboratório de Acionamentos do prédio do CPDEE. A bancada é composta por um motor de indução trifásico, gerador CC, sensores de tensão, corrente e velocidade, placa de aquisição de sinais e microcomputador. O algoritmo de detecção de falhas foi implementado em ambiente *Labview*. Foram levantados os padrões de diagnóstico para o motor na condição considerada sem defeito, ou seja, presença somente de assimetrias inerentes à máquina. Esses padrões são: impedância de componente de seqüência negativa, resíduo de conjugado e amplitude da componente de frequência $f - f_r$, no espectro de corrente. A partir da determinação dos limites dos padrões, foi testado o algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas para condições de curto-circuito entre espiras, barras quebradas e falhas mecânicas. Os resultados experimentais validam a técnica proposta.

A análise da corrente não permite classificar as falhas mecânicas. Desta forma, no capítulo 8 é analisada a eficiência do uso de redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte no diagnóstico de falhas mecânicas. A partir de dados experimentais de vibração, foram testadas várias topologias de redes neurais, incluindo técnicas multi-objetivo, no diagnóstico de falhas mecânicas. Os resultados mostraram que essas técnicas são excelentes ferramentas para o diagnóstico de falhas mecânicas.

Como contribuição desta tese, destacam-se os seguintes pontos principais:

- Desenvolvimento de modelos matemáticos que permitem analisar assimetrias na rede de alimentação, curto-circuito entre espiras e falhas mecânicas;
- Proposta de um algoritmo para a detecção e localização de barras quebradas;
- Proposta de um método para a separação das componentes de seqüên-

cias positiva e negativa de grandezas elétricas;

- Proposta de um algoritmo para a detecção de curto-circuito inicial entre espiras de uma mesma bobina;
- Desenvolvimento de um sistema de diagnóstico geral do motor, que utiliza sinais de sensores normalmente presentes nas plantas;
- Implementação de redes neurais artificiais e máquinas de vetores suporte para o diagnóstico de falhas mecânicas em um motor de indução, através de sinais de vibração.

Apresentadas as conclusões e as considerações finais do trabalho desenvolvido, vislumbram-se alguns trabalhos que podem ampliar o uso da técnica de diagnóstico proposta.

- Desenvolvimento de observadores de velocidade em substituição à medição de velocidade usada para a localização de barras quebradas;
- Utilização do decisor no diagnóstico de acionamentos através de inversores;
- Análise do método para o diagnóstico de falhas em acionamentos em malha fechada.

Após a validação prática do método de diagnóstico proposto, podemos concluir que os objetivos do trabalho foram atingidos. Desenvolveu-se uma técnica que, a partir da análise dos sinais dos sensores, normalmente instalados na planta, é possível fazer o diagnóstico da presença ou não de falhas mecânicas e elétricas.

Os resultados de simulações e experimentais mostraram que a estratégia de detecção e diagnóstico de falhas proposta é uma promissora alternativa para o diagnóstico em tempo real da máquina de indução e, pode se tornar uma ferramenta interessante para a manutenção preditiva da mesma.

Referências

- Almeida, M. T. Análise de vibrações na manutenção preditiva de motores elétricos. Technical report, Fupai, 1996.
- Almeida, M. T. e Góz, R. D. S.; Vibrações em motores elétricos. Technical report, Fupai, 1994.
- Baccarini, L. M. R, Menezes de, B. R., Guimarães, H. N, e Figueiredo, E.S. Sliding mode observer for identification broken rotor bar. In *VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais - INDUSCON*, pages 1 a 6, CD-ROM, Outubro 2004.
- Bell, S. e Sung, J. Will your motor insulation survive a new adjustable-frequency drive? *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 33(5): 1307 – 1311, Sept.-Oct. 1997.
- Bellini, A., Filippetti, F., Franceschini, G., e Tassoni, C. Closed-loop control impact on the diagnosis of induction motors faults. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 36(5):1318–1329, Sept.-Oct. 2000.
- Betta, G., Liguori, C., Paolillo, A., e Pietrosanto, A. A dsp-based fft-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 51 (6):1316 – 1322, Dec. 2002.
- Boqiang, Xu, Heming, Li, e Liling, Sun. Apparent impedance angle based detection of stator winding inter-turn short circuit fault in induction motors. *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the*, 2:1118–1125, Oct 2003.
- Bottura, C. P., Silvino, J. L., e Resende, P. de. A flux observer for induction machines based on a time-variant discrete model. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 29(2):349 – 354, March/April 1993.
- Brito, J. N. *Desenvolvimento de um Sistema Inteligente Híbrido para Diag-*

- nóstico de Falhas em Motores de Indução Trifásicos*. PhD thesis, Faculdade de Engenharia Mecânica. UNICAMP, 2002.
- Brito, J. N., Baccarini, L. M. R., e Pederiva, R. Análisis de vibración y análisis de corriente, herramientas de mantenimiento predictivo aplicadas en la detección de problemas en motores eléctricos. In *IV Congreso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica*, Santiago del Chile, 1999.
- Caminhas, W. M., Takahashi, R. H. C., Peres, P. L. D., e Tavares, H. M. F. Discrete time sliding modes observers for induction motors. In *Control Applications, Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*, pages 314–319, Michigan, 1996.
- Caminhas, W. M., Vieira, D. A. G., e Vasconcelos, J. A. Parallel layer perceptron. *Neurocomputing*, pages 771 – 778, 2003.
- Chih-Wei, Hsu e Chih-Jen, Lin. A comparison of methods for multiclass support vector machines. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 13 (2):415–425, March 2002.
- Cristianini, N e Shawe-Taylor, J. *An Introduction to Support Vector Machines*. U.K.: Cambridge Univ. Press, 2000. available: www.support-vector.net.
- Cunha, C. C. M., Oliveira, P. S., Lyra, R. O. C., e Cardoso, B. J. Filho. Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries. In *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, volume 2, pages 883 – 889, Oct. 2003.
- Dorrell, D. G., Thomson, W. T., e Roach, S. Combined effects of static and dynamic eccentricity on airgap flux waves and the application of current monitoring to detect dynamic eccentricity in 3-phase induction motors. In *Electrical Machines and Drives, 1995. Seventh International Conference on*, pages 151–155, 1995.
- Filippetti, F., Franceschini, G., Tassoni, C., e Vas, P. Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using ai techniques. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 47(5):994–1004, Oct. 2000.
- Finley, W. R., Howdowanec, M. M., e Holter, W. G. Diagnosing motor vibration problems. In *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2000. Conference Record of 2000 Annual*, pages 165–180, June 2000.
- Gouvea, M. Rosa de. *Controle neurofuzzy do motor de indução com estimadores de parâmetros e fluxo de estator*. PhD thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2005.

