

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Modelagem de Quebra de Barras e de Curto-Circuito entre Espiras em Motores de Indução

Patryckson Marinho Santos

Trabalho de Dissertação submetida à Coordenação dos cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Processamento da Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr.Sc.

Campina Grande

©Patryckson Marinho Santos, Fevereiro de 2006

S237m

Santos, Patryckson Marinho

Modelagem de quebra de barras e de curto-circuito entre espiras em motores de inducao / Patryckson Marinho Santos.
- Campina Grande, 2006.

114 f. : il.

Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica) -
Universidade Federal da Paraiba, Centro de Engenharia
Eletrica e Informatica.

1. Motores de Inducao - 2. Motores de Inducao - 3.
Motores de Inducao - 4. Inducao 5. Motores de Inducao - 6.
Dissertacao I. Jacobina, Cursino Brandao, Dr. II. Correa,
Mauricio Beltrao Rossiter, Dr. III. Universidade Federal de
Campina Grande - Campina Grande (PB) IV. Título

CDU 621.313.333(043)

Modelagem de Quebra de Barras e de Curto-Circuito entre Espiras em Motores de Indução

Patryckson Marinho Santos

Trabalho de Dissertação julgado como adequado a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento da Energia, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande

Banca Examinadora:

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing., UFCG
Orientador

Maurício Beltrão de R. Côrrea, Dr.Sc, UFCG
Orientador

Francisco de Assis Santos Neves, Dr., UFPE
Componente da Banca

Edison Roberto C. da Silva, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE
FEVEREIRO DE 2006

Este trabalho é dedicado a Deus e meus pais: Ronaldson e Lucileila.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo dom da vida plena, sem o qual nada mais teria sentido e por tudo que Ele tem permitido que se realize. Ele é o verdadeiro Mestre dos Mestres. Sou eternamente grato às pessoas que me ensinaram os verdadeiros valores da vida, dentre todas elas duas em especial: Meu pai, Ronaldson dos Santos Castro e minha mãe, Lucileila da Silva Marinho Santos. Agradeço a minha querida irmã: Gwinity Marinho Santos, com suas diferenças como ser humano, complementa a mim e eu a ela em laços de puro amor. A minha namorada, Darliane Silva Araújo, pela participação integral nos momentos de desfrute e dificuldade e ainda pelo entendimento e apoio nos instantes cruciais dessa jornada. Agradeço aos meus avós maternos: Mãe Tereza, e Pai Capitão pela ajuda contínua e dedicada de verdadeiros pais, a avó paterna: Vó Maritite, por suas orações e depósitos de confiança em minha pessoa, e ao avô paterno: Vô Nadico. A minha madrinha querida: Sebastiana, que sempre me ajudou com suas orações e lições de vida e meu padrinho, Leonaldson, que sempre que necessário esteve disponível a me ajudar. A todos os tios, tias, primos e primas que fizeram parte dessa caminhada. Agradeço aos professores Luíz Antônio, Edgar Roosevelt, Edison Roberto, Alexandre Cunha, Antônio Marcus, Talvanes de Oliveira, e em especial aos Professores Maurício Corrêa e Cursino Jacobina pela capacidade de transformar a expressão "orientador" em sinônimo de apoio, amizade, tranquilidade e paciência constantes. A Ângela que sempre mostrando-se amiga. Agradeço aos amigos do LEIAM e LIEC, em especial a Welflen, Euzeli, Isaac, Reginaldo, Osglay, Eisenhower, Alberto, Rafael, Wellington, Darlan, Clayton, Antônio e Aluísio pela ajuda inestimável em todos os momentos, aos técnicos e alunos de iniciação científica: Fabrício e Tâmisia; Glauber e Montiê. Agradeço ao CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo apoio financeiro.

RESUMO

A ampla utilização dos motores de indução trifásicos com rotor gaiola de esquilo têm motivado o crescente estudo de sistemas que visam diminuir as possibilidades de paradas abruptas destes motores, evitando-se gastos com a reposição dos mesmos, assim como a diminuição do tempo de parada dos processos a ele acoplados. Falhas nas partes que o integram são as principais responsáveis por tais paradas. Quebra de barras rotóricas e curto-circuito entre espiras dos enrolamentos estatóricas são exemplos de falhas possíveis de ocorrer nos motores de indução, representando quase a metade do universo de falhas que ocorrem nesses motores. Estresses térmicos, elétricos, mecânicos e os causados pelo ambiente ao qual o motor é submetido são as principais causas da aparição desses tipos de falhas. A necessidade de detectar essas falhas em um estágio inicial justifica o desenvolvimento de métodos de monitoramento. Dessa forma, a modelagem analítica dos motores de indução sob quebra de barras rotóricas e sob curto-circuito entre espiras estatóricas torna-se uma ferramenta base no desenvolvimento de tais sistemas. Logo, são estudados cinco modelos de representação da máquina sob quebra de barras e dois de curto-circuito entre espiras estatóricas. A representatividade e a complexidade desses modelos são avaliadas.

Palavras-chave: Motores de Indução, Quebra de Barras, Curto-circuito entre Espiras Estatóricas.

ABSTRACT

The wide use of the three-phase induction motors with squirrel cage rotor has been motivating the crescent study of systems that seek to reduce the possibilities of abrupt stops of these motors, being avoided expenses with the replacement of the same ones, as well as the decrease plant's downtime. Flaws in the parts that build it is the main ones responsible for the stops of the same ones. Broken rotor bars and stator inter-turn short circuit are examples of flaws that happens in the induction motors, almost forming the half of the universe of flaws happens in those motors. Thermal, electric, mechanics, environments stresses are the main causes of the appearance of those types of flaws. The need for detection of rotor and stator faults at an earlier stage justify the development of monitoring methods. An important issue in such effort is the modelling of the induction machine including broken rotor bar and stator inter-turn short-circuit faults, with a minimum of computational complexity. In that way, are studied five models of representation of the machine under broken rotor bars and two models for stator inter-turn short-circuit. The representativeness and the complexity of those models is appraised.

Keywords: Induction motors, Broken Rotor Bars, Stator Inter-turn Short-circuit.

SUMÁRIO

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xv
Lista de Símbolos	xvi
Glossário	xxi
Capítulo 1– Introdução Geral	1
1.1 Introdução	1
1.2 Contribuições do Trabalho	8
1.3 Revisão Bibliográfica	9
1.3.1 Modelos de Representação da Gaiola de Esquilo, caso <i>QBR</i>	9
1.3.2 Sistemas de Detecção e Diagnóstico de Falhas, caso <i>QBR</i>	12
1.3.3 Modelos de Representação do Estator, caso <i>CCE</i>	17
1.3.4 Sistemas de Detecção e Diagnóstico de Falhas, caso <i>CCE</i>	18
1.4 Sinopse dos Capítulos	21
Capítulo 2– Modelos de Representação para Quebra de Barras	22
2.1 Introdução	22
2.1.1 Hipóteses	24
2.2 Estrutura e Equações Diferenciais do Estator	25
2.3 Modelos da Máquina Simétrica	26

2.3.1	Modelo Múltiplos Laços (MML)	26
2.3.1.1	Estrutura e Equações Diferenciais do Rotor	26
2.3.1.2	Equações de Fluxos e Mecânica	28
2.3.2	Modelo a Enrolamento Concentrado (MEC)	31
2.3.2.1	Equações Diferenciais do Rotor	31
2.3.2.2	Equações de Fluxo e Mecânica	31
2.3.2.3	Transformação 123 – odq	32
2.3.3	Resultados de Simulação	33
2.4	Modelos da Máquina com Falha	36
2.4.1	Modelo Múltiplos Laços (MML)	36
2.4.1.1	Condições de Contorno	37
2.4.2	Modelo Bobina Auxiliar (MBA)	40
2.4.2.1	Transformação 123 – odq	42
2.4.3	Modelo Aumento de Resistência (MAR)	44
2.4.3.1	Transformação 123 – odq	45
2.4.4	Modelo Perda de Espiras (MPE)	47
2.4.4.1	Enrolamento Virtual	49
2.4.4.2	Transformação 123 – odq	51
2.4.5	Modelo Híbrido dq (MHdq)	53
2.4.6	Comparação entre os Modelos e Validação Experimental	56
2.5	Conclusões	70
Capítulo 3– Representação de Curto-circuito entre Espiras Estatóricas		72
3.1	Introdução	72
3.1.1	Hipóteses	73
3.2	Estrutura e Equações Diferenciais do Rotor	73
3.3	Modelo Matemático do Curto-circuito entre Espiras Estatóricas	75
3.4	Modelo <i>odq</i> no Referencial Estacionário	79

<i>SUMÁRIO</i>	ix
3.5 Validação Experimental	87
3.6 Conclusões	90
Capítulo 4– Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	91
4.1 Trabalhos Futuros	92
Apêndice A– Modelo a Enrolamento Concentrado	93
A.1 Equações Diferenciais do Rotor	93
A.2 Equações de Fluxos e Mecânica	94
A.3 Transformação 123 – odq	95
Apêndice B– Plataforma Experimental e Motores Utilizados	98
B.1 Ensaios de Quebra de Barras	99
B.2 Ensaios de Curto-circuito entre Espiras	101
Referências Bibliográficas	103

LISTA DE FIGURAS

1.1	Tipos de falhas em motores de indução tipo gaiola de esquilo.	2
1.2	Motor de indução completamente destruído após a ocorrência do sobreaquecimento do mesmo, causado por algum tipo de falha.	2
1.3	Representação da gaiola de esquilo através do modelo <i>múltiplos laços</i>	6
1.4	Representação do rotor do motor de indução através de modelos aproximados a enrolamentos concentrados. (a) Bobina auxiliar (b) Aumento de resistência (c) Perda de espiras.	7
1.5	Representação da <i>CCE</i> . (a) Configuração estrela. (b) Configuração Triângulo.	8
2.1	Estrutura do estator para a modelagem do motor de indução trifásico.	25
2.2	Modelo de múltiplos laços do motor de indução gaiola de esquilo.	27
2.3	Estrutura do rotor para a modelagem da máquina a enrolamentos concentrados.	31
2.4	Visualização da transformação $123 < - > odq$	32
2.5	Evolução temporal da corrente elétrica da fase 1 (i_{s1}^s) do estator da máquina.	34
2.6	Evolução temporal da velocidade mecânica (ω_r) da máquina.	34
2.7	Evolução temporal do conjugado eletromagnético (C_e) desenvolvido pela máquina.	35
2.8	Evolução temporal da corrente da barra 1, 2, e N_r (quebra de 01 barra). (a) Ciclo completo (b) Ênfase na transição para falta.	38
2.9	FFT do sinal da corrente da barra N_r ($i_{b_{N_r}}^r$) a partir de $t = 2.5 s$ (quebra de 01 barra).	38
2.10	(a) Evolução temporal da corrente (i_{s1}^s). (b) FFT da corrente estatórica 1 (i_{s1}^s) a partir de $t = 2.5 s$ (quebra de 01 barra).	39
2.11	Comportamento temporal para quebra de 01 barra. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade Mecânica (ω_r).	39

2.12	Estrutura do rotor trifásico bobinado com acréscimo da bobina auxiliar. Representação $R - L$.	40
2.13	Estrutura do rotor trifásico bobinado com acréscimo da bobina auxiliar.	40
2.14	Comportamento da corrente elétrica estatórica $i_{s_1}^s$ calculada pelo Modelo da Bobina Auxiliar (equivalente 01 barra quebrada). (a) Evolução Temporal. (b) FFT.	43
2.15	Evolução temporal equivalente 01 barra quebrada calculado do Modelo da Bobina Auxiliar. (a) Conjugado Eletromagnético (b) Velocidade Mecânica.	44
2.16	Estrutura do rotor trifásico bobinado com aumento da resistência em uma fase.	45
2.17	Comportamento da corrente elétrica estatórica $i_{s_1}^s$ calculada pelo Modelo de Aumento da Resistência (equivalente 01 barra quebrada). (a) Evolução Temporal. (b) FFT.	46
2.18	Evolução temporal equivalente 01 barra quebrada calculado do Modelo de Aumento da Resistência. (a) Conjugado Eletromagnético (b) Velocidade Mecânica.	47
2.19	Estrutura do rotor trifásico por perda de espiras.	48
2.20	Referenciando a máquina para o enrolamento virtual, $r_{123} < - > r'_{123}$.	50
2.21	Corrente elétrica estatórica $i_{s_1}^s$ calculada pelo MML e pelo MPE. (a) Evolução Temporal. (b) FFT.	52
2.22	Evolução temporal: MML e MPE. (a) Conjugado Eletromagnético. (b) Velocidade Mecânica.	53
2.23	FFT da corrente elétrica estatórica $i_{s_1}^s$ calculada pelo MML e pelo MHdq.	55
2.24	Evolução temporal: MML e MHdq. (a) Conjugado Eletromagnético. (b) Velocidade Mecânica.	55
2.25	Motor Simétrico. (a) FFT da tensão de linha. (b) FFT da corrente de fase $i_{s_1}^s$.	57
2.26	Diagrama de Bode do filtro.	57
2.27	Motor Simétrico. (a) FFT da tensão de linha filtrada $v_{s_{12}}^s$. (b) FFT da corrente de fase filtrada $i_{s_1}^s$.	58
2.28	Motor Simétrico. FFT da corrente de fase 1 ($i_{s_1}^s$). (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	59
2.29	Correntes estatóricas dq para o motor simétrico. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	60

2.30	Conjugado eletromagnético estimado para o motor simétrico.	61
2.31	FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para o motor com duas barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	62
2.32	Correntes estatóricas dq para o motor com duas barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	63
2.33	FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para o motor com três barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	63
2.34	Correntes estatóricas dq para o motor com três barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.	64
2.35	Comparação entre o conjugado eletromagnético estimado para o motor simétrico e com três barras quebradas.	64
2.36	FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para carga nominal com duas barras quebradas. (a) <i>MML, MBA, MHdq</i> . (b) <i>MML, MAR, MPE</i>	67
2.37	FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para carga nominal com três barras quebradas. (a) <i>MML, MBA, MHdq</i> . (b) <i>MML, MAR, MPE</i>	67
2.38	Correntes estatóricas dq para o motor com carga nominal e com duas barras quebradas.	68
2.39	Correntes estatóricas dq para o motor com carga nominal e com três barras quebradas.	68
2.40	Conjugado eletromagnético para a máquina simétrica, com duas e três barras quebradas.	69
3.1	Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas.. . . .	74
3.2	Estrutura do estator para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas.. . . .	75
3.3	Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas.. . . .	77
3.4	Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas.. . . .	77

3.5	Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Corrente de curto-circuito (i_f).	81
3.6	Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).	81
3.7	Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Corrente de curto-circuito (i_f).	82
3.8	Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).	82
3.9	Impedâncias do motor vistas pela fonte de alimentação, caso estrela.	83
3.10	Impedâncias do motor vistas pela fonte de alimentação, caso delta.	84
3.11	Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Correntes de fase ($i_{s1}^s, i_{s2}^s, i_{s3}^s$). (c) Corrente de curto-circuito (i_f).	85
3.12	Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).	85
3.13	Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Correntes de fase ($i_{s1}^s, i_{s2}^s, i_{s3}^s$). (c) Corrente de curto-circuito (i_f).	86
3.14	Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).	86
3.15	Máquina alimentada por um inversor.	87
3.16	Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 3.9%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.	88

3.17	Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.	89
3.18	Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 3.9%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.	89
3.19	Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.	90
B.1	Plataforma experimental. (a) Vista completa. (b) Barra quebrada do rotor. (c) Estator.	100
B.2	Acesso às bobinas dos enrolamentos estáticos. (a) Vista Frontal. (b) Vista Lateral.	102

LISTA DE TABELAS

1.1	Estresses que ocorrem em motores de indução.	3
2.1	Erros entre as Respostas do MML e MEC	34
2.2	Esforço computacional do MML e MEC	35
2.3	Amplitudes das componentes harmônicas da corrente de fase (dB) e das oscilações no plano dq (p.u.), 02 barras quebradas.	69
2.4	Amplitudes das componentes harmônicas da corrente de fase (dB) e das oscilações no plano dq (p.u.), 03 barras quebradas.	70
2.5	Tempo de processamento de cada modelo.. . . .	70
B.1	Parâmetros do motor utilizado no ensaio de quebra de barras.	99
B.2	Parâmetros do motor utilizado na simulação de quebra de barras e parâmetros trifásicos equivalentes.	101
B.3	Parâmetros do motor utilizado no ensaio experimental e na simulação do CCE. .	101

LISTA DE SÍMBOLOS

- C_e Conjugado eletromagnético
- C_m Conjugado mecânico
- f_s Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em Hz
- f_b Frequência elétrica da componente lateral de falha para quebra de barra rotórica em Hz
- f_a Coeficiente de atrito da máquina de indução
- g Referencial arbitrário (genérico)
- e Entreferro do motor
- $i_{s_i}^s$ Correntes de fase do estator $i = 1, 2, 3$
- $i_{r_i}^r$ Correntes de fase do rotor $i = 1, 2, 3$
- i_b^r Corrente da bobina auxiliar do rotor
- i_f Corrente de curto-circuito
- $i_{s_x}^s$ Correntes da rede trifásica $x = a, b, c$
- $i_{s_o}^g, i_{s_d}^g, i_{s_q}^g$ Componentes odq da corrente estatórica em um referencial arbitrário
- i_{sodq}^g Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário
- $i_{sodq}^{g'}$ Vetor corrente estatórica em um referencial arbitrário referenciado ao enrolamento virtual
- $i_{r_o}^g, i_{r_d}^g, i_{r_q}^g$ Componentes odq da corrente rotórica em um referencial arbitrário
- i_{rodq}^g Vetor corrente rotórica em um referencial arbitrário
- $i_{rodq}^{g'}$ Vetor corrente rotórica em um referencial arbitrário referenciado ao enrolamento virtual
- i_{s123}^s Vetor de corrente do estator em 123
- i_{r123}^r Vetor de corrente do rotor em 123

- i_{r123}' Vetor de corrente do rotor em 123 referenciado ao enrolamento virtual
- $j_{r123\dots N_r+1}^r$ Vetor de corrente do rotor em 123... $N_r + 1$
- J_t Coeficiente de inércia da máquina de indução
- l Comprimento axial do estator
- L_r Indutância própria do rotor
- L_{b11} Indutância própria da bobina auxiliar do rotor
- L_s Indutância própria do estator
- L_{ls} Indutância de dispersão do estator
- L_{lr} Indutância de dispersão do rotor
- M_s Indutância mútua entre os enrolamentos do estator
- M_r Indutância mútua entre os enrolamentos do rotor
- M_{sr} Indutância mútua entre estator e rotor
- M_{bs} Indutância mútua entre bobina auxiliar do rotor e estator
- M_{br} Indutância mútua entre bobina auxiliar do rotor e rotor
- L_{s123} Matriz de indutância do estator
- L_{r123} Matriz de indutância do rotor
- $L_{a_k}^{int}$ Indutância própria do $k - \text{ésimo}$ segmento do anel interno da gaiola rotórica
- $L_{a_k}^{ext}$ Indutância própria do $k - \text{ésimo}$ segmento do anel externo da gaiola rotórica
- L_{rb_k} Indutância própria da $k - \text{ésima}$ barra da gaiola rotórica
- $L_{r123\dots N_r+1}$ Matriz de indutância do rotor 123... $N_r + 1$
- M_{sr123} Matriz de indutância mútua entre estator e rotor
- M_{srodq} Matriz de indutância mútua entre estator e rotor em odq
- $M_{sr123\dots N_r+1}$ Matriz de indutância mútua entre estator e rotor gaiola, modelo múltiplos laços
- M_{sb123} Matriz de indutância mútua entre estator e bobina auxiliar do rotor

- M_{sbodq} Matriz de indutância mútua entre estator e bobina auxiliar do rotor em odq
- M_{rb123} Matriz de indutância mútua entre rotor e bobina auxiliar do rotor
- M_{rbodq} Matriz de indutância mútua entre rotor e bobina auxiliar do rotor em odq
- M_{cs123} Matriz de indutância mútua entre parte curto-circuitada do estator e os outros enrolamentos do mesmo
- M_{cr123} Matriz de indutância mútua entre parte curto-circuitada do estator e o rotor
- $\bar{\mathbf{P}}_s$ Matriz de transformação do estator $123 \rightarrow odq$
- $\bar{\mathbf{P}}_r$ Matriz de transformação do rotor $123 \rightarrow odq$
- P Número de pares de pólo da máquina de indução
- r Raio médio do entreferro
- R_s Resistência estatórica
- R_b Resistência da bobina auxiliar rotórica
- R_r Resistência rotórica
- R_{ak}^{int} Resistência do k – *ésimo* segmento do anel interno da gaiola rotórica
- R_{ak}^{ext} Resistência do k – *ésimo* segmento do anel externo da gaiola rotórica
- R_{rbk} Resistência da k – *ésima* barra da gaiola rotórica
- R_{s123} Matriz de resistência do estator em 123
- R_{r123} Matriz de resistência do rotor em 123
- $R_{r123\dots N_r+1}$ Matriz de resistência do rotor em $123\dots N_r + 1$
- s Escorregamento do motor de indução
- s Referencial estatórico
- T Matriz de transformação das variáveis do modelo múltiplos laços para odq
- T^{-1} Matriz de transformação das variáveis do modelo odq para o modelo múltiplos laços
- $v_{s12}, v_{s23}, v_{s32}$ Tensões de linha

- v_{sj}^s Tensões de fase $j = 1$ a 3
- v_{s123o}^s Vetor de tensão de fase estatórica no referencial estatórico
- v_{sodq}^g Vetor de tensão em um referencial arbitrário
- v_{r123n}^r Vetor de tensão rotórica no referencial rotórico em 123
- $v_{r123\dots N_r+1}^r$ Vetor de tensão rotórica no referencial rotórico em $123\dots N_r + 1$
- Z_{12}^{Δ} Impedância vista da fonte 12 para o estator conectado em delta
- Z_{31}^{Δ} Impedância vista da fonte 31 para o estator conectado em delta
- Z_{23}^{Δ} Impedância vista da fonte 23 para o estator conectado em delta
- Z_{12}^Y Impedância vista da fonte 12 para o estator conectado em estrela
- Z_{31}^Y Impedância vista da fonte 31 para o estator conectado em estrela
- Z_{23}^Y Impedância vista da fonte 23 para o estator conectado em estrela
- Δ_{desb} Desbalanceamento no conjugado inserido pela bobina auxiliar
- σ_g Posição angular entre o referencial genérico d e a fase 1 do estator
- θ_r Posição elétrica do rotor da máquina
- θ_m Posição mecânica do rotor
- λ_{si} Fluxo total do estator para a i -ésima bobina
- λ_{ri} Fluxo total do rotor para a i -ésima bobina
- λ_b^r Fluxo total na bobina auxiliar
- λ_{sd}^g Fluxo total do estator de eixo d , no referencial genérico
- λ_{sq}^g Fluxo total do estator de eixo q , no referencial genérico
- λ_{rd}^g Fluxo total do rotor de eixo d , no referencial genérico
- λ_{rq}^g Fluxo total do rotor de eixo q , no referencial genérico
- λ_{s123}^s Vetor Fluxo total do estator em 123
- λ_{r123}^r Vetor Fluxo total do rotor em 123

- λ'_{r123} Vetor Fluxo total do rotor em 123 referenciado ao enrolamento virtual
- $\lambda^r_{r123\dots N_r+1}$ Vetor Fluxo total do rotor em 123... $N_r + 1$
- λ^g_{sodq} Vetor Fluxo total do estator em odq
- λ^r_{rodq} Vetor Fluxo total do rotor em odq
- λ'_{rodq} Vetor Fluxo total do rotor em odq referenciado ao enrolamento virtual
- ω_g Frequência de rotação de um referencial genérico (dq) em rad/s
- ω_r Frequência de rotação do rotor em rad/s
- ω_s Frequência elétrica de uma grandeza estatórica em rad/s
- $\frac{d}{dt}$ Derivada em relação ao tempo
- π Constante pi

GLOSSÁRIO

- FFT - Fast Fourier Transform - Transformada Rápida de Fourier.
- IFOC - Indirect Field Oriented Control - Controle Indireto Orientado pelo Campo.
- QBR - Quebra de Barras Rotóricas.
- CCE - Curto-Circuito entre Espiras.
- SDDnBM - Sistema de Detecção e Diagnóstico não Baseado em Modelo.
- SDDBM - Sistema de Detecção e Diagnóstico Baseado em Modelo.
- MML - Modelo Múltiplos Laços.
- MAR - Modelo Aumento de Resistência.
- MPE - Modelo Perda de Espiras.
- MBA - Modelo Bobina Auxiliar.
- MHdq - Modelo Híbrido dq.
- MEC - Modelo a Enrolamento Concentrado.

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas, responsáveis pelo consumo de 55% da energia elétrica utilizada em fábricas (WOLFF, 2004), desempenham papel de extrema importância na maioria das aplicações industriais. Em particular, os motores de indução representam mais de 90% dos motores elétricos utilizados em aplicações industriais (DEVANEY; EREN, 2004). Sua grande utilização deve-se principalmente a duas características principais: baixo custo e robustez, ou seja: manutenção reduzida, operação em diversos tipos de ambientes, etc. Sendo assim, as aplicações que fazem uso desse tipo de motor são bastante diversas e podem ser exemplificadas: sistemas de bombeamento, ventilação, moinhos, esteiras, elevadores, etc.

Até antes da década de 70, os acionamentos que utilizavam motores de indução os faziam em malha aberta. Somente a partir desta década, com o desenvolvimento de técnicas vetoriais de controle, da eletrônica de potência e dos dispositivos semicondutores, é que se inicia a utilização desses motores em sistemas de acionamento de alto desempenho, ou seja, em sistemas que utilizam estratégias de controle de conjugado, velocidade e/ou fluxo.

No entanto, a robustez e versatilidade dos motores de indução, independente do tipo de acionamento (malha aberta ou malha fechada) utilizado, não garante o funcionamento ininterrupto dos mesmos. Desta maneira, paradas devido à falhas elétricas e/ou mecânicas das partes que o compõem acontecem, podendo acarretar sérios danos ao sistema de acionamento e/ou à carga acionada. A Fig.1.1 apresenta em termos percentuais a incidência das falhas que ocorrem nas máquinas de indução (SIN; SOONG; ERTUGURUL, 2003).

A maioria das falhas em motores de indução são causadas por diversas combinações de

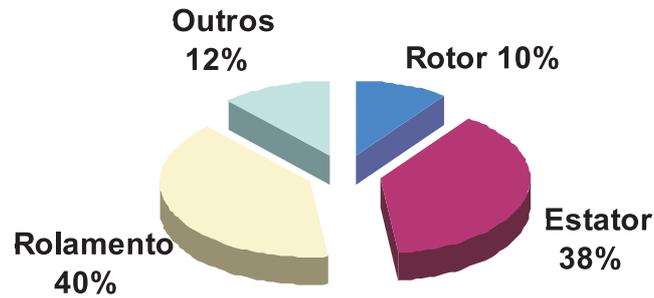


Figura 1.1. Tipos de falhas em motores de indução tipo gaiola de esquilo.

estresses no estator, rolamento e rotor da máquina de indução. Se tais stresses são mantidos dentro dos limites construtivos da máquina, falhas prematuras não deverão ocorrer às mesmas. Contudo, se quaisquer combinações dos tipos de estresse exceder esses limites, a vida útil da máquina é reduzida drasticamente e falhas sérias podem ocorrer. A Fig.1.2 mostra o efeito causado por falhas no motor de indução. De acordo com a Tab. 1.1 pode-se relacionar as partes afetadas com os tipos de estresse verificados no motor:

- Estator



Figura 1.2. Motor de indução completamente destruído após a ocorrência do sobreaquecimento do mesmo, causado por algum tipo de falha.

Tabela 1.1. Estresses que ocorrem em motores de indução.

Tipos de Estresse	<i>Estator</i>	<i>Rolamento</i>	<i>Rotor</i>
<i>Térmico</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>
<i>Elétrico/Dielétrico</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>
<i>Mecânico</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>
<i>Dinâmico</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>
<i>Residual</i>			<i>X</i>
<i>Eletromagnético</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>
<i>Ambiente</i>	<i>X</i>	<i>X</i>	<i>X</i>

- Estresse Térmico: sobrecarga térmica, variação de tensão, desbalanceamento de tensão;
 - Estresse Elétrico: deterioração do material isolante, descargas elétricas parciais (efeito corona);
 - Estresse Mecânico: movimento do enrolamento, geometria imprópria do rotor para o estator;
 - Estresse do Ambiente: baixa ventilação, poeira, vibração;
- Rotor
 - Estresse Térmico: sobrecarga térmica, excesso de perdas rotóricas, bloqueio do rotor;
 - Estresse Dinâmico: vibração, perda de barras;
 - Estresse Mecânico: montagem imprópria, perda de laminação e/ou barras, excentricidade;
 - Estresse Magnético: saturação da laminação, ruído eletromagnético ;
 - Estresse Residual: gaiola com geometria desigual;

Por somarem juntos quase 50% das falhas que ocorrem em motores de indução (CASIMIR, 2004), defeitos no rotor e no estator serão objetivo de estudo deste trabalho. Especificamente, quebra de barras rotóricas (*QBR*) e curto-circuito entre espiras de um mesmo enrolamento estatórico (*CCE*), serão os tipos de falhas abordadas.

O efeito da ocorrência de quebra de barras pode gerar inúmeros danos à máquina e ao sistema acionado por ela, dentre eles destacam-se:

- a) Arcos elétricos, uma séria preocupação em ambientes perigosos;
- b) Se uma ou mais barras quebram, o excesso de corrente flui através do núcleo do rotor até as barras adjacentes elevando a temperatura do rotor e posterior rompimento das mesmas;
- c) devido às altas temperaturas adquiridas pelo rotor após a quebra de barra, um excesso de calor flui através do estator da máquina (aumentando a temperatura do mesmo) fazendo com que haja o comprometimento do verniz isolante do enrolamento estatórico, podendo ocasionar curto-circuitos no estator da máquina;
- d) Oscilações no conjugado e na velocidade do motor;
- e) Em motores grandes e de alta velocidade, pode ocorrer o desprendimento da barra quebrada do rotor da máquina devido à grandes forças centrífugas o que ocasiona a destruição do estator da mesma;

No que se refere ao curto-circuito entre espiras de um mesmo enrolamento estatórico, os principais danos causados ao motor podem ser verificados abaixo:

- a) devido às altas correntes de curto-circuito entre espiras, o estresse térmico na porção curto-circuitada do enrolamento é severamente aumentado, podendo ser propagado até as demais espiras do mesmo enrolamento ou aos enrolamentos vizinhos, dessa forma, evoluindo para curto-circuito entres fases e/ou entre fase-terra;
- b) Oscilações no conjugado e velocidade do motor;
- c) Vibrações na máquina causando a deterioração do rolamento da mesma;

A interrupção dos sistemas manufaturados que dependem do bom desempenho dos motores de indução, devido às possíveis falhas que ocorrem no mesmo, gera um grande prejuízo financeiro

devido à reposição do motor danificado por um novo e principalmente pela parada do sistema de produção (THOMSON; FENGER, 2000), (THOMSON; FENGER, 2001). Logo, os severos efeitos secundários gerados ao motor de indução decorrentes da *QBR* e do *CCE*, tem incentivado a comunidade científica no estudo de sistemas de detecção e diagnóstico de falhas nesses motores.

De acordo com (CHANG; COCQUEMPOT; CHRISTOPHE, 2003), sistemas de detecção, diagnóstico e identificação de falhas têm como princípio de funcionamento a comparação do comportamento de um sistema com os modelos que os representam. O modelo simétrico representa o sistema em operação na ausência de falhas. Procedimentos baseados no modelo simétrico podem, por exclusão, estar habilitados a detectar a falha. O modelo que representa a operação em falha do sistema é utilizado quando se deseja isolar e identificar a falha.

Sistemas de detecção e diagnóstico podem ser subdivididos em dois grupos: i) Não-Baseados em Modelo ¹: as variáveis (corrente, tensão, fluxo e etc.) da máquina são medidas e então é realizada uma análise comparativa entre esse sinal com um sinal característico do tipo de falha (predito por uma análise através dos modelos da máquina); e ii) Baseados em Modelo: as variáveis da máquina são entradas desse sistema e as saídas dos mesmos dependem das grandezas (resistência rotórica, indutâncias e etc.) da máquina.

Em se tratando de Sistemas de Detecção e Diagnóstico não-Baseados em Modelos (*SDDnBM*), a técnica mais utilizada é a Análise de Assinatura da Corrente do Motor (*AACM*). Isto significa que a corrente do motor de indução é utilizada para diferenciar entre as diversas possibilidades de falhas e a condição normal (sem falhas) do mesmo. A análise é realizada no domínio da frequência, podendo-se utilizar diversos tipos de análise de sinais (FFT, Bi-espectro, Análise espectral em alta resolução, Wavelets e etc.), sendo que cada tipo de falha é responsável por um perfil de espectro de corrente.

Ainda se tratando de *SDDnBM*, outras variáveis da máquina podem ser utilizadas na análise da ocorrência e diferenciação das falhas: potência instântanea, conjugado eletromagnético, velocidade mecânica, fluxo axial e etc.

¹A atribuição da designação "não-baseado em modelo" refere-se a não necessidade de se conhecer os parâmetros da planta as quais tais sistemas estão aplicados para a avaliação da presença ou da ausência da falha.

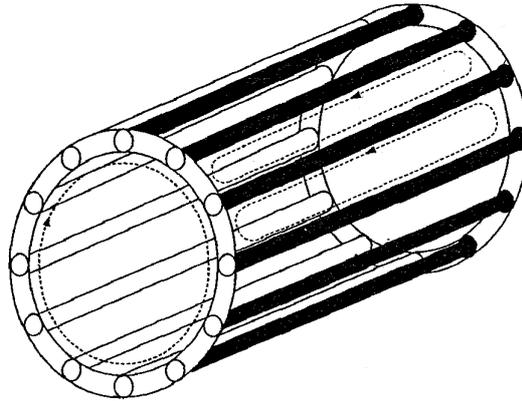


Figura 1.3. Representação da gaiola de esquilo através do modelo *múltiplos laços*.

Contudo, a principal desvantagem dos métodos que utilizam a interpretação das componentes de frequência de quaisquer variáveis do motor, é que essas podem ser influenciadas por diversos fatores externos: condição da alimentação, condições de carga estática e dinâmica, vibrações externas entre outras, podendo induzir o *SDDnBM* a um erro na identificação do problema. Entretanto, tais sistemas não são afetados por variações paramétricas da máquina. *SDDnBM* tem sido utilizado principalmente para a máquina operando em malha aberta e em tempo real.

Sistemas de Detecção e Diagnóstico Baseado em Modelos (*SDDBM*) não têm recebido muita atenção devido à falta de conhecimento dos parâmetros das falhas e principalmente pela escassez de modelos simples o suficiente para serem tratados pelas técnicas de detecção e ainda representativos do ponto de vista da falha (H. RODRIGUEZ-CORTÉS; STANKOVIĆ, 2004). Sendo assim, esforços na contribuição de elaboração de modelos capazes de representar falhas no motor de indução, de forma simples o suficiente na sua implementação, são necessários para o desenvolvimento de *SDDBM*.

Neste contexto, o estudo comparativo da representatividade e da simplicidade entre os modelos analíticos de *QBR* e *CCE* é realizado no presente trabalho.

No que se refere à *QBR*, serão abordados cinco modelos de representação, dos quais, um é proposto neste trabalho, denominado *modelo por perda de espira*. Tomar-se-á como base de comparação a resposta em malha aberta de corrente, conjugado e velocidade dos modelos,

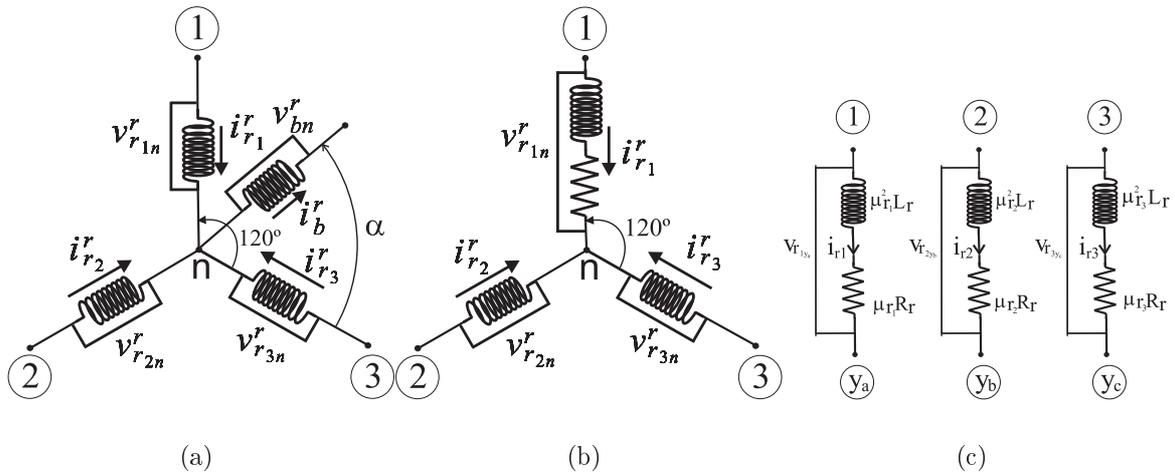


Figura 1.4. Representação do rotor do motor de indução através de modelos aproximados a enrolamentos concentrados. (a) Bobina auxiliar (b) Aumento de resistência (c) Perda de espiras.

sendo que o modelo base escolhido para realização da comparação é o modelo denominado de *múltiplos laços*, já bem abordado na literatura e conhecido por ser o mais complexo e representativo da gaiola de esquilo. A representação da falha é realizada através do aumento da resistência da barra danificada. A representação deste modelo pode ser verificada na Fig.1.3. Os demais modelos são aproximações realizadas da gaiola de esquilo através de enrolamentos concentrados. Estes modelos, denominados: *bobina auxiliar*, *aumento de resistência* e *perda de espiras*, podem ser visualizados na Fig.1.4. Um outro modelo estudado, denominado híbrido, utiliza-se da representação do motor de indução através de enrolamentos concentrados. No entanto, através de uma matriz de transformação, é implementada a condição de contorno que insere o efeito da falha.

Com relação às falhas de curto-circuito entre espiras estáticas, serão comparados dois modelos presentes na literatura que representam a mesma para o estator conectado em estrela e outro em delta. A avaliação das alterações de desempenho causadas pelo *CCE* para a máquina conectada em estrela e em delta é realizada. As representações gráficas desses modelos podem ser visualizadas na Fig.1.5.

