

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

***MODELAGEM, ANÁLISE E DETECÇÃO DE
ASSIMETRIAS DE ROTOR EM
MÁQUINAS DE INDUÇÃO***

CARLA CÉSAR MARTINS CUNHA

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA DESIGNADA PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS – PPGE / UFMG, COMO REQUISITO PARCIAL À OBTENÇÃO DO TÍTULO DE DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

ORIENTADOR: PROF. BRAZ DE JESUS CARDOSO FILHO

BELO HORIZONTE – MG
JULHO – 2006

Ao DEUS ETERNO, IMORTAL,
INVISÍVEL, MAS REAL.

À CAROLINA E À ISABELA,
DÁDIVAS DO CRIADOR PARA MINHA EXISTÊNCIA.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho certamente não teria sido realizado sem o apoio e a colaboração de diversas pessoas e entidades, às quais serei eternamente grata.

Ao meu orientador, Braz de Jesus Cardoso Filho, não só pela competência na condução deste trabalho de tese e pelas diversas oportunidades a mim ofertadas durante o programa de doutoramento, mas principalmente pela amizade incondicional.

Aos professores do *PPGEE / UFMG*, em particular ao Selênio Rocha Silva, pela primeira acolhida nesta casa; Renato de Oliveira da Costa Lyra e Alessandro Fernandes Moreira, pelo "forte" apoio durante os testes experimentais.

Ao Sr. Sebastião Lauro Nau, Diretor do Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento de Produtos da *WEG Equipamentos Elétricos S/A – Motores* e ao Sr. Norton Petry, Diretor de Desenvolvimento de Produtos da *WEG Equipamentos Elétricos S/A – Automação*, pelo apoio relativo à cessão do motor *Frank* e dos demais motores e inversores de frequência utilizados nas bancadas de ensaios.

Muito especialmente agradeço ao Ugo de Faria Pereira Borel, pelo incansável e contagiante espírito de colaboração e entusiasmo na realização dos testes experimentais durante seu estágio "voluntário" no *LAI / UFMG*.

À *UFES*, mais precisamente ao Departamento de Engenharia Elétrica, pela concessão do afastamento de minhas atividades didáticas.

Ao programa *PICDT-UFES / CAPES*, pela bolsa de estudos.

A todos os amigos do *LAI / UFMG* e do *PPGEE / UFMG* que tive o prazer de conhecer e conviver, compartilhar alegrias, dificuldades e tristezas durante o tempo de permanência em Belo Horizonte. Cito alguns, correndo o risco de esquecer vários: Marisa Lages Murta, Pablo Senna Oliveira, Frederico Bruno Ribas Soares, Sidelmo Magalhães Silva, Gleisson Jardim França, André de Souza Reis, Cássia Souza Nunes, Ademir Nied, Marcelo Martins Stopa, Leonardo Costa Carvalho e Virna Costa Onofri.

Ao meu marido, Avelino, e às nossas filhas, Carolina e Isabela, agradeço pela compreensão da minha ausência em muitos e importantes momentos das nossas vidas, mas espero que todo o esforço para conclusão deste projeto sirva de exemplo de dedicação ao trabalho e persistência no alcance de nossos objetivos.

À minha mãe, Da. Aparecida, aos meus irmãos, Marcelo, Kely e Júlio, aos meus cunhados, Vanessa e Nelson, e aos meus sobrinhos, Gabriela, Bárbara, Marcela e Guilherme, agradeço todas as várias manifestações de amor, apoio e ajuda durante a realização deste trabalho. Agradeço ainda os ensinamentos deixados pelo meu querido e saudoso pai, Sr. Wanderley.

Finalmente, sou grata ao carinho e ao suporte recebidos da minha família da fé, a Igreja Batista da Redenção.

RESUMO

Defeitos nas barras e/ou no anel de curto-circuito do rotor de máquinas de indução trifásicas com rotor em gaiola conduzem a uma condição assimétrica de operação. A necessidade de se caracterizar adequadamente o comportamento do motor operando nestas condições e de se detectar tais defeitos no rotor em um estágio inicial tem impulsionado o desenvolvimento de métodos de monitorização cada vez mais sensíveis e imunes a ruídos. Igualmente importante, é a análise e quantificação destas assimetrias sobre o desempenho do motor. Uma parte essencial deste esforço é a modelagem da máquina de indução que inclua tais defeitos, com mínima complexidade computacional e que implique na utilização de modelos cujos parâmetros sejam facilmente determinados. Desta forma, uma nova técnica de modelagem, baseada no modelo dq da máquina de indução, é apresentada neste trabalho. O modelo da máquina é sempre de 5ª ordem, independentemente do número de barras do rotor, e a matriz de transformação das correntes de rotor é função apenas do número barras da gaiola, e pode ser gerada automaticamente. Várias assimetrias de rotor são simuladas e os resultados validados, utilizando-se dados experimentais obtidos do motor *Frank*, construído especialmente para este trabalho, a partir de um projeto diferenciado, e também de um motor de 10cv, além de simulações com técnicas de elementos finitos, valendo-se do espectro harmônico das correntes de estator, do valor RMS das correntes nas barras do rotor e do *Método Vienna de Monitorização*. Uma nova técnica para detecção de falhas em rotores de motores de indução com rotor em gaiola, alimentados por inversores de frequência, utilizando-se dos sinais de erro próprios dos reguladores presentes nos inversores, é também proposta neste trabalho.

ABSTRACT

Rotor bar and end-ring faults yield asymmetrical operation of squirrel cage induction machines causing unbalanced currents, torque pulsation, increased losses and decreased average torque. The need of proper characterization of motor operation performance under these conditions, and the detection of rotor faults at an earlier stage, has pushed the development of monitoring methods with increasing sensitivity and noise immunity. Equally important is the analysis and quantification of how these asymmetries affect the motor performance. Essential contributions to such effort are: the modelling of the induction machine including rotor bar and end-ring faults to any extent, with minimum computational complexity, and that machine parameters required for these models are easily determined. Therefore, a new modelling technique based on the dq model of the induction machine is presented in this work. The model is always of the fifth order, independent of the number of rotor bars, and the rotor current transformation matrix only depends on the number of rotor bars and can be computer generated. Several rotor faults situations were investigated employing computational simulations. In order to verify experimentally the proposed modelling technique, a special induction motor, named *Frank*, was constructed to be used in this work. A 10cv standard induction motor was also employed, besides Finite Element Analysis. Stator motor current frequency spectrum, rotor bars RMS currents and the *Vienna Monitoring Method* are included to support the discussions and the proposed approach. A novel technique for inverter fed squirrel cage induction motor broken bars detection, based on the current regulators error signals already present in the drive, is also proposed in this work.

SUMÁRIO

RESUMO	v
ABSTRACT	vi
SUMÁRIO	vii
LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE TABELAS	xx

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 RELEVÂNCIA	1
1.2 OBJETIVOS	3
1.3 CONTRIBUIÇÕES	4
1.4 ESTRUTURA DO TEXTO	5

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM

ASSIMETRIAS DE ROTOR	6
2.1 MODELO DINÂMICO CLÁSSICO	6
2.1.1 Equações do Estator	9
2.1.2 Equações do Rotor	11
2.1.3 Cálculo do Conjugado	13
2.1.4 Rotor Assimétrico	14

2.2	MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS	16
2.3	MODELO DINÂMICO VETORIAL PARA MÁQUINAS SIMÉTRICAS	18
2.4	MODELO DINÂMICO VETORIAL PARA MÁQUINAS ASSIMÉTRICAS	19
2.4.1	<i>Componentes Simétricas Instantâneas</i>	19
2.4.2	<i>Modelo de Máquinas Simétricas em Vetores Espaciais</i>	22
2.4.3	<i>Modelo do Rotor Assimétrico em Vetores Espaciais</i>	25
2.5	CONCLUSÕES	27

CAPÍTULO 3

	MODELO DINÂMICO VETORIAL PROPOSTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM ASSIMETRIAS DE ROTOR	29
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	29
3.2	MODELO PROPOSTO	32
3.2.1	<i>Modelo dq Equivalente</i>	32
3.2.2	<i>Transformação das Correntes de Rotor</i>	33
3.2.3	<i>Matriz de Transformação T</i>	34
3.2.4	<i>Modelagem das Assimetrias de Rotor</i>	38
3.2.4.1	<i>Barra(s) Quebrada(s)</i>	39
3.2.4.2	<i>Barra com Defeito</i>	46
3.2.4.3	<i>Segmento(s) do Anel de Curto-Circuito Quebrado(s)</i> ..	47
3.3	CONCLUSÕES	52

CAPÍTULO 4

	VALIDAÇÃO DO MODELO DINÂMICO VETORIAL PROPOSTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM ASSIMETRIAS DE ROTOR	53
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	53
4.2	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS: MOTOR 2CV STANDARD	55

4.2.1	<i>Barra(s) Quebrada(s) e Barra com Defeito</i>	56
4.2.2	<i>Segmento do Anel de Curto-Circuito Quebrado</i>	65
4.2.3	<i>Comentários</i>	68
4.3	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS X TESTES EXPERIMENTAIS:	
	MOTOR <i>FRANK</i>	70
4.3.1	<i>Frank com Gaiola Simétrica</i>	72
4.3.2	<i>Frank com Barra(s) Quebrada(s) e Barra com Defeito</i>	78
4.3.3	<i>Frank com Segmento do Anel de Curto-Circuito Quebrado</i>	91
4.3.4	<i>Comentários</i>	95
4.4	SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS X TESTES EXPERIMENTAIS:	
	MOTOR 10CV (INVERTER DUTY – TEBC)	98
4.4.1	<i>Motor 10cv com Rotor Simétrico</i>	100
4.4.2	<i>Motor 10cv com Rotor Assimetrias de Rotor</i>	108
4.4.3	<i>Comentários</i>	120
4.5	CONCLUSÕES	122

CAPÍTULO 5

	DETECÇÃO DE ASSIMETRIAS NO ROTOR DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO EM ACIONAMENTOS DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL	124
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	124
5.2	MODELO DO ACIONAMENTO	126
5.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES: MOTOR 2CV <i>STANDARD</i>	128
5.4	DETECÇÃO DE ASSIMETRIAS DE ROTOR EM MOTORES DE INDUÇÃO ATRAVÉS DO INVERSOR UTILIZANDO-SE FILTROS DIGITAIS	137
5.4.1	<i>Banco de Filtros Digitais Passa-Faixa</i>	137
5.4.2	<i>Método de Diagnóstico</i>	139
5.4.3	<i>Resultados de Simulações: Diagnóstico</i>	142
5.5	CONCLUSÕES	151

CAPÍTULO 6**CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS 152**

6.1 CONCLUSÕES FINAIS 152

6.2 TRABALHOS FUTUROS 155

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 156**ANEXO A****MÉTODOS PARA IDENTIFICAÇÃO DE ASSIMETRIAS DE ROTOR 163**

A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS 163

A.2 MÉTODO VIENNA DE MONITORIZAÇÃO – VMM 164

A.3 ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS DAS CORRENTES DE ESTATOR 167

LISTA DE FIGURAS

- Figura 2.1 – Gaiola (simétrica) do rotor com suas (a) malhas elementares e (b) circuito equivalente [24], [25].
- Figura 2.2 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com uma barra quebrada.
- Figura 2.3 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com um segmento do anel de curto-circuito quebrado.
- Figura 2.4 – Geometria do motor *standard* (2cv) utilizada para o método dos Elementos Finitos.
- Figura 2.5 – Malha para estudo do motor *standard* (2cv) pelo método dos Elementos Finitos.
- Figura 3.1 – Fluxograma do modelo proposto para a simulação de máquinas de indução com assimetrias de rotor.
- Figura 3.2 – Formação das componentes d e q do vetor espacial da corrente de rotor no referencial estacionário.
- Figura 3.3 – Mapeamento da circunferência do rotor de uma máquina de 2 pólos com $n = 14$ barras.

- Figura 3.4 – Mapeamento da (a) circunferência do rotor de uma máquina de 4 pólos com 28 barras e (b) a máquina equivalente de 2 pólos com $n = 14$ barras.
- Figura 3.5 – Mapeamento da (a) circunferência do rotor de uma máquina de 4 pólos com $n = 28$ barras e (b) a máquina equivalente de 2 pólos com “rotor duplo”.
- Figura 3.6 – Circuito equivalente da gaiola (simétrica) do rotor com suas malhas elementares.
- Figura 3.7 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com uma barra quebrada.
- Figura 3.8 – Coeficientes k_1 e k_2 em função da elevação da resistência de uma barra ($n = 18$ barras).
- Figura 3.9 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com um segmento do anel de curto-circuito quebrado.
- Figura 4.1 – Distribuição das correntes nas barras do rotor. Modelo Proposto com (a) barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$), (b) barra #15 quebrada e (c) barras #15 e #16 quebradas.
- Figura 4.2 – Distribuição de corrente nas barras do rotor. Elementos Finitos com (a) barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$), (b) barra #15 quebrada e (c) barras #15 e #16 quebradas.
- Figura 4.3 – Distribuição de fluxo no motor 2cv *standard* para frequência $sf_e=1,53Hz$. Elementos Finitos com (a) barra #15 com defeito e (b) barra #15 quebrada.
- Figura 4.4 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com a barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$). Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.

- Figura 4.5 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com a barra #15 quebrada. Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.
- Figura 4.6 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com as barras #15 e #16 quebradas. Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.
- Figura 4.7 – Espectro de freqüências da corrente de estator para assimetrias nas barras da gaiola do rotor. Modelo Proposto.
- Figura 4.8 – Desvio de conjugado em função do ângulo do fluxo de rotor para assimetrias nas barras da gaiola do rotor. Modelo Proposto.
- Figura 4.9 – Distribuição de corrente nas barras do rotor. Modelo Proposto com (a) segmento #15 do anel de curto-circuito quebrado e (b) segmentos #15 e #16 do anel de curto-circuito quebrados.
- Figura 4.10 – Espectro de freqüências da corrente de estator para assimetrias no anel de curto-circuito da gaiola do rotor. Modelo Proposto.
- Figura 4.11 – Desvio de conjugado em função do ângulo do fluxo de rotor para assimetrias no anel de curto-circuito da gaiola do rotor. Modelo Proposto.
- Figura 4.12 – Máquina de indução especial *Frank* (a), com os detalhes da gaiola (b) e dos anéis coletores do enrolamento trifásico (c).
- Figura 4.13 – Bancada de ensaios do motor *Frank* no LAI / UFMG.
- Figura 4.14 – Espectro de freqüências (a), e zoom (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso do motor com a gaiola simétrica. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.15 – Correntes nas barras do motor com a gaiola simétrica. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

Figura 4.16 – Distribuição das correntes RMS nas barras com a gaiola simétrica. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.17 – Distribuição de fluxo no motor *Frank* com gaiola simétrica. Elementos Finitos.

Figura 4.18 – Espectro de freqüências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 com defeito (aço). Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.19 – Espectro de freqüências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 quebrada. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.20 – Espectro de freqüências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso das barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.21 – Correntes nas barras da gaiola do motor com a barra #5 defeituosa (aço). Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

Figura 4.22 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 defeituosa (aço). Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.23 – Correntes nas barras da gaiola do motor com a barra #5 quebrada. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

- Figura 4.24 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 quebrada. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.
- Figura 4.25 – Correntes nas barras da gaiola do motor com as barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.
- Figura 4.26 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com as barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.
- Figura 4.27 – Distribuição de fluxo no motor *Frank* com as barras #4 e #5 da gaiola quebradas. Elementos Finitos.
- Figura 4.28 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.
- Figura 4.29 – Correntes nas barras da gaiola do motor para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.
- Figura 4.30 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com o segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.
- Figura 4.31 – Espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico para várias assimetrias na gaiola do motor, considerando (a) o Modelo Proposto e (b) os Testes Experimentais.

Figura 4.32 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 quebrada, considerando o sentido de giro do motor. Teste Experimental

Figura 4.33 – Motor 10 cv (a) e bancada de ensaios (b) no *LAI / UFMG*.

Figura 4.34 – Espectro de freqüências (a), e *zoom* (b), das correntes de estator para o caso do motor 10cv com Controle V/f e o rotor simétrico. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.35 – Diagrama de blocos do controle vetorial do inversor *WEG - CFW09*.

Figura 4.36 – Diagrama de blocos do controle de conjugado do inversor implementado no programa de simulação, na referência síncrona.

Figura 4.37 – Espectro de freqüências (a), e *zoom* (b), das correntes de estator para o caso do motor 10cv com Controle de Conjugado e o rotor simétrico. Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.38 – Espectro de freqüências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com rotor simétrico. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.39 – Rotores do motor de 10cv com (a) uma barra quebrada, (b) três barras quebradas e (c) um segmento do anel de curto-circuito rompido.

Figura 4.40 – Espectro de freqüências das correntes de estator do motor 10cv com 1 barra quebrada. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Figura 4.41 – Espectro de freqüências das correntes de estator do motor 10cv com 3 barras quebradas. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.42 – Espectro de freqüências das correntes de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.43 – Espectro de freqüências das tensões de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.44 – Espectro de freqüências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 1 barra do rotor quebrada. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.45 – Espectro de freqüências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 3 barras do rotor quebradas. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.46 – Espectro de freqüências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 1 segmento do anel CC do rotor quebrado. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Figura 4.47 – Espectro de freqüências das (a) correntes e das (b) tensões de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Comparação entre os resultados das simulações do Modelo Proposto, para diferentes valores de ganhos dos reguladores do inversor (Controle de Conjugado), e do Teste Experimental.

Figura 5.1 – Espectro de freqüências das correntes de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas para motor alimentado por inversor de freqüência com (a) controle V/f (malha aberta) e (b) controle vetorial (malha fechada).

- Figura 5.2 – Espectro de freqüências das tensões de fase de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas para motor alimentado por inversor de freqüência com (a) controle V/f (malha aberta) e (b) controle vetorial (malha fechada).
- Figura 5.3 – Espectro de freqüências do sinal de erro das componentes (a) d e (b) q das correntes de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas.
- Figura 5.4 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator I_{abc} (superior $I_{abc-sup}$ e inferior $I_{abc-inf}$), suas componentes dq , I_{ds} e I_{qs} , e os sinais de erro do regulador de corrente $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$ para diferentes quantidades de barras quebradas no rotor.
- Figura 5.5 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator I_{abc} (superior $I_{abc-sup}$ e inferior $I_{abc-inf}$), suas componentes dq , I_{ds} e I_{qs} , e os sinais de erro do regulador de corrente $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$ para diferentes níveis de conjugado de carga no motor.
- Figura 5.6 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator I_{abc} (superior $I_{abc-sup}$ e inferior $I_{abc-inf}$), suas componentes dq , I_{ds} e I_{qs} , e os sinais de erro do regulador de corrente $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$ para diferentes ganhos do regulador de velocidade do inversor.
- Figura 5.7 – Curvas de ganhos em (a) amplitude e (b) fase dos filtros digitais *Butterworth*.
- Figura 5.8 – (a) Curvas de ganhos em amplitude dos filtros digitais *Butterworth* linearizadas e (b) alguns de seus detalhamentos.
- Figura 5.9 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com rotor simétrico, estar operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

Figura 5.10 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com a barra #7 do rotor quebrada, estar operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

Figura 5.11 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 e #9 do rotor quebradas, estar operando com conjugado de carga constante, igual a 6,44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

Figura 5.12 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 a #11 do rotor quebradas, estar operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

Figura 5.13 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 e #9 do rotor quebradas, estar operando com conjugado de carga igual a 2,1N.m (caso F), e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1481rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=0,6\text{Hz}$).

LISTA DE TABELAS

- Tabela 4.1 – Valores nominais e parâmetros do motor *standard* de 2cv.
- Tabela 4.2 – Corrente RMS nas barras do rotor, com a barra #15 com defeito.
- Tabela 4.3 – Corrente RMS nas barras do rotor, com a barra #15 quebrada.
- Tabela 4.4 – Corrente RMS nas barras do rotor, com as barras #15 e #16 quebradas.
- Tabela 4.5 – Dados nominais do motor especial *Frank*.
- Tabela 4.6 – Ensaio típicos do motor especial *Frank*.
- Tabela 4.7 – Parâmetros equivalentes do motor especial *Frank*.
- Tabela 4.8 – Diferenças percentuais entre as componentes de frequências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da gaiola simétrica.
- Tabela 4.9 – Corrente RMS nas barras da gaiola simétrica.

Tabela 4.10 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 com defeito (aço).

Tabela 4.11 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 quebrada.

Tabela 4.12 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso das barras #4 e #5 quebradas.

Tabela 4.13 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com a barra #5 de aço.

Tabela 4.14 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com a barra #5 quebrada.

Tabela 4.15 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com as barras #4 e #5 quebradas.

Tabela 4.16 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado.

Tabela 4.17 – Corrente RMS nas barras da gaiola, segmento #6 do anel de CC quebrado.

Tabela 4.18 – Dados nominais do motor de 10cv.

Tabela 4.19 – Resultados da função de *Auto Ajuste* do inversor para estimação dos parâmetros do motor de 10cv.

Tabela 4.20 – Parâmetros equivalentes do motor de 10cv.

Tabela 4.21 – Ganhos das malhas de controle do inversor *WEG – CFW09*.

Tabela 4.22 – Valores base do inversor *WEG – CFW09*.

Tabela 4.23 – Componentes de frequências das correntes no estator normalizadas, para os casos de rotor assimétrico.

Tabela 4.24 – Novos ganhos para as malhas de controle do inversor utilizadas nas simulações computacionais.

Tabela 5.1 – Ganhos das malhas de controle do inversor.

Tabela 5.2 – Valores nominais e parâmetros do motor 2cv.

Tabela 5.3 – Comparativo das amplitudes das componentes do espectro de frequências das correntes de estator do motor.

Tabela 5.4 – Ganhos do regulador de velocidade do inversor.

Tabela 5.5 – Valores RMS, em Ampère, dos sinais de saída dos filtros digitais para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor.

Tabela 5.6 – Valores RMS, normalizados, dos sinais de saída dos filtros digitais para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor.

Tabela 5.7 – Resultados do método de diagnóstico proposto para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor do motor de indução.

Tabela 5.8 – Valores RMS, em Ampère, dos sinais de saída dos filtros digitais para o caso do rotor com 2 barras quebradas, diferentes níveis de conjugado de carga e/ou diferentes valores do ganho proporcional do regulador de velocidade do inversor.

Tabela 5.9 – Valores RMS, normalizados, dos sinais de saída dos filtros digitais para o caso do rotor com 2 barras quebradas, diferentes níveis de conjugado de carga e/ou diferentes valores do ganho proporcional do regulador de velocidade do inversor.

Tabela 5.10 – Resultados do método de diagnóstico proposto para o caso do rotor com 2 barras quebradas, diferentes níveis de conjugado de carga e/ou diferentes valores do ganho proporcional do regulador de velocidade do inversor.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 RELEVÂNCIA

As máquinas elétricas rotativas têm um papel fundamental no cotidiano industrial. Dentre estas máquinas, o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo é freqüentemente utilizado devido a sua relativa simplicidade, robustez construtiva e baixo preço. Projeto e análise de novas máquinas de indução continuam sendo um importante tópico em engenharia elétrica [1]. Além disto, há uma forte demanda por máquinas rotativas com operação confiável e segura.

Entretanto, as máquinas de indução podem apresentar problemas de diversos tipos, tanto no estator quanto no rotor. Dentre esses, destacam-se as falhas nos rolamentos (40%), falhas nos enrolamentos do estator (38%), assimetrias de rotor, a saber, quebra ou variação da impedância de barras e/ou segmentos do anel de curto-circuito (10%) e outros tipos de falhas, como excentricidade, por exemplo, correspondem a 12% do total de falhas em máquinas de indução [2]. Por outro lado, com o uso cada vez mais elevado de inversores de freqüência nos acionamentos elétricos, observa-se uma considerável melhoria no isolamento dos enrolamentos de estator, em detrimento de pequenas mudanças no projeto da gaiola do rotor. Como resultado, falhas no rotor correspondem, atualmente, a um maior percentual do total de falhas de um motor de indução [3].

A quebra de uma barra ou de um segmento do anel de curto-circuito do rotor acontece durante a operação da máquina e pode ser devida a esforços térmico (sobrecarga), magnético (vibrações, excentricidade) e até dinâmico (conjugado de carga, forças centrífugas). A variação da impedância pode ser tal que faz cessar a circulação de corrente naquele ponto (impedância infinita) ou pode ocorrer uma elevação da impedância, decorrente de uma fratura incompleta (trinca). Outra origem para o desequilíbrio de impedâncias no rotor em gaiola está relacionada a problemas durante a construção da máquina, em especial no processo de injeção do alumínio na fabricação da gaiola do rotor.

Defeitos nas barras do rotor e/ou no anel de curto-circuito conduzem a uma condição assimétrica de operação, causando correntes desbalanceadas no rotor, distorção das correntes de estator, conjugado pulsante, aumento das perdas e redução do conjugado médio, além de excessivo aquecimento [4]. A necessidade de se caracterizar adequadamente o comportamento do motor operando em tais condições e de se detectar tais defeitos no rotor em um estágio inicial, de forma que a manutenção possa ser conduzida com sucesso e de forma planejada, tem impulsionado o desenvolvimento de métodos de monitorização cada vez mais sensíveis e imunes a ruídos.

Uma importante parcela deste esforço é o desenvolvimento de modelos da máquina de indução que incluam defeitos nas barras do rotor e/ou no anel de curto-circuito, com mínima complexidade computacional e que impliquem na utilização parâmetros que sejam facilmente determinados. Profissionais que trabalham em projeto, monitorização ou diagnóstico de máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo sempre necessitam de um modelo preciso para prever performances ou extrair padrões de defeitos (no conjugado eletromagnético, nas correntes de estator, na vibração mecânica, etc...). Entretanto, a precisão do modelo e o tempo computacional estão diretamente relacionados. O modelo convencional obtido com a transformação de *Park*, por exemplo, tem por base algumas condições restritivas e não requer tanto tempo computacional. Por outro lado, o modelo obtido pelo método dos elementos finitos contém poucas simplificações e necessita de um grande tempo computacional, da ordem de horas. Desta forma, há uma necessidade real de se estabelecer um modelo alternativo que ofereça uma boa relação entre exatidão e tempo computacional.

Outra frente de trabalho é o desenvolvimento de métodos e metodologias de diagnóstico de motores de indução com defeitos. Tais métodos podem utilizar um ou mais sinais do motor, a saber, correntes, tensões, fluxo magnético, vibração, dentre outros; processar tais sinais e extrair valores RMS, espectro de frequências, componentes de seqüência positiva e/ou negativa, componentes do vetor de *Park*, etc...; e finalmente construir um algoritmo de detecção de falhas baseado em modelos, análise de padrões, valores limites de determinados parâmetros, redes neurais, sistemas inteligentes, lógica *fuzzy*, etc... [2].

1.2 OBJETIVOS

O objetivo do presente trabalho é a introdução de um modelo dinâmico simples e versátil de máquinas de indução trifásicas de rotor em gaiola, com assimetrias de rotor, com a finalidade de dar suporte ao projeto, monitorização e diagnóstico destes motores [5] - [13].

A validação do modelo proposto através da realização de testes experimentais com um motor especial, construído exclusivamente para este fim, com a possibilidade de medição direta das correntes nas barras do rotor, é também parte deste projeto.

A proposição de uma metodologia para detecção de assimetrias de rotor em um motor de indução, quando este é alimentado por um inversor de frequências, constitui-se ainda em um objetivo deste trabalho [14] - [16].

1.3 CONTRIBUIÇÕES

O desenvolvimento de modelos simples e de baixo custo computacional para a simulação de máquinas de indução trifásicas de rotor em gaiola incluindo assimetrias de rotor é, sem dúvida, a principal contribuição do presente trabalho. Desta forma, a aquisição de competências em modelagem e simulação de máquinas de indução com assimetrias constitui-se em um importante avanço para o *Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica* da UFMG, que ainda não possui tradição nesta área.

A construção de uma bancada para testes, utilizando-se de um motor especial, para validação experimental do modelo proposto, a partir da medição direta das correntes nas barras da gaiola do rotor, constitui-se também um aspecto importante e inédito deste trabalho.

A proposição de uma nova metodologia de diagnóstico em motores de indução alimentados por inversores de frequência, baseada na análise dos sinais de erro da malha de controle de corrente do inversor através de um banco filtros digitais, é também uma contribuição deste trabalho.

Finalmente, a montagem de uma bancada para testes, utilizando-se de um motor comercial de 10cv alimentado por um inversor, com vários rotores contendo diferentes assimetrias de rotor, para verificação experimental tanto do modelo proposto de máquinas de indução com assimetrias de rotor, quanto da metodologia de diagnóstico aqui apresentada.

1.4 ESTRUTURA DO TEXTO

O *Capítulo 2* expõe alguns modelos matemáticos de máquinas de indução trifásicas simétricas e com assimetrias de rotor presentes na literatura. O modelo dinâmico clássico e a utilização do método dos elementos finitos são apresentados, além de um modelo dinâmico vetorial para o caso de máquinas simétricas e de um outro modelo dinâmico vetorial para o caso de máquinas assimétricas. As vantagens e as dificuldades de implementação destes modelos são identificadas e a possibilidade de desenvolvimento de um novo modelo dinâmico vetorial para uma máquina assimétrica é considerada.

O detalhamento deste novo modelo dinâmico vetorial de máquinas de indução trifásicas com assimetrias de rotor é realizado no *Capítulo 3*.

No *Capítulo 4*, os resultados de simulações computacionais do modelo proposto são mostrados, analisados e validados, a partir de técnicas como o espectro de frequências das correntes de estator da máquina e o Método Vienna de Monitorização, descritos no *Anexo A*, além dos resultados de testes experimentais.

A metodologia proposta para o diagnóstico de motores de indução, alimentados por inversores de frequência, baseada na análise dos sinais de erro da malha de controle de corrente, é abordada no *Capítulo 5*.

Finalmente, as conclusões deste trabalho são sintetizadas no *Capítulo 6* com a finalidade de proporcionar uma visão integral do trabalho realizado. Propostas de continuidade são também sugeridas neste capítulo.

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM ASSIMETRIAS DE ROTOR

2.1 MODELO DINÂMICO CLÁSSICO

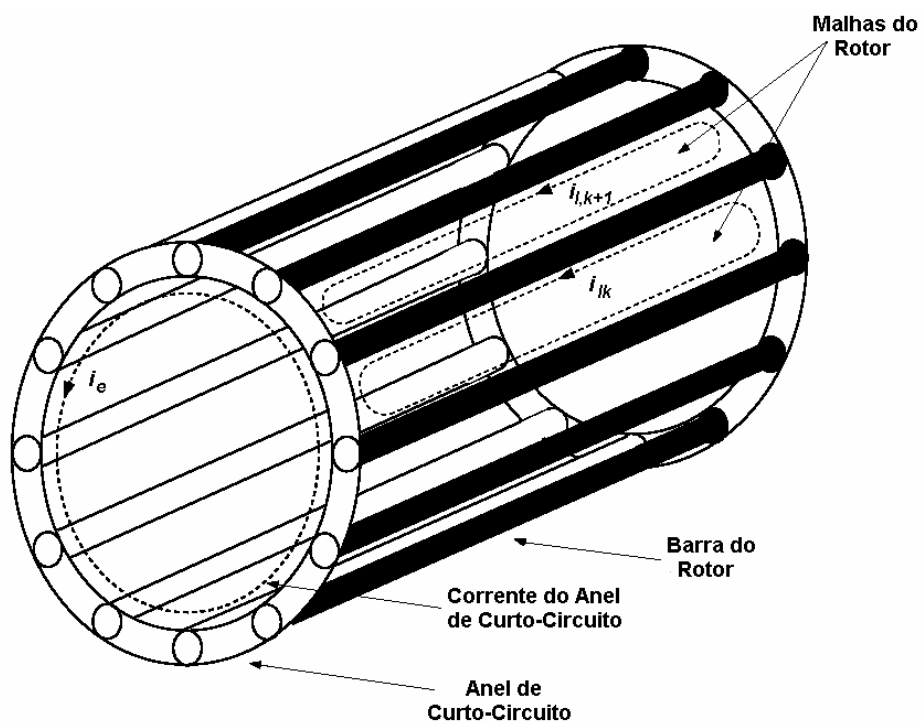
Enquanto a literatura sobre análise de máquinas de indução é rica e extensa, modelos adequados para o estudo transitório envolvendo condições de faltas internas ao motor ainda possuem uma grande demanda [17]. É sabido que o modelo dq convencional de uma máquina de indução é simples, preciso e conveniente para muitas aplicações, mas não representa de forma satisfatória a máquina com assimetrias [18]. A principal razão é que este modelo considera os enrolamentos de estator e rotor senoidalmente distribuídos no espaço, o que não corresponde à realidade, especialmente nas máquinas com rotor em gaiola.

O modelo clássico para este tipo de máquina baseia-se em circuitos magneticamente acoplados por considerar que a corrente em cada barra da gaiola do rotor é uma variável independente. Os efeitos da força magnetomotriz (fmm) de entreferro não-senoidal, produzida pelas correntes de estator e rotor, são incorporados ao modelo. Este modelo tem sido utilizado para prever o comportamento de máquinas de indução e de relutância síncrona, com múltiplas fases e tipos de conexões de enrolamentos genéricos, como concentrados, concêntricos e com várias camadas, incluindo harmônicos espaciais e temporais [1], [17] - [25].

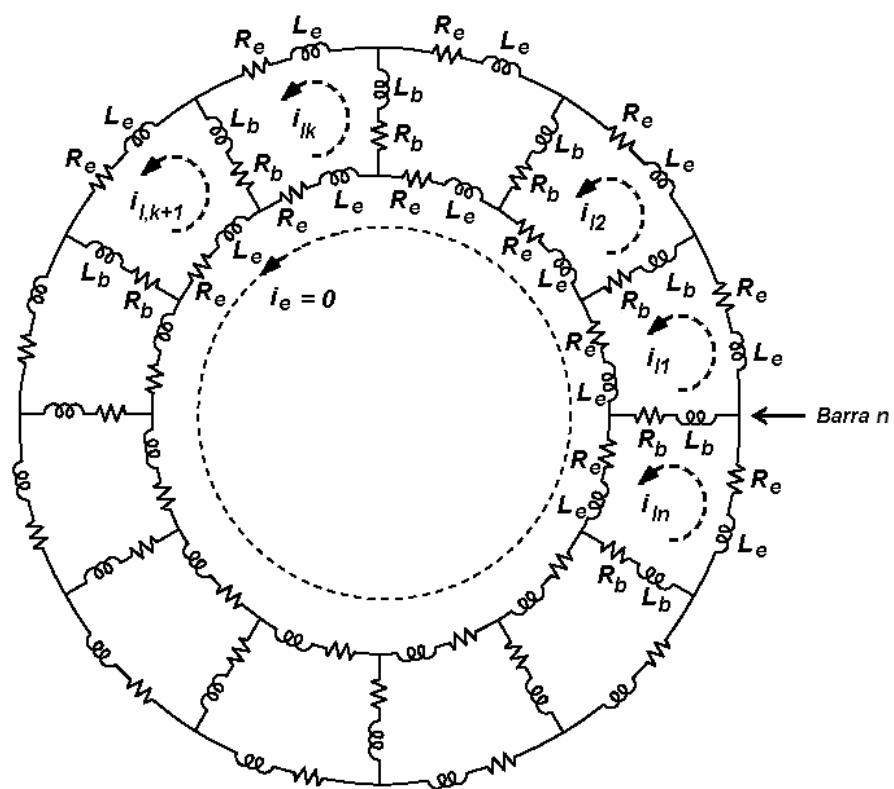
Considerando inicialmente uma máquina genérica com m enrolamentos no estator e n barras no rotor, as seguintes simplificações são feitas:

- saturação do material magnético desprezível;
- entreferro uniforme;
- m enrolamentos de estator idênticos, com eixos simétricos e senoidalmente distribuídos, considerando o fato que componentes harmônicas espaciais diferentes não interagem;
- n barras do rotor em gaiola distribuídas uniformemente com eixos simétricos, de tal forma que os harmônicos ímpares, resultantes da distribuição espacial dos enrolamentos, são nulos;
- correntes de fuga e perdas por atrito e ventilação são negligenciadas;
- as barras de rotor são isoladas, de forma que as correntes interbarras possam ser desprezadas.

A gaiola pode ser vista como $n+1$ malhas (Figura 2.1(a)), sendo n malhas entre as barras do rotor, idênticas e igualmente espaçadas, e uma malha referente ao anel de curto-circuito. Assim, a malha k é formada pelas barras de número k e $k-1$ do rotor, além das porções dos anéis de curto-circuito entre elas. Para uma gaiola contendo n barras, haverá $2n$ nós e $3n$ braços no circuito equivalente, como mostra a Figura 2.1(b).



(a)



(b)

Figura 2.1 – Gaiola (simétrica) do rotor com suas (a) malhas elementares e (b) circuito equivalente [24], [25].

Desta forma, a distribuição das correntes pode ser especificada em termos de $n+1$ correntes de malha do rotor independentes. Estas correntes compreendem n correntes de malha (i_{lk}) e a corrente que circula em um dos anéis de curto-circuito (i_e). Para um motor com o rotor simétrico, i_e deve ser nula.

As n correntes de malha de rotor estão acopladas entre si e aos enrolamentos de estator através de indutâncias mútuas. Entretanto, a malha de corrente do anel de curto-circuito não acopla com os enrolamentos de estator, acoplando com as correntes de malha de rotor somente através das indutâncias de dispersão (L_e) e das resistências (R_e) do anel de curto-circuito.

2.1.1 Equações do Estator

As equações das malhas do estator podem ser escritas como,

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\Lambda_s}{dt} \quad (2.1)$$

onde,

$$\Lambda_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r \quad (2.2)$$

e

$$\mathbf{I}_s = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^t \quad (2.3)$$

$$\mathbf{I}_r = [i_{l1} \quad i_{l2} \quad \dots \quad i_{ln} \quad i_e]^t \quad (2.4)$$

$$\mathbf{V}_s = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^t \quad (2.5)$$

Para uma máquina trifásica, a matriz \mathbf{R}_s é uma matriz diagonal 3×3 composta de resistências equivalentes dos enrolamentos de cada fase do estator. Devido à conservação da energia, a matriz \mathbf{L}_{ss} é simétrica e também de dimensão 3×3 , como mostra a equação (2.6).

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

onde L_{ls} = indutância de dispersão dos enrolamentos de estator;

L_{ms} = indutância de magnetização dos enrolamentos de estator.

E a indutância de magnetização, L_{ms} , é dada por:

$$L_{ms} = \frac{\mu_o lr}{g} N_s^2 \left(\frac{\pi}{4} \right) \quad (2.7)$$

onde μ_o = permeabilidade magnética do ar;

l = comprimento dos enrolamentos de estator;

r = raio médio do entreferro;

g = comprimento do entreferro;

N_s = número de espiras, por fase, dos enrolamentos de estator.

Por outro lado, a matriz de indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e as malhas do rotor, \mathbf{L}_{sr} , é uma matriz de dimensões $3 \times (n+1)$.

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{a1} & L_{a2} & \cdots & L_{an} & 0 \\ L_{b1} & L_{b2} & \cdots & L_{bn} & 0 \\ L_{c1} & L_{c2} & \cdots & L_{cn} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Desprezando-se a *fmm* no ferro, estas indutâncias são convenientemente calculadas através das funções de enrolamento, que dependem da posição do rotor em relação ao estator. Considerando-se que os enrolamentos de estator estão senoidalmente distribuídos e após algumas simplificações [25], tais indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e as malhas do rotor podem ser determinadas segundo a equação (2.9).

$$L_{ak}(\theta_{rm}) = \frac{\mu_o \cdot l \cdot r}{g} \cdot N_s \cdot \text{sen}\left(\frac{\alpha_r}{2}\right) \cdot \cos\left[\theta_{rm} + (k-1)\alpha_r + \frac{\alpha_r}{2}\right] \quad (2.9)$$

onde L_{ak} = indutância mútua entre a fase "a" do estator e a malha k do rotor;

α_r = ângulo entre duas barras adjacentes do rotor;

θ_{rm} = ângulo de posição do rotor.

De maneira análoga, as indutâncias mútuas entre a k -ésima malha do rotor e as demais fases do estator são calculadas defasando-se L_{ak} pelo ângulo de cada fase do estator, ou seja, 120° no caso de máquinas trifásicas.

Por outro lado, o segundo termo da equação (2.1) é geralmente escrito da seguinte forma,

$$\frac{d\Lambda_s}{dt} = L_{ss} \frac{di_s}{dt} + \omega_{rm} \frac{dL_{sr}}{d\theta_{rm}} I_r + L_{sr} \frac{di_r}{dt} \quad (2.10)$$

onde a velocidade mecânica do rotor ω_{rm} é calculada a partir da equação (2.11).

$$\omega_{rm} = \frac{d\theta_{rm}}{dt} \quad (2.11)$$

2.1.2 Equações do Rotor

A representação de uma máquina de indução com rotor em gaiola é, essencialmente, a mesma de uma máquina de rotor bobinado, quando se considera que a gaiola do rotor pode ser modelada por um conjunto de malhas mutuamente acopladas. Uma particular vantagem desta aproximação é a sua aplicabilidade em máquinas com um número não-inteiro de barras no rotor por pares de pólos. Considerando a Figura 2.1(b), as equações de malha do rotor são dadas por:

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\Lambda_r}{dt} \quad (2.12)$$

onde,

$$\mathbf{V}_r = [v_{I1} \quad v_{I2} \quad \dots \quad v_{In} \quad v_e]^t \quad (2.13)$$

No caso de um rotor em gaiola simétrico, a tensão no anel de curto-circuito v_e , e as tensões de malha do rotor v_{Ik} ($k = 1, 2, \dots, n$) são nulas. Por outro lado, o fluxo de rotor pode ser escrito como

$$\Lambda_r = \mathbf{L}_{rs} I_s + \mathbf{L}_{rr} I_r, \quad (2.14)$$

onde a matriz \mathbf{L}_{rs} é a transposta da matriz \mathbf{L}_{sr} , e a matriz \mathbf{R}_r é simétrica, de dimensão $(n+1) \times (n+1)$, onde R_e é a resistência de um segmento do anel de curto-circuito, R_b é a resistência de uma barra do rotor,

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & \dots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & \dots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & \dots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

e a matriz de indutâncias \mathbf{L}_{rr} é simétrica, de dimensão $(n+1) \times (n+1)$, e é dada pela equação (2.16).

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{I1,I1} + 2(L_b + L_e) & L_{I1,I2} - L_b & \dots & L_{I1,I(n-1)} & L_{I1,In} - L_b & -L_e \\ L_{I2,I1} - L_b & L_{I2,I2} + 2(L_b + L_e) & \dots & L_{I2,I(n-1)} & L_{I2,In} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{I(n-1),I1} & L_{I(n-1),I2} & \dots & L_{I(n-1),I(n-1)} + 2(L_b + L_e) & L_{I(n-1),In} - L_b & -L_e \\ L_{In,I1} - L_b & L_{In,I2} & \dots & L_{In,I(n-1)} - L_b & L_{In,In} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & \dots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

onde L_b = indutância própria de cada barra do rotor;

L_e = indutância de dispersão de um segmento do anel de curto-circuito;

$L_{Ik,Ik}$ = indutância própria da malha k do rotor;

$$L_{lk,lk} = \frac{\mu_o lr}{g} \alpha_r \left(1 - \frac{\alpha_r}{2\pi} \right) \quad (2.17)$$

$L_{lj,lk}$ = indutância mútua entre as malhas j e k do rotor.

$$L_{lj,lk} = \frac{\mu_o lr}{g} \left(-\frac{\alpha_r^2}{2\pi} \right) \quad (2.18)$$

2.1.3 Cálculo do Conjugado

A equação do movimento do motor depende principalmente das características da carga, as quais diferem bastante de um tipo de aplicação para outro. Considerando, por simplicidade, que o conjugado que se opõe àquele produzido pela máquina consiste apenas de um conjugado inercial e um conjugado de carga externa, os quais são conhecidos explicitamente. Neste caso, a equação mecânica do motor é simplesmente,

$$J \frac{d^2 \theta_{rm}}{dt^2} + T_L = T_e \quad (2.19)$$

onde T_L é o conjugado de carga e T_e , o conjugado eletromagnético produzido pela máquina. Assim, o conjugado elétrico pode ser determinado através da co-energia magnética W_{co} como,

$$T_e = \left(\frac{\delta W_{co}}{\delta \theta_{rm}} \right)_{I_s, I_r \text{ cte}} \quad (2.20)$$

Em um sistema magnético linear, a co-energia é igual à energia magnética armazenada, de tal forma que,

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left(I_s^t L_{ss} I_s + I_s^t L_{sr} I_r + I_r^t L_{rs} I_s + I_r^t L_{rr} I_r \right). \quad (2.21)$$

Cabe observar que as matrizes L_{ss} e L_{rr} contêm somente elementos constantes e T_e é uma grandeza escalar. Assim, após algumas operações matriciais, a equação do conjugado é reduzida para a seguinte forma final,

$$T_e = \frac{P}{2} I_s^t \frac{\delta L_{sr}}{\delta \theta_r} I_r \quad (2.22)$$

onde P denota o número de pólos do motor e θ_r é o deslocamento angular do rotor, em radianos elétricos.

2.1.4 Rotor Assimétrico

Faltas no rotor têm sido simuladas através da inclusão de relações apropriadas entre as variáveis de corrente de rotor, e da redução da matriz de indutâncias de acoplamento [20]. Se a barra k , entre as malhas $k+1$ e k , está quebrada, então é necessário que a corrente na barra k seja nula, ou seja, que $i_{lk} = i_{l,k+1}$, o que significa que a corrente i_{lk} está fluindo em uma malha "dupla", como mostra a Figura 2.2.

Esta condição é representada na matriz de indutância L_{rr} pela adição da coluna correspondente a i_{lk} , ou seja, a coluna k , à coluna relacionada a $i_{l,k+1}$, que é a coluna $k+1$ da citada matriz. A mesma relação é aplicada às linhas correspondentes àquelas correntes. Assim, a matriz de resistências R_r deve ser modificada de maneira similar e o mesmo procedimento é aplicado às colunas da matriz de indutâncias mútuas L_{sr} . Se necessário, outras barras quebradas podem ser incorporadas ao modelo através da repetição do processo de redução anteriormente descrito.

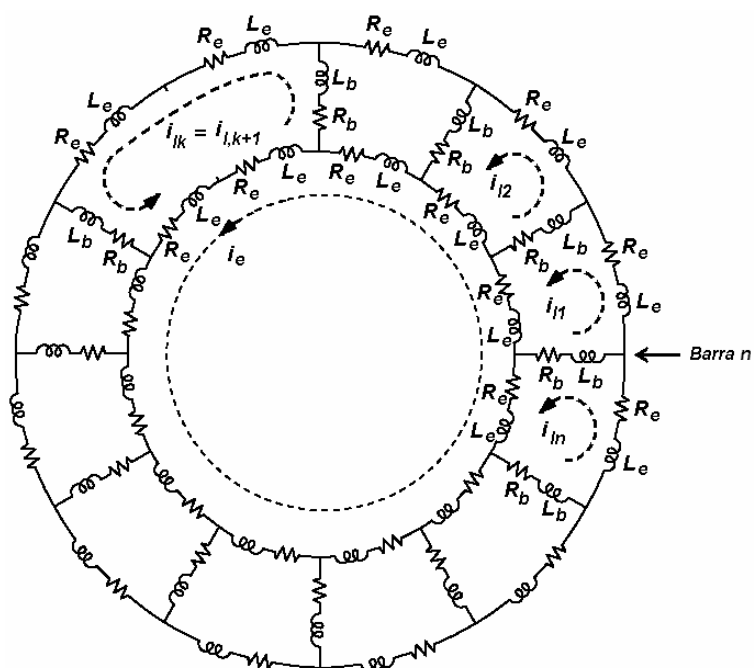


Figura 2.2 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com uma barra quebrada.