- Henao, H., Demian, C., e Capolino, G. A. A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(5):1272 – 1279, Sept.-Oct. 2003.
- Kennedy, G. e Davis, B. *Electronic Communication Systems*. McGraw Hill, 4th edition, 1992.
- Kliman, G. B., Premerlani, R.A., W. J. and Koegl, e Hoeweler, D. A new approach to on-line turn fault detection in ac motors. In *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, volume 1, pages 687–693, Oct 1996.
- Kral, C., Habetler, T. G., e Harley, R. G. Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(4): 1101–1106, July-Aug. 2004.
- Kral, C., Wieser, R.S., Pirker, F., e Schagginger, M. Sequences of field-oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines-the vienna monitoring method. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 47(5):1042–1050, Oct 2000.
- Lamim Filho, P. C. M. Acompanhamento preditivo de motores de indução trifásicos através da análise de fluxo magnético. Master's thesis, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2003.
- Luo, Y., X. and Liao, Toliyat, H., El-Antably, A., e Lipo, T. A. Multiple coupled circuit modeling of induction machines. In *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, volume 1, pages 203–210, Oct. 1993.
- Mirshawka, V. *Manutenção Preditiva em Instalações Industriais*. São Paulo, edgard blügher ltda edition, 1995.
- Obaid, R. R. e Habetler, T.G. Current-based algorithm for mechanical fault detection in induction motors with arbitrary load conditions. In *Industry Applications Conference, 38th IAS Annual Meeting*, volume 2, pages 1347–1351, Oct 2003.
- Schwaighofer,. Svm toolbox for matlab - versão 2.51, January 2002. <http://www.cis.tugraz.at/igi/aschwaig/software.html>.
- Sottile, J., Trutt, F. C., e Kohler, J. L. Experimental investigation of on-line methods for incipient fault detection in induction motors. In

- Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, volume 4, pages 2682–2687, 8-12 Oct 2000.
- Takahashi, P. L. D., R. H. C. and Peres. Unknown input observers for uncertain systems: a unifying approach and enhancements. In *Decision and Control, 1996., Proceedings of the 35th IEEE*, volume 2, pages 1483 – 1488, Dec. 1996.
- Tallam, R. M., Habetler, T. G., e Harley, R. G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 38(3):632 – 637, May-June 2002.
- Tallam, R. M., Lee, S. B, Stone, G., Kliman, G. B., Yoo, J, Habetler, T. G., e Harley, R. G. A survey of methods for detection of stator related faults in induction machines. In *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, pages 35–46, Aug 2003.
- Taylor, J.I. *The Vibration Analysis Handbook*. Vibration Consultants, 1th edition, 1994.
- Teixeira, R. A., Braga, A. P., Takahashi, R. H. C., e Saldanha, R. R. Decisor implementation in neural model selection by multiobjective optimization. In *Neural Networks, 2002. SBRN 2002. Proceedings. VII Brazilian Symposium on*, pages 234–239, Recife, Nov. 2002.
- Tenhunen, A., Benedetti, T., Holopainen, T.P., e Arkkio, A. Electromagnetic forces in cage induction motors with rotor eccentricity. In *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, pages 1616 – 1622, 2003.
- Thomson, W. T. On-line mcsa to diagnose shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure. In *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, pages 891–898, 2001.
- Thomson, W. T. e Fenger, M. Current signature analysis to detect induction motor faults. *Industry Applications Magazine, IEEE*, 7(4):26–34, July-Aug. 2001.
- Vapnik, V.N. *The Nature of Statistical Learning Theory*. New York: Springer-Verlag, 1995.
- Wang, J., McInerny, S., e Haskew, T. Insulation fault detection in a pwm controlled induction motor-experimental design and preliminary results. In *Harmonics and Quality of Power, 2000. Proceedings. Ninth International Conference on*, volume 2, pages 487–492, Oct. 2000.

- Warren, V e Stone, G. Recent developments in diagnostic testing of stator windings. *Electrical Insulation Magazine, IEEE*, 14(5):16–21, Sept-Oct 1998.
- Wieser, R. S., Kral, C., Pirker, F., e Schagginger, M. Robust induction machine cage monitoring technique for highly distorted voltage and current waveforms, the vienna method. In *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, pages 194–199, Sept. 21-29 1998a.
- Wieser, R. S., Schagginger, M., Kral, C., e Pirker, F. The integration of machine fault detection into an indirect field oriented induction machine drive control scheme-the vienna monitoring method. In *Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE*, volume 2, pages 278–285, Oct. 1998b.
- Williamson, S. e Healey, R. C. Space vector representation of advanced motor models for vector controlled induction motors. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 143(1):69–77, 1996.
- Williamson, S e Mirzoian, P. Analysis of cage induction motor with stator winding faults. In *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, volume 104, pages 1832–1842, July 1985.
- Ye, Zhongming, Wu, Bin, e Sadeghian, A. Current signature analysis of induction motor mechanical faults by wavelet packet decomposition. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 50(6):1217 – 1228, Dec. 2003.

Bancada de Teste para Análise de Vibração

A partir da bancada experimental mostrada na figura A.1, montada no Laboratório de Conservação de Energia da UFSJ - Universidade Federal de São João del Rei, estudou-se as seguintes situações: operação normal, desbalanceamento com 21 g, desbalanceamento com 35.1 g, desalinhamento, folga mecânica, desequilíbrio de fase, *single-phasing* e barras quebradas.