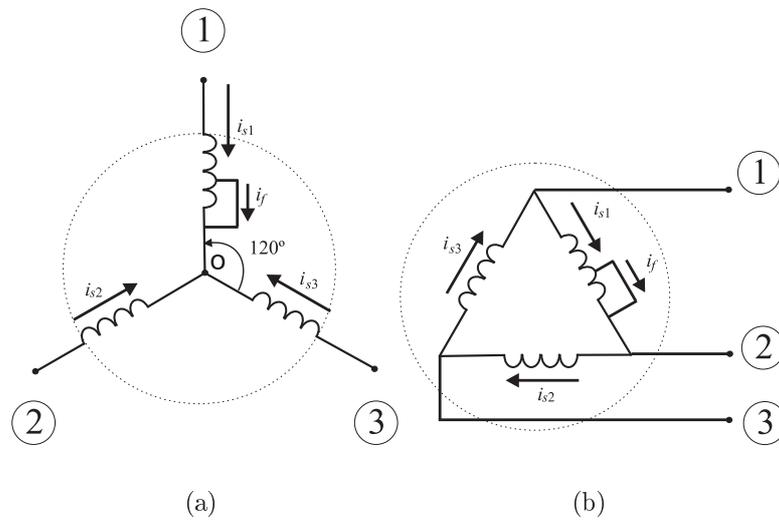


Figura 1.5. Representação da CCE. (a) Configuração estrela. (b) Configuração Triângulo.

1.2 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

As contruições deste trabalho de pesquisa, relacionadas ao campo do Estudo de Falhas em Máquina Elétricas, são listadas abaixo:

- Proposta de um modelo de representação da quebra de barra rotórica através da extensão da idéia de perda de espira apresentada em (JACOBINA; CHAVES FL.; LIMA, 2000) para análise de desbalanceamento estático.
- Comparação e análise do comportamento em regime permanente (no domínio do tempo e da freqüência), em malha aberta, dos estados da máquina sob quebra de barra rotórica, através de cinco modelos de representação da gaiola de esquilo do motor de indução trifásico.
- Comparação e análise do comportamento em regime permanente (no domínio do tempo e da freqüência), em malha aberta, dos estados da máquina sob curto-circuito entre espiras de um enrolamento estático, através de dois modelos de representação da falha no motor de indução trifásico conectado em estrela.
- Análise comparativa do estresse elétrico e mecânico (aumento da corrente elétrica, pulsação no conjugado eletromagnético e velocidade rotórica), causado ao motor de indução

trifásico conectado em estrela e triângulo, devido ao curto-circuito entre espiras.

Com as análises realizadas no presente trabalho, pretende-se deixar claras as vantagens e desvantagens de cada modelo desde a sua representatividade até sua complexidade. Com isto, garante-se a formação de pilares que sustentarão o estudo subsequente de estratégias de sistemas de diagnóstico e detecção, assim como, metodologias que visam a minimização do efeito da falha para a carga acionada pelo motor, garantindo a parada controlada (quando se tratar de um sistema de acionamento de alto desempenho) e/ou programada do mesmo.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica versará na descrição e evolução histórica dos sistemas de detecção e diagnóstico de falhas não-baseados e baseados em modelos. Busca-se nos sistemas não-baseados em modelo, aplicados ao motor de indução acionado em malha aberta, o comportamento em regime permanente dos estados da máquina com o fim de verificar e validar os modelos estudados. O entedimento dos sistemas de detecção baseados em modelo se faz necessário para melhor compreensão da aplicabilidade dos modelos avaliados.

1.3.1 Modelos de Representação da Gaiola de Esquilo, caso *QBR*

Em (DELEROI, 1984), cada segmento do rotor do motor de indução é modelado como uma associação em série de uma resistência e uma indutância formando assim uma malha $R - L$ em forma da gaiola mostrada na Fig.1.3, modelo *múltiplos laços*. A demonstração do aparecimento das componentes harmônicas na vizinhança da componente fundamental de correntes de fase do estator através da análise da interação dos campos magnéticos no entreferro do motor é realizada. As respostas de conjugado eletromagnético, corrente elétrica na barra rotórica e no enrolamento estatórico e velocidade mecânica, considerando o modelo rotórico de malha e um estator trifásico a enrolamentos concentrados distribuídos senoidalmente e separados no espaço por 120° , são analisadas em (TOLIYAT; LIPO, 1995), (MANOLAS; TEGOPOULOS, 1997), (FISER;

FERKOLJ, 1998), (DEVANNEAUX, 2001), (BO-QIANG; HE-MING; LI-LING, 2002). O efeito da falha é inserido considerando que a barra danificada possui uma resistência muito maior do que as barras sadias. São demonstradas a influência do número e da localização das barras quebradas em cada uma daquelas variáveis da máquina. A eficácia do modelo é verificada através do surgimento de componentes de frequência proporcionais ao dobro do escorregamento com o qual a máquina opera, no conjugado eletromagnético e na velocidade da máquina, assim como, frequências de banda características desta falha na corrente de fase estatórica. Ainda através deste modelo para o rotor, é vista em (DIDIER, 2004) a influência da variação de carga para a realização do sistema de detecção de quebra de barra baseado na análise da corrente estatórica.

A não perda de generalidade do comportamento dinâmico dos estados da máquina através da simplificação do modelo *múltiplos laços* para o modelo rotórico trifásico a enrolamentos concentrados é demonstrado em (MUNOZ-GARCIA; LIPO, 1998), (MUNOZ; LIPO, 1999). A representação da máquina *dq* equivalente através da teoria de vetores espaciais complexos é obtida, assim como os parâmetros trifásicos equivalentes em função dos parâmetros do modelo de *múltiplos laços*.

A simulação do efeito da quebra de barra através do aumento da resistência da barra defeituosa no modelo de malha mencionado anteriormente é questionada por (WALLISER; LANDY, 1993), (WALLISER; LANDY, 1994). É demonstrado que em um caso particular, se a quebra ocorrer em apenas uma extremidade da gaiola, a corrente da mesma não é nula, desta forma, não podendo considerar esta barra como um circuito aberto da gaiola (efeito obtido através do aumento da resistência da barra defeituosa), pois correntes denominadas de interbarras ainda circulam, dificultando qualquer procedimento de detecção.

Em (VAS, 1982) é mostrado que o rotor de gaiola pode ser representado por um rotor bobinado trifásico com seus enrolamentos senoidalmente distribuídos e separados de 120° no espaço. Dessa forma, é proposto e validado que o *aumento de resistência* de uma das fases rotóricas produz o mesmo efeito nas componentes de entreferro da máquina, assim como nas correntes estatóricas, que o aumento de resistência de uma barra no modelo *múltiplos laços*.

Assim sendo, através dessa aproximação, que simplifica o modelo de representação da quebra

de barras, (FISER; FERKOLJ, 1997) realizam o estudo analítico do comportamento do conjugado em relação à velocidade mecânica em regime permanente para diversos valores de acréscimo de resistência, assim como (FILIPPETTI, 1992) analisa as respostas, no domínio da frequência, da curva de amplitude da componente lateral da corrente do enrolamento estatórico em função do escorregamento da máquina, obtidas através dos modelos de *múltiplos laços e aumento de resistência de fase do rotor trifásico bobinado*.

Em (H. RODRIGUEZ-CORTÉS; STANKOVIĆ, 2004) é apresentada uma estratégia de detecção de quebra de barras para a máquina operando sob *Controle Indireto Orientado pelo Campo* ou *Indirect Field Oriented Control (IFOC)*. O modelo da máquina em falta apresentado corresponde à adição de uma bobina dita auxiliar no conjunto trifásico rotórico a enrolamento concentrado apresentado anteriormente. A estratégia de detecção consiste na construção de um observador residual gerado para adequar os valores dos parâmetros dessa *bobina auxiliar*. Na ocorrência da falha, os parâmetros dessa bobina geram fluxo magnético que se opõe ao fluxo total de entreferro do motor. O resíduo gerado não é sensível ao nível ou tipo de carga adicionada ao motor, mostrando-se eficaz na detecção da falha.

A representação da máquina através de um rotor trifásico bobinado é feita em (CUNHA; LYRA; FILHO, 2005). Contudo, o efeito da quebra de barra é obtido através de uma condição de contorno realizada nas correntes de laço da máquina com *múltiplos laços*, obtidas através de uma matriz de transformação, ou seja, os estados do rotor gaiola de esquilo com N_r barras podem ser obtidos através dos estados do rotor trifásico a enrolamentos concentrados.

Outros modelos, esses baseados em métodos numéricos, como por exemplo, o método de elementos finitos, são bem abordados na literatura como modelos de investigação do comportamento físico do campo magnético gerado na máquina. Dessa forma, é possível procurar características intrínsecas a cada tipo de falha, gerando suporte na proposta e investigação de novos métodos e sistemas de detecção e diagnóstico de falhas, particularmente, quebra de barras rotóricas. Em (KIM, 1997), (WATSON; PATERSON, 1999), (FU, 2004) podem ser visualizados o emprego dos modelos baseados em elementos finitos na detecção de quebra de barras rotóricas.

1.3.2 Sistemas de Detecção e Diagnóstico de Falhas, caso *QBR*

Em se tratando de acionamentos de motores de indução com velocidade variável através de um inversor em um sistema de alto desempenho (*Indirect Field Oriented Control, Direct Field Oriented Control, etc.*) em que se garante o controle da corrente estatórica, fica óbvio que estratégias que utilizam o comportamento da mesma para realizar a detecção estarão comprometidas, de forma que estratégias de detecção baseadas em modelos se tornam muito importantes nesses casos.

A estimação da resistência rotórica aparente vista do estator da máquina é utilizada como técnica de detecção de *QBR* por (CHO; LANG; UMANS, 1989), (CHO; LANG; UMANS, 1992). A estimação desse parâmetro é realizada baseada no modelo de regime permanente do motor de indução, representando o rotor gaiola de esquilo através de um rotor trifásico a enrolamento concentrado equivalente. Para a implementação da estratégia, requer-se a medição de vários estados da máquina: corrente de fase do estator, tensão estatórica, frequência de alimentação e velocidade rotórica. O excesso de variáveis a serem medidas e a compensação do efeito térmico causado pela variação natural da resistência rotórica tornam o método complexo, contudo eficiente na detecção da falha para o motor acionado tanto em malha aberta quanto fechada. Neste último caso, atenção especial deve ser tomada na obtenção dos estados da máquina devido à maior influência de ruídos sobre os mesmos.

Analisando o mesmo modelo de regime permanente, (ELTABACH, 2001) apresenta um método capaz de relacionar as amplitudes das correntes na frequência harmônica, que surgem devido à falha, e na frequência de alimentação. Neste sentido, a detecção da falha é realizada baseada na análise comparativa entre as amplitudes das duas componentes de frequência, pois como mostrado em (FILIPPETTI; FRANCESCHINI; TASSONI, 1995), sendo a diferença menor que 50 *dB* entre tais componentes, a confirmação da existência da quebra de barra pode ser realizada.

Em (WIESER, 1998a), (WIESER, 1998b), (WIESER; KRAL; PIRKER, 1998), (KRAL, 2000) utiliza-se o emprego de dois modelos distintos da máquina no cálculo do conjugado eletromagnético da mesma: um modelo de tensão e outro de corrente. As entradas dos modelos requerem

o conhecimento da tensão estatórica, corrente estatórica e velocidade mecânica da máquina. Ambos os modelos, na ausência de falha, respondem de maneira igual de forma que a diferença de conjugado entre eles é nula. Contudo, na presença de quebra de barra, tanto para a máquina acionada com carga estática quanto dinâmica, a diferença entre os modelos (modelo de tensão e modelo de corrente) se afasta de zero e o comportamento dessa diferença é associado à falha. O método de análise que utiliza a diferença entre os dois modelos é denominado: método de Vienna. Assim como a maioria das estratégias não-baseadas em modelo, o método de Vienna também se torna ineficaz quando a máquina opera sobredimensionada, ou seja, quando a carga aplicada à mesma tende a zero. Testes a vazio foram realizados e comprovações neste sentido foram obtidas. Entretanto distorções geradas nas correntes e tensões da máquina devido ao acionamento por inversores de frequências, não comprometem o desempenho do método de detecção, além disso, o método independe do estado de operação da máquina, transitório e/ou regime permanente, como demonstrado por (KRAL, 1998).

Visando o desenvolvimento de técnicas capazes de realizar a detecção de quebra de barras mesmo antes da máquina ser posta em operação, (KRAL; PIRKER; PASCOLI, 2002) propõe a aplicação do método de Vienna ao motor operando em teste de rotor bloqueado. Este teste torna-se eficaz na detecção da falha por gerar altas correntes rotóricas tornando evidente a influência da falha nas componentes de banda da corrente estatórica.

Em (KRAL; PIRKER; PASCOLI, 2003), (KRAL; PIRKER; PASCOLI, 2005) é proposto um sistema de estimação da velocidade mecânica aplicada ao método de Vienna. É demonstrado que para sistemas de média e alta inércia, o método de Vienna Sensorless pode ser aplicado sem perda de generalidade. Contudo, para sistemas de baixa inércia, é necessário se conhecer o valor total da inércia do sistema para aplicação do método. Em (KRAL, 2004) é mostrado que o método de Vienna Sensorless não é aplicável a cargas menores ou igual a metade da carga nominal do motor, pois as amplitudes das componentes de falha tornam-se muito pequenas e de difícil detecção. Contudo, como visto acima, isso não é um limite apenas do método de Vienna Sensorless.

A construção de observadores que visam estimar o conjugado eletromagnético da máquina,

baseados nos modelos de segunda ordem e de quarta ordem da mesma, com o fim de realizar a detecção de quebra de barras é apresentado em (ELTABACH, 2001). O observador utilizado é o de Luenberger. Para a implementação do método é necessário a medição da velocidade mecânica, assim como da tensão e correntes estatóricas para o motor operando em malha aberta com alimentação direta da rede.

Em se tratando de máquinas elétricas, sistemas de detecção e diagnóstico de falhas não-baseado em modelo, como explicado anteriormente, são sistemas que analisam comparativamente o comportamento, seja no tempo ou na frequência, dos estados (corrente, tensão, fluxo, etc.) atuais de operação da máquina com sinais característicos de falha obtidos empiricamente e/ou através de modelamento matemático. A exemplos de sinais característicos de quebra de barras rotóricas, está o espectro de frequência da corrente estatórica, as oscilações do conjugado eletromagnético e velocidade mecânica, com frequência igual ao dobro da frequência de escorregamento, e etc. Saindo do empirismo, o perfil do espectro de frequência da corrente estatórica e do fluxo de entreferro da máquina foi primeiramente demonstrado por (DELEROI, 1984) para a máquina trabalhando sob condições de falha, em particular, quebra de barras rotóricas. Dessa forma, a análise espectral da corrente estatórica para a máquina operando em malha aberta e perto de sua carga nominal, alimentada diretamente da rede, é utilizada como estratégia de detecção e diagnóstico de quebra de barras por, (KLIMAN, 1988), (RANKIN, 1994). Em (THOMSON; STEWART, 1988) é proposta a análise espectral da corrente para um motor de indução alimentado em malha aberta por um inversor de frequência. Este estudo é estendido para análise da influência gerada pelo próprio inversor nos sinais responsáveis pela detecção da falha (correntes estatóricas) em (DIMITROV; CHOBANOV, 2004).

Sabendo-se que cargas mecânicas que oscilam perto do dobro da frequência de escorregamento do motor que as aciona dificultam a implementação de sistemas de detecção de quebra de barras, (SCHOEN; SCHOEN; HABETLER, 1993), (SCHOEN; HABETLER, 1995) propõem a análise das componentes harmônicas da corrente estatórica para identificar e caracterizar a falha. Dessa forma, evitam-se influências da carga mecânica no sistema de detecção.

Na presença de correntes interbarras, avaliações no espectro harmônico da corrente es-

tatórica também facilitam a confirmação da existência ou não da falha, como proposto em (WALLISER; LANDY, 1993), (WALLISER; LANDY, 1994). A presença dessas mesmas correntes levam (MCCULLY; LANDY, 1997) a proporem a análise espectral de corrente junto com o espectro de vibração da máquina no sentido de facilitar a identificação da falha.

As componentes de frequência que surgem nas formas de onda das correntes de fase do motor de indução, na presença da quebra de barras, também podem ser visualizadas no plano das correntes dq . A verificação do comportamento dessas componentes no plano dq , ou diagrama de Park, como mecanismo de detecção de tal falha é proposta por (MARQUES CARDOSO, 1995). Em (BENOZZA; BENYETTOU; BENDIABDELLAH, 2004) é também verificado o comportamento das componentes de corrente nesse plano e adicionado o estudo do espectro de frequência dessas componentes.

Em (KLIMAN, 1988) é proposta a análise do fluxo de entreferro. Este fluxo apresenta características particulares, no domínio da frequência, quando há a quebra de barras. A instrumentação necessária para esta avaliação requer sensores internos e externos de fluxo magnético.

Visando a detecção e a localização da barra defeituosa, (NAILEN, 1991) utiliza o monitoramento do fluxo de entreferro ao longo da máquina considerando as barras quebradas como circuitos abertos. Sendo assim, as barras com defeitos geram campos magnéticos distorcidos em torno de si mesmas e aumentam as correntes das barras adjacentes, tornando possível a detecção da falha e sua posição exata.

A análise espectral do sinal de tensão induzido em uma bobina colocada em um dente estatórico, configuração esta primeiramente proposta em (LIPO, 1977) para realizar controle de conjugado eletromagnético, e outra colocada externamente no estator da máquina, são comprovadas como possíveis técnicas de detecção de QBR por (ELKASABGY; EASTHAM; DAWSON, 1988), (ELKASABGY; EASTHAM; DAWSON, 1992).

Em (CABANAS, 2005) também se utiliza uma bobina acoplada a um dente do estator da máquina. A tensão induzida nesta bobina é um reflexo do comportamento do fluxo magnético resultante de entreferro. De acordo com simulações realizadas por aproximações numéricas

através de elementos finitos, observa-se que o pólo magnético da máquina sofre um desvio na presença da quebra de barra. Tal desvio é função somente da falha, ou seja, independe do tipo de acionamento empregado, do nível e da inércia da carga submetida ao motor. Logo, o fluxo magnético da bobina inserida no dente rotórico é função da tensão induzida na mesma e sua variação no tempo depende da variação do campo magnético. Sendo assim, o desvio causado no pólo magnético da máquina gera uma diferença no tempo de duração entre o primeiro e o segundo ciclo da tensão induzida na bobina inserida. Dessa forma, a utilização da diferença entre a duração desses dois ciclos, torna-se um sinal capaz de realizar a detecção de quebra de barras.

Oscilações no campo magnético rotórico são utilizadas como sinal de diagnóstico de quebra de barras rotóricas por (MIRAFZAL; DEMERDASH, 2004b), (MIRAFZAL; DEMERDASH, 2004a), (MIRAFZAL; DEMERDASH, 2005). A obtenção do sinal é realizada através de medições das correntes e tensões dos terminais estatóricos do motor. Verifica-se que as condições de carga variando entre 50% e 100% da nominal são exigidas para aplicação da técnica e que a mesma independe do tipo de acionamento.

A utilização do espectro de frequência da potência total instantânea do motor é utilizado por (CRUZ; CARDOSO, 1999), (DRIF, 2002), (DIDIER; RAZIK; REZZOUG, 2003) como método de detecção de *QBR*. Estudos da influência da inércia da carga no sistema de detecção são realizados, sendo demonstrado que este método é eficaz na detecção de rachaduras na barra.

A análise do comportamento do conjugado eletromagnético através de medições diretas e/ou através de técnicas de estimação é feita em (FISER; FERKOLJ; SOLINC, 1995), (PENMAN; STAVROU, 1995), (FISER; FERKOLJ, 1996) tanto em regime transitório quanto em regime permanente.

Visando uma análise comparativa, em (TRZYNADLOWSKI; RITCHIE, 1999), (BELLINI, 2000) é realizado um estudo entre três mecanismos de detecção: análise espectral de corrente de fase estatórica, potência instantânea e conjugado eletromagnético estimado.

O sinal de tensão induzido no enrolamento estatórico após a perda da alimentação fornecida

ao motor (por exemplo em uma parada) é utilizada em (MILIMONFARED, 1998) na detecção de quebra de barras. Variações de amplitude nas componentes de frequências harmônicas da tensão induzida são observadas após a quebra de barras, sendo por isso utilizadas para o diagnóstico da falha.

Para a máquina conectada em estrela, desconsiderando a variação dos termos resistivos da máquina do ponto de vista do enrolamento estatórico na ocorrência da falha, (GARCIA, 2004) utiliza a análise do espectro de frequência da tensão de seqüência zero (homopolar) na discriminação da ocorrência da mesma através do aparecimento de componentes de frequência proporcionais à frequência de alimentação e à velocidade da máquina.

1.3.3 Modelos de Representação do Estator, caso *CCE*

Em (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000), é realizada a modelagem do estator considerando-o a enrolamentos concentrados e o rotor como mostrado na Fig.1.3. O curto-circuito entre espiras é representado através de uma pequena resistência colocada em paralelo com a parte danificada da espira. Por perder espiras, é mostrado que a fase com a falha concatena menos fluxo magnético perdendo força magneto motriz (FMM). A corrente de curto-circuito que circula através da porção em falha do enrolamento contribui negativamente com a FMM do entreferro da máquina. Dessa forma, as relações entre indutâncias própria do enrolamento danificado assim como as mútuas entre o mesmo e os outros enrolamentos estatóricos e rotóricos são alteradas. É mostrado que, para a máquina operando com seus enrolamentos estatóricos ligados em delta, na ocorrência da falha, aparece uma componente de terceira harmônica nas correntes de linha e de fase da máquina, assim como componentes harmônicas nas componentes rotóricas. Contudo, essas mesmas características são obtidas quando a fonte de alimentação da máquina é desbalanceada. Neste sentido, é demonstrado que somente a análise espectral da corrente estatórica, para essa configuração (estator conectado em delta), não é suficiente para detecção e diagnóstico do curto-circuito entre espiras estatóricas.

Em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2000), (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002) a repre-

sentação do CCE é realizada da mesma forma que em (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000), entretanto, a máquina é conectada em estrela e o rotor é considerado como trifásico a enrolamento concentrado, ou seja, da mesma forma do estator. A transformação de Park é aplicada e um modelo *odq* é obtido. Um circuito de regime permanente é derivado. Da mesma forma, (CRUZ; CARDOSO, 2004), (BACCARINI, 2004) realizam a análise para a máquina conectada em delta.

O modelamento da máquina nas suas variáveis originais dificulta a implementação de qualquer sistema de detecção e diagnóstico e até mesmo a implementação de sistemas de controle, principalmente por suas variáveis estatóricas e rotóricas estarem em referenciais diferentes. Dessa forma, em (CHANG; COCQUEMPOT; CHRISTOPHE, 2003) é proposto um modelo em variável original, que utiliza uma matriz de transformação aplicada às variáveis rotóricas da máquina, transformando estas do referencial rotórico para o referencial estatórico. A confirmação da diminuição do fluxo concatenado da bobina na ocorrência de CCE, permite utilizar a perda de espira como representação da falha, como realizado por (JACOBINA; CHAVES FL.; LIMA, 2000) que gera um modelo *odq* equivalente para a máquina em falha através da perda de espiras. Análises de resultados experimentais e simulados validam o modelo.

1.3.4 Sistemas de Detecção e Diagnóstico de Falhas, caso CCE

A amostragem do fluxo axial de dispersão através da disposição assimétrica de bobinas em torno do motor e sua monitoração através da análise do espectro de frequência é realizado por (PENMAN, 1994). Neste caso, harmônicos no fluxo de dispersão axial são utilizados como sinais característicos de CCE. Contudo, tal técnica não se torna muito apropriada devido à dificuldade da disposição das bobinas sensoras daquele fluxo.

Em (KLIMAN, 2000), a corrente de seqüência negativa é escolhida como sinal característico da falha e a detecção de CCE é realizada baseada no princípio de que os motores são originalmente simétricos, assim como a fonte de alimentação de tensão. É mostrado que este sinal não se torna adequado devido à desbalanceamentos naturais intrínsecos à fonte de alimentação. Contudo, essa limitação pode ser superada através da construção de um sistema de auto-regulação.

A análise do espectro de corrente estatórica como meio de determinar a existência de CCE é realizada em (THOMSON, 2001). É mostrado que as distorções geradas no campo magnético de entreferro pela falha induzem componentes de assinaturas da falha no motor em operação. Em (THOMSON, 2002) é realizada a mesma análise para a máquina alimentada em malha aberta por um inversor de frequência. É demonstrado empiricamente que as componentes de frequência que aparecem devido à falha não sofrem influência quanto à condição de carga.

Em se tratando de acionamento em malha fechada, (CRUZ; CARDOSO, 2003), (CRUZ; CARDOSO; TOLIYAT, 2003), (CRUZ; CARDOSO, 2004), (CRUZ; CARDOSO, 2005) analisam o comportamento dinâmico da falha de CCE em sistema DTC (Direct Torque Control) com controle por histerese e propõem duas estratégias de detecção desse tipo de falha nesse acionamento. Os resultados foram obtidos considerando a máquina alimentada em delta. É demonstrado que, assim como alimentada em malha aberta, componentes de terceira harmônica são introduzidas nas correntes de fase do estator da máquina pela falha (máquina sob DTC), sendo utilizadas como sinal característico da mesma. Baseado na teoria de múltiplos referenciais é deduzido um indicador da falha dependente das correntes dq de seqüência positiva da máquina. Esse indicador varia somente com a evolução da falha e independe da carga em que o motor está operando.

Em (JIANYUAN; ZHISHAN; WANLI, 1999), a diferença de fase entre as correntes trifásicas do estator da máquina é utilizada para detectar CCE. Nas condições ideais de operação, máquina sem falha e alimentação balanceada, a diferença de fase entre as correntes estatórica é de 120° elétricos. Na ocorrência do CCE, as fases entre essas correntes diferem dos 120° elétricos, devido à assimetria gerada nos parâmetros dos enrolamentos do estator. Para determinação da fase entre as correntes utilizaram-se funções de correlações cruzadas. Contudo, tal sinal também é afetado pelo desbalanceamento da fonte de alimentação, o que limita a aplicação da estratégia.

O ângulo de impedância é utilizado em (BOQIANG; HEMING; LILING, 2002), (BOQIANG; HEMING; LILING, 2003) na determinação de CCE. Este ângulo é calculado através da correlação cruzada entre a tensão de cada fase e sua respectiva corrente. É demonstrado que variações na alimentação de entrada do motor não afeta este ângulo, o que torna esta estratégia interessante.

Como realizado em (MILIMONFARED, 1998) para detecção de quebra de barras rotóricas, (NANDI; TOLIYAT, 2000), (NANDI; TOLIYAT, 2002), (BELLINI, 2003) propõem um método de análise de CCE baseado no espectro de frequência da tensão induzida nos enrolamentos estatóricos após o desligamento da alimentação fornecida à máquina. A estratégia adotada é verificar a influência da corrente que circula na porção curto-circuitada nos enrolamentos da máquina. É mostrado que a maior vantagem desse método é que não há qualquer influência de componentes harmônicas, desbalanceamento da fonte de alimentação, e nem da carga movida pela máquina, na estratégia de detecção.

A representação das correntes estatóricas do motor de indução através dos vetores de Park é utilizada como método de detecção de CCE em (CARDOSO; CRUZ; FONSECA, 1997), (CARDOSO; CRUZ; FONSECA, 1999), (HOUDOUIN, 2003). Para isso, é analisado o padrão do diagrama dos vetores ativos (dq) da máquina. Uma forma elíptica particular à falha é encontrada no diagrama na ocorrência da mesma.

Em (HENAO; DEMIAN; CAPOLINO, 2002), (HENAO; DEMIAN; CAPOLINO, 2003) é proposta a análise do espectro de frequência do fluxo de dispersão do motor de indução através de um sensor de fluxo externo. O sensor fica localizado na carcaça da máquina. Como o fluxo é um estado da máquina que depende das correntes estatóricas e rotóricas, o espectro de frequência do fluxo de dispersão contém informações acerca das componentes de falha que afetam o estator e/ou o rotor, estando dessa forma habilitada a detecção de falhas nas duas partes do motor. No que se refere a CCE, o espectro do fluxo é analisado para o motor funcionando de três formas: i) rotor bloqueado; ii) girando a vazio e iii) girando com carga nominal. O mesmo foi alimentado por uma fonte senoidal e por um inversor de frequência. É demonstrado através de análise gráfica que o método de detecção é hábil na detecção da falha para todas as situações às quais a máquina foi submetida. O teste verificou-se mais confiável que a análise espectral de corrente de fase, principalmente para uma pequena porcentagem de espiras danificadas.

Em (MELERO, 2003) é realizado o estudo comparativo entre diferentes métodos de diagnóstico de CCE: espectro do fluxo de dispersão axial, espectro do conjugado eletromagnético de entreferro obtido a partir da medição de tensão e correntes estatóricas, proposto por (MELERO,

1999), impedância de seqüência negativa, proposto em (SOTTILE; KOHLER, 1993), que baseia-se na medição da tensão e corrente de seqüência negativa para sua determinação. É verificado que no estágio inicial da falha, os dois últimos métodos são mais sensíveis, ou seja, variam mais em comparação com a máquina sadia. No entanto, o fluxo de dispersão axial mostra-se mais linear na evolução da falha e apresenta uma maior diferença quando se compara o estado final (curto-circuito na fase) e a máquina sadia. Em (RASMUSSEN; TUTTLE C.B., 1999) a análise térmica, via sensores infra-vermelhos, dos enrolamentos estatóricos, é utilizada como ferramenta capaz de indentificar sobre-aquecimentos gerados nos mesmos. A análise dinâmica da variação da temperatura mostra-se eficiente na detecção de problemas na máquina, contudo não no diagnóstico, ou seja, na identificação da falha.

1.4 SINOPSE DOS CAPÍTULOS

No capítulo 2, intitulado Modelos de Representação para Quebra de Barras, são analisados os diversos modelos de representação de quebra de barras visando a compreensão dos efeitos causados por este tipo de falha ao motor de indução gaiola de esquilo. São apresentados cinco modelos, sendo um proposto neste trabalho. Estudos comparativos quanto à representatividade da falha e a simplicidade do modelo são realizados. O comportamento do motor é analisado quando este é alimentado por uma fonte de tensão puramente senoidal e em malha aberta.

No capítulo 3, intitulado Modelos de Representação de Cuto-circuito entre Espiras Estatóricas, são discutidos dois modelos de representação da máquina funcionando sob este tipo de falha. A representatividade entres os modelos e o comportamento do motor são discutidos e uma análise entre os impactos causados ao motor devido à ocorrência de CCE para a máquina alimentada por uma fonte de tensão senoidal conectada em estrela e em triângulo é realizada.

No capítulo 4, intitulado Conclusões e Trabalhos Futuros, são apresentadas as conclusões finais do presente trabalho acerca dos modelos de representação de falha estudados nos capítulos anteriores e sugestões para continuação do trabalho.

CAPÍTULO 2

MODELOS DE REPRESENTAÇÃO PARA QUEBRA DE BARRAS

2.1 INTRODUÇÃO

O motor de indução com rotor tipo gaiola de esquilo é o mais robusto e mais comum dos motores elétricos utilizados atualmente na indústria. Bombas, moinhos de aço, e esteiras são alguns exemplos da larga aplicação dos motores de indução trifásicos. Recentemente, com o advento dos conversores de potência, as máquinas de indução estão também ganhando espaço cada vez maior em aplicações de velocidade variável. Desta forma, o acionamento dos motores de indução nos dias de hoje baseiam-se em três principais conceitos: segurança, confiabilidade e eficiência.

Falhas em máquinas elétricas causam o comprometimento do desempenho das mesmas e ainda dos sistemas delas dependentes. Assim, é imprescindível o estudo do comportamento dinâmico durante falhas e as influências geradas pelas mesmas nos motores de indução. As falhas subdividem-se em dois tipos: falhas mecânicas e falhas de isolamento.

Falhas mecânicas e de isolamento podem ter suas classificações observadas em (NANDI; TOLYAT; LI, 2005). Dentre as falhas mecânicas, destacam-se as assimetrias rotóricas subdivididas em: quebra de barras e/ou quebra de anéis. O aumento da ocorrência desse tipo de falta tem despertado a atenção da comunidade científica no que diz respeito ao desenvolvimento de modelos que possam descrever o comportamento da máquina sob essa circunstância.

Em (DELEROI, 1984), é mostrado que a distribuição de campo magnético em torno da barra quebrada gira no entreferro com a velocidade mecânica da máquina, dando origem a fluxos e correntes estatóricas de falha que pulsam com frequências proporcionais ao escorregamento.

A interação do fluxo estatórico com o rotor da máquina gera uma componente de indução neste último de frequência sf_s . Contudo, com o surgimento da quebra de barra, a indução no rotor da máquina é superposta por uma componente de seqüência negativa $-sf_s$, gerando oscilações na corrente estatórica de $f_s(1-2s)$ e no conjugado e velocidade da máquina de $2sf_s$. Essas componentes interagem com o estator da máquina resultando no aparecimento de componentes $f_s(1+2s)$ que induzem no rotor componentes $\pm 3sf_s$ devido à assimetria, que por sua vez induzem no estator componentes $f_s(1-4s)$ e assim sucessivamente. Estas componentes denominadas de frequências harmônicas laterais¹ são descritas matematicamente por:

$$f_b = (1 \pm 2ks) f_s$$

onde, f_b é a frequência lateral (assinatura da falta), com $k = 1, 2, 3, \dots$

Com o surgimento dessas componentes de frequência laterais nas correntes de fase estatóricas e no fluxo de entreferro da máquina (responsável pela conversão eletromecânica de energia) o desempenho da mesma é comprometido. Devido à quebra de barra, as oscilações proporcionais ao escorregamento, que surgem no conjugado eletromagnético e na velocidade mecânica da máquina, faz os mesmos diminuírem em termos médios.

Dessa maneira, o desenvolvimento de modelos matemáticos que sejam capazes de representar o comportamento dinâmico (transitórios e regime permanente) da máquina, mesmo sob condições de quebra de barras, tornam-se importantes no entendimento das alterações que ocorrem nas relações dos estados (correntes, fluxos, e etc..) do motor. Logo, o estudo das características desses estados através de simulação, empregando a representação matemática, torna-se uma ferramenta muito poderosa na análise e no desenvolvimento de técnicas a serem adotadas para avaliação desses distúrbios e/ou mudanças de ponto de operação da máquina, reduzindo os custos de manutenção e tempo de parada da planta..

Sendo assim, este capítulo é dedicado ao estudo comparativo entre os modelos de representação da máquina sob quebra de barras rotóricas. Para isso, serão analisados dois modelos apresentados na literatura, capazes de representar o comportamento da máquina sob operação

¹Pois estão na vizinhança da componente fundamental de corrente de fase estatórica.

simétrica: i) *Múltiplos Laços*: considera a gaiola do rotor como uma rede de impedâncias (indutâncias e resistências); ii) *Enrolamento Concentrado*: considera o rotor da máquina com o mesmo número de fases do estator (neste caso, trifásico) e senoidalmente distribuídas. O desenvolvimento e entendimento do primeiro modelo (*Múltiplos Laços*) é realizado por este ser tomado como modelo de referência, pois é o que melhor representa a gaiola rotórica. Alterações no segundo modelo (*Enrolamento Concentrado*) foram realizadas em (H. RODRIGUEZ-CORTÉS; STANKOVIĆ, 2004), (FISER; FERKOLJ, 1997) e (CUNHA; LYRA; FILHO, 2005) e uma nova é proposta neste trabalho, a qual permite representar o efeito dessa falha na máquina.

O estudo comparativo e a proposta de um novo modelo justifica-se com o objetivo de averiguar quais as vantagens e desvantagens (representatividade, tempo de processamento) de um modelo em relação ao outro. A verificação do aparecimento das componentes harmônicas vizinhas à fundamental na corrente estatórica e o comportamento do conjugado eletromagnético e velocidade rotórica do motor sob malha aberta, alimentado por uma fonte de tensão senoidal, serão utilizados para avaliar a representatividade de cada modelo. A demanda computacional será usada no cálculo do tempo de processamento de cada modelo.

2.1.1 Hipóteses

Para todos os modelos estudados serão consideradas as seguintes aproximações:

- A máquina não está operando sob saturação;
- Enrolamentos estatóricos trifásicos, idênticos e senoidalmente distribuídos separados por 120° graus elétricos;
- Para representação de múltiplos laços: n barras uniformemente distribuídas em torno da gaiola rotórica espaçadas por $\frac{2\pi}{n}$ radianos;
- Para representação por enrolamentos concentrados: enrolamentos rotóricos idênticos e senoidalmente distribuídos e separados por 120° elétricos;

- Ausência de efeito pelicular e variação paramétrica;
- Uniformidade no entreferro da máquina;

2.2 ESTRUTURA E EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DO ESTATOR

Para a verificação do comportamento dinâmico do motor de indução trifásico gaiola de esquilo trabalhando na ausência de falhas e sob quebra de barras rotóricas, o estator do mesmo será modelado de acordo com a Fig.2.1, ou seja, cada fase será representada por uma associação em série de uma indutância própria e uma resistência com valores, L_s e R_s , respectivamente, sendo as três fases iguais entre si. Cada enrolamento possui n_s espiras.

Os eixos magnéticos estatóricos estão defasados de 120° elétricos e seus enrolamentos estarão ligados em estrela sem conexão com o neutro da fonte de alimentação. Dessa forma, os terminais x_a , x_b e x_c estão interligados e a partir de agora serão designados por o . Assumindo que correntes positivas geram fluxos positivos e baseando-se nas relações elétricas existentes para um circuito $R - L$, define-se a relação de tensão na forma matricial descrita abaixo:

$$[v_{s123o}^s] = [R_{s123}] [i_{s123}^s] + \frac{d[\lambda_{s123}^s]}{dt} \quad (2.1)$$

onde: v_{s123o}^s é o vetor de tensão, i_{s123}^s é o vetor de corrente, λ_{s123}^s é o vetor de fluxo concatenado, e R_{s123} é a matriz de resistência do estator, definido por:

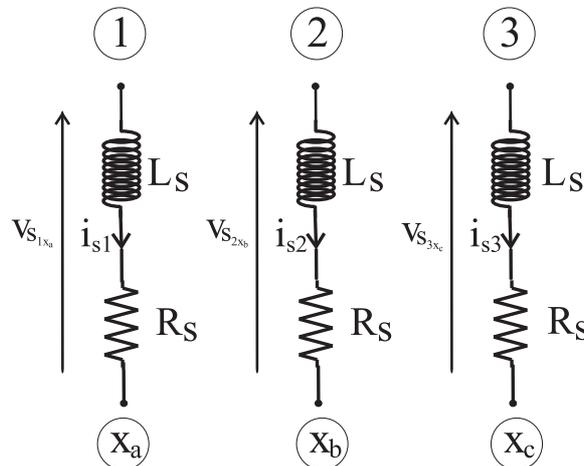


Figura 2.1. Estrutura do estator para a modelagem do motor de indução trifásico.

$$v_{s123o}^s = \begin{bmatrix} v_{s1o}^s \\ v_{s2o}^s \\ v_{s3o}^s \end{bmatrix} \quad i_{s123}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} \quad \lambda_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$R_{s123} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

O sobrescrito s significa que a variável está no referencial estatórico.