Por outro lado, no caso de quebra do anel de curto-circuito em um segmento correspondente à k -ésima malha da corrente de rotor, isto significa que a corrente naquele segmento do anel de curto-circuito deve ser nula. Esta situação ocorre quando $i_{lk} = i_e$, como apresentado na Figura 2.3.

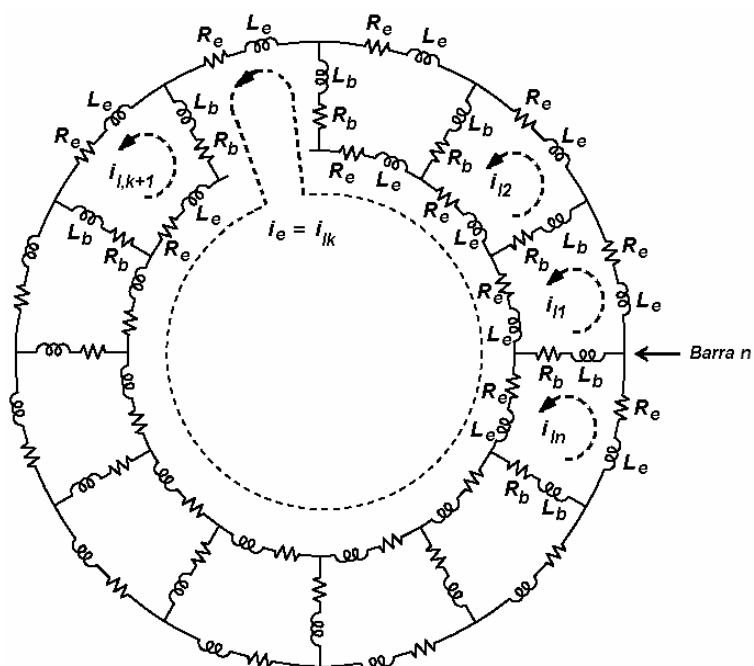


Figura 2.3 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com um segmento do anel de curto-circuito quebrado.

2.2 MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

Outra possibilidade de simular a operação e o desempenho de máquinas de indução é a utilização de modelos baseados na teoria de campos eletromagnéticos, cuja solução numérica é formulada a partir do método dos Elementos Finitos [26], [27]. Atualmente, vários pacotes computacionais estão disponíveis gratuitamente. Tais programas permitem a análise magnetostática em duas dimensões (2D), onde os campos magnéticos são invariantes no tempo, e a análise harmônica, também 2D, onde as grandezas elétricas e magnéticas são consideradas senoidais e possuem uma única frequência a ser especificada pelo usuário. Pacotes computacionais capazes de resolver problemas com geometria em três dimensões (3D) são disponibilizados a um custo ainda bastante elevado.

A solução do problema pelo método dos Elementos Finitos tipicamente implica em uma geometria fixa, isto é, o rotor e o estator devem permanecer estacionários. Esta restrição implica na necessidade de adaptações que preservem os fenômenos investigados.

Considerando que as variáveis de maior interesse no estudo de assimetrias de rotor são as grandezas do próprio rotor, a análise harmônica é utilizada e a frequência especificada para as correntes de estator e, conseqüentemente, a frequência no campo de entreferro deve ser definida como sendo igual à frequência de escorregamento de operação da máquina. No presente trabalho, optou-se pela utilização do *software* livre, e portanto gratuito, denominado *FEMM – Finite Element Method Magnetics* [28], apesar de contemplar apenas duas dimensões do espaço (2D). A geometria de um dos motores (2cv) utilizado neste projeto é ilustrada na Figura 2.4, onde se faz necessária a representação e a modelagem de toda a máquina, e não apenas de parte dela, como é usual, a fim de que a influência das assimetrias do rotor em todas as barras da gaiola possa ser adequadamente observada.

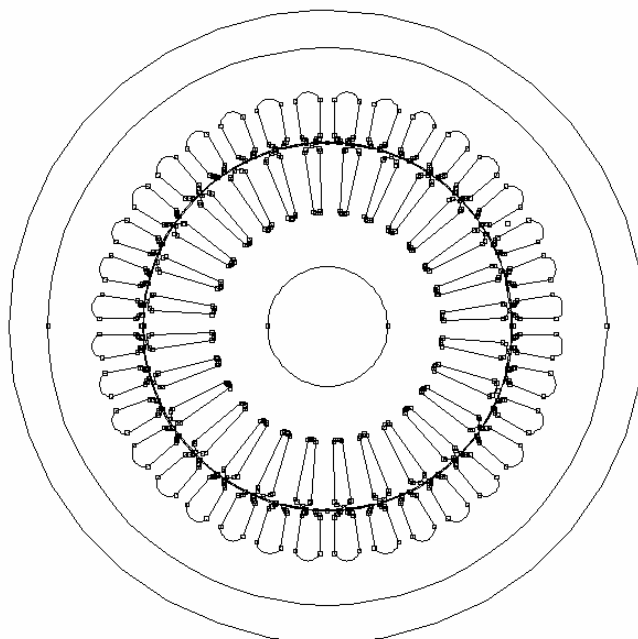


Figura 2.4 – Geometria do motor *standard* (2cv) utilizada para o método dos Elementos Finitos.

A malha gerada pelo *software* utilizado, o *FEMM* [28], constitui-se em outra informação relevante. Para o motor em questão, a malha é composta por, aproximadamente, 55 mil nós e 110 mil elementos, e está apresentada na Figura 2.5 a seguir.

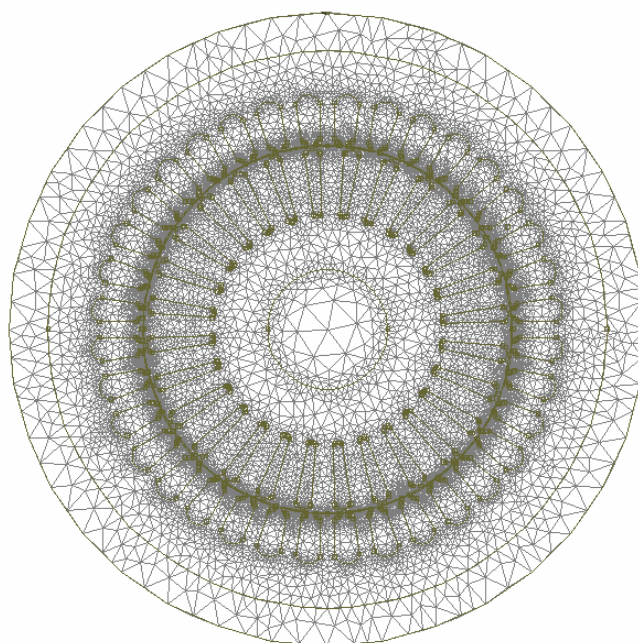


Figura 2.5 – Malha para estudo do motor *standard* (2cv) pelo método dos Elementos Finitos.

Cabe ressaltar ainda que a representação de faltas em barras de uma máquina de indução, utilizando-se o método dos Elementos Finitos, é implementada através da especificação da condutividade do material (alumínio) que constitui as barras. Ou seja, para o caso de quebra de barra, esta condutividade é definida como zero. Já para as situações de barra com defeito, a condutividade do alumínio é proporcionalmente diminuída em relação ao seu valor nominal.

2.3 MODELO DINÂMICO VETORIAL PARA MÁQUINAS SIMÉTRICAS

Em [24], [25] é proposto um método alternativo ao método clássico para modelagem de uma máquina de indução com rotor em gaiola. Baseado na teoria de circuitos elétricos magneticamente acoplados e na notação de vetores espaciais, este modelo possibilita a representação das barras individuais do rotor e das seções do anel de curto-circuito de uma máquina de indução. Mostra-se que é possível desenvolver um modelo de máquina de indução, estruturalmente simétrica, utilizando apenas cinco equações diferenciais acopladas, ou seja, o modelo *dq* clássico [29] a ser descrito mais detalhadamente no *Capítulo 3*, e ainda calcular as correntes e tensões em cada barra e em cada seção do anel de curto-circuito do rotor, através de uma particular transformação linear do vetor espacial da corrente de rotor. Esta grande simplificação é alcançada sem perda de generalidade ou de alguma informação contida no sistema completo de equações diferenciais, e é válida para qualquer condição de operação. Entretanto, o mais importante é que o número de equações que representa a máquina independe do número de barras do rotor, mesmo se a relação entre este número de barras e o número de pólos da máquina não for um número inteiro.

A equação (2.23) apresenta a estrutura da matriz de transformação [24], [25] a ser aplicada sobre o vetor espacial da corrente de rotor a fim de que a corrente em cada malha da gaiola do rotor e, conseqüentemente, em cada barra, possa ser determinada.

$$\begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ i_{r3} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ b^{-1} & b^{1-n} \\ b^{-2} & b^{2(1-n)} \\ \vdots & \vdots \\ b^{(1-n)} & b^{-(1-n)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ i_r^* \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

onde i_{rk} = corrente na malha k da gaiola do rotor, $k = 1, 2, \dots, n$;

n = número de barras da gaiola do rotor;

i_r = vetor espacial da corrente de rotor;

i_r^* = conjugado do vetor espacial da corrente de rotor;

$b = e^{j2\pi/n}$

Afirma-se ainda que este método é completamente geral, pois não considera qualquer simetria na distribuição das correntes de rotor. Entretanto, todos os resultados apresentados estão relacionados a máquinas simétricas. Uma investigação posterior deste método sugere a aplicação de sua idéia central na modelagem e simulação de máquinas de indução com assimetrias de rotor.

2.4 MODELO DINÂMICO VETORIAL PARA MÁQUINAS ASSIMÉTRICAS

Um modelo para simulação do comportamento em regime permanente e em regime transitório de máquinas de indução com assimetrias de rotor, também baseado na teoria de circuitos elétricos magneticamente acoplados, em componentes simétricas e na notação de vetores espaciais, é proposto por [30] e apresentado a seguir.

2.4.1 Componentes Simétricas Instantâneas

As equações matriciais (2.1), (2.12), (2.19) e (2.22) podem ser transformadas em componentes simétricas instantâneas através das matrizes de transformação das grandezas de estator T_s e rotor T_r descritas por

$$\underline{T}_s(k, m) = \frac{1}{\sqrt{3}} e^{j \frac{2\pi}{3} km} \quad \text{para } k, m \in [0, 1, 2] \quad (2.24)$$

$$\underline{T}_r(k, m) = \frac{1}{\sqrt{n}} e^{j \frac{2\pi}{n} km} \quad \text{para } k, m \in [0, 1, 2, \dots, n-1] \quad (2.25)$$

o que resulta em

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + (\underline{L}_{s\sigma} + \underline{L}_s) \frac{d\underline{I}_s}{dt} + \frac{d}{dt} (\underline{L}_{sr}, \underline{I}_r) \quad (2.26)$$

$$\underline{V}_r = 0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + (\underline{L}_{r\sigma} + \underline{L}_r) \frac{d\underline{I}_r}{dt} + \frac{d}{dt} (\underline{L}_{rs}, \underline{I}_s), \quad (2.27)$$

onde

$$\underline{V}_s = \underline{T}_s \underline{V}_s; \quad \underline{I}_s = \underline{T}_s \underline{I}_s; \quad \underline{I}_r = \underline{T}_r \underline{I}_r \quad (2.28)$$

$$\underline{R}_s = \underline{T}_s \underline{R}_s \underline{T}_s^{-1}; \quad \underline{L}_{s\sigma} = \underline{T}_s \underline{L}_{s\sigma} \underline{T}_s^{-1}; \quad \underline{L}_s = \underline{T}_s \underline{L}_s \underline{T}_s^{-1}; \quad (2.29)$$

$$\underline{R}_r = \underline{T}_r \underline{R}_r \underline{T}_r^{-1}; \quad \underline{L}_{r\sigma} = \underline{T}_r \underline{L}_{r\sigma} \underline{T}_r^{-1}; \quad \underline{L}_r = \underline{T}_r \underline{L}_r \underline{T}_r^{-1}; \quad (2.30)$$

$$\underline{L}_{sr} = \underline{T}_s \underline{L}_{sr} \underline{T}_r^{-1}; \quad \underline{L}_{rs} = \underline{T}_r \underline{L}_{rs} \underline{T}_s^{-1}; \quad \underline{L}_{rs} = \underline{L}_{sr}^{*t}. \quad (2.31)$$

É interessante observar que as matrizes \underline{R}_s , \underline{R}_r , $\underline{L}_{s\sigma}$, \underline{L}_s e $\underline{L}_{r\sigma}$ apresentam estrutura diagonal quando a máquina é simétrica. Por outro lado, as matrizes de indutâncias \underline{L}_r , \underline{L}_{sr} e \underline{L}_{rs} são formadas por somente dois elementos não-nulos relacionados às componentes de seqüência positiva e negativa. Vale ainda ressaltar que as equações da máquina (2.26) e (2.27) são equações diferenciais lineares invariantes no tempo. Desta forma, os vetores das tensões e correntes transformadas contêm componentes complexas e dependentes do tempo, como mostrado em (2.32) a (2.34).

$$\underline{V}_s = [\underline{V}_{s0} \quad \underline{V}_{s1} \quad \underline{V}_{s2}]^t \quad (2.32)$$

$$\underline{I}_s = [\underline{I}_{s0} \quad \underline{I}_{s1} \quad \underline{I}_{s2}]^t \quad (2.33)$$

$$\underline{I}_r = [\underline{I}_{r0} \quad \underline{I}_{r1} \quad \underline{I}_{r2} \quad \dots \quad \underline{I}_{r,n-1}]^t \quad (2.34)$$

Considerando-se ainda uma máquina simétrica, onde as componentes de seqüência zero são nulas, e que as matrizes de transformação T_s e T_r são unitárias, então:

$$\underline{V}_{s1} = \underline{V}_{s2}^* \quad \text{e} \quad \underline{I}_{s1} = \underline{I}_{s2}^* \quad (2.35)$$

$$\underline{I}_{rk} = \underline{I}_{r,n-k}^* \quad \text{para } k \in [1, 2, \dots, n-1] \quad (2.36)$$

Assim, para representar o estator da máquina, somente a equação de seqüência positiva é requerida, ou seja,

$$\underline{V}_{s1} = R_s \underline{I}_{s1} + (L_{s\sigma} + L_s) \frac{d\underline{I}_{s1}}{dt} + L_{sr} e^{j\theta_r} \frac{d\underline{I}_{r1}}{dt} + j\omega_r L_{sr} e^{j\theta_r} \underline{I}_{r1} \quad (2.37)$$

onde R_s = resistência equivalente dos enrolamentos do estator, por fase;
 $L_{s\sigma}$ = indutância de dispersão dos enrolamentos do estator, por fase;
 L_s = indutância mútua equivalente entre os enrolamentos de estator e as barras do rotor, por fase;
 \underline{I}_{s1} = componente de seqüência positiva das correntes de estator;
 \underline{I}_{r1} = componente de seqüência positiva das correntes de rotor;
 θ_r = deslocamento angular do rotor, em radianos elétricos;
 ω_r = velocidade angular do rotor, em radianos elétricos por segundo.

No que diz respeito à equação do rotor da máquina, independentemente da estrutura da matriz de resistências de rotor R_r , as componentes simétricas instantâneas podem ser expressas como:

$$\underline{V}_{ri} = 0 = \sum_{m=0}^{n-1} R_{r[i,m]} \underline{I}_{r,m} + \sum_{m=0}^{n-1} L_{r\sigma[i,m]} \frac{d\underline{I}_{r,m}}{dt} \quad (2.38)$$

para $i \neq p$ (componente de seqüência positiva) e $i \neq n-p$ (componente de seqüência negativa), e

$$\underline{V}_{rp} = 0 = \sum_{m=0}^{n-1} R_{r[p,m]} \underline{I}_{r,m} + L_{r\sigma[p,p]} \frac{d\underline{I}_{r,p}}{dt} + L_r \frac{d\underline{I}_{r,p}}{dt} + L_{rs} e^{-j\theta_r} \frac{d\underline{I}_{r,p}}{dt} - j\omega_r L_{rs} e^{-j\theta_r} \underline{I}_{r,p} \quad (2.39)$$

para $i = p$, que é designada por componente de seqüência positiva. De maneira análoga à equação do estator da máquina, a componente de seqüência negativa será o complexo conjugado de (2.39).

No caso do rotor simétrico, tem-se que a matriz de resistências de rotor transformada \underline{R}_r e matriz de indutâncias de dispersão de rotor transformada $\underline{L}_{r\sigma}$ são dadas por:

$$\underline{R}_{r[i,i]} = 2 \left\{ R_e + R_b \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi i}{n}\right) \right] \right\} \quad (2.40)$$

$$\underline{L}_{r\sigma[i,i]} = 2 \left\{ L_e + L_b \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi i}{n}\right) \right] \right\} \quad (2.41)$$

e que as componentes simétricas das correntes de rotor, excetuando-se as componentes de seqüência positiva e negativa, são nulas. Ou seja,

$$I_{r,m} = 0, \quad \text{para } m \neq p \text{ e } m \neq n-p \quad (2.42)$$

2.4.2 Modelo de Máquinas Simétricas em Vetores Espaciais

Utilizando-se ainda valores normalizados para as equações de tensão e corrente de estator, tomando-se como referência os valores de pico da tensão (V_{ref}) e da corrente (I_{ref}) de linha, os vetores espaciais da tensão e da corrente de estator, num sistema de referências fixo no estator (s), podem ser definidos como:

$$\underline{v}_s^s = \frac{2}{\sqrt{3} V_{ref}} \underline{v}_{s1} = \frac{2}{3 V_{ref}} \left(v_{as} + e^{j2\pi/3} v_{bs} + e^{j4\pi/3} v_{cs} \right) \quad (2.43)$$

$$\underline{i}_s^s = \frac{2}{\sqrt{3} V_{ref}} \underline{i}_{s1} = \frac{2}{3 V_{ref}} \left(i_{as} + e^{j2\pi/3} i_{bs} + e^{j4\pi/3} i_{cs} \right). \quad (2.44)$$

De semelhante modo, o vetor espacial da corrente de rotor, em um sistema de referências fixo no rotor (r) é determinado por:

$$\underline{i}_r^r = \frac{2}{\sqrt{n}} \frac{L_{sr}}{L_s} \frac{I_{r,p}}{I_{ref}} = \frac{2}{n} \frac{L_{sr}}{L_s} \sum_{m=0}^{n-1} e^{jm2\pi/n} \underline{i}_{r,m} \quad (2.45)$$

onde L_{sr}/L_s representa a equivalência entre um rotor bobinado (trifásico) e a gaiola do rotor. Sabe-se ainda que os sistemas de referências fixos no estator e no rotor se relacionam através de

$$\underline{i}_r^r = \underline{i}_r^s e^{j\theta_r} \quad (2.46)$$

Os parâmetros da máquina são também normalizados, resultando em

$$r_s = \frac{R_s}{\frac{V_{ref}}{I_{ref}}} \quad (2.47)$$

$$X_{s\sigma} = \frac{L_{s\sigma}}{t_{ref} \frac{V_{ref}}{I_{ref}}} \quad (2.48)$$

$$X = \frac{L_s}{t_{ref} \frac{V_{ref}}{I_{ref}}} \quad (2.49)$$

$$r_r = \frac{R_r \frac{L_{sr}}{L_{rs}}}{\frac{V_{ref}}{I_{ref}}} \quad (2.50)$$

$$X_{r\sigma} = \frac{L_{r\sigma} + (1 - k_{skew}^2) L_r}{t_{ref} \frac{V_{ref}}{I_{ref}}} \quad (2.51)$$

onde $R_r = \underline{R}_{r(p,p)}$

$L_r = \underline{L}_{r(p,p)}$

t_{ref} = "tempo" equivalente a um ciclo da velocidade angular da frequência de referência (fundamental), expresso por:

$$t_{ref} = \frac{1}{2\pi f_{ref}} \quad (2.52)$$

k_{skew} = fator de skew, dado por:

$$k_{skew} = \frac{\sqrt{L_{sr}L_{rs}}}{L_s L_r} \leq 1. \quad (2.53)$$

Finalmente, as equações normalizadas da máquina de indução simétrica podem ser escritas como

$$\underline{v}_s^s = r_s \underline{i}_s^s + (x_{s\sigma} + x) \frac{d\underline{i}_s^s}{d\tau} + x \frac{d\underline{i}_r^s}{d\tau} \quad (2.54)$$

$$0 = r_r \underline{i}_r^r + (x_{r\sigma} + x) \frac{d\underline{i}_r^r}{d\tau} + x \frac{d\underline{i}_s^r}{d\tau} \quad (2.55)$$

$$t_e - t_l = \tau_m \frac{d\omega}{d\tau}, \quad (2.56)$$

onde t_e = conjugado eletromagnético normalizado desenvolvido pelo motor

$$t_e = \frac{T_e}{T_{ref}}; \quad (2.57)$$

t_l = conjugado de carga normalizado

$$t_l = \frac{T_l}{T_{ref}}; \quad (2.58)$$

ω = velocidade angular (elétrica) normalizada do motor

$$\omega = \frac{d\theta_r}{d\tau} = \frac{P}{2} t_{ref} \omega_{rm}; \quad (2.59)$$

τ = tempo normalizado

$$\tau = \frac{t}{t_{ref}}; \quad (2.60)$$

τ_m = momento de inércia do motor normalizado

$$\tau_m = J \frac{2}{3} \frac{1}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 V_{ref} I_{ref} t_{ref}^3}. \quad (2.61)$$

Deve-se ainda salientar que as equações normalizadas (2.54) e (2.55) correspondem a uma máquina de dois pólos. Para os casos de máquinas com um número maior de pólos, tal fato é contabilizado apenas na equação mecânica da máquina (2.56), ou seja, na equação do conjugado.

2.4.3 Modelo do Rotor Assimétrico em Vetores Espaciais

Um defeito em uma barra da gaiola do rotor irá causar a perda da estrutura diagonal da matriz \underline{R}_r e, conseqüentemente, todas as componentes simétricas da corrente do rotor na equação da tensão no rotor (2.27) estarão acopladas e serão excitadas pelas componentes de seqüência positiva e negativa da corrente de estator. Por outro lado, como o acoplamento magnético entre o estator e o rotor não é influenciado pela barra do rotor com defeito, a equação do estator (2.37) ainda é válida. Além disto, os termos do campo magnético principal em (2.27) também não são alterados. Desta forma, a obtenção de um adequado modelo em vetores espaciais para o rotor assimétrico pode ser alcançada separando-se (2.27) em duas equações,

$$0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \underline{L}_{rs} \frac{d\underline{I}_r}{dt} + \underline{V}_{rr} \quad (2.62)$$

$$\underline{V}_{rr} = \underline{L}_r \frac{d\underline{I}_r}{dt} + \frac{d}{dt} (\underline{L}_{rs}, \underline{I}_s) \quad (2.63)$$

Como a equação (2.63) considera apenas os termos do campo magnético principal, a tensão \underline{V}_{rr} acima definida contém somente as componentes de seqüência positiva (índice p) e negativa. Por contraste, a equação (2.62) contém todas as componentes simétricas instantâneas, pois a matriz de resistências do rotor assimétrico \underline{R}_r não é diagonal.

A determinação de um modelo em vetores espaciais para a gaiola do rotor com defeito é realizada utilizando-se o cálculo de uma função de transferência para a componente de seqüência direta (*forward*), que equivale ao complexo conjugado da componente de seqüência negativa. Entretanto, deve-se esperar que as partes real e imaginária da equação da componente de seqüência positiva estarão acopladas. Utilizando-se *Transformada de Laplace*, pode-se mostrar que as equações do rotor são então escritas como [30]:

$$0 = r_{rd} \Re e \left\{ \underline{i}_r^r \right\} + (X_{r\sigma d} + x) \Re e \left\{ \frac{d\underline{i}_r^r}{d\tau} \right\} + x \Re e \left\{ \frac{d\underline{i}_s^r}{d\tau} \right\} \quad (2.64)$$

$$0 = r_{rq} \Re e \left\{ \underline{i}_r^r \right\} + (X_{r\sigma q} + x) \Im m \left\{ \frac{d\underline{i}_r^r}{d\tau} \right\} + x \Im m \left\{ \frac{d\underline{i}_s^r}{d\tau} \right\}, \quad (2.65)$$

onde d e q indicam as partes real e imaginária, respectivamente, das grandezas no sistema de referências síncrono. Os parâmetros da máquina normalizados são dados por

$$r_{rd} = r_d \rho_d \quad (2.66)$$

$$r_{rq} = r_q \rho_q \quad (2.67)$$

$$X_{r\sigma d} = \rho_d X_{r\sigma} + (1 - \rho_d) \frac{1 - k_{skew}^2}{k_{skew}^2} X \quad (2.68)$$

$$X_{r\sigma q} = \rho_q X_{r\sigma} + (1 - \rho_q) \frac{1 - k_{skew}^2}{k_{skew}^2} X, \quad (2.69)$$

$$\rho_d = \frac{1}{R_r} \frac{R_{forward} |R_{backward}|^2}{|R_{backward}|^2 + R_{forward} \Re\{R_{backward}\}} \quad (2.70)$$

$$\rho_q = \frac{1}{R_r} \frac{R_{forward} |R_{backward}|^2}{|R_{backward}|^2 - R_{forward} \Re\{R_{backward}\}} \quad (2.71)$$

2.5 CONCLUSÕES

Um primeiro aspecto a ser considerado sobre o pacote computacional (*FEMM*) utilizado, baseado no *Método dos Elementos Finitos* é a impossibilidade deste modelo representar a operação da máquina em regime transitório. Isto significa que o conjugado calculado é um valor médio, e qualquer oscilação na operação da máquina não é refletida por este modelo. O *Modelo Dinâmico Clássico*, por sua vez, não possui esta restrição, mas é constituído por um grande número de equações diferenciais a serem solucionadas simultaneamente, o que significa um custo computacional adicional.

Além disto, no que diz respeito a conhecimento de parâmetros equivalentes da máquina de indução, o *Modelo Dinâmico Clássico* e o *Modelo Dinâmico Vetorial para Máquinas Assimétricas* requerem a estimação da resistência e da indutância das barras da gaiola, bem como de cada segmento do anel de curto-circuito. Estes parâmetros são tipicamente desconhecidos, sendo determinados através do *Método dos Elementos Finitos*. Entretanto, os dados sobre a geometria da máquina e seus materiais construtivos, necessários para simulações deste método, devem ser extremamente detalhados e não são usualmente disponíveis.

Ainda com relação ao *Método dos Elementos Finitos*, o cálculo realizado é estático, ou seja, para uma determinada posição do rotor em relação ao estator, não sendo incluída a rotação da máquina. Na tentativa de representar a rotação da máquina, uma adaptação usual é utilizada. São realizadas n simulações do motor, onde n é o número de barras da gaiola, e em cada simulação, cada barra

ocupa sistematicamente uma das posições dos *slots* do rotor. Assim, a corrente em cada barra é determinada pela média dos valores obtidos em cada caso. Outra restrição apresentada por esta metodologia é a utilização de uma única frequência para todas as grandezas magnéticas e elétricas, tanto de estator, quanto de rotor. Desta forma, se a frequência especificada é a frequência de escorregamento, as grandezas de estator não estarão adequadamente representadas, ou seja, as tensões de estator calculadas não são de 60Hz, as correntes de estator não contêm componentes harmônicas características das assimetrias de rotor e o cálculo do conjugado real desenvolvido pela máquina não é devidamente realizado, por exemplo. Cabe ainda ressaltar a impossibilidade de análise de assimetrias no anel de curto-circuito através dos *softwares* que utilizam o *Método dos Elementos Finitos* acessíveis gratuitamente, dada a sua limitação a apenas duas dimensões (2D). Tal análise só é viável através de *softwares* em três dimensões (3D), que são extremamente caros.

Após estudo dos métodos convencionais para simulação de máquinas de indução trifásica com assimetrias de rotor, verifica-se que o *Modelo Dinâmico Vetorial para Máquinas Assimétricas*, em relação ao *Modelo Dinâmico Clássico* e o *Método dos Elementos Finitos*, possui suas vantagens, como a drástica diminuição do número de equações do sistema original quando comparado ao *Modelo Dinâmico Clássico*, e a representação dinâmica do sistema, em contraponto ao *Método dos Elementos Finitos*. Este, por sua vez, apresenta também muitas dificuldades de implementação, pois requer o detalhamento dos parâmetros elétricos da gaiola do rotor, quase sempre desconhecidos, como já mencionado anteriormente.

Assim, a partir do *Modelo Dinâmico Vetorial para Máquinas Simétricas*, onde os parâmetros requeridos para sua implementação são facilmente obtidos através dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado da máquina, vislumbra-se portanto a possibilidade de desenvolvimento de um novo modelo dinâmico vetorial para máquinas de indução assimétricas.

CAPÍTULO 3

MODELO DINÂMICO VETORIAL PROPOSTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM ASSIMETRIAS DE ROTOR

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Como exposto no *Capítulo 2*, diversos são os modelos até agora desenvolvidos a fim de representar uma máquina de indução com assimetrias de rotor. Cada um deles apresenta suas características próprias, várias simplificações e restrições para aplicação, seja para representar oscilações transitórias, ou dificuldades para se obter os parâmetros da máquina de indução necessários à solução do modelo, ou mesmo o tempo computacional requerido.

Contudo, o desenvolvimento de modelos simples, mas que não incorporem uma quantidade de simplificações muito maior do que a dos atuais modelos, e de baixo custo computacional para a sua solução, ainda é uma necessidade dos profissionais que trabalham em projeto, monitoramento ou diagnóstico de máquinas de indução com rotor em gaiola.

Desta forma, considerando o consagrado modelo dq equivalente da máquina de indução e a possibilidade de se determinar instantaneamente as correntes nas malhas da gaiola do rotor a partir do vetor espacial da corrente de rotor, apresentada em 2.3 – *Modelo Dinâmico Vetorial para Máquinas Simétricas*, surge uma alternativa para o desenvolvimento de novos modelos para a máquina de indução com assimetrias na gaiola do rotor. Sabendo-se ainda que as n correntes nas malhas do rotor devem ser mapeadas em um espaço vetorial n -dimensional, uma matriz de transformação das correntes de rotor, mais simples e constituída de números reais, e não complexos, é deduzida [5] - [13].

Finalmente, as assimetrias de rotor da máquina de indução são introduzidas no modelo dq equivalente a partir da modificação do vetor espacial da corrente de rotor, como mostra o fluxograma da Figura 3.1, considerando que, diferentemente das componentes de seqüência zero deste vetor espacial, somente as componentes d e q acoplam com o estator da máquina. Tais modificações são realizadas segundo alguns critérios básicos, a saber: que a corrente em uma barra ou em um segmento do anel de curto-circuito com defeito é fortemente alterada por uma assimetria de rotor; que as correntes nas barras adjacentes à barra com defeito sofrem modificações bem mais significativas do que as correntes nas demais barras da gaiola; e que, no caso de segmento do anel de curto-circuito com defeito, a corrente da malha que contém o segmento do anel em falta sofre as alterações mais relevantes. Apesar disto, verifica-se que, devido à dinâmica do modelo, todas as correntes das barras do rotor são modificadas, se comparadas às correntes da máquina simétrica, como era de fato esperado.

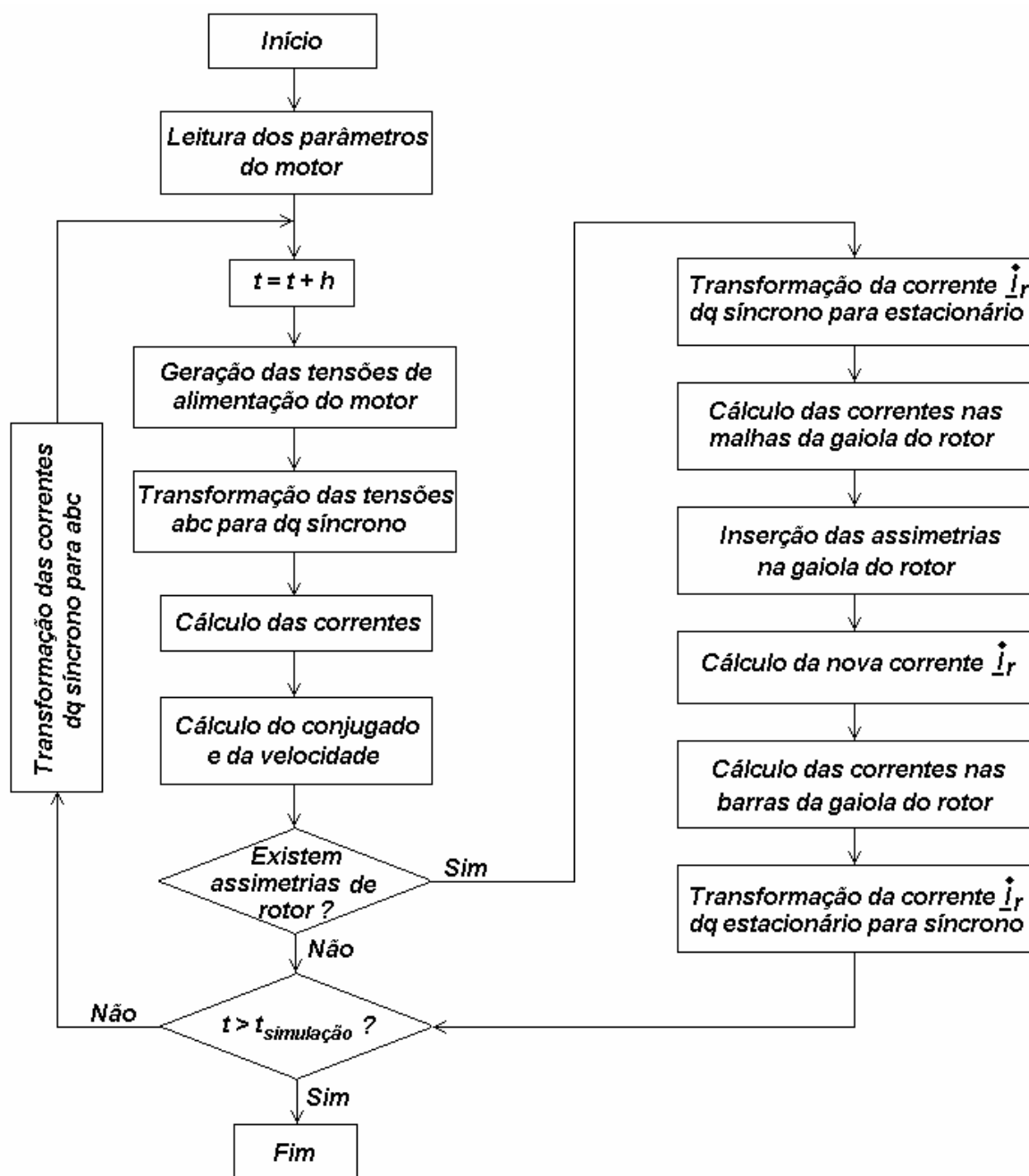


Figura 3.1 – Fluxograma do modelo proposto para a simulação de máquinas de indução com assimetrias de rotor.

3.2 MODELO PROPOSTO

3.2.1 Modelo dq Equivalente

Considerando inicialmente que a gaiola do rotor da máquina de indução é simétrica, um modelo equivalente ao de uma máquina de indução com o rotor bobinado pode ser obtido [29], resultando nas seguintes equações, em um sistema dq de referência síncrono (s):

$$v_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^s \quad (3.1)$$

$$v_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^s \quad (3.2)$$

$$v_{dr}^s = 0 = r_r i_{dr}^s + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^s \quad (3.3)$$

$$v_{qr}^s = 0 = r_r i_{qr}^s + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^s \quad (3.4)$$

$$\lambda_{ds}^s = L_{ls} i_{ds}^s + L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.5)$$

$$\lambda_{qs}^s = L_{ls} i_{qs}^s + L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.6)$$

$$\lambda_{dr}^s = L_{lr} i_{dr}^s + L_m (i_{ds}^s + i_{dr}^s) \quad (3.7)$$

$$\lambda_{qr}^s = L_{lr} i_{qr}^s + L_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{qs}^s \lambda_{ds}^s - i_{ds}^s \lambda_{qs}^s) \quad (3.9)$$

onde ω_e = velocidade do sistema de referência síncrono, em rad_{ele}/s;

ω_r = velocidade do motor, em rad_{ele}/s;

r_s = resistência equivalente de estator, em Ω ;

r_r = resistência equivalente de rotor, referida ao estator, em Ω ;

L_{ls} = indutância de dispersão de estator, em H;

L_{lr} = indutância de dispersão de rotor, referida ao estator, em H;

L_m = indutância de magnetização, em H.

O modelo proposto neste trabalho é bastante simples e é também baseado no modelo dinâmico vetorial [25] para máquinas simétricas [5] - [13]. As assimetrias de rotor são modeladas após uma transformação linear do vetor espacial da corrente de rotor (componentes de eixo direto e em quadratura, acrescido de $n-2$ componentes de seqüência zero), no referencial estacionário, para o espaço das correntes das n malhas da gaiola do rotor, onde a assimetria específica é introduzida. As componentes dq do vetor espacial da corrente de rotor, no referencial estacionário, incluindo a assimetria, são então determinadas pela transformação inversa, posteriormente referenciadas ao sistema de coordenadas síncrono e alimentam o algoritmo de integração da máquina de indução. Este modelo é sempre de quinta ordem, independentemente do número de barras do rotor, e a matriz de transformação da corrente de rotor depende somente do número de barras do rotor e pode ser gerada automaticamente.

3.2.2 Transformação das Correntes de Rotor

Em geral, todas as n correntes de malhas no rotor ($i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rn}$) são mapeadas em um vetor espacial de dimensão n . Por outro lado, um novo espaço vetorial é definido pela matriz de transformação T , de tal forma que:

$$\underline{i}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ i_{ln} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

onde \underline{i}_r = vetor espacial da corrente de rotor, no referencial estacionário;
 i_{r1} = parte real do vetor espacial da corrente de rotor;
 i_{r2} = parte imaginária do vetor espacial da corrente de rotor;
 $i_{r3 \dots rn}$ = componentes de seqüência zero do vetor espacial (\underline{i}_r).

Assim, i_{r1} e i_{r2} são, respectivamente, i_{dr} e i_{qr} , ou seja, as componentes d e q do vetor espacial da corrente de rotor (\underline{i}_r), no referencial estacionário, como mostra a Figura 3.2. Se a gaiola do rotor é simétrica, as componentes de seqüência zero do vetor espacial \underline{i}_r são nulas. Por outro lado, na presença de uma assimetria no rotor, algumas componentes de seqüência zero não serão iguais a zero.

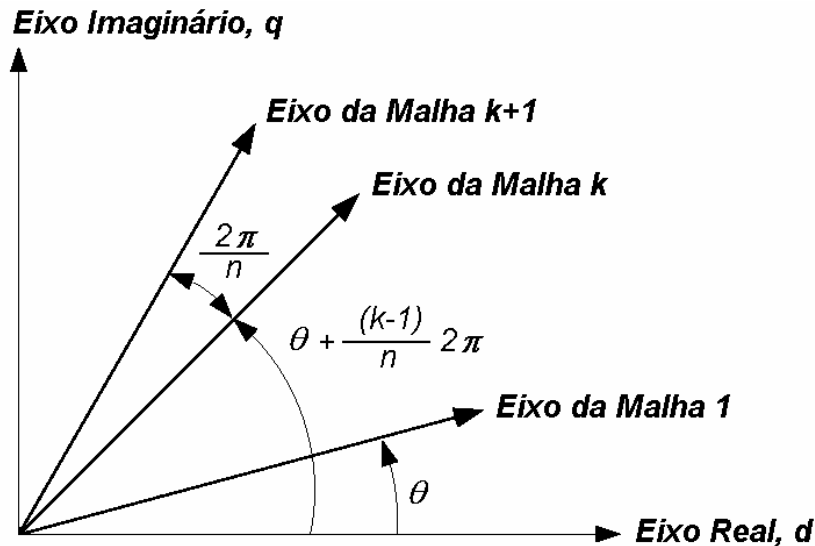


Figura 3.2 – Formação das componentes d e q do vetor espacial da corrente de rotor, no referencial estacionário.

3.2.3 Matriz de Transformação T

A matriz de transformação T é gerada a partir de um algoritmo muito simples. As primeiras duas linhas da matriz T , de dimensões $n \times n$, onde n é o número de barras da gaiola do rotor da máquina considerado, correspondem a uma transformação n -fásica para componentes dq , a menos de uma constante de proporcionalidade que, como no caso da transformada abc para $dq0$, ou das componentes simétricas, que são na verdade casos particulares do que será aqui apresentado, irá garantir que as tensões e correntes de um circuito qualquer, calculadas em ambos sistemas de referência tenham a mesma amplitude em regime senoidal. Assim, para o caso de uma máquina de 2 pólos (Figura 3.3), a matriz de transformação T é dada por:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{n-1}{n} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{n}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{n}\right) & \cos\left(\theta + \frac{6\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\theta + \left\{\frac{n-1}{n}\right\}2\pi\right) \\ \text{sen}(\theta) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{n}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{4\pi}{n}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{6\pi}{n}\right) & \dots & \text{sen}\left(\theta + \left\{\frac{n-1}{n}\right\}2\pi\right) \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} & \dots & z_{3n} \\ z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} & \dots & z_{4n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ z_{n1} & z_{n2} & z_{n3} & z_{n4} & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

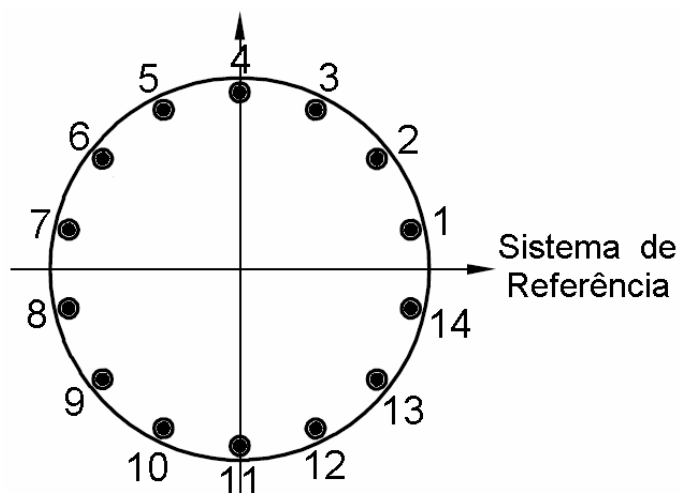


Figura 3.3 – Mapeamento da circunferência do rotor de uma máquina de 2 pólos com $n = 14$ barras.

De semelhante modo, para máquinas de 4 pólos (Figura 3.4), a matriz de transformação T foi inicialmente definida como mostra a equação (3.11), onde se considerava apenas o número de barras da gaiola do rotor relativo a um par de pólos. Ou seja, para o caso de máquinas com 4 pólos, n seria a metade do número de barras da gaiola real, e o conjugado eletromagnético a ser desenvolvido pela máquina também seria considerado, nas simulações, igual à metade do seu real valor.

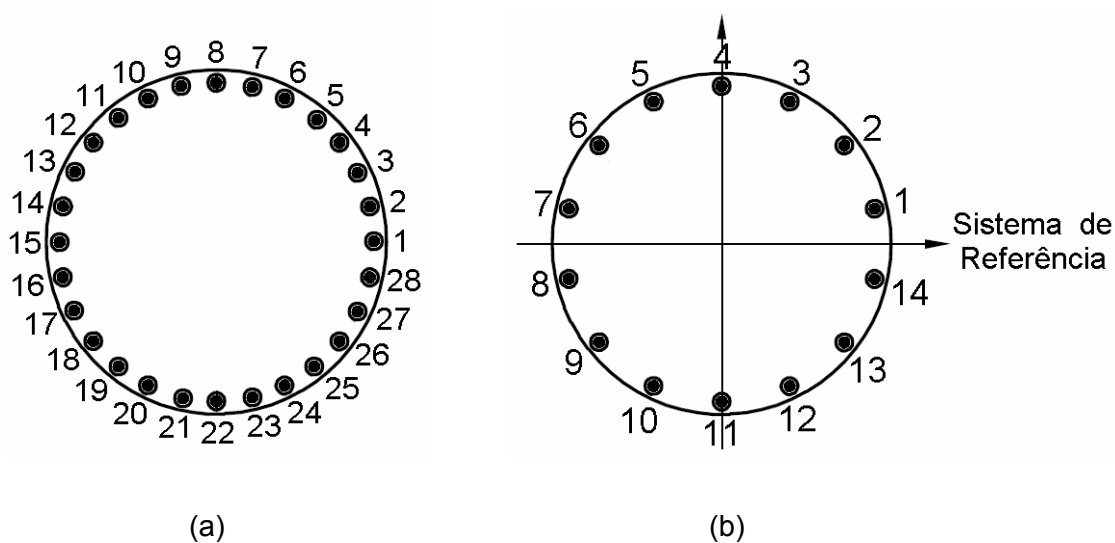


Figura 3.4 – Mapeamento da (a) circunferência do rotor de uma máquina de 4 pólos com 28 barras e (b) a máquina equivalente de 2 pólos com $n = 14$ barras.

Finalmente, uma nova forma de determinação da matriz T para uma máquina de 4 pólos foi desenvolvida, representada pela equação (3.12), considerando-se n o número de barras da gaiola real e o mapeamento elétrico da gaiola no sistema de referência síncrono mostrado na Figura 3.5 a seguir, como sugerido em [30].

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{n-1}{n} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \dots & \cos\left(\theta + \left\{\frac{n/2-1}{n/2}\right\}2\pi\right) & \cos(\theta) & \dots & \cos\left(\theta + \left\{\frac{n/2-1}{n/2}\right\}2\pi\right) \\ \text{sen}(\theta) & \dots & \text{sen}\left(\theta + \left\{\frac{n/2-1}{n/2}\right\}2\pi\right) & \text{sen}(\theta) & \dots & \text{sen}\left(\theta + \left\{\frac{n/2-1}{n/2}\right\}2\pi\right) \\ z_{31} & \dots & z_{3,n/2} & z_{3,n/2+1} & \dots & z_{3n} \\ z_{41} & \dots & z_{4,n/2} & z_{4,n/2+1} & \dots & z_{4n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ z_{n1} & \dots & z_{n,n/2} & z_{n,n/2+1} & \dots & z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

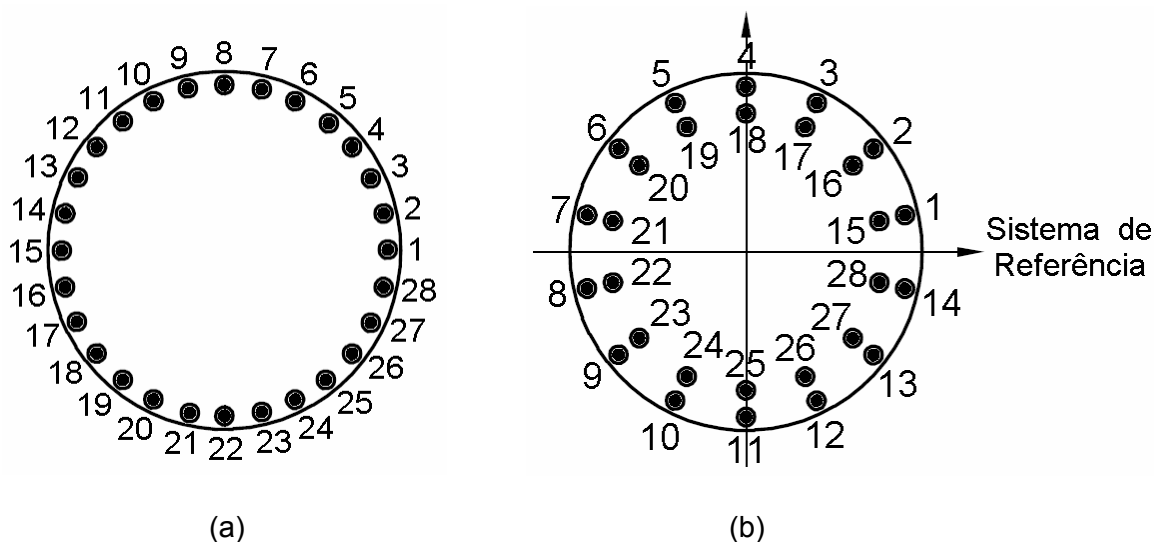


Figura 3.5 – Mapeamento da (a) circunferência do rotor de uma máquina de 4 pólos com $n = 28$ barras e (b) a máquina equivalente de 2 pólos com “rotor duplo”.