Para aquisição dos sinais usou-se o equipamento UltraSpec 8000 [1], fabricado pela CSI - Computational Systems Incorporated, ferramenta do programa de Manutenção Baseada em Confiabilidade. Este equipamento é um coletor e analisador de sinais que digitaliza e memoriza as informações nele contidas.

Essas informações podem ser analisadas diretamente no próprio equipamento ou então transferidas para o computador [2] através do software de apoio UltraManager. Nesta opção, tem-se um ambiente mais confortável de trabalho, permitindo análises detalhadas, geração de relatórios técnicos e montagem dos bancos de dados.

Os sinais de vibração foram obtidos utilizando-se um acelerômetro [3], A0720GP, SN6714, com sensibilidade de 0.1000 mV. Usou-se uma janela de Hanning com 3200 linhas e 10 médias, para uma faixa de frequência de 0 a 400 Hz. As amplitudes foram medidas em velocidade (mm/s).

Os sinais foram aquisitados com o acelerômetro colocado alternadamente nas posições vertical, horizontal e axial, tanto do lado do ventilador quanto do

lado do acoplamento do motor. Nos gráficos, estas posições serão identificadas por três letras. A primeira será sempre A de acoplado, a segunda poderá ser V de vertical; A de axial ou H de horizontal e a última poderá ser V de ventoinha ou A de acoplamento.

Os defeitos foram introduzidos num motor de indução trifásico [4], fabricado pela WEG (FH 88747), rotor do tipo gaiola, 5 CV, 220 Volts, 60 Hz, 1730 rpm, 4 pólos, categoria N, 44 barras no estator, 36 ranhuras no estator, rolamento SKF 6205-2Z, ID-1, carcaça 100L, classe de isolamento B, FS 1,15, I_p/I_n 7,5, IP 55, 13,8 A, cedido pela WEG Motores.

Uma máquina CC [5], alimentando um banco de resistência [6] é utilizada como sistema de carga e está acoplada ao motor elétrico através de um acoplamento flexível [7], cedido pela Flender do Brasil Ltda.



Figura A.1: Bancada de teste, sendo: 1. equipamento UltraSpec 8000, fabricado pela CSI; 2. computador; 3. acelerômetro A0720GP; 4. motor de indução; 5. máquina CC; 6. banco de resistência; 7. acoplamento; 8. painel de controle da máquina CC.

Usou-se também uma monitoração paralela através de um voltímetro de precisão ENGRO, modelo 600; alicate digital DAWER, modelo CM-600 e tacômetro Ophth Tako. O objetivo dessa monitoração é garantir o funcionamento do motor em teste com carga nominal, possibilitando que os defeitos introduzidos tornem-se mais perceptíveis nos espectros.

O motor com carga nominal simula a condição real de funcionamento. Através das leituras do voltímetro tem-se a informação dos níveis de tensão nas três fases de alimentação do motor. Aplicou-se a carga no motor através

do ajuste da corrente de campo do gerador CC. No painel de controle do gerador CC [8] também é possível monitorar a corrente de armadura e tensão de armadura.

Através de *firmwares* específicos disponíveis no UltraSpec 8000, fez-se o balanceamento e alinhamento a laser da bancada de teste, verificando-se também possíveis folgas mecânicas (base frouxa do motor). Com isso pode-se obter os espectros de vibração para a condição considerada sem defeito (amplitudes de até $0,5 \text{ mm/s}$ na frequência de rotação).

De todas as excitações introduzidas no motor elétrico, barras quebradas foi a mais complexa e trabalhosa. O rompimento progressivo de 2, 3, 5 e 7 barras do rotor foram feitos através de brocas de diâmetros variando entre 1.2 e 5 mm .

Matriz de Transformação de grandezas abc para dq

As variáveis f_{qr} e f_{dr} que representam as grandezas do rotor referidas aos eixos dq fixos no rotor, podem ser obtidas pelas expressões:

$$f_{qr} = \frac{2}{3} \left[f_{ar} \cos \theta_r + f_{br} \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cr} \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (\text{B.1})$$

$$f_{dr} = \frac{2}{3} \left[f_{ar} \sin \theta_r + f_{br} \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cr} \sin \left(\theta_r - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (\text{B.2})$$

A seguir será feito o estudo da máquina de indução de rotor gaiola de 2 pólos e n barras no rotor. Assim, as barras estão defasadas entre si, no espaço, de $2\pi/n$ radianos. As decomposições das grandezas de cada barra no eixos dq geram as componentes f_d e f_q , conforme sistema de equações abaixo:

$$[Fdq] = [Tdq][Fn] \quad (\text{B.3})$$

ou seja:

$$\begin{bmatrix} f_{qr} \\ f_{dr} \end{bmatrix} = \frac{n-1}{n} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \sin \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

Como os vetores $\begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \end{bmatrix}$
e $\begin{bmatrix} \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \dots & \sin \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \end{bmatrix}$ são linearmente independentes, o posto de $[T_{dq}] = 2$.

O espaço nulo de T_{dq} tem dimensão (n-2). Este espaço pode ser definido por (n-2) vetores linearmente independentes. Assim:

$$[T_{dq}][Z] = 0 \quad (\text{B.5})$$

onde $[Z]$ é um vetor não nulo.

Inicialmente serão feitas análises para sistemas trifásicos e pentafásicos. Depois será apresentada a generalização para n fases, que é o caso do estudo do rotor gaiola da máquina de indução.