2.3 MODELOS DA MÁQUINA SIMÉTRICA

Modelos de representação do motor de indução operando com ausência de defeitos próprios são bem abordados na literatura. Contudo, um menor número de modelos é encontrado quando considera o rotor como uma malha de resistências e indutâncias em comparação com o modelo a enrolamentos concentrados. Sendo assim, esta seção é dedicada ao desenvolvimento algébrico do modelo de malha e à apresentação do segundo.

2.3.1 Modelo Múltiplos Laços (MML)

2.3.1.1 Estrutura e Equações Diferenciais do Rotor Bastante estudado em (DELEROI, 1984), o modelo para o rotor da máquina de indução com N_r barras rotóricas é baseado numa aproximação de circuitos magneticamente acoplados considerando que a corrente de cada barra é uma variável independente, gerando um sistema tão complexo quanto maior for o número de barras rotóricas. A Fig.2.2 mostra a estrutura do rotor adotado pelo modelo de múltiplos laços para um motor de indução com N_r barras.

Como pode ser observado na Fig.2.2, cada laço é definido por duas barras rotóricas adjacentes com seus extremos conectados através dos anéis da máquina. Cada barra rotórica e/ou segmento do anel é representado por um circuito $R - L$ equivalente, em série, representando a resistência e a indutância natural de cada segmento da gaiola, respectivamente. Este modelo pode ser aplicado para números inteiros ou não de barras por pólos da máquina. Dessa forma,

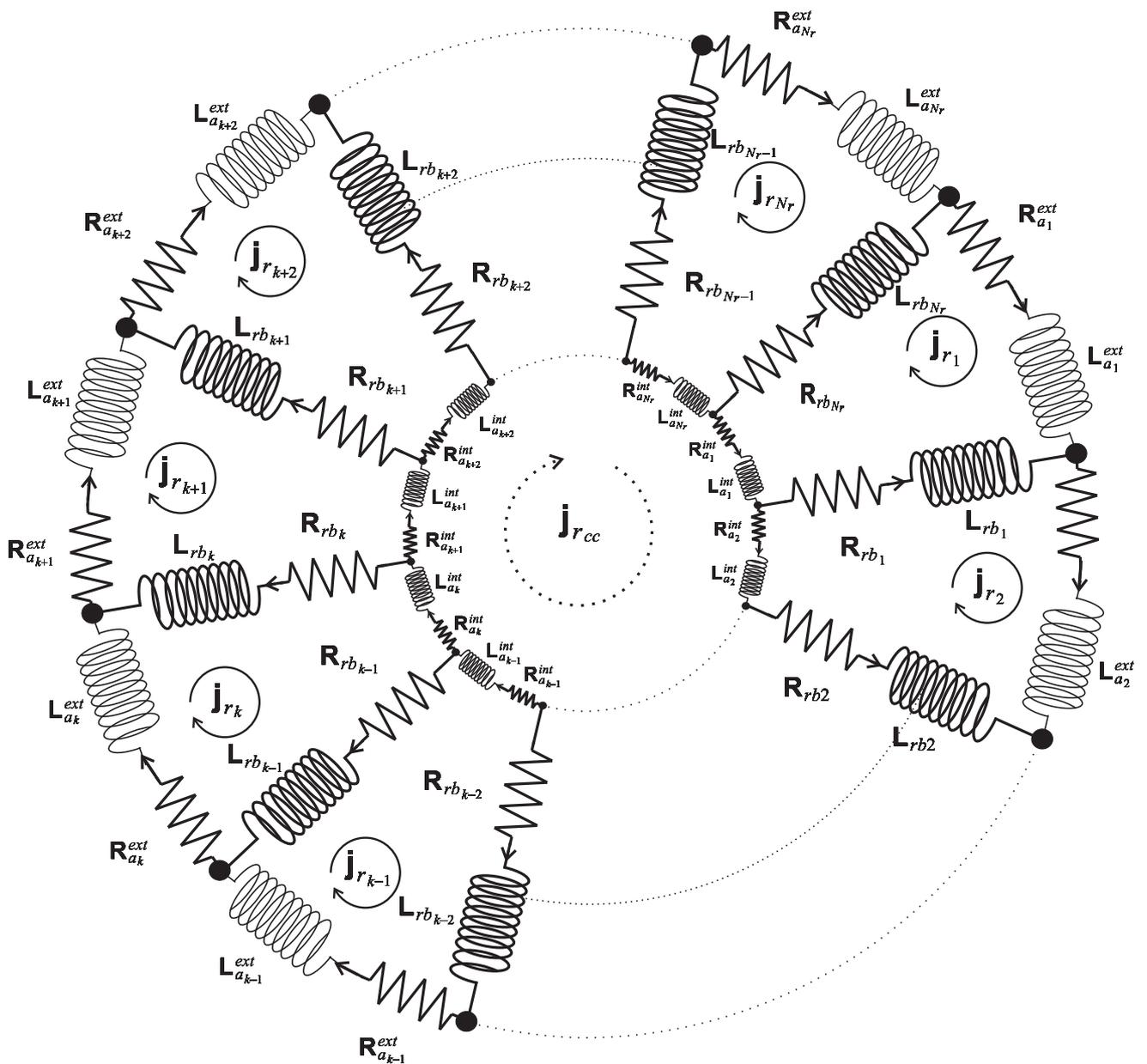


Figura 2.2. Modelo de múltiplos laços do motor de indução gaiola de esquilo.

pode-se escrever as equações de tensão rotórica na forma matricial:

$$[v_{r123\dots N_r+1}^r] = [R_{r123\dots N_r+1}] [j_{r123\dots N_r+1}^r] + \frac{d[\lambda_{r123\dots N_r+1}^r]}{dt} \quad (2.4)$$

onde: $v_{r123\dots N_r+1}^r$ é o vetor de tensão, $j_{r123\dots N_r+1}^r$ é o vetor de corrente de laço, $\lambda_{r123\dots N_r+1}^r$ é o vetor de fluxo rotórico concatenado e $R_{r123\dots N_r+1}$ é a matriz de resistência do rotor definidos por:

$$v_{r123\dots N_r+1}^r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad j_{r123\dots N_r+1}^r = \begin{bmatrix} j_{r1}^r \\ j_{r2}^r \\ \vdots \\ j_{rk}^r \\ \vdots \\ j_{rN_r}^r \\ j_{rcc}^r \end{bmatrix} \quad \lambda_{r123\dots N_r+1}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \vdots \\ \lambda_{rk}^r \\ \vdots \\ \lambda_{rN_r}^r \\ \lambda_{rcc}^r \end{bmatrix}$$

$$R_{r123\dots N_r+1} = \begin{bmatrix} R_{rt_1} & -R_{rb_1} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -R_{rb_{N_r}} & -R_{a_1}^{int} \\ -R_{rb_1} & R_{rt_2} & -R_{rb_2} & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & -R_{a_2}^{int} \\ \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb_{k-1}} & -R_{rt_k} & -R_{rb_k} & \dots & 0 & 0 & -R_{a_k}^{int} \\ \vdots & \vdots \\ -R_{rb_{N_r}} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & -R_{rb_{N_r-1}} & -R_{rb_{N_r}} & -R_{a_{N_r}}^{int} \\ -R_{a_1}^{int} & -R_{a_2}^{int} & -R_{a_3}^{int} & \dots & -R_{a_{k-1}}^{int} & -R_{a_k}^{int} & -R_{a_{k+1}}^{int} & \dots & -R_{a_{N_r-1}}^{int} & -R_{a_{N_r}}^{int} & \sum_{k=1}^{N_r} R_{a_k}^{int} \end{bmatrix}$$

com:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{rt_1} = R_{rb_{N_r}} + R_{rb_1} + R_{a_1}^{int} + R_{a_1}^{ext} \\ \vdots \\ R_{rt_k} = R_{rb_{k-1}} + R_{rb_k} + R_{a_k}^{int} + R_{a_k}^{ext} \\ \vdots \\ R_{rt_{N_r}} = R_{rb_{N_r-1}} + R_{rb_{N_r}} + R_{a_{N_r}}^{int} + R_{a_{N_r}}^{ext} \end{array} \right\}$$

2.3.1.2 Equações de Fluxos e Mecânica A partir das configurações espacial e elétrica do estator e do rotor do motor de indução, visualizadas em: Fig.2.1 e Fig.2.2 são verificadas a partir de (??) e (2.4), é realizada a análise de circuitos magneticamente acoplados e desta maneira define-se as relações entre os fluxos magnéticos estatóricos e rotóricos:

$$[\lambda_{s123}^s] = [L_{s123}] [i_{s123}^s] + [M_{sr123\dots N_r+1}] [j_{r123\dots N_r+1}^r] \quad (2.5)$$

$$[\lambda_{r123\dots N_r+1}^r] = [L_{r123\dots N_r+1}] [j_{r123\dots N_r+1}^r] + [M_{rs123\dots N_r+1}] [i_{s123}^s] \quad (2.6)$$

onde: L_{s123} é a matriz de indutância própria e mútua entre os enrolamentos estatóricos, $L_{r123\dots N_r+1}$ é a matriz de indutância própria e mútua entre as barras rotóricas, $M_{sr123\dots N_r+1}$ é a

matriz de indutância mútua entre as barras rotóricas e enrolamentos estatóricos, e $M_{rs123\dots N_r+1}$ é a matriz de indutância mútua entre enrolamentos estatóricos e barras rotóricas, definidas por:

$$L_{s123} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$M_{rs123\dots N_r+1} = \begin{bmatrix} M_{r_1s_1} & M_{r_1s_2} & M_{r_1s_3} \\ M_{r_2s_1} & M_{r_2s_2} & M_{r_2s_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_ks_1} & M_{r_ks_2} & M_{r_ks_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_{N_r}s_1} & M_{r_{N_r}s_2} & M_{r_{N_r}s_3} \\ M_{r_{cc}s_1} & M_{r_{cc}s_2} & M_{r_{cc}s_3} \end{bmatrix}$$

$$M_{sr123\dots N_r+1} = [M_{rs123\dots N_r+1}]^T$$

$$L_{rr123\dots N_r+1} = [\mathbf{A} \quad \dots \quad \mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{C}]$$

com:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} L_{rr1} & M_{r_1r_2} - L_{fb_1} & M_{r_1r_3} \\ M_{r_2r_1} - L_{fb_1} & L_{rr2} & M_{r_2r_3} - L_{fb_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_kr_1} & M_{r_kr_2} & M_{r_kr_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_{N_r}r_1} - L_{fb_{N_r}} & M_{r_{N_r}r_2} & M_{r_{N_r}r_3} \\ -L_{a_1}^{int} & -L_{a_2}^{int} & -L_{a_3}^{int} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} M_{r_1r_{k-1}} & M_{r_1r_k} & M_{r_1r_{k+1}} \\ M_{r_2r_{k-1}} & M_{r_2r_k} & M_{r_2r_{k+1}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_kr_{k-1}} - L_{fb_{k-1}} & L_{rrk} & M_{r_kr_{k+1}} - L_{fb_k} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_{N_r}r_{k-1}} & M_{r_{N_r}r_k} & M_{r_{N_r}r_{k+1}} \\ -L_{a_{k-1}}^{int} & -L_{a_k}^{int} & -L_{a_{k+1}}^{int} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} M_{r_1r_{N_r-1}} & M_{r_1r_{N_r}} - L_{fb_{N_r}} & -L_{a_1}^{int} \\ M_{r_2r_{N_r-1}} & M_{r_2r_{N_r}} & -L_{a_2}^{int} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & 0 & -L_{a_k}^{int} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{r_{N_r}r_{N_r-1}} & L_{rr_{N_r}} & -L_{a_{N_r}}^{int} \\ -L_{a_{N_r-1}}^{int} & -L_{a_{N_r}}^{int} & \sum_{k=1}^{N_r} L_{a_k}^{int} \end{bmatrix}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{rr1} = L_{mb_1} + L_{rb_{N_r}} + L_{rb_1} + L_{a_1}^{int} + L_{a_1}^{ext} \\ \vdots \\ L_{rrk} = L_{mb_k} + L_{rb_{k-1}} + L_{rb_k} + L_{a_k}^{int} + L_{a_k}^{ext} \\ \vdots \\ L_{rr_{N_r}} = L_{mb_{N_r}} + L_{rb_{N_r-1}} + L_{rb_{N_r}} + L_{a_{N_r}}^{int} + L_{a_{N_r}}^{ext} \end{array} \right\}$$

A energia armazenada no campo magnético de acoplamento através dos fluxos estatóricos e rotóricos é obtida através da expressão:

$$W = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_{s123}^s]^T \\ [j_{r123\dots N_r+1}^r]^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} L_{s123} & M_{sr123\dots N_r+1} \\ M_{rs123\dots N_r+1} & L_{rr123\dots N_r+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s123}^s] \\ [j_{r123\dots N_r+1}^r] \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Dessa forma, pode-se calcular o conjugado eletromagnético, (C_e), da máquina através da equação de energia. Logo, tem-se que:

$$C_e = \frac{dW}{d\theta_m} \quad (2.8)$$

onde θ_m é o ângulo mecânico e relaciona-se com o ângulo elétrico da máquina, θ_r , da seguinte forma:

$$\theta_m = \frac{\theta_r}{P} \quad (2.9)$$

com P sendo o número de pares de pólos da máquina. Desta maneira, a equação de conjugado eletromagnético (??) pode ser escrita como se segue:

$$C_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} [i_{s123}^s]^T \\ [j_{r123\dots N_r+1}^r]^T \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0_{123} & \frac{d[M_{sr123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} \\ \frac{d[M_{rs123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} & 0_{123\dots N_r+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s123}^s] \\ [j_{r123\dots N_r+1}^r] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

onde 0_{123} e $0_{123\dots N_r+1}$ são matrizes zero de ordem 3 e $N_r + 1$, respectivamente, oriundas da diferenciação das matrizes próprias do estator e do rotor. Desenvolvendo (2.10) obtém-se:

$$C_e = \frac{P}{2} [j_{r123\dots N_r+1}^r]^T \frac{d[M_{rs123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} i_{s123}^s + \frac{P}{2} [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sr123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} j_{r123\dots N_r+1}^r \quad (2.11)$$

$$C_e = P [j_{r123\dots N_r+1}^r]^T \frac{d[M_{rs123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} i_{s123}^s \quad (2.12)$$

ou ainda:

$$C_e = P [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sr123\dots N_r+1}]}{d\theta_r} j_{r123\dots N_r+1}^r \quad (2.13)$$

A equação mecânica que descreve o funcionamento rotativo do motor de indução é dada por:

$$J_t \frac{d^2\theta_r}{dt^2} = C_e - f_a \frac{d\theta_r}{dt} - C_m \quad (2.14)$$

onde: J_t é o coeficiente de inércia da máquina, f_a é coeficiente de atrito, C_m é a carga mecânica conectada ao eixo do motor. Os parâmetros: J_t , f_a , e C_m dependem diretamente da máquina e da carga conectada à mesma.

2.3.2 Modelo a Enrolamento Concentrado (MEC)

No modelo a enrolamento concentrado, o rotor do motor trifásico de indução é representado pela Fig.2.3. Percebe-se que este rotor é muito semelhante ao estator da máquina trifásica visualizada na Fig.2.1. Dessa forma, a descrição matemática desse rotor segue o que foi realizado para o caso do estator trifásico.

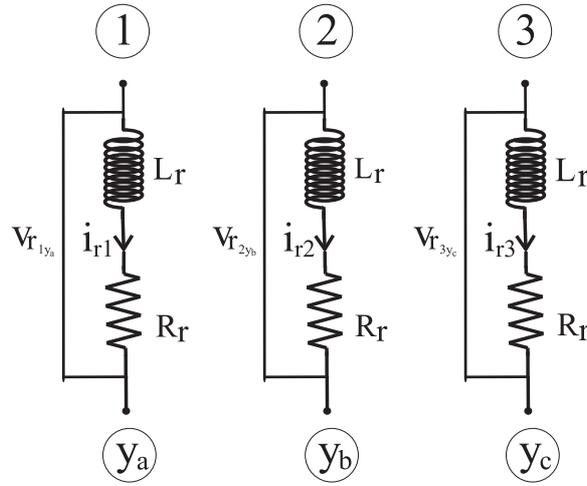


Figura 2.3. Estrutura do rotor para a modelagem da máquina a enrolamentos concentrados.

2.3.2.1 Equações Diferenciais do Rotor Sendo a estrutura similar a desenvolvida para o estator, a equação de tensão rotórica pode ser escrita da forma como se segue:

$$[v_{r123n}^r] = [R_{r123}] [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (2.15)$$

2.3.2.2 Equações de Fluxo e Mecânica As equações de fluxo ef são definidas e escritas da seguinte forma:

$$[\lambda_{s123}^s] = [L_{s123}] [i_{s123}^s] + [M_{sr123}] [i_{r123}^r] \quad (2.16)$$

$$[\lambda_{r123}^r] = [L_{r123}] [i_{r123}^r] + [M_{rs123}] [i_{s123}^s] \quad (2.17)$$

O conjugado da máquina é então definido por:

$$C_e = P [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sr123}]}{d\theta_r} i_{r123}^r \quad (2.18)$$

2.3.2.3 Transformação 123 – odq A transformação odq do motor trifásico pode ser observada na Fig.2.4.

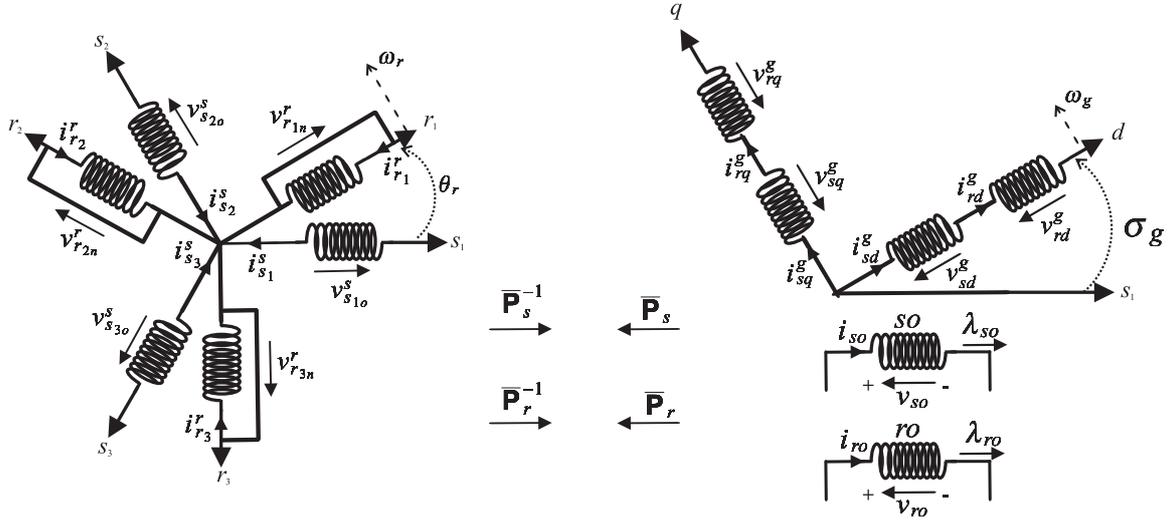


Figura 2.4. Visualização da transformação $123 \leftrightarrow odq$.

Essa transformação, também denominada transformação de Park, é realizada para a obtenção de um sistema trifásico equivalente com matrizes de acoplamento (indutâncias mútuas entre estator e rotor) não variantes no tempo. Sendo assim, define-se a transformação odq^2 :

$$w_{s123} = \bar{\mathbf{P}}_s w_{sodq} \quad (2.19)$$

$$w_{r123} = \bar{\mathbf{P}}_r w_{rodq} \quad (2.20)$$

As equações da máquina odq são definidas por:

$$v_{sodq}^g = R_{sodq} i_{sodq}^g + \frac{d\lambda_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sodq}^g \quad (2.21)$$

$$v_{rodq}^g = R_{rodq} i_{rodq}^g + \frac{d\lambda_{rodq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rodq}^g \quad (2.22)$$

$$\lambda_{sodq}^g = L_{sodq} i_{sodq}^g + M_{srodq} i_{rodq}^g \quad (2.23)$$

$$\lambda_{rodq}^g = L_{rodq} i_{rodq}^g + M_{rsodq} i_{sodq}^g \quad (2.24)$$

²Para melhor entendimento da transformação odq vide

Da mesma forma, o conjugado eletromagnético definido em (2.18) pode ser expresso através das variáveis odq :

$$C_e = P \frac{3}{2} M_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.25)$$

com o sobrescrito g representando um referencial genérico.

A equação mecânica que descreve o funcionamento da máquina elétrica descrita por este modelo é dada por (2.14).

2.3.3 Resultados de Simulação

Para verificar a concordância entre os modelos, realizaram-se simulações com a máquina A^3 . Dessa forma, a análise da representatividade do modelo a enrolamento concentrado em relação ao outro é promovida comparando-se o comportamento no domínio do tempo e da frequência das correntes estatóricas, e no tempo da velocidade e conjugado eletromagnético produzido pela máquina operando a vazio e com carga nominal. A simulação do motor de indução é realizada com alimentação senoidal de 60 (Hz) com o estator do mesmo conectado em Y com neutro isolado. Em, $t = 0$ s, o motor é acionado a vazio. No instante $t = 1$ s é adicionada a carga nominal da máquina. Ambos os modelos foram simulados com as mesmas características: i) Tempo de simulação; ii) Passo de cálculo; iii) Invocação de biblioteca, utilizando-se o *C++ Builder*. As respostas dos mesmos podem ser visualizadas nas Fig.2.5, Fig.2.6 e Fig.2.7.

Como observado nas Fig.2.5, Fig.2.6, Fig.2.7 verifica-se a existência de desvios em regime permanente entre as respostas de cada modelo. Os valores destes erros podem ser visualizados na Tab. 2.1. Tais erros são esperados já que os testes realizados para obtenção do modelo trifásico a enrolamentos concentrados equivalente são aproximações do modelo real. Os testes realizados foram: teste de rotor bloqueado e de curto-circuito.

O esforço computacional é determinado calculando-se a diferença entre o fim da simulação e o início da mesma. Dessa maneira, a Tab. 2.2 mostra esses resultados.

³Descrição dos parâmetros elétricos e mecânicos da máquina no .

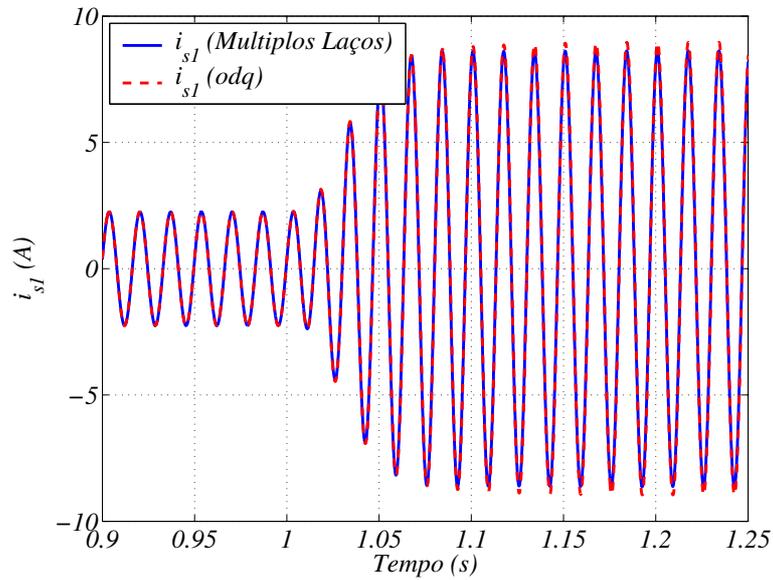


Figura 2.5. Evolução temporal da corrente elétrica da fase 1 ($i_{s_1}^s$) do estator da máquina.

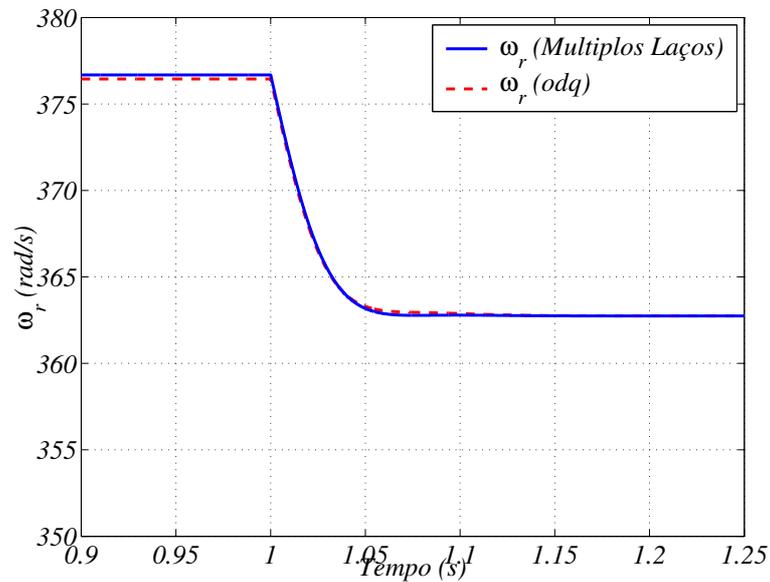


Figura 2.6. Evolução temporal da velocidade mecânica (ω_r) da máquina.

Tabela 2.1. Erros entre as Respostas do MML e MEC

	MML (carga)	odq (carga)	erro (%)
$i_{s_1}^s$ (A)	8.62	8.94	3.7
ω_r (rad/s)	362.74	362.74	0.0
C_e (N.m)	12.11	12.32	1.7

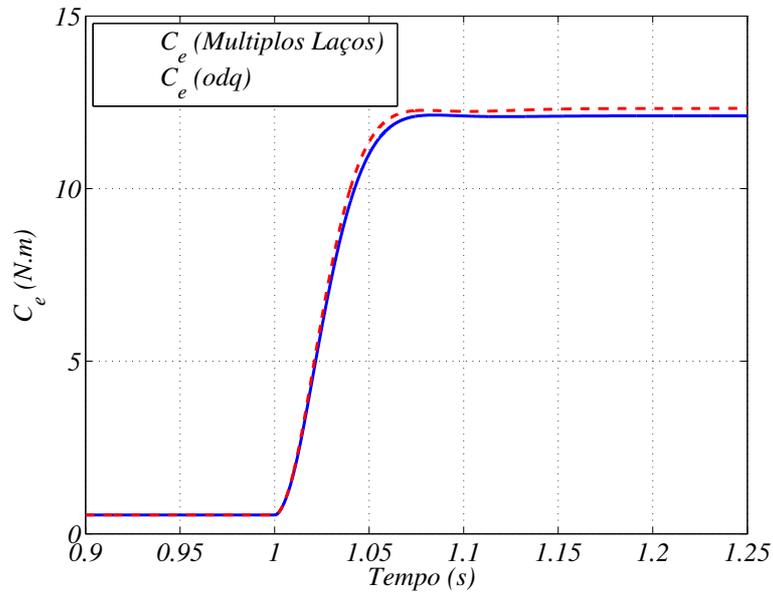


Figura 2.7. Evolução temporal do conjugado eletromagnético (C_e) desenvolvido pela máquina.

Tabela 2.2. Esforço computacional do MML e MEC

	Esforço Computacional (s)
Múltiplos Laços	1819
odq	2

2.4 MODELOS DA MÁQUINA COM FALHA

A quebra de barras rotóricas representa uma assimetria construtiva local na gaiola de esquilo. A larga utilização do motor de indução e os diversos mecanismos que podem levar ao rompimento da barra justificam a modelagem e o estudo das máquinas sob tal condição. As principais razões que levam ao surgimento desse tipo de falha são enumerados:

- Estresse térmico devido à sobrecarga, desbalanceamento na alimentação, e excessivas perdas;
- Estresse magnético causado por forças eletromagnéticas, ruídos eletromagnéticos, vibrações;
- Estresse residual devido à problemas de fabricação;
- Estresse dinâmico causado por forças centrífugas e estresse cíclico;
- Estresse causado por ruído e diversos tipos de sujeiras do ambiente;
- Estresse mecânico devido à perda de laminações, partes danificadas e falhas no rolamento;

As condições de contorno para a obtenção do efeito de quebra de barras no modelo de múltiplos laços e os modelos que utilizam um rotor trifásico a enrolamento concentrado para a mesma representação são listados e estudados nesta secção.

2.4.1 Modelo Múltiplos Laços (MML)

A modelagem através das associações em série de resistência e indutância em vários laços faz do modelo *múltiplos laços* o mais aproximado da real construção física da gaiola de esquilo. Assim sendo, como mencionado anteriormente, o mesmo será utilizado como modelo padrão para representação do motor com rotor gaiola de esquilo no presente trabalho, sendo que, as configurações do mesmo para a obtenção da quebra de barra, podem ser realizadas através de duas condições de contorno discutidas em seguida.

2.4.1.1 Condições de Contorno Havendo o rompimento total de uma das barras rotóricas, caracterizando assim a ocorrência da falha, a nova corrente que circulará através da barra danificada será nula. A representação da quebra de barra no modelo pode ser alcançado de duas maneiras:

1. Aumento da resistência da(s) barra(s) quebrada(s) de forma que esta seja muito maior que a resistência das demais barras ainda sadias;
2. Remodelar o rotor da máquina com a ausência da(s) barra(s) defeituosa(s) gerando novas matrizes de indutâncias e resistências;

Diferentemente da forma 2, a condição de contorno 1 pode ser rapidamente realizada sem alteração nenhuma das matrizes que definem o modelo do motor, além de poder representar quebras parciais da barra, através de modificações suaves no valor de resistência a ser adicionada à barra danificada. Logo, a forma 1 será adotada como opção para inserção do efeito da falha na gaiola rotórica nas simulações do modelo.

A Fig.2.8 mostra claramente o efeito no rotor da máquina quando há presença de uma barra quebrada (para este caso, $n = 28$). Como esperado, verifica-se que a corrente através da barra danificada ($i_{b_1}^r$) é nula e que as correntes nas barras adjacentes à mesma sofrem um grande acréscimo. Com isto, os estresses térmico e elétrico causados nas barras adjacentes podem levar à quebra das mesmas e assim por diante, ou seja, à evolução da falha. A Fig.2.9 mostra o espectro da corrente de uma barra adjacente à falha. O surgimento de frequências proporcionais ao escorregamento (sf_s , $3sf_s$, e etc) discutido na introdução deste capítulo é verificada. Da mesma forma, a Fig.2.10 mostra o efeito causado pela falha na corrente estatórica da máquina, ou seja, o aparecimento de componentes de frequências regidas por: $(1 \pm 2ks) f_s$. Ainda, pode ser visualizado na Fig. 2.11 a inserção de pulsações, com o dobro da frequência do escorregamento da máquina, na velocidade e no conjugado da mesma, devido à ocorrência da quebra de barra.

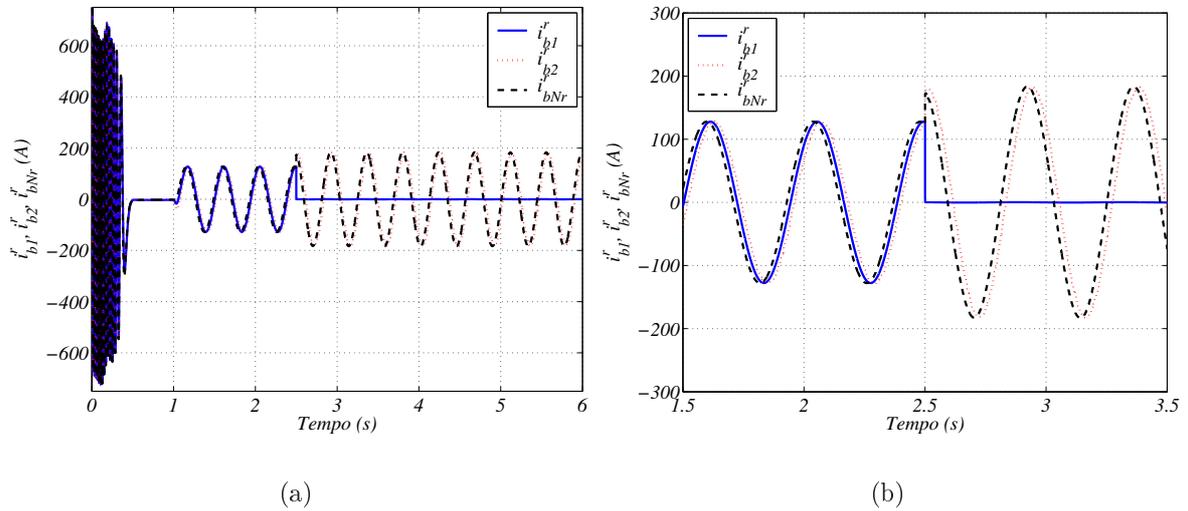


Figura 2.8. Evolução temporal da corrente da barra 1, 2, e N_r (quebra de 01 barra). (a) Ciclo completo (b) Ênfase na transição para falta.

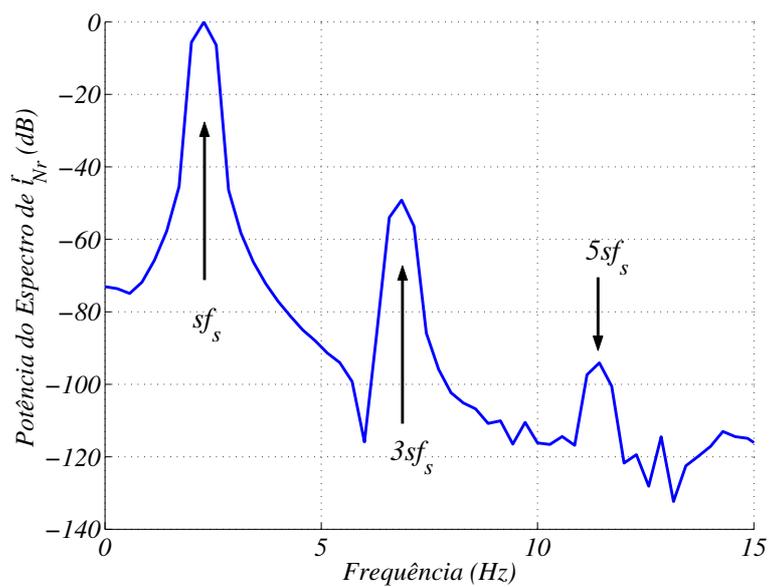


Figura 2.9. FFT do sinal da corrente da barra N_r (i_{bNr}^r) a partir de $t = 2.5$ s (quebra de 01 barra).

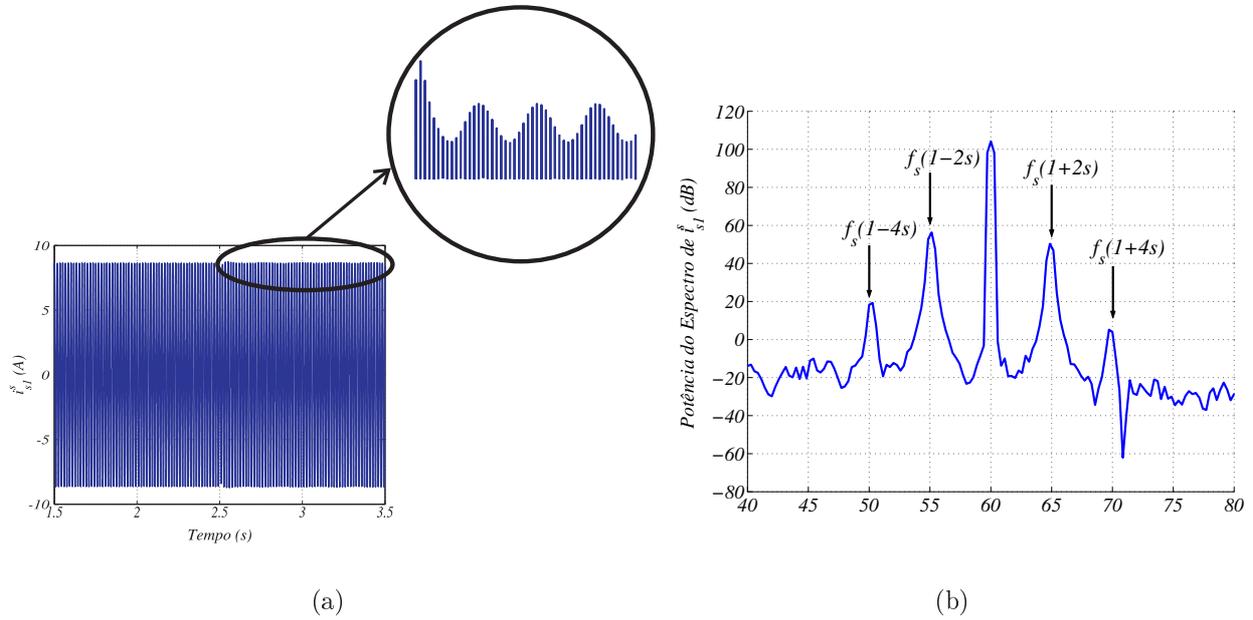


Figura 2.10. (a) Evolução temporal da corrente (i_{s1}^s). (b) FFT da corrente estática 1 (i_{s1}^s) a partir de $t = 2.5$ s (quebra de 01 barra).