Dando continuidade ao processo de formação da matriz T , os vetores formados pelas duas primeiras linhas desta matriz são linearmente independentes e irão compor uma sub-matriz denominada T_{dq} . O espaço nulo desta sub-matriz, de dimensões $2 \times n$ tem, portanto, posto $(n-2)$. Assim, a base para um espaço nulo é definida por $(n-2)$ vetores linearmente independentes, que formam uma matriz Z , não nula e de dimensões $(n-2) \times n$, de tal forma que

$$\mathbf{T}_{dq} \cdot \mathbf{Z}^t = \mathbf{0} \quad (3.13)$$

É interessante observar que esta definição corresponde àquela de componentes de seqüência zero. Deste modo, há uma associação entre o espaço nulo de \mathbf{T}_{dq} e as componentes de seqüência zero de um sistema polifásico. Assim, obter a base para o espaço nulo de \mathbf{T}_{dq} é o mesmo que obter $(n-2)$ vetores linearmente independentes de seqüência zero. Pode-se ainda demonstrar que destas $(n-2)$ componentes de seqüência zero, $(n-3)$ não necessitam de conexão ao neutro.

Estes vetores linearmente independentes, ou de "seqüência zero", que compõem o espaço nulo de \mathbf{T}_{dq} acima definido, não têm necessariamente um significado físico, mas vetores com significado físico podem certamente ser determinados como uma combinação linear daqueles obtidos anteriormente.

Fazendo θ igual a zero em (3.13), apenas para simplificação, tem-se:

$$\begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n/2}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{n/2-1}{n/2} \cdot 2\pi\right) \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{n/2}\right) & \cdots & \text{sen}\left(\frac{n/2-1}{n/2} \cdot 2\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{31} & z_{41} & \cdots & z_{n1} \\ z_{32} & z_{42} & \cdots & z_{n2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ z_{3n} & z_{4n} & \cdots & z_{nn} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.14)$$

Ou seja,

$$\begin{bmatrix} z_{i1} \\ z_{i2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{n/2}\right) \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{n/2}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{2}{n/2} \cdot 2\pi\right) & \cdots & \cos\left(\frac{n/2-1}{n/2} \cdot 2\pi\right) \\ \text{sen}\left(\frac{2}{n/2} \cdot 2\pi\right) & \cdots & \text{sen}\left(\frac{n/2-1}{n/2} \cdot 2\pi\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{i3} \\ \vdots \\ z_{in} \end{bmatrix}, \quad i = 3 \dots n. \quad (3.15)$$

Cabe observar que $z_{i3}, z_{i4}, \dots, z_{in}$, podem ser arbitrariamente escolhidos. Fazendo $z_{33}=1$ e $z_{34} = z_{35} = \dots = z_{3n} = 0$, determina-se z_{31} e z_{32} , resultando no terceiro vetor do espaço nulo, \mathbf{Z}_3

$$\mathbf{Z}_3 = [z_{31} \quad z_{32} \quad 1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0] \quad (3.16)$$

Assim, os demais vetores linearmente independentes do espaço nulo são determinados de maneira análoga. Arbitrando-se $z_{nn}=1$ e $z_{n3}=z_{n4}=\dots=z_{n(n-1)}=0$, pode-se calcular z_{n1} e z_{n2} , identificando-se o n -ésimo vetor do espaço nulo, \mathbf{Z}_n

$$\mathbf{Z}_n = [z_{n1} \quad z_{n2} \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] \quad (3.17)$$

3.2.4 Modelagem das Assimetrias de Rotor

O método proposto para modelar assimetrias de rotor dos tipos barra quebrada, barra com defeito e anel de curto-circuito quebrado é desenvolvido a seguir. O modelo do motor com assimetria de rotor é ainda constituído pelas equações (3.1) a (3.9), mas, a cada iteração do processo de integração, as correntes de malha do rotor (i_{ji}) são determinadas e modificadas para levar em conta a assimetria. Assim, o vetor espacial da corrente de rotor (\underline{i}_r) é calculado através do modelo do motor simétrico. Com o vetor espacial da corrente de rotor \underline{i}_r referido a um sistema de coordenadas fixas no estator, as correntes das n malhas de rotor (i_{ji}) são então calculadas como:

$$\begin{bmatrix} i_{j1} \\ i_{j2} \\ i_{j3} \\ \vdots \\ i_{jn} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^{-1} \underline{i}_r = \mathbf{T}^{-1} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

O próximo passo é a introdução da assimetria de rotor. Antes porém, uma relação importante entre as correntes de malha de um rotor simétrico deve ser explicitada. Considerando-se a malha do anel de curto-circuito do rotor da Figura 3.6, tem-se a seguinte equação:

$$(r_e + L_e \cdot p) \cdot \left[(i_{j1} - i_e) + (i_{j2} - i_e) + \dots + (i_{jk} - i_e) + (i_{j,k+1} - i_e) + \dots + (i_{jn} - i_e) \right] = 0 \quad (3.19)$$

Sabendo-se que r_e e L_e são diferentes de zero, então

$$\sum_{j=1}^n i_{lj} = n i_e. \quad (3.20)$$

Entretanto, no motor simétrico não há componente axial de fluxo e, conseqüentemente, a corrente no anel de curto-circuito é idêntica a zero. Ou seja,

$$i_e = \sum_{j=1}^n i_{lj} = 0 \quad (3.21)$$

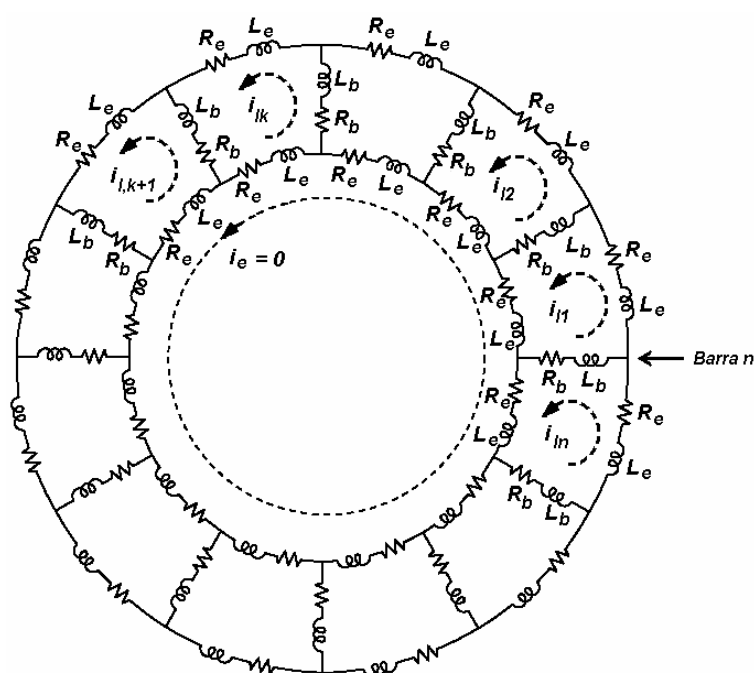


Figura 3.6 – Circuito equivalente da gaiola (simétrica) do rotor com suas malhas elementares.

3.2.4.1 Barra(s) Quebrada(s)

Para o caso em que a barra k da gaiola do rotor está quebrada, a nova corrente nesta barra deve ser nula, o que implica dizer que as correntes nas malhas adjacentes a esta barra k devem ser iguais, como já mencionado na literatura [10]. A dificuldade maior está na determinação do valor destas novas correntes de malha. Elas são iguais, mas iguais a quê?

Considerando-se a malha do anel de curto-circuito do rotor da Figura 3.7, tem-se a seguinte equação:

$$\left(r_e + L_e \cdot p \right) \cdot \left[\left(i_{l1}^{nova} - i_e^{nova} \right) + \dots + \left(i_{lk}^{nova} - i_e^{nova} \right) + \dots + \left(i_{ln}^{nova} - i_e^{nova} \right) \right] = 0 \quad (3.22)$$

Sabendo-se que r_e e L_e são diferentes de zero, então

$$\sum_{j=1}^n i_{lj}^{nova} = n i_e^{nova} . \quad (3.23)$$

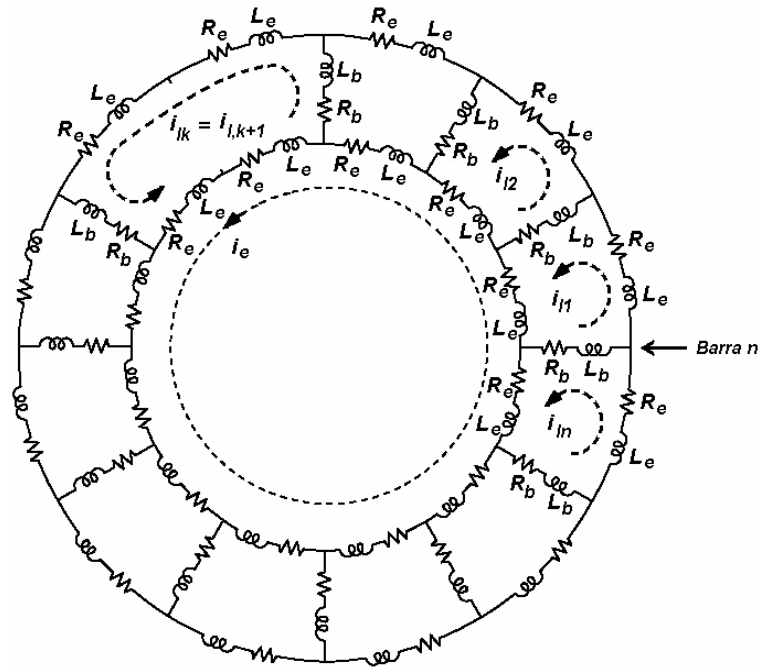


Figura 3.7 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com uma barra quebrada.

Entretanto, para representar a quebra da barra k , pode-se escrever

$$i_{bk}^{nova} = i_{l,k+1}^{nova} - i_{lk}^{nova} = 0 . \quad (3.24)$$

onde i_{bk}^{nova} = corrente da barra k da gaiola do rotor.

Assim,

$$i_{lk}^{nova} = i_{l,k+1}^{nova} . \quad (3.25)$$

Considerando-se ainda que as correntes nas malhas da gaiola do rotor serão alteradas pela assimetria do rotor de formas diferenciadas, em relação ao caso do rotor simétrico, tem-se:

$$i_e^{nova} = i_e + \Delta i_e \quad (3.26)$$

$$i_{lk}^{nova} = i_{lk} + \Delta i_{lk} \quad (3.27)$$

$$i_{l,k+1}^{nova} = i_{l,k+1} + \Delta i_{l,k+1} \quad (3.28)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj} + \Delta i_{lj}, \quad j = 1 \dots n, \quad j \neq k, \quad j \neq k+1 \quad (3.29)$$

Substituindo-se (3.26) a (3.29) em (3.23),

$$n(i_e + \Delta i_e) = \sum_{j=1}^n i_{lj} + (n-2)\Delta i_{lj} + \Delta i_{lk} + \Delta i_{l,k+1} \quad (3.30)$$

Considerando-se o caso simétrico, isto é, substituindo-se (3.21) em (3.30) tem-se:

$$\Delta i_{lj} = \frac{n\Delta i_e}{(n-2)} - \frac{\Delta i_{lk}}{(n-2)} - \frac{\Delta i_{l,k+1}}{(n-2)} \quad (3.31)$$

Por outro lado, substituindo-se (3.27) e (3.28) em (3.25), resulta em:

$$\Delta i_{lk} - \Delta i_{l,k+1} = i_{l,k+1} - i_{lk} . \quad (3.32)$$

Desta forma, têm-se duas equações, (3.31) e (3.32), e quatro incógnitas, a saber, Δi_e , Δi_{lj} , Δi_{lk} e $\Delta i_{l,k+1}$. Torna-se portanto necessária a realização de algumas considerações adicionais para a solução do problema. Tais considerações podem ser resumidas da forma que se segue. A primeira delas é que a assimetria resultante da quebra de uma barra da gaiola do rotor (barra de número k) será representada, no modelo proposto, por alterações sistemáticas nas correntes das malhas adjacentes à barra k quebrada, o que implica em

$$\Delta i_{lj} = 0 . \quad (3.33)$$

A segunda consideração é que, como a corrente na malha do anel de curto-circuito não está presente no modelo proposto, baseado em um modelo equivalente ao de uma máquina de indução com o rotor bobinado em um sistema dq de referência síncrono, representado pelas equações (3.1) a (3.9), todo o efeito da assimetria do rotor deverá ser contabilizado nas correntes das malhas que envolvem as barras da gaiola, o que resulta em:

$$i_e^{nova} = 0 \quad (3.34)$$

Por conseguinte,

$$\Delta i_e = 0. \quad (3.35)$$

Substituindo-se (3.33) e (3.35) em (3.31), tem-se:

$$\Delta i_{lk} = -\Delta i_{l,k+1} \quad (3.36)$$

Levando-se (3.36) em (3.32), obtém-se:

$$\Delta i_{lk} = -\frac{i_{lk} - i_{l,k+1}}{2} \quad (3.37)$$

$$\Delta i_{l,k+1} = +\frac{i_{lk} - i_{l,k+1}}{2}$$

Finalmente, substituindo-se (3.33), (3.35) e (3.37) em (3.26) a (3.29), tem-se os novos valores das correntes nas malhas da gaiola do rotor.

$$i_e^{nova} = 0 \quad (3.38)$$

$$i_{lk}^{nova} = i_{l,k+1}^{nova} = \frac{i_{lk} + i_{l,k+1}}{2} \quad (3.39)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj} \quad (3.40)$$

Assim, para que a corrente na barra k seja nula, o vetor das correntes de malha do rotor deve ser modificado, como apresentado em (3.41).

$$\begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ i_{l2}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1}}{2} \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1}}{2} \\ \vdots \\ i_{ln} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Para o caso de duas barras consecutivas quebradas (k e $k+1$), as correntes nestas barras podem ser representadas segundo a equação abaixo.

$$i_{bk}^{nova} = i_{b,k+1}^{nova} = 0. \quad (3.42)$$

onde i_{bk}^{nova} = corrente da barra k da gaiola do rotor = $i_{l,k+1}^{nova} - i_{lk}^{nova}$;
 $i_{b,k+1}^{nova}$ = corrente da barra $k+1$ da gaiola do rotor = $i_{l,k+2}^{nova} - i_{l,k+1}^{nova}$.

Desta forma,

$$i_{lk}^{nova} = i_{l,k+1}^{nova} = i_{l,k+2}^{nova}. \quad (3.43)$$

Assumindo-se os mesmos pressupostos básicos que no caso de uma barra quebrada, ou seja,

$$i_e^{nova} = i_e + \Delta i_e \quad (3.44)$$

$$i_{lk}^{nova} = i_{lk} + \Delta i_{lk} \quad (3.45)$$

$$i_{l,k+1}^{nova} = i_{l,k+1} + \Delta i_{l,k+1} \quad (3.46)$$

$$i_{l,k+2}^{nova} = i_{l,k+2} + \Delta i_{l,k+2} \quad (3.47)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj} + \Delta i_{lj}, \quad j = 1 \dots n, \quad j \neq k, \quad j \neq k+1, \quad j \neq k+2 \quad (3.48)$$

e substituindo-se em (3.23), tem-se:

$$\Delta i_{lj} = \frac{n\Delta i_e}{(n-3)} - \frac{\Delta i_{lk}}{(n-3)} - \frac{\Delta i_{l,k+1}}{(n-3)} - \frac{\Delta i_{l,k+2}}{(n-3)} \quad (3.49)$$

Substituindo-se ainda (3.45) a (3.47) em (3.43), obtém-se:

$$\Delta i_{lk} - \Delta i_{l,k+1} = i_{l,k+1} - i_{lk} \quad (3.50)$$

$$\Delta i_{l,k+1} - \Delta i_{l,k+2} = i_{l,k+2} - i_{l,k+1} \quad (3.51)$$

Neste caso, têm-se três equações, (3.49) a (3.51), e cinco incógnitas, a saber, Δi_e , Δi_{lj} , Δi_{lk} , $\Delta i_{l,k+1}$ e $\Delta i_{l,k+2}$. Além disto, os mesmos pressupostos assumidos no caso de uma barra quebrada, equações (3.33) e (3.35), serão aqui considerados. Isto resulta em:

$$\Delta i_{lk} = \frac{-2i_{lk} + i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3}$$

$$\Delta i_{l,k+1} = \frac{i_{lk} - 2i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3} \quad (3.52)$$

$$\Delta i_{l,k+2} = \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} - 2i_{l,k+2}}{3}$$

Por fim, substituindo-se (3.52) em (3.44) a (3.48), tem-se:

$$i_e^{nova} = 0 \quad (3.53)$$

$$i_{lk}^{nova} = i_{l,k+1}^{nova} = i_{l,k+2}^{nova} = \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3} \quad (3.54)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj}, \quad j = 1 \dots n, \quad j \neq k, \quad j \neq k+1, \quad j \neq k+2 \quad (3.55)$$

Deste modo, para que as correntes nas barras k e $k+1$ sejam iguais a zero, o vetor das correntes de malha do rotor deve ser modificado segundo (3.56).

$$\begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ i_{l,k+2}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} \\ \vdots \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3} \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3} \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + i_{l,k+2}}{3} \\ \vdots \\ i_{ln} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Com os resultados obtidos para os casos de uma e duas barras quebradas, pode-se então generalizar para o caso em que se tem $n_{barras_quebradas}$ barras consecutivas, de números $k, k+1, \dots, k+n_{barras_quebradas}-1$, quebradas na gaiola do rotor. A equação (3.57) apresenta, portanto, como o vetor das correntes de malha deve ser modificado dentro do modelo proposto para se levar em conta tal assimetria.

$$\begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{l,k+n_{barras_quebradas}}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} \\ \vdots \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{barras_quebradas}}}{n_{barras_quebradas} + 1} \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{barras_quebradas}}}{n_{barras_quebradas} + 1} \\ \vdots \\ \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{barras_quebradas}}}{n_{barras_quebradas} + 1} \\ \vdots \\ i_{ln} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

3.2.4.2 Barra com Defeito

Um outro tipo de assimetria de rotor possível, e que ocorre com frequência, é a barra com defeito, sem que tenha acontecido uma quebra propriamente dita. Tal defeito pode ser conseqüência de uma trinca na barra, ou mesmo do processo de fabricação da gaiola do rotor da máquina. Para representar tal situação, o modelo proposto é semelhante àquele apresentado no caso de barra quebrada. A diferença reside apenas na proporção em que cada corrente das malhas adjacentes à barra com defeito irá contribuir na composição das novas correntes de malha,

$$\begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ i_{l2}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} \\ i_{l2} \\ \vdots \\ k_1 i_{lk} + k_2 i_{l,k+1} \\ k_2 i_{lk} + k_1 i_{l,k+1} \\ \vdots \\ i_{ln} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Assim, a partir de várias simulações, a relação mostrada em (3.59) foi desenvolvida empiricamente, baseada nos resultados produzidos pelo *FEMM*, e permite a determinação dos coeficientes k_1 e k_2 , os quais são também representados pelas curvas da Figura 3.8. Neste caso, a variação da impedância da barra, em função do defeito na mesma, está restrita à variação no valor da sua resistência, desprezando-se neste cálculo a alteração no valor da sua indutância.

$$k_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{\exp\left(\frac{1}{n}\right)}{\exp\left(\frac{R_b^{defeito}/R_b}{n}\right)} + 1 \right) \quad (3.59)$$

$$k_2 = 1 - k_1$$

onde n = número de barras da gaiola do rotor;
 R_b = resistência de cada barra do rotor;
 $R_b^{defeito}$ = resistência da barra do rotor com defeito.

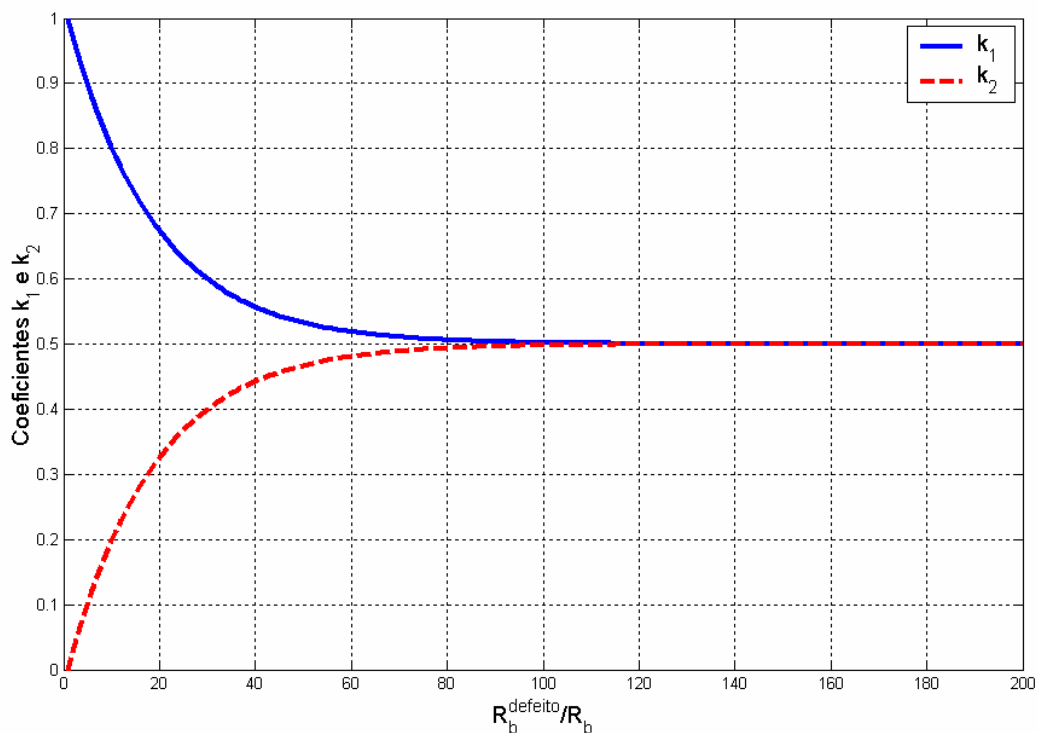


Figura 3.8 – Coeficientes k_1 e k_2 em função da elevação da resistência de uma barra ($n = 18$ barras).

3.2.4.3 Segmento(s) do Anel de Curto-Circuito Quebrado(s)

Um outro tipo de assimetria de rotor a ser analisado é o caso do segmento do anel de curto-circuito da malha k estar quebrado. Diferentemente do que ocorre nos casos anteriores, passará a existir, na realidade, uma corrente na malha do anel de curto-circuito ($i_e \neq 0$), a qual deverá ser igual à corrente que circula na malha k da gaiola [10], como mostra a Figura 3.9. Assim,

$$i_e^{nova} = i_{lk}^{nova} \quad (3.60)$$

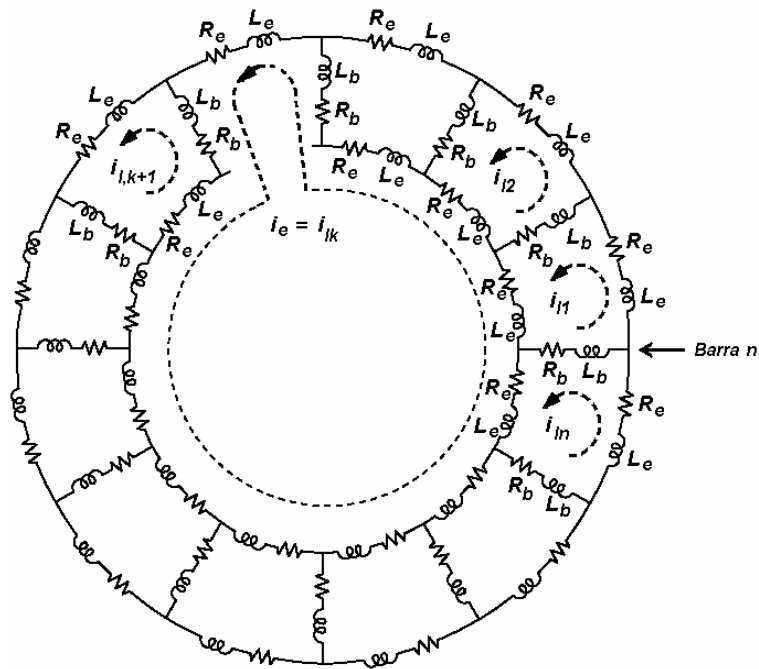


Figura 3.9 – Circuito equivalente da gaiola do rotor com um segmento do anel de curto-circuito quebrado.

Considerando-se as novas correntes de malhas na gaiola do rotor como sendo

$$i_e^{nova} = i_e + \Delta i_e \quad (3.61)$$

$$i_{lk}^{nova} = i_{lk} + \Delta i_{lk} \quad (3.62)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj} + \Delta i_{lj}, \quad j = 1 \dots n, \quad j \neq k. \quad (3.63)$$

e substituindo-se (3.61) a (3.63) em (3.23) e (3.60), tem-se:

$$\Delta i_{lj} = \frac{n \Delta i_e}{(n-1)} - \frac{\Delta i_{lk}}{(n-1)} \quad (3.64)$$

$$\Delta i_e = i_{lk} + \Delta i_{lk}. \quad (3.65)$$

Neste caso, têm-se duas equações, (3.64) e (3.65) e três incógnitas, isto é, Δi_e , Δi_{lj} e Δi_{lk} para se encontrar a solução do problema. Considerando-se preliminarmente que somente a corrente da malha que contém o segmento do anel de curto-circuito será sistematicamente modificada dentro do modelo proposto, tem-se que

$$\Delta i'_{lj} = 0 \quad (3.66)$$

$$\Delta i'_e = -\frac{i_{lk}}{(n-1)} \quad (3.67)$$

Entretanto, o modelo proposto não representa explicitamente a corrente na malha do anel de curto-circuito. Por outro lado, o efeito desta corrente deve ser contabilizado. Assim, a estratégia adotada foi a de alterar todas as correntes das demais malhas da gaiola do rotor para "compensar" a corrente da malha do anel de curto-circuito. Deste modo, o novo vetor das correntes de malha do rotor pode ser designado por:

$$\Delta i_{lj} = \Delta i'_e = -\frac{i_{lk}}{(n-1)} \quad (3.68)$$

$$\Delta i_e = 0 \quad (3.69)$$

Substituindo-se ainda (3.68) e (3.69) em (3.61) a (3.63), tem-se:

$$i_e^{nova} = 0 \quad (3.70)$$

$$i_{lk}^{nova} = 0 \quad (3.71)$$

$$i_{lj}^{nova} = i_{lj} - \frac{i_{lk}}{(n-1)}, \quad j = 1 \dots n, \quad j \neq k. \quad (3.72)$$

Desta forma, para representar um segmento do anel de curto-circuito quebrado, o vetor das correntes de malha do rotor deve ser modificado de acordo com (3.73).

$$\begin{bmatrix} i_l^{nova} \\ i_{l2}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} - \frac{i_{lk}}{(n-1)} \\ i_{l2} - \frac{i_{lk}}{(n-1)} \\ \vdots \\ 0 \\ i_{l,k+1} - \frac{i_{lk}}{(n-1)} \\ \vdots \\ i_{ln} - \frac{i_{lk}}{(n-1)} \end{bmatrix} \quad (3.73)$$

De forma análoga, pode demonstrar que, para o caso genérico de $n_{anéis_quebrados}$ segmentos consecutivos do anel de curto-circuito quebrados na gaiola do rotor, de números $k, k+1, \dots, k+n_{anéis_quebrados}-1$, a equação (3.74) determina, portanto, como o vetor das correntes de malha deve ser modificado dentro do modelo proposto para se representar a assimetria em questão.

$$\begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ i_{l2}^{nova} \\ \vdots \\ i_{lk}^{nova} \\ i_{l,k+1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{l,k+n_{anéis-quebrados}-1}^{nova} \\ \vdots \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l1} - \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{anéis-quebrados}-1}}{n - n_{anéis-quebrados}} \\ i_{l2} - \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{anéis-quebrados}-1}}{n - n_{anéis-quebrados}} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \vdots \\ i_{ln} - \frac{i_{lk} + i_{l,k+1} + \dots + i_{l,k+n_{anéis-quebrados}-1}}{n - n_{anéis-quebrados}} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

Finalmente, o novo vetor espacial da corrente de rotor \underline{i}_r^{novo} é determinado como em (3.75) e realimentado no algoritmo de integração do motor de indução. É interessante notar que somente as componentes $\underline{i}_r(1)$ e $\underline{i}_r(2)$ (i_{dr} e i_{qr} , respectivamente) são utilizadas no modelo (simétrico) de integração do motor de indução.

$$\underline{i}_r^{novo} = \begin{bmatrix} i_{dr}^{nova} \\ i_{qr}^{nova} \\ i_{0,1} \\ i_{0,2} \\ \vdots \\ i_{0,n-3} \\ i_{0,n-2} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} i_{l1}^{nova} \\ i_{l2}^{nova} \\ i_{l3}^{nova} \\ i_{lk}^{nova} \\ \vdots \\ i_{l,n-1}^{nova} \\ i_{ln}^{nova} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Pode-se ainda observar que nem todas as componentes de seqüência zero são diferentes de zero no novo vetor espacial da corrente de rotor. Para os casos de assimetrias nas barras, isto é, uma ou mais barras consecutivas quebradas ($n_{barras_quebradas}$), ou mesmo uma barra com defeito, o novo vetor espacial da corrente de rotor irá conter componentes de seqüência zero não nulas nas posições relativas às barras quebradas mais um, ou seja, nas posições $k, k+1, \dots, k+n_{barras_quebradas}$, como mostra a equação (3.76). Verifica-se ainda que o somatório das componentes de seqüência zero é igual zero.

$$\begin{bmatrix}
 i_{dr}^{nova} \\
 i_{qr}^{nova} \\
 0 \\
 \vdots \\
 i_{0,k-2} \\
 \vdots \\
 i_{0,k+n_{barras_quebradas}-3} \\
 i_{0,k+n_{barras_quebradas}-2} \\
 0 \\
 \vdots \\
 0
 \end{bmatrix}
 = T
 \begin{bmatrix}
 i_{l1}^{nova} \\
 i_{l2}^{nova} \\
 i_{l3}^{nova} \\
 \vdots \\
 i_{lk}^{nova} \\
 \vdots \\
 i_{l,k+n_{barras_quebradas}-1} \\
 i_{l,k+n_{barras_quebradas}} \\
 i_{l,k+n_{barras_quebradas}+1} \\
 \vdots \\
 i_{ln}^{nova}
 \end{bmatrix}
 \quad (3.76)$$

Por outro lado, para o caso de quebra de um segmento do anel de curto-circuito, todas as componentes de seqüência zero, $i_{0,1}, i_{0,2}, \dots, i_{0,n-2}$ de (3.75), são diferentes de zero no novo vetor espacial da corrente de rotor. Ao contrário do caso anterior, o somatório destas componentes de seqüência zero é também diferente de zero.

3.3 CONCLUSÕES

Um novo modelo dinâmico vetorial para máquinas de indução com o rotor em gaiola, que represente assimetrias de rotor, é desenvolvido. Tal modelo é baseado no modelo dq clássico de quinta ordem para máquinas de indução simétricas, acrescido de uma transformação linear do vetor espacial da corrente de rotor para cada tipo de assimetria, a saber, defeito de uma barra, quebra de uma ou mais barras e quebra de um ou mais segmentos do anel de curto-circuito da gaiola do rotor.

Cabe ainda ressaltar que as equações (3.1) a (3.8) descrevem uma máquina de indução com rotor bobinado equivalente de dois pólos. Em um primeiro momento no desenvolvimento do presente trabalho, esta restrição tinha como consequência que o número de barras n da gaiola do rotor considerado no modelo fosse o número total de barras dividido pelo número de pares de pólos, pois a quantidade de pares de pólos da máquina é levada em conta no *Modelo dq Equivalente* somente na equação do cálculo de conjugado (3.9), baseada na hipótese de que a máquina é simétrica. Neste caso, utilizou-se a matriz de transformação T dada pela equação (3.11). Entretanto, esta matriz de transformação não seria a mais adequada ao estudo de máquinas com rotor assimétrico com número de pólos superior a dois. Contudo, em um segundo momento, assume-se que o número de barras n da gaiola do rotor considerado no modelo seja o número total de barras, e a matriz de transformação T é determinada segundo a equação (3.12).

CAPÍTULO 4

VALIDAÇÃO DO MODELO DINÂMICO VETORIAL PROPOSTO DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO COM ASSIMETRIAS DE ROTOR

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A validação do modelo dinâmico vetorial de máquinas de indução com assimetrias de rotor, proposto no *Capítulo 3*, será realizada em três etapas. Em um primeiro momento, os resultados de várias simulações computacionais de um motor de indução trifásico de 2cv *standard* são apresentadas. As correntes nas barras, calculadas a partir do modelo proposto, são comparadas àquelas determinadas pela Análise por Elementos Finitos (*FEA*). O espectro de frequências das correntes de estator é também analisado com o objetivo de verificar se as grandezas de estator refletem as assimetrias de rotor. Além disto, outro método de diagnóstico de assimetrias de rotor, o *Método Vienna de Monitorização*, é ainda utilizado para identificação das assimetrias de rotor representadas pelo modelo proposto.

Em uma segunda etapa, o modelo proposto é validado comparando-se resultados de simulações com medições realizadas em um motor de indução trifásico especialmente construído para esta pesquisa. Este motor possibilita a realização de testes experimentais não-destrutivos de falhas na gaiola de um motor de indução e, em especial, permite a medição direta das correntes nas barras da gaiola. Desta forma, os valores das correntes nas barras da gaiola computadas pelo modelo proposto, pela Análise por Elementos Finitos e medidas nos testes experimentais são comparados. O espectro de freqüências das correntes no enrolamento trifásico do motor é também observado.

Na terceira fase de validação do modelo proposto, simulações e testes experimentais de um motor de indução trifásico, do tipo *Inverter Duty Motor TEBC* de 10cv, com vários rotores contendo diferentes assimetrias, são realizados para se avaliar os efeitos destas assimetrias nas grandezas de estator de uma máquina de indução, quando esta é acionada por um inversor de freqüências com controle de conjugado.

4.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS: MOTOR 2CV STANDARD

Resultados de simulações computacionais do modelo dinâmico vetorial proposto são analisados para diversos casos de assimetrias de rotor. Tais simulações são realizadas para um motor de indução com rotor em gaiola, cujos dados nominais e parâmetros equivalentes são apresentados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Valores nominais e parâmetros do motor *standard* de 2cv.

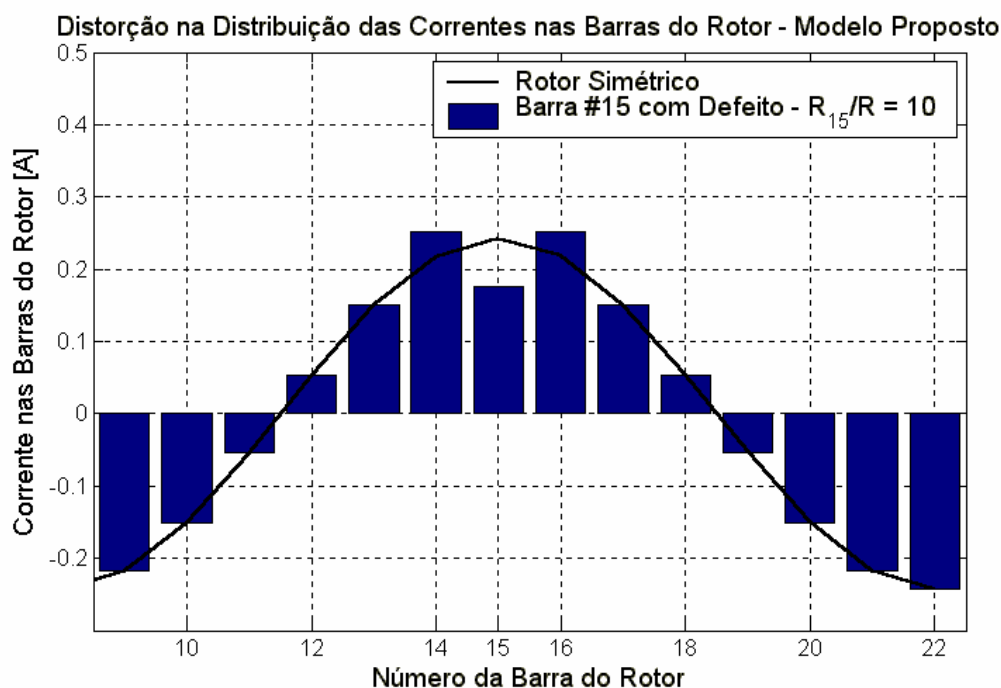
Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P_{mec}	2 cv
Freqüência Nominal	f	60 Hz
Tensão Nominal de Linha	V_s	380 V
Corrente Nominal de Linha	I_s	3,62 A
Número de Pólos	P	4
Número de Barras do Rotor	N	28
Velocidade Mecânica Nominal	ω_r	1754 rpm
Indutância de Magnetização	L_m	254,97 mH
Indutância de Dispersão de Estator	L_{ls}	9,92 mH
Indutância de Dispersão de Rotor	L'_{lr}	9,92 mH
Resistência de Estator	r_s	3,675 Ω
Resistência de Rotor	r'_r	2,065 Ω
Momento de Inércia	J	0,0045 kg.m ²

As condições de operação do motor, com rotor simétrico e assimétrico, são comparadas, assumindo-se operação com freqüência de escorregamento nominal e constante, ajustada para 1,53Hz. Isto conduz a um conjugado de aproximadamente 8,0N.m para a situação de operação com rotor simétrico. As simulações realizadas, considerando-se um motor de 2 pólos equivalente, como descrito em 3.3.3 – *Matriz de Transformação T*, contemplam as situações de barra(s) quebrada(s), barra com defeito e segmento(s) do anel de curto-circuito quebrado(s), conforme descrito em 3.2.4 – *Modelagem das Assimétrias de Rotor*. Os resultados alcançados com a utilização do modelo proposto abrangem ainda os métodos de validação reportados no Anexo A. Além disto, tais resultados são comparados com aqueles obtidos através do *Método dos Elementos Finitos*.

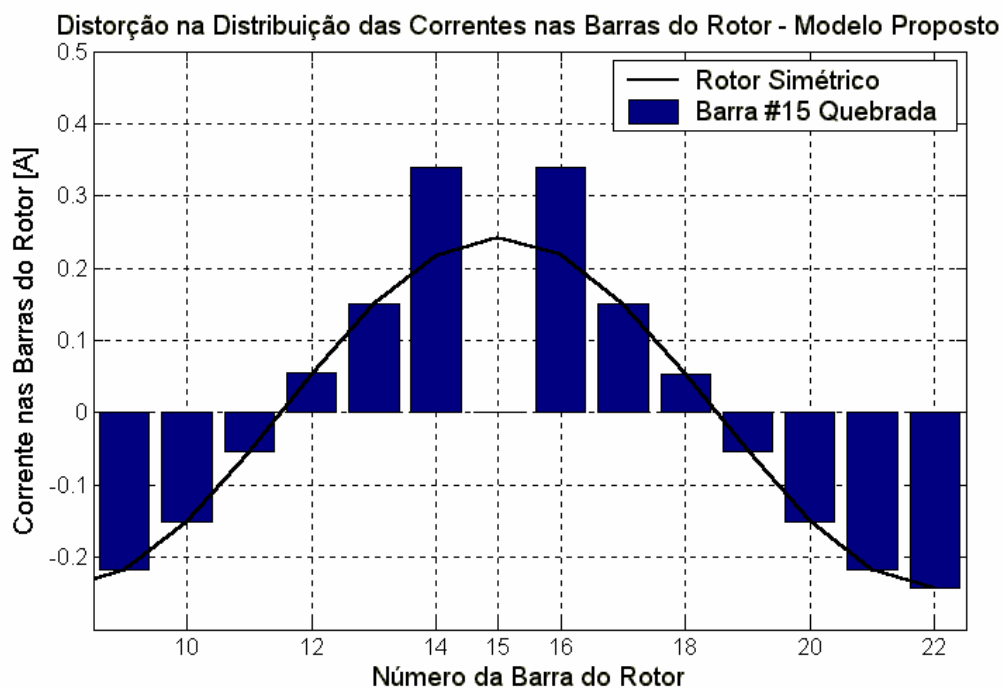
4.2.1 Barra(s) Quebrada(s) e Barra com Defeito

Utilizando-se o modelo proposto neste trabalho, os resultados obtidos são apresentados a seguir para os casos de uma barra com defeito, a barra #15, por exemplo, onde se representa uma elevação de 10 vezes na resistência da barra com defeito quando comparada com a de uma barra normal; uma barra quebrada (barra #15); e duas barras quebradas, barras de números 15 e 16. A Figura 4.1 mostra a distribuição das correntes nas barras do rotor, referidas ao estator, no instante de tempo em que a corrente na barra em falta (barra #15) estivesse passando pelo seu valor máximo, caso o rotor fosse simétrico.

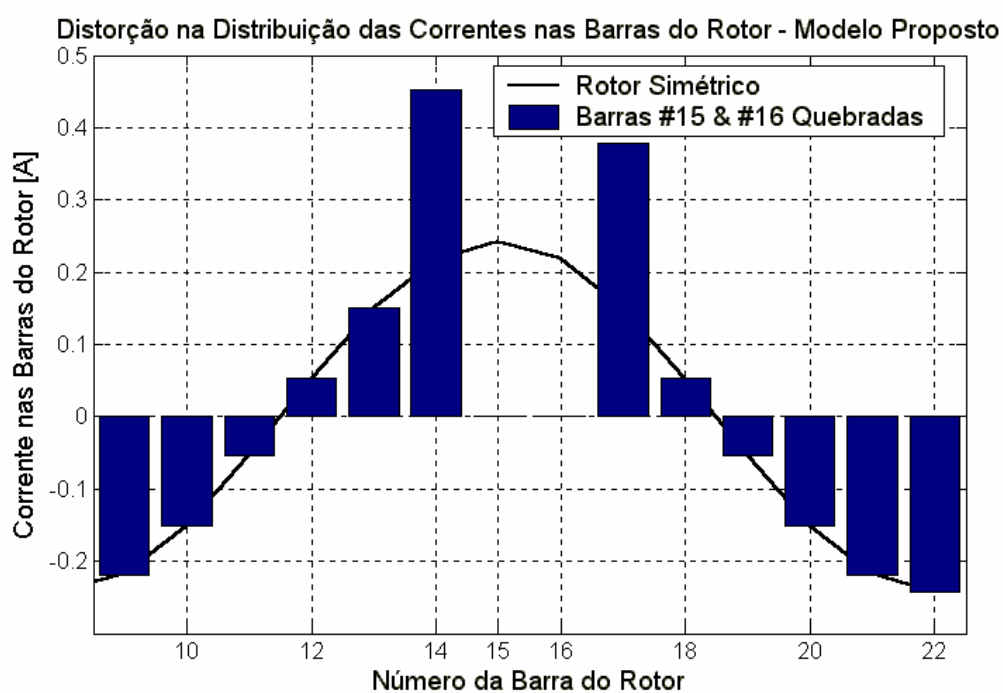
Observa-se que as correntes nas barras adjacentes à(s) barra(s) em falta aumentam sensivelmente, como já relatado na literatura [23], [26], [27], [31]. Estas correntes com valores superiores àqueles encontrados para o motor com rotor simétrico causam esforços adicionais nestas barras adjacentes, o que certamente implica na propagação do defeito.



(a)



(b)

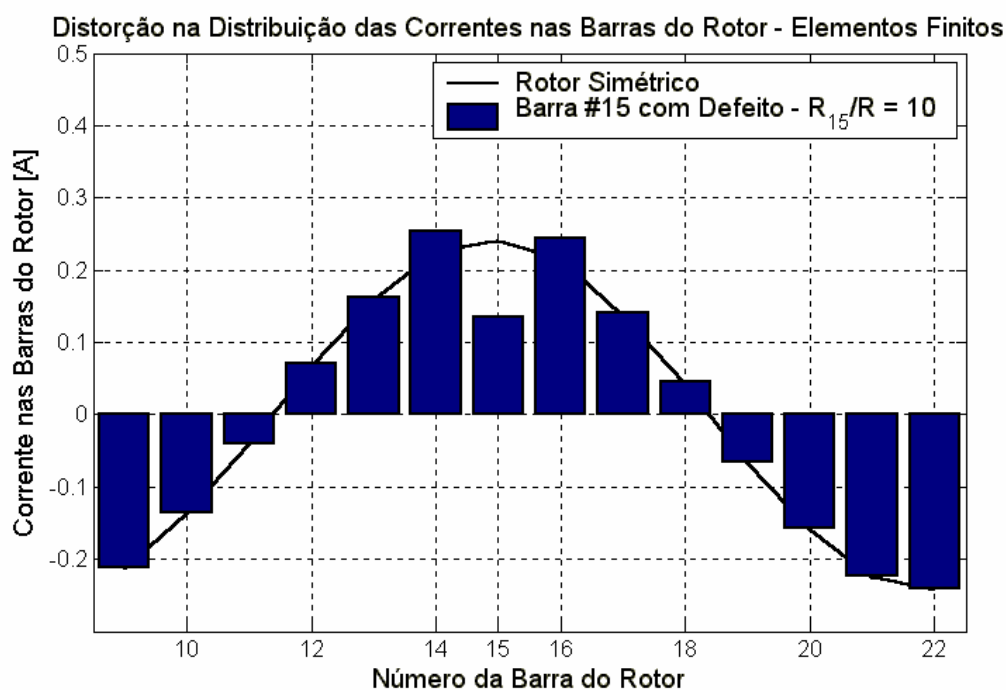


(c)

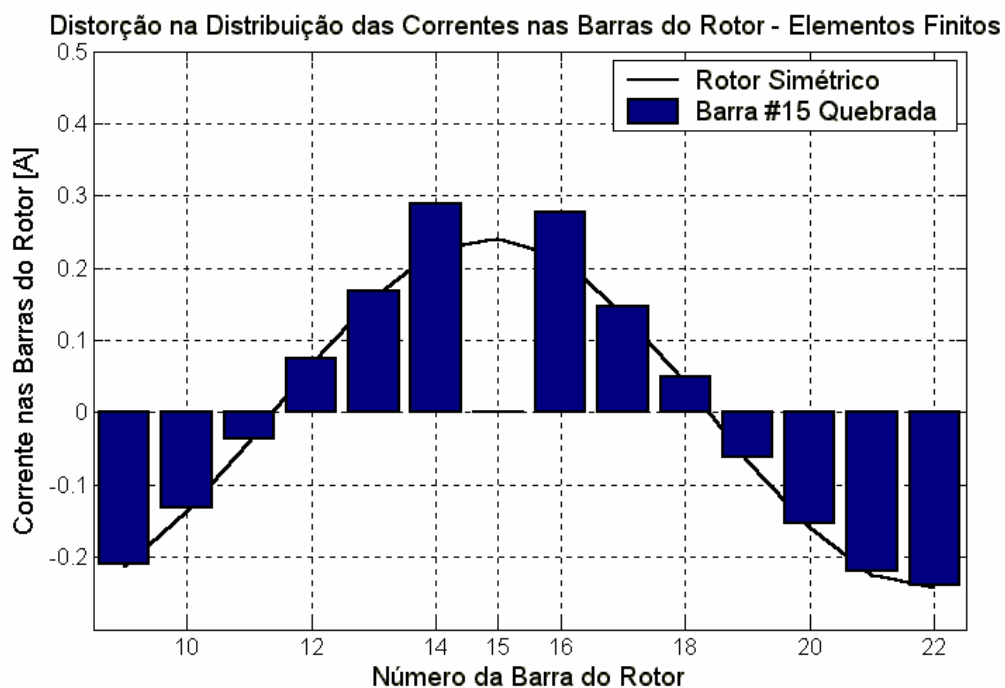
Figura 4.1 – Distribuição das correntes nas barras do rotor. Modelo Proposto com (a) barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$), (b) barra #15 quebrada e (c) barras #15 e #16 quebradas.