1. Sistemas Trifásicos

Fazendo $\theta = 0$, vem:

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = 0$$

Assim:

$$\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = z_3 \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

e:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} z_3$$

Fazendo as multiplicações das matrizes vem:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = z_3 \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Conclui-se que, para sistemas trifásicos, $z_1 = z_2 = z_3$. Uma das soluções

possíveis é $z_3 = 1$, neste caso tem-se o sistema completo trifásico:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}$$

2. Sistemas Pentafásicos

Para $n = 5$ tem-se o estudo a seguir:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.309 & -0.809 & -0.809 & 0.309 \\ 0 & -0.951 & -0.588 & 0.588 & 0.951 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} = 0$$

Assim:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0.309 \\ 0 & -0.951 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.809 & 0.809 & -0.309 \\ 0.588 & -0.588 & -0.951 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.618 & -0.618 \\ -0.618 & -0.618 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix}$$

Para obter a matriz quadrada completa do sistema, os parâmetros z_3 , z_4 e z_5 serão escolhidos da seguinte maneira:

a) $z_3 = 1$ e $z_4 = z_5 = 0$:

Neste caso,

$$\begin{aligned} z_{31} &= 1 \\ z_{32} &= -0.618 \end{aligned}$$

b) $z_4 = 1$ e $z_3 = z_5 = 0$:

Assim,

$$z_{41} = 0.618$$

$$z_{42} = -0.618$$

c) $z_5 = 1$ e $z_3 = z_4 = 0$:

Assim,

$$z_{51} = -0.618$$

$$z_{52} = 1$$

O sistema de transformação pentafásico completo pode ser definido da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} fd \\ fq \\ fo_1 \\ fo_2 \\ fo_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.309 & -0.809 & -0.809 & 0.309 \\ 0 & -0.951 & -0.588 & 0.588 & 0.951 \\ 1 & -0.618 & 1 & 0 & 0 \\ 0.618 & -0.618 & 0 & 1 & 0 \\ -0.618 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix}$$

3. Sistemas de n fases

A matriz de transformação para a máquina com “n” barras pode ser obtida por um algoritmo de fácil implementação, sem necessidade do conhecimento dos valores das resistências e das indutâncias de cada barra. As duas primeiras linhas correspondem às componentes dq e as outras linhas às componentes de sequência zero. O espaço de T_{dq} , compreendido entre as linhas de $a_{i,3}$ a $a_{i,n}$ e as colunas $a_{j,3}$ a $a_{j,n}$ é preenchido com a matriz identidade. Os valores de $z_{3,1}$ e $z_{3,2} \dots z_{n,1}$ e $z_{3,2}$ são calculados conforme exemplos anteriores. Desta forma, para o cálculo das correntes nas malhas do rotor será adotada a seguinte matriz de transformação.

$$T_{dq} = \frac{n-1}{n} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{n} \right) & \cos \left(\theta - \frac{6\pi}{n} \right) & \dots & \cos \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \\ \text{sen } \theta & \text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{n} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{4\pi}{n} \right) & \text{sen} \left(\theta - \frac{6\pi}{n} \right) & \dots & \text{sen} \left(\theta - \left(\frac{n-1}{n} \right) 2\pi \right) \\ z_{31} & z_{32} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ z_{41} & z_{42} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & & \vdots & & & \\ z_{n1} & z_{n2} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Causas Típicas de Falhas em Enrolamentos de Motores

Será apresentada a seguir fotografias que representam os tipos mais comuns de falhas ocorridas nos enrolamentos do estator de motores de indução trifásicos. Essas fotos foram obtidas através do endereço eletrônico: <http://www.mpcservice.com.br/paginas/artigo02.htm>

Na figura C.1 tem-se a foto do estator sem defeito. A falhas nos enrolamentos do estator são provenientes de:

- Fase Danificada devido a falta de fase e desequilíbrio de tensão, figura C.2 e C.3

A deterioração térmica da isolação em uma fase do enrolamento do estator pode ser resultado do desequilíbrio de tensão entre fases, ou falta de fase. A falha em uma única fase de um enrolamento é o resultado da interrupção de uma fase de alimentação do motor. O desequilíbrio de tensão pode ser provocado por cargas desbalanceadas conectadas à fonte de alimentação do motor.

- Curto-circuito entre espiras, figura C.4
- Curto-circuito entre bobinas, figura C.5

- Curto-circuito entre fases, figura C.6
- Bobina em curto para massa na saída da ranhura, figuras C.7 e C.8
- Bobina em curto para massa no interior da ranhura, figura C.9
- Curto-circuito nas interligações, figura C.10

Os curto-circuitos entre espiras, bobinas, fases e os curto-circuitos para massa são tipicamente causados por contaminação do enrolamento, abrasão, vibração ou surtos de tensão. Esses fatores podem ser agravados por falhas ou ineficiência do processo de impregnação, incluindo a utilização de condutores e verniz ou resina de má qualidade, mal preservadas, ou incompatíveis com a classe térmica e tensão do equipamento, além do processo inadequado de cura.

- Enrolamento danificado por sobrecarga, figura C.11

A deterioração térmica da isolação em todas as fases do enrolamento do estator é tipicamente causada por exigência de carga superior à capacidade nominal do motor.

- Defeito causado pelo travamento do rotor, figura C.12

Deterioração térmica severa em todas as fases do enrolamento normalmente é causada por correntes muito elevadas no enrolamento do estator devido à condição de travamento ou bloqueio do rotor. Esta falha também pode ocorrer devido ao número excessivo de partidas ou reversões, incompatíveis com o regime para o qual o motor foi projetado.