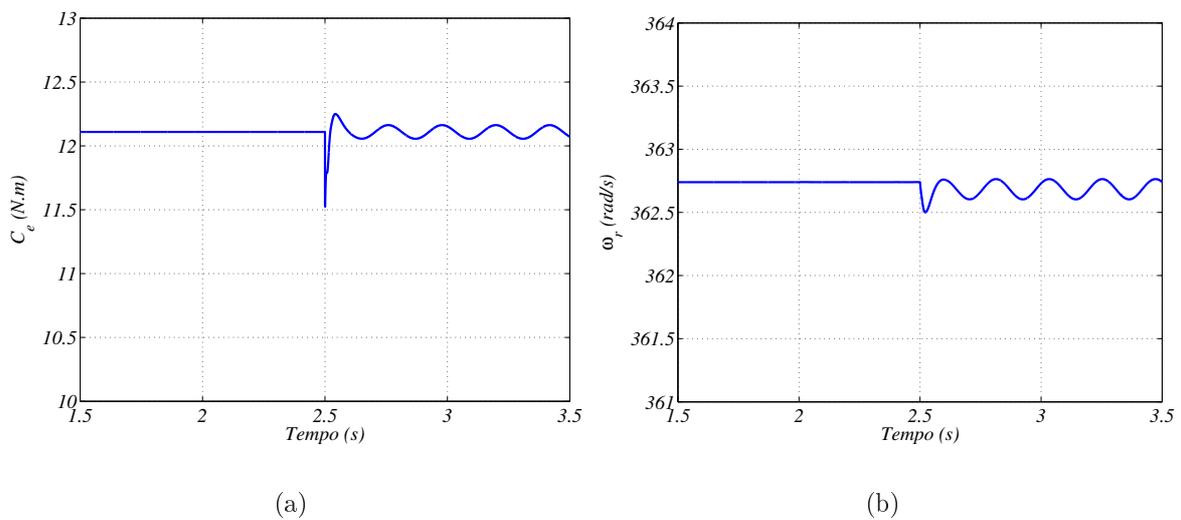


Figura 2.11. Comportamento temporal para quebra de 01 barra. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade Mecânica (ω_r).

2.4.2 Modelo Bobina Auxiliar (MBA)

Sabendo-se que a quebra de barra resulta na diminuição do fluxo de entreferro da máquina, o modelo proposto por (H. RODRIGUEZ-CORTÉS; STANKOVIĆ, 2004) representa esta falha através da inserção virtual de uma bobina auxiliar que contribui negativamente na composição desse fluxo. A estrutura do rotor nesta modelagem pode ser observada na Fig. 2.12.

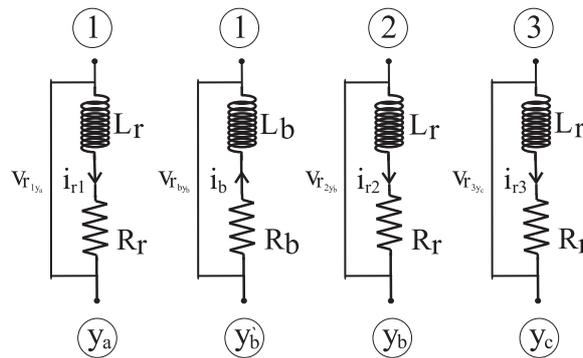


Figura 2.12. Estrutura do rotor trifásico bobinado com acréscimo da bobina auxiliar. Representação $R - L$.

Para o melhor entendimento da disposição da bobina auxiliar e da interação entre a mesma e as demais bobinas rotóricas reduzem-se os termos $R - L$ da Fig. 2.12 para termos L e conecta-se o rotor em estrela. Esta representação pode ser então observada na Fig. 2.13.

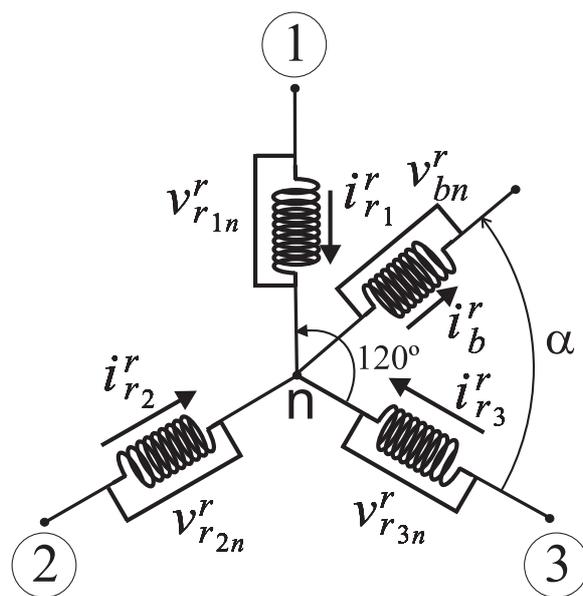


Figura 2.13. Estrutura do rotor trifásico bobinado com acréscimo da bobina auxiliar.

De acordo com as Fig. 2.12 e Fig. 2.13, é verificada a inserção de duas novas variáveis:

corrente e fluxo da bobina auxiliar. Logo, baseado naquelas figuras e no conhecimento teórico das relações existentes em circuitos magneticamente acoplados, apresentado na primeira secção deste capítulo, pode-se escrever a equação da tensão rotórica da máquina como se segue:

$$[v_{r123n}^r] = [R_{r123}] [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (2.26)$$

$$v_{rb}^r = R_b i_b^r + \frac{d\lambda_b^r}{dt} \quad (2.27)$$

onde: v_{r123n}^r é o vetor tensão, i_{r123}^r é o vetor corrente, λ_{r123}^r é o vetor fluxo rotórico, iguais aos definidos para a máquina simétrica, i_b^r é a corrente da bobina auxiliar, λ_b^r é o fluxo da bobina auxiliar, que serão tratados como perturbações a serem compensadas, v_{rb}^r e R_b são a resistência e tensão da bobina auxiliar, respectivamente.

Sabendo-se que: ϕ é o ângulo entre o enrolamento 1 do rotor e o enrolamento auxiliar, θ_b o ângulo entre o enrolamento 1 do estator e o enrolamento auxiliar, definido por: $\theta_b = \theta_r - \phi$, onde θ_r é a posição do rotor e $L_{b11} = L_b$ a indutância própria da bobina auxiliar, as equações de fluxo da máquina são redefinidas e expressas por:

$$\lambda_{s123}^s = L_{s123} i_{s123}^s + M_{sr123} i_{r123}^r + M_{sb123} i_b^r \quad (2.28)$$

$$\lambda_{r123}^r = M_{sr123} i_{s123}^s + L_{r123} i_{r123}^r + M_{rb123} i_b^r \quad (2.29)$$

$$\lambda_b^r = M_{bs123} i_{s123}^s + M_{br123} i_{r123}^r + L_{b11} i_b^r \quad (2.30)$$

onde:

$$M_{sb123} = M_{sb} \begin{bmatrix} \cos \theta_b \\ \cos(\theta_b + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_b + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$$M_{bs123} = [M_{sb123}]^T$$

$$M_{rb123} = M_{rb} \begin{bmatrix} \cos(\phi) \\ \cos(\phi + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\phi + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$M_{br123} = [M_{rb123}]^T$$

Como dito anteriormente, a bobina auxiliar interage na máquina gerando um campo de sentido oposto aos campos gerados pelas fases do rotor do motor. Dessa forma, pode-se definir o conjugado eletromagnético da máquina utilizando-se esta afirmação como se segue:

$$C_e = P [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sr123}]}{d\theta_r} i_{r123}^r - P [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sb123}]}{d\theta_r} i_b^r \quad (2.33)$$

2.4.2.1 Transformação 123 – odq A inserção de uma bobina auxiliar resultará em um modelo *odq* da máquina não tão simples quanto o definido para o motor sem falhas. A obtenção desse modelo é realizado utilizando-se as mesmas matrizes de transformação definidas na primeira seção deste capítulo, ou seja, de forma igual ao modelo sem falha, dito simétrico. Sabendo-se que as equações de tensão estatórica e rotórica não sofrem quaisquer alterações devido à inserção da bobina auxiliar, então definem-se as relações entre os fluxos do motor para a máquina *odq*:

$$\begin{aligned} [\lambda_{sodq}^g] &= \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} L_{s123} \bar{\mathbf{P}}_s [i_{sodq}^g] + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} M_{sr123} \bar{\mathbf{P}}_r [i_{rodq}^g] + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} M_{sb123} i_b^r \\ [\lambda_{sodq}^g] &= [L_{sodq}] [i_{sodq}^g] + [M_{srodq}] [i_{rodq}^g] + [M_{sbodq}] i_b^r \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} [\lambda_{rodq}^g] &= \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} L_{r123} \bar{\mathbf{P}}_r [i_{rodq}^g] + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} M_{rs123} \bar{\mathbf{P}}_s [i_{sodq}^g] + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} M_{rb123} i_b^r \\ [\lambda_{rodq}^g] &= [L_{rodq}] [i_{rodq}^g] + [M_{rsodq}] [i_{sodq}^g] + [M_{rbodq}] i_b^r \end{aligned} \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} \lambda_b^r &= M_{bs123} \bar{\mathbf{P}}_s [i_{sodq}^g] + M_{br123} \bar{\mathbf{P}}_r [i_{rodq}^g] + L_{b11} i_b^r \\ \lambda_b^r &= [M_{bsodq}] [i_{sodq}^g] + [M_{brodq}] [i_{rodq}^g] + L_{b11} i_b^r \end{aligned} \quad (2.36)$$

onde:

$$M_{sbodq} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sb} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(\sigma_g - \theta_b) \\ -\sin(\sigma_g - \theta_b) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$M_{bsodq} = [M_{sbodq}]^T$$

$$M_{rbodq} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{rb} \begin{bmatrix} 0 \\ \cos(\sigma_g - \phi) \\ -\sin(\sigma_g - \phi) \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$M_{brodq} = [M_{rbodq}]^T$$

Como pode ser observado em (2.37), (2.38), a transformação odq , diferentemente do caso da máquina simétrica, não foi capaz de eliminar os termos variantes no tempo, conseqüentemente aumentado a complexidade na resolução desse modelo.

Definindo: $\Delta_{desb} = P\sqrt{\frac{3}{2}}M_{sb}i_b^r [i_{sd}^g \sin(\sigma_g - \theta_b) + i_{sq}^g \cos(\sigma_g - \theta_b)]$ pode-se expressar o conjugado eletromagnético em função dos estados dq da máquina por:

$$C_e = P\frac{3}{2}M_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) - \Delta_{desb} \quad (2.39)$$

A inserção do efeito da quebra de barra nesse modelo é obtido através de atribuições de valores para a bobina auxiliar. Se os parâmetros dessa bobina forem mantidos nulos, efeitos secundários não são inseridos no motor, reduzindo-se ao modelo simétrico do mesmo. Com o objetivo avaliar o efeito da falha, parâmetros foram atribuídos à bobina auxiliar e a sua disposição. Por conseguinte, pode-se observar o aparecimento das componentes de frequência laterais na corrente estatórica através da Fig.2.14 e as oscilações no conjugado e na velocidade da máquina com frequência igual ao dobro da frequência de escorregamento na Fig.2.15.

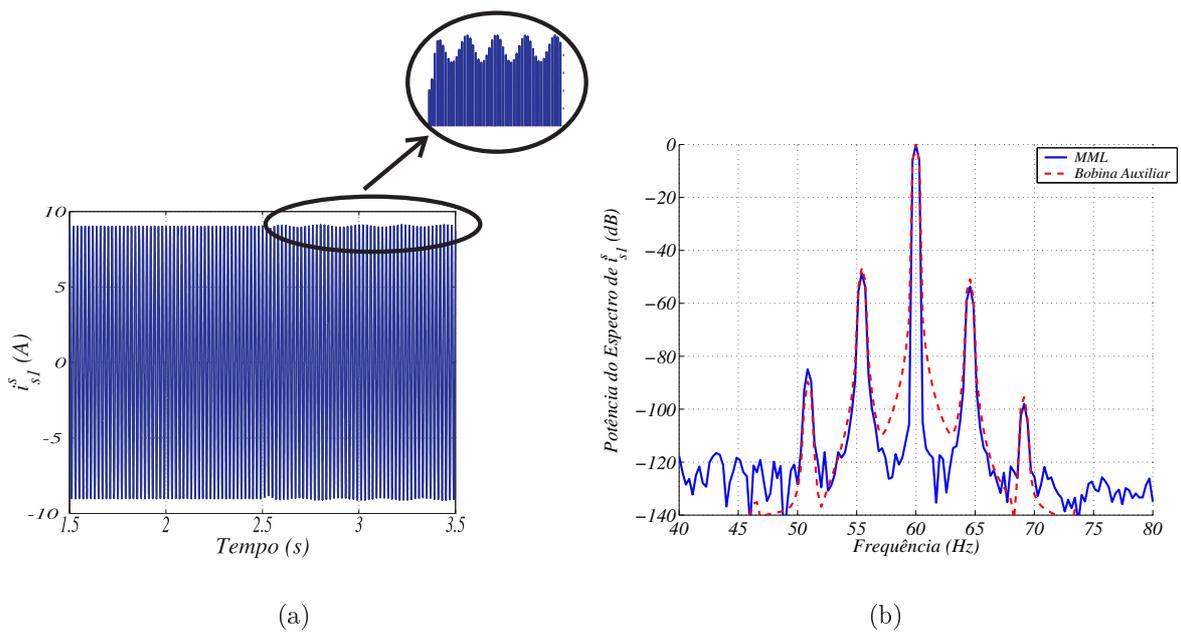


Figura 2.14. Comportamento da corrente elétrica estatórica i_{s1}^s calculada pelo Modelo da Bobina Auxiliar (equivalente 01 barra quebrada). (a) Evolução Temporal. (b) FFT.

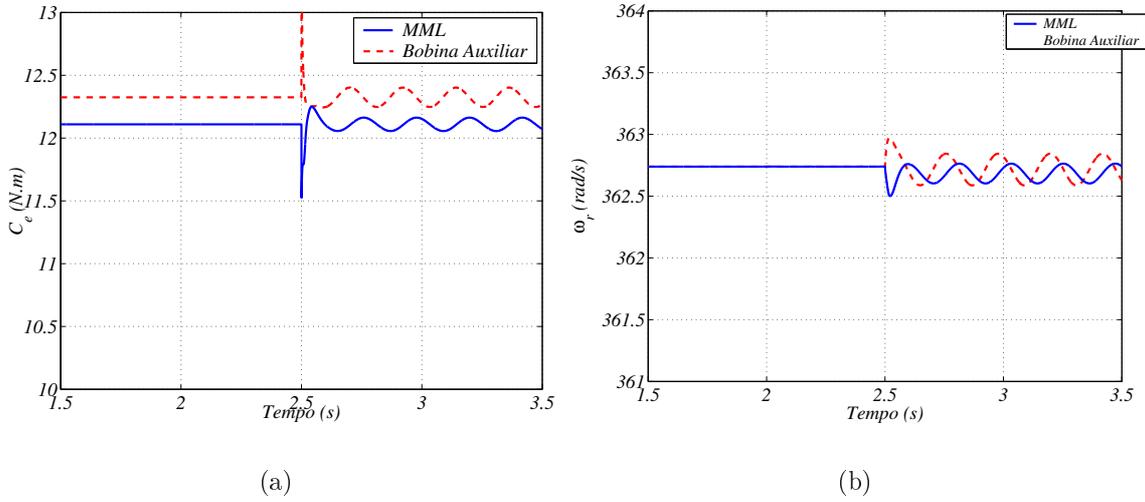


Figura 2.15. Evolução temporal equivalente 01 barra quebrada calculado do Modelo da Bobina Auxiliar. (a) Conjugado Eletromagnético (b) Velocidade Mecânica.

2.4.3 Modelo Aumento de Resistência (MAR)

Como proposto em (VAS, 1982) e estudado por (FISER; FERKOLJ; SOLINC, 1995), (FISER; FERKOLJ, 1997), a modelagem do efeito da quebra de barra em um rotor gaiola de esquilo é obtida através do aumento da resistência de um dos enrolamentos do rotor bobinado trifásico equivalente ao mesmo. Na Fig.2.16 pode ser observada a estrutura representativa do rotor. O aumento da resistência em um ou mais enrolamentos deste rotor tem como consequência imediata a diminuição da corrente da fase que sofre este aumento. A diminuição da corrente de uma ou mais fases são suficientes para garantir o enfraquecimento do campo rotórico e, por consequência, há subtração dos valores de fluxo de entreferro e das variáveis que dele dependem. O aumento da resistência é vista pelo campo girante como uma assimetria e por tal, é gerado um campo de seqüência negativa no entreferro que gira com duas vezes a velocidade rotórica.

Realizando a interligação entre os terminais de fase do rotor e os denominando de n , a equação de tensão rotórica pode ser escrita como:

$$[v_{r123n}^r] = [R_{r123} + \Delta_{r123}] [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (2.40)$$

onde: v_{r123n}^r é o vetor de tensão, i_{r123}^r é o vetor de corrente, λ_{r123}^r é o vetor de fluxo concatenado, R_{r123} é a matriz resistência rotórica, e Δ_{r123} é a matriz aumento de resistência do rotor, definidos

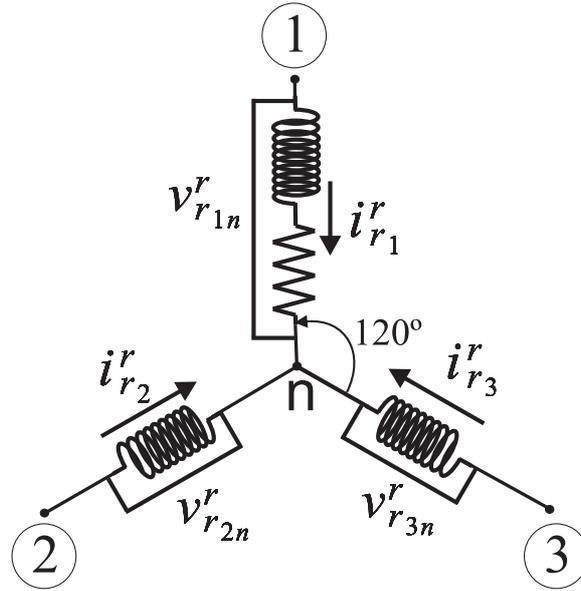


Figura 2.16. Estrutura do rotor trifásico bobinado com aumento da resistência em uma fase.

por:

$$v_{r123n}^r = \begin{bmatrix} v_{r1n}^r \\ v_{r2n}^r \\ v_{r3n}^r \end{bmatrix} \quad i_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad \lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix}$$

$$R_{r123} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \Delta_{r123} = \begin{bmatrix} (\delta_{r1} - 1) R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

onde: δ_{r1} é a relação de acréscimo da resistência, com $\delta_{r1} > 1$ na condição de falta e $\delta_{r1} = 1$ na condição simétrica do motor.

Percebe-se que este modelo não traz muitas alterações, se comparado ao modelo original. A assimetria insere somente um termo de desequilíbrio na equação rotórica de tensão da máquina, conservando assim as equações de tensão estatórica, fluxos e conjugado eletromagnético em relação à máquina simétrica discutida na primeira seção deste capítulo. Dessa forma, a dedução do modelo *odq* equivalente torna-se muito simples.

2.4.3.1 Transformação 123 – odq As matrizes de transformação são as mesmas apresentadas na dedução do modelo *odq* para a máquina simétrica. Assim sendo, a expressão matricial que define o vetor tensão rotórica é dado por:

$$[v_{rodq}^g] = R_{rodq} [i_{rodq}^g] + \Delta_{rodq} [i_{rodq}^g] + \frac{d[\lambda_{rodq}^g]}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} [\lambda_{rodq}^g] \quad (2.41)$$

com:

$$\Delta_{rodq} = \frac{1}{3} (\delta_{r1} - 1) R_r \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2}b & -\sqrt{2}c \\ \sqrt{2}b & 2b^2 & -2bc \\ -\sqrt{2}c & -2bc & 2c^2 \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

e $b = \cos(\sigma_g - \theta_r)$, $c = \sin(\sigma_g - \theta_r)$.

Como pode ser observado em (2.42), a transformação odq não foi capaz de eliminar os termos que variam no tempo para qualquer referencial, como realizado no caso da máquina simétrica. Contudo, ao considerar o modelo da máquina no referencial rotórico, os termos de perturbação tornam-se invariantes no tempo e a resolução mais simplificada.

Valores maiores que 1 atribuídos para variável δ_{r1} são capazes de produzir perturbações nos estados da máquina. As perturbações inseridas nas correntes estatóricas podem ser visualizadas na Fig.2.17 e no conjugado eletromagnético e velocidade na Fig.2.18.

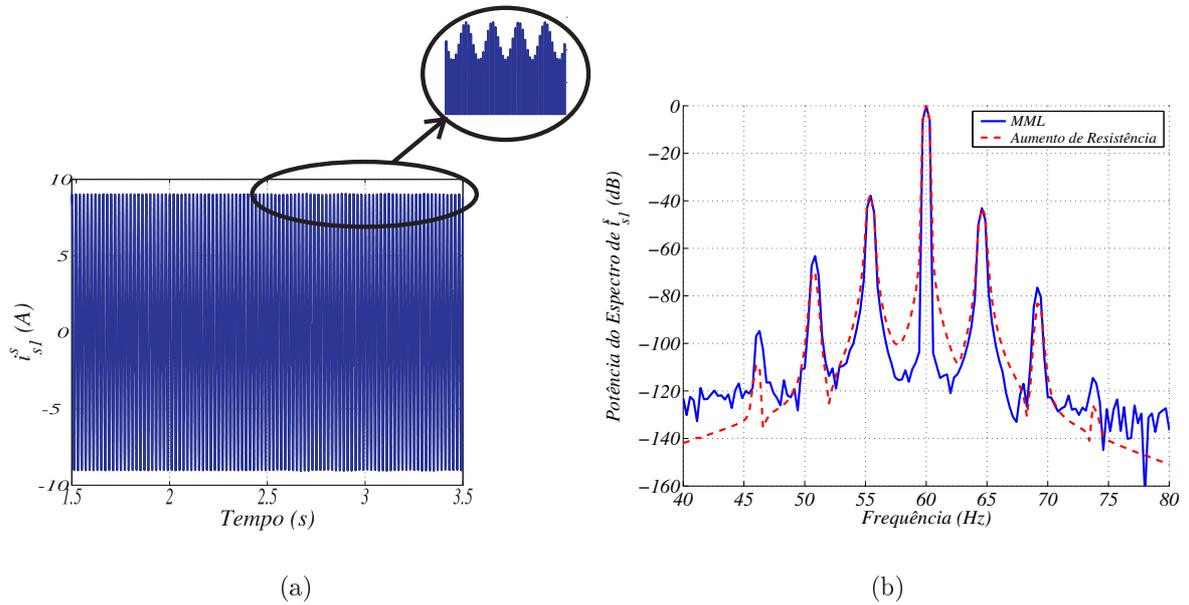


Figura 2.17. Comportamento da corrente elétrica estatórica i_{s1}^s calculada pelo Modelo de Aumento da Resistência (equivalente 01 barra quebrada). (a) Evolução Temporal. (b) FFT.

Tais perturbações correspondem as inseridas devido à quebra de barras. Conseqüentemente, pode-se dizer que o modelo por aumento de resistência, de modo equivalente ao da bobina auxiliar, é capaz de representar o perfil da falha.

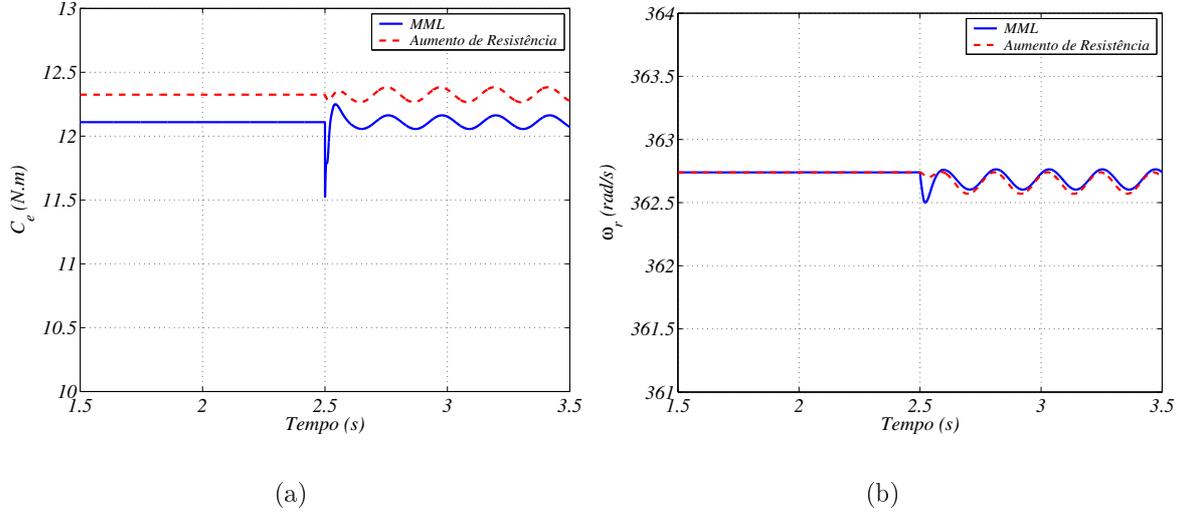


Figura 2.18. Evolução temporal equivalente 01 barra quebrada calculado do Modelo de Aumento da Resistência. (a) Conjugado Eletromagnético (b) Velocidade Mecânica.

2.4.4 Modelo Perda de Espiras (MPE)

O modelo representa a gaiola de esquilo através de um rotor trifásico bobinado equivalente. Como apresentado em (JACOBINA; CHAVES FL.; LIMA, 2000) na representação de desbalanceamento por perda de espira estática, o presente modelo propõe a representação do efeito da quebra de barras rotóricas da gaiola através da perda de espiras do rotor trifásico equivalente. baseia-se na teoria de capacidade de armazenamento de fluxo magnético. Sabe-se que, na presença de um mesmo campo magnético, duas bobinas de mesmas dimensões espaciais, entretanto com diferente número de espiras, cocatenam diferentes fluxos magnéticos, sendo a bobina com menor número de bobinas a que concatena menor quantidade de fluxo. Desta forma, a perda de espira representa diretamente a diminuição da contribuição do fluxo rotórico no entreferro da máquina e por conseguinte na diminuição, em valores médios, dos estados de saída da mesma. Dessa forma, define-se n_r como o número de espiras do enrolamento rotórico sem falhas, com: $\mu_{r1} = \frac{n_{r1}}{n_r}$, $\mu_{r2} = \frac{n_{r2}}{n_r}$ e $\mu_{r3} = \frac{n_{r3}}{n_r}$, sendo as relações de espiras do enrolamento rotórico 1, 2, e 3, respectivamente, em relação ao enrolamento sem falhas. Para a máquina equilibrada tem-se que: $\mu_{r1} = \mu_{r2} = \mu_{r3} = 1$ e na condição de falha tem-se que pelo menos uma das relações de espiras será menor que um, ou seja, $\mu_{rj} < 1$ com $j = \{1, 2, 3\}$. A representação do modelo proposto pode ser observado na Fig.2.19.

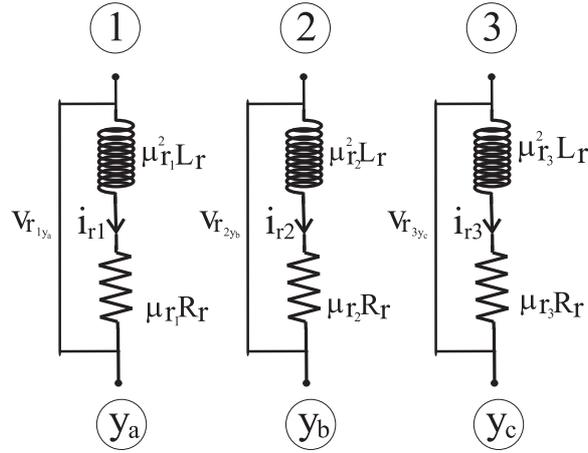


Figura 2.19. Estrutura do rotor trifásico por perda de espiras.

Baseando-se na Fig.2.19, percebe-se que os parâmetros rotóricos, para este modelo, dependem diretamente das relações de espiras de cada fase em relação à máquina sem falhas. Dessa forma, definindo-se a matriz: $\bar{\mu}_r = \begin{bmatrix} \mu_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{r3} \end{bmatrix}$, as equações rotóricas são escritas da seguinte forma:

$$[v_{r123}^r] = (\bar{\mu}_r R_{r123}) [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (2.43)$$

$$[v_{r123}^r] = (R_{r123} + \Delta R_{r123}^\mu) [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (2.44)$$

onde: v_{r123}^r é o vetor de tensão, i_{r123}^r é o vetor de corrente, λ_{r123}^r é o vetor de fluxo, R_{r123} a resistência rotórica e ΔR_{r123}^μ é o desbalanceamento resistivo rotórico definido por:

$$\Delta R_{r123}^\mu = \begin{bmatrix} (\mu_{r1} - 1) R_r & 0 & 0 \\ 0 & (\mu_{r2} - 1) R_r & 0 \\ 0 & 0 & (\mu_{r3} - 1) R_r \end{bmatrix}$$

Diferente do modelo por aumento de resistência, as equações de fluxo para este modelo são alteradas e, assim como a equação de tensão, também dependem das relações de espiras. Sendo assim, obtém-se:

$$[\lambda_{s123}^s] = [L_{s123}] [i_{s123}^s] + [M_{sr123}^\mu] [i_{r123}^r] \quad (2.45)$$

$$[\lambda_{r123}^r] = [L_{r123}^\mu] [i_{r123}^r] + [M_{rs123}^\mu] [i_{s123}^s] \quad (2.46)$$

com:

$$\begin{aligned} [L_{r123}^\mu] &= \bar{\mu}_r [L_{r123}] \bar{\mu}_r \\ [M_{sr123}^\mu] &= [M_{sr123}] \bar{\mu}_r \\ [M_{rs123}^\mu] &= [M_{sr123}^\mu]^T \end{aligned}$$

Se a transformação *odq* for realizada para a máquina quando pelo menos uma das relações de espiras for diferente de um, equações muito complicadas serão derivadas e termos variantes no tempo não terão como ser compensados, como realizado no caso do modelo por aumento de resistência para o referencial rotórico, fazendo do modelo *odq*, um modelo tão complexo quanto o original. Contudo, através de uma transformação das variáveis rotóricas da máquina para um enrolamento virtual pode-se simplificar o equacionamento. Tal enrolamento, v , é definido com $n_v = n_r$, onde n_v é o número de espiras do enrolamento virtual. Neste novo referencial, obtém-se um modelo *odq* tão simples quanto o apresentado para o modelo por aumento de resistência.

2.4.4.1 Enrolamento Virtual Para o melhor entendimento da idéia sobre a transformação para um enrolamento virtual a Fig.2.20 deve ser observada. Os termos linha (') do lado direito da figura são as variáveis rotóricas referenciadas ao enrolamento virtual e os termos ε'_{r_j} com $j = \{1, 2, 3\}$ são perturbações devido aos termos resistivos, descritos posteriormente.

Sabendo-se que o enrolamento virtual possui n_v espiras e assumindo que $n_v = n_r$, a conservação de potência entre os sistemas nos garante a dedução das grandezas referidas ao enrolamento virtual em relação as grandezas originais como se segue:

$$v_{rkn}^{r'} = \frac{n_r}{n_{rk}} v_{rkn}^r \quad \lambda_{rk}^{r'} = \frac{n_r}{n_{rk}} \lambda_{rk}^r \quad i_{rk}^{r'} = \frac{n_{rk}}{n_r} i_{rk}^r \quad (2.47)$$

Logo, as novas grandezas rotóricas no referencial virtual são:

$$\begin{bmatrix} v_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = [\bar{\mu}_r]^{-1} [v_{r123}^r] \quad \begin{bmatrix} \lambda_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = [\bar{\mu}_r]^{-1} [\lambda_{r123}^r] \quad \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = [\bar{\mu}_r] [i_{r123}^r] \quad (2.48)$$

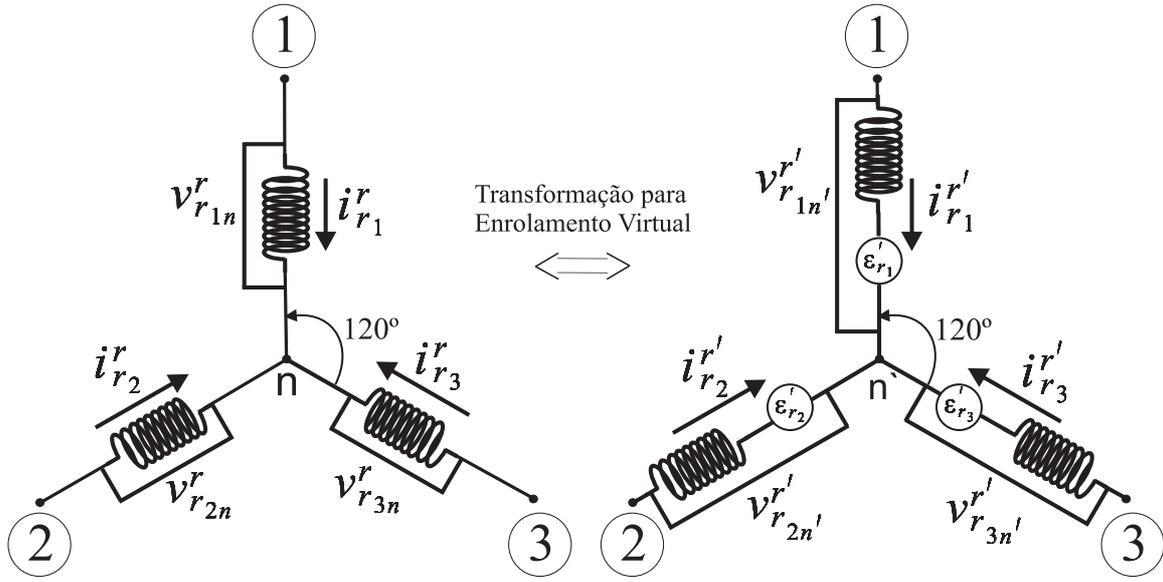


Figura 2.20. Referenciando a máquina para o enrolamento virtual, $r_{123} < - > r'_{123}$.

Substituindo (2.48) em (2.44), (2.45), e (2.46) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = (R_{r123} + \Delta R_{r123}^{\mu*}) \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} + \frac{d[\lambda_{r123}^{r'}]}{dt} \quad (2.49)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s123}^s \end{bmatrix} = [L_{s123}] \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix} + [M_{sr123}^{\mu*}] \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = [L_{r123}^{\mu*}] \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} + [M_{rs123}^{\mu*}] \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

com:

$$M_{sr123}^{\mu*} = M_{sr123} \quad M_{rs123}^{\mu*} = M_{rs123} \quad L_{r123}^{\mu*} = L_{r123}$$

$$\Delta R_{r123}^{\mu*} = \begin{bmatrix} \epsilon_{r1}' & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_{r2}' & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_{r3}' \end{bmatrix}$$

$$e: \epsilon_{r1}' = R_r (\mu_{r1}^{-1} - 1), \epsilon_{r2}' = R_r (\mu_{r2}^{-1} - 1), \epsilon_{r3}' = R_r (\mu_{r3}^{-1} - 1).$$

Então, as equações que definem a máquina no enrolamento virtual são escritas como se segue:

$$\begin{bmatrix} v_{s123o}^s \end{bmatrix} = [R_{s123}] \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix} + \frac{d[\lambda_{s123}^s]}{dt} \quad (2.52)$$

$$\begin{bmatrix} v_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = (R_{r123} + \Delta R_{r123}^{\mu*}) \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} + \frac{d[\lambda_{r123}^{r'}]}{dt} \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s123}^s \end{bmatrix} = [L_{s123}] \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix} + [M_{sr123}] \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{r123}^{r'} \end{bmatrix} = [L_{r123}] \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} + [M_{rs123}] \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

A equação do conjugado é então definida por:

$$C_e = P \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix}^T \frac{d[M_{sr123}^\mu]}{d\theta_r} i_{r123}^r$$

podendo ser reescrita da seguinte forma:

$$C_e = P \begin{bmatrix} i_{s123}^s \end{bmatrix}^T \frac{d[M_{sr123}]}{d\theta_r} \begin{bmatrix} i_{r123}^{r'} \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

2.4.4.2 Transformação 123 – odq A transformação *odq* é realizada na máquina com o rotor referenciado ao enrolamento virtual. Verificando-se (2.52)-(2.56) observa-se a simplicidade do modelo referenciado ao enrolamento virtual se comparado com a máquina no referencial original, (2.43)-(2.46) e percebe-se que tal modelo pode ser diretamente relacionado com o modelo por aumento de resistência. Sendo as matrizes de transformação as mesmas obtidas para o caso da máquina simétrica, (2.19), (2.20). Para facilitar a dedução da máquina *odq* equivalente, será adotado que somente a bobina rotórica 1 terá sua relação de espiras, μ_{r1} , alterada, ou seja, as bobinas 2 e 3 não apresentam falha, $\mu_{r2} = \mu_{r3} = 1$. Definindo $\delta_{\mu r1} = \mu_{r1}^{-1} - 1$, obtém-se:

$$v_{sodq}^g = R_{sodq} i_{sodq}^g + \frac{d\lambda_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sodq}^g \quad (2.57)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} = (R_{rodq} + \Delta R_{rodq}^{\mu*}) \begin{bmatrix} i_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} + \frac{d \begin{bmatrix} \lambda_{rodq}^{g'} \end{bmatrix}}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$\lambda_{sodq}^g = L_{sodq} i_{sodq}^g + M_{srodq} \begin{bmatrix} i_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} = L_{rodq} \begin{bmatrix} i_{rodq}^{g'} \end{bmatrix} + M_{rsodq} i_{sodq}^g \quad (2.60)$$

onde:

$$\Delta R_{rodq}^{\mu*} = \frac{1}{3} R_r \delta_{\mu r1} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2}b & -\sqrt{2}c \\ \sqrt{2}b & 2b^2 & -2bc \\ -\sqrt{2}c & -2bc & 2c^2 \end{bmatrix}$$

O conjugado eletromagnético em termos das variáveis odq é expresso por:

$$C_e = P \frac{3}{2} M_{sr} \left[i_{sq}^g i_{rd}' - i_{sd}^g i_{rq}' \right] \quad (2.61)$$

Sob as mesma condições de alimentação, fonte puramente senoidal e com frequência de 60 Hz, as Fig.2.21, Fig.2.22 apresentam o comportamento no tempo e na frequência da corrente estatórica, e do comportamento temporal do conjugado eletromagnético e da velocidade mecânica. Como verificado nas figuras anteriores, este modelo também é capaz de representar o perfil inserido na máquina devido à quebra de barra.