As simulações da máquina segundo o modelo proposto podem ser comparadas aos resultados obtidos pela *Análise Harmônica* do *FEMM – Finite Element Method Magnetics* [28]. Nesta análise, a máquina é simulada para condições nominais de carga e a frequência harmônica para cálculo dos Elementos Finitos é ajustada para a frequência de escorregamento nominal. A Figura 4.2 apresenta a distribuição das correntes nas barras do rotor, referidas ao estator, para algumas das assimetrias nas barras descritas anteriormente, utilizando-se a Análise por Elementos Finitos (*FEA*). A diminuição do valor da corrente na barra em falta (barra #15 com defeito), ou mesmo a ausência da corrente na(s) barra(s) quebrada(s), rompe o efeito de blindagem da gaiola do rotor e o fluxo penetra mais profundamente nesta região do motor, como ilustra a Figura 4.3.

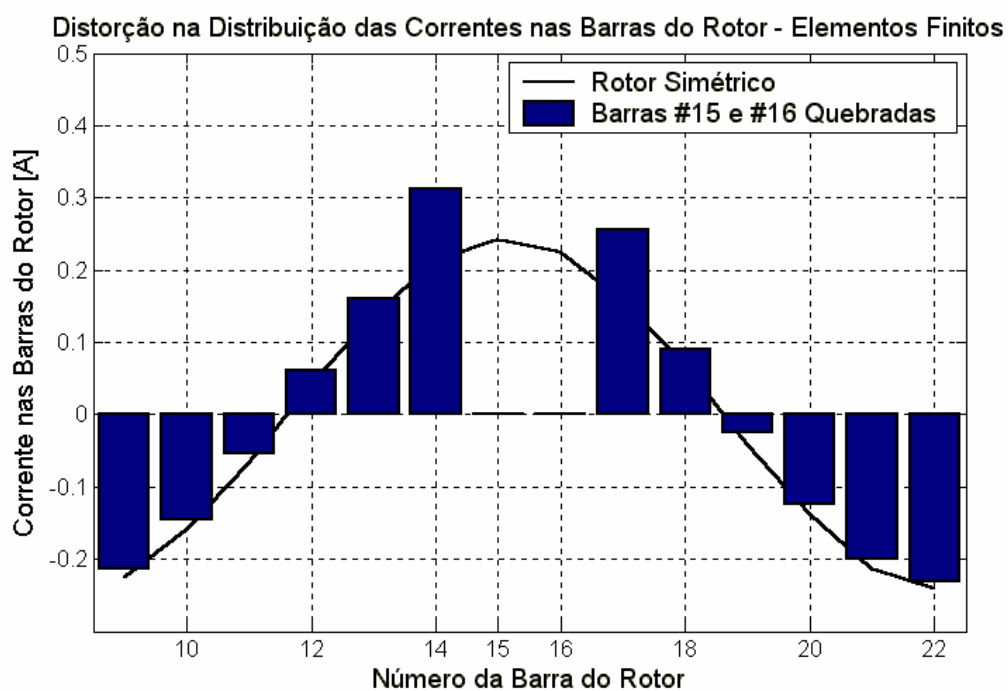
O valor RMS das correntes nas barras é também verificado para os dois métodos de simulação em questão, como mostra as Figuras 4.4 a 4.6. Observa-se nestes casos uma razoável aproximação entre os resultados obtidos. As Tabelas 4.2 a 4.4 apresentam os valores destas correntes RMS nas barras do rotor para o modelo proposto e para a análise por Elementos Finitos.



(a)

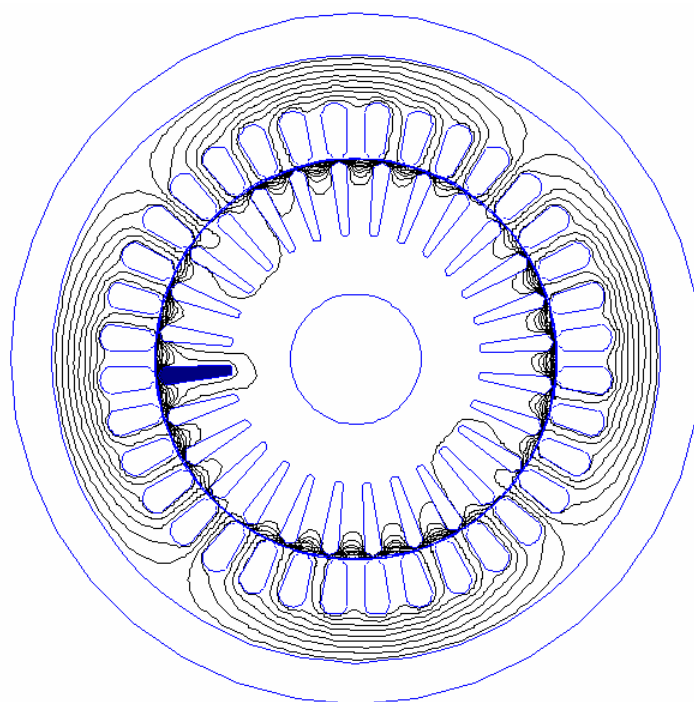


(b)

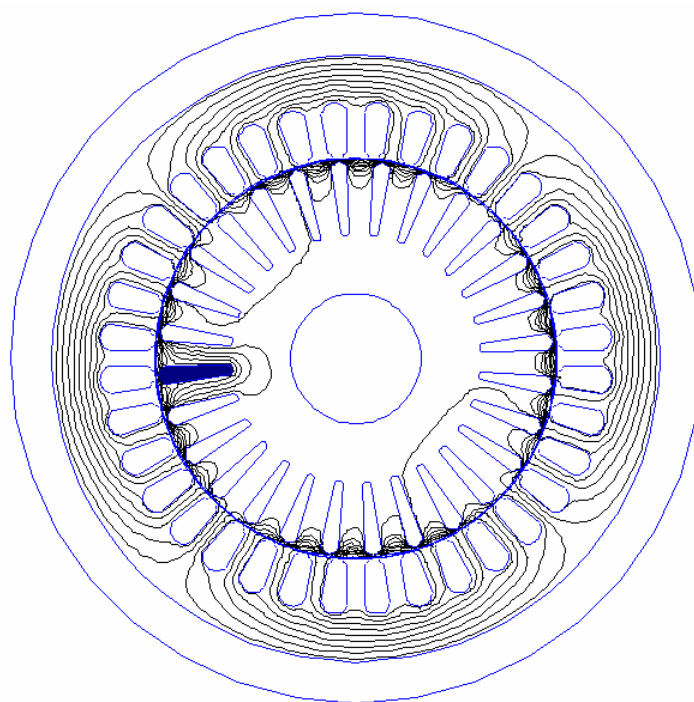


(c)

Figura 4.2 – Distribuição de corrente nas barras do rotor. Elementos Finitos com (a) barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$), (b) barra #15 quebrada e (c) barras #15 e #16 quebradas.



(a)



(b)

Figura 4.3 – Distribuição de fluxo no motor 2cv *standard* para freqüência $sf_e=1,53\text{Hz}$.
Elementos Finitos com (a) barra #15 com defeito e (b) barra #15 quebrada.

Distorção na Distribuição das Correntes RMS nas Barras do Rotor - Barra #15 com Defeito

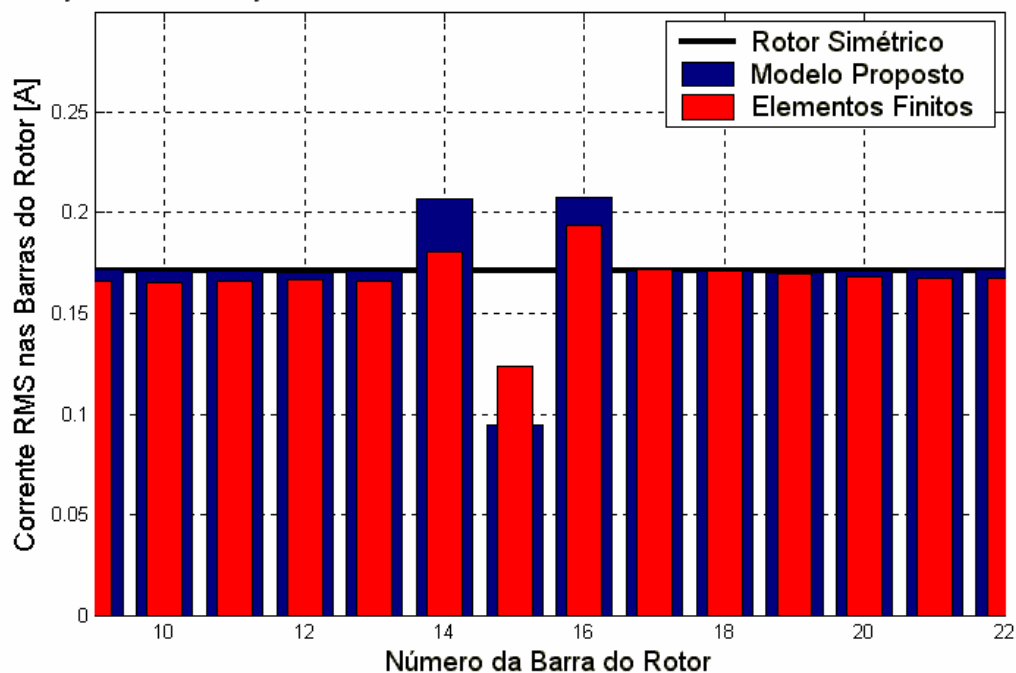


Figura 4.4 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com a barra #15 com defeito ($R_b^{defeito}/R_b = 10$). Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.

Tabela 4.2 – Corrente RMS nas barras do rotor, com a barra #15 com defeito.

Barra	I_{RMS} - Elementos Finitos (A)	I_{RMS} - Modelo Proposto (A)	Diferença (%)
9	0,1663	0,1718	-3,31
10	0,1652	0,1713	-3,69
11	0,1660	0,1708	-2,89
12	0,1667	0,1708	-2,46
13	0,1661	0,1711	-3,01
14	0,1803	0,2071	-14,86
15	0,1237	0,0945	23,61
16	0,1940	0,2073	-6,86
17	0,1717	0,1713	0,23
18	0,1710	0,1708	-0,21
19	0,1700	0,1707	-0,41
20	0,1683	0,1711	1,66
21	0,1676	0,1716	-2,39
22	0,1673	0,1719	-2,75

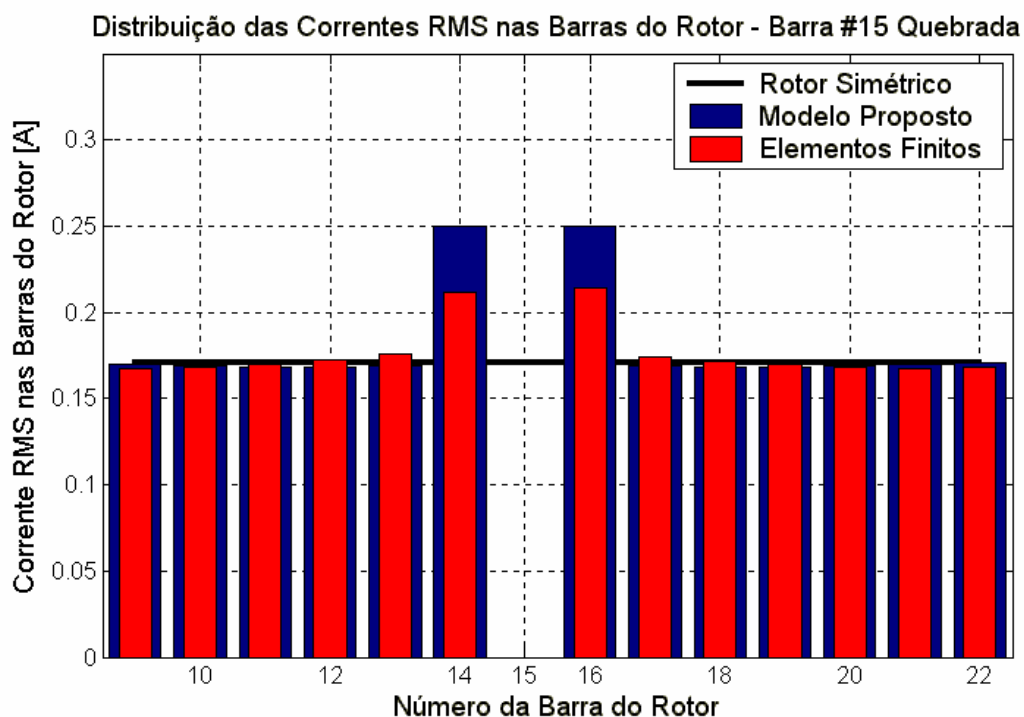


Figura 4.5 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com a barra #15 quebrada. Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.

Tabela 4.3 – Corrente RMS nas barras do rotor, com a barra #15 quebrada.

Barra	I_{RMS} - Elementos Finitos (A)	I_{RMS} - Modelo Proposto (A)	Diferença (%)
9	0,1677	0,1701	-1,43
10	0,1681	0,1690	-0,54
11	0,1703	0,1682	1,23
12	0,1720	0,1682	2,21
13	0,1756	0,1690	3,76
14	0,2114	0,2497	-18,12
15	0	0	-
16	0,2141	0,2498	-16,67
17	0,1738	0,1690	2,76
18	0,1720	0,1682	2,21
19	0,1697	0,1682	0,88
20	0,1678	0,1690	-0,72
21	0,1674	0,1705	-1,85
22	0,1681	0,1705	-1,43

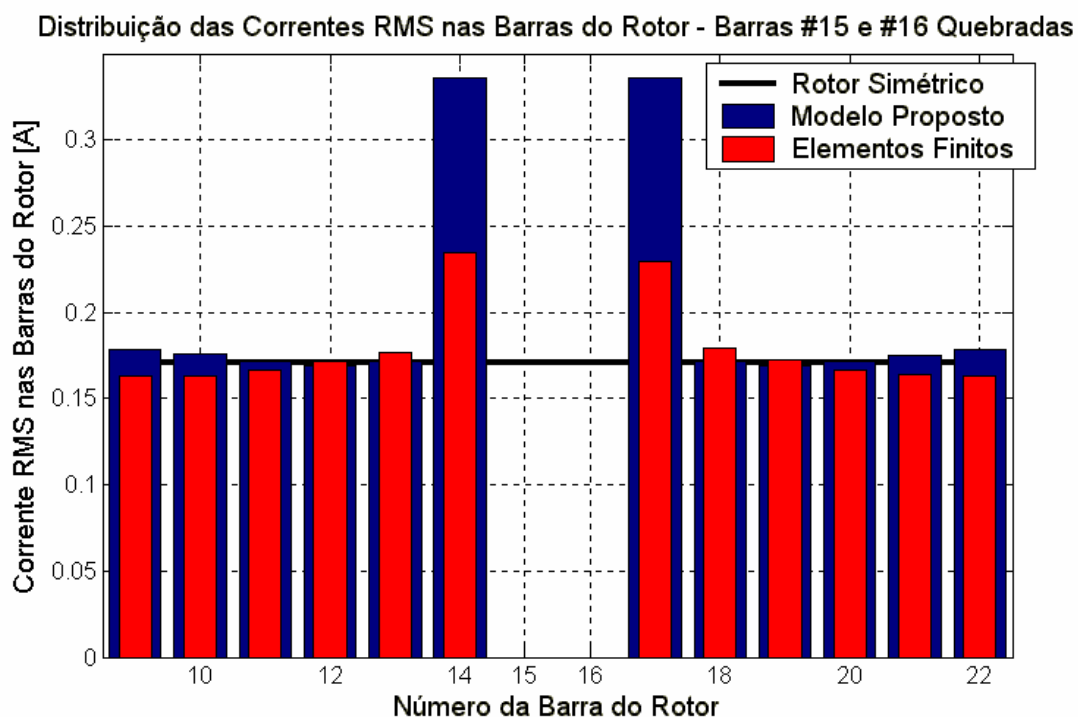


Figura 4.6 – Distribuição das correntes RMS nas barras do rotor com as barras #15 e #16 quebradas. Comparação entre o Modelo Proposto e a análise por Elementos Finitos.

Tabela 4.4 – Corrente RMS nas barras do rotor, com as barras #15 e #16 quebradas.

Barra	I_{RMS} - Elementos Finitos (A)	I_{RMS} - Modelo Proposto (A)	Diferença (%)
9	0,1627	0,1786	-9,77
10	0,1633	0,1755	-7,47
11	0,1663	0,1714	-3,07
12	0,1719	0,1694	1,45
13	0,1770	0,1712	3,28
14	0,2344	0,3358	-43,26
15	0	0	-
16	0	0	-
17	0,2293	0,3361	-46,58
18	0,1796	0,1714	4,57
19	0,1722	0,1694	1,63
20	0,1667	0,1712	-2,70
21	0,1636	0,1752	-7,09
22	0,1631	0,1785	-9,44

Por outro lado, como detalhado no *Anexo A – Métodos para Identificação de Assimetrias de Rotor*, o vetor espacial de fluxo de rotor, excitado tanto pela corrente de estator quanto pela corrente de rotor, é afetado por uma modulação, cuja frequência é duas vezes a frequência de escorregamento sf_e [20], [31]. Esta modulação resulta na distorção das grandezas terminais de estator, que corresponde às já conhecidas frequências de bandas laterais em regime permanente $(1 \pm 2ks)f_e$, onde $k = 1, 2, \dots$ e f_e é a frequência fundamental da rede, como mostra a Figura 4.7.

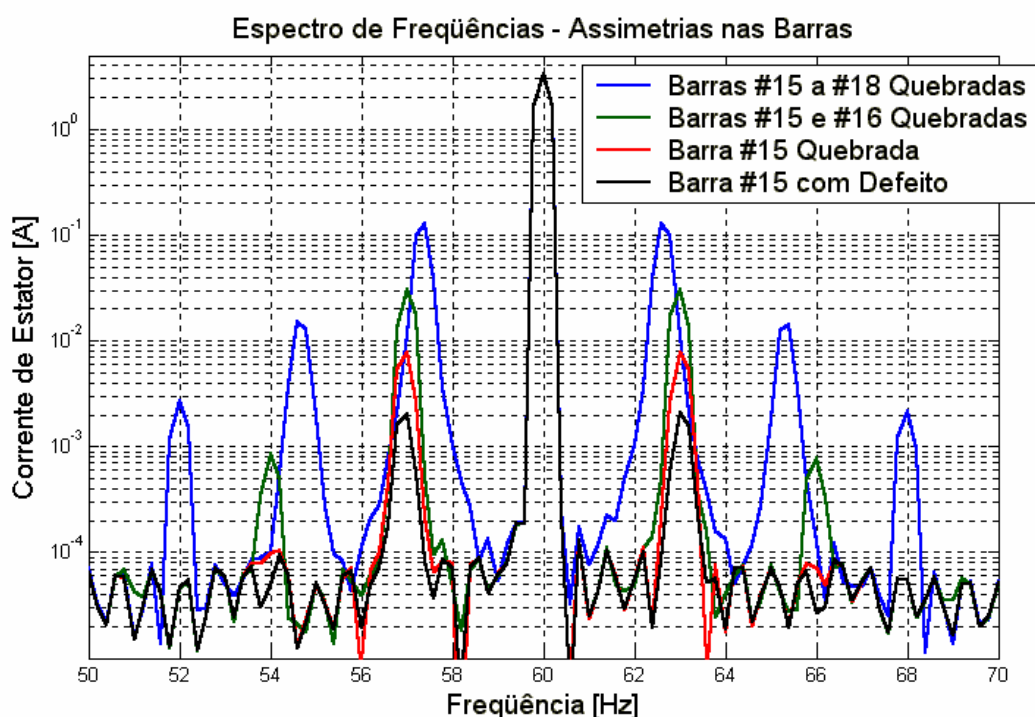


Figura 4.7 – Espectro de frequências da corrente de estator para assimetrias nas barras da gaiola do rotor. Modelo Proposto.

A saída do *Método Vienna de Monitorização (Anexo A)*, ou seja, o gráfico do desvio de conjugado em função do vetor do ângulo de posição do fluxo de rotor, escalonado em função do número da barra do rotor, é apresentado na Figura 4.8. O ponto de mínimo local no desvio de conjugado indica a localização da barra quebrada. É interessante notar a redundância na indicação da barra em falta devida a diferença entre a velocidade mecânica e elétrica do rotor [31] para máquinas com número de pólos superior a dois.

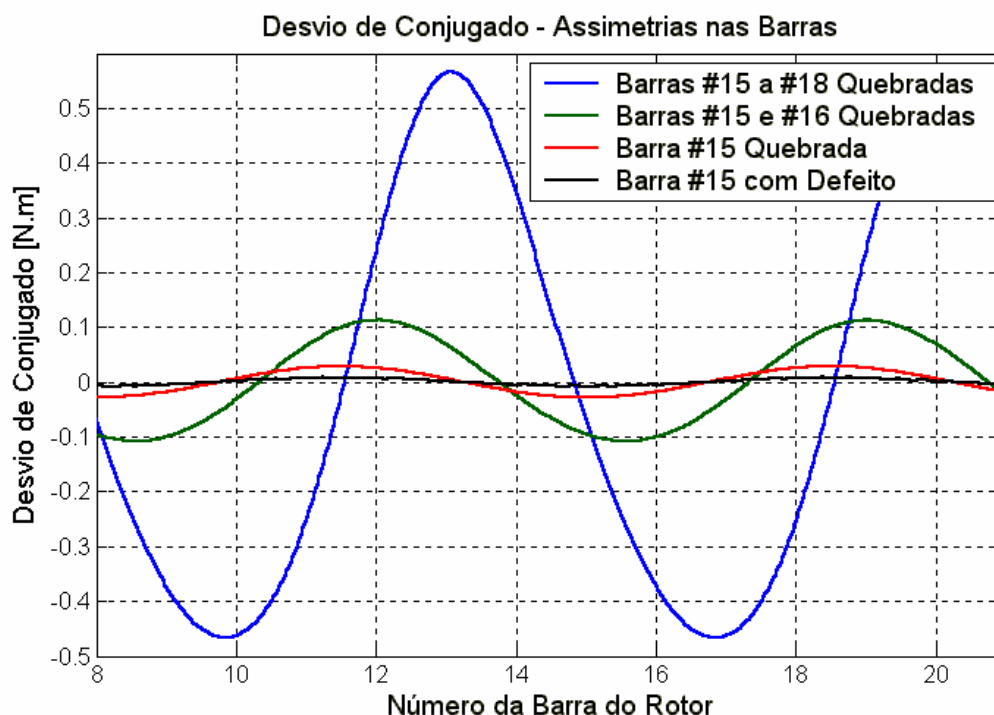
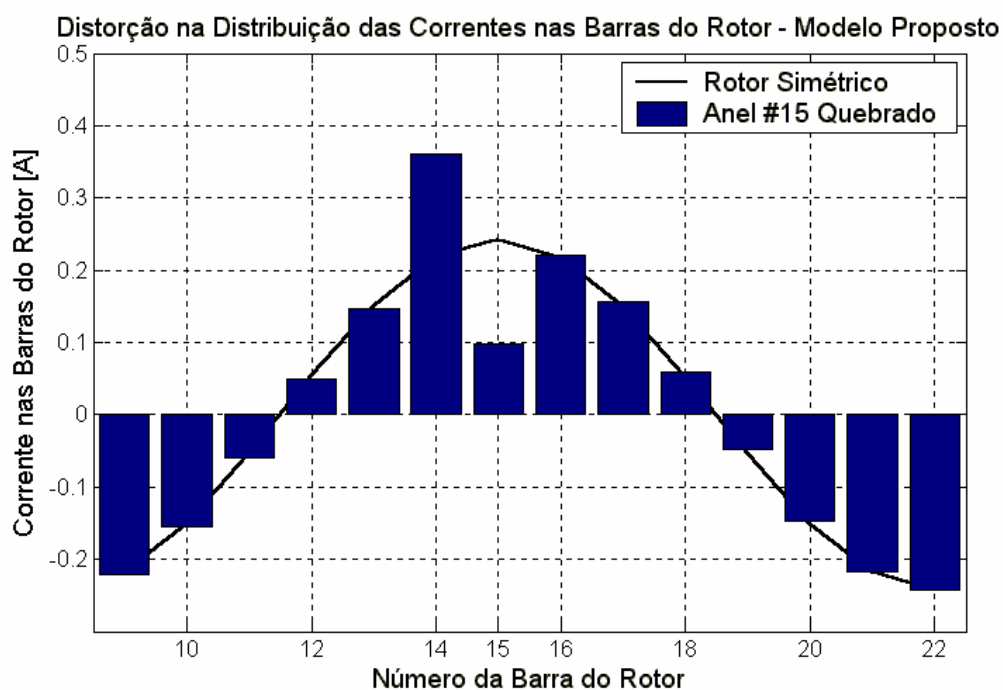


Figura 4.8 – Desvio de conjugo em função do ângulo do fluxo de rotor para assimetrias nas barras da gaiola do rotor. Modelo Proposto.

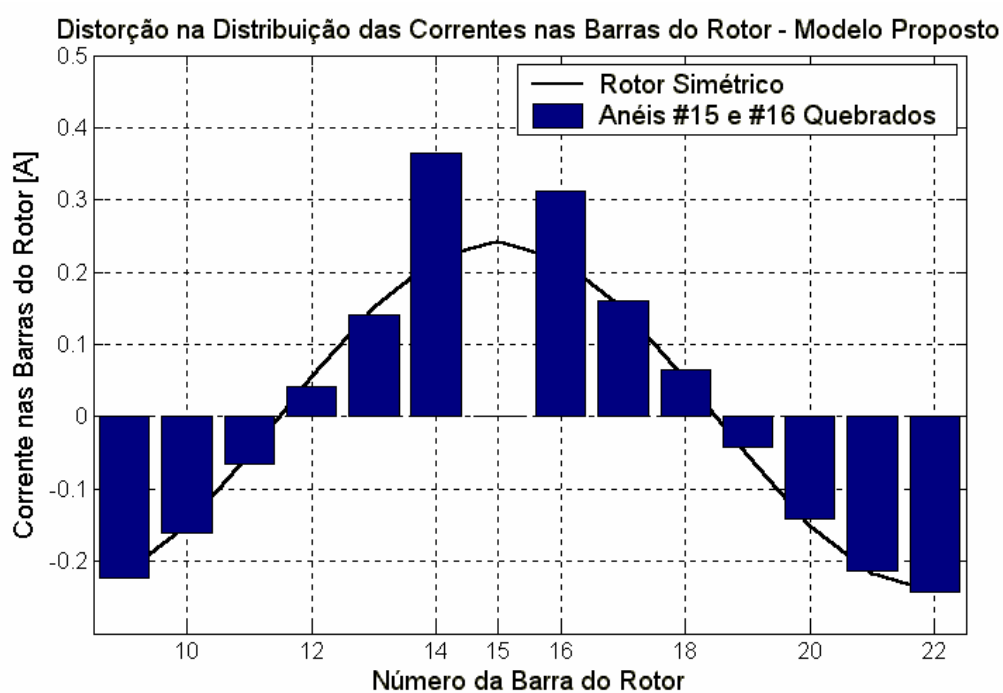
4.2.2 Segmento do Anel de Curto-Circuito Quebrado

As Figuras 4.9 a 4.11 apresentam os resultados da simulação do método proposto para as situações onde o segmento do anel de curto-circuito da gaiola do motor de indução entre as barras #14 e #15 (anel #15) é quebrado, e também quando os segmentos do anel de curto-circuito entre as barras #15 e #16, além do segmento do anel de curto-circuito entre as barras #14 e #15, estão rompidos. Ou seja, para o caso dos anéis #15 e #16 quebrados.

A distribuição das correntes nas barras do rotor, referidas ao estator, no instante de tempo em que a corrente nas barras em falta estivesse passando pelo seu valor máximo, caso o rotor fosse simétrico, podem ser observadas na Figura 4.9. Cabe ressaltar que a pequena corrente que circula pela(s) malha(s) em falta é, na verdade, a corrente do anel de curto-circuito, pois o segmento do anel de curto-circuito da gaiola está rompido (Figura 2.3).



(a)



(b)

Figura 4.9 – Distribuição de corrente nas barras do rotor. Modelo Proposto com (a) segmento #15 do anel de curto-circuito quebrado e (b) segmentos #15 e #16 do anel de curto-circuito quebrados.

Para os casos de assimetrias no anel de curto-circuito em questão, o espectro harmônico das correntes de estator também foi analisado (Figura 4.10) como forma de validação do modelo proposto de máquina de indução com assimetrias de rotor. Ressalta-se a presença das bandas laterais como indicação de assimetrias de rotor.

A Figura 4.11 a seguir mostra o desvio de conjugado em função do ângulo do fluxo de rotor computado pelo *Método Vienna de Monitorização*. Verifica-se que a indicação do ponto de defeito (ponto de mínimo da curva) está entre as barras #14 e #15 para o caso do segmento #15 do anel de curto-circuito estar rompido, e sobre a barra #15 na situação em que os segmentos #15 e #16 do anel de curto-circuito estão quebrados, ou seja, exatamente nas regiões da falta do rotor.

Cabe salientar que a validação do modelo proposto para quebra de um segmento do anel de curto-circuito através da *Análise Harmônica por Elementos Finitos* não foi possível de ser realizada, pois o *software* disponível contempla apenas duas dimensões (2D), ou seja, não abrange o plano axial do motor (3D).

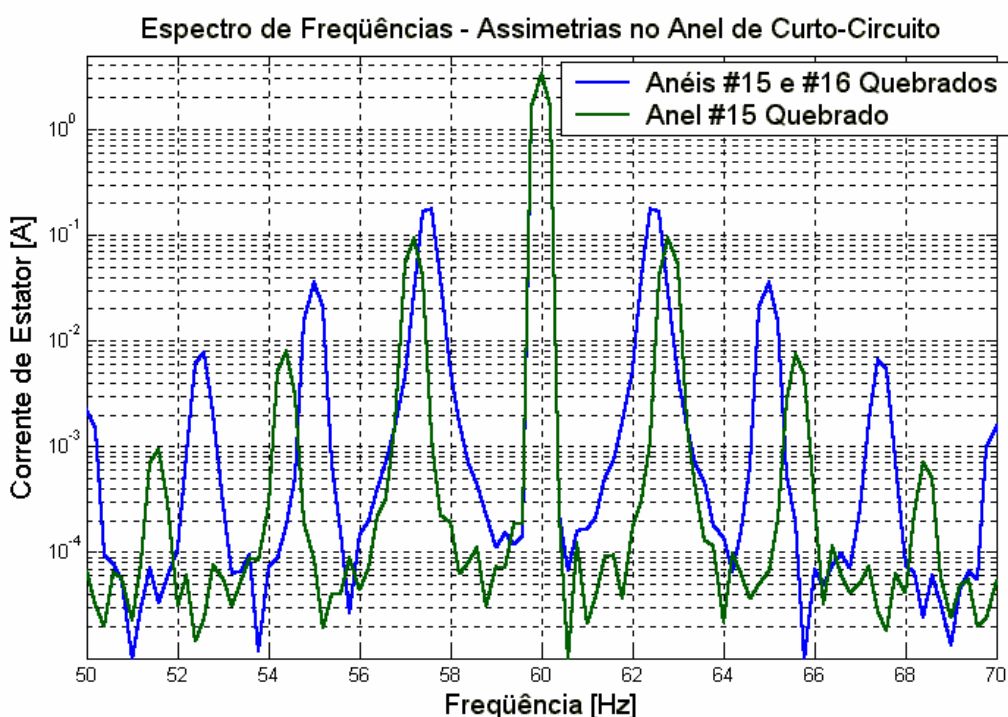


Figura 4.10 – Espectro de frequências da corrente de estator para assimetrias no anel de curto-circuito da gaiola do rotor. Modelo Proposto.

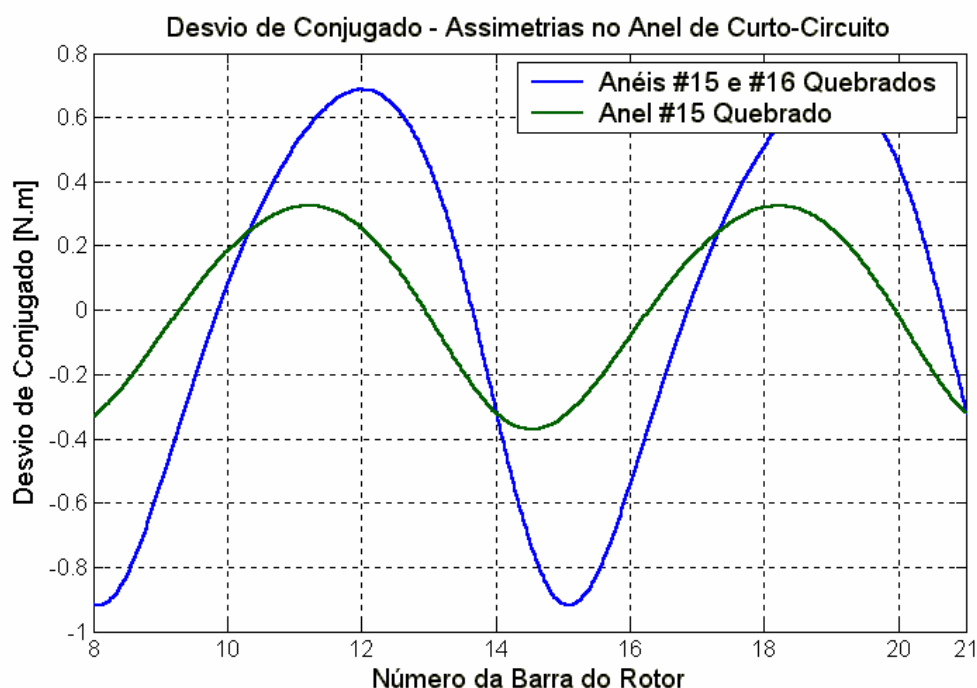


Figura 4.11 – Desvio de conjugado em função do ângulo do fluxo de rotor para assimetrias no anel de curto-circuito da gaiola do rotor. Modelo Proposto.

4.2.3 Comentários

De uma forma geral, o modelo proposto corresponde a uma boa representação de uma máquina de indução com pequenas assimetrias de rotor. Comparando-se a distribuição das correntes instantâneas nas barras do motor, resultantes da simulação do modelo para faltas nas barras do rotor (Figura 4.1) e do *FEMM* (Figura 4.2), verifica-se que as correntes nas barras adjacentes àquelas com problemas sofrem grandes alterações, diferentemente das demais, como também relatado em [23], [26], [27], [31]. Entretanto, estas correntes máximas nas barras adjacentes à(s) barra(s) em falta não correspondem exatamente aos mesmos valores, quando se observa os resultados do método proposto e do *FEMM*. Tais diferenças têm origem nas diversas e diferentes hipóteses simplificativas assumidas em cada um dos modelos, além do fato de que as simulações realizadas com o modelo proposto consideram um motor equivalente de 2 pólos, como mostra a Figura 3.3. Isto resulta em uma amplificação da assimetria do motor, ou seja, a simulação de uma barra quebrada com o modelo proposto equivale, na realidade, à simulação de duas barras quebradas.

Comparando-se, por exemplo, as correntes RMS nas barras do rotor com a barra #15 quebrada, calculadas pelo modelo proposto (Tabela 4.3), e aquelas determinadas pelo *FEMM* para o caso das barras #15 e #16 quebradas (Tabela 4.4), pode-se constatar tal afirmação. Neste caso, as diferenças nos valores RMS das correntes nas barras #14 e #16 do rotor, adjacentes à barra #15 quebrada, calculadas a partir do modelo proposto e do *FEMM* seriam iguais a -6,53% e -8,94%, respectivamente, inferiores portanto àquelas apresentadas na Tabela 4.3.

Observa-se que quanto "menor" a assimetria do rotor, melhor será a resposta do modelo proposto, quando comparado ao método dos Elementos Finitos. Com relação aos demais métodos utilizados para validação do modelo proposto, a saber, espectro harmônico das correntes de estator da máquina e *Método Vienna de Monitorização*, os resultados alcançados com o modelo proposto correspondem ao esperado.

Verifica-se que a análise do espectro harmônico não é tão eficaz no caso de apenas uma barra com defeito, ou mesmo quebrada, onde a amplitude das componentes correspondentes às frequências de bandas laterais é bastante pequena, quando comparada com a amplitude da componente fundamental, e dificilmente seria detectada por instrumentos de medição de padrão industrial. Neste contexto, segundo os autores [31] - [37], o *Método Vienna de Monitorização* é mais adequado na detecção de assimetrias de rotor, mesmo para pequenas assimetrias (uma barra com defeito, por exemplo), e indica inclusive a região do rotor onde ocorre a falta (Figuras 4.8 e 4.11). Entretanto, tal fato não foi comprovado experimentalmente neste trabalho.

Por fim, constata-se que o efeito da ruptura de um ou mais segmentos do anel de curto-circuito (Figuras 4.10 e 4.11) afeta mais significativamente a máquina do que o caso de uma ou mais barras quebradas (Figuras 4.7 e 4.8), quando todas as correntes das malhas são substancialmente afetadas, assim como as correntes de estator e o conjugado desenvolvido pelo motor [38].

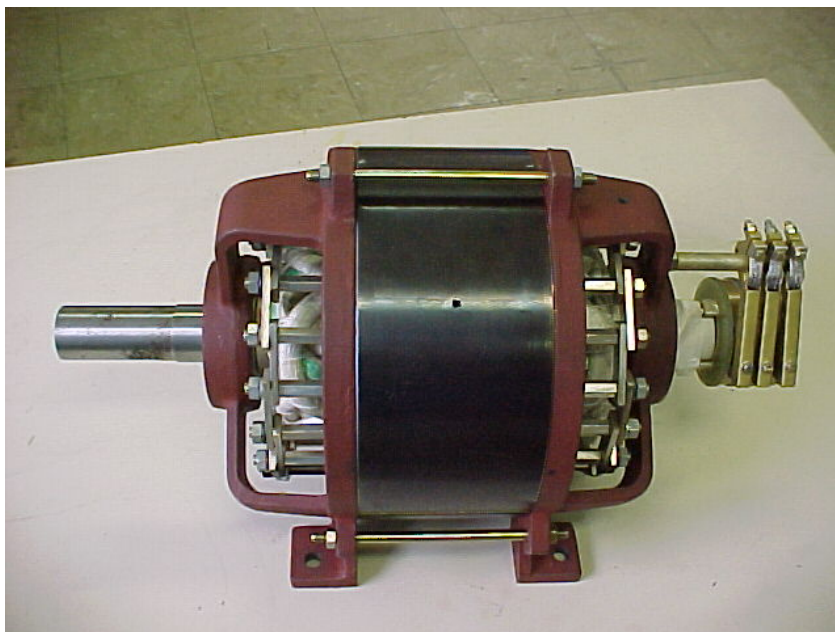
4.3 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS X TESTES EXPERIMENTAIS:

MOTOR *FRANK*

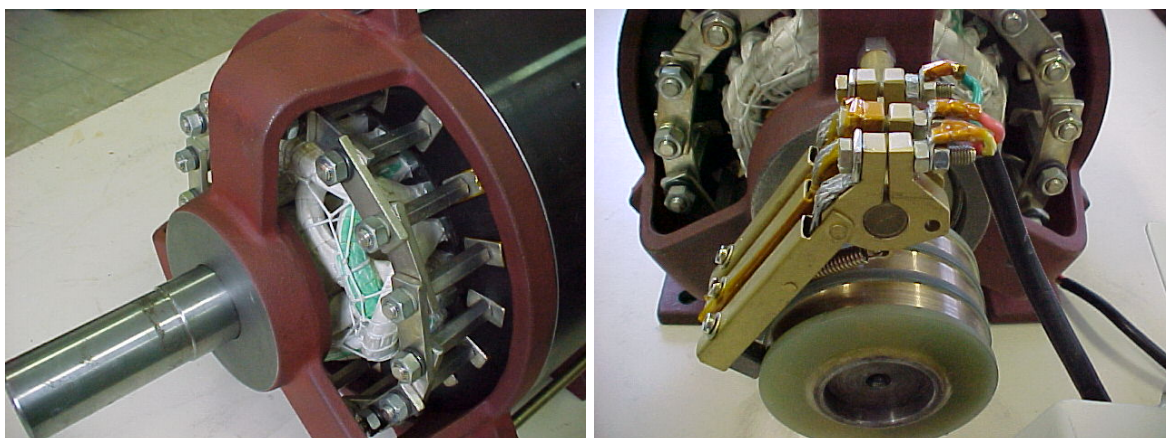
Com o objetivo de validar o modelo dinâmico vetorial proposto neste trabalho, especialmente no que diz respeito às correntes nas barras da gaiola de esquilo de uma máquina de indução, um motor de indução especial, denominado *Frank*, foi projetado e construído pela *WEG Equipamentos Elétricos S/A – Motores* e cedido ao *Laboratório de Aplicações Industriais do Departamento de Engenharia Elétrica / UFMG*. A Figura 4.12 apresenta algumas fotografias da referida máquina ainda em processo de montagem na fábrica. Na verdade, este é um motor de indução "invertido", onde a gaiola de esquilo está no estator e o enrolamento trifásico está no rotor, conectado à fonte CA trifásica através de anéis coletores. Pode-se observar que a gaiola do motor é constituída de barras e segmentos do anel de curto-circuito parafusados, de forma a permitir a sua operação com barras ou segmentos do anel de curto-circuito quebrados, ou melhor, retirados. As barras da gaiola são também prolongadas para fora do pacote a fim de permitir a medição da corrente em cada uma delas, bem como em cada segmento do anel de curto-circuito. Os dados nominais deste motor estão listados na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 – Dados nominais do motor especial *Frank*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P_{mec}	2 cv
Freqüência Nominal	f	60 Hz
Tensão Nominal de Linha	V_s	380 V
Corrente Nominal de Linha	I_s	7,1 A
Número de Pólos	P	4
Número de Barras do Rotor	N	18
Velocidade Mecânica Nominal	ω_r	1503 rpm
Momento de Inércia	J	0,0406 kg.m ²



(a)



(b)

(c)

Figura 4.12 – Máquina de indução especial *Frank* (a), com os detalhes da gaiola (b) e dos anéis coletores do enrolamento trifásico (c).

Uma bancada de testes foi montada (Figura 4.13) no *Laboratório de Aplicações Industriais do Departamento de Engenharia Elétrica / UFMG* e vários ensaios realizados. Estes testes experimentais contemplam condições de operação do motor *Frank* com gaiola simétrica e assimétrica e os resultados comparados com as simulações realizadas através do modelo proposto e da análise por Elementos Finitos, sob a ótica das correntes RMS nas barras do motor, além do espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico.



Figura 4.13 – Bancada de ensaios do motor *Frank* no LAI / UFMG.

4.3.1 *Frank* com Gaiola Simétrica

Vários foram os ensaios realizados com o motor *Frank* com a gaiola simétrica. Inicialmente, os ensaios com o motor a vazio e com o "rotor" bloqueado, cujos dados se encontram na Tabela 4.6, possibilitaram a determinação dos parâmetros elétricos equivalentes do referido motor, mostrados na Tabela 4.7. Cabe ressaltar que o ensaio a vazio foi realizado com o motor carga energizado através do inversor de frequência, de forma a garantir velocidade síncrona ao conjunto motor-carga e suprir as perdas por atrito e ventilação do motor *Frank*.

Para realização dos testes experimentais, o motor *Frank* é alimentado diretamente pela rede CA (220V, 60Hz) e o outro motor da bancada de testes (10cv, 220V, 26,4A, 1760rpm, 4 pólos), operando como carga, é alimentado por um inversor de frequência (WEG – CFW09, 28A, 220V, 60Hz) [39], cuja velocidade é ajustada para determinação da carga requerida, isto é, um conjugado de carga de aproximadamente 10N.m e uma velocidade mecânica do conjunto de cerca de 1712rpm. Deste modo, o motor *Frank* opera com uma frequência de escorregamento sf_e de 2,95Hz.

Tabela 4.6 – Ensaio típicos do motor especial *Frank*.

Grandeza	Ensaio com Rotor Bloqueado		Ensaio a Vazio		
Tensão do Enrolamento 3 ϕ (V)	376,2	380,2	284,9	189,2	95,5
Corrente do Enrolamento 3 ϕ (A)	16,52	6,143	3,615	2,340	1,259
Potência 3 ϕ de Entrada (W)	7963,0	626,0	323,0	126,0	12,1
Frequência (Hz)	60			60	
Resistência, a frio (Ω)	-			1,21	

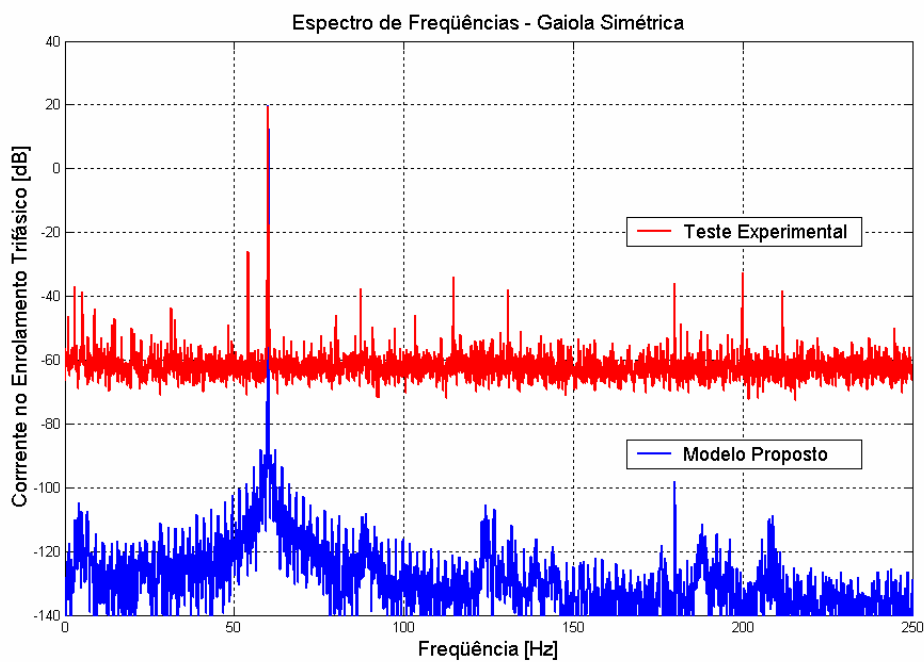
Tabela 4.7 – Parâmetros equivalentes do motor especial *Frank*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência de Magnetização	R_m	258,5 Ω
Indutância de Magnetização	L_m	88,4 mH
Indutância de Dispersão do Enrolamento Trifásico	L_{ls}	7,5 mH
Indutância de Dispersão da Gaiola	L'_{lr}	7,5 mH
Resistência do Enrolamento Trifásico	r_s	0,61 Ω
Resistência da Gaiola	r'_r	1,05 Ω

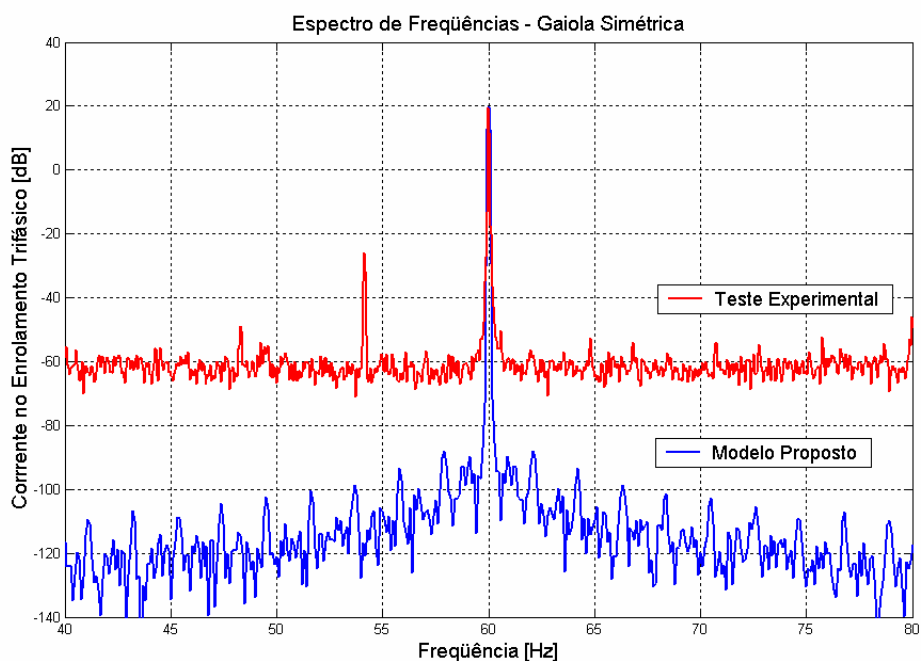
O espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico do motor *Frank* operando com gaiola simétrica é mostrado na Figura 4.14. Verifica-se, além da componente fundamental f_e (60Hz), a presença de outras componentes, a saber:

- componente espectral característica da banda lateral inferior $f_e - 2sf_e$ (54,1Hz);
- componentes nas frequências $f_e \pm f_{rm}$ ($60 - 28,5 \approx 32$ Hz e $60 + 28,5 \approx 88$ Hz) resultantes de inerentes excentricidades no entreferro do motor [40];
- componentes nas frequências 120Hz, 180Hz e 240Hz, com ênfase na componente de $3f_e$ (180Hz), em consequência de desequilíbrios nas tensões trifásicas da rede e de assimetrias próprias nos enrolamentos trifásicos do motor [40].