Figura C.1: Enrolamento em boas condições



Figura C.2: Falta de fase

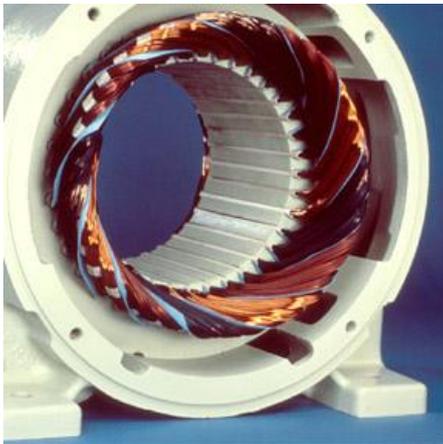


Figura C.3: Desequilíbrio entre fases



Figura C.4: Curto-circuito entre espiras

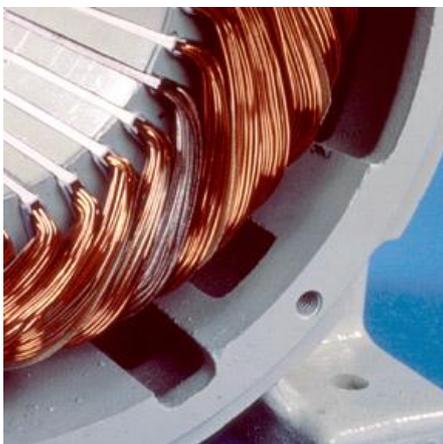


Figura C.5: Curto-circuito entre bobinas

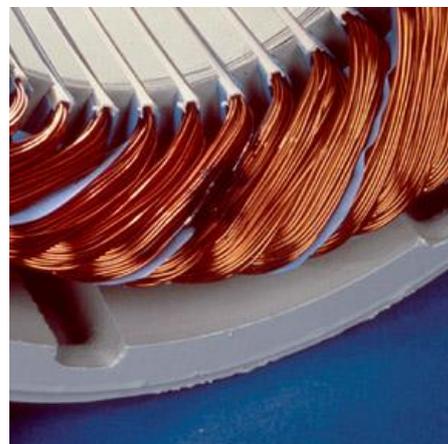


Figura C.6: Curto-circuito entre fases



Figura C.7: Bobina em curto-circuito para massa na saída da ranhura



Figura C.8: Bobina em curto para massa na saída da ranhura



Figura C.9: Bobina em curto-circuito para massa no interior da ranhura

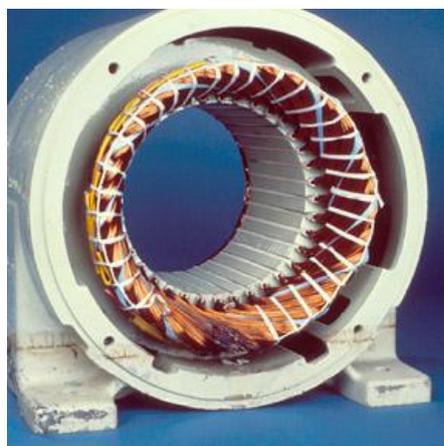


Figura C.10: Curto-circuito nas interligações

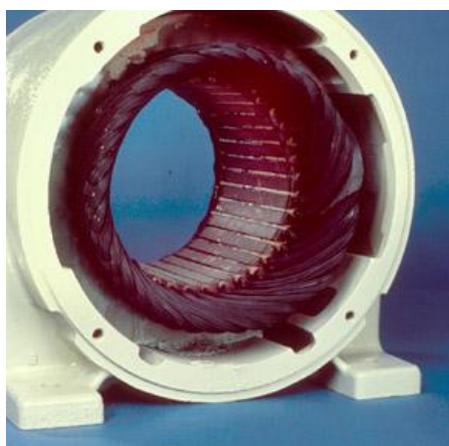


Figura C.11: Enrolamento danificado por sobrecarga

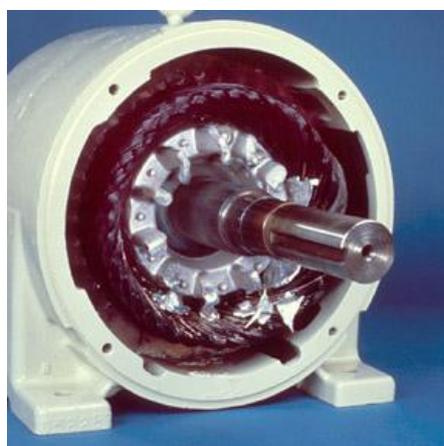


Figura C.12: Defeito causado pelo travamento do rotor

Descrição das Rotinas do LabView do Algoritmo Implementado

Para a implementação do algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas foi usado o programa *LabView*, que utiliza programação baseada em blocos. As rotinas em *LabView* são denominadas *VI*s (Instrumentos Virtuais). Cada *VI* é composto por três partes principais a saber:

- painel frontal;
- diagrama de blocos;
- ligador de ícones.

O painel frontal é a interface com o usuário que permite introduzir e/ou fixar valores no sistema e depois verificar os seus efeitos no diagrama.

O diagrama de blocos pode ser definido como o código fonte e é construído usando linguagem gráfica.

Utiliza-se o ligador de ícones para transformar um *VI* em objeto de outro *VI* (sub-*VI*), que pode ser utilizada como uma sub-rotina. O ícone inserido graficamente representa o *VI*, de escala inferior, ao qual foi atribuído ao diagrama de blocos do *VI* principal ou superior.

Para a implementação do algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas, foram elaborados dois programas: *Teste de Barra Quebrada e Falhas Mecânicas* e *Teste de Curto-Circuito Entre Espiras*. Devido a problemas na aquisição, estes dois programas não puderam ser integrados.

Na figura D.1 tem-se o diagrama que representa a hierarquia do VI do programa que faz a detecção e diagnóstico de barras quebradas e falhas mecânicas. As sub-rotinas que fazem parte do programa de diagnóstico de curto-circuito entre espiras estão representadas na figura D.2. Desta forma, é possível obter uma visão geral de todas as sub-rotinas dos programas.

No painel frontal da sub-rotina *SET DAQ* é possível ajustar a frequência de amostragem da aquisição, tempo de aquisição, ganho dos sensores e o instante inicial de posição zero. O diagrama de blocos desse VI, que configura a aquisição, está representado na figura D.3.

Nas figuras D.4 e D.5 estão os diagramas em bloco dos dois programas de detecção implementados: *Teste de Curto-Circuito Entre Espiras* e *Teste de Barra Quebrada e Falhas Mecânicas*.

As transformações de correntes de linha para valores de fase e a obtenção da posição pela integral da velocidade, é feita no *READ DAQ*.

As equações para a transformação das variáveis *ABC* para *dq* estão implementadas na sub-rotina *ABC-DQ*, conforme figura D.6.