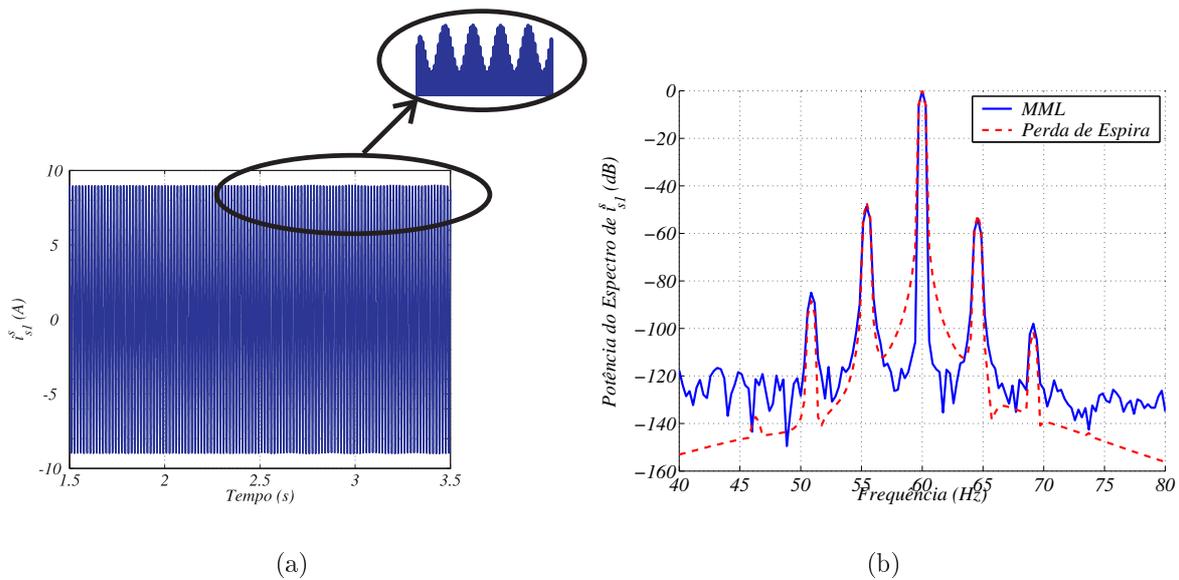


Figura 2.21. Corrente elétrica estatórica i_{s1}^s calculada pelo MML e pelo MPE. (a) Evolução Temporal. (b) FFT.

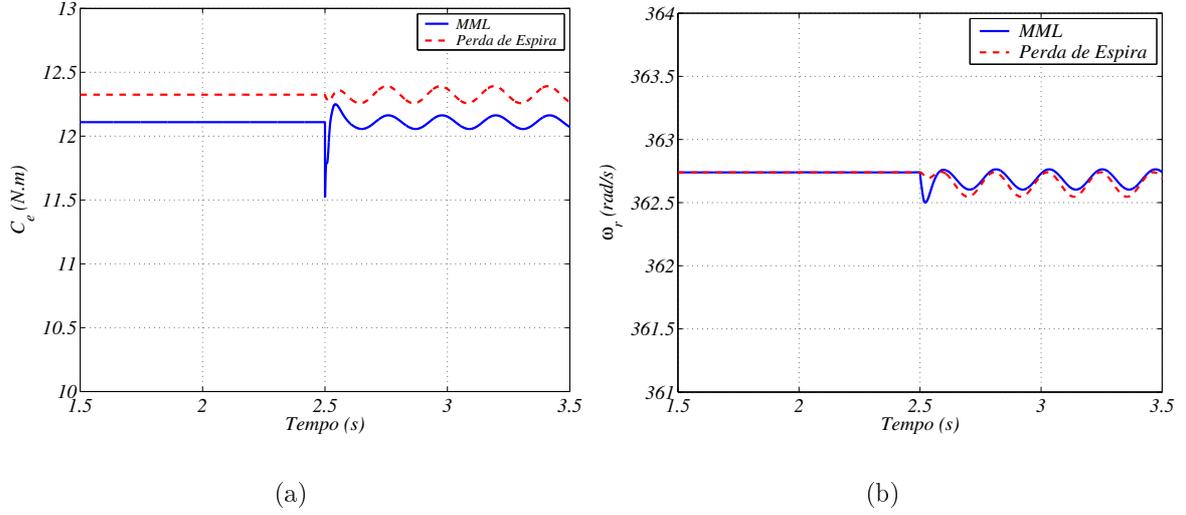


Figura 2.22. Evolução temporal: MML e MPE. (a) Conjugado Eletromagnético. (b) Velocidade Mecânica.

2.4.5 Modelo Híbrido dq (MHdq)

Considerando o motor de indução simétrico, pode-se reduzir a representação da gaiola de esquilo para um rotor trifásico bobinado equivalente. Desta forma, (MARTINS CUNHA; CARDOSO FILHO, 2003), (CUNHA; LYRA; FILHO, 2005) representam o rotor gaiola de esquilo através desta aproximação, como realizado nos três modelos anteriores. Por conseguinte, torna-se possível a obtenção das componentes do rotor gaiola no espaço vetorial de dimensão N_r , definidas no modelo de múltiplos laços, oriundas das variáveis dq da máquina balanceada, através de uma matriz de transformação T . A matriz T e sua inversa podem ser visualizadas em (2.62) e (2.63).

$$T = \begin{bmatrix} 1 & \cos \beta & -\sin \beta \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\beta - kP\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\beta - kP\frac{2\pi}{3}) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\beta - (N_r - 1)P\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\beta - (N_r - 1)P\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$T^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \ddots & \frac{1}{2} & \ddots & \frac{1}{2} \\ \cos \beta & \ddots & \cos(\beta - kP\frac{2\pi}{3}) & \ddots & \cos(\beta - (N_r - 1)P\frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \beta & \ddots & -\sin(\beta - kP\frac{2\pi}{3}) & \ddots & -\sin(\beta - (N_r - 1)P\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

com $\beta = \sigma_g$ para a transformação das variáveis estatóricas, e $\beta = \sigma_g - \theta_r$ para as variáveis rotóricas, onde σ_g , como definido anteriormente, é o ângulo entre o eixo d e a fase 1 do estator.

Então, considerando o rotor gaiola de esquilo como um rotor de N_r fases, pode-se determinar a relação entre as grandezas dq e as grandezas de fase, ou de laço, como definido para *MML*. Essa relação é dada por (2.64).

$$\begin{bmatrix} j_{r1}^r \\ j_{r2}^r \\ \vdots \\ j_{rk}^r \\ \vdots \\ j_{rN_r}^r \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_{rd}^r \\ i_{rq}^r \\ i_{ro}^r \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

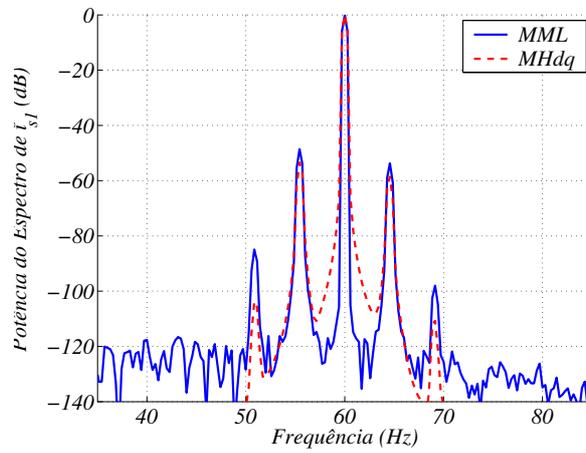
Com a obtenção das correntes de laço através de (2.64), objetiva-se a inserção do efeito da falha no modelo sem perder generalidade. Então, pode-se definir a condição de contorno para o caso da ocorrência da barra quebrada através de (2.64).

$$\begin{bmatrix} j_{r1}^{r(nova)} \\ j_{r2}^{r(nova)} \\ \vdots \\ j_{rk}^{r(nova)} \\ j_{r(k+1)}^{r(nova)} \\ \vdots \\ j_{rN_r}^{r(nova)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j_{r1}^r \\ j_{r2}^r \\ \vdots \\ \frac{j_{rk}^r + j_{r(k+1)}^r}{2} \\ \frac{j_{rk}^r + j_{r(k+1)}^r}{2} \\ \vdots \\ j_{rN_r}^r \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

Desta forma, obtém-se as novas correntes dq a partir da inversa da matriz de transformação.

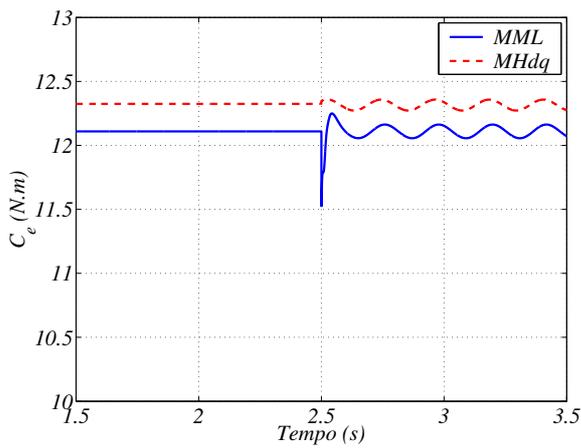
$$\begin{bmatrix} i_{rd}^r \\ i_{rq}^r \\ i_{ro}^r \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} j_{r1}^{r(nova)} \\ j_{r2}^{r(nova)} \\ j_{r3}^{r(nova)} \\ \vdots \\ j_{rk}^{r(nova)} \\ j_{r(k+1)}^{r(nova)} \\ \vdots \\ j_{rN_r-1}^{r(nova)} \\ j_{rN_r}^{r(nova)} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

A quebra de uma barra foi realizada e a eficácia do método pode ser observada através das Fig.2.23 e Fig.2.24. Através deste modelo, também são obtidos os sinais característicos do perfil da falha.

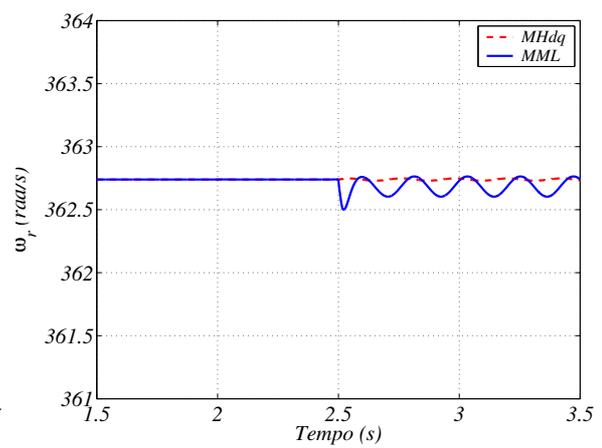


(a)

Figura 2.23. FFT da corrente elétrica estática $i_{s_1}^s$ calculada pelo MML e pelo MHdq.



(a)



(b)

Figura 2.24. Evolução temporal: MML e MHdq. (a) Conjugado Eletromagnético. (b) Velocidade Mecânica.

2.4.6 Comparação entre os Modelos e Validação Experimental

Verificada as respostas de cada modelo nas seções anteriores, deve-se realizar as análises comparativas entre os modelos simulados no que se refere a representatividade da falha e ao esforço matemático demandado por cada modelo. A representatividade será avaliada através das respostas no domínio do tempo e da frequência de cada modelo em relação ao adotado como padrão (Modelo Múltiplos Laços). No domínio da frequência será analisada a localização das frequências laterais e suas respectivas amplitudes para a máquina operando sob falha de quebra de 02 e 03 barras. No domínio do tempo serão analisados o comportamento do conjugado eletromagnético e o digrama dq das correntes de fase do estator da máquina. A velocidade mecânica não será tomada como parâmetro de comparação entre as duas condições, sem e com falha, por ter suas oscilações amortecidas pela inércia da carga mecânica acoplada ao seu eixo, o que dificulta, e às vezes impossibilita sua análise.

A fim de realizar uma investigação científica mais precisa sobre os efeitos causados ao motor de indução com alimentação direta da rede devido à(s) quebra(s) de barra(s) rotórica(s), ensaios experimentais com a máquina B , definida no *Apêndice B*, configurada em estrela e submetida à sua carga nominal e a metade da mesma, foram realizados para a máquina simétrica e com duas e três barras quebradas. Os espectros no domínio da frequência da tensão de linha e da corrente de fase da máquina simétrica, normalizados em relação aos seus valores nominais, conectada à sua carga nominal podem ser visualizadas na Fig.2.25.

É claramente perceptível a existência de componentes harmônicas na tensão de alimentação da máquina e por conseguinte em suas correntes de fase. No início deste capítulo, assumiu-se uma condição ideal de alimentação, ou seja, sem harmônicas. Como a máquina opera fora de sua região de saturação, ou seja, é um sistema linear, a teoria da superposição pode ser aplicada à mesma e a análise individual das componentes que contribuem para conversão de energia pode ser realizada. No escopo deste trabalho é realizada a análise do motor de indução considerando apenas sua componente fundamental, ou seja, a influência das componentes harmônicas geradas pela fonte de alimentação para quaisquer estado de operação da máquina não será analisada.

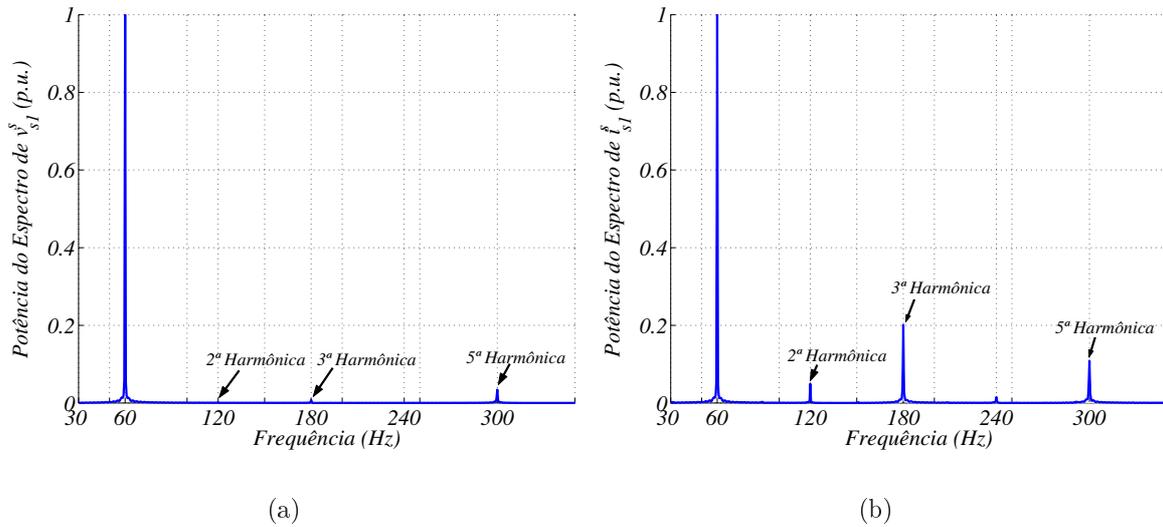


Figura 2.25. Motor Simétrico. (a) FFT da tensão de linha. (b) FFT da corrente de fase i_{s1}^s .

Neste sentido, a minimização do efeito das componentes de 2ª, 3ª, 5ª harmônicas nos estados da máquina, para efeito de análise offline, será feita por um filtro de segunda ordem cuja a função de transferência em *Laplace* é dada por (2.67).

$$G_{filtro}(\Lambda) = \frac{888300}{\Lambda^2 + 1333\Lambda + 888300} \tag{2.67}$$

onde Λ é o operador Laplaciano.

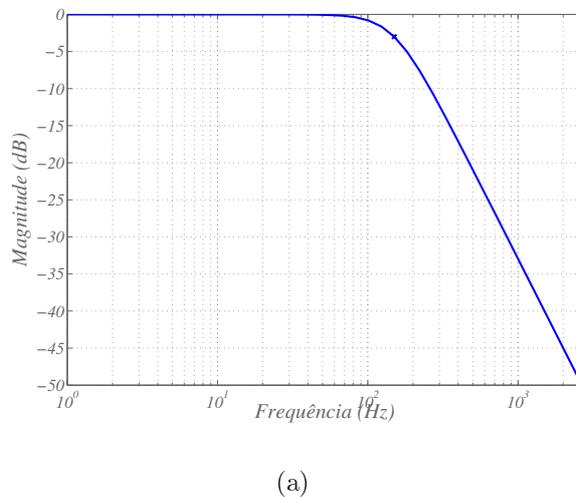


Figura 2.26. Diagrama de Bode do filtro.

A resposta em malha aberta do filtro definido por (2.67) pode ser vista através do diagrama

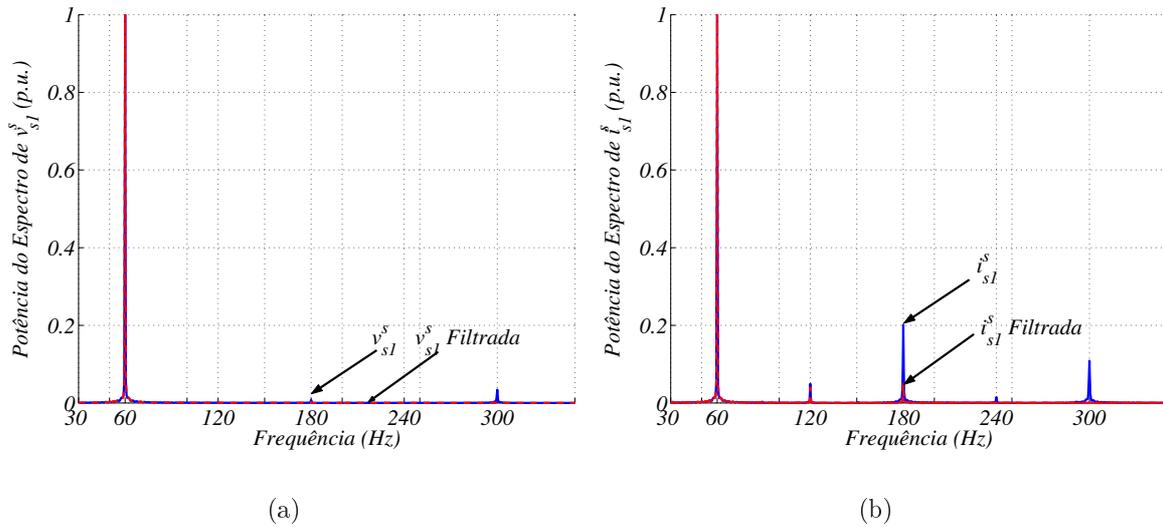


Figura 2.27. Motor Simétrico. (a) FFT da tensão de linha filtrada v_{s1}^s . (b) FFT da corrente de fase filtrada i_{s1}^s .

de magnitude de *Bode* mostrado na Fig.2.26. A frequência de corte escolhida é de $150Hz$ por satisfazer tanto ao critério de atenuação das componentes harmônicas quanto a não alteração nas componentes de falha, que como visto anteriormente, oscilam em torno da fundamental. Ao ser aplicado a tensão de linha e corrente de fase da máquina, o perfil do espectro de frequência das mesmas é alterado e pode ser visualizado na Fig.2.27. Como visto, as componentes fundamentais ($60 Hz$) não sofrem alterações devido ao filtro, no entanto, para as componentes harmônicas de terceira e quinta ordem da tensão de linha e da corrente de fase há uma redução de aproximadamente 69 % e 95 %, respectivamente. Dessa forma, torna-se clara a minimização do efeito das harmônicas nos estados da máquina e uma análise mais aproximada referente à fundamental é realizada.

Centrando-se a discussão em torno da ocorrência da falha, quebra de barra(s) rotórica(s), torna-se necessário conhecer o desempenho do motor de indução operando na ausência de falhas. Neste sentido, ensaios para o motor de indução simétrico operando sob duas condições de carga: nominal e metade da nominal com escorregamento de 3.83% e 1.94%, respectivamente, foram realizadas. A Fig.2.28 mostra o espectro de frequência da corrente estatórica da fase 1 para as condições de carga nominal e de metade da carga nominal. É observado que mesmo para a máquina considerada simétrica, há componentes de frequência laterais que coincidem com as

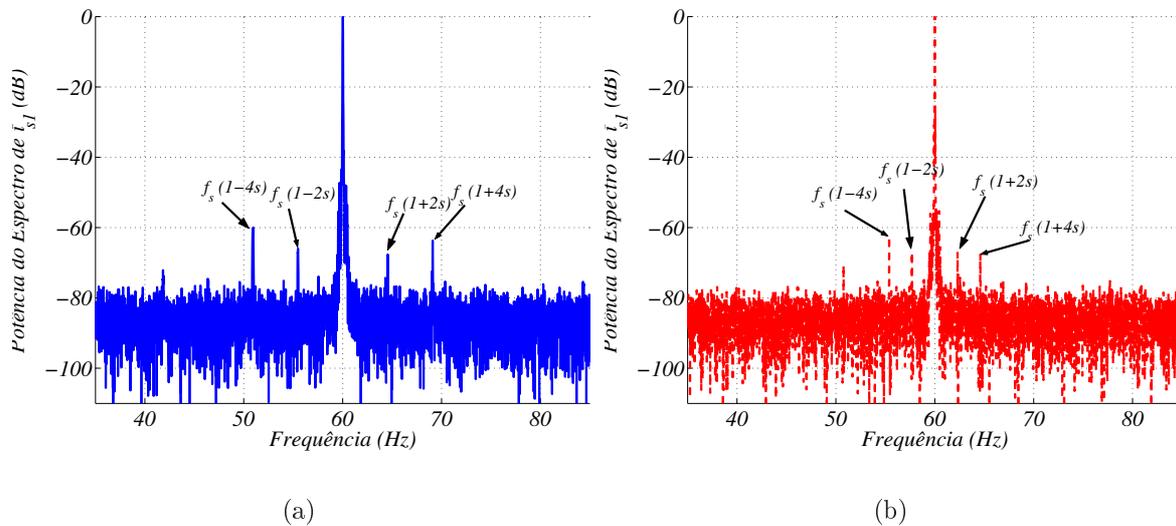


Figura 2.28. Motor Simétrico. FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s). (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

componentes que caracterizam a quebra de barra rotórica. Isto ocorre principalmente por que a simetria perfeita da máquina não pode ser alcançada no processo de fabricação da mesma, gerando assim uma assimetria chamada de: assimetria residual de fabricação. Contudo, a diferença entre a componente fundamental e as de frequências laterais devido à assimetria residual não é maior que -50 dB , o que descaracteriza a presença da falha, ou seja, a máquina está operando na ausência de quebra de barra. Ainda sobre as componentes devido à assimetria residual, é observado que as componentes laterais distanciam-se da componente fundamental e aumentam suas amplitudes quanto maior for a carga conectada ao motor.

O diagrama das correntes estatóricas dq , como mencionado no primeiro capítulo, pode ser utilizado na detecção de quebra de barras. Neste sentido, a Fig.2.29 mostra este diagrama para o ensaio experimental da máquina operando sob as duas condições de carga descritas anteriormente.

O diagrama para uma alimentação puramente senoidal é uma circunferência perfeita, contudo mostrou-se anteriormente que componentes harmônicas na tensão de alimentação e por conseguinte nas correntes do motor distorcem as mesmas de uma forma senoidal pura. Logo, uma distorção do diagrama dq é verificada em relação a circunferência esperada. As bandas de oscilação definidas por δ_x e δ_y na Fig.2.29 ocorrem devido às componentes de frequência

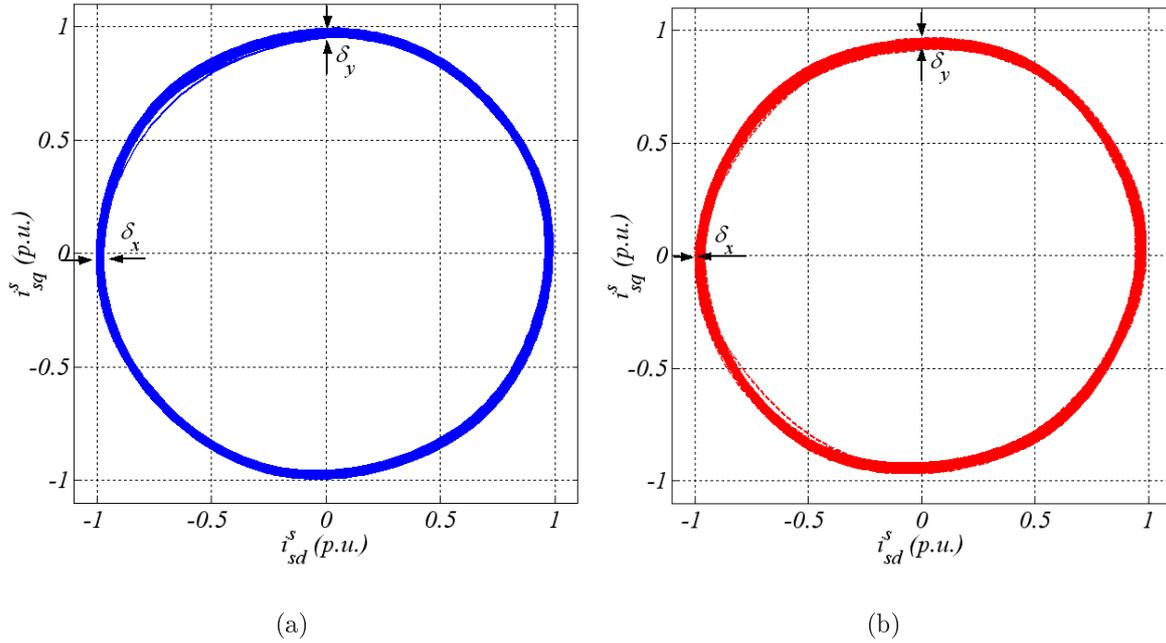


Figura 2.29. Correntes estatóricas dq para o motor simétrico. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

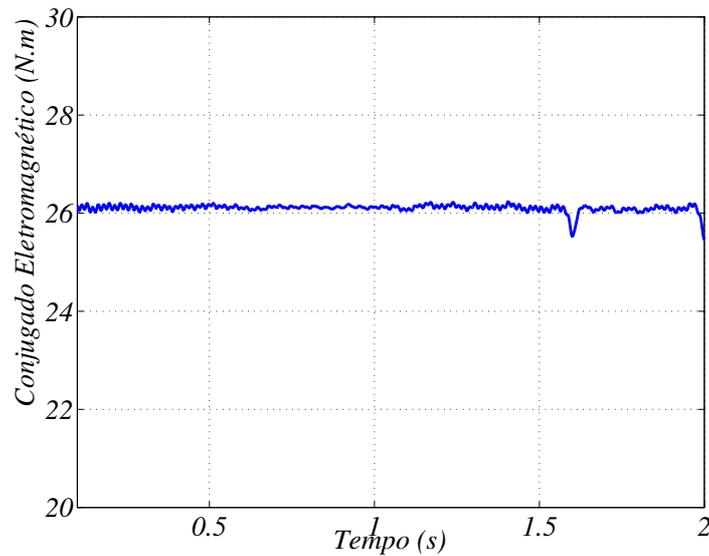
da falha. Para a máquina operando com carga nominal verificou-se que: $\delta_x = 0.0297 \text{ p.u.}$ e $\delta_y = 0.0407 \text{ p.u.}$ e para carga igual a metade da nominal: $\delta_x = 0.0387 \text{ p.u.}$ e $\delta_y = 0.0502 \text{ p.u.}$

A Fig.2.30 mostra o conjugado eletromagnético estimado para máquina operando a plena carga. A estimação de conjugado é realizada estimando-se os fluxos estatóricos dq da máquina. A estimação do fluxo é descrita por (2.68).

$$\lambda_{sdq}^{s*} = \int v_{sdq}^s(\tau) - R_s i_{sdq}^s(\tau) d\tau \quad (2.68)$$

onde: λ_{sdq}^{s*} é o fluxo estimado. devido à ruídos de medição utilizou-se um filtro de segunda ordem com frequência de corte em 20 Hz no conjugado eletromagnético estimado.

A quebra de barra(s) rotórica(s), como discutido anteriormente nesse capítulo, pode ser visualizada como uma assimetria no cicuito elétrico da máquina causando um desbalanceamento no mesmo. Tal assimetria insere características particulares a esse tipo de falha nos estados da máquina. Os desbalanceamentos causados no espectro de corrente de fase do estator e no diagrama de correntes estatóricas dq , para o motor de indução operando com duas barras quebradas nas condições de carga nominal, e metade da carga nominal são visualizados nas Fig.2.31 e Fig.2.32



(a)

Figura 2.30. Conjugado eletromagnético estimado para o motor simétrico.

Na Fig.2.31 observa-se a influência da falha na corrente de fase do estator. O aumento das componentes laterais, se comparadas com a máquina simétrica (Fig.2.28), diminuindo a diferença entre esta e a componente fundamental para valores maiores que -50 dB pode ser utilizado como mecanismo de detecção da quebra de barra. O nível de carga torna-se importante na adoção dessa estratégia, pois observando o espectro da corrente estatórica, percebe-se que quanto menor a carga mais perto da fundamental e menores são as amplitudes das componentes características da falha, tornando mais complicada a visualização das mesmas, exigindo um esforço maior do algoritmo de FFT. Sabendo que a componente harmônica referente à falha, imediatamente inferior a fundamental, é a mais utilizada nos mecanismos de detecção baseados na análise espectral da corrente estatórica, por ser a mais próxima em amplitude da fundamental, pode-se a partir da Fig.2.31 determinar a diferença entre a fundamental e a componente principal da falha quando a máquina opera com carga nominal de -30 dB e de -37.6 dB para máquina operando com a metade da carga. conseqüentemente, fica claro a maior facilidade de se detectar a falha para a máquina trabalhando com carga nominal.

O aumento da banda de oscilação das correntes dq na ocorrência da falha também é verificado a partir da Fig.2.32. Para a máquina operando com carga nominal ocorre um aumento

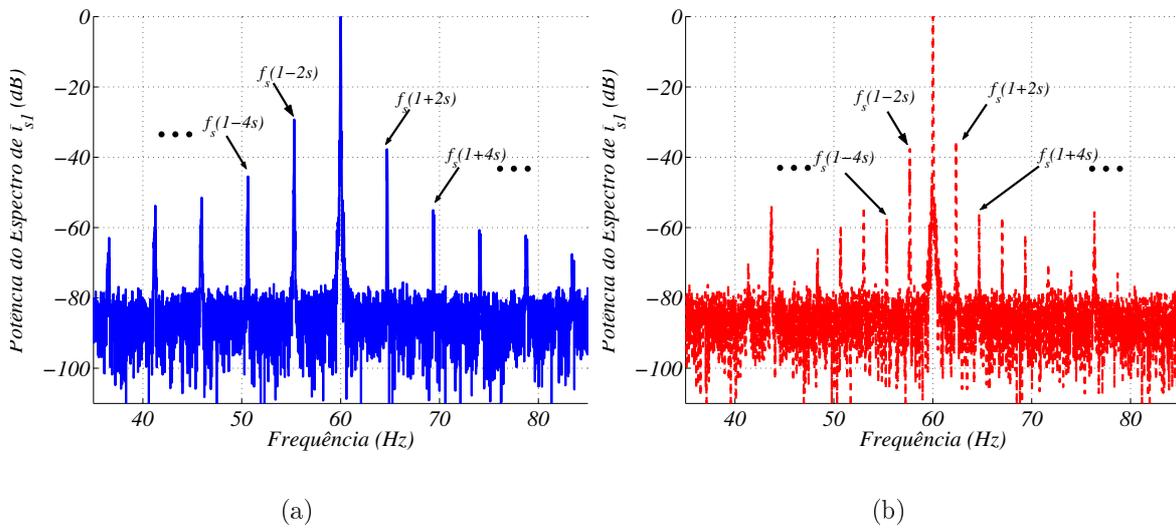


Figura 2.31. FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para o motor com duas barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

de 113% em δ_x e de 66% em δ_y . Da mesma maneira, para a máquina operando com metade da carga nominal, tem-se um aumento de 81% em δ_x e de 71% em δ_y . Logo, a análise das bandas de oscilação das correntes estatóricas dq podem ser utilizadas na detecção da quebra de barra(s) rotórica(s).

Como comentado anteriormente, a quebra de uma barra força o aumento das correntes das demais barras da gaiola, elevando assim a probabilidade da evolução da falha. Ainda, verificou-se a partir da Fig.2.8 que as barras adjacentes à barra quebrada são as que mais aumentam a amplitude de corrente, sendo dessa forma, as candidatas mais fortes a serem as próximas a quebrarem. Assim, analisou-se também o comportamento do motor para três barras quebradas.

O comportamento da corrente estatórica de fase, das correntes dq do estator, e do conjugado eletromagnético para o motor submetido às mesmas condições de carga realizadas na análise da máquina simétrica, e com duas barras quebradas, podem ser visualizado na Fig.2.33, Fig.2.34, Fig.2.35.

Como realizado para o caso de duas barras quebradas, é possível verificar através da Fig.2.33 que há aumento da amplitude das componentes características da falha. No que se refere a componente de falha principal, definida anteriormente, a diferença entres esta e a fundamental, para o caso de três barras quebradas operando com carga nominal, é de -29 dB e para metade da

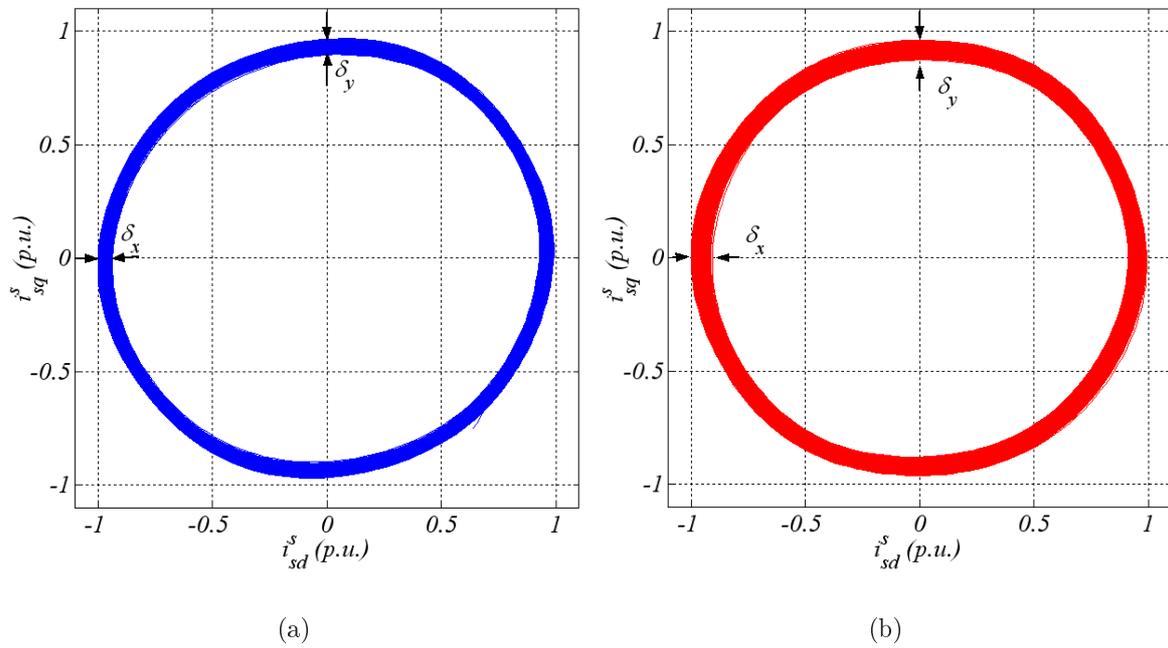


Figura 2.32. Correntes estáticas dq para o motor com duas barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

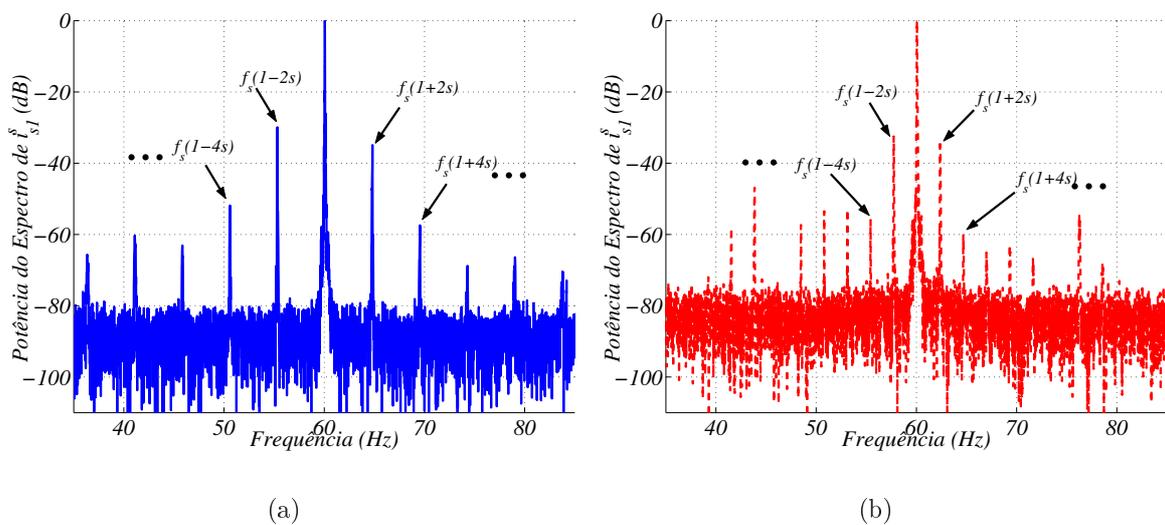


Figura 2.33. FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para o motor com três barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

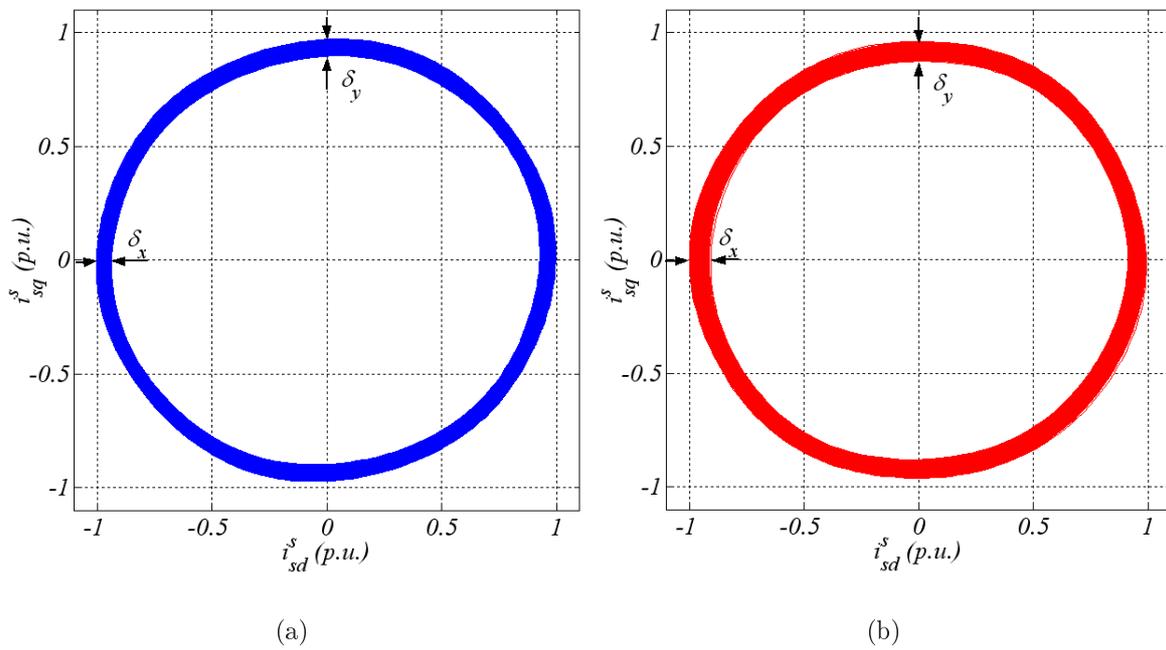


Figura 2.34. Correntes estáticas dq para o motor com três barras quebradas. (a) Carga Nominal. (b) Metade da Carga Nominal.