A Figura 4.15 a seguir apresenta as correntes medidas e calculadas pelo modelo proposto nas barras da gaiola em função do tempo. Uma semelhança entre estas grandezas pode ser observada, no que se refere à amplitude e ao ângulo de fase das correntes nas barras.

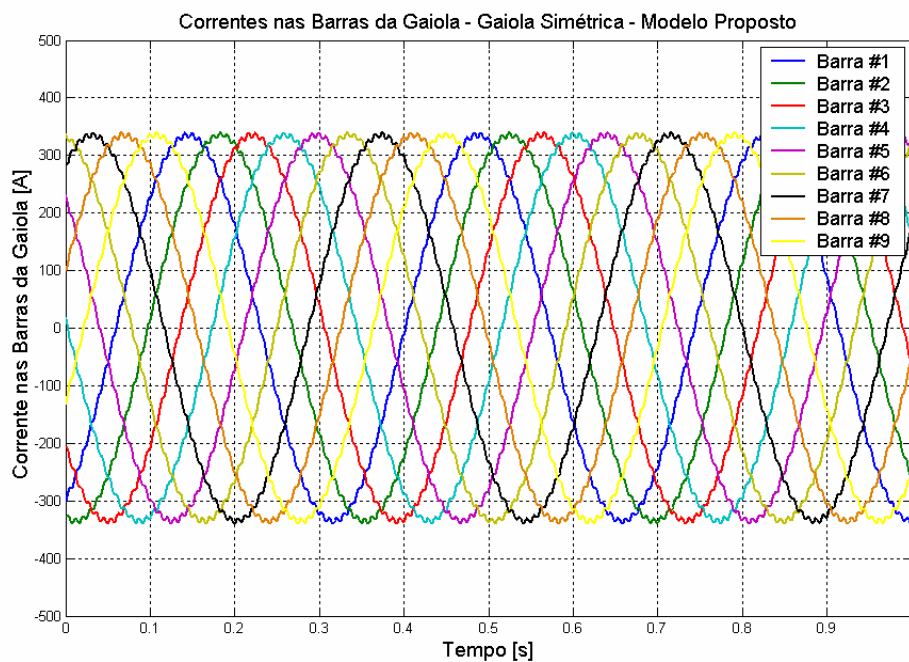


(a)

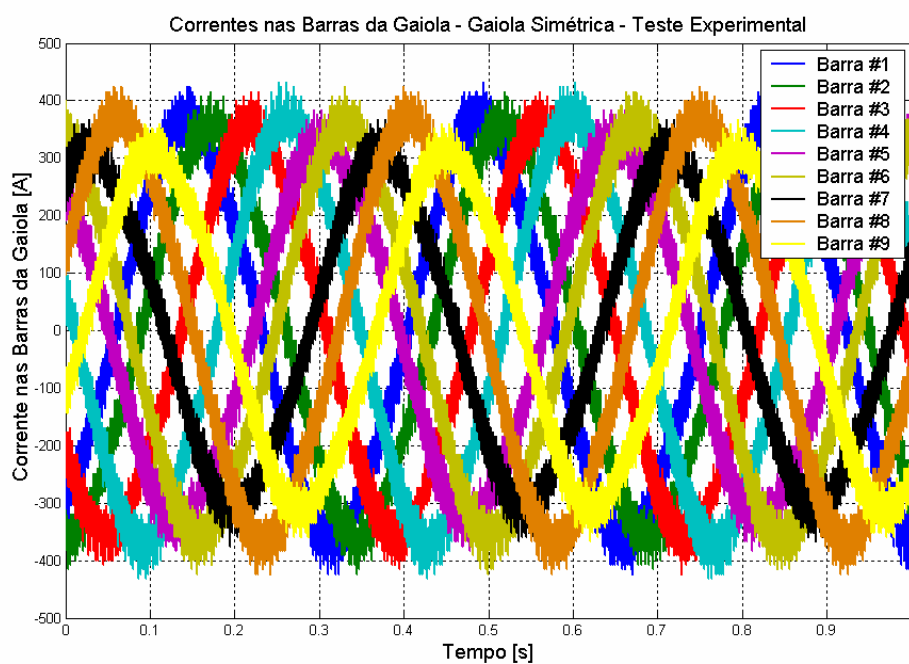


(b)

Figura 4.14 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso do motor com a gaiola simétrica. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.



(a)



(b)

Figura 4.15 – Correntes nas barras do motor com a gaiola simétrica. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

A Tabela 4.8 apresenta uma comparação entre as amplitudes das componentes espectrais das correntes do enrolamento trifásico obtidas através da simulação do modelo proposto e das medições do motor *Frank*. Deve-se ressaltar que o modelo proposto para o motor de indução não contempla assimetrias inerentes de rotor ou estator, ou seja, gaiola e enrolamento trifásico no caso do motor *Frank*, respectivamente, nem tampouco irregularidades no entreferro (excentricidade), e considera que as tensões da rede CA que alimentam o motor são intrinsicamente desbalanceadas, com componentes de seqüência negativa variando de 0,2% a 0,4%. Como era esperado, a diferença entre o valor calculado e o medido obtida na componente fundamental é desprezível e o modelo não reproduz a banda lateral inferior. Entretanto, a amplitude desta banda lateral medida equivale a aproximadamente -46dB em relação à fundamental, o que não seria considerado uma "assimetria de rotor" na prática, pois é menor que -40dB . Além disto, uma componente de pequena amplitude pode ser observada na freqüência de 180Hz na curva relativa ao modelo proposto devido ao desbalanceamento das tensões de alimentação.

Tabela 4.8 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da gaiola simétrica.

Freqüência (Hz)	Modelo (dB)	Teste (dB)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	-	-25,9913	-
f_e	19,7523	19,5247	1,17
$(1+2s)f_e$	-	-	-

A distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola do motor *Frank* é apresentada na Figura 4.16, onde se compara os resultados das simulações da máquina segundo o modelo proposto e a *Análise Harmônica* do *FEMM – Finite Element Method Magnetics* [28] com aqueles obtidos nos testes experimentais. Observa-se uma boa aproximação entre os valores do modelo proposto e os testes experimentais (Tabela 4.9), com diferenças inferiores a 15%, que correspondem às assimetrias próprias da gaiola, não modeladas pelo método proposto.

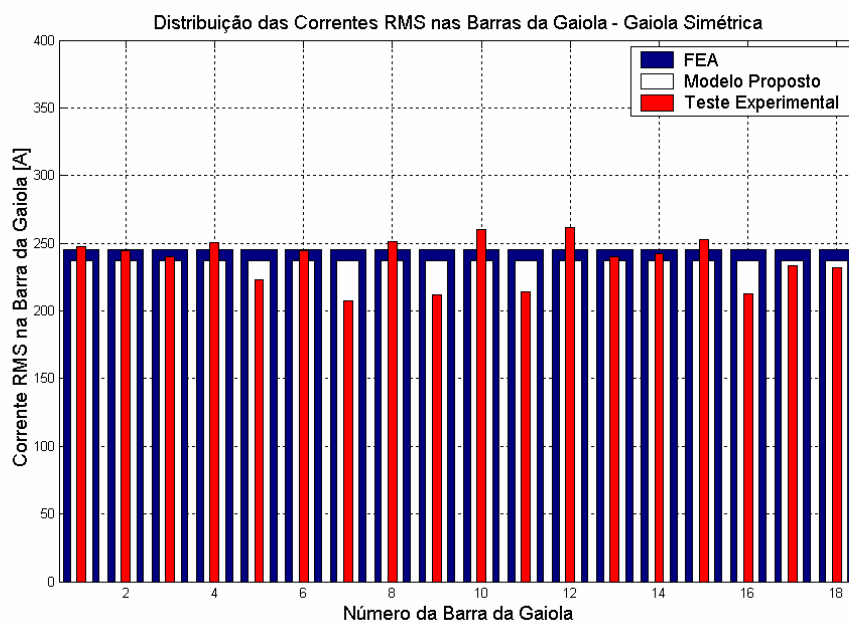


Figura 4.16 – Distribuição das correntes RMS nas barras com a gaiola simétrica. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Tabela 4.9 – Corrente RMS nas barras da gaiola simétrica.

Barra	Elementos Finitos I_{RMS} (A)	Modelo Proposto I_{RMS} (A)	Teste Experimental I_{RMS} (A)	Elementos Finitos x Teste (%)	Modelo Proposto x Teste (%)
1	246	237	247	0,7	4,1
2	246	237	244	-0,5	2,9
3	246	237	240	-2,4	1,1
4	246	237	250	1,8	5,2
5	246	237	223	-10,3	-6,5
6	246	237	244	-0,6	2,9
7	246	237	208	-18,3	-14,2
8	246	237	251	2,3	5,7
9	246	237	218	-16,0	-12,0
10	246	237	260	5,6	8,8
11	246	237	214	-14,8	-10,8
12	246	237	262	6,2	9,4
13	246	237	240	-2,2	1,3
14	246	237	243	-1,2	2,2
15	246	237	252	2,7	6,0
16	246	237	213	-15,4	-11,5
17	246	237	234	-5,1	-1,5
18	246	237	232	-5,9	-2,3

O efeito de blindagem da gaiola do rotor pode ser visto na Figura 4.17, onde o fluxo magnético se concentra na região do entreferro e na vizinhança do enrolamento trifásico do motor.

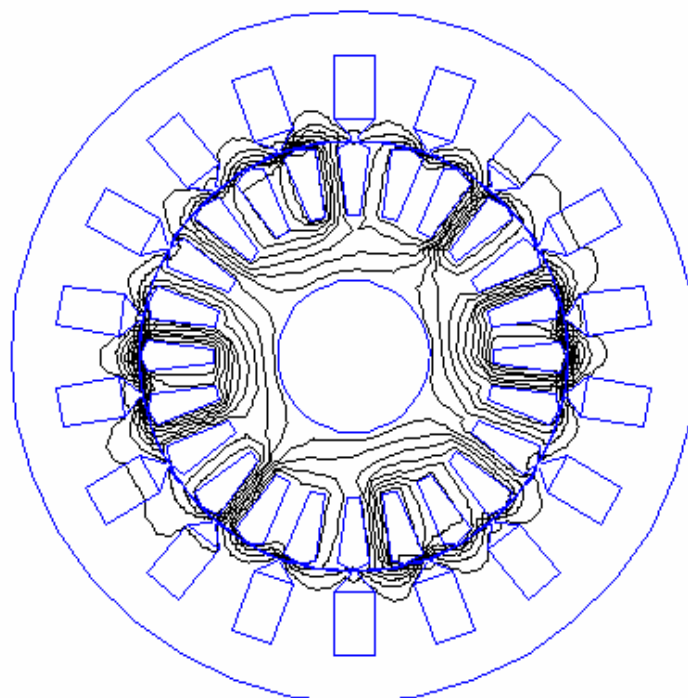


Figura 4.17 – Distribuição de fluxo no motor *Frank* com gaiola simétrica. Elementos Finitos.

4.3.2 *Frank com Barra(s) Quebrada(s) e Barra com Defeito*

Os ensaios realizados para os casos de assimetrias nas barras contemplam as situações de uma (barra #5) e duas barras (barras #4 e #5) quebradas, além de uma barra com defeito (barra #5), implementada através da troca de uma das barras de cobre da gaiola por outra de aço, onde a relação entre as resistividades da *barra com defeito* e de uma barra sã foi estimada como sendo igual a 20,5. Para esta estimativa considerou-se que a resistividade do aço utilizado na barra é cerca de $0,35\mu\Omega/m$, e a resistividade do cobre é aproximadamente igual a $0,0168\mu\Omega/m$, pois o fabricante não soube informar com precisão a resistividade dos materiais em questão. Deste modo, as constantes k_1 e k_2 , da equação (3.58), são aproximadamente iguais a 0,67 e 0,33, respectivamente. Os resultados alcançados com a utilização do modelo proposto, pela análise por Elementos Finitos e através dos testes experimentais são mostrados nas Figuras 4.18 a 4.27.

As Figuras 4.18, 4.19 e 4.20 apresentam o espectro de freqüências para os casos de assimetrias em barras da gaiola anteriormente descritas, cujos valores das componentes espectrais de interesse estão detalhados nas Tabelas 4.10, 4.11 e 4.12, respectivamente. Observa-se que o modelo proposto reproduz as componentes das bandas laterais, com diferenças em relação aos testes experimentais, no que diz respeito banda lateral inferior, da ordem de 57% (uma barra com defeito), 38% (uma barra quebrada) e 21% (duas barras quebradas). Por outro lado, tais diferenças são inferiores quando se analisa a amplitude da banda lateral superior. Contudo, levando-se em consideração todas as dificuldades e erros intrínsecos à realização de medições em sistemas reais, acredita-se que os resultados alcançados são ainda bastante satisfatórios.

Tabela 4.10 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 com defeito (aço).

Freqüência (Hz)	Modelo (dB)	Teste (dB)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	-31,6737	-20,1989	56,8
f_e	19,3514	19,3601	-0,1
$(1+2s)f_e$	-50,9053	-42,7162	19,2

Tabela 4.11 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 quebrada.

Freqüência (Hz)	Modelo (dB)	Teste (dB)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	-27,5028	-19,9272	38,0
f_e	19,3237	19,3073	0,1
$(1+2s)f_e$	-46,8922	-37,3550	25,5

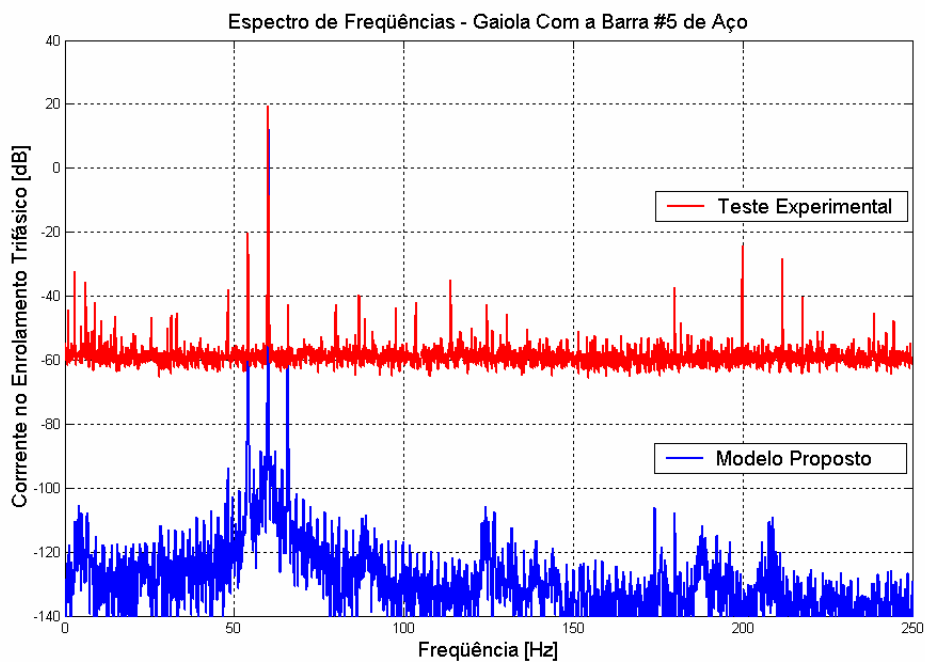
Tabela 4.12 – Diferenças percentuais entre as componentes de freqüências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso das barras #4 e #5 quebradas.

Freqüência (Hz)	Modelo (dB)	Teste (dB)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	-9,35	-7,72	21,1
f_e	18,65	18,67	-0,3
$(1+2s)f_e$	-29,51	-25,78	14,5

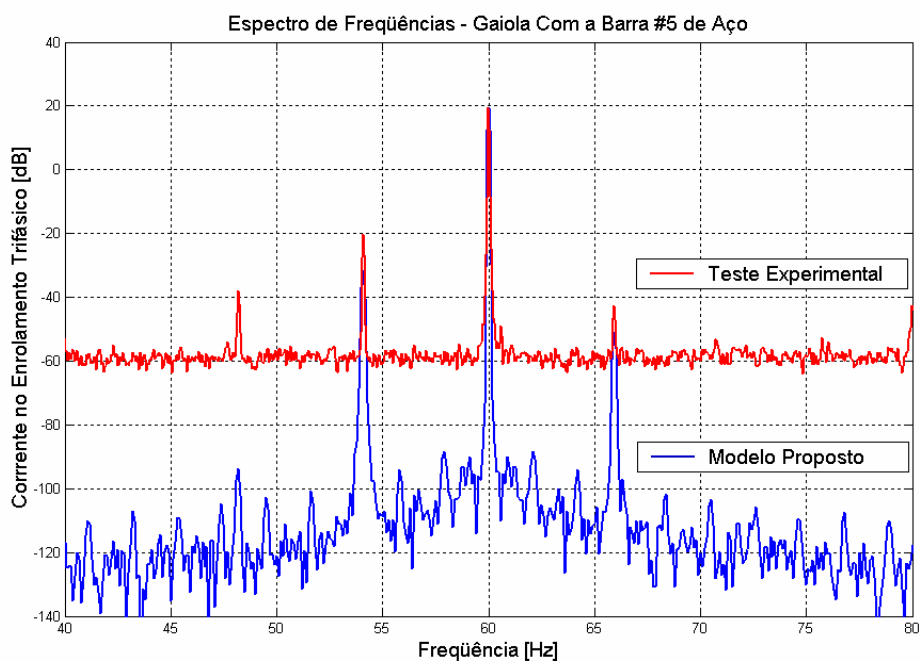
Com as assimetrias impostas ao motor, verifica-se o aparecimento das bandas laterais nas freqüências $f_e \pm 2sf_e$ (54,1Hz e 65,9Hz) e $f_e \pm 4sf_e$ (48,2Hz e 71,8Hz). Deve-se também ressaltar ainda a presença de outras componentes no espectro de freqüências das correntes no enrolamento trifásico calculadas pelo modelo proposto, devido ao desbalanço das tensões de alimentação ($3f_e = 180\text{Hz}$ e $3f_e - sf_e \approx 174\text{Hz}$, que seria uma banda lateral relacionada à componente de seqüência negativa da rede CA). Além da componente em 180Hz, o espectro de freqüências das correntes medidas no enrolamento trifásico contém ainda componentes relacionadas a excentricidades ($f_e \pm f_{rm} \approx 32\text{Hz}$ e 88Hz), à semelhança do caso do motor com gaiola simétrica.

Os resultados das simulações do motor *Frank*, segundo o modelo proposto, podem ser também confrontados com os resultados obtidos pela *Análise Harmônica* do *FEMM – Finite Element Method Magnetics* [28]. Como dito anteriormente, a máquina é simulada considerando-se uma carga do tipo conjugado constante, com valor em torno de 9,0N.m, ajustado para cada tipo de assimetria para que a velocidade do motor seja de 1712rpm. Por outro lado, no caso das simulações através do *FEMM*, a freqüência harmônica utilizada é a freqüência de escorregamento de 2,9Hz.

As correntes nas barras (Figuras 4.21, 4.23 e 4.25), e seus valores RMS são também verificados para os dois métodos de simulação em questão, em relação aos resultados dos ensaios práticos, como mostram as Figuras 4.22, 4.24 e 4.26, e as Tabelas 4.13 a 4.15 apresentam os valores destas correntes RMS.



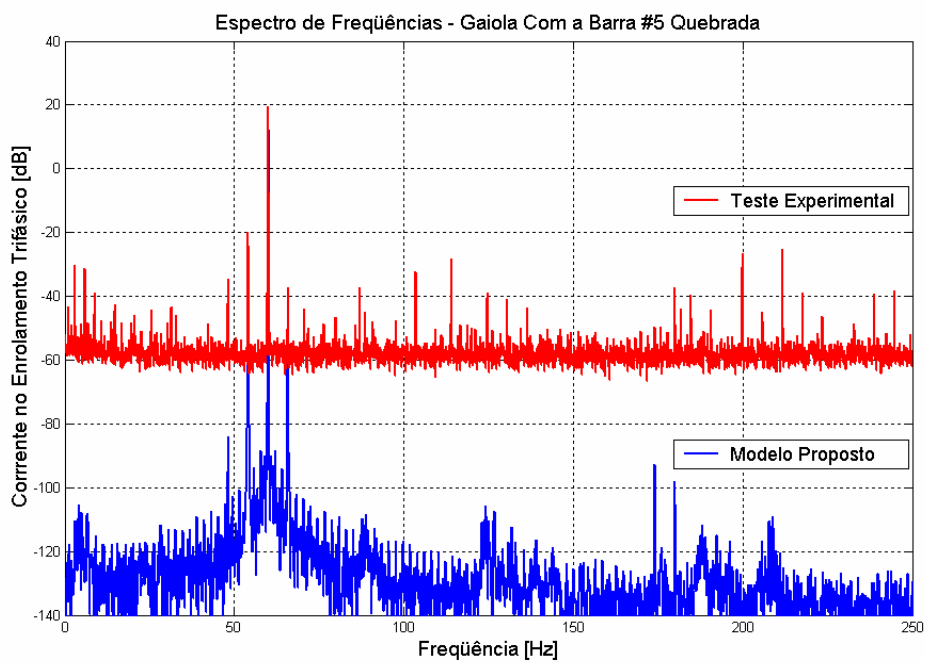
(a)



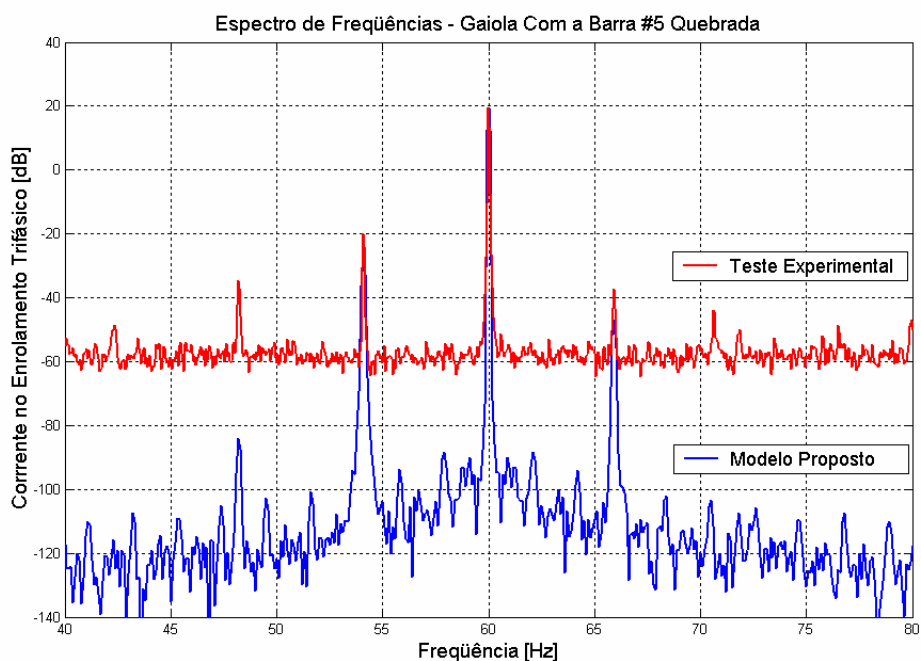
(b)

Figura 4.18 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 com defeito (aço).

Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.



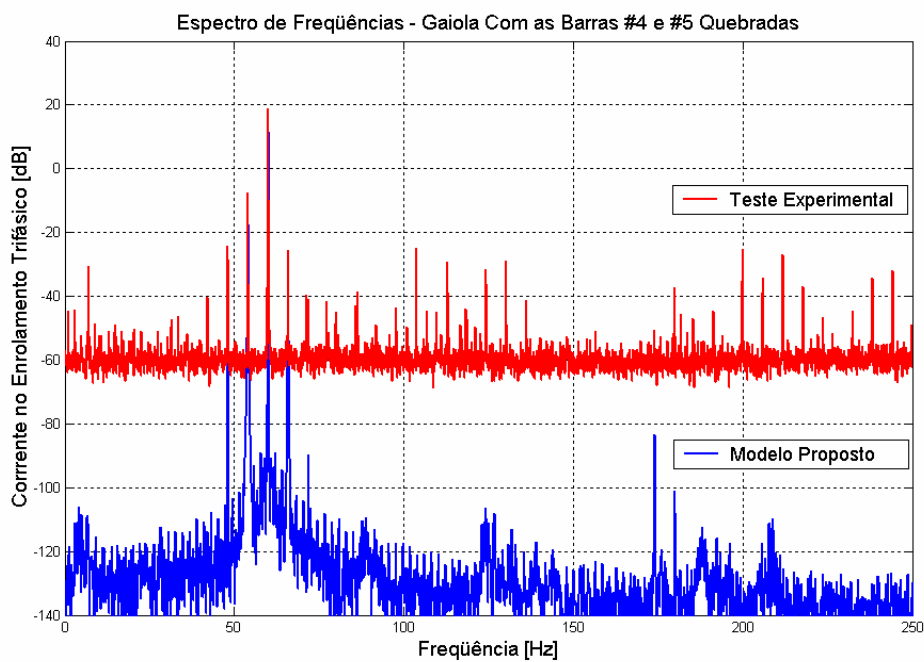
(a)



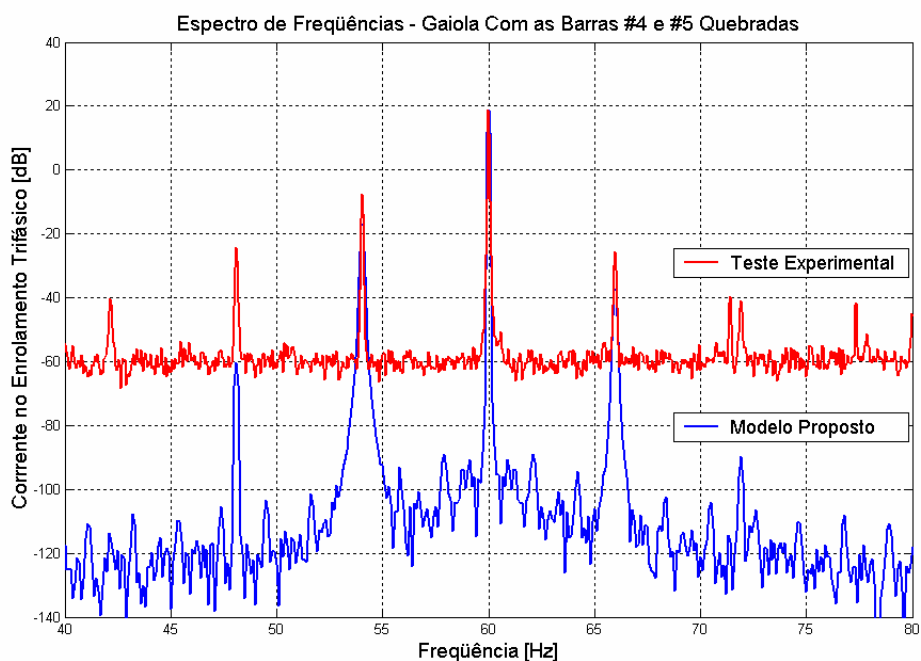
(b)

Figura 4.19 – Espectro de frequências (a), e zoom (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso da barra #5 quebrada.

Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

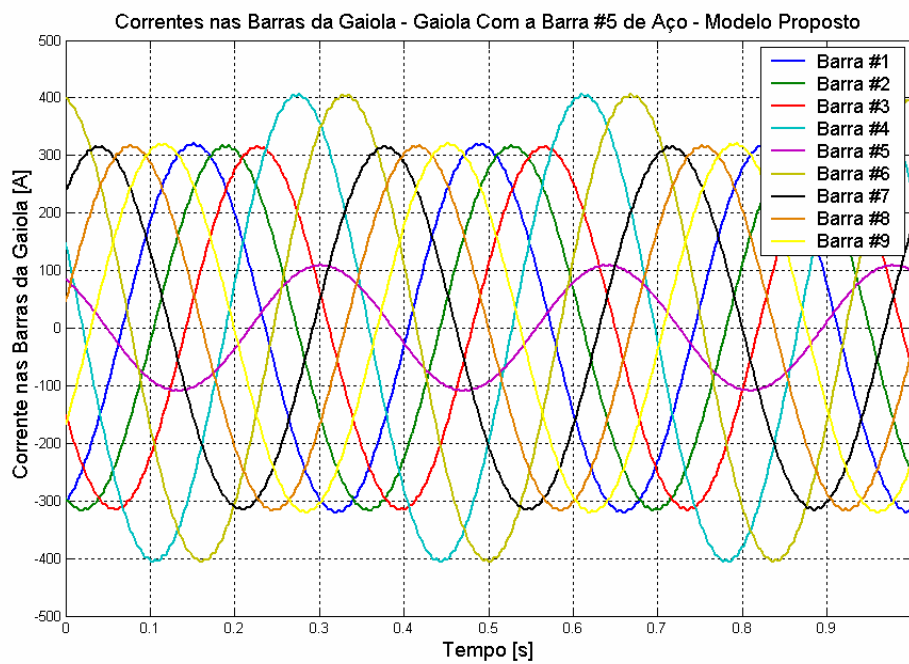


(a)

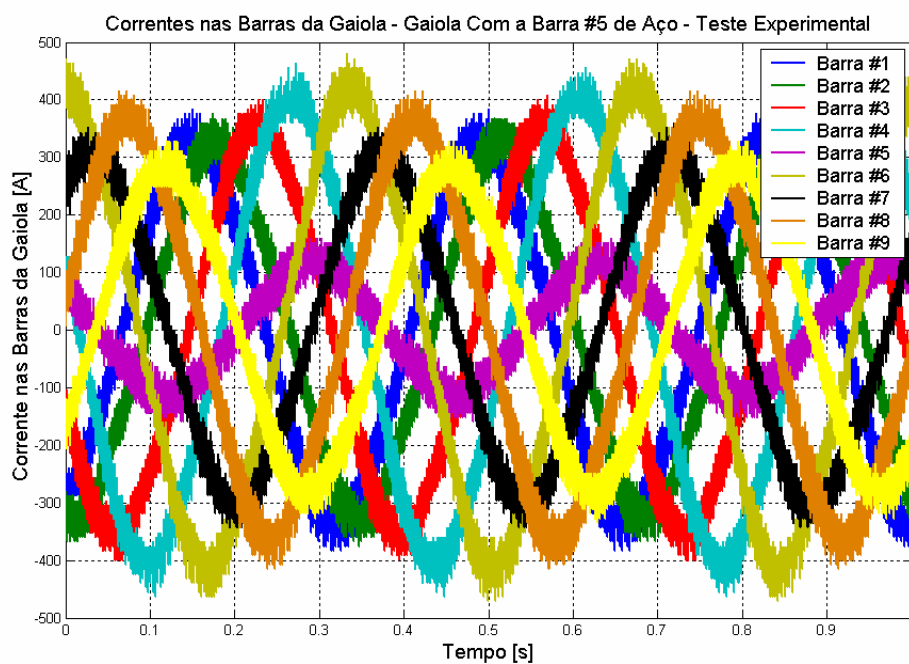


(b)

Figura 4.20 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso das barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.



(a)



(b)

Figura 4.21 – Correntes nas barras da gaiola do motor com a barra #5 defeituosa (aço).
Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

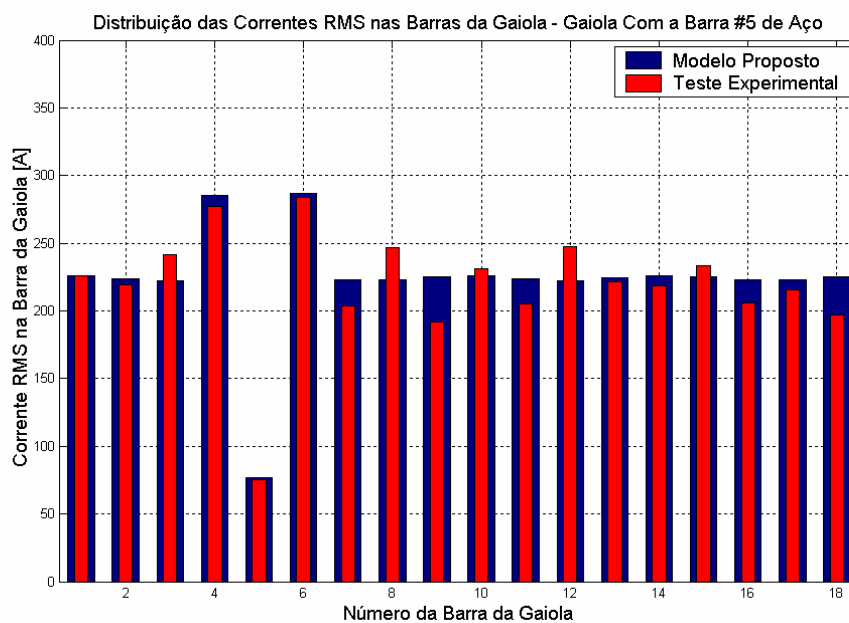
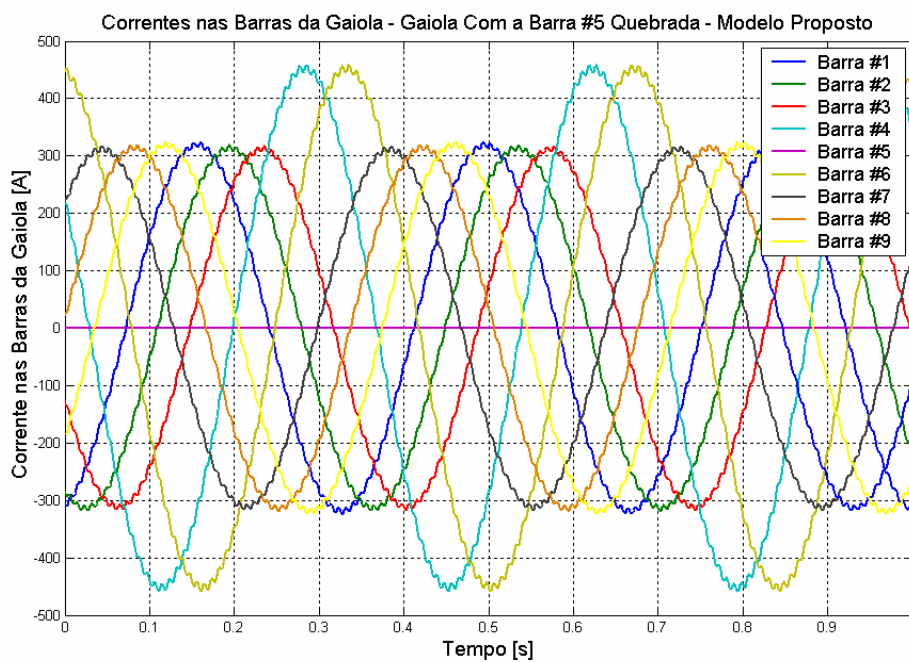


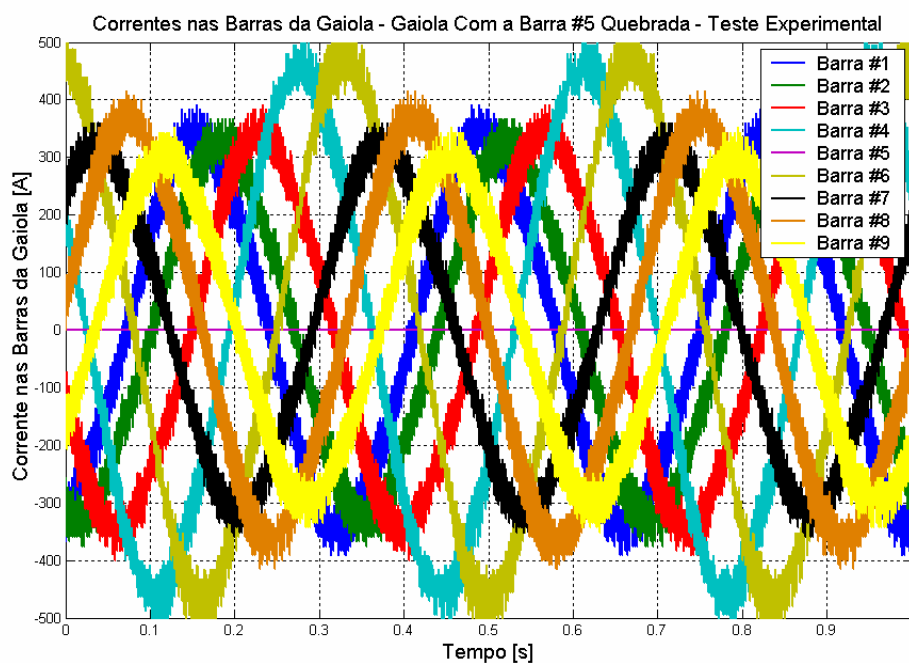
Figura 4.22 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 defeituosa (aço). Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Tabela 4.13 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com a barra #5 de aço.

Barra	Elementos Finitos I_{RMS} (A)	Modelo Proposto I_{RMS} (A)	Teste Experimental I_{RMS} (A)	Elementos Finitos x Teste (%)	Modelo Proposto x Teste (%)
1	-	226	226	-	0,0
2	-	224	219	-	-1,9
3	-	223	241	-	7,8
4	-	286	277	-	-3,1
5	-	76,8	75,0	-	-2,5
6	-	286	284	-	-0,8
7	-	223	204	-	-9,3
8	-	230	247	-	9,6
9	-	225	192	-	-17,3
10	-	226	231	-	2,2
11	-	224	205	-	-8,9
12	-	223	248	-	10,2
13	-	224	221	-	-1,3
14	-	226	219	-	-3,3
15	-	225	233	-	3,6
16	-	223	206	-	-8,2
17	-	223	216	-	-3,5
18	-	225	197	-	-14,3



(a)



(b)

Figura 4.23 – Correntes nas barras da gaiola do motor com a barra #5 quebrada. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

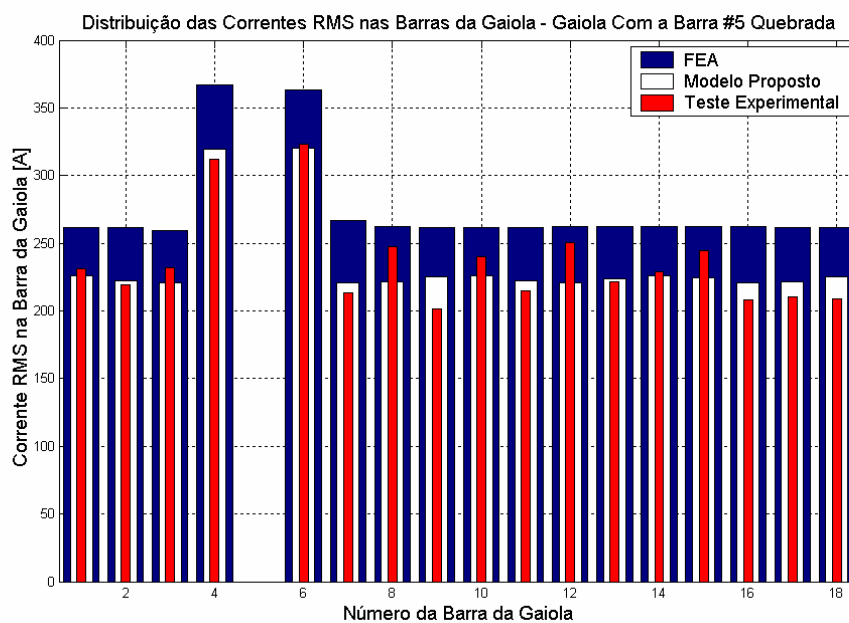
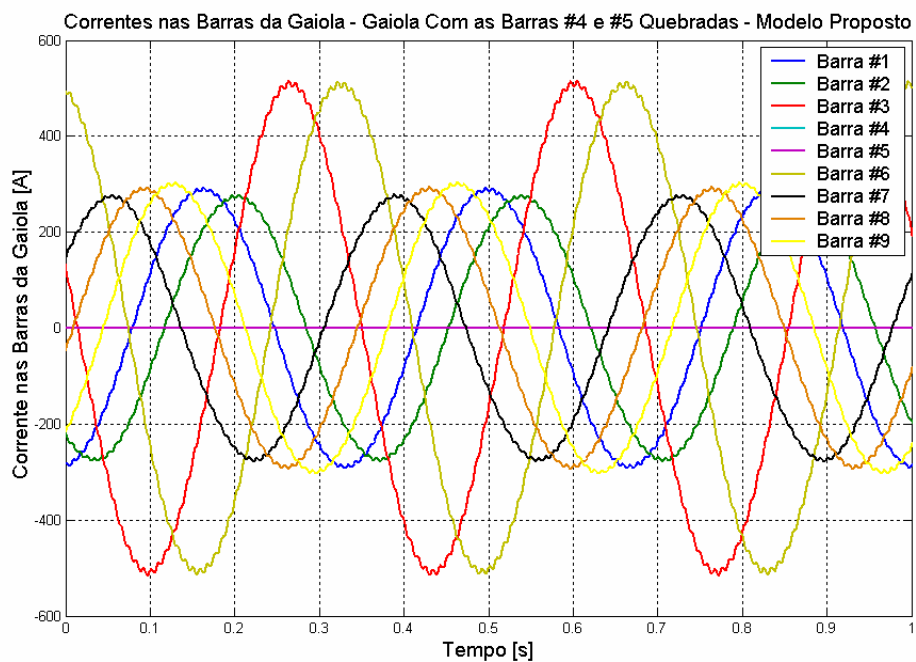


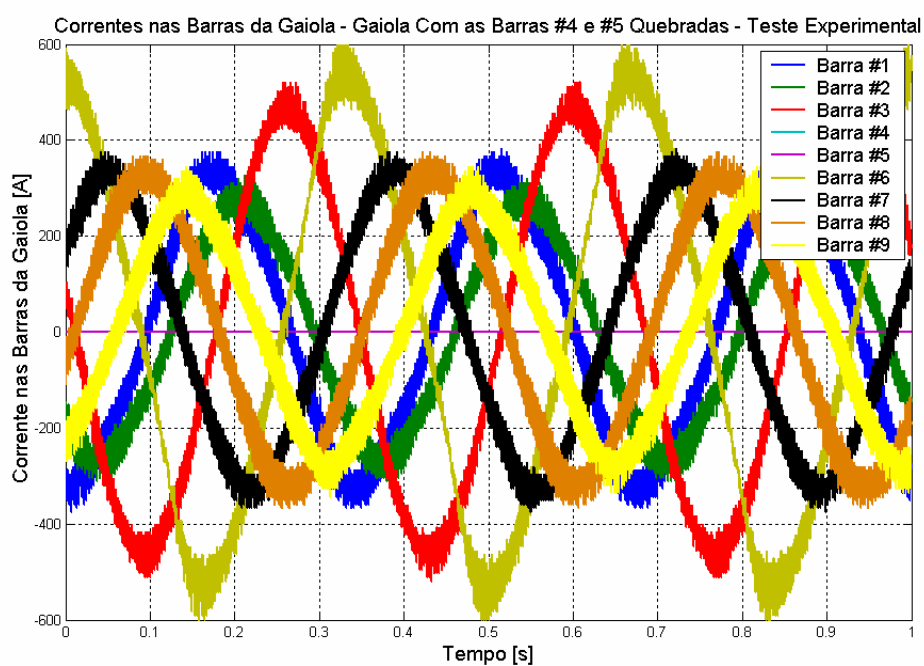
Figura 4.24 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 quebrada. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Tabela 4.14 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com a barra #5 quebrada.

Barra	Elementos Finitos I_{RMS} (A)	Modelo Proposto I_{RMS} (A)	Teste Experimental I_{RMS} (A)	Elementos Finitos x Teste (%)	Modelo Proposto x Teste (%)
1	262	226	231	-13,2	2,3
2	262	222	220	-19,1	-1,2
3	259	221	232	-11,6	4,9
4	367	319	312	-17,8	-2,4
5	0	0	0	-	-
6	363	320	323	-12,2	1,1
7	267	221	214	-24,9	-3,4
8	262	222	248	-5,9	10,4
9	262	225	202	-29,8	-11,8
10	262	226	240	-9,1	5,9
11	262	222	215	-21,9	-3,5
12	262	221	251	-4,5	12,0
13	262	236	222	-18,3	-0,9
14	263	226	229	-14,8	1,1
15	262	224	245	-7,2	8,4
16	262	221	208	-25,8	-6,0
17	262	222	210	-24,5	-5,4
18	262	225	209	-25,3	-7,9



(a)



(b)

Figura 4.25 – Correntes nas barras da gaiola do motor com as barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

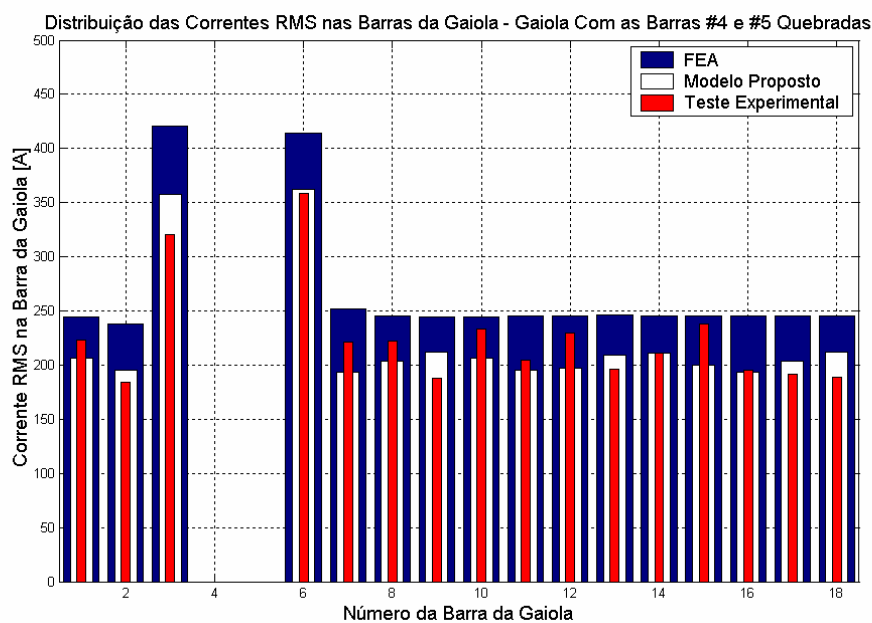


Figura 4.26 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com as barras #4 e #5 quebradas. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Tabela 4.15 – Corrente RMS nas barras da gaiola, com as barras #4 e #5 quebradas.