Os cálculos do conjugado obtido pelo modelo discreto e pelo observador em modos deslizantes são executados na sub-rotina *Torque OMD - Discreto*. O diagrama de blocos é apresentado na figura D.7.

O padrão utilizado para a detecção de falhas mecânicas é a componente de frequência $f - f_r$ no espectro de corrente. Portanto, na sub-rotina *Falha Mecânica* é implementada a função para o cálculo da *FFT* da corrente. Assim, a componente de falha é extraída, e a mensagem de presença ou não de falhas mecânicas aparece na tela do microcomputador.

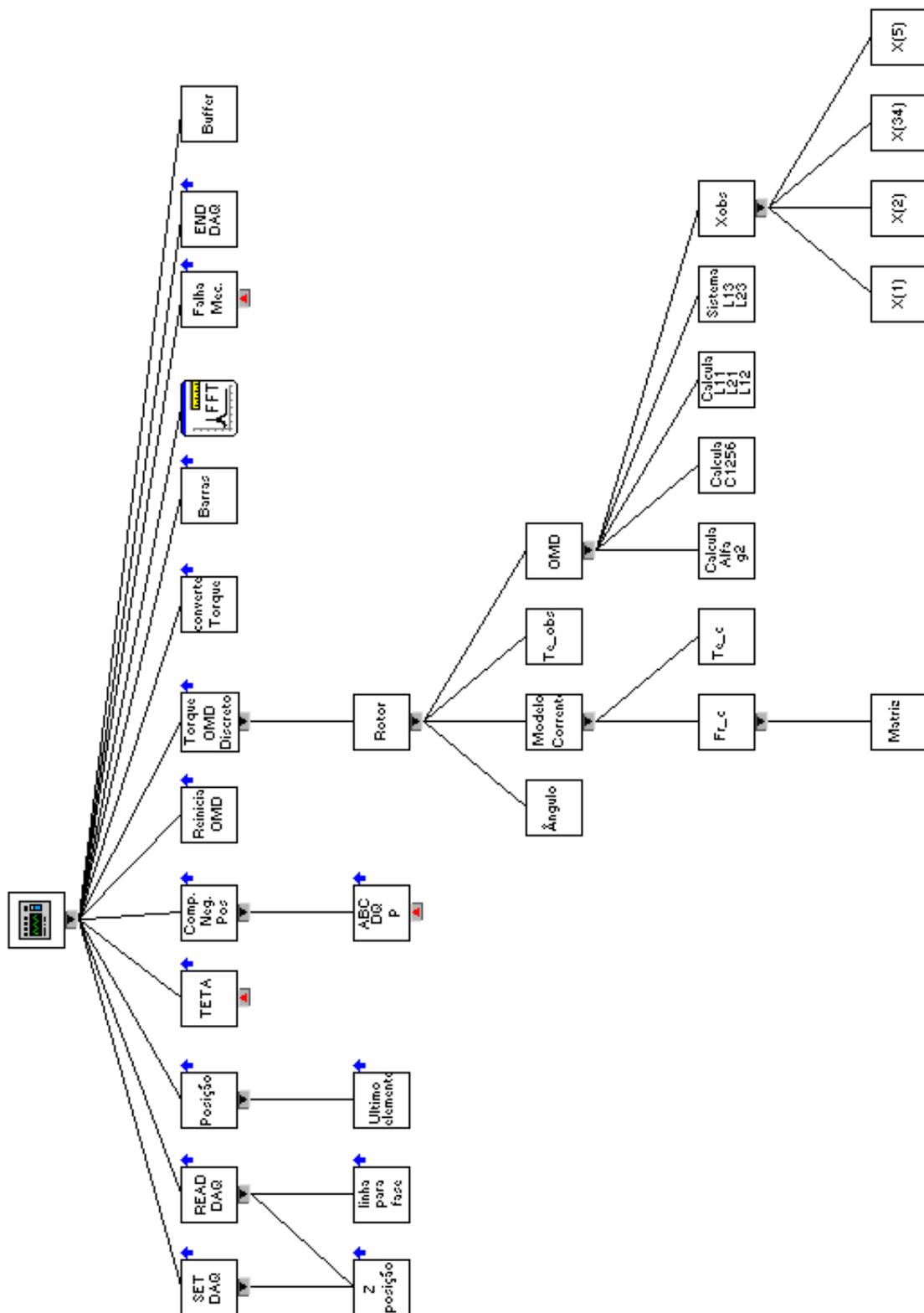


Figura D.1: Diagrama de blocos das sub-rotinas do programa *Teste de Barra Quebrada e Falhas Mecânicas*.