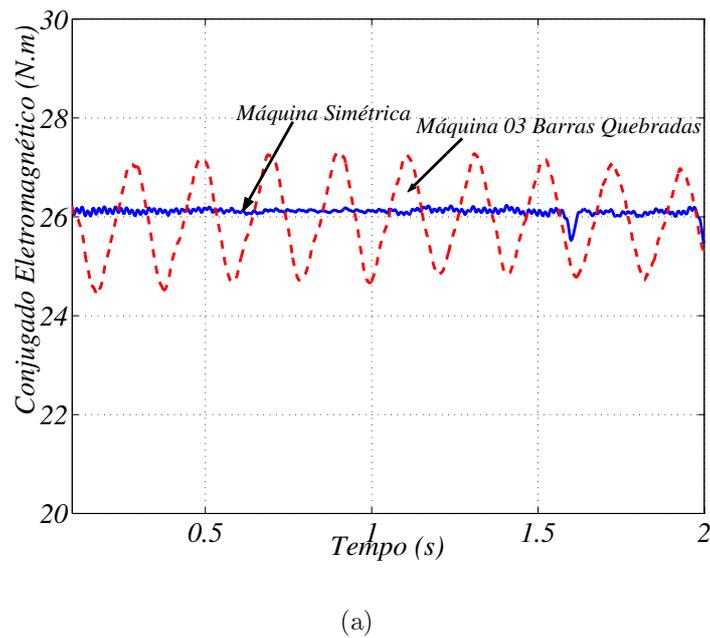


Figura 2.35. Comparação entre o conjugado eletromagnético estimado para o motor simétrico e com três barras quebradas.

carga nominal de -32.5 dB . Dessa forma, conclui-se que se mantendo um valor de carga constante, quanto maior o número de barras quebradas maior será as amplitudes das componentes que representam a falha.

Da mesma forma que as amplitudes das componentes representativas da quebra de barra(s) rotórica(s), também a banda de oscilação das correntes de estator dq torna-se maior quanto maior for o número de barras quebradas. Observando a Fig.2.34 pode-se concluir a afirmação anterior. Neste caso, para a condição de carga nominal, ocorre um aumento em relação aos valores para a máquina balanceada de 117% em δ_x e de 75% em δ_y e para a condição de metade da carga nominal, um aumento de 112% em δ_x e de 76% em δ_y .

Na Fig.2.35 é observado que o conjugado eletromagnético pode ser utilizado como sinal característico para quebra de barras rotórica. Uma oscilação no conjugado de frequência igual ao dobro do escorregamento é verificada na ocorrência da falha. Este comportamento do conjugado eletromagnético foi descrito pelos modelos de representação da falha, tratados no início deste capítulo.

Analisado o efeito da quebra de barra(s) rotórica(s) no motor de indução através de ensaios experimentais percebe-se a importância dos modelos de representação de tal falha, pois é através da modelagem matemática que pode-se explicar o comportamento dos estados elétricos e mecânicos da máquina para qualquer ponto operação da mesma sob quaisquer circunstâncias de assimetria. Outra vantagem da construção de modelos de representação, já discutida anteriormente, é a possibilidade da análise *offline* da máquina, permitindo a investigação detalhada dos efeitos da falha, assim como de novos sinais característicos da mesma, otimizando assim o investimento financeiro. Neste caso, os modelos devem ser capazes de representar o comportamento da máquina verificado para o caso experimental discutido acima. No início deste capítulo, mostrou-se a dedução de cada modelo, assim como, resultados para o caso de uma barra quebrada. Agora verificar-se-á as respostas dos cinco modelos matemáticos descritos neste capítulo para o caso de duas e três barras quebradas, a fim de validar os mesmos através da análise comparativa dos efeitos causados à máquina real e a máquina simulada.

Dessa forma, defini-se os efeitos causados ao motor de indução devido à quebra de barra

que serão investigados para a validação dos modelos apresentados neste trabalho:

- Surgimento das componentes laterais que caracterizam a falha;
- Incremento da amplitude das componentes laterais quando há extensão da falha, da quebra de uma para duas barras, de duas para três e etc.;
- Aumento da banda de oscilação da corrente de estator dq na presença e na evolução da falha;
- Oscilações com frequência igual ao dobro do escorregamento no conjugado eletromagnético;

Mostrada na primeira seção, o surgimento das componentes laterais características à falha foram verificadas em todos os modelos, da mesma forma que a pulsação no conjugado eletromagnético. Sendo assim, analisar-se-á somente os outros efeitos. Para isto, os resultados do espectro de frequência da corrente estatórica e o digrama de corrente estatórica dq para condições de duas e três barras quebradas operando com carga nominal serão mostrados e analisados abaixo.

As Fig.2.36, Fig.2.37, Fig.2.38, Fig.2.39 e Fig.2.40 representam o espectro de corrente estatórica, o diagrama de corrente do estator dq e a evolução temporal do conjugado para o caso de duas e três barras quebradas.

Nos ensaios experimentais, verificou-se que todos os modelos tiveram um aumento tanto das bandas vizinhas à componente fundamental de corrente de fase do estator quanto o aumento da banda de oscilação das correntes estatóricas dq no diagrama dq , caracterizando assim o comportamento real da máquina. As magnitudes em dB e em $p.u.$ das amplitudes da corrente de fase do estator e das oscilações no plano dq , respectivamente, podem ser observadas na Tab. 2.3 e Tab. 2.4. Oscilações com frequência igual ao dobro da frequência de escorregamento de operação da máquina são também observadas para todos os modelos simulados. Erros nas amplitudes dos sinais característicos da falha são encontrados quando se compara os modelos baseados na aproximação do rotor gaiola através de um rotor bobinado trifásico. Tais erros são verificados devidos às aproximações utilizadas na obtenção dos parâmetros, em regime permanente, do

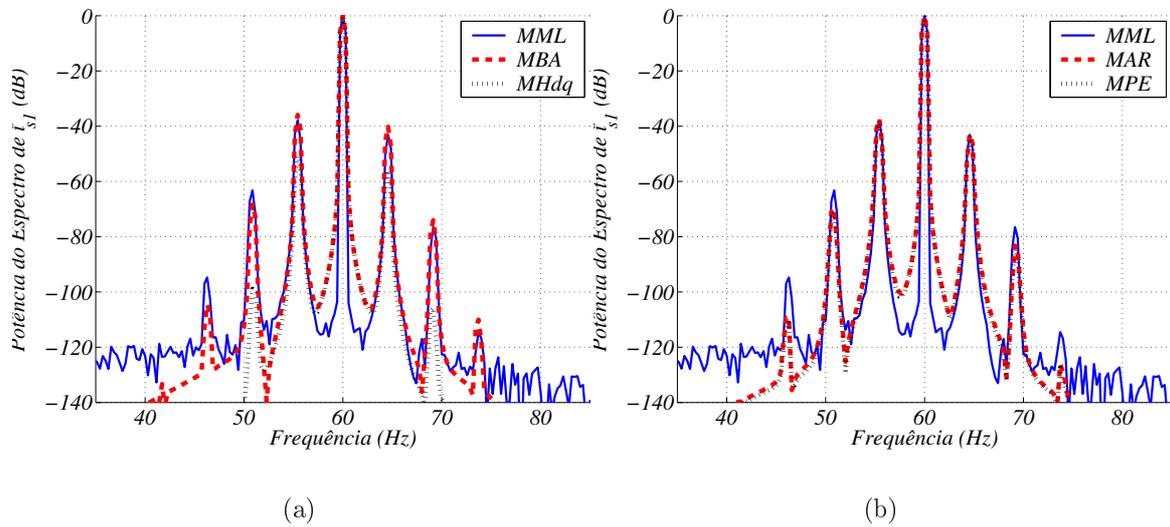


Figura 2.36. FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para carga nominal com duas barras quebradas. (a) MML, MBA, MHdq. (b) MML, MAR, MPE.

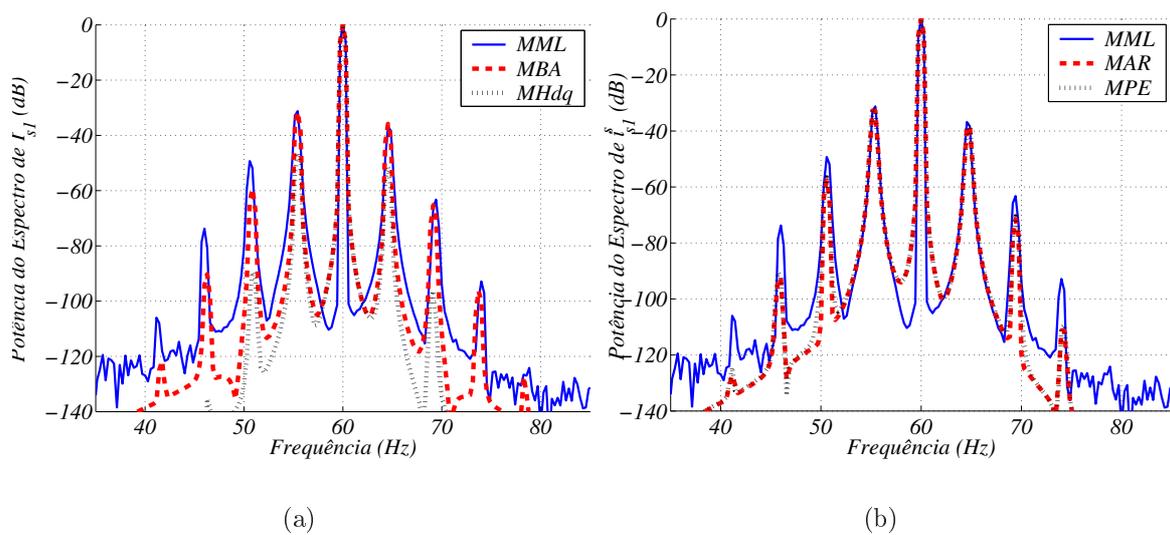


Figura 2.37. FFT da corrente de fase 1 (i_{s1}^s) para carga nominal com três barras quebradas. (a) MML, MBA, MHdq. (b) MML, MAR, MPE.

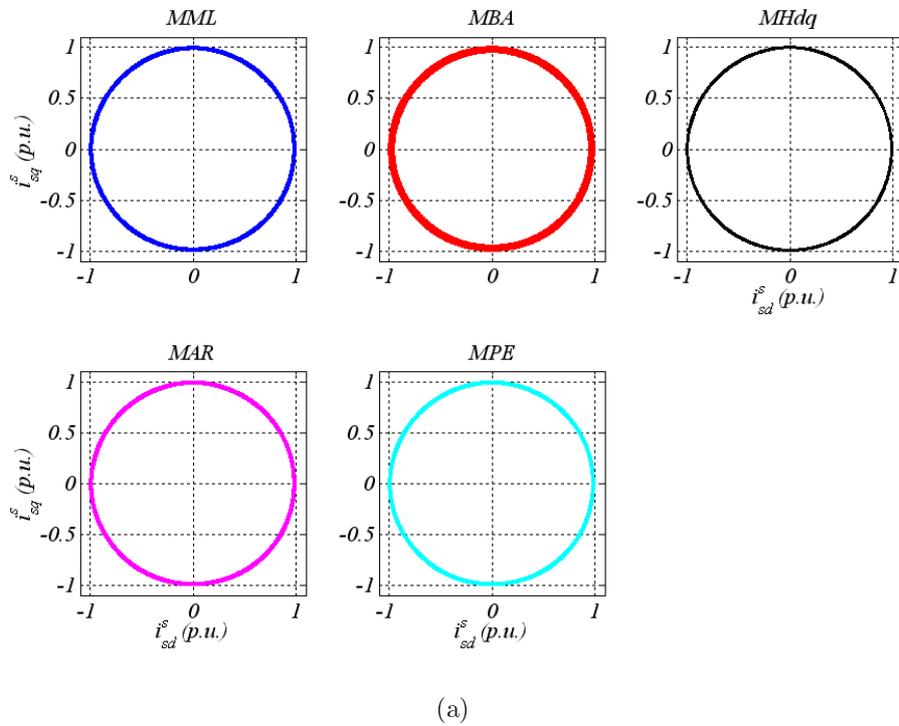


Figura 2.38. Correntes estáticas dq para o motor com carga nominal e com duas barras quebradas.

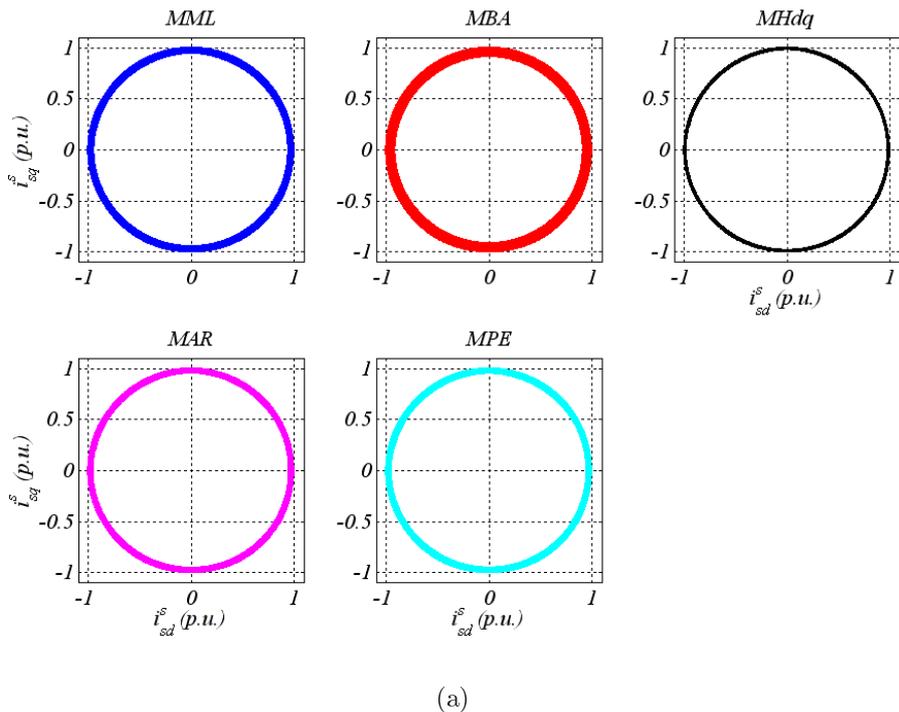


Figura 2.39. Correntes estáticas dq para o motor com carga nominal e com três barras quebradas.

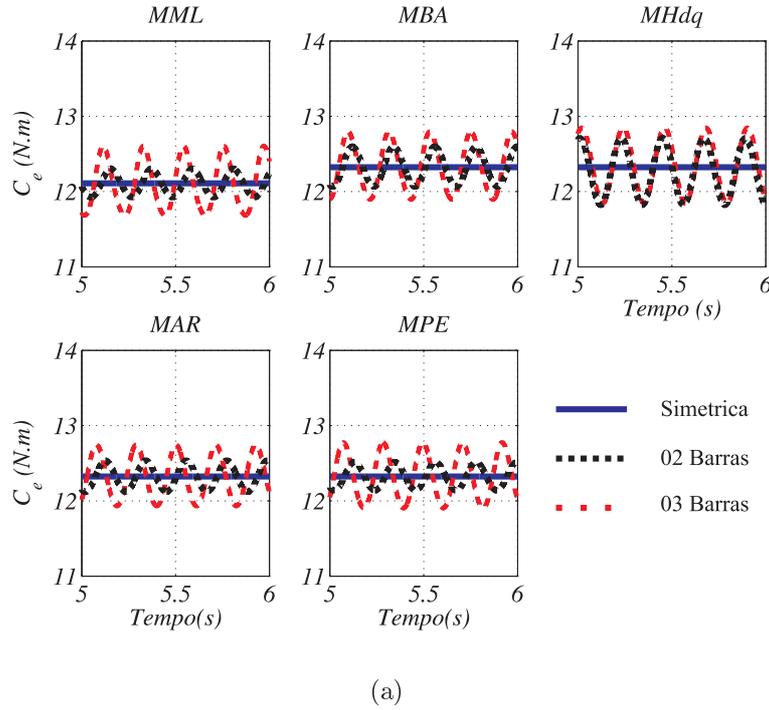


Figura 2.40. Conjugado eletromagnético para a máquina simétrica, com duas e três barras quebradas.

Tabela 2.3. Amplitudes das componentes harmônicas da corrente de fase (dB) e das oscilações no plano dq (p.u.), 02 barras quebradas.

	<i>MML</i>	<i>MBA</i>	<i>MHdq</i>	<i>MAR</i>	<i>MPE</i>
δ_x	2.06%	4.96%	0.87%	2.09%	1.89%
δ_y	2.06%	4.96%	0.87%	2.09%	1.89%
$f_s(1 - 2s)$	-38	-37	-50	-38	-38
$f_s(1 + 2s)$	-43	-41	-56	-43	-43

rotor bobinado, onde utilizou-se dois ensaios bastante trabalhados na literatura: i) Ensaio de curto-circuito e ii) Ensaio de Rotor Bloqueado. As relações e o comportamento dos estados da máquina simulada para as condições simétrica e de quebra de barras, se comparados com os resultados obtidos nos ensaios experimentais, garantem a representatividade satisfatória dos modelos matemáticos apresentados. Se comparados, os modelos baseados no rotor trifásico, com o modelo de múltiplas malhas, apresentam a concordância muito próxima das duas principais componentes laterais característica da falha (a imediatamente à esquerda e a imediatamente à direita).

O desempenho dos modelos pode ser avaliado por sua simplicidade e também pelo tempo

Tabela 2.4. Amplitudes das componentes harmônicas da corrente de fase (dB) e das oscilações no plano dq (p.u.), 03 barras quebradas.

	<i>MML</i>	<i>MBA</i>	<i>MHdq</i>	<i>MAR</i>	<i>MPE</i>
δ_x	5.01%	8.08%	1.46%	4.14%	4.10%
δ_y	5.01%	8.08%	1.46%	4.14%	4.10%
$f_s(1 - 2s)$	-31	-31	-46	-31	-31
$f_s(1 + 2s)$	-37	-36	-51	-38	-37

Tabela 2.5. Tempo de processamento de cada modelo..

	<i>MML</i>	<i>MBA</i>	<i>MHdq</i>	<i>MAR</i>	<i>MPE</i>
Demanda Computacional (s)	1819	3	4	2	2

de processamento, quando submetido às mesmas condições de simulação, de cada um. Simplicidade, neste caso, significa reduzir a ordem do modelo até o ponto de não comprometer a sua representatividade. Neste caso, foi verificado que os modelos baseados na representação trifásica do rotor reduz o sistema de $N_r + 4$ equações diferenciais, modelo múltiplos laços, para um sistema de sete equações diferenciais, demais modelos, garantindo ainda a representação satisfatória da falha. O esforço computacional exigido por cada modelo pode ser verificado na Tab. 2.5. As simulações foram realizadas em um computador *PC Pentium 4 com 512 Mb de memória RAM com clock de 2.8 GHz utilizando o C++ Builder 6*. O tempo total de cada simulação foi de 6 segundos com passo de cálculo de 50×10^{-6} segundos.

2.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi mostrado o estudo comparativo entre os modelos de representação da máquina sob quebra de barras rotóricas. A análise de cinco modelos: *MML*, *MBA*, *MHdq*, *MAR*, e *MPE*, foi realizada. A verificação do aparecimento das componentes laterais na corrente estatórica, da amplitude das oscilações da corrente estatórica *dq* no plano *dq*, as pulsações com frequência igual ao dobro do escorregamento operacional da máquina no conjugado eletromagnético foram avaliadas através de simulações e comprovadas experimentalmente, as-

sim como a verificação, através de simulação, do aparecimento de pulsação com frequência igual ao dobro do escorregamento na velocidade mecânica na mesma. A eficiência e simplicidade dos modelos baseados na aproximação trifásica do rotor foi verificada em relação ao modelo de múltiplos laços.

CAPÍTULO 3

REPRESENTAÇÃO DE CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS ESTATÓRICAS

3.1 INTRODUÇÃO

Falhas no estator dos motores de indução constituem cerca de 38% das falhas que ocorrem nos mesmos. Particularmente, curto-circuito entre espiras estatóricas pode ser considerada o tipo de falha de maior incidência nos estatores desses motores. Considerado o estágio inicial de um curto-circuito fase-fase ou fase-terra, esse tipo de falha desperta o interesse da comunidade científica em sua investigação de modo a evitar sua evolução. Um dos mecanismos mais poderosos que auxilia no estudo e desenvolvimento de técnicas que visam a sua detecção e diagnóstico prévio (evitando-se prejuízos à planta e/ou ao motor), aumentando a confiabilidade no sistema de acionamento, é a modelagem matemática. O emprego de modelos capazes de representar de forma satisfatória o curto-circuito entre espiras mantendo-se a simplicidade dos mesmos, tem sido alvo de inúmeros esforços por parte dos pesquisadores.

A principal causa da evolução do curto-circuito entre espiras em um enrolamento de fase para o curto-circuito entre fase-fase e/ou fase-terra é o aumento do gradiente de temperatura na parte danificada do enrolamento que leva ao colapso do isolante elétrico, em um curto intervalo de tempo.

Os efeitos causados à máquina devido a este tipo falha dependem principalmente do tipo de ligação realizada nos terminais do estator da mesma: estrela ou delta. Diferenças no comportamento do motor após a ocorrência do curto-circuito entre espiras devido ao tipo de conexão serão avaliados através de ensaios experimentais e resultados provenientes dos modelos matemáticos de representação da máquina operando sob falha. Apesar de alguns autores mostrarem que

existe um tempo relativamente alto entre o início da falha e o colapso total do enrolamento, normalmente quase nada pode ser feito para manter o motor funcionando. Dessa forma, o desenvolvimento e estudo de modelos de representação tornam-se importantes também na investigação de soluções que priorizam a minimização e/ou compensação do efeito da falha para o motor e para a carga acionada.

As análises realizadas no presente trabalho, consideram a máquina trabalhando em malha aberta e as hipóteses mostradas abaixo são consideradas para o desenvolvimento dos modelos. O rotor da máquina, diferentemente das considerações realizadas no capítulo anterior, é considerado simétrico e, como padrão, será adotada a representação da gaiola de esquilo através do rotor bobinado trifásico equivalente.

3.1.1 Hipóteses

As seguintes considerações são realizadas para o desenvolvimento dos modelos:

- A máquina não está operando sob saturação;
- Enrolamentos estatóricos trifásicos, idênticos e senoidalmente distribuídos separados por 120° graus elétricos;
- Enrolamentos rotóricos idênticos e senoidalmente distribuídos separados por 120° elétricos;
- Ausência de efeito pelicular e variação paramétrica;
- Uniformidade no entreferro da máquina;

3.2 ESTRUTURA E EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DO ROTOR

Para a verificação do comportamento dinâmico do motor de indução trifásico gaiola de esquilo, trabalhando simetricamente e com curto-circuito entre espiras, o rotor do mesmo será

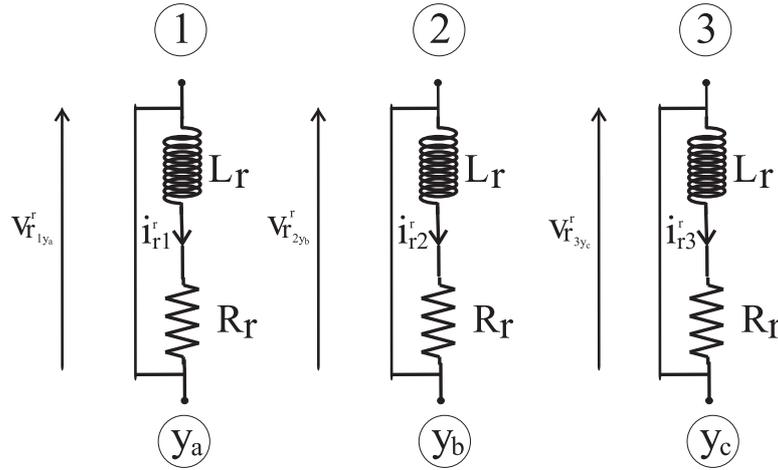


Figura 3.1. Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas..

representado de acordo com a Fig.3.1, ou seja, cada fase consiste de uma associação em série de uma indutância própria e uma resistência com valores, L_r e R_r , respectivamente, sendo as três fases iguais entre si. Cada enrolamento possui n_r espiras.

Os eixos magnéticos rotóricos estão defasados de 120° elétricos e seus enrolamentos estarão ligados em estrela. Dessa forma, os terminais y_a , y_b e y_c estão interligados e a partir de agora serão designados por q . Assumindo que correntes positivas geram fluxos positivos e baseando-se nas relações elétricas existentes para um circuito $R-L$, define-se as equações de tensão do rotor na forma matricial como descrita abaixo:

$$[v_{r123q}^r] = [R_{r123}] [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (3.1)$$

onde: v_{r123q}^r é o vetor de tensão, i_{r123}^r é o vetor de corrente, λ_{r123}^r é o vetor de fluxo concatenado, e R_{r123} é o vetor resistência rotórica, definidos por:

$$v_{r123q}^r = \begin{bmatrix} v_{r1q}^r \\ v_{r2q}^r \\ v_{r3q}^r \end{bmatrix} \quad i_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad \lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix}$$

$$R_{r123} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Para melhor entender os referenciais onde se encontram as variáveis da máquina, será adotado o sobrescrito g para o referencial genérico. Em (3.1), r significa que a variável está no referencial rotórico.

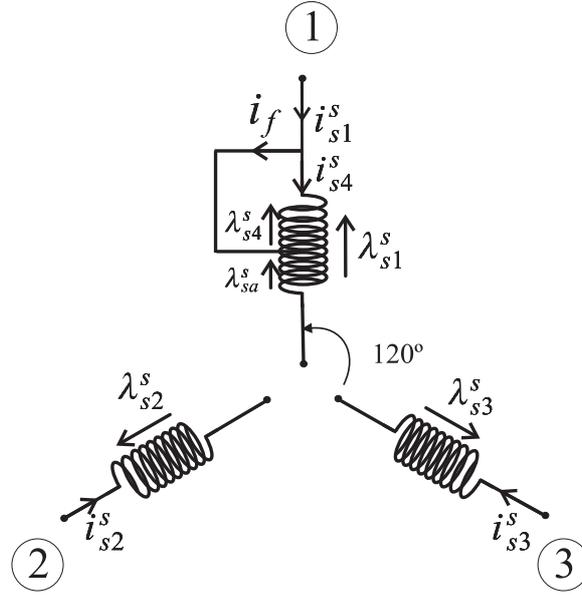


Figura 3.2. Estrutura do estator para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas..

3.3 MODELO MATEMÁTICO DO CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS ESTATÓRICAS

A modelagem matemática desta falha será realizada baseada na Fig.3.2. Nesta representação o curto-circuito entre espiras, que a partir de agora poderá ser designado por curto-circuito parcial, divide a bobina danificada, em duas novas bobinas. A parcela da bobina sem falha recebe a alimentação equivalente da fonte externa de energia, enquanto a segunda parcela, curto-circuitada, tem tensão nula. Dessa forma, pode-se escrever as equações de fluxo da máquina como se segue:

$$\lambda_{sa}^s = L_{s11}i_{s1}^s + M_{s12}i_{s2}^s + M_{s13}i_{s3}^s + M_{s14}i_{s4}^s + M_{sr11}ai_{r1}^r + M_{sr12}bi_{r2}^r + M_{sr13}ci_{r3}^r \quad (3.2)$$

$$\lambda_{s2}^s = M_{s21}i_{s1}^s + L_{s22}i_{s2}^s + M_{s23}i_{s3}^s + M_{s24}i_{s4}^s + M_{sr21}ci_{r1}^r + M_{sr22}ai_{r2}^r + M_{sr23}bi_{r3}^r \quad (3.3)$$

$$\lambda_{s3}^s = M_{s31}i_{s1}^s + M_{s32}i_{s2}^s + L_{s33}i_{s3}^s + M_{s34}i_{s4}^s + M_{sr31}bi_{r1}^r + M_{sr32}ci_{r2}^r + M_{sr33}ai_{r3}^r \quad (3.4)$$

$$\lambda_{s4}^s = M_{s41}i_{s1}^s + M_{s42}i_{s2}^s + M_{s43}i_{s3}^s + L_{s44}i_{s4}^s + M_{sr41}ai_{r1}^r + M_{sr42}bi_{r2}^r + M_{sr43}ci_{r3}^r \quad (3.5)$$

com: $a = \cos(\theta_r)$, $b = \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3})$ e $c = \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3})$ e $[\lambda_{sa}^s \ \lambda_{s2}^s \ \lambda_{s3}^s \ \lambda_{s4}^s]$, $[i_{s1}^s \ i_{s2}^s \ i_{s3}^s \ i_{s4}^s]$, $[i_{r1}^r \ i_{r2}^r \ i_{r3}^r]$, são os vetores fluxo estatórico, corrente estatórica e corrente rotórica, respec-

tivamente.

Sabendo que o fluxo concatenado pela fase 1 do estator é a soma entre os fluxos da parte curto-circuitada (λ_{s4}^s) da bobina e da parte sem falha (λ_{sa}^s) e que a corrente de falha no contato curto-circuitado é dada por: $i_f = i_{s1}^s - i_{s4}^s$, tem-se na forma matricial que:

$$\lambda_{s123}^s = L_{s123}i_{s123}^s + M_{sr123}i_{r123}^r + M_{cs123}i_{sf}$$

onde:

$$L_{s123} = \begin{bmatrix} L_{s11} + M_{s41} + M_{s14} + L_{s44} & M_{s12} + M_{s42} & M_{s13} + M_{s43} \\ M_{s21} + M_{s24} & L_{s22} & M_{s23} \\ M_{s31} + M_{s34} & M_{s32} & L_{s33} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$M_{sr123} = \begin{bmatrix} (M_{sr11} + M_{sr41})a & (M_{sr12} + M_{sr42})b & (M_{sr13} + M_{sr43})c \\ M_{sr21}c & M_{sr22}a & M_{sr23}b \\ M_{sr31}b & M_{sr32}c & M_{sr33}a \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$M_{cs123} = \begin{bmatrix} -(M_{s14} + L_{s44}) \\ -M_{s24} \\ -M_{s34} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

As equações de fluxo rotórico podem ser representadas na forma matricial, de maneira equivalente a representação do fluxo estatórico (??). Assim, tem-se:

$$\lambda_{r123}^r = L_{r123}i_{r123}^r + M_{rs123}i_{s123}^s + M_{cr123}i_{sf}$$

onde:

$$L_{r123} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$M_{rs123} = \begin{bmatrix} (M_{rs11} + M_{rs14})a & M_{rs12}c & M_{rs13}b \\ (M_{rs21} + M_{rs24})b & M_{rs22}a & M_{rs23}c \\ (M_{rs31} + M_{rs34})c & M_{rs32}b & M_{rs33}a \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$M_{cr123} = \begin{bmatrix} -M_{rs14}a \\ -M_{rs24}b \\ -M_{rs34}c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Através da análise das conexões estrela e delta, da máquina trifásica apresentada nas Fig.3.3 e Fig.3.4, respectivamente, pode-se concluir que as equações de tensão do estator da máquina

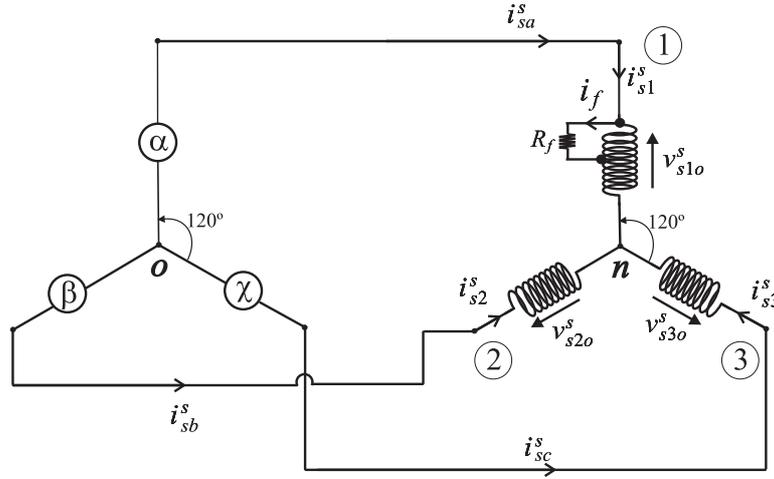


Figura 3.3. Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas..

também serão alteradas devido à falha. Sabendo que R_{s4} , R_f , R_{s1} são as resistências da parte da bobina curto-circuitada, da resistência de contato de curto-circuito e da parte ainda não atingida pela falha, respectivamente, e que $v_{s1} = v_{sa} + v_{s4}$, então, as equações de tensão do estator podem ser escritas como:

$$v_{s1}^s = (R_{s1} + R_{s4}) i_{s1}^s + \frac{d\lambda_{s1}^s}{dt} - R_{s4} i_f \quad (3.11)$$

$$v_{s2}^s = R_{s2} i_{s2}^s + \frac{d\lambda_{s2}^s}{dt} \quad (3.12)$$

$$v_{s3}^s = R_{s3} i_{s3}^s + \frac{d\lambda_{s3}^s}{dt} \quad (3.13)$$

onde: v_{s1}^s , v_{s2}^s , v_{s3}^s são a soma das tensões da parte curto-circuitada mais a tensão da parte sem falha do enrolamento 1, a tensão da fase 2 e a tensão da fase 3, respectivamente.

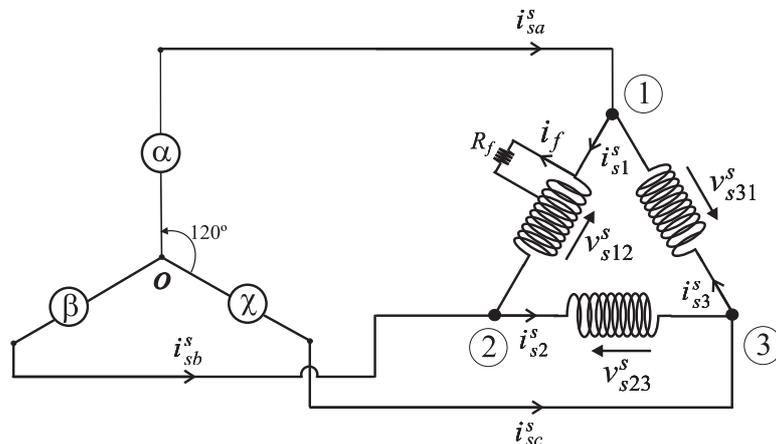


Figura 3.4. Estrutura do rotor para a modelagem do motor de indução trifásico com curto-circuito entre espiras estatóricas..

Apesar da simetria da máquina ter sido utilizada como argumento na dedução do seu modelo, é possível representar condições de assimetria tomando como base este modelo. Para isto, basta escrever os parâmetros elétricos em função do número de espiras das bobinas.

Sabendo que a bobina que entrou em curto gera duas novas bobinas. Seja n_s o número de espiras de uma bobina estatórica quando a máquina é considerada equilibrada. Assim, assumindo que as bobinas possam ter um número de espiras diferente do que se verifica para a máquina equilibrada os parâmetros elétricos da máquina desbalanceada podem ser escritos em função do número de espiras ($n_{sa}, n_{s2}, n_{s3}, n_{s4}$) como segue:

$$M_{sij} = M_{sij} = \frac{n_{si} n_{sj}}{n_s n_s} L_s = K L_s \quad (3.14)$$

com: $i = \{a, 2, 3, 4\}$ e $j = \{a, 2, 3, 4\}$. Tem-se que (3.6), (3.7), (3.9), (3.8), (3.10) podem ser reescritas como:

$$L_{s123} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$M_{sr123} = M_{sr} \begin{bmatrix} a & c & b \\ b & a & c \\ c & b & a \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$M_{rs123} = [M_{sr123}]^T$$

$$R_{s123} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$E_{cs123} = -\mu_f \begin{bmatrix} R_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$M_{cs123} = -\mu_f \begin{bmatrix} L_s \\ M_s \\ M_s \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$M_{cr123} = -\mu_f M_{sr} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

sendo μ_f a razão de espiras curto-circuitadas.

As (3.15)-(3.17) referem-se a máquina simétrica e (3.18)-(3.20) são as assimetrias inseridas no modelo da máquina pelo curto-circuito parcial. A modelagem desenvolvida até aqui, baseia-se nas variáveis originais da máquina. Contudo, a resolução baseada neste modelo é complexa e extensa, já que não consiste em um sistema invariante no tempo. Dessa forma, na próxima seção, será discutida a modelagem *odq* do motor de indução baseada nas equações até agora desenvolvidas, a fim de simplificar o modelo de análise do mesmo.