Barra	Elementos Finitos I_{RMS} (A)	Modelo Proposto I_{RMS} (A)	Teste Experimental I_{RMS} (A)	Elementos Finitos x Teste (%)	Modelo Proposto x Teste (%)
1	245	206	223	-9,8	7,6
2	238	195	184	-29,7	-6,1
3	421	357	321	-31,1	-11,4
4	0	0	0	-	-
5	0	0	0	-	-
6	413	362	358	-17,7	-1,0
7	252	194	221	-14,2	12,3
8	245	203	222	-10,2	8,7
9	244	212	187	-30,4	-13,2
10	245	206	233	-4,8	11,6
11	245	195	205	-19,7	4,9
12	246	197	229	-7,3	14,0
13	246	209	196	-25,3	-6,6
14	246	211	211	-16,3	-0,2
15	246	200	238	-3,1	16,2
16	245	194	196	-25,5	0,9
17	245	203	192	-28,1	-6,1
18	245	212	189	-29,7	-12,2

Observa-se nas Figuras 4.21, 4.23 e 4.25 uma aproximação entre as correntes medidas e calculadas nas barras da gaiola do motor (em função do tempo), com destaque ao ângulo de fase das correntes nas barras adjacentes às barras em falta, que são alterados significativamente em relação à gaiola simétrica.

Utilizando-se ainda dos resultados da Análise por Elementos Finitos (FEA), verifica-se a quebra do efeito de blindagem da gaiola do motor, quando comparada ao caso a gaiola simétrica (Figura 4.17), devido à ausência de corrente nas barras #4 e #5, retiradas do motor. Conseqüentemente, o fluxo penetra mais profundamente nesta região do motor, aumentando a saturação magnética, como ilustra a Figura 4.27. Assim, haverá também uma distribuição não uniforme das perdas magnéticas na gaiola do motor, que produzirá pontos quentes na região próxima às barras quebradas, o que acelera o processo de degradação da gaiola, contribuindo para a ruptura das barras adjacentes às barras #4 e #5 quebradas [26]. Esta perturbação na distribuição de fluxo indica uma alteração dos parâmetros equivalentes do motor, em especial a indutância de dispersão, o que deve ser posteriormente investigado.

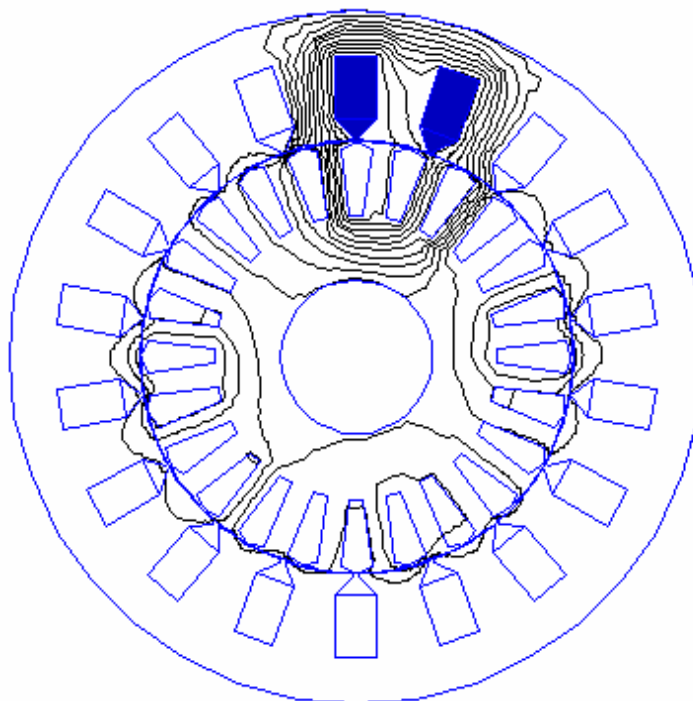


Figura 4.27 – Distribuição de fluxo no motor *Frank* com as barras #4 e #5 da gaiola quebradas. Elementos Finitos.

4.3.3 Frank com Segmento do Anel de Curto-Circuito Quebrado

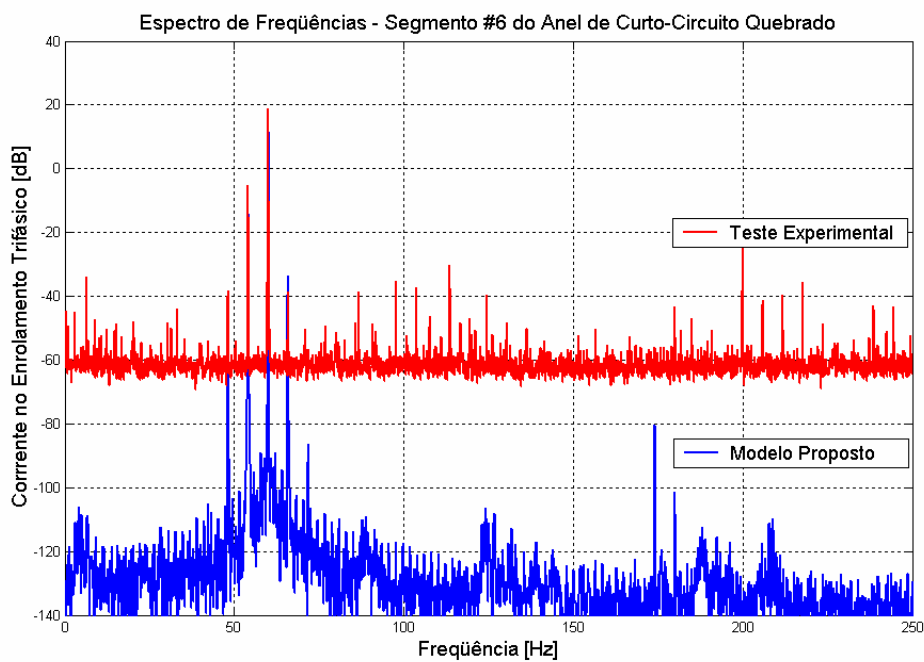
Os ensaios realizados contemplam ainda a situação de assimetria no anel de curto-circuito, ou seja, a quebra do segmento da malha #6 do anel de curto-circuito. Os resultados alcançados com a utilização do modelo proposto, com o motor operando nas mesmas condições descritas para os casos anteriores de assimetrias nas barras da gaiola, e através dos testes experimentais são mostrados a seguir.

A Figura 4.28 apresenta o espectro de frequências das correntes do enrolamento trifásico, onde se observa componentes de bandas laterais de amplitudes superiores àquelas encontradas nos casos anteriores, como detalhado na Tabela 4.16. Outras componentes espectrais, já descritas anteriormente, também se destacam, tanto na corrente medida, quanto na calculada.

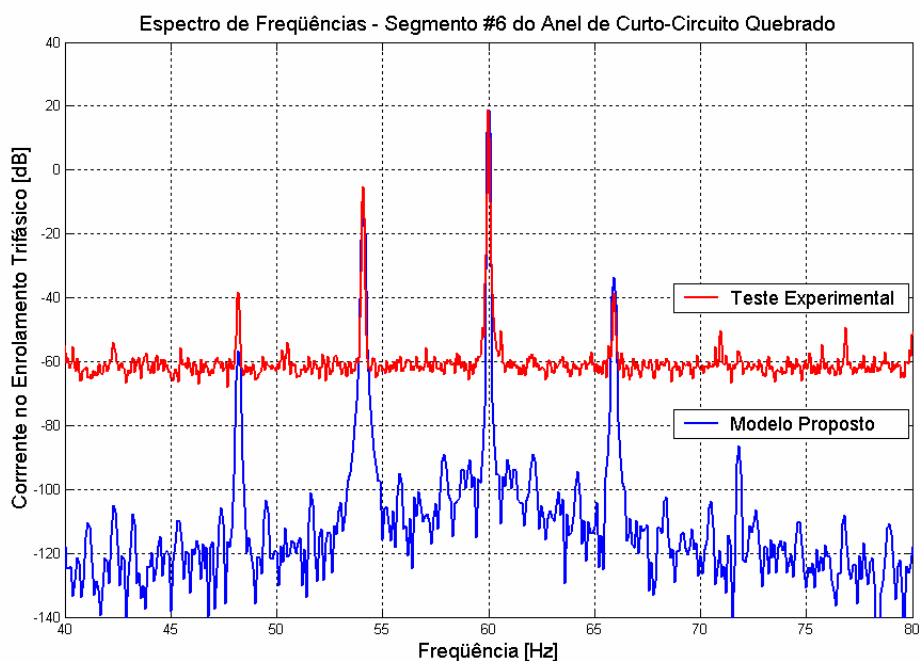
Tabela 4.16 – Diferenças percentuais entre as componentes de frequências calculadas pelo Modelo Proposto e medidas nos Testes Experimentais das correntes no enrolamento trifásico para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado.

Frequência (Hz)	Modelo (dB)	Teste (dB)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	-13,8965	-5,2031	167,1
f_e	18,7419	18,7274	0,1
$(1+2s)f_e$	-33,7635	-38,5651	-12,5

As correntes nas barras da gaiola do motor *Frank*, em função do tempo, são mostradas na Figura 4.29. Já a Figura 4.30 apresenta a distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola do motor, cujos valores estão nas Tabela 4.17. Embora as amplitudes das correntes nas barras apresentem diferenças de até 25%, um ponto que chama a atenção é o ângulo de fase das correntes nas barras próximas ao defeito da gaiola (barras #5 e #6), onde se observa um defasamento angular de maior valor entre as correntes determinadas pelo modelo proposto e aquelas obtidas nos testes experimentais. Entretanto, a inversão no ângulo de fase das correntes nas barras #5 e #6, observada nos resultados experimentais, é também reproduzida nos resultados obtidos pelo modelo proposto.

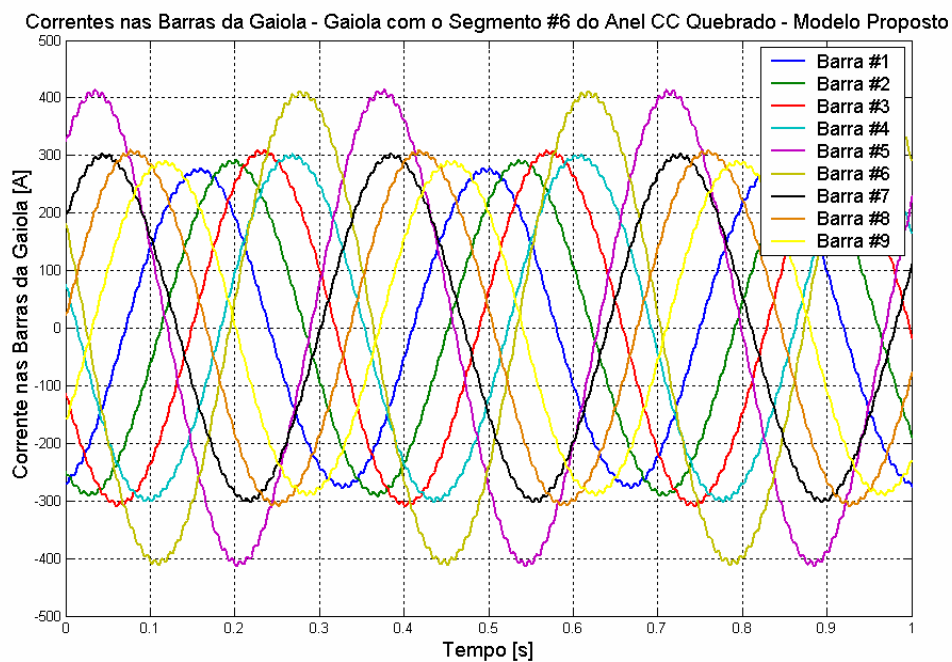


(a)

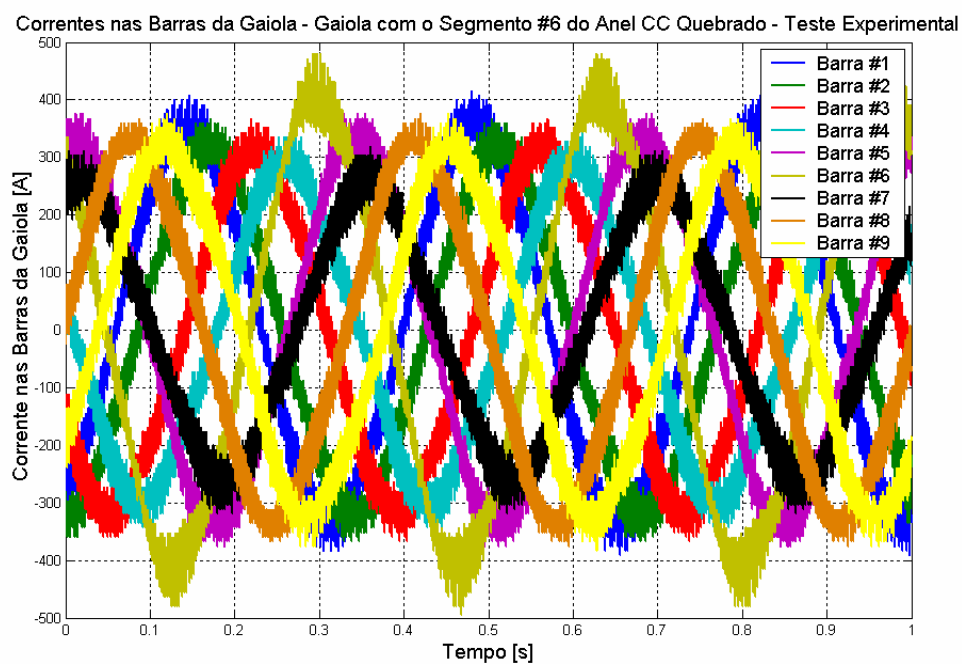


(b)

Figura 4.28 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes no enrolamento trifásico para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.



(a)



(b)

Figura 4.29 – Correntes nas barras da gaiola do motor para o caso do segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado.

Comparação entre (a) Modelo Proposto, e (b) Teste Experimental.

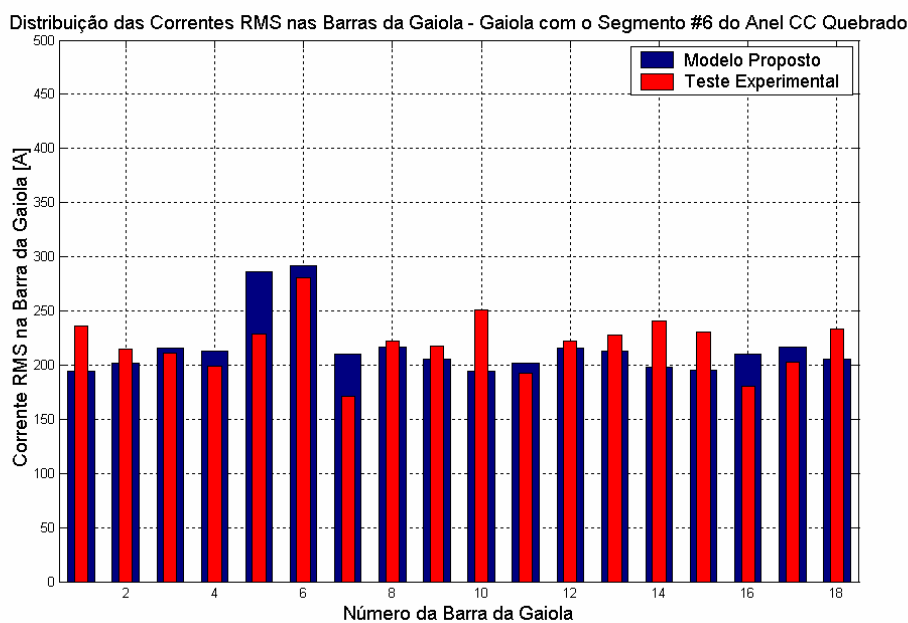


Figura 4.30 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com o segmento #6 do anel de curto-circuito quebrado. Comparação entre o Método dos Elementos Finitos, o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Tabela 4.17 – Corrente RMS nas barras da gaiola, segmento #6 do anel de CC quebrado.

Barra	Elementos Finitos I_{RMS} (A)	Modelo Proposto I_{RMS} (A)	Teste Experimental I_{RMS} (A)	Elementos Finitos x Teste (%)	Modelo Proposto x Teste (%)
1	-	194	236	-	17,9
2	-	202	215	-	6,0
3	-	215	211	-	-2,2
4	-	213	199	-	-7,2
5	-	286	228	-	-25,4
6	-	292	280	-	-4,0
7	-	210	171	-	-22,5
8	-	217	223	-	2,7
9	-	206	218	-	5,6
10	-	194	251	-	22,5
11	-	202	193	-	-4,7
12	-	215	222	-	3,0
13	-	213	228	-	6,5
14	-	198	241	-	17,6
15	-	196	230	-	15,0
16	-	210	181	-	-16,1
17	-	217	203	-	-6,7
18	-	206	233	-	11,8

4.3.4 Comentários

A construção do motor *Frank* foi de fundamental importância para a validação do modelo proposto neste trabalho para motores de indução com assimetrias de rotor. De uma forma geral, o modelo proposto corresponde a uma boa representação de uma máquina de indução com estes tipos de assimetrias.

No que diz respeito às conseqüências destas assimetrias nas grandezas de estator pode-se dizer que o modelo reproduz com fidelidade tais efeitos, isto é, o aparecimento das componentes de bandas laterais no espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico do motor é observado em todos os tipos de assimetrias da gaiola do motor estudados, como mostra a Figura 4.31 a seguir, onde se verifica que quanto mais severa a assimetria da gaiola, dentro de um passo polar, como sugerido em [23], maior será a amplitude da componente da banda lateral inferior, tanto nos resultados de simulação do modelo proposto, quanto nos resultados dos testes experimentais realizados, o que confirma as análises realizadas em 4.2.3 – *Comentários*.

Entretanto, a principal vantagem dos ensaios realizados com o motor *Frank* foi a possibilidade de medição das correntes nas barras da gaiola do motor, o que seria impossível de ser feito com um motor *standard*. Neste aspecto, os valores RMS das correntes nas barras calculados através do modelo proposto são semelhantes àqueles medidos nos testes experimentais, como mostram as Tabelas 4.9 e 4.13 a 4.15 e 4.17. Observa-se, também nestes casos, uma aproximação entre os resultados obtidos para as barras adjacentes à(s) barra(s) em falta, ou ao segmento do anel de curto-circuito em falta, em destaque nas citadas tabelas, pelo modelo proposto e as medições realizadas nos testes experimentais, com diferenças inferiores a 3,1% (uma barra com defeito), 2,4% (uma barra quebrada), 11,4% (duas barras quebradas) e 22,5% (um segmento do anel de curto-circuito quebrado), diferenças estas menores do que quando se comparam os resultados das simulações pelo *FEMM* com aqueles obtidos nas medições. Verificam-se entretanto diferenças superiores a estas entre os valores das correntes nas barras, determinados pelo modelo proposto e aqueles medidos nos testes experimentais do motor simétrico, que parecem ser muito influenciadas pelas assimetrias próprias do motor, mostradas nas Figuras 4.15(b) e 4.16.

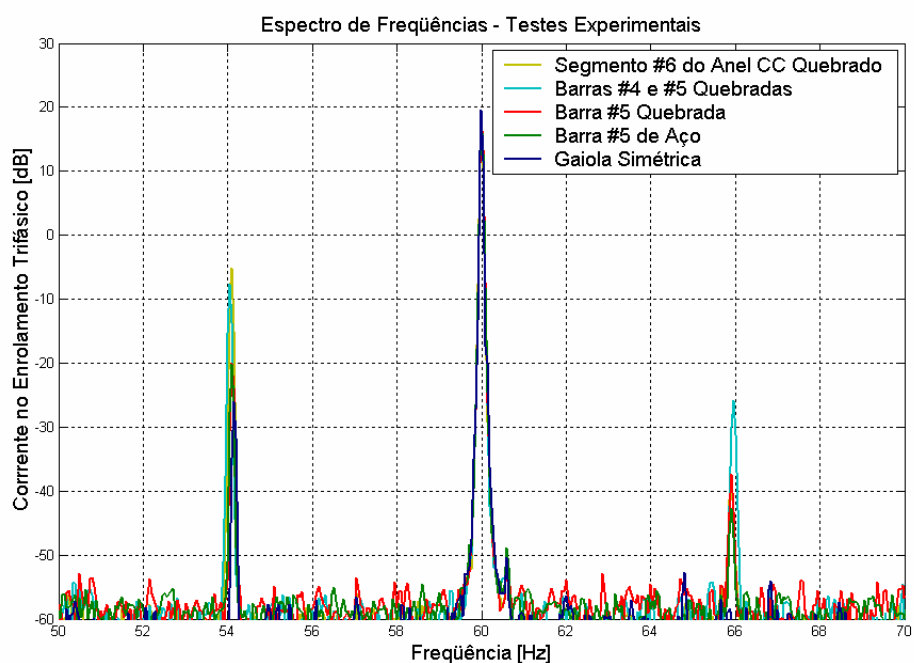
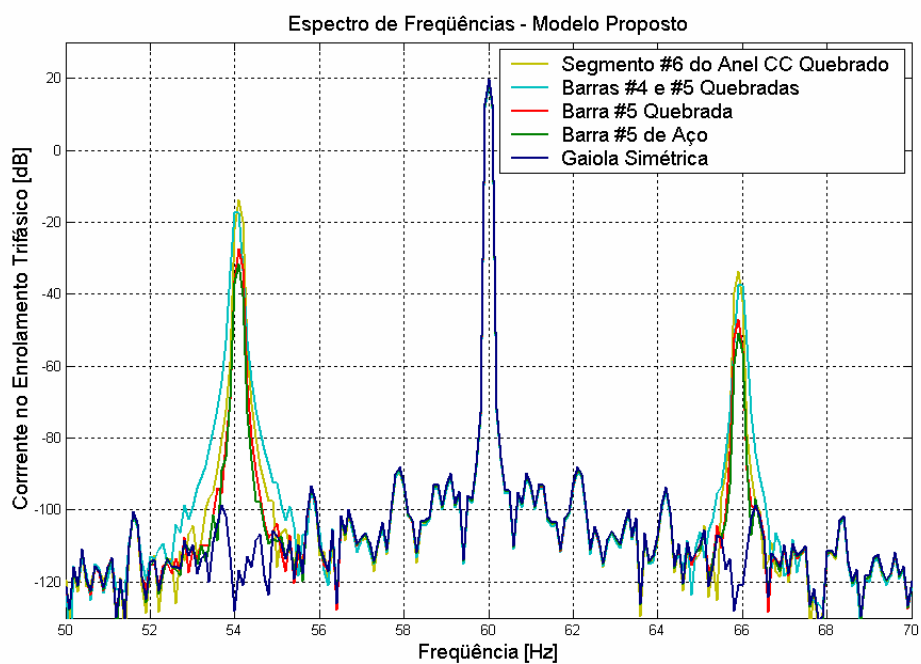


Figura 4.31 – Espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico para várias assimetrias na gaiola do motor, considerando (a) o Modelo Proposto e (b) os Testes Experimentais.

Um último fato que chama a atenção diz respeito às diferentes tendências do valor RMS das correntes nas barras adjacentes à(s) barra(s) em falta e/ou ao segmento do anel de curto circuito quebrado. Ou seja, verifica-se nas Figuras 4.22, 4.24, 4.26 e 4.30 que o valor RMS da corrente na barra anterior ao defeito é menor do que aquela da barra posterior ao defeito, tanto para os resultados das simulações do modelo proposto, quanto para os testes experimentais. Por outro lado, a situação se inverte para as simulações que utilizam o *FEMM*. No entanto, até onde se investigou na literatura disponível, nenhuma justificativa para este fato foi encontrada, nem mesmo qualquer comentário acerca deste tópico.

Na tentativa de se esclarecer esta situação, foram realizados outros testes experimentais para o caso de quebra da barra #5 da gaiola do *Frank*, invertendo-se o sentido de rotação do motor, cujos resultados encontram-se na Figura 4.32 abaixo. Podem ser verificadas alterações significativas no valor da corrente RMS em algumas barras, porém a mesma tendência de diminuição no valor RMS da corrente da barra anterior à barra em falta e o aumento no valor RMS da corrente da barra posterior à barra #5 quebrada foi observada. Considerando as assimetrias intrínsecas da gaiola mostradas na Figura 4.16, que certamente têm um papel importante na distribuição das correntes nas barras do rotor, não é possível chegar a uma conclusão definitiva acerca da relação existente entre o sentido de giro do motor e a variação do valor RMS das correntes nas barras adjacentes à falta na gaiola do motor.

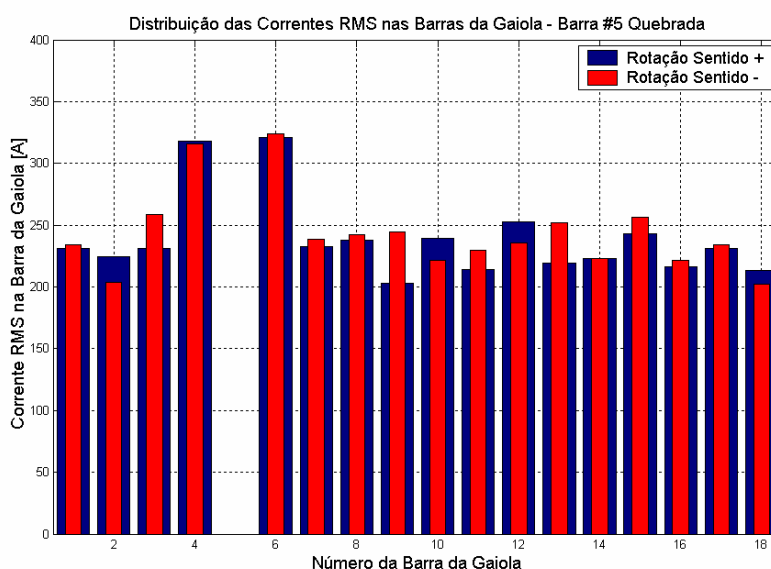


Figura 4.32 – Distribuição das correntes RMS nas barras da gaiola com a barra #5 quebrada, considerando o sentido de giro do motor. Teste Experimental.

4.4 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS X TESTES EXPERIMENTAIS: MOTOR 10cv (INVERTER DUTY – TEBC)

Ainda com a finalidade de validar o modelo dinâmico vetorial proposto neste trabalho, outro conjunto de ensaios em um motor de 10cv do tipo *Inverter Duty Motor TEBC* foi realizado, para se avaliar os efeitos das assimetrias de rotor nas grandezas de estator de uma máquina de indução quando esta é acionada por um inversor de freqüências com controle de conjugado.

Os dados nominais do motor de 10cv, utilizado neste conjunto de testes experimentais, e também cedido pela *WEG Equipamentos Elétricos S/A – Automação ao Laboratório de Aplicações Industriais do Departamento de Engenharia Elétrica / UFMG*, estão detalhados na Tabela 4.18 abaixo.

Tabela 4.18 – Dados nominais do motor de 10cv.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P_{mec}	10 cv
Freqüência Nominal	f	60 Hz
Tensão Nominal de Linha	V_s	220 V
Corrente Nominal de Linha	I_s	26,4 A
Número de Pólos	P	4
Número de Barras do Rotor	N	28
Velocidade Mecânica Nominal	ω_r	1760 rpm
Momento de Inércia	J	0,09304 kg.m ²

Nos testes experimentais, o motor 10cv é alimentado um por inversor de freqüência (*WEG – CFW09*, 28A, 220V, 60Hz) [39], e o outro motor da bancada de testes (10cv, 220V, 26,4A, 1760rpm, 4 pólos) opera como carga e é alimentado diretamente pela rede CA (220V, 60Hz), como mostra a Figura 4.33. Estes testes experimentais contemplam condições de operação do motor 10cv com rotores simétrico e assimétrico, e os resultados comparados com as simulações realizadas através do modelo proposto, sob a ótica do espectro de freqüências das correntes no estator da máquina.



(a)



(b)

Figura 4.33 – Motor 10 cv (a) e bancada de ensaios (b) no LAI / UFMG.

4.4.1 Motor 10cv com Rotor Simétrico

Alguns ensaios foram realizados com o motor de 10cv utilizando-se um rotor simétrico, o que possibilitou a obtenção dos seus parâmetros equivalentes (a partir da função de *Auto Ajuste - Girar p/ I_{mr}* do próprio inversor [39], cujos resultados foram transcritos para a Tabela 4.19), mostrados na Tabela 4.20.

Tabela 4.19 – Resultados da função de *Auto Ajuste* do inversor para estimação dos parâmetros do motor de 10cv.

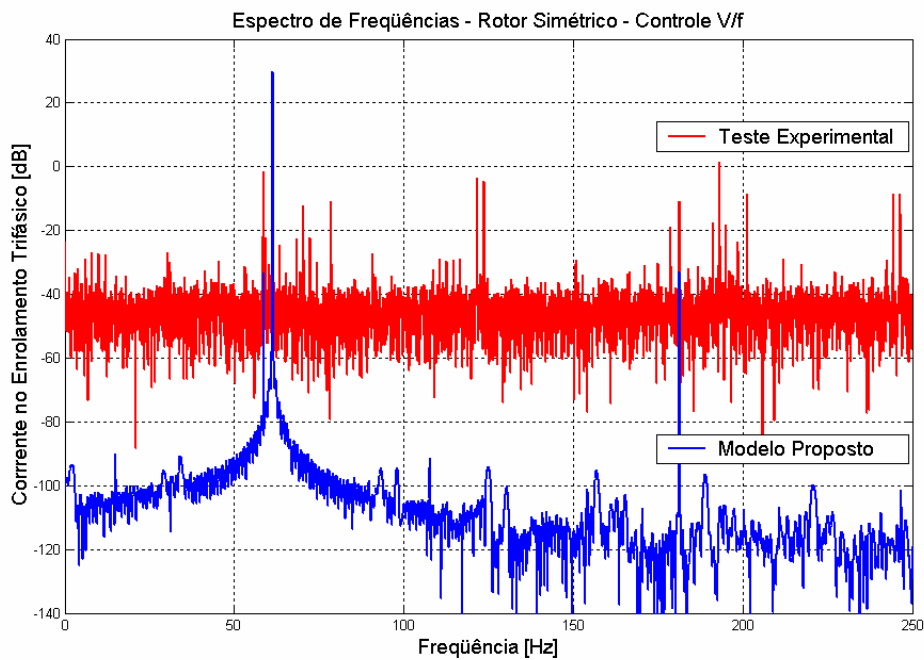
Grandeza	Símbolo	Valor
Resistência do Estator	R_s	0,188 Ω
Corrente de Magnetização	I_{mr}	10,8 A
Indutância de Dispersão	σL_s	2,13 mH
Constante L_r/R_r	L_r/R_r	0,338 s
Constante τ_M	τ_M	0,41 s

Tabela 4.20 – Parâmetros equivalentes do motor de 10cv.

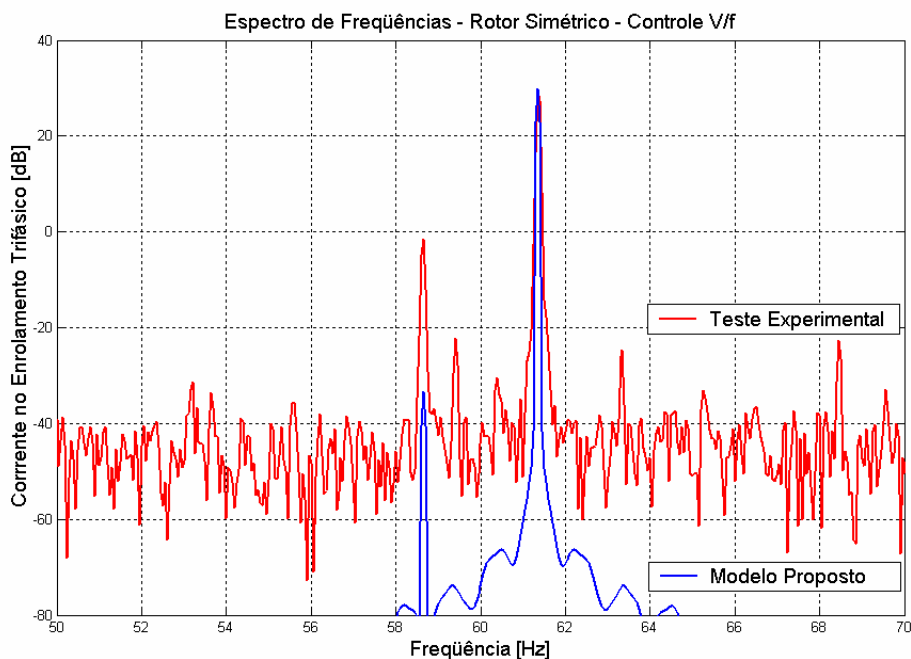
Parâmetro	Símbolo	Valor
Resistência do Estator	r_s	0,25 Ω
Resistência do Rotor	r'_r	0,12 Ω
Indutância de Magnetização	L_m	28,8 mH
Indutância de Dispersão do Estator	L_{ls}	1,1 mH
Indutância de Dispersão do Rotor	L'_{lr}	1,1 mH

Nos testes experimentais, o inversor de frequência que aciona o motor tem sua frequência de referência ajustada para 61,4Hz. Deste modo, se a velocidade é de 1818rpm, o motor opera com uma frequência de escorregamento sf_e aproximadamente igual a 0,8Hz.

Para a situação em que o inversor está operando com controle V/f, isto é, em malha aberta, o espectro de frequências das correntes de estator do motor com o rotor simétrico é mostrado na Figura 4.34.



(a)



(b)

Figura 4.34 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes de estator para o caso do motor 10cv com Controle V/f e o rotor simétrico. Comparação entre o Modelo Proposto e o Teste Experimental.

Observa-se, além da componente fundamental f_e ($\approx 61,4\text{Hz}$), a presença de outras componentes espectrais, a saber:

- componente espectral característica das bandas laterais inferior $f_e - 2sf_e$ (59,4Hz) e superior $f_e + 2sf_e$ (63,4Hz);
- componentes nas frequências $f_e \pm f_{rm}$ ($61,4 - 30,3 \approx 31,1\text{Hz}$ e $61,4 + 30,3 \approx 91,7\text{Hz}$), onde f_{rm} é a frequência correspondente à velocidade mecânica do rotor, resultantes de inerentes excentricidades no entreferro do motor [40];
- componente espectral devido às variações no conjugado de carga, causadas pelo desbalanceamento das tensões trifásicas da rede CA, além das assimetrias de estator inerentes ao motor carga, na frequência $120\text{Hz} \pm f_e$ ($120 - 61,4 \approx 58,6\text{Hz}$ e $120 + 61,4 \approx 181,4\text{Hz}$);
- componentes nas frequências $|f \pm mf_s|$, sendo $m=1, 2, \dots$ e $f > f_s/2$, em consequência do fato do osciloscópio utilizado não possuir filtro anti-aliasing. Ou seja, quando a frequência de chaveamento do inversor é de 5kHz, a corrente medida possui componentes espectrais superiores à frequência de Nyquist, para a taxa de amostragem (f_s) adotada de 500Hz.

Deve-se ressaltar mais uma vez que o modelo proposto para o motor de indução não contempla assimetrias inerentes de rotor ou de estator, nem tampouco irregularidades no entreferro (excentricidade). Entretanto, o conjugado de carga, antes representado por uma constante, agora recebe o modelo completo da máquina alimentada pela rede CA, que impõe um conjugado frenante (pulsante) ao motor de 10cv.

A operação do inversor com controle vetorial (orientação de campo), ou seja, em malha fechada foi também investigado. Cabe salientar que, devido a dificuldades na implementação prática de um *encoder* na bancada de testes, o controle vetorial utilizado pelo inversor foi o tipo *sensorless*. O diagrama de blocos do controle vetorial do inversor *WEG – CFW09* é reproduzido na Figura 4.35, onde se observa os estimadores de fluxo e de velocidade. Por outro lado, no programa de simulação do modelo proposto, o controle de conjugado foi implementado de uma forma mais simples, como mostra o diagrama de blocos da Figura 4.36. Neste esquema, o controle vetorial é realizado por uma malha de controle proporcional – integral de velocidade e uma malha do controle proporcional de corrente.

Assim sendo, a Tabela 4.21 apresenta os valores, em pu, dos ganhos dos reguladores utilizados na montagem experimental fornecidos pelo próprio inversor, através da função de *Auto-Ajuste* [39], e os valores nominais utilizados nas simulações computacionais do modelo proposto. Esta transformação de valores em pu para valores nominais dos ganhos dos reguladores foi realizada utilizando-se, por sugestão da própria *WEG*, os valores de base mostrados na Tabela 4.22.

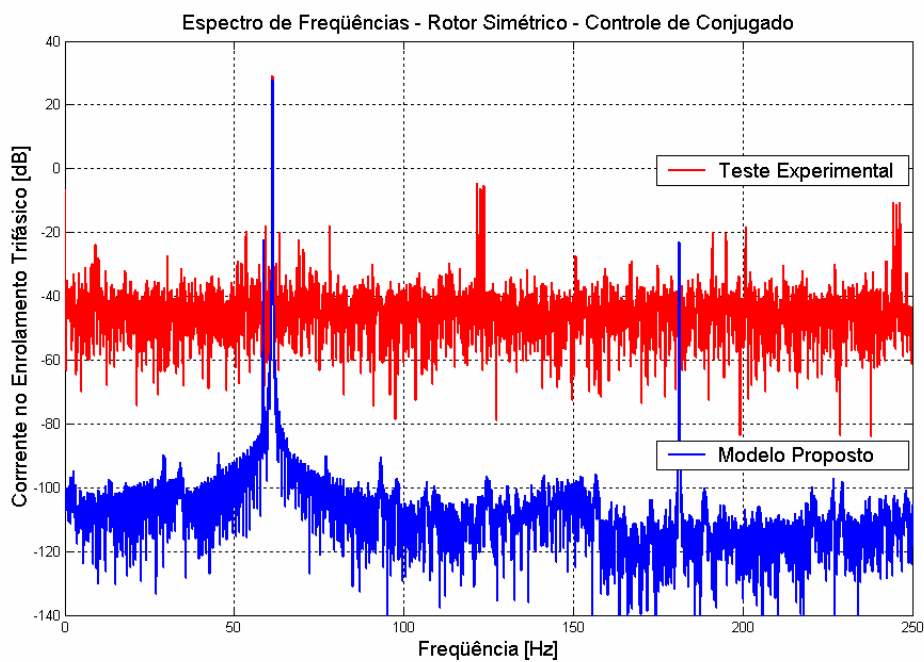
Tabela 4.21 – Ganhos das malhas de controle do inversor *WEG* – *CFW09*.

Ganho	Inversor	Modelo	Faixa de Passagem
Ganho Proporcional – Malha de Velocidade	6,0 pu	1,28 N.m/rad/s	4 Hz
Ganho Integral – Malha de Velocidade	0,039 pu	3,22 N.m/rad	0,4 Hz
Ganho Proporcional – Malha de Corrente	0,75 pu	2,27 Ω	170 Hz
Ganho Integral – Malha de Corrente	0,013 pu	15,23 Ω /s	1,7 Hz

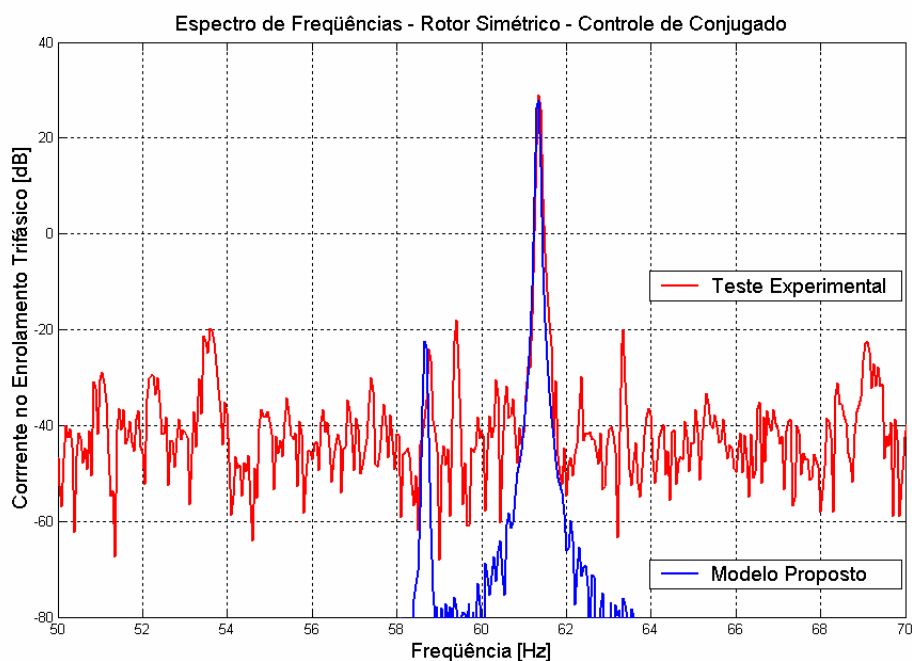
Tabela 4.22 – Valores base do inversor *WEG* – *CFW09*.

Grandeza	Parâmetro Base	Valor
Tensão	$V_{base} = P296 =$ Tensão Nominal do Inversor	220 V
Corrente	$I_{base} = 1,5 * P295 = 1,5 *$ Corrente Nominal do Inversor	42 A
Potência	$S_{base} = \sqrt{3} * V_{base} * I_{base}$	16 kVA
Velocidade	$\omega_{r-base} = P134 =$ Velocidade Máxima do Motor	1850 rpm

O espectro de freqüências das correntes de estator do motor com o rotor simétrico, alimentado pelo inversor de freqüências com controle vetorial pode ser visualizado na Figura 4.37. Verifica-se, na faixa de freqüências de interesse, ou seja, nas proximidades da freqüência fundamental, as mesmas componentes espectrais observadas na situação de controle em malha aberta do inversor.



(a)



(b)

Figura 4.37 – Espectro de frequências (a), e *zoom* (b), das correntes de estator para o caso do motor 10cv com Controle de Conjugado e o rotor simétrico.

Modelo Proposto e Teste Experimental.

Para que se possa melhor analisar estes resultados, na tentativa de se estabelecer algumas relações entre as componentes espectrais características para situações de controle em malha aberta e malha fechada do acionamento, as amplitudes das componentes espectrais das correntes são normalizadas a partir do valor da componente fundamental. A Figura 4.38 apresenta, portanto, estes novos resultados.

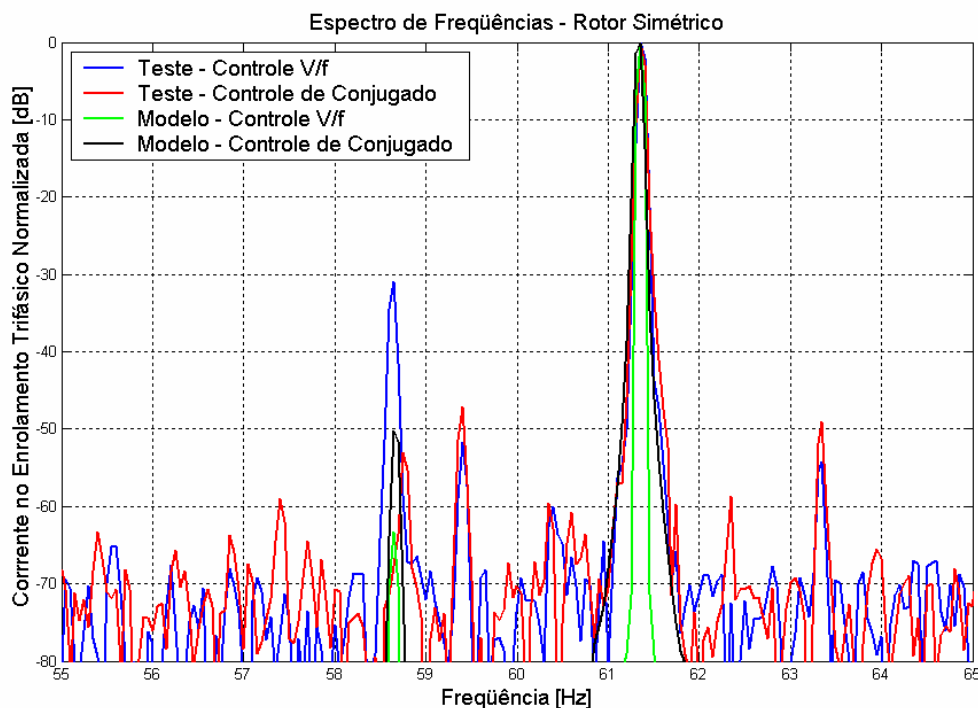


Figura 4.38 – Espectro de frequências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com rotor simétrico. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Observa-se que as amplitudes das componentes das bandas laterais da corrente de estator medida durante os testes experimentais são da ordem de -50dB, o que não seria diagnosticado como um motor de indução com rotor defeituoso, mas como uma máquina simétrica, tanto no caso de operação do acionamento em malha aberta quanto em malha fechada. Destaca-se ainda, nos resultados referentes aos testes experimentais, uma diminuição da amplitude da componente espectral devido às variações no conjugado de carga, quando se utiliza o controle de conjugado. Entretanto, tal fato não se verifica nos resultados obtidos nas simulações, o que será discutido posteriormente.

4.4.2 Motor 10cv com Assimetrias de Rotor

Os diversos rotores utilizados nos ensaios do motor de 10cv para o estudo de assimetrias de rotor do tipo barra(s) quebrada(s) e segmento do anel de curto-circuito quebrado estão mostrados na Figura 4.39.

As Figuras 4.40 a 4.42 a seguir apresentam os espectros de frequências das correntes de estator para os casos de assimetrias no rotor da máquina anteriormente citadas, considerando ainda o acionamento do motor com controle V/f e com controle de conjugado.

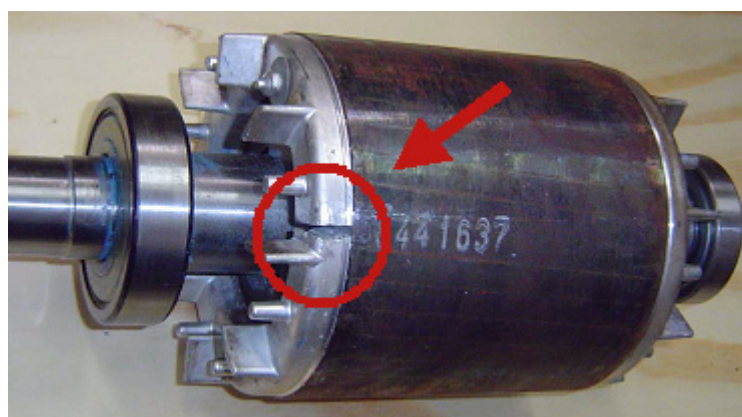
Como dito anteriormente, a ação dos reguladores do inversor, ou seja, das malhas de controle de corrente e de velocidade, que reagem à presença de componentes adicionais nas correntes dq do estator, produzidas pelas assimetrias do rotor, introduz componentes adicionais na tensão de alimentação do motor. Este fenômeno é ilustrado na Figura 4.43, onde se pode verificar os espectros de frequências das tensões de estator para o caso do motor 10cv com 1 segmento do anel de curto-circuito rompido.