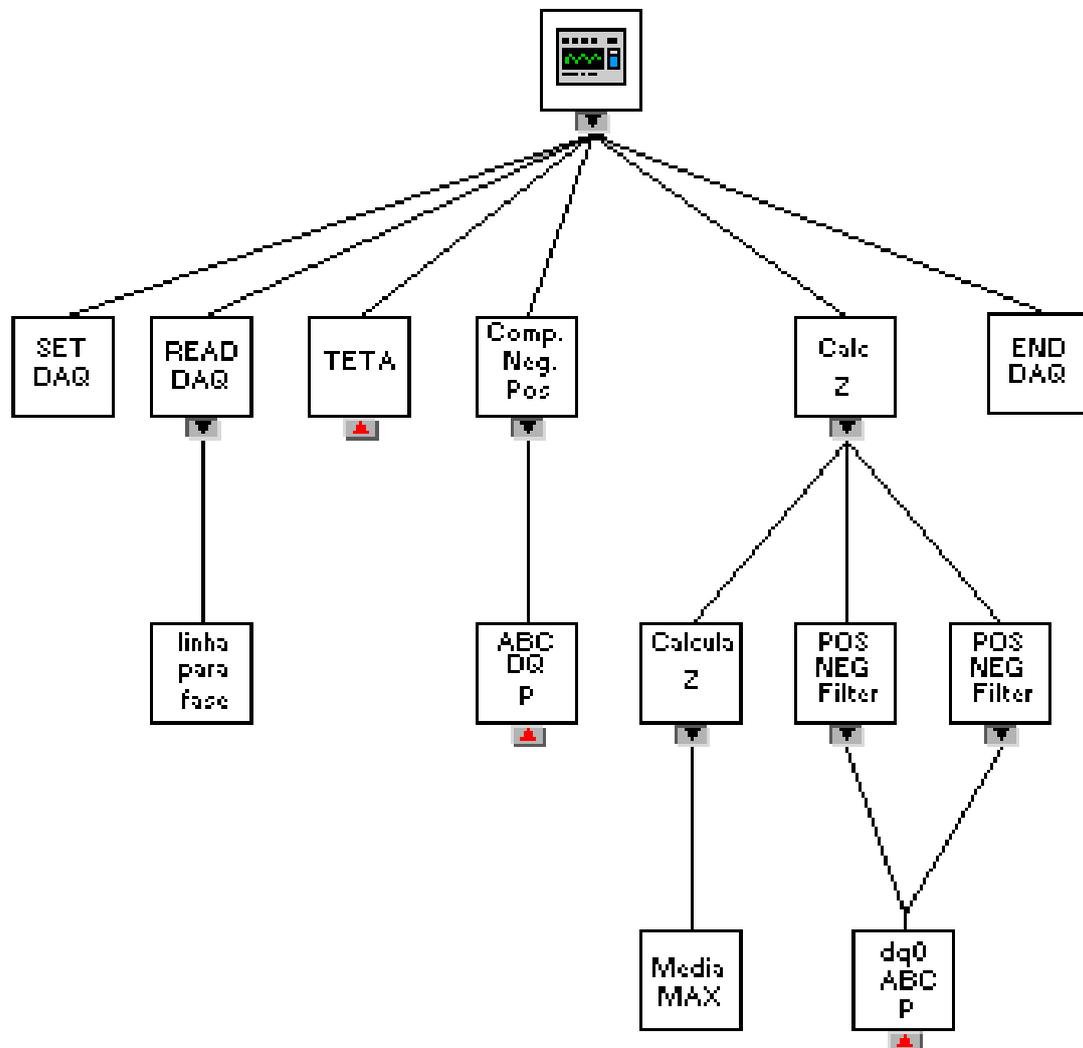


Figura D.2: Diagrama de blocos das sub-rotinas do programa *Teste de Curto-Circuito Entre Espiras*.

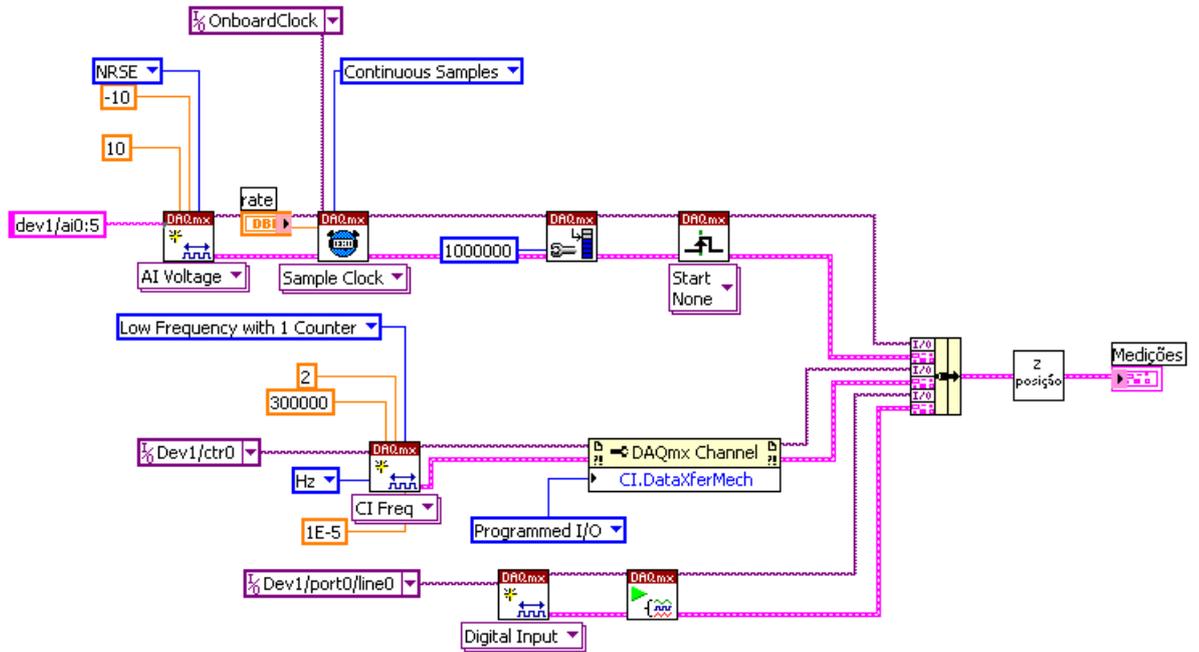


Figura D.3: Código do VI que configura aquisição dos canais de tensão, corrente e velocidade.