3.4 MODELO ODQ NO REFERENCIAL ESTACIONÁRIO

As matrizes de transformação definidas em (2.19)-(2.20) também são válidas para a dedução do modelo *odq* para o motor de indução considerando a inserção do efeito do curto-circuito entre espiras. Sendo assim, a máquina *odq* é definida por:

$$\lambda_{sodq}^s = L_{sodq} i_{sodq}^s + M_{srodq} i_{rodq}^s + M_{csodq} i_f \quad (3.21)$$

$$\lambda_{rodq}^s = L_{rodq} i_{rodq}^s + M_{rsodq} i_{sodq}^s + M_{crodq} i_f \quad (3.22)$$

$$v_{sodq}^s = R_{sodq} i_{sodq}^s + \frac{d\lambda_{sodq}^s}{dt} + E_{csodq} i_f \quad (3.23)$$

$$v_{rodq}^s = R_{rodq} i_{rodq}^s + \frac{d\lambda_{rodq}^s}{dt} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rodq}^s \quad (3.24)$$

onde: L_{sodq} , L_{rodq} , M_{srodq} , M_{rsodq} , R_{sodq} , R_{rodq} , são as matrizes *odq* de indutância própria estatórica, indutância própria rotórica, indutância mútua entre estator e rotor, indutância mútua entre rotor e estator, resistência estatórica e resistência rotórica, definidas na seção *Modelos da Máquina sem Falta*, no capítulo dois. As demais matrizes são definidas por:

$$M_{csodq} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \mu_f \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} (L_s + 2M_s) \\ L_s - M_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$M_{crodq} = -\mu_f M_{sr} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\sqrt{6}}{2} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$E_{csodq} = -\mu_f R_s \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{12}}{6} \\ \frac{\sqrt{6}}{3} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Nota-se que o modelo *odq* obtido é desbalanceado, contudo, invariante no tempo no referencial estacionário. Esta modificação em relação ao modelo original, simplifica a solução das equações e, por conseguinte, o entendimento dos efeitos de desbalanceamento causado ao motor de indução devido ao curto-circuito entre espiras de uma mesma fase do estator.

A partir da Fig.3.3, observa-se que a condição de contorno que define o ponto de operação para o motor conectado em estrela é dada através das correntes de fase. Sendo assim, pode-se escrever:

$$i_{s1}^s + i_{s2}^s + i_{s3}^s = 0 \quad (3.25)$$

A equação (3.25) é válida para qualquer condição de operação do motor. Consequentemente, pode-se dizer que a corrente estatórica homopolar oriunda do modelo *odq* é nula, ou seja:

$$i_{so}^s = 0$$

Assumindo a condição de falha, a tensão homopolar assumirá valores diferentes de zero e conterà informações sobre a mesma, já que devido à condição de contorno, a corrente homopolar é sempre zero, ou seja, incapaz de conter alguma informação sobre a falha.

Da mesma forma, observando a Fig.3.4 pode-se concluir para a máquina conectada em delta que a soma das tensões de fase é nula e, consequentemente, a tensão homopolar também será nula, ou seja:

$$v_{s1}^s + v_{s2}^s + v_{s3}^s = 0 \quad (3.26)$$

$$v_{so}^s = 0$$

Logo, mostra-se que há diferenças substanciais no equacionamento do motor de indução com curto-circuito entre espiras, através de condições de contorno, quanto ao tipo de conexão realizada em seu estator: estrela ou delta. Resultados de simulação obtidos com a máquina *C*, definida no *Apêndice B*, alimentada nominalmente (60Hz) são implementados com $\mu_c = 5\%$ e $\mu_c = 25\%$, para as duas configurações de conexão do estator.

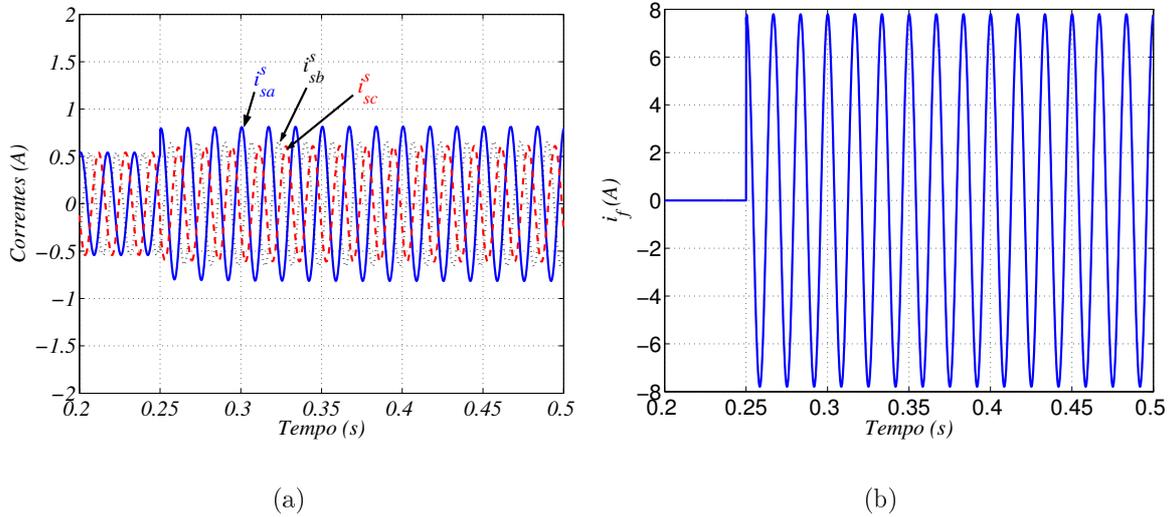


Figura 3.5. Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Corrente de curto-circuito (i_f).

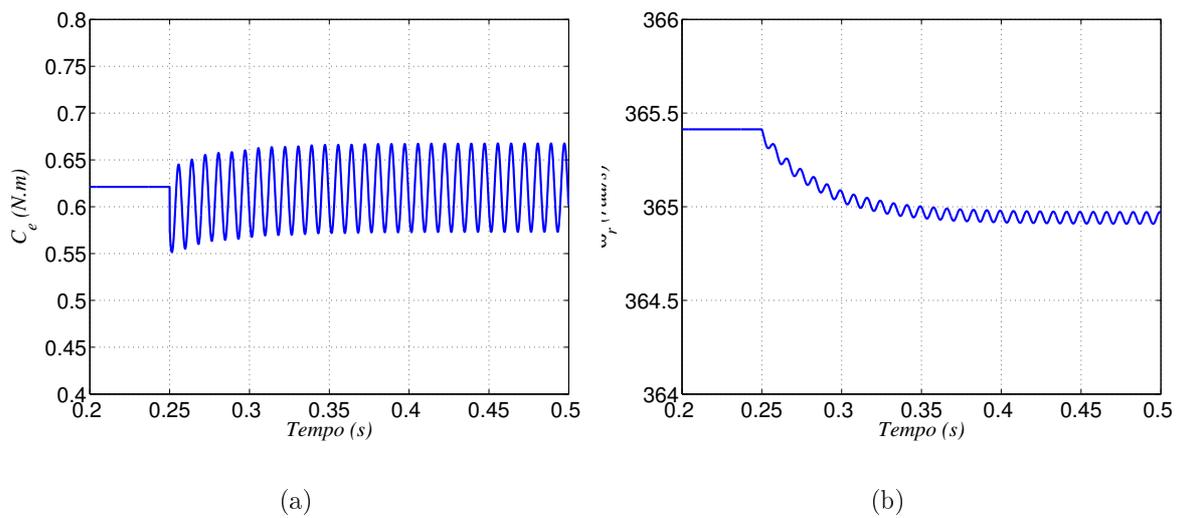


Figura 3.6. Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).

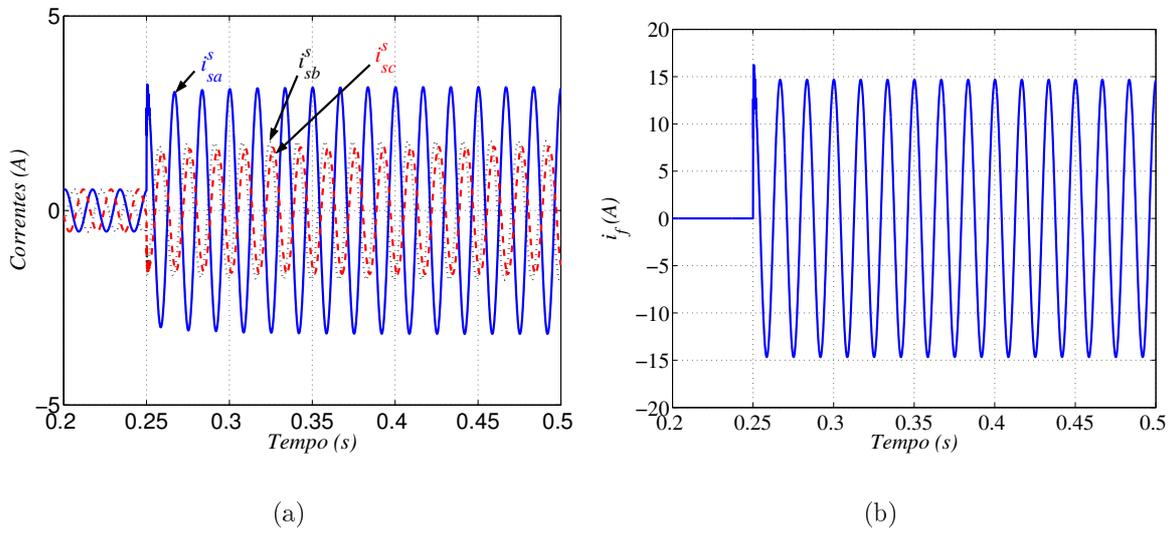


Figura 3.7. Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Corrente de curto-circuito (i_f).

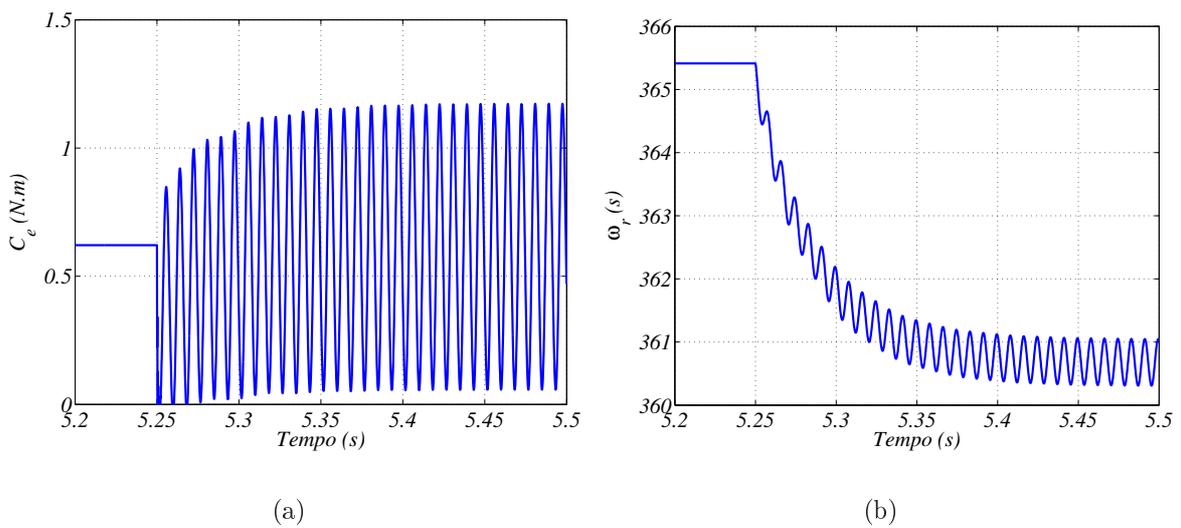


Figura 3.8. Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).

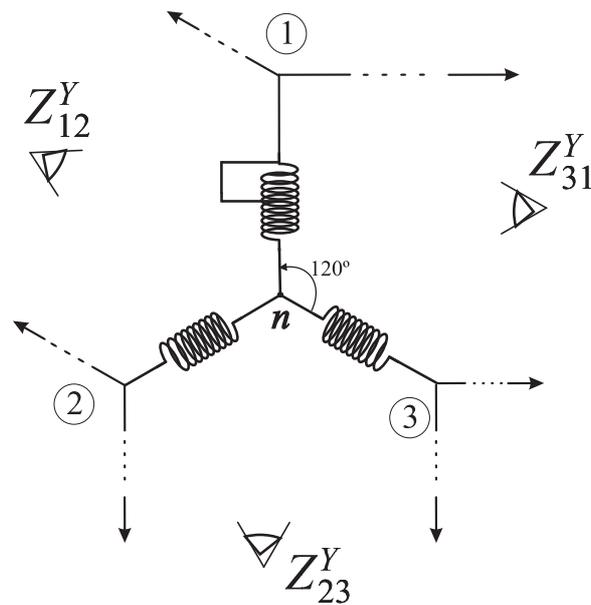


Figura 3.9. Impedâncias do motor vistas pela fonte de alimentação, caso estrela.

A Fig.3.5 mostra as correntes de linha, que nesse caso são iguais as correntes de fase, e a corrente de curto-circuito do motor antes e após o curto-circuito de 5% do enrolamento 1. Como pode ser visto, as correntes de fase tem suas amplitudes e fases alteradas devido a ocorrência da falha. Esse efeito deve-se a mudança de impedância vista pela fonte de alimentação quando ocorre o curto circuito entre espiras. Esse efeito é ilustrado na Fig.3.9.

As impedâncias Z_{12}^Y e Z_{31}^Y têm seus valores de magnitude e de ângulo alterados pela falha, gerando desbalanceamento em amplitude e fase das correntes i_{s1}^s (i_{sa}^s) e i_{s2}^s (i_{sb}^s). Conseqüentemente, para satisfazer a condição de contorno (3.25) a corrente i_{s3}^s (i_{sc}^s) também se altera. Logo, devido ao desbalanceamento de todas as correntes de fase após o curto-circuito entre espiras, ocorrem pulsações e queda nos níveis médios do conjugado eletromagnético e velocidade rotórica, devido ao sistema trifásico desbalanceado gerado. Estas observações podem ser visualizadas na Fig.3.6.

A fim de verificar as mudanças que ocorrem no funcionamento do motor de indução após a evolução da falha, resultados de simulação para a máquina conectada em estrela, para 25% das espiras da fase 1 curto-circuitada são mostrados nas Fig.3.7 e Fig.3.8. Como esperado, a extensão da falha de 5% para 25% causa maiores desbalanceamentos nas correntes de fase e valores muito alto de corrente de curto-circuito. Da mesma forma, o conjugado eletromagnético

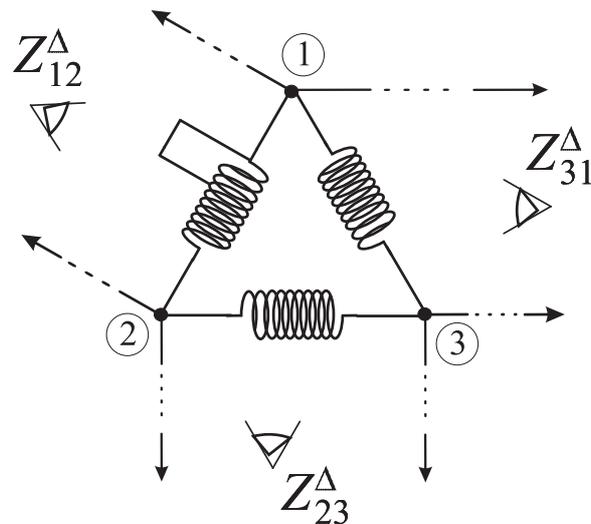


Figura 3.10. Impedâncias do motor vistas pela fonte de alimentação, caso delta.

é severamente afetado por oscilações e perda maior de velocidade rotórica é verificada. Os níveis de correntes de curto-circuito chegam quase a 15 vezes o valor da corrente nominal do motor para $\mu_c = 25\%$. O estresse térmico causado por essa alta corrente no ponto de curto-circuito é bastante elevado podendo levar a queima total dos enrolamentos de fase do motor de indução.

Diferentemente do caso estrela, para a máquina conectada em delta há variação somente do valor da impedância Z_{12}^{Δ} , como mostrado na Fig.3.10. Como não existe condições de contorno para a corrente neste caso, as correntes de fase da máquina são independentes umas das outras, ou seja, para o motor conectado em delta é como se tivéssemos cada enrolamento do mesmo alimentado independentemente. A Fig.3.11 e Fig.3.12 mostram o comportamento das correntes de fase e de linha, assim como a de curto-circuito, do conjugado eletromagnético e velocidade rotórica do motor, operando sob 5% de curto-circuito e as Fig.3.13, Fig.3.14 mostram os resultados obtidos para $\mu_c = 25\%$.

Como mostrado nas Fig.3.11 e Fig.3.13, as correntes nas fases não atingidas pela falha não sofrem quaisquer mudança. Tal efeito pode ser analisado como uma redução da sensibilidade da máquina, quanto ao impacto gerado pela falha no mesmo, se comparado com os resultados obtidos para o caso estrela. Contudo, após a falha, as correntes i_{s1}^s e i_f têm amplitudes maiores neste caso. Isto acontece, porque a tensão a qual a fase está submetida é maior neste caso. As correntes de linha são bastante afetadas, entretanto essas não contribuem para a conversão

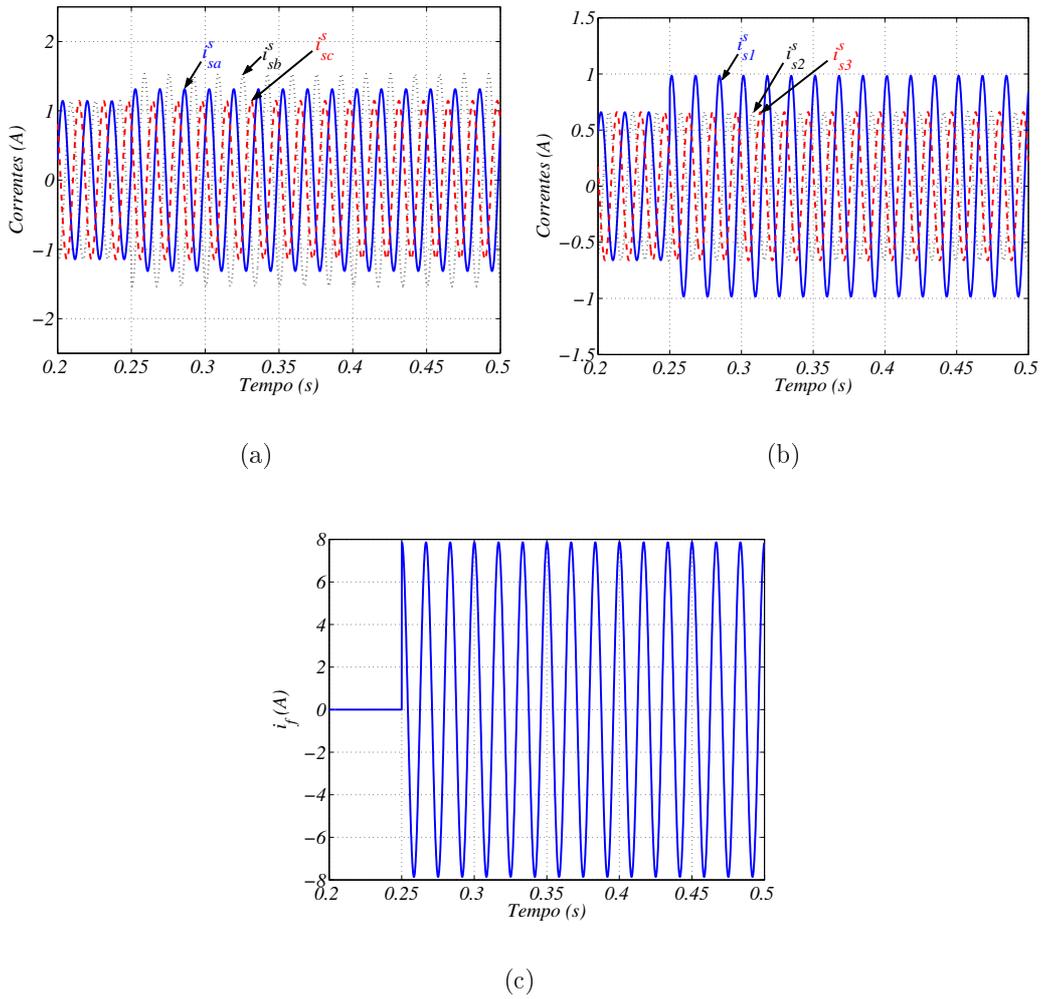


Figura 3.11. Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Correntes de fase ($i_{s1}^s, i_{s2}^s, i_{s3}^s$). (c) Corrente de curto-circuito (i_f).

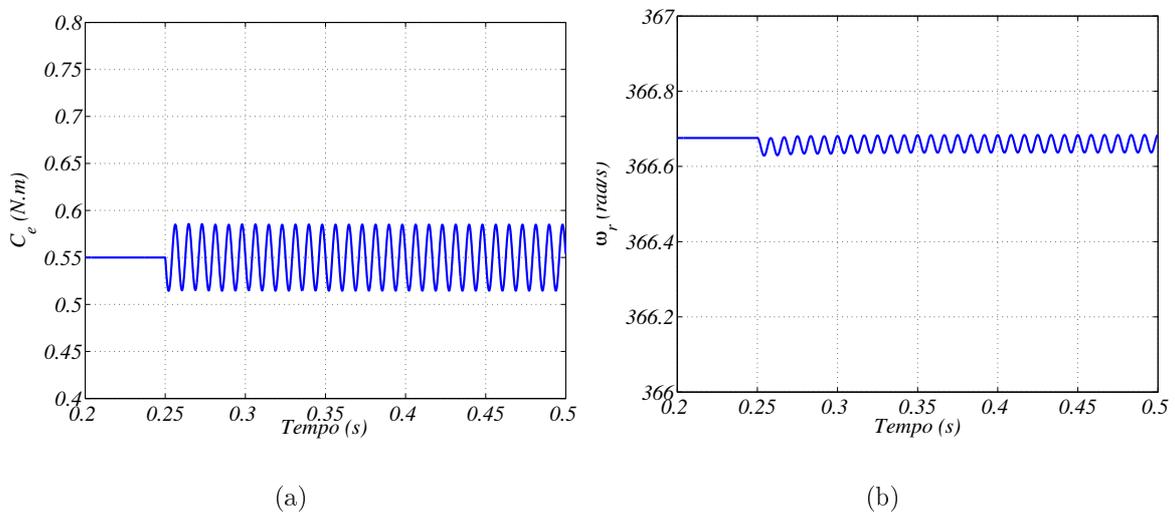


Figura 3.12. Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 5%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).

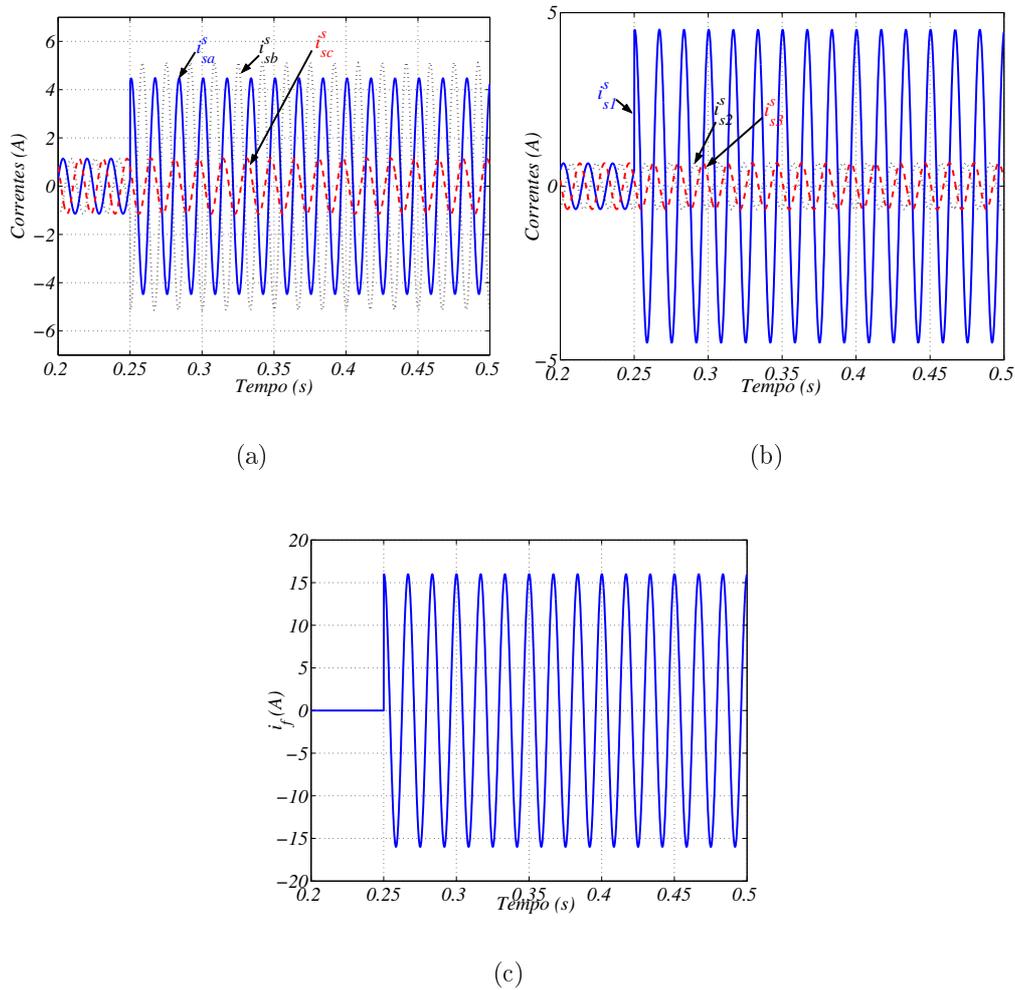


Figura 3.13. Resultado de simulação para as correntes para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Correntes de Linha ($i_{sa}^s, i_{sb}^s, i_{sc}^s$). (b) Correntes de fase ($i_{s1}^s, i_{s2}^s, i_{s3}^s$). (c) Corrente de curto-circuito (i_f).

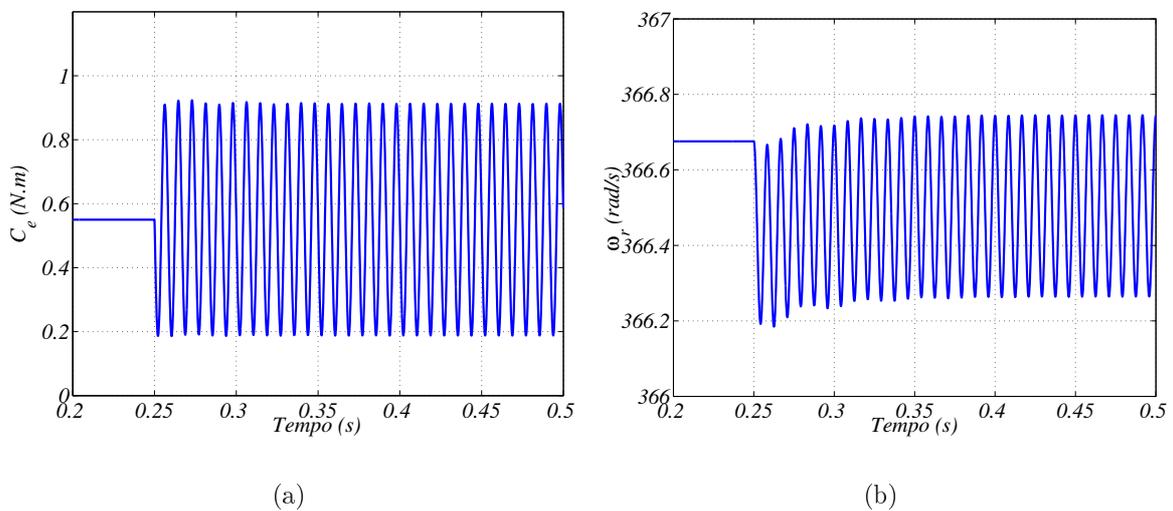


Figura 3.14. Resultado de simulação para o comportamento do motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Conjugado Eletromagnético (C_e). (b) Velocidade rotórica (ω_r).

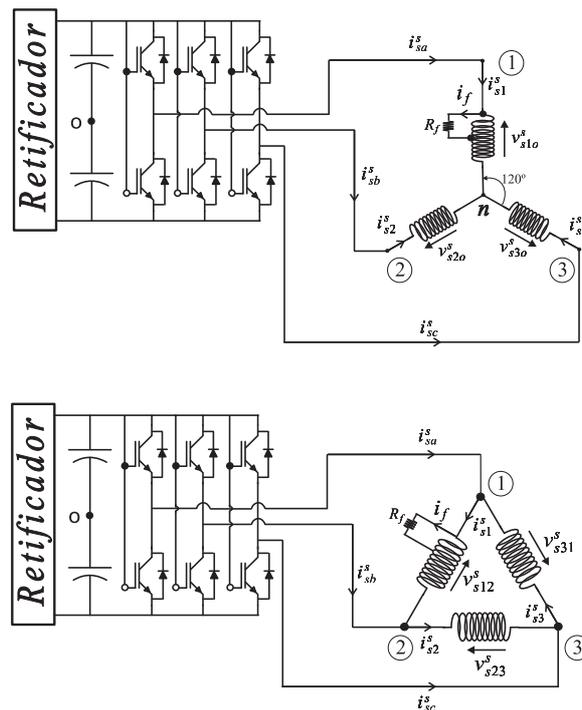


Figura 3.15. Máquina alimentada por um inversor.

eletromecânica. Sendo assim, como visto na Fig.3.12 e a Fig.3.14, a perturbação inserida na máquina em delta, devido ao curto-circuito entre espiras, não afeta as demais fases, fazendo essa configuração ter melhores resultados quando se compara as amplitudes de oscilação e os valores médios do conjugado eletromagnético e da velocidade rotórica em relação a conexão estrela.

3.5 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

A realização do curto-circuito nas bobinas que compõe o enrolamento estatórico foi promovida pelo re-bobinamento do estator de um motor de indução levando terminais de acesso às bobinas que o compõe para a parte externa da máquina. Os ensaios experimentais foram realizados curto-circuitando 3.9%, 25%, do enrolamento da fase 1 do estator. Para realização do experimento, buscou-se manter o motor a salvo de uma condição de dano permanente. Dessa forma, utilizou-se um conversor (conjunto retificador + inversor de frequência) para alimentar a máquina mantendo seu fluxo nominal em uma frequência de operação mais baixa. Então, foi fornecido ao motor uma tensão de alimentação com frequência igual a 30 Hz e para manter o

fluxo nominal reduziu-se a tensão de modo a manter a relação $\frac{V}{f}$ constante. A Fig.3.15 mostra o motor conectado em estrela e delta alimentado pelo inversor.

Para mostrar a concordância entre o modelo da máquina e a máquina real, realizou-se simulações para o motor submetido às mesmas condições encontradas no ensaio prático de forma a poder analisar o comportamento das correntes no tempo. Sendo assim, a Fig.3.16 apresenta as correntes de falha (i_f), e as correntes de linha (i_{sb}^s e i_{sc}^s) para o estator conectado em estrela com 3.9% de curto-circuito e a Fig.3.17 para 25%.

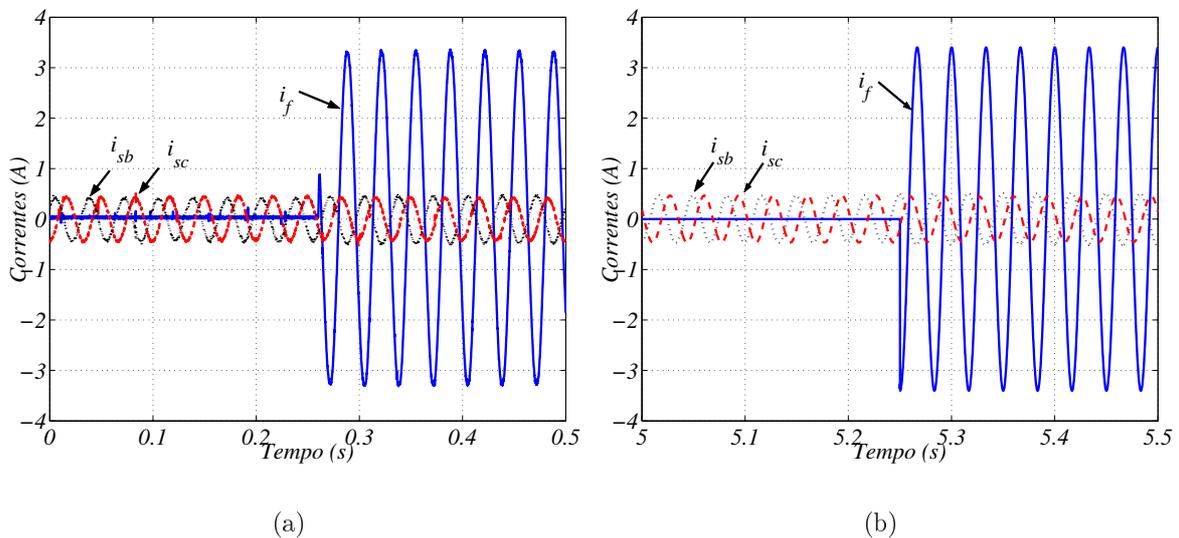


Figura 3.16. Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 3.9%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.

Da mesma forma, nas Fig.3.18 e Fig.3.19 são apresentadas as correntes de falha (i_f), e as correntes de linha (i_{sb}^s e i_{sc}^s) para as fases do estator conectado em estrela com 3.9% e 25% de curto-circuito, respectivamente.

Pode-se observar que as diferenças de fase e as amplitudes entre os modelos simulados e os resultados obtidos na plataforma experimental estão muito próximos. Dessa forma, ambos os modelos, para a ligação estrela e para a ligação delta, de fato representam a máquina operando sob curto-circuito entre espiras estatóricas.

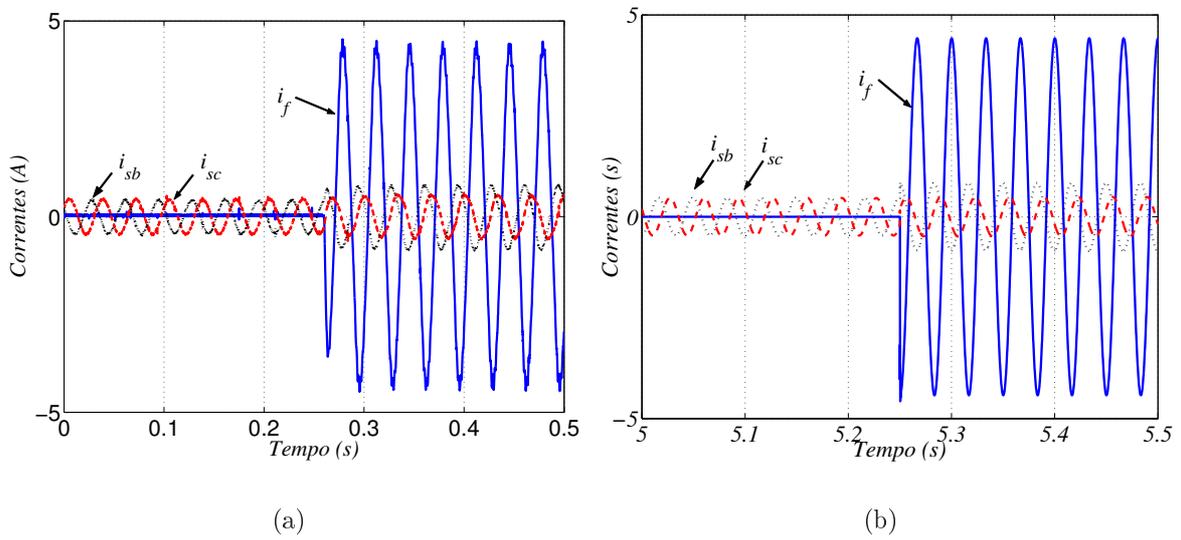


Figura 3.17. Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em estrela antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.

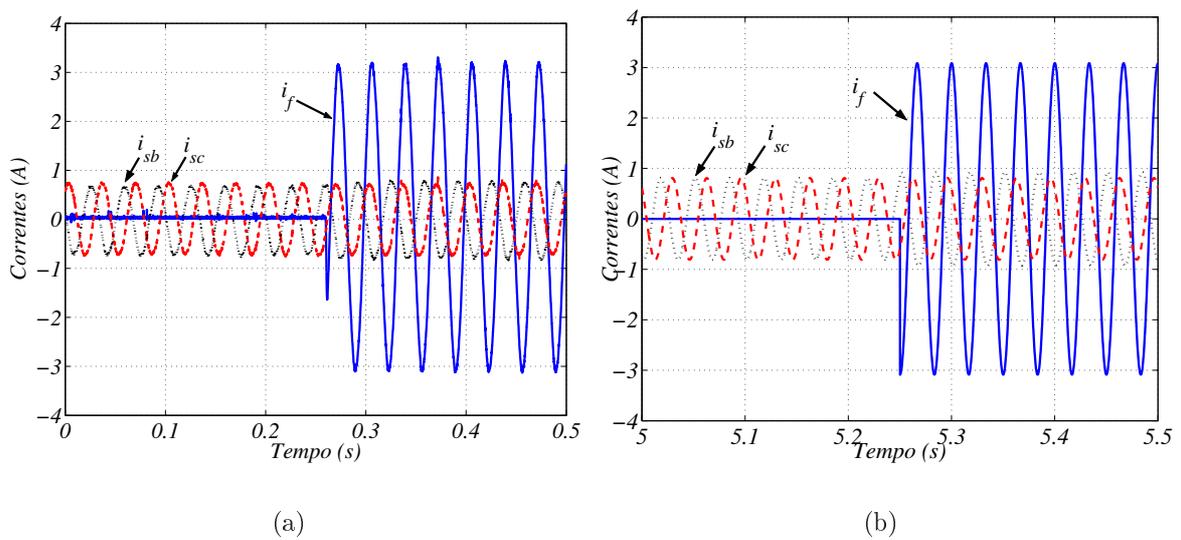


Figura 3.18. Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 3.9%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.