(a)

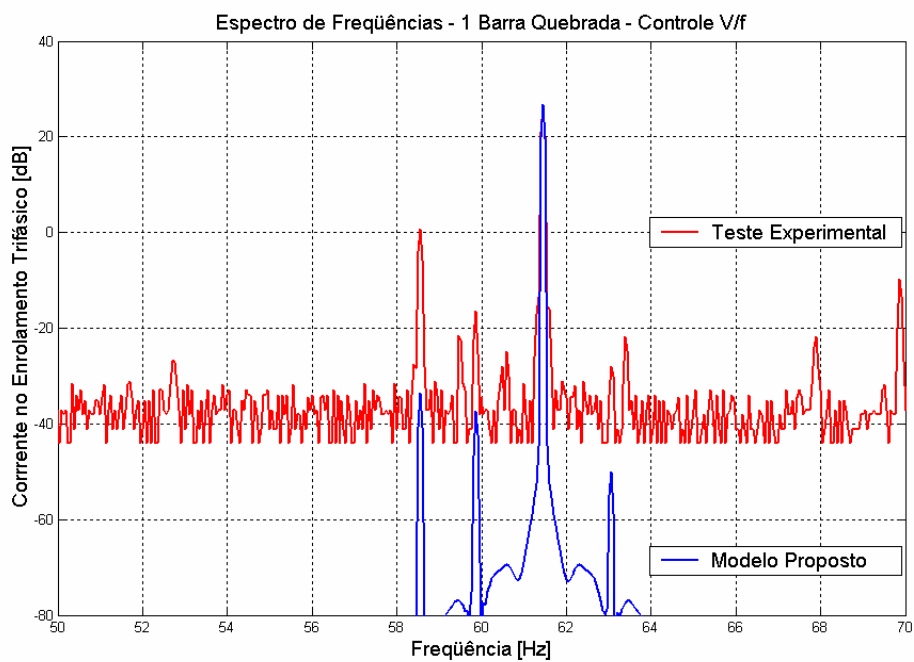


(b)

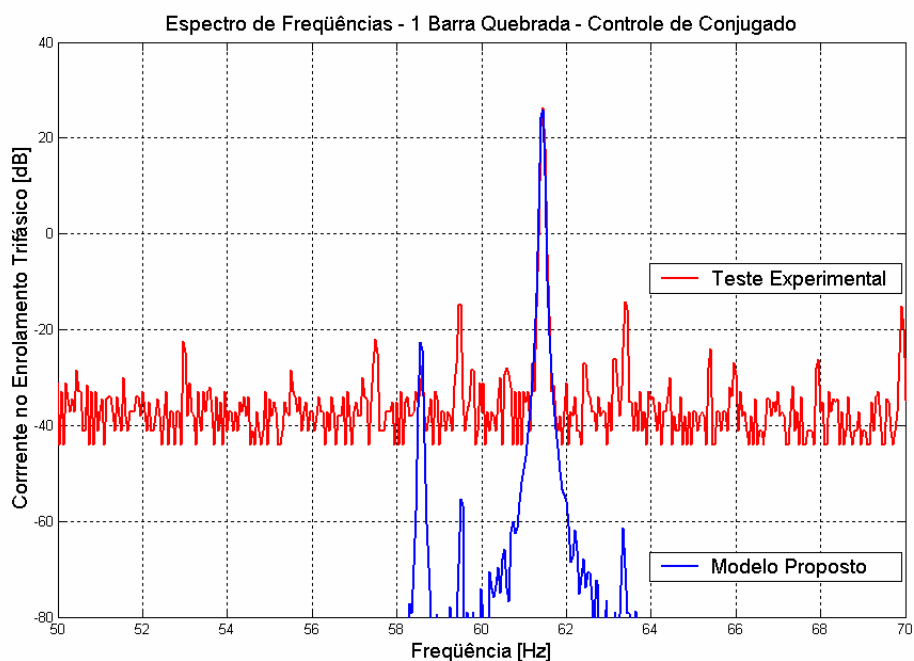


(c)

Figura 4.39 – Rotores do motor de 10cv com (a) uma barra quebrada, (b) três barras quebradas e (c) um segmento do anel de curto-circuito rompido.

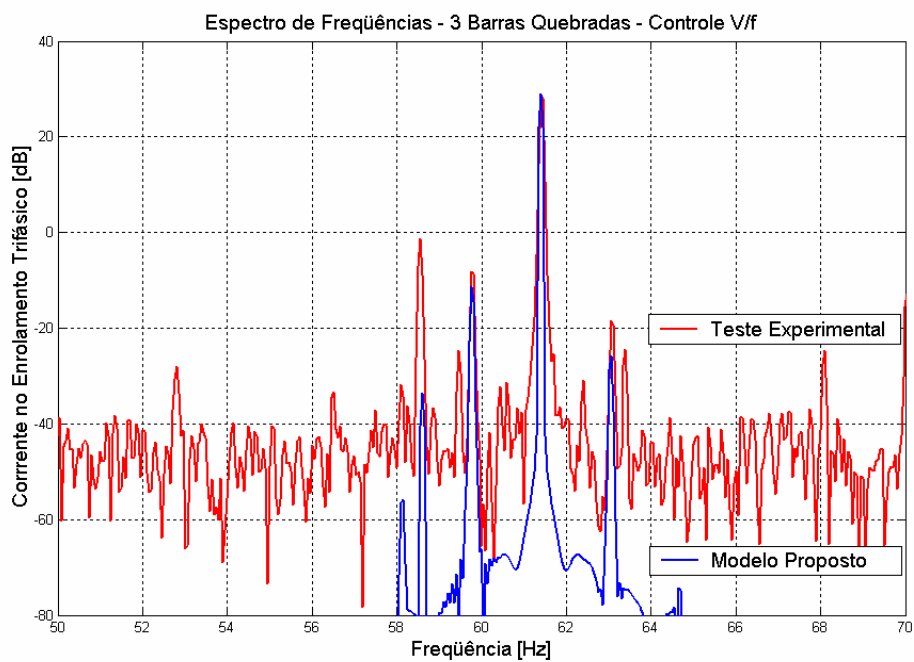


(a)

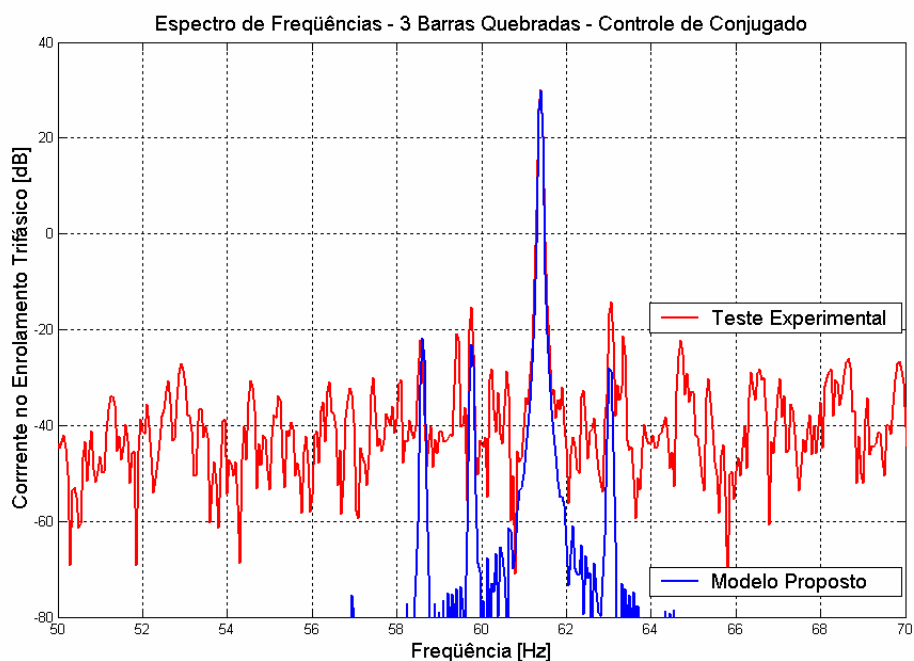


(b)

Figura 4.40 – Espectro de frequências das correntes de estator do motor 10cv com 1 barra quebrada. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.



(a)



(b)

Figura 4.41 – Espectro de frequências das correntes de estator do motor 10cv com 3 barras quebradas. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.

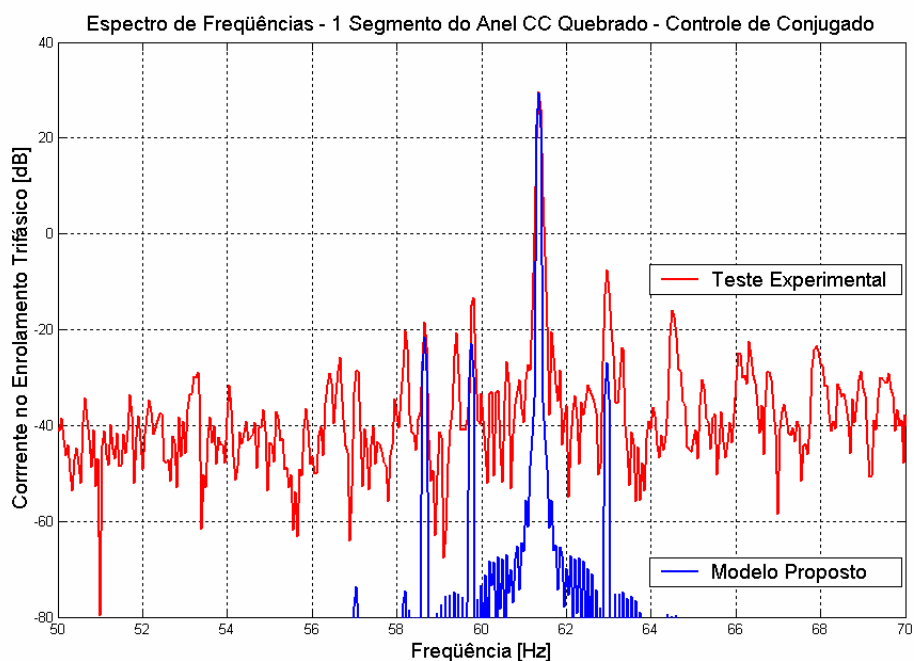
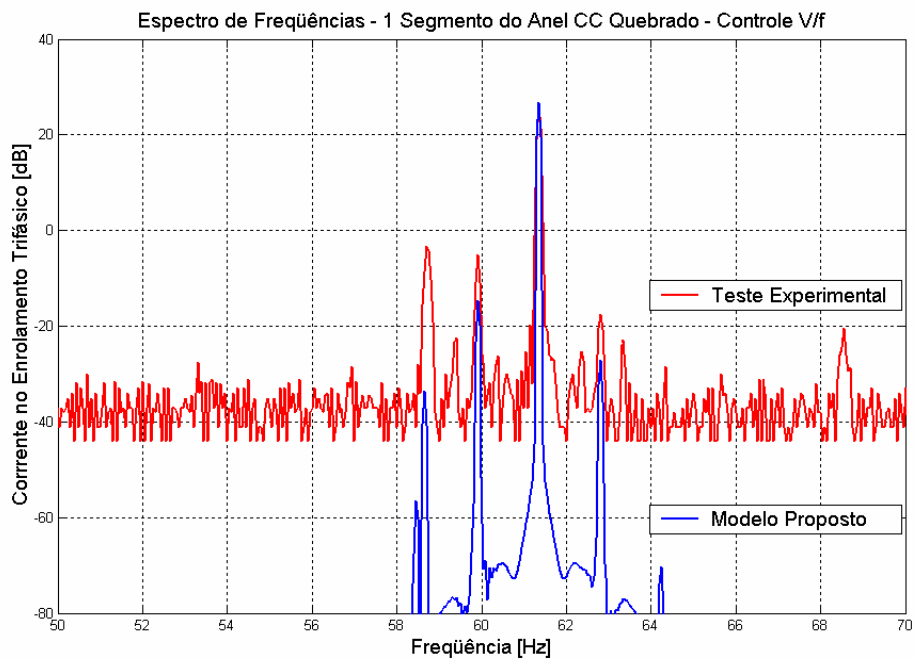
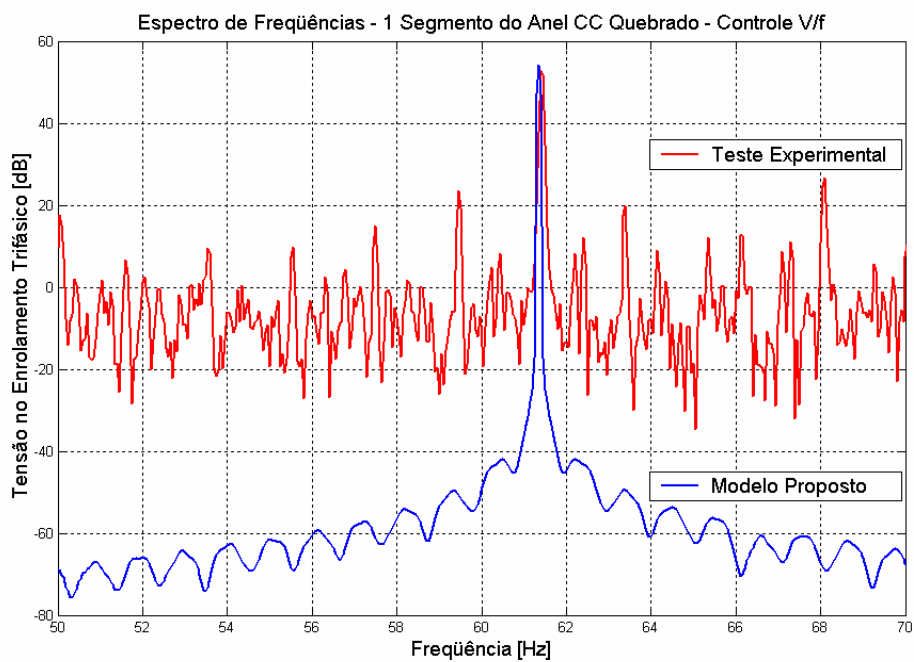
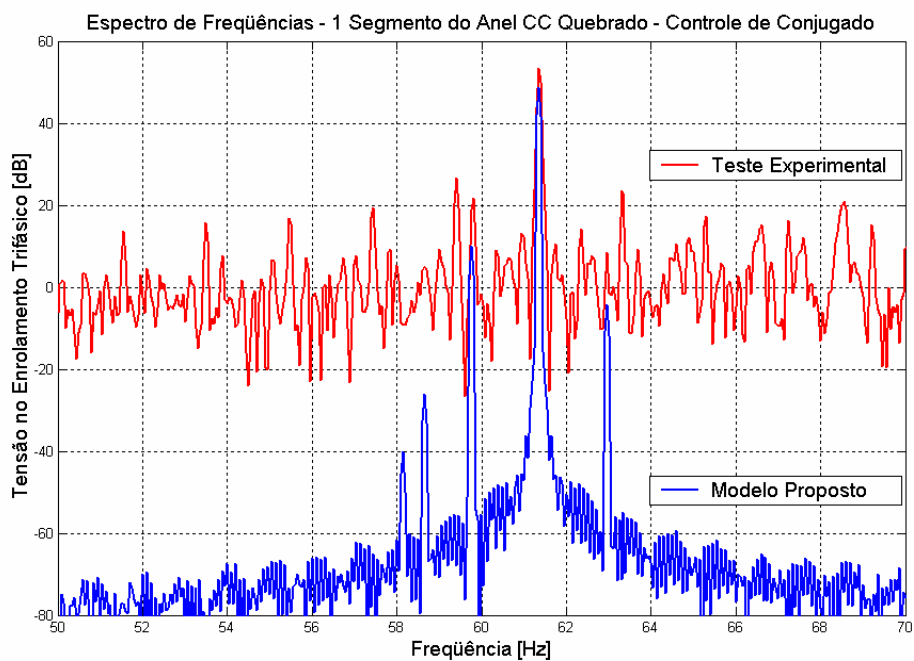


Figura 4.42 – Espectro de frequências das correntes de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b). Modelo Proposto e Teste Experimental.



(a)



(b)

Figura 4.43 – Espectro de frequências das tensões de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Controle V/f (a) e Controle de Conjugado (b).

Modelo Proposto e Teste Experimental.

Mais uma vez, as amplitudes das componentes espectrais das correntes são normalizadas a partir do valor da componente fundamental, os novos resultados mostrados nas Figuras 4.44 a 4.46 e explicitados na Tabela 4.23.

Tabela 4.23 – Componentes de freqüências das correntes no estator normalizadas, para os casos de rotor assimétrico.

Freqüência (Hz)	Assimetria do Rotor	Teste Experimental		Simulação	
		Controle V/f (dB)	Controle de Conjugado (dB)	Controle V/f (dB)	Controle de Conjugado (dB)
$(1-2s)f_e$	1 barra	-42,82	-62,58	-64,14	-82,60
	3 barras	-37,08	-45,39	-40,40	-53,13
	1 anel CC	-31,23	-42,90	-41,21	-52,37
f_e	1 barra	0	0	0	0
	3 barras	0	0	0	0
	1 anel CC	0	0	0	0
$(1+2s)f_e$	1 barra	-54,41	-59,98	-76,79	-87,12
	3 barras	-47,37	-44,32	-54,71	-56,07
	1 anel CC	-43,78	-37,11	-53,72	-56,39
f_{carga}	1 barra	-25,79	-56,58	-60,35	-48,51
	3 barras	-30,19	-52,23	-62,47	-51,73
	1 anel CC	-29,43	-47,94	-60,25	-51,02

Constata-se inicialmente, tanto nos resultados experimentais como nas simulações, que as amplitudes das bandas laterais aumentam com a severidade do defeito na gaiola do rotor. Por outro lado, as amplitudes da componente espectral relacionada às variações no conjugado de carga, para as várias situações de assimetrias de rotor, sofrem pequenas alterações, considerando cada tipo de controle separadamente.

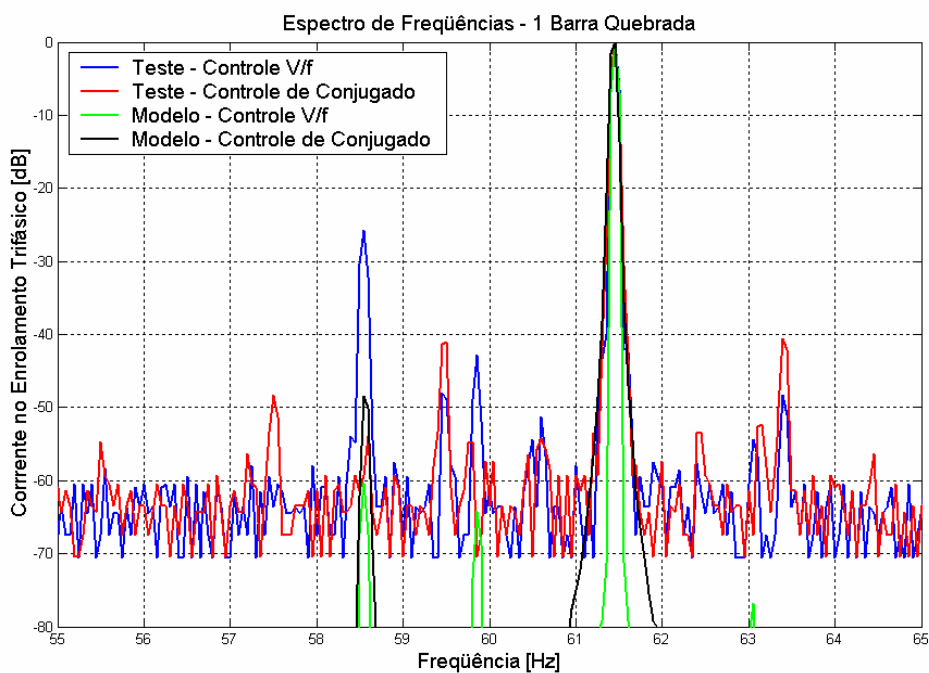


Figura 4.44 – Espectro de frequências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 1 barra do rotor quebrada. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

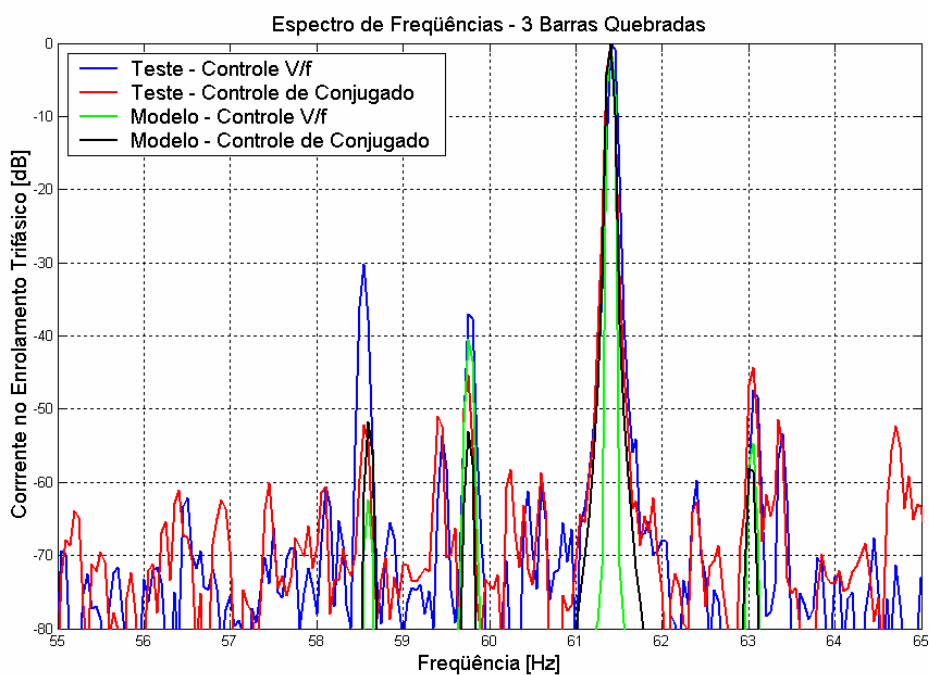


Figura 4.45 – Espectro de frequências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 3 barras do rotor quebradas. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

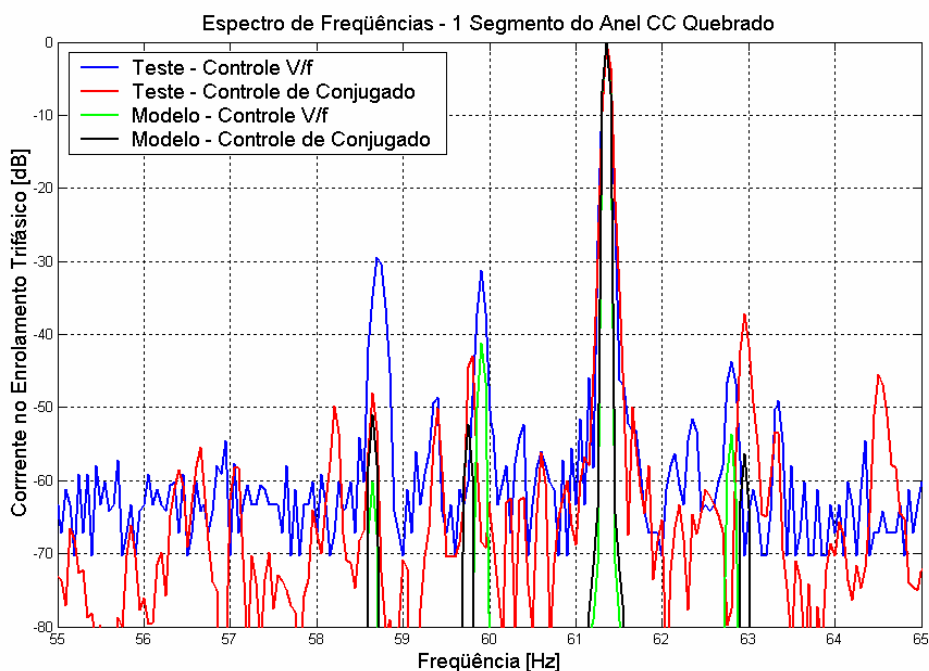


Figura 4.46 – Espectro de frequências das correntes de estator (normalizadas) para o caso do motor 10cv, com 1 segmento do anel CC do rotor quebrado. Comparação entre Controle V/f e Controle de Conjugado, Modelo Proposto e Teste Experimental.

Através dos resultados obtidos nos testes experimentais, no caso do motor estar operando com Controle V/f, verifica-se que a componente da banda lateral inferior é maior que a componente da banda lateral superior, como já era previsto. Observa-se ainda uma diminuição na amplitude da componente da banda lateral inferior no caso de operação em malha fechada, como mencionado em [44]. Além disto, há um aumento na componente da banda lateral superior, devido à ação dos reguladores do inversor, que tendem reagir à presença de componentes adicionais nas correntes dq do estator produzidas pelas assimetrias do rotor.

Verifica-se também, nos resultados obtidos a partir das simulações realizadas, para a situação de operação em malha aberta, que a componente da banda lateral inferior é maior que a componente da banda lateral superior. Tal fato está relacionado ao momento de inércia do acionamento [43] e confirma, portanto a estimativa deste parâmetro nas simulações. Entretanto, quando o controle em malha fechada é implementado, com os ganhos das malhas de controle dos reguladores de corrente e velocidade descritos na Tabela 4.21, as amplitudes das componentes das bandas laterais, tanto inferior quanto superior, tornam-se menores que aquelas determinadas no caso de controle em malha aberta.

Desta forma, considerando-se que o modelo computacional do acionamento não está reproduzindo a mesma tendência de aumento da amplitude da banda lateral superior verificada nos resultados experimentais, algumas justificativas podem ser vislumbradas. Um primeiro ponto a ser considerado é o fato de que as estruturas dos reguladores utilizados no modelo computacional são diferentes daquelas implementadas no inversor real, tais como:

- o regulador de corrente do inversor da WEG, à semelhança de praticamente todos os inversores comerciais, é do tipo Proporcional – Integral, e não apenas Proporcional, como aquele utilizado nas simulações;
- os reguladores implementados no programa computacional possuem malhas de desacoplamento das realimentações internas, ao contrário do que ocorre no inversor da WEG;
- a estratégia implementada pela WEG para a operação *sensorless* emprega a orientação pelo enlace de fluxo de estator, enquanto que o modelo utilizado nas simulações utiliza a orientação pelo enlace de fluxo de rotor;
- o inversor real inclui estimadores de fluxo de estator e de velocidade, os quais têm impacto significativo sobre a dinâmica de malha fechada do sistema;
- a corrente de excitação estatórica de referência (I_{ds}^*) é considerada constante nas simulações computacionais, diferentemente do inversor da WEG, que possui um estimador de fluxo para a determinação desta corrente; e, principalmente
- as correntes de conjugado (I_{qs}) e de excitação (I_{ds}) "medidas" pelo inversor real, bem como a velocidade e o fluxo estatórico estimados, contêm apenas componentes espectrais de baixíssima frequência, pois as demais são altamente atenuadas por filtros com faixas passagem bastante estreitas, o que não se verifica na estrutura implementada nas simulações computacionais.

Outro ponto refere-se aos valores dos ganhos utilizados nas simulações e, conseqüentemente, das faixas de passagem das malhas de controle dos reguladores implementadas no programa computacional. Uma questão que surge diz respeito às grandezas de base especificadas para converter os ganhos em pu, fornecidos pelo inversor, para valores nominais a serem utilizados nas simulações computacionais.

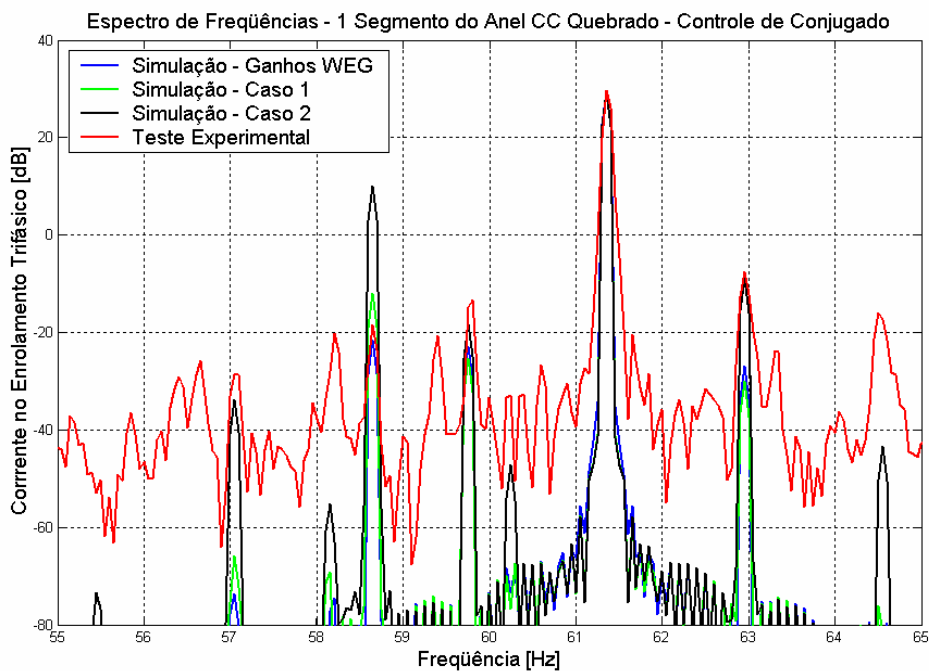
Assim, novas simulações foram realizadas utilizando-se diferentes valores de ganhos para as malhas de controle, alterando-se as faixas de passagem dos reguladores, como apresentado na Tabela 4.24.

Tabela 4.24 – Novos ganhos para as malhas de controle do inversor utilizadas nas simulações computacionais.

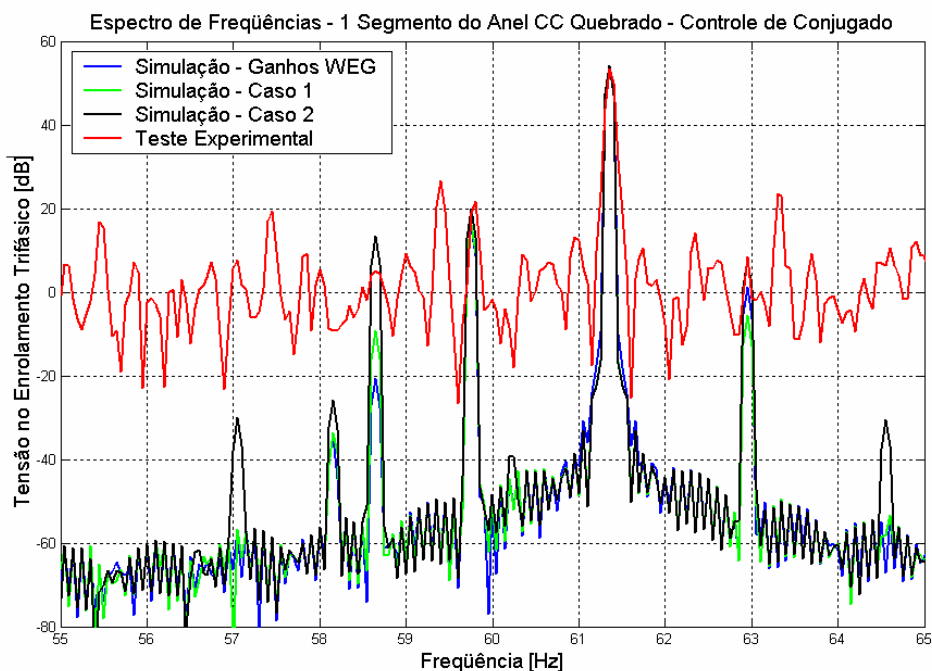
Caso	Ganho	Malha de Velocidade		Malha de Corrente
		Proporcional	Integral	Proporcional
1	Valor	3,2 N.m/rad/s	19 N.m/rad	2,5 Ω
	Faixa de Passagem	10 Hz	1 Hz	170 Hz
2	Valor	30,0 N.m/rad/s	1800 N.m/rad	15,0 Ω
	Faixa de Passagem	100 Hz	10 Hz	1000 Hz

A Figura 4.47 ilustra o espectro de frequências das correntes e das tensões de estator do motor 10cv, com um segmento do anel de curto-circuito da gaiola do rotor quebrado, considerando-se os diferentes ganhos das malhas de controle dos reguladores de corrente e velocidade do inversor, bem como aqueles utilizados nas simulações anteriores, além dos resultados dos testes experimentais. Cabe ressaltar que os resultados para os demais casos de assimetrias de rotor, ou seja, uma e três barras quebradas, são semelhantes ao apresentado a seguir.

De posse destes novos resultados, observa-se que, aumentando-se cerca de 2,5 vezes os ganhos da malha de velocidade (*Ganhos WEG x Caso 1*), e mantendo-se a faixa de passagem da malha de controle de corrente, as amplitudes das bandas laterais da corrente de estator permanecem praticamente constantes, enquanto que a componente espectral relativa às variações do conjugado de carga aumenta aproximadamente 10dB.



(a)



(b)

Figura 4.47 – Espectro de frequências das (a) correntes e das (b) tensões de estator do motor 10cv com 1 segmento do anel CC quebrado. Comparação entre os resultados das simulações do Modelo Proposto, para diferentes valores de ganhos dos reguladores do inversor (Controle de Conjugado), e do Teste Experimental.

Paralelamente, aumentando-se todos os ganhos das malhas de controle (*Ganhos WEG x Caso 2*), a amplitude da banda lateral inferior cresce, mas a uma taxa significativamente menor do que a amplitude da banda lateral superior. A consequência disto é que, quando se compara as amplitudes das bandas laterais da corrente de estator para o *Caso 2* e o caso de Controle V/f, verifica-se uma diminuição da amplitude da banda lateral inferior e um aumento na banda lateral superior, exatamente como ocorre nos testes experimentais.

Por outro lado, a componente devida às variações do conjugado de carga do motor, que é de seqüência negativa e corresponde a 120Hz em um sistema de referência síncrono, aumenta por volta de 30dB. Tal fato conduz a uma análise mais profunda das estruturas dos reguladores do inversor utilizado nos testes experimentais (Figura 4.35) e aquela implementada no programa computacional de simulação (Figura 4.36). Como dito anteriormente, as duas estruturas apresentam diferenças significativas, que conduzem a respostas diferentes para esta componente espectral em 120Hz.

4.4.3 Comentários

Ao se avaliar os efeitos das assimetrias de rotor nas grandezas de estator de uma máquina de indução, os resultados obtidos através das simulações computacionais do modelo proposto correspondem adequadamente àqueles obtidos nos testes experimentais. Ou seja, observa-se o aparecimento das componentes de bandas laterais no espectro de freqüências das correntes no estator do motor em todos os tipos de assimetrias de rotor estudados, tanto para operação do acionamento em malha aberta, quanto em malha fechada. Verifica-se ainda que, para o caso de operação do acionamento com controle de conjugado, as amplitudes destas componentes espectrais sofrem alterações significativas e dependem da estrutura de controle implementada no inversor e dos ganhos das malhas de controle dos reguladores.

Vale a pena ressaltar que as já citadas componentes adicionais na tensão de alimentação do motor (Figura 4.43) é que tendem a alterar as amplitudes das componentes espectrais da corrente de estator [42] - [44], quando comparadas com o caso em que o motor é alimentado diretamente pela rede CA ou através de inversor de frequência com controle V/f, como apresentado nas Figuras 4.39 a 4.46 e relatado na Tabela 4.23.

Entretanto, tais efeitos não devem mascarar os procedimentos de diagnóstico e /ou monitorização das faltas no rotor de um motor de indução com rotor em gaiola, que são normalmente baseados na análise de padrões das correntes do motor (*Motor Current Signature Analysis – MCSA*) e dependem primordialmente da precisão na medição da corrente do motor, bem como da habilidade em distinguir entre condição de operação normal ou de falta. Além disto, a maioria destes métodos são desenvolvidos para o caso de um motor alimentado por uma rede CA e requer operação em regime permanente.

Conseqüentemente, procedimentos mais sofisticados devem ser adotados para se ter acesso às reais condições da máquina. Assim, com a finalidade de estender as técnicas de diagnóstico de faltas em motores de indução, desenvolvidas para operação do motor ligado diretamente à rede CA ou alimentado através de um inversor de frequência com controle V/f, para operação com controle vetorial, uma análise mais profunda do comportamento destes motores com assimetrias de rotor inserido num sistema de acionamento com controle de conjugado é requerida.

4.5 CONCLUSÕES

O trabalho de validação do modelo dinâmico vetorial proposto de máquinas de indução com assimetrias de rotor foi realizado em três etapas, a saber:

- simulações computacionais de um motor de indução trifásico de 2cv *standard*, comparando-se as amplitudes das correntes nas barras da gaiola, determinadas pelo modelo proposto de uma máquina de 2 pólos equivalente e pela Análise por Elementos Finitos; verificando-se o reflexo das assimetrias de rotor nas grandezas de estator por meio do espectro de freqüências destas correntes; e utilizando-se o *Método Vienna de Monitorização* para identificação das assimetrias de rotor;
- testes experimentais no motor de indução trifásico *Frank*, especialmente construído para esta pesquisa, que permite a realização de ensaios não-destrutivos de falhas na gaiola de um motor de indução, medindo-se diretamente as correntes nas barras da gaiola e comparando-se estes resultados com aqueles obtidos em simulações computacionais, utilizando-se o modelo proposto e também a Análise por Elementos Finitos; e verificando-se as componentes espectrais das correntes do enrolamento trifásico do motor;
- testes experimentais no motor de indução trifásico de 10cv, do tipo *Inverter Duty Motor TEBC*, com vários rotores contendo diferentes assimetrias, quando este é alimentado por um inversor de freqüências com Controle V/f e Controle de Conjugado, comparando-se o espectro de freqüências das correntes de estator resultantes destes ensaios com aquelas obtidas nas simulações.

No que diz respeito às conseqüências das assimetrias de rotor nas grandezas de estator da máquina de indução, pode-se dizer que o modelo as reproduz com fidelidade. Isto é, o aparecimento das componentes de bandas laterais no espectro de freqüências das correntes no enrolamento trifásico do motor é observado em todos os tipos de assimetrias na gaiola (defeitos e /ou quebra de barras e quebra de um segmento do anel de curto-circuito) e em todos motores estudados.

Além disto, as variações nas amplitudes destas componentes espectrais, determinadas pelo modelo proposto, apresentam as tendências esperadas quanto à profundidade das assimetrias no rotor. Ou seja, quanto mais severa a assimetria na gaiola, dentro de um mesmo passo polar, maior será a amplitude da componente da banda lateral inferior. No que se refere ao tipo de controle da tensão de alimentação do motor, isto é, com Controle V/f (semelhante à alimentação direta pela rede CA) ou com Controle de Conjugado, a utilização deste último implica em variações importantes nas amplitudes das componentes das bandas laterais inferior e superior, quando comparado ao uso do Controle V/f, o que pôde ser também verificado.

Finalmente, quanto às correntes nas barras da gaiola do motor, os valores calculados nas simulações do modelo aqui proposto correspondem àqueles medidos nos testes experimentais com o motor *Frank*, apresentando as mesmas tendências tanto nas amplitudes destas correntes, quanto nos ângulos de fase.

CAPÍTULO 5

DETECÇÃO DE ASSIMETRIAS NA GAIOLA DO ROTOR DE MÁQUINAS DE INDUÇÃO EM ACIONAMENTOS DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A necessidade de se detectar faltas no rotor de uma máquina de indução com rotor em gaiola em um estágio inicial, de forma que a manutenção possa ser conduzida dentro de uma programação, tem impulsionado o desenvolvimento de métodos de monitorização cada vez mais sensíveis e imunes a ruídos.

Nas últimas décadas, vários estudos para desenvolvimento de métodos para o diagnóstico de falhas de rotor foram realizados. Algumas técnicas baseadas na monitorização do campo eletromagnético (formas de onda da densidade de fluxo axial e no entreferro), medição de temperatura, medição de velocidade, monitorização de vibrações e análise de padrões das correntes do motor (*Motor Current Signature Analysis – MCSA*), foram propostas para detecção de assimetrias de rotor [38].

Mais recentemente, foram apresentados, dentre outros, o Método Vienna de Monitorização (*Vienna Monitoring Method - VMM*), que detecta e localiza a região defeituosa no rotor [31] - [37], e um segundo método de detecção que indica o número de barras quebradas do rotor, baseado na orientação do vetor espacial do campo magnético do rotor [41]. Já foi dito que técnicas de monitorização *on-line* baseadas na *MCSA* têm sido foco de atenção especial, pois são completamente não-invasivos, e não requerem a interrupção da operação dos sistemas de acionamento. Estes métodos dependem da identificação das "bandas laterais" dentro do espectro de corrente do estator do motor. Como mostrado em 4.4 – *Simulações Computacionais x Testes Experimentais: Motor 10cv*, quando o motor de indução é alimentado por um inversor de frequência, as suas malhas de controle modificam o comportamento das variáveis de estator e procedimentos mais sofisticados devem ser adotados para diagnóstico de falhas em motores de indução.

Com o objetivo de se avaliar a viabilidade de detecção *on-line* de assimetrias de rotor em máquinas de indução, valendo-se dos sinais de erro próprios dos reguladores presentes em inversores de frequência, realizou-se uma detalhada análise do comportamento do motor de indução com assimetrias de rotor inserido num sistema de acionamento com controle de conjugado. Vale a pena observar que a implementação prática desta nova metodologia pode significar uma "nova função" a ser incorporada ao inversor de frequência, sem que nenhum novo *hardware* seja necessário ao equipamento.

5.2 MODELO DO ACIONAMENTO

Neste ponto, um acionamento baseado em motor de indução com controle de conjugado é considerado, e o sistema em teste pode ser representado por uma fonte de tensão trifásica que alimenta um inversor de frequência VSI ideal. O inversor possui a estrutura de controle de conjugado comumente utilizada, mostrada na Figura 4.36, ou seja, uma malha de controle proporcional – integral de velocidade e uma malha de controle proporcional de corrente, cujos ganhos e faixas de passagem estão listados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Ganhos das malhas de controle do inversor.

Ganho	Valor	Faixa de Passagem
Ganho Proporcional – Malha de Velocidade	1,5 N.m/rad/s	100 Hz
Ganho Integral – Malha de Velocidade	90,0 N.m/rad	10 Hz
Ganho Proporcional – Malha de Corrente	60,0 Ω	1000 Hz

Quando o controle de conjugado é utilizado no acionamento, todas as variáveis controladas estão disponíveis, além daquelas variáveis terminais do motor. Estas grandezas, isto é, as saídas dos reguladores, podem ser acompanhadas para fins de diagnóstico, e os resultados são muito úteis, pois elas mostram diretamente a ação do controle. Ou seja, uma falta na máquina pode ser observada como uma variação nos parâmetros da planta. Considerando que os reguladores, mesmo na presença de faltas no rotor do motor, irão continuar forçando as variáveis de controle aos seus valores de referência, alterando assim as saídas dos controladores, refletindo a própria falta. Conseqüentemente, novos índices para diagnóstico podem também ser desenvolvidos a partir das variáveis controladas [42]. Com esta configuração, a corrente de magnetização I_{ds} e a corrente de conjugado I_{qs} , bem como os sinais de erro destas grandezas, podem ser monitorados e ainda utilizados com a finalidade de diagnóstico.

A topologia do acionamento deve também ser considerada e, de acordo com o esquema de controle adotado, as falhas na máquina afetam as variáveis de controle de uma forma específica, facilitando o procedimento de diagnóstico. Certamente os ganhos dos controladores irão afetar o comportamento do sistema, mas seus efeitos não devem mascarar o procedimento de diagnóstico.

O modelo do motor de indução com assimetrias de rotor utilizado nas simulações que se seguem é o proposto em 3.2.4 – *Modelagem das Assimetrias de Rotor*. Os dados nominais e parâmetros equivalentes deste motor são apresentados na Tabela 5.2.

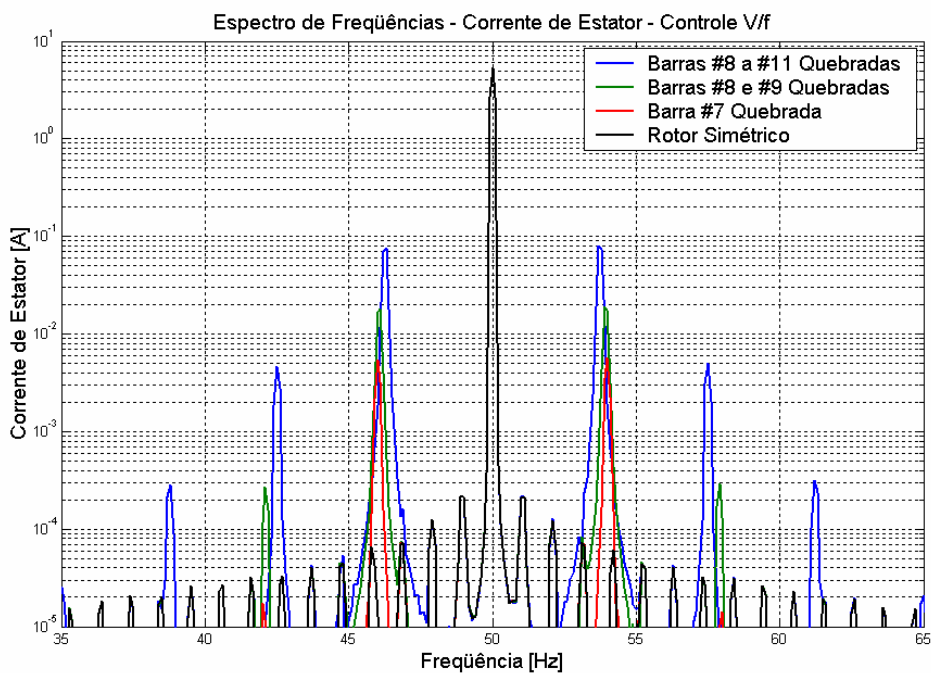
Tabela 5.2 – Valores nominais e parâmetros do motor 2cv.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Nominal	P_{mec}	2 cv
Frequência Nominal	f	60 Hz
Tensão Nominal de Linha	V_s	220 V
Corrente Nominal de Linha	I_s	6,2 A
Número de Pólos	P	4
Número de Barras do Rotor	N	28
Velocidade Mecânica Nominal	ω_r	1720 rpm
Indutância de Magnetização	L_m	80,50 mH
Indutância de Dispersão de Estator	L_{ls}	4,38 mH
Indutância de Dispersão de Rotor	L'_{lr}	4,38 mH
Resistência de Estator	r_s	1,440 Ω
Resistência de Rotor	r'_r	1,075 Ω
Momento de Inércia	J	0,0045 kg.m ²

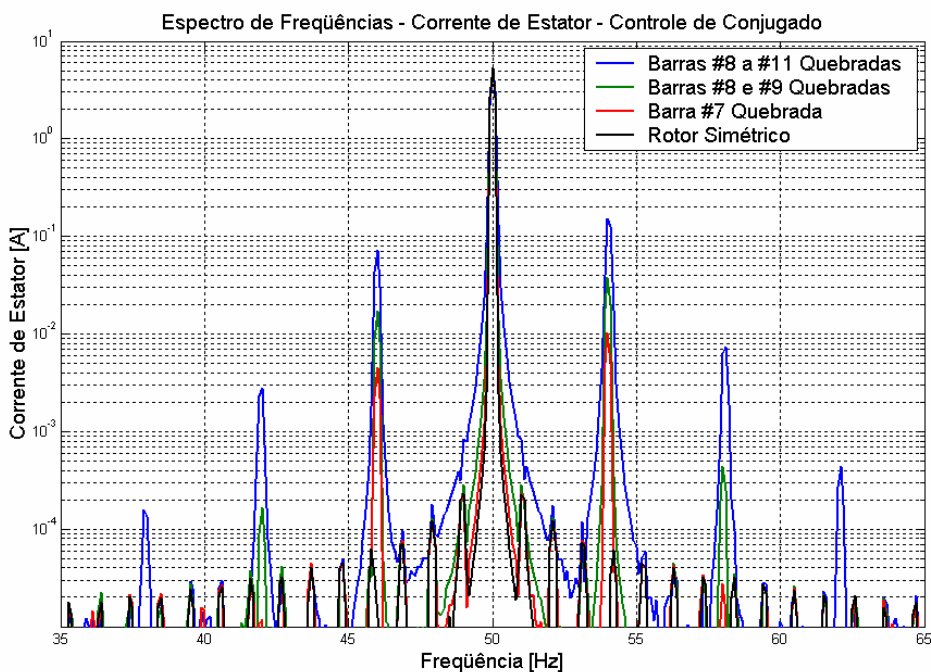
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES: MOTOR 2CV STANDARD

A operação do motor nas situações de rotor simétrico e assimétrico é avaliada, considerando-se conjugado de carga constante, igual a 6,44N.m, que corresponde a aproximadamente 78% do conjugado nominal do motor, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$). Os resultados aqui apresentados, para as situações em que o motor é alimentado pelo inversor com controle V/f (malha aberta) e pelo inversor com controle de conjugado (malha fechada), incluem assimetrias de rotor com uma, duas e quatro barras quebradas. A distorção das correntes de estator em regime permanente devido às citadas assimetrias, que corresponde às chamadas frequências das bandas laterais, é mostrada na Figura 5.1.

Sabe-se que a relação entre as amplitudes das bandas laterais inferior e superior depende da inércia do conjunto motor-carga do acionamento. Ou seja, quanto maior esta inércia, menor a amplitude da banda lateral superior e maior a magnitude da banda lateral inferior [43]. Quando o acionamento opera em malha fechada (Figura 5.1(b)), a assinatura das correntes de estator sofre mudanças bastante significativas quando se compara à situação em que o acionamento opera em malha aberta (Figura 5.1(a)). Isto se deve à ação dos reguladores de velocidade e corrente do inversor, que tendem a reagir à presença de componentes adicionais nas correntes dq do estator produzidas pelas assimetrias do rotor, como já referenciado [42] - [44]. Esta reação dos reguladores introduz componentes adicionais na tensão de alimentação do motor, ilustradas na Figura 5.2. Tais componentes tendem a alterar as amplitudes das bandas laterais das correntes de estator do motor, quando comparadas com o caso em que o motor é alimentado diretamente pela rede CA ou através de inversor de frequência com controle V/f, dependendo da sintonia dos ganhos dos reguladores. As magnitudes das componentes espectrais de interesse, para as situações anteriormente descritas, estão detalhadas na Tabela 5.3.

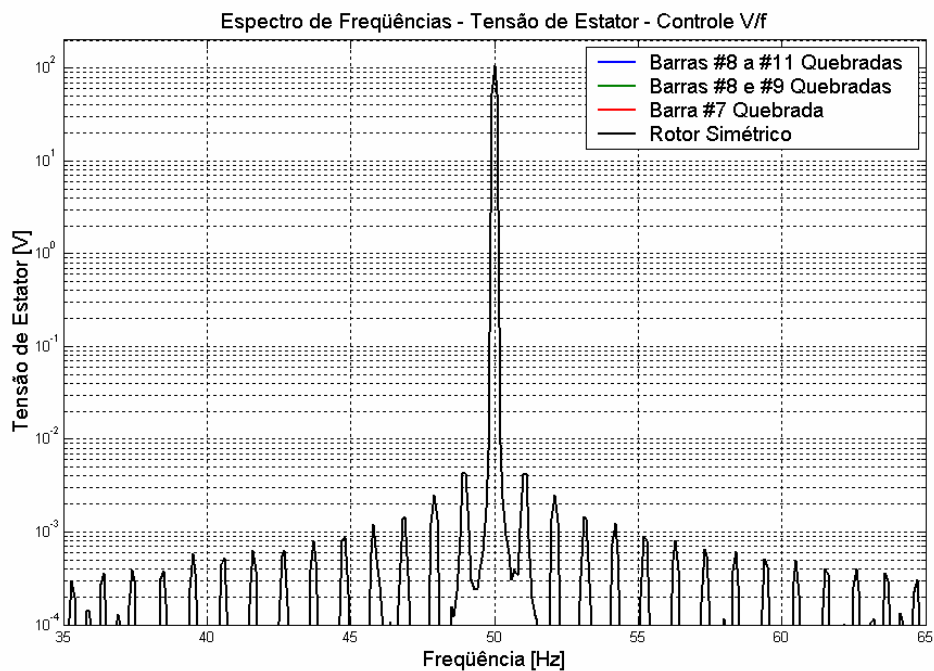


(a)

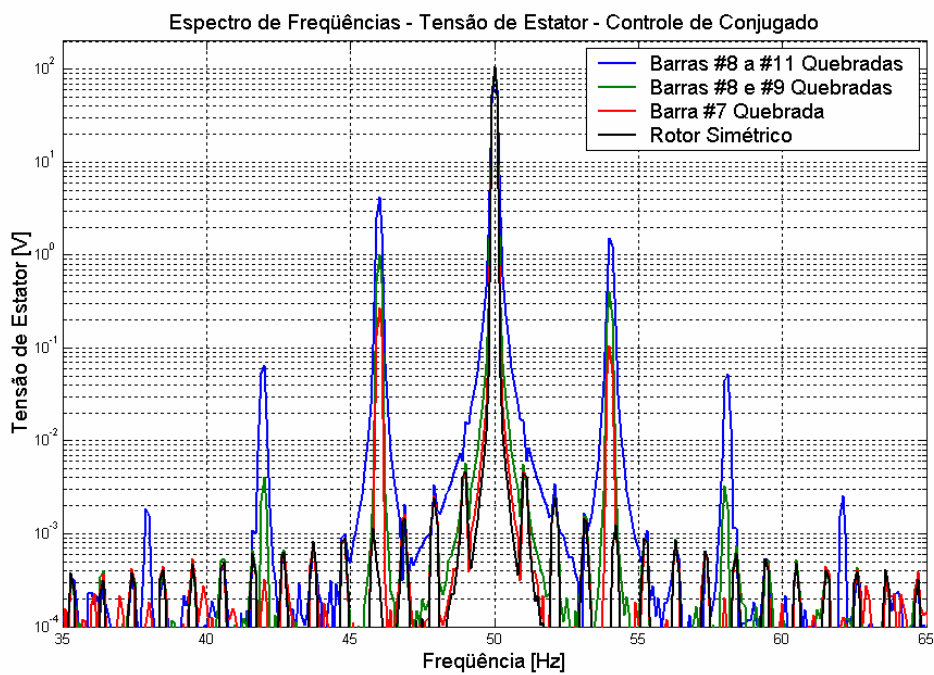


(b)

Figura 5.1 – Espectro de freqüências das correntes de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas para motor alimentado por inversor de freqüência com (a) controle V/f (malha aberta) e (b) controle de conjugado (malha fechada).



(a)



(b)

Figura 5.2 – Espectro de frequências das tensões de fase de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas para motor alimentado por inversor de frequência com (a) controle V/f (malha aberta) e (b) controle de conjugado (malha fechada).

Tabela 5.3 – Comparativo das amplitudes das componentes do espectro de freqüências das correntes de estator do motor.

Freqüência (Hz)	Assimetria do Rotor	Alimentação com Controle V/f (A)	Alimentação com Controle de Conjugado (A)	Diferença (%)
$(1-2s)f_e$	Simétrico	-	-	-
	1 barra	0,0054	0,0045	-16,7
	2 barras	0,0179	0,0170	-5,0
	4 barras	0,0762	0,0722	-5,2
f_e	Simétrico	5,3028	5,3028	-
	1 barra	5,3028	5,3026	-
	2 barras	5,3028	5,3021	-
	4 barras	5,3033	5,2600	-0,8
$(1+2s)f_e$	Simétrico	-	-	-
	1 barra	0,0057	0,0101	77,2
	2 barras	0,0190	0,0384	102,1
	4 barras	0,0805	0,1511	77,8

O espectro de freqüências do sinal de erro das componentes d e q das correntes de estator, presentes no regulador de corrente do inversor de freqüência é mostrado na Figura 5.3. Observa-se que as "bandas laterais" são da mesma ordem de grandeza da componente fundamental do sinal de erro de corrente, mesmo para o caso onde somente uma barra está defeituosa. Conseqüentemente, utilizando-se a técnica proposta, ou seja, monitorização dos sinais de erro do regulador de corrente do inversor, torna-se mais fácil detectar este tipo de assimetria de rotor, quando se compara com o tradicional método de verificação das bandas laterais das próprias correntes de estator.

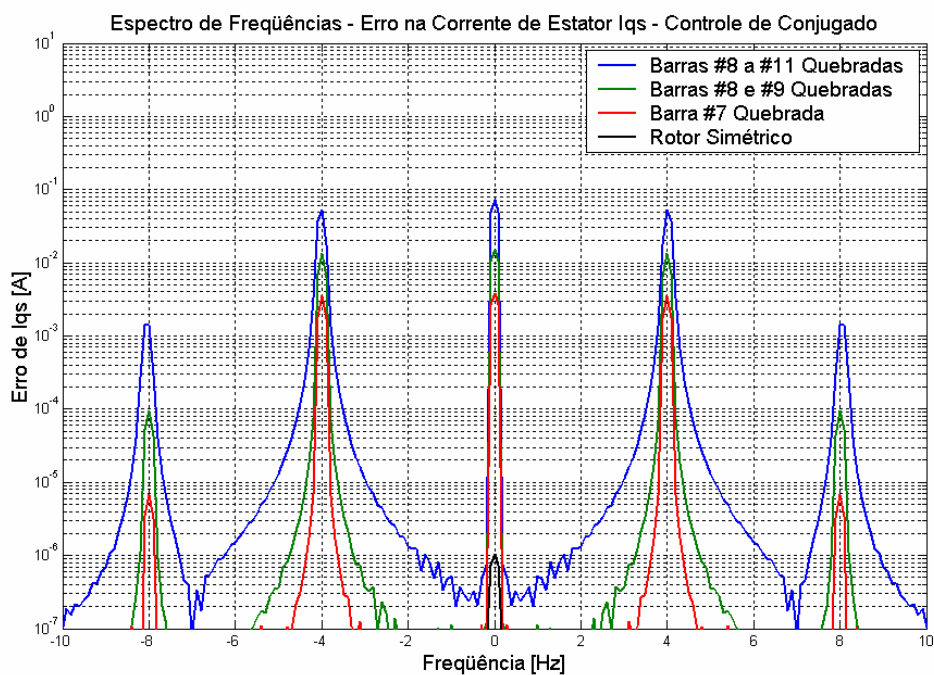
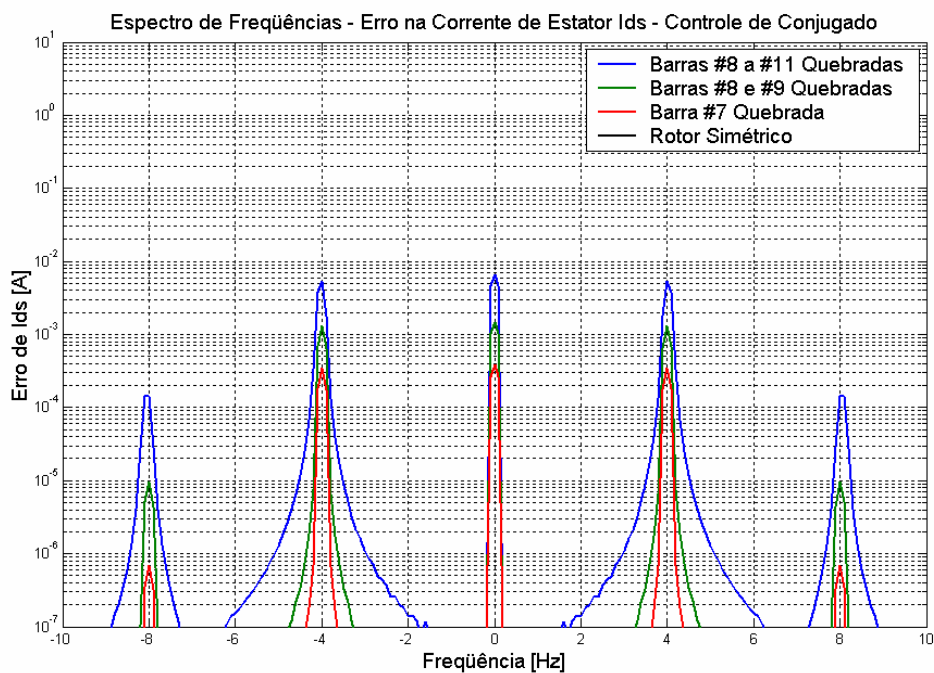


Figura 5.3 – Espectro de freqüências do sinal de erro das componentes (a) d e (b) q das correntes de estator com rotor simétrico, barra #7 quebrada, barras #8 e #9 quebradas e barras #8 a #11 quebradas.

A Figura 5.4 a seguir apresenta a amplitude das bandas laterais das grandezas de interesse, a saber, correntes de estator I_{abc} , nas frequências $f_e(1\pm 2s)$; componentes dq das correntes de estator I_{ds} e I_{qs} ; além dos sinais de erro do regulador de corrente do inversor de frequência $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$, na frequência $(2sf_e)$, em função do número de barras quebradas do rotor. Neste caso, o motor opera sob as condições citadas anteriormente e a velocidade de referência do inversor é ajustada para 1440rpm.

Verifica-se o crescimento da amplitude destas componentes proporcional ao aumento da quantidade de barras quebradas na gaiola do rotor do motor, como já era esperado.

Com o motor operando com variados conjugados de carga (25%, 50%, 78% e 100% do valor nominal) e velocidade de referência do inversor ajustada para 1440rpm, observou-se também o comportamento das grandezas de interesse frente a estas situações, cujos resultados são mostrados na Figura 5.5. Verifica-se que todas as grandezas são sensíveis à carga aplicada ao motor, sendo que tais variações ocorrem a uma taxa bastante inferior àquela que se verifica para diferentes quantidades de barras quebradas, em especial as bandas laterais da corrente I_{ds} e dos erros do controlador de corrente do inversor, ou seja, $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$.

Finalmente, o ganho proporcional da malha de velocidade é utilizado como um parâmetro para análise dos diferentes impactos dos parâmetros do regulador de velocidade nas componentes espectrais introduzidas pelas assimetrias de rotor. Tal estudo torna-se particularmente importante quando se utiliza a estrutura de controle em questão, onde a corrente I_{qs} de referência é determinada pela malha de controle de velocidade, que por sua vez é afetada pelas oscilações da velocidade introduzidas pelas assimetrias de rotor.

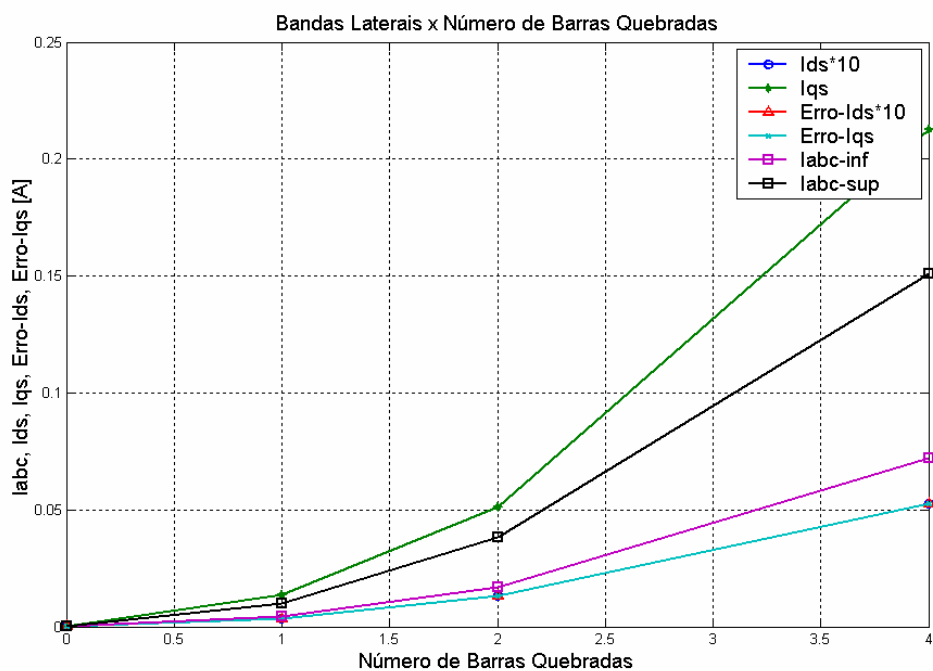


Figura 5.4 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator i_{abc} (superior $i_{abc-sup}$ e inferior $i_{abc-inf}$); das suas componentes dq , i_{ds} e i_{qs} ; e dos sinais de erro do regulador de corrente $Erro-i_{ds}$ e $Erro-i_{qs}$ para diferentes quantidades de barras quebradas no rotor.

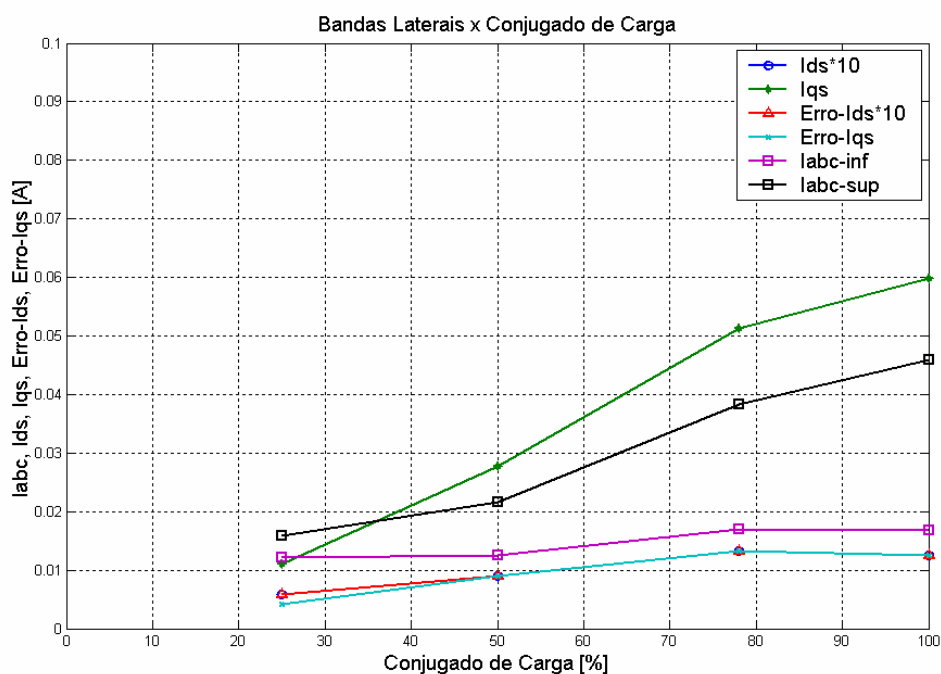


Figura 5.5 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator i_{abc} (superior $i_{abc-sup}$ e inferior $i_{abc-inf}$); das suas componentes dq , i_{ds} e i_{qs} ; e dos sinais de erro do regulador de corrente $Erro-i_{ds}$ e $Erro-i_{qs}$ para diferentes níveis de conjugado de carga no motor.

A Figura 5.6 ilustra a amplitude das bandas laterais das grandezas de interesse em função de diferentes valores do ganho proporcional da malha de velocidade $K_p-\omega$ para o caso do rotor com as barras #8 e #9 quebradas. A Tabela 5.4 apresenta os ganhos do regulador de velocidade utilizados nas simulações, bem como as faixas de passagem das suas malhas de controle.

Tabela 5.4 – Ganhos do regulador de velocidade do inversor.

Caso	$K_p-\omega$	Faixa de Passagem	$K_i-\omega$	Faixa de Passagem
A	1,5 N.m/rad/s	100 Hz	90,0 N.m/rad	10 Hz
B	0,3 N.m/rad/s	20 Hz	3,5 N.m/rad	2 Hz
C	2,5 N.m/rad/s	200 Hz	280,0 N.m/rad	20 Hz

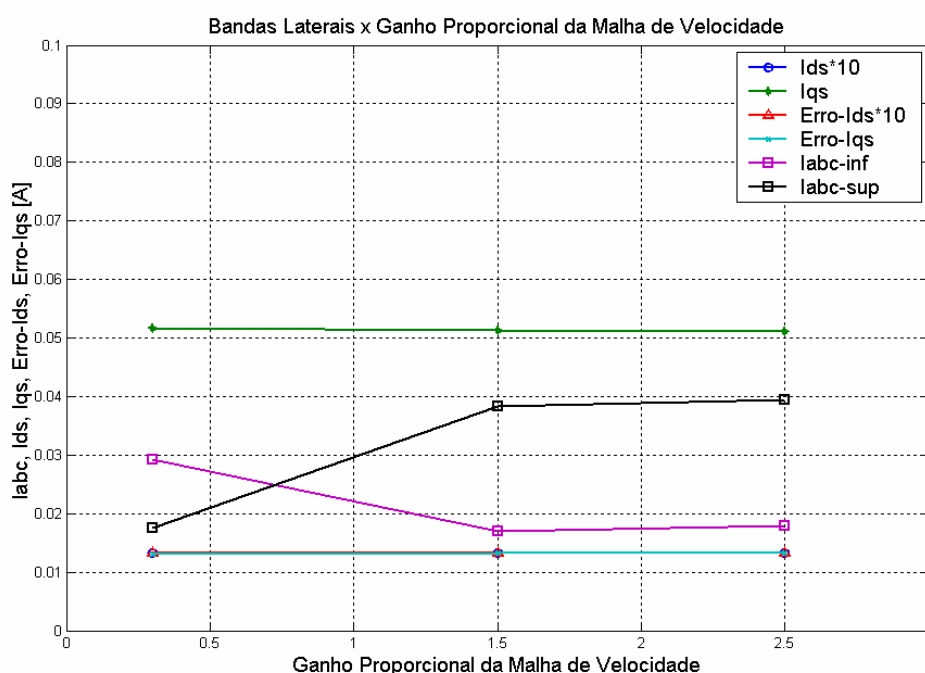


Figura 5.6 – Amplitude das bandas laterais das correntes de estator I_{abc} (superior $I_{abc-sup}$ e inferior $I_{abc-inf}$); das suas componentes dq , I_{ds} e I_{qs} ; e dos sinais de erro do regulador de corrente $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$ para diferentes ganhos do regulador de velocidade do inversor.

É interessante notar que não somente a corrente de magnetização I_{ds} é praticamente independente das variações do referido ganho, como já anunciado em [42], mas também os sinais de erro do regulador de corrente $Erro-I_{ds}$ e $Erro-I_{qs}$. Outra importante observação diz respeito à soma das amplitudes das bandas laterais superior e inferior das correntes de estator I_{abc} , que permanece praticamente constante para os diversos valores dos ganhos do regulador de velocidade do inversor. Tal constatação, ou seja, constância na soma das amplitudes das bandas laterais das correntes de estator I_{abc} , vem complementar uma situação semelhante, apresentada por [42], [43], em relação a variações da inércia do conjunto motor-carga. Entretanto, esta característica das amplitudes das bandas laterais pressupõe malhas de controle de corrente, ou seja, estruturas de controle baseadas no *FCO – Field Oriented Control*. Por outro lado, nada se pode afirmar quanto a estruturas de controle do tipo *DTC – Direct Torque Control™*, que não foram investigadas neste trabalho.

5.4 DETECÇÃO DE ASSIMETRIAS DE ROTOR EM MOTORES DE INDUÇÃO ATRAVÉS DO INVERSOR UTILIZANDO-SE FILTROS DIGITAIS

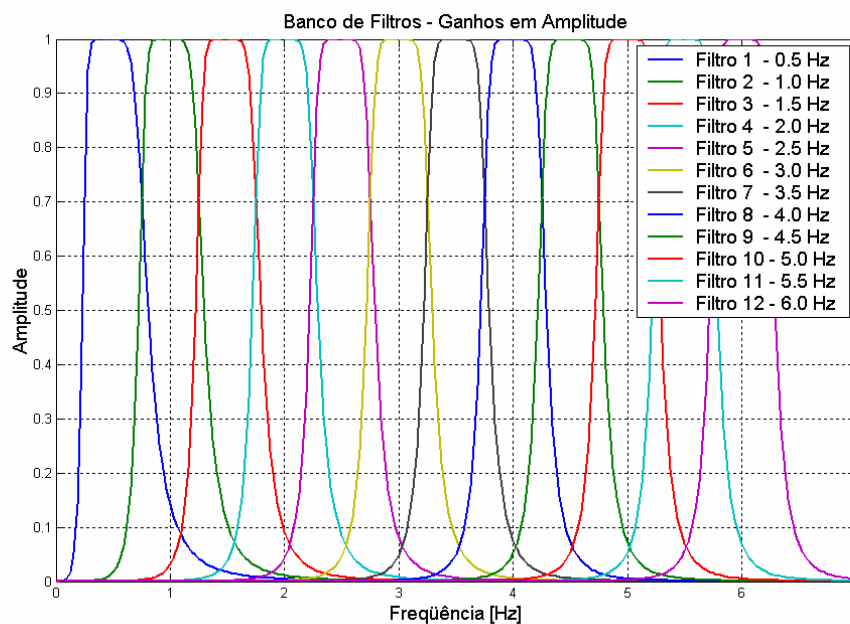
Tendo em vista a implementação de um *software* de diagnóstico no inversor de frequência do acionamento para detecção *on-line* de assimetrias de rotor em um motor de indução, e considerando-se a complexidade de implementação de um algoritmo de *FFT* (*Transformada Rápida de Fourier*) no *DSP* (*Digital Signal Processor*) do inversor, que envolve um longo período de amostragem para se obter boa resolução em frequência e as restrições deste algoritmo para o caso de frequência (fundamental) variável, base do controle vetorial, propõe-se nesta etapa do trabalho que um banco de filtros digitais passa-faixa seja utilizado para diagnóstico de assimetrias de rotor, ao invés do espectro de frequências via *FFT*.

Como já verificado anteriormente, a corrente de conjugado I_{qs} não é suficientemente robusta como um índice para diagnóstico, pois é fortemente afetada pelas condições de operação (Figura 5.5). Além disto, as amplitudes das componentes espectrais introduzidas pelas assimetrias de rotor são, em geral, dependentes da banda de passagem do regulador de velocidade. Por outro lado, a corrente de magnetização I_{ds} é praticamente independente das condições de operação, bem como os sinais de erro do regulador de corrente *Erro- I_{ds}* e *Erro- I_{qs}* , desde que as malhas de desacoplamento dos reguladores estejam corretamente implementadas. Desta forma, o sinal de erro da corrente de conjugado *Erro- I_{qs}* foi eleito como a grandeza a ser utilizada para fins de diagnóstico.

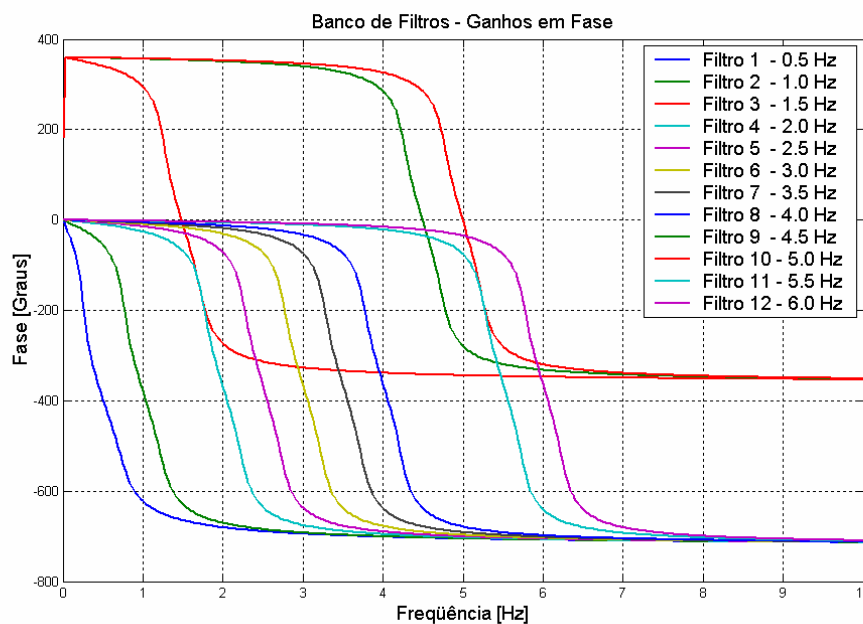
5.4.1 Banco de Filtros Digitais Passa-Faixa

Sabe-se que, independentemente da frequência fundamental das tensões e correntes de estator do motor, no sistema de coordenadas síncrono, onde está inserido o controle de conjugado do acionamento, esta frequência fundamental torna-se igual a zero; as componentes de seqüência positiva são deslocadas o equivalente à frequência fundamental no sentido negativo; e as componentes de seqüência negativa são deslocadas, da mesma quantia, no sentido positivo. Assim, no sistema de coordenadas síncrono, as componentes das bandas laterais do sinal *Erro- I_{qs}* terão sempre uma pequena frequência, que será o dobro da frequência de escorregamento do motor, com valores típicos da ordem de até 3.0Hz (para motores de potência fracionária).

Um banco de 12 filtros digitais, sintonizados em 0,5Hz, 1,0Hz, 1,5Hz, 2,0Hz, 2,5Hz, 3,0Hz, 3,5Hz, 4,0Hz, 4,5Hz, 5,0Hz, 5,5Hz e 6,0Hz, do tipo *Butterworth*, de 4ª ordem, é então utilizado em uma rotina para diagnóstico de falhas em motores de indução com rotor em gaiola, desenvolvida no *Matlab*®. A Figura 5.7 apresenta as curvas de ganhos em amplitude e em fase dos filtros em questão.



(a)



(b)

Figura 5.7 – Curvas de ganhos em (a) amplitude e (b) fase dos filtros digitais *Butterworth*.

5.4.2 Método de Diagnóstico

O sinal de erro da corrente de conjugado $Erro-I_{qs}$ é aplicado ao banco de filtros e a saída de cada um dos deles é avaliada. Tal análise consiste, inicialmente, na determinação dos valores RMS dos sinais de saída de cada filtro, além da componente CC do sinal de erro da corrente de conjugado, ou seja, do seu valor médio. Em seguida, é realizado um teste para verificar se o motor contém ou não assimetrias de rotor. Se o máximo valor RMS dentre os sinais de saída dos filtros for menor do que 10 vezes a componente fundamental do sinal $Erro-I_{qs}$, isto é, da sua componente CC, então os sinais de saída dos filtros são desprezados. Esta simplificação baseia-se no fato de que a amplitude das componentes espectrais das chamadas "bandas laterais" são da mesma ordem de grandeza da componente fundamental do sinal de erro da corrente $Erro-I_{qs}$, como mostrado na Figura 5.3(b). Caso contrário, os valores RMS dos sinais de saída dos filtros são então normalizados pelo valor RMS máximo destes sinais de saída dos filtros.

Considerando-se as curvas de ganhos em amplitude dos filtros, mostradas na Figura 5.7(a), uma outra simplificação é realizada. Isto é, se o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro k ($k = 2, \dots, 12$) é maior do que 0,707 e o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro $k-1$ ou do Filtro $k+1$ é menor do que 0,1, estima-se que a "frequência das bandas laterais" no sistema de coordenadas síncrono (isto é, o dobro da frequência de escorregamento) seja igual à frequência de corte do Filtro k .

Por outro lado, se o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro k ($k = 2, \dots, 12$) é maior do que 0,707 e o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro $k-1$ ou do Filtro $k+1$ é maior do que 0,1, a frequência da componente alternada do sinal $Erro-I_{qs}$, ou seja, a "frequência das bandas laterais" é determinada pela relação entre as curvas de ganhos dos Filtros k e $k+1$ (ou dos Filtros k e $k-1$) e os valores RMS de saída dos mesmos, como explicitado nas equações (5.1) e (5.2).

$$\text{Valor RMS Sinal} \cdot \text{Ganho Filtro}_{k-1}(2sf_e) = \text{Valor RMS Saída Filtro}_{k-1}$$

$$\text{Valor RMS Sinal} \cdot \text{Ganho Filtro}_k(2sf_e) = \text{Valor RMS Saída Filtro}_k \quad (5.1)$$

$$\text{Valor RMS Sinal} \cdot \text{Ganho Filtro}_{k+1}(2sf_e) = \text{Valor RMS Saída Filtro}_{k+1}$$

$$\frac{\text{Valor RMS Saída Filtro}_k}{\text{Valor RMS Saída Filtro}_{k-1}} = \frac{\text{Ganho Filtro}_k(2sf_e)}{\text{Ganho Filtro}_{k-1}(2sf_e)} = \text{cte}$$

ou (5.2)

$$\frac{\text{Valor RMS Saída Filtro}_k}{\text{Valor RMS Saída Filtro}_{k+1}} = \frac{\text{Ganho Filtro}_k(2sf_e)}{\text{Ganho Filtro}_{k+1}(2sf_e)} = \text{cte}$$

Entretanto, para simplificar este algoritmo, as curvas dos ganhos em amplitude dos filtros são aproximadas por uma característica trapezoidal, como destaca a Figura 5.8, e a "freqüência das bandas laterais" $2sf_e$ pode ser estimada por

$$2sf_e = \frac{1}{(1 + \text{cte})} \left[\frac{0,1(1 - \text{cte})}{0,8/0,175} + f(P_4(k-1)) + \text{cte} \cdot f(P_1(k)) \right] \quad (5.3)$$

ou

$$2sf_e = \frac{1}{(1 + \text{cte})} \left[\frac{0,1(1 - \text{cte})}{0,8/0,175} + f(P_4(k)) + \text{cte} \cdot f(P_1(k+1)) \right], \quad (5.4)$$

onde $f(P_4(k))$ e $f(P_1(k+1))$ são as freqüências relativas aos pontos P_4 e P_1 nas curvas de ganhos dos filtros k e $k+1$, respectivamente, e $f(P_4(k-1))$ e $f(P_1(k))$ são as freqüências relativas aos pontos P_4 e P_1 nas curvas de ganhos dos filtros $k-1$ e k , respectivamente, cujos ganhos (linearizados) são iguais a 0,1, como detalhado na Figura 5.8(b).

Finalmente, caso o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro k ($k = 2, \dots, 12$) seja maior do que 0,707 e o valor RMS normalizado do sinal de saída do Filtro $k-1$ e do Filtro $k+1$ seja maior do que 0,1, duas freqüências são determinadas. Uma delas considerando-se a equação (5.3), e a outra, a equação (5.4). Deste modo, a "freqüência das bandas laterais" é estimada como sendo o valor médio das duas freqüências assim calculadas.

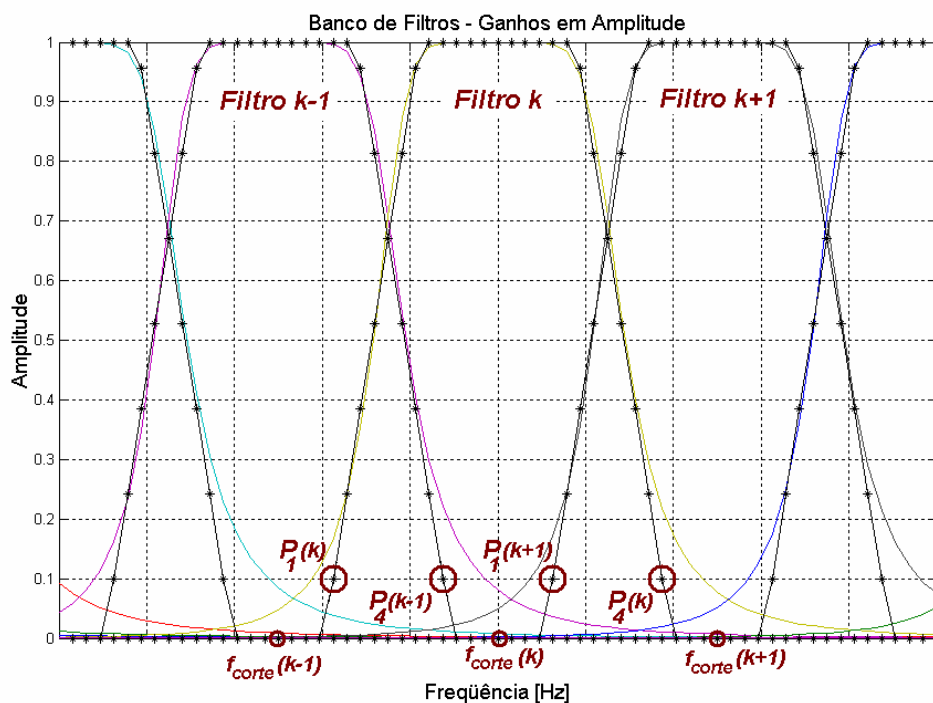
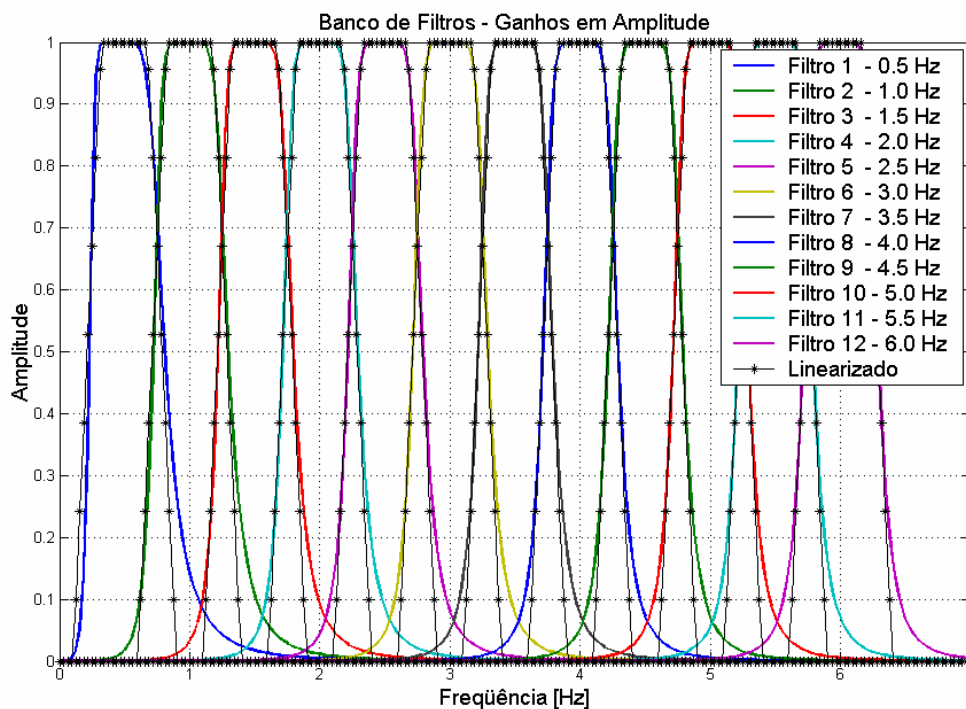


Figura 5.8 – (a) Curvas de ganhos em amplitude dos filtros digitais *Butterworth* linearizadas e (b) alguns de seus detalhes.

5.4.3 Resultados de Simulações: Diagnóstico

Os sinais de erro do regulador de corrente do inversor de frequências do acionamento em estudo, apresentados em 5.3 – *Resultados de Simulações: Motor 2cv Standard*, obtidos a partir de simulações para as situações de assimetrias de rotor anteriormente descritas, a saber, uma, duas e quatro barras quebradas, além do rotor simétrico, são aqui analisados.

Os sinais de saída dos filtros digitais, para as diversas condições do rotor do motor de indução são mostrados nas Figuras 5.9 a 5.12 e os valores RMS destes sinais, em Ampère, estão listados na Tabela 5.5. Além disto, a Tabela 5.6 apresenta os valores RMS normalizados destes mesmos sinais de saída dos filtros. Os números em destaque indicam os valores utilizados no algoritmo de diagnóstico, representado pelas equações (5.2) a (5.4). Os resultados obtidos, utilizando-se do método de diagnóstico aqui proposto, estão finalmente sumarizados na Tabela 5.7.

Tabela 5.5 – Valores RMS, em Ampère, dos sinais de saída dos filtros digitais para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor.

Caso	Simétrico	1 Barra	2 Barras	4 Barras
Filtro 1	0,0000	0,0001	0,0002	0,0012
Filtro 2	0,0000	0,0000	0,0001	0,0005
Filtro 3	0,0000	0,0000	0,0000	0,0003
Filtro 4	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001
Filtro 5	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001
Filtro 6	0,0000	0,0000	0,0000	0,0002
Filtro 7	0,0000	0,0000	0,0001	0,0003
Filtro 8	0,0000	0,0035	0,0131	0,0544
Filtro 9	0,0000	0,0000	0,0000	0,0004
Filtro 10	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001
Filtro 11	0,0000	0,0000	0,0000	0,0001
Filtro 12	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000

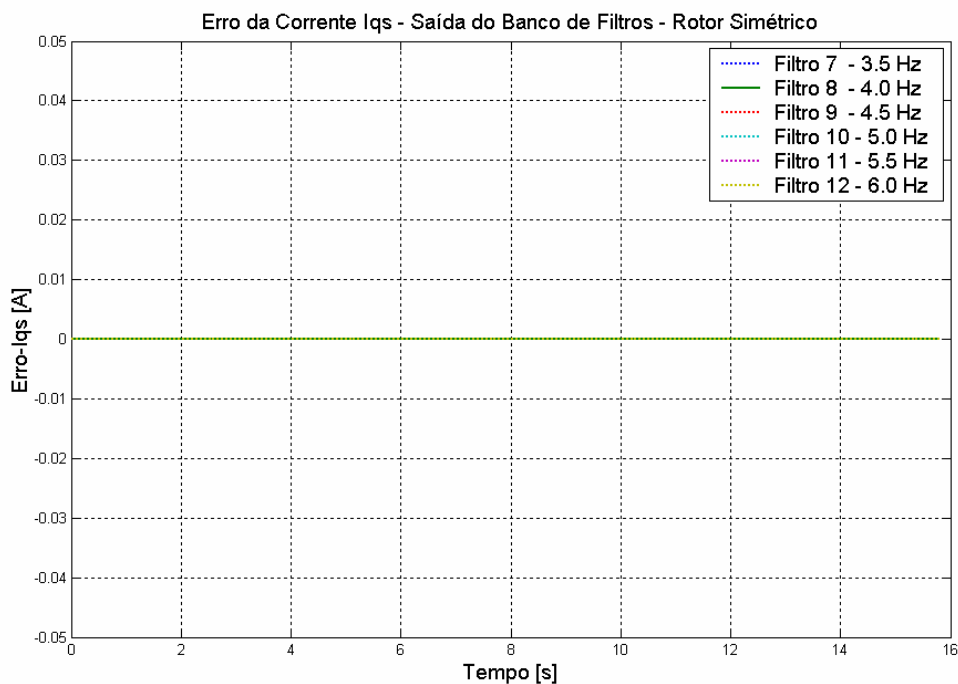
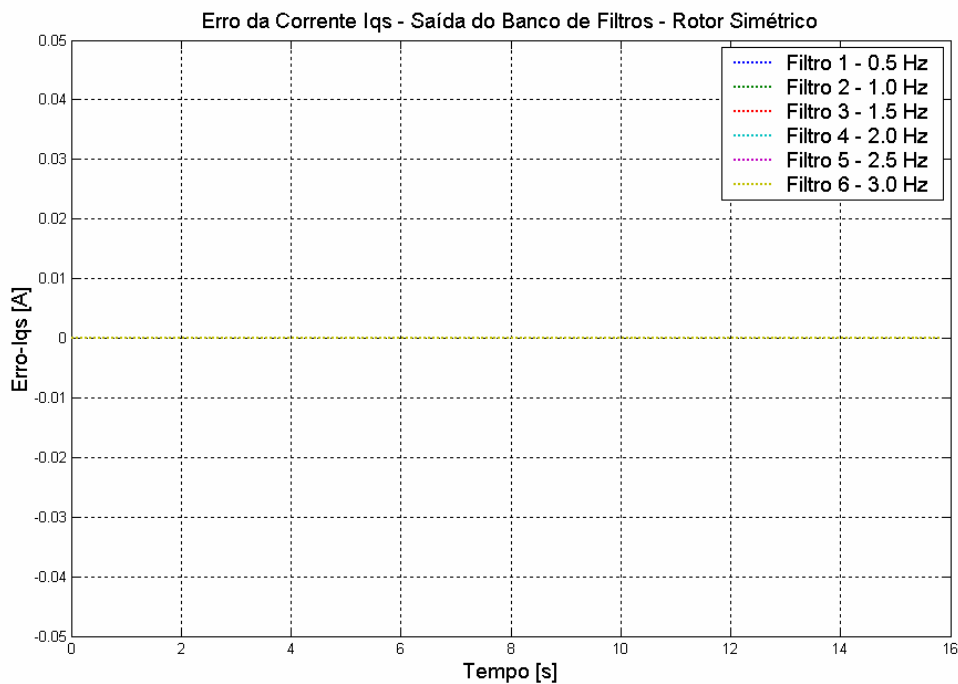
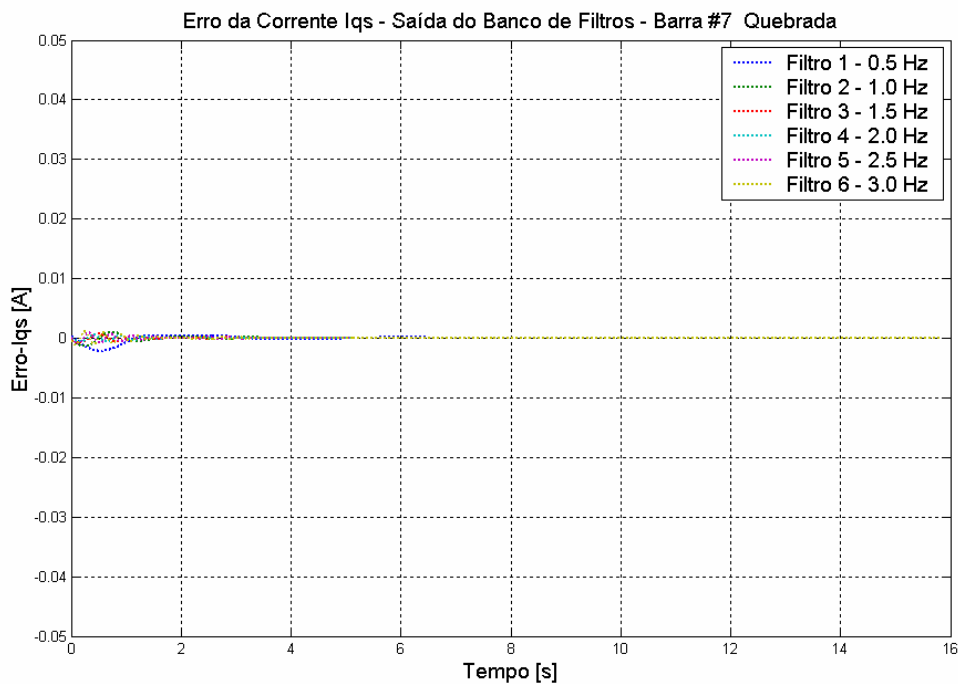