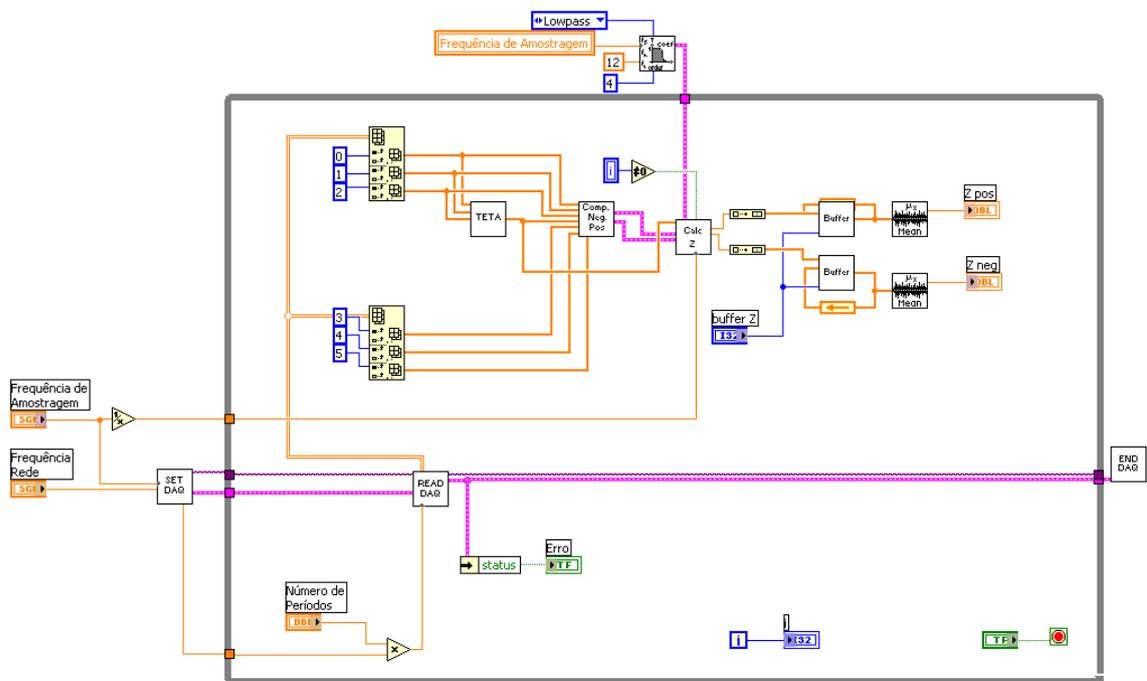


Figura D.4: Diagrama de blocos do programa *Teste de Curto-Circuito Entre Espiras*.

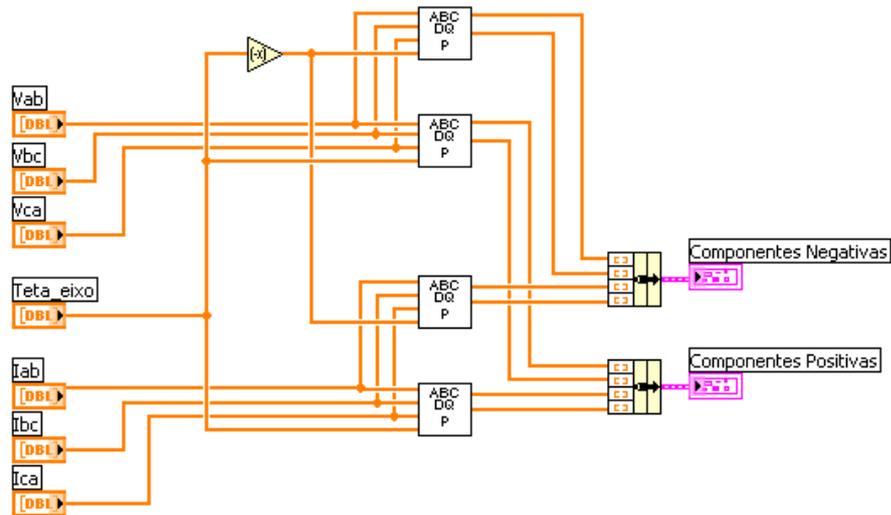


Figura D.6: Código do VI que calcula as componentes de eixo dq .

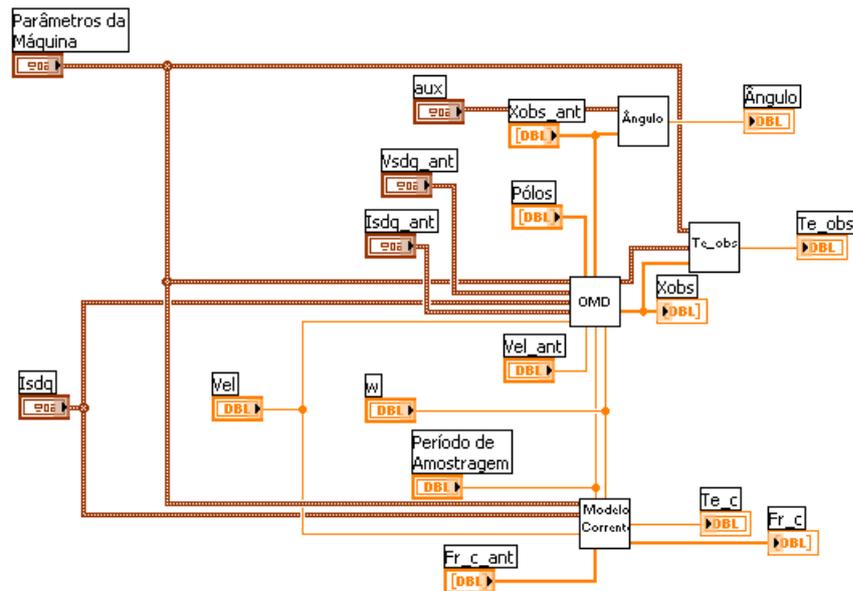


Figura D.7: Código do VI que calcula os conjugados do modelo discreto e do observador em Modos Deslizantes.

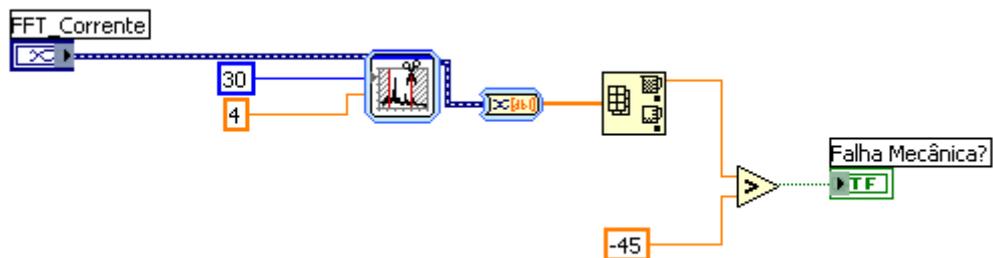


Figura D.8: Código do VI que extrai o padrão de diagnóstico de falha mecânica.