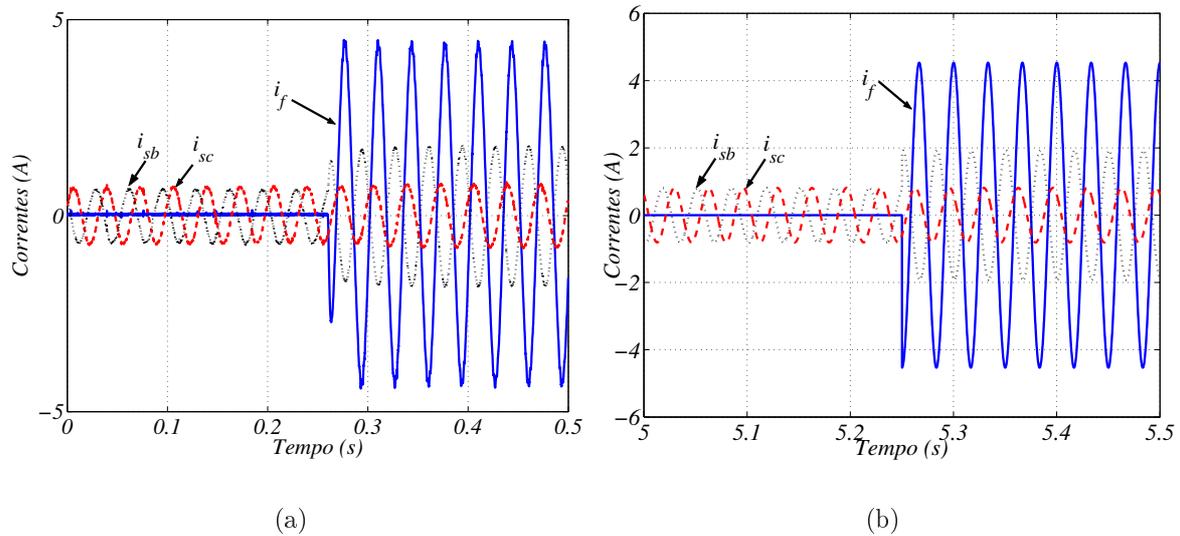


Figura 3.19. Correntes de linha (i_{sb}^s, i_{sc}^s) e corrente de curto-circuito (i_f) para o motor conectado em delta antes e após o curto-circuito de 25%. (a) Ensaio Experimental. (b) Resultados de Simulação.

3.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, o curto-circuito entre espiras estatóricas foi modelado. Dois modelos, um para o estator da máquina em estrela e outro para delta, foram deduzidos e estudados. Verificou-se que o conjugado eletromagnético e, por conseguinte, a velocidade rotórica são mais severamente atingidos quando o motor está conectado em estrela. Isto ocorre principalmente porque nesta condição as impedâncias vistas da fonte de alimentação variam em duas fases, ou seja, as correntes dessas fases são modificadas, e devido as condições de contorno, a corrente na terceira fase também é modificada. Foi observado que os níveis de corrente de curto-circuito, para o caso estudado, pode chegar até quase 15 vezes a corrente nominal do motor, causando um estresse térmico no ponto de curto-circuito e posterior deterioração da isolação total do enrolamento, gerando um curto-circuito entre fase-fase e/ou entre fase-terra.

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foram analisados cinco modelos de representação de quebra de barras rotóricas no motor de indução. Para análise dos modelos, definiu-se dois critérios de avaliação: i) Representatividade; e ii) Simplicidade ou Esforço Matemático. Nesses requisitos, mostrou-se que o *MML* é o que se aproxima mais do modelo real da máquina, contudo sua complexidade o inviabiliza para análise de estratégias de compensação de falha e controle da máquina em tempo real. Dessa forma, destacam-se os modelos que utilizam a aproximação da gaiola através de um rotor bobinado trifásico. Tais modelos mostraram-se eficazes na representação da falha e estão preparados para serem estudados visualizando a compensação ou controle da máquina, assim como o estudo da implementação de sistemas de observação que sejam capazes de detectar esse tipo de falha. Resultados experimentais confirmaram a validade dos modelos através da análise no domínio da frequência da corrente de fase do motor, no domínio do tempo, do conjugado eletromagnético estimado e do diagrama dq das correntes estatóricas.

No que se refere a curto-circuito entre espiras estatóricas, foram deduzidos dois modelos para a representação da máquina operando com seu estator conectado em estrela e outro para o estator conectado em delta. Os impactos da corrente de curto-circuito na performance da máquina foram discutidos. Mostrou-se que a corrente de curto-circuito pode chegar atingir valores da ordem de 15 vezes da corrente nominal do motor, aumentando o gradiente térmico e acelerando a evolução do curto-circuito entre espiras para um curto-circuito entre fase-fase e/ou fase-terra. Para o motor em estrela, verificou-se que o conjugado eletromagnético assim como a velocidade rotórica são mais severamente atingidos se comparados aos resultados obtidos para o motor conectado em delta. Resultados experimentais foram apresentados a fim de verificar a

validade dos modelos.

4.1 TRABALHOS FUTUROS

Para a continuidade do presente trabalho sugere-se:

- A análise dos modelos estudados, tanto para quebra de barras rotóricas quanto curto-circuito entre espiras estatórica, para a máquina operando em malha fechada sob técnicas de controle vetorial.
- Análises que promovam a compensação da falha, quebra de barra e/ou curto-circuito entre espiras, para a máquina operando em malha aberta, através de reconfiguração do sistema ou do padrão de alimentação, ou em malha fechada.
- Assim como realizado em (H. RODRIGUEZ-CORTÉS; STANKOVIĆ, 2004) para a detecção de quebra de barra através do modelo da bobina auxiliar, realizar a construção de observadores capazes de identificar os dois tipos de falhas analisados utilizando os outros modelos.
- Projetar um sistema de detecção e diagnóstico híbrido capaz de identificar e diferenciar quebras de barras rotóricas e curto-circuito entre espiras estatóricas em tempo real.

APÊNDICE A

MODELO A ENROLAMENTO CONCENTRADO

No modelo a enrolamento concentrado, o rotor do motor trifásico de indução é representado pela Fig.2.3. De forma semelhante ao o que foi realizado para o estator da máquina trifásica no capítulo intitulado por: *Modelos de Representação para Quebra de Barras*, a modelagem do rotor é descrita pelas equações diferenciais abaixo.

A.1 EQUAÇÕES DIFERENCIAIS DO ROTOR

Sendo a estrutura similar ao desenvolvido para o estator, obtem-se que a equação de tensão rotórica pode ser escrita da forma como se segue:

$$[v_{r123n}^r] = [R_{r123}] [i_{r123}^r] + \frac{d[\lambda_{r123}^r]}{dt} \quad (\text{A.1})$$

onde: v_{r123n}^r é o vetor de tensão, i_{r123}^r é o vetor de corrente, λ_{r123}^r é o vetor de fluxo concatenado, e R_{r123} é o vetor resistência do estator e definidos por:

$$v_{r123n}^r = \begin{bmatrix} v_{r1n}^r \\ v_{r2n}^r \\ v_{r3n}^r \end{bmatrix} \quad i_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad \lambda_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

$$R_{r123} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

A.2 EQUAÇÕES DE FLUXOS E MECÂNICA

As equações de fluxos são definidas e escritas da seguinte forma:

$$[\lambda_{s123}^s] = [L_{s123}] [i_{s123}^s] + [M_{sr123}] [i_{r123}^r] \quad (\text{A.4})$$

$$[\lambda_{r123}^r] = [L_{r123}] [i_{r123}^r] + [M_{rs123}] [i_{s123}^s] \quad (\text{A.5})$$

onde: L_{s123} é a matriz de indutância própria e mútua entre os enrolamentos estatóricos, L_{r123} é a matriz de indutância própria e mútua entre os enrolamentos rotóricos, M_{sr123} é a matriz de indutância mútua vista do estator devido ao rotor, e M_{rs123} é a matriz de indutância mútua vista do rotor devido ao estator. Essas matrizes são expressadas por:

$$M_{rs123} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix}^T \quad (\text{A.6})$$

$$M_{sr123} = [M_{rs123}]^T \quad (\text{A.7})$$

$$L_{r123} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Baseado em (2.12) e (2.13) pode-se definir o conjugado eletromagnético para esta máquina:

$$C_e = P [i_{r123}^r]^T \frac{d[M_{rs123}]}{d\theta_r} i_{s123}^s \quad (\text{A.9})$$

ou ainda:

$$C_e = P [i_{s123}^s]^T \frac{d[M_{sr123}]}{d\theta_r} i_{r123}^r \quad (\text{A.10})$$

A.3 TRANSFORMAÇÃO 123 – ODQ

A representação de fluxo e conjugado do motor de indução no referencial trifásico vista em (2.16-2.17), (2.18) apresentam elementos senoidais que variam com o ângulo elétrico θ_r . A variação dessas grandezas com θ_r , que é variável no tempo, torna a solução analítica das equações diferenciais bastante trabalhosa. Entretanto, pode-se realizar uma transformação de variáveis de forma originar matrizes com elementos constantes, a transformação *odq*. A relação entre as grandezas na sua representação em 123 e *odq* é dada por matrizes (uma para variáveis estáticas e outra pro rotor) de transformação definidas por:

$$w_{s123} = \bar{\mathbf{P}}_s w_{sodq} \quad (\text{A.11})$$

$$w_{r123} = \bar{\mathbf{P}}_r w_{rodq} \quad (\text{A.12})$$

Com $w_{s123} = [w_{s1} \ w_{s2} \ w_{s3}]^T$, $w_{r123} = [w_{r1} \ w_{r2} \ w_{r3}]^T$, $w_{sodq} = [w_{so} \ w_{sd} \ w_{sq}]^T$, $w_{rodq} = [w_{ro} \ w_{rd} \ w_{rq}]^T$ onde w é uma variável qualquer: tensão, corrente ou fluxo. As matrizes $\bar{\mathbf{P}}_s$ e $\bar{\mathbf{P}}_r$ são definidas considerando-se cada linha um vetor e ortogonal entre si, ou seja, o produto interno entre esses vetores é nulo.

Tais matrizes de transformação são encontradas pela determinação dos enrolamentos nos eixos *odq* que criem a mesma indução magnética de fluxos no entreferro da máquina que os enrolamentos originais nos eixos 123, conservando-se o valor de potência elétrica. Logo, são definidas por:

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g) & -\sin(\sigma_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\sigma_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\sigma_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

$$\bar{\mathbf{P}}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g - \theta_r) & -\sin(\sigma_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\sigma_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\sigma_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\sigma_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

onde σ_g é o ângulo entre a fase 1 do estator da máquina e o eixo *d*, como mostra a Fig.2.4.

Aplicando-se a transformação odq na equações de tensão estatórica, tensão rotórica, fluxo estatórico e fluxo rotórico obtém-se:

$$\begin{aligned}
 v_{sodq}^g &= \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} [R_{s123}] \bar{\mathbf{P}}_s i_{sodq}^g + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} \frac{d [\bar{\mathbf{P}}_s^g \lambda_{sodq}^g]}{dt} \\
 v_{sodq}^g &= R_{sodq} i_{sodq}^g + \frac{d\lambda_{sodq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sodq}^g
 \end{aligned} \tag{A.15}$$

$$\begin{aligned}
 v_{rodq}^g &= \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} [R_{r123}] \bar{\mathbf{P}}_r i_{rodq}^g + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} \frac{d [\bar{\mathbf{P}}_r \lambda_{rodq}^g]}{dt} \\
 v_{rodq}^g &= R_{rodq} i_{rodq}^g + \frac{d\lambda_{rodq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rodq}^g
 \end{aligned} \tag{A.16}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{sodq}^g &= \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} [L_{s123}] \bar{\mathbf{P}}_s i_{sodq}^g + \bar{\mathbf{P}}_s^{-1} [M_{sr123}] \bar{\mathbf{P}}_r i_{rodq}^g \\
 \lambda_{sodq}^g &= L_{sodq} i_{sodq}^g + M_{srodq} i_{rodq}^g
 \end{aligned} \tag{A.17}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{rodq}^g &= \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} [L_{r123}] \bar{\mathbf{P}}_r i_{rodq}^g + \bar{\mathbf{P}}_r^{-1} [M_{rs123}] \bar{\mathbf{P}}_s i_{sodq}^g \\
 \lambda_{rodq}^g &= L_{rodq} i_{rodq}^g + M_{rsodq} i_{sodq}^g
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

onde:

$$\omega_g = \frac{d\sigma_g}{dt} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

$$R_{sodq} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \tag{A.19}$$

$$R_{rodq} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \tag{A.20}$$

$$L_{sodq} = \begin{bmatrix} L_s + 2M_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M_s \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

$$L_{rodq} = \begin{bmatrix} L_r + 2M_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r - M_r \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

$$M_{rsodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

$$M_{srodq} = [M_{rsodq}]^T$$

Da mesma forma, o conjugado eletromagnético definido em (A.10) pode é expresso através da variáveis odq :

$$\begin{aligned} C_e &= P [i_{sodq}^g]^T [\overline{\mathbf{P}}_s]^T \frac{d[M_{sr123}]}{d\theta_r} \overline{\mathbf{P}}_r i_{rodq}^g \\ C'_e &= P \frac{3}{2} M_{sr} (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

Através de (A.24) se observa que somente as variáveis dq contribuem na geração de conjugado eletromagnético. Essas variáveis são definidas como variáveis ativas da máquina elétrica.

APÊNDICE B

PLATAFORMA EXPERIMENTAL E MOTORES UTILIZADOS

Esta seção tem por objetivo apresentar as principais características da plataforma experimental desenvolvida no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM/DEE/UFCG). A plataforma de desenvolvimento é composta por:

- um microcomputador com processador Pentium (2.8 GHz);
- uma placa multifunção;
- dois motores de indução
- um gerador de corrente contínua.
- um sistema de medição composto por 6 placas de medição (03 de corrente e 03 de tensão) que utilizam sensores de efeito Hall;
- um variador de tensão 4,5 kVA.

A descrição da funcionalidade desses recursos e das partes que os compõem são dadas a seguir:

1. O microcomputador utilizado na montagem tem a seguinte configuração: processador Pentium com frequência de 2.8 GHz, memória RAM de 512 MB, disco rígido de 80 GB, 3 slots ISA. Os sinais para comando de leitura dos AD's que convertem os sinais de tensão e corrente da forma analógica para digital são produzidos no PC através da execução de programas escritos em linguagem C++. Tem-se ainda que, estes sinais são armazenados em arquivo para exibição de gráficos para posterior avaliação das curvas.

Tabela B.1. Parâmetros do motor utilizado no ensaio de quebra de barras.

Parâmetros	<i>Motor WEG (Máquina B)</i>
<i>Potência (kW)</i>	3.7
<i>Pólos</i>	4
<i>Conjugado (N.m)</i>	20.6
<i>Tensão (V)</i>	220/380
<i>Carcaça</i>	100L
<i>RPM</i>	1715
<i>Inércia (kgm²)</i>	9.95×10^{-3}
<i>Rendimento (100%)</i>	85.5%
<i>Nº de Barras</i>	28

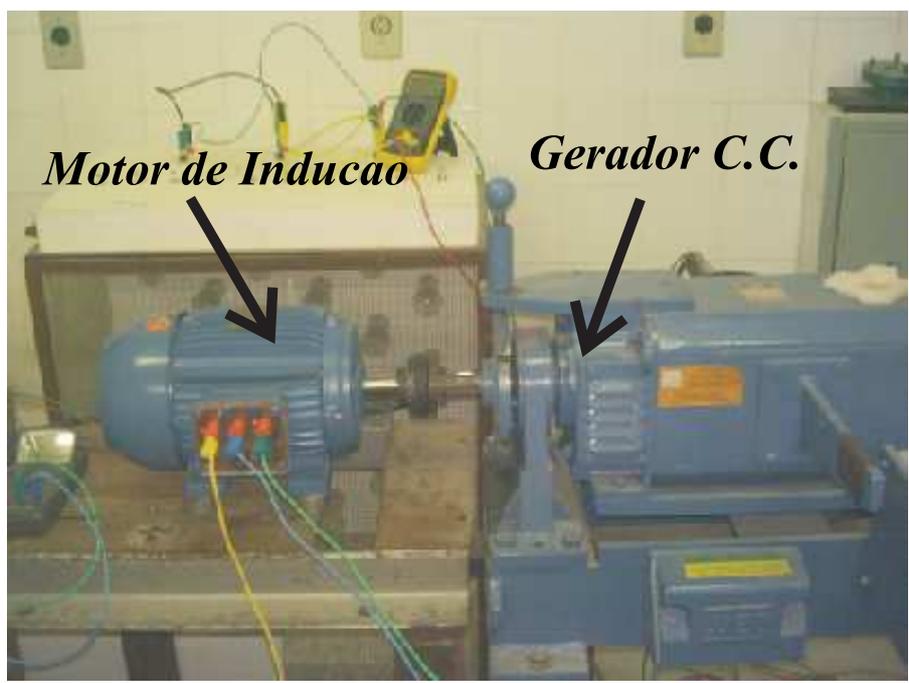
2. A placa multifunção permite a aquisição em tempo real. Os componentes principais da placa de multifunção são: temporizador (CI 8254), Interface Paralela Programável (*Programmable Peripheral Interface* - PPI, CI 8255) e conversores A/Ds.
3. A medição de corrente e tensão é realizada utilizando sensores de efeito Hall (LA 25-P).
4. A placa de aquisição de dados é composta por doze conversores A/D (AD 1674) com a palavra de dados de 12 bits. O tempo de conversão utilizado foi de $10 \mu s$. As placas de aquisição foram configuradas para operar com sinais de tensão de $\pm 10 V$.

B.1 ENSAIOS DE QUEBRA DE BARRAS

Os ensaios de quebra de barra foram realizados utilizando-se um motor de indução com gaiola de esquilo *WEG*, cujo os dados de placa podem ser visualizados na Tab. B.1.

Os ensaios para o motor sadio e com barras quebradas foram realizados utilizando-se as mesmas condições de carga fornecida por um gerador de corrente contínua. A Fig.B.1 mostra a plataforma utilizada, assim como a foto do estator e rotor do motor utilizado para esse ensaio.

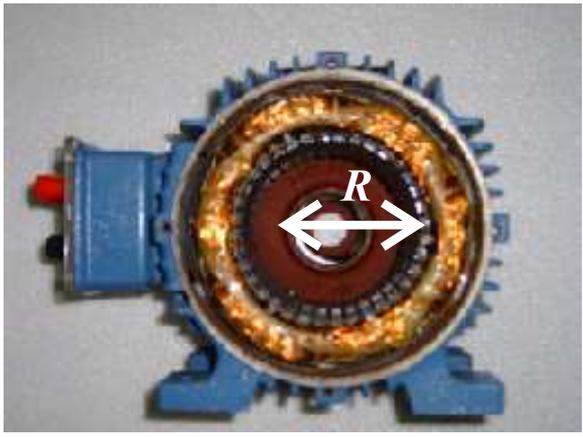
Os resultados de simulação foram obtidos para um motor de indução cujos os valores dos parâmetros elétricos da gaiola de esquilo e do rotor trifásico equivalente podem ser visualizados na Tab. B.2. Os parâmetros do trifásicos equivalentes foram obtidos a partir dos ensaios de



(a)



(b)



(c)

Figura B.1. Plataforma experimental. (a) Vista completa. (b) Barra quebrada do rotor. (c) Estator.

Tabela B.2. Parâmetros do motor utilizado na simulação de quebra de barras e parâmetros trifásicos equivalentes.

<i>Máquina A</i>		
Parâmetros Gaiola	Parâmetros Trifásico	Parâmetros Estator
$R (m) = 0.0516$	x	$N_s = 80$
$l (m) = 0.125$	x	$L_s (H) = 0.32$
$e (m) = 0.000172$	x	$M_s (H) = -0.15$
$N_r = 28$	x	$R_s (\Omega) = 2.86$
$L_{rbk} (H) = 1.27 * 10^{-6}$	$L_r (H) = 0.32$	$M_{sr} (H) = 0.31$
$L_{ak}^{int} = L_{ak}^{ext} (H) = 1.27 * 10^{-6}$	$M_r (H) = -0.15$	x
$R_{rbk} (\Omega) = 2.856 * 10^{-5}$	$M_{rs} (H) = 0.31$	x
$R_{ak}^{int} = R_{ak}^{ext} (\Omega) = 1.574 * 10^{-5}$	$R_r (\Omega) = 1.6$	x

Tabela B.3. Parâmetros do motor utilizado no ensaio experimental e na simulação do CCE.

<i>Máquina C</i>	
Parâmetros Trifásico	Parâmetros Estator
$L_r (H) = 1.152$	$L_s (H) = 1.154$
$M_r (H) = -0.57$	$M_s (H) = -0.57$
$M_{rs} (H) = 1.14$	$M_{sr} (H) = 1.14$
$R_r (\Omega) = 17.7$	$R_s (\Omega) = 20.6$

curto-circuito e rotor bloqueado. onde: R é o raio principal estator, l é o comprimento do rotor, e é o entreferro do motor, N_s é o número de voltas dos enrolamentos estatóricos.

B.2 ENSAIOS DE CURTO-CIRCUITO ENTRE ESPIRAS

Para realização dos ensaios de curto-circuito entre espiras, teve-se de re-enrolar um estator de um motor de indução deixando seus terminais de acesso externo. A Fig.B.2 mostra o motor de indução utilizado nos testes de curto-circuito.

Os parâmetros do motor utilizado nos ensaios experimentais e simulados constam na Tab. B.3.



(a)



(b)

Figura B.2. Acesso às bobinas dos enrolamentos estáticos. (a) Vista Frontal. (b) Vista Lateral.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BACCARINI, Lane Maria Rabelo; MENEZES, Benjamim Rodrigues de; GUIMARÃES, Homero Nogueira; CAMINHAS, Waldir Matos. Modelagem, simulação e detecção de curto-circuito entre espiras nos enrolamentos do estator de motores de indução. *Congresso Brasileiro de Automação*, 2004.
- BELLINI, A.; CONCARI, C.; FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; LORENZANI, E.; TASSONI, C.; TOLIYAT, H.A. Induction motors diagnosis using deceleration test, a possible improvement. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 1874–1881.
- BELLINI, A.; FILIPPETTI, E.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C.; KLIMAN, G.B. Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis. In: . [S.l.]: IEEE, 2000. p. 484–490.
- BENOZZA, N.; BENYETTOU, A.; BENDIABDELLAH, A. An advanced parks vectors approach for rotor cage diagnosis. In: . [S.l.]: IEEE, 2004. p. 461–464.
- BO-QIANG, Xu; HE-MING, Li; LI-LING, Sun. Simulation and fault detection of three-phase induction motors. *IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, TENCN '02. Proceedings*, 2002.
- BOQIANG, Xu; HEMING, Li; LILING, Sun. Feature signal extraction of inter-turn short circuit fault in stator windings of induction motors. In: *Conf. Rec. ICIT*. [S.l.]: IEEE, 2002. p. 97–100.
- BOQIANG, Xu; HEMING, Li; LILING, Sun. Apparent impedance angle based detection of stator winding inter-turn short circuit fault in induction motors. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 1118–1125.

CABANAS, M.F.; GLEZ, F.P.; GONALEZ, M.R.; MELERO, M.G.; ORCAJO, G.A.; CANO, J.M.; ROJAS, C.H. A new on-line method for the early detection of broken rotor bars in asynchronous motors working under arbitrary load conditions. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2005. p. 662–669.

CARDOSO, A.J.M.; CRUZ, S.M.A.; FONSECA, D.S.B. Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 1997. p. MB1/5.1–MB1/5.3.

CARDOSO, A.J.M.; CRUZ, S.M.A.; FONSECA, D.S.B. Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 3, p. 595–598, Sept. 1999.

CASIMIR, R.; BOUTELEUX, E.; YAHOU, H.; CLERC, G.; HENAO, H.; DELMOTTE, C.; CAPOLINO, G.-A.; ROSTAING, G.; ROGNON, J.-P.; FOULON, E.; LORON, L.; RAZIK, H.; DIDIER, G.; HOUDOUIN, G.; BARAKAT, G.; DAKYO, B.; BACHIR, S.; TNANI, S.; CHAMPENOIS, G.; TRIGEASSOU, J.-C.; DEVANNEAUX, V.; DAGUES, B.; FAUCHER, J. Comparison of modelling methods and of diagnostic of asynchronous motor in case of defects. *9th IEEE International Power Electronics Congress*, 2004.

CHANG, Xianrong; COCQUEMPOT, V.; CHRISTOPHE, C. A model of asynchronous machines for stator fault detection and isolation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 50, n. 3, p. 578–584, June 2003.

CHO, K.R.; LANG, J.H.; UMANS, S.D. Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1989. p. 1–6.

CHO, K.R.; LANG, J.H.; UMANS, S.D. Detection of broken rotor bars in induction motors using state and parameter estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 3, p. 702–709, May-June 1992.

CRUZ, S.M.A.; CARDOSO, A.J.M. Diagnosis of stator inter-turn short circuits in dte induction motor drives. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 1332–1339.

- CRUZ, S.M.A.; CARDOSO, A.J.M. Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, n. 3, p. 611–619, Sept. 2005.
- CRUZ, S.M.A.; CARDOSO, A.J.M.; TOLIYAT, H.A. Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity faults in three-phase induction motors based on the multiple reference frames theory. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 1340–1346.
- CRUZ, S. M. A.; CARDOSO, A. J. Marques. Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by the total instantaneous power spectral analysis. In: . [S.l.]: IEEE, 1999. p. 1929–1934.
- CRUZ, Sérgio M. A.; CARDOSO, A. J. Marques. Diagnosis of stator inter-turn short circuits in dtc induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 5, p. 1349–1360, Sep.-Oct. 2004.
- CUNHA, C.C.M.; LYRA, R.O.C.; FILHO, B.C. Simulation and analysis of induction machines with rotor asymmetries. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005.
- DELEROI, W. Delft. Der stabbruch im käfigläufer eines asynchronmotors. *Archiv für Elektrotechnik* 67, 1984.
- DEVANEY, M.J.; EREN, L. Detecting motor bearing faults. *IEEE Instrumentation Measurement Magazine*, v. 7, p. 30–50, Dec 2004.
- DEVANNEAUX, V.; KABBAJ, H.; DAGUES, B.; FAUCHER, J. An accurate model of squirrel cage induction machines under rotor faults. In: . [S.l.]: IEEE, 2001. p. 384–387.
- DIDIER, Gaëtan. *Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances*. Tese (Thèse) — Université Henri Poincaré, Nancy-I, Nancy,Fr, Octobre 2004.
- DIDIER, G.; RAZIK, H .; REZZOUG, A. On the experiment detection of incipient rotor fault of an induction motor. In: . [S.l.]: IEEE, 2003. p. 913–916.

DIMITROV, L.V.; CHOBANOV, V.J. Diagnosis of rotor faults of induction motors, operated in non-rated conditions. *27th International Spring Seminar on Electronics Technology: Meeting the Challenges of Electronics Technology Progress*, 2004.

DRIF, M.; BENOZZA, N.; KRALOUA, B.; BENDIABDELLAH, A.; DENTE, J.A. Squirrel cage rotor faults detection in induction motor utilizing stator power spectrum approach. *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2002.

ELKASABGY, N.M.; EASTHAM, A.R.; DAWSON, G.E. The detection of broken bars in the cage rotor of an induction machine. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1988. p. 181–187.

ELKASABGY, N.M.; EASTHAM, A.R.; DAWSON, G.E. Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 1, p. 165–171, Jan-Feb 1992.

ELTABACH, Mario; CHARARA, Ali; ZEIN, Ismail; SIDAHMED, Ménad. Detection of broken rotor bar of induction motors by spectral analysis of eletromagnetic torque using luenberger observer. In: . [S.l.]: IEEE, 2001. p. 658–663.

FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C. Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 4, p. 892–899, July-Aug. 1995.

FILIPPETTI, F.; MARTELLI, M.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C. Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1992. p. 92–99.

FISER, R.; FERKOLJ. Study of operational behaviour of induction motor with rotor asymmetry. In: *Conf. Rec. MELECON*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 1185–1188.

FISER, R.; FERKOLJ, S. Modelling of failure states of induction machines. In: *Conf. Rec. MELECON*. [S.l.]: IEEE, 1996. p. 1195–1198.

- FISER, R.; FERKOLJ, S. Simulation of steady-state and dynamic performance of induction motor for diagnostic purpose. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 1997. p. WB3/10.1 – WB3/10.3.
- FISER, R.; FERKOLJ, S.; SOLINC, H. Steady state analysis of induction motor with broken rotor bars. In: *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*. [S.l.]: IEEE, 1995. p. 42–46.
- FU, W.N.; ZHOU, P.; LIN, D.; STANTON, S.; CENDES, Z.J. Modeling of solid conductors in two-dimensional transient finite-element analysis and its application to electric machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 40, n. 2, p. 426–434, March 2004.
- GARCIA, P.; BRIZ, F.; DEGNER, M.W.; DIEZ, A.B. Diagnostics of induction machines using the zero sequence voltage. *Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2004.
- H. RODRIGUEZ-CORTÉS, C.N. Hadjicostis; STANKOVIĆ, A.M. Model-based broken rotor bar detection on an ifoc driven squirrel cage induction motor. In: *Proceeding of the 2004 American Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 3094–3099.
- HENAO, H.; DEMIAN, C.; CAPOLINO, G.-A. A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 2002. p. 1511–1516.
- HENAO, H.; DEMIAN, C.; CAPOLINO, G.-A. A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 5, p. 595–598, Sept.-Oct. 2003.
- HOUDOUIN, G.; BARAKAT, G.; DAKYO, B.; DESTOBBELEER, E. A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 297–303.

- JACOBINA, C.B.; CHAVES FL., J.E.; LIMA, A.M.N. Quasi time-invariant parameter modeling and control of unbalanced induction machines. In: *Conf. Rec. PESC*. [S.l.: s.n.], 2000. p. 1557–1562.
- JIANYUAN, Dong; ZHISHAN, Duan; WANLI, Xiong. Researching on the stator windings faults of asynchronous motor and its diagnostic method. In: . [S.l.]: PROCEEDINGS OF THE CHINESE SOCIETY FOR ELECTRICAL ENGINEERING, 1999. p. 26–30.
- JOKSIMOVIC, G.M.; PENMAN, J. The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 5, p. 1078–1084, Oct. 2000.
- KIM, Chang-Eob; JUNG, Yong-Bae; YOON, Sang-Baeck; IM, Dal-Ho. The fault diagnosis of rotor bars in squirrel cage induction motors by time-stepping finite element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 33, n. 2, p. 2131–2134, March 1997.
- KLIMAN, G.B.; KOEGL, R.A.; STEIN, J.; ENDICOTT, R.D.; MADDEN, M.W. Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 3, p. 873–879, Dec 1988.
- KLIMAN, G. B.; PREMERLANI, W. J.; KOEGL, R. A.; HOEWELER, D. Sensitive, on-line turn-to-turn fault detection in ac motors. In: *Electric Machines Power Systems*. [S.l.]: Taylor Francis, 2000. p. 915–927.
- KRAL, C.; PIRKER, F.; PASCOLI, G. Detection of rotor faults in squirrel-cage induction machines at standstill for batch tests by means of the vienna monitoring method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002.
- KRAL, C.; PIRKER, F.; PASCOLI, G. Model based detection of rotor faults without rotor position sensor-the sensorless vienna monitoring method. *4th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 2003.

- KRAL, C.; PIRKER, F.; PASCOLI, G. Model-based detection of rotor faults without rotor position sensor-the sensorless vienna monitoring method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005.
- KRAL, C.; PIRKER, F.; PASCOLI, G.; FENZ, C.-J.M. Influence of load torque on the detection of rotor faults by means of the sensorless vienna monitoring method. *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2004.
- KRAL, C.; PIRKER, F.; SCHAGGINGER, M.; WIESER, R.S. Sequences of field oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines. the vienna monitoring method. In: *Conf. Rec. AMC*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 463–468.
- KRAL, C.; WIESER, R.S.; PIRKER, F.; SCHAGGINGER, M. Sequences of field-oriented control for the detection of faulty rotor bars in induction machines-the vienna monitoring method. *IEEE Transactions on Industry Electronics*, 2000.
- LIPO, T. Flux sensing and control of static ac drives by the use of flux coils. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 13, n. 5, p. 1403–1408, Sep 1977.
- MANOLAS, S.; TEGOPOULOS, J.A. Analysis of squirrel cage induction motors with broken bars and rings. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 1997. p. TD2/1.1–TD2/1.3.
- MARQUES CARDOSO, A.J.; CRUZ, S.M.A.; CARVALHO, J.F.S.; SARAIVA, E.S. Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1995. p. 642–646.
- MARTINS CUNHA, C.C.; CARDOSO FILHO, B.J. A simple and efficient method to simulate induction machines with rotor asymmetries. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2003.
- MCCULLY, P.J.; LANDY, C.F. Evaluation of current and vibration signals for squirrel cage induction motor condition monitoring. In: *Eighth International Conference on Electrical Machines and Drives*. [S.l.]: IEEE, 1997. p. 331–335.

- MELERO, M.G.; CABANAS, M.F.; ROJAS, C.; ORCAJO, G.A.; CANO, J.M.; SOLARES, J. Study of an induction motor working under stator winding inter-turn short circuit condition. In: *Conf. Rec. SDEMPED*. [S.l.]: IEEE, 2003. p. 52–57.
- MELERO, M. G.; CABANAS, M. F.; FAYA, F. R.; ROJAS, C. H.; SOLARES, J. Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn shortcircuits detection in squirrel cage induction motors. In: *Conf. Rec. EPE*. [S.l.: s.n.], 1999.
- MILIMONFARED, J.; MESHGIN KELK, H.; DER MINASSIANS, A.; NANDI, S.; TOLIYAT, H.A. A novel approach for broken rotor bar detection in cage induction motors. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 286–290.
- MIRAFZAL, B.; DEMERDASH, N.A.O. Effects of load on diagnosing broken bar faults in induction motors using the pendulous oscillation of the rotor magnetic field orientation. *IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference*, 2004.
- MIRAFZAL, B.; DEMERDASH, N.A.O. Induction machine broken-bar fault diagnosis using the rotor magnetic field space-vector orientation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2004.
- MIRAFZAL, B.; DEMERDASH, N.A.O. Effects of load magnitude on diagnosing broken bar faults in induction motors using the pendulous oscillation of the rotor magnetic field orientation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005.
- MUNOZ, A.R.; LIPO, T.A. Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 6, p. 1332–1340, Nov-Dec 1999.
- MUNOZ-GARCIA, A.; LIPO, T.A. Complex vector model of the squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1998. p. 57–64.
- NAILEN, R.L. Direct flux monitoring technique for locating rotor cage defects-how well does it work? In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1991. p. 121–125.

- NANDI, S.; TOLIYAT, H.A. Novel frequency domain based technique to detect incipient stator inter-turn faults in induction machines. In: *Industry Applications Conference*. [S.l.]: IEEE, 2000. p. 367–374.
- NANDI, S.; TOLIYAT, H.A. Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 1, p. 101–109, Jan.-Feb. 2002.
- NANDI, S.; TOLIYAT, H.A.; LI, X. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors a review. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005.
- PENMAN, J.; SEDDING, H.G.; LLOYD, B.A.; FINK, W.T. Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 9, n. 4, p. 652–658, Dec. 1994.
- PENMAN, J.; STAVROU, A. The effects of broken rotor bars on the transient run up of induction machines. In: *Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives*. [S.l.]: IEEE, 1995. p. 47–51.
- RANKIN, D.R. The industrial application of phase current analysis to detect rotor winding faults in squirrel cage induction motors. *Power Engineering Journal*, v. 9, n. 2, p. 77–84, April 1994.
- RASMUSSEN, J.R.; TUTTLE C.B., Jr. Early detection of internal stator winding faults using rotor-mounted infrared sensors. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 1999. p. 800–802.
- SCHOEN, R.R.; HABETLER, T.G. Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 31, n. 4, p. 900–906, July-Aug 1995.
- SCHOEN, R.R.; SCHOEN; HABETLER, T.G. Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines. In: *Annual Meeting IAS*. [S.l.]: IEEE, 1993. p. 324–330.

SIN, M.L.; SOONG, W.L.; ERTUGURUL, N. Induction machine on-line condition monitoring and fault diagnosis - a survey. In: *Australasian Universities Power Engineering Conference*. [S.l.]: Australasian Universities, 2003.

SOTTILE, Jr.; KOHLER, J.L. An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 8, n. 4, p. 762–768, Dec. 1993.

TALLAM, R.M.; HABETLER, T.G.; HARLEY, R.G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. In: *Industry Applications Conference*. [S.l.]: IEEE, 2000. p. 304–309.

TALLAM, R.M.; HABETLER, T.G.; HARLEY, R.G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 3, p. 632–637, May-June 2002.

THOMSON, W.T. On-line mcsa to diagnose shorted turns in low voltage stator windings of 3-phase induction motors prior to failure. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 2001. p. 891–898.

THOMSON, W.T. On-line diagnosis of stator shorted turns in mains and inverter fed low voltage induction motors. In: *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*. [S.l.]: IEEE, 2002. p. 122–127.

THOMSON, W.T.; STEWART, I.D. Online current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors. In: *Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 432–435.

THOMSON, William T.; FENGER, Mark. Industrial application of current signature analysis to diagnose faults in 3-phase squirrel cage induction motors. In: . [S.l.]: IEEE, 2000. p. 205–211.

THOMSON, William T.; FENGER, Mark. Current signature analysis to detect induction motor faults. In: . [S.l.]: IEEE, 2001. p. 26–34.

TOLIYAT, H.A.; LIPO, T.A. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 10, n. 2, p. 241–247, June 1995.

TRZYNADLOWSKI, Andrzej M.; RITCHIE, Ewen. Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: A case of rotor cage faults. In: . [S.l.]: IEEE, 1999. p. 1935–1941.

VAS, T. Steady state and transient performance of induction motors with rotors asymmetry. *IEEE Transactions on Power Apparatus and System*, PAS 101, n. 9, p. 3246–3251, Sep 1982.

WALLISER, R.F.; LANDY, C.F. The presence and effects of interbar currents in double-cage induction motors with broken bars. In: *Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*. [S.l.]: IEEE, 1993. p. 109–114.

WALLISER, R.F.; LANDY, C.F. Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 9, n. 1, p. 152–158, March 1994.

WATSON, J.F.; PATERSON, N.C. The development of an accurate finite element model to investigate the factors which influence the fault-indicating components of current in 3-phase induction motors. In: *Conf. Rec. IEMDC*. [S.l.]: IEEE, 1999. p. 247–252.

WIESER, R.S.; KRAL, C.; PIRKER, F. The vienna induction machine monitoring method; on the impact of the field oriented control structure on real operational behavior of a faulty machine. *Proceedings of the 24th Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, 1998.

WIESER, R.; KRAL, C.; PIRKER, F.; SCHAGGINGER, M. Robust induction machine cage monitoring technique for highly distorted voltage and current waveforms, the vienna method. *Seventh International Conference on IEE Power Electronics and Variable Speed Drives*, 1998.

WIESER, R. S .; SCHAGGINGER, M.; KRAL, Ch.; PIRKER, F. The integration of machine fault detection into an indirect field oriented induction machine drive control scheme the vienna monitoring method. In: . [S.l.]: IEEE, 1998. p. 1185–1188.

WOLFF, J. Sens M. R. *O Motor Elétrico - Uma história de energia, inteligência e trabalho.*
[S.l.]: UNERJ, 1ST Ed., Jaraguá do Sul, 2004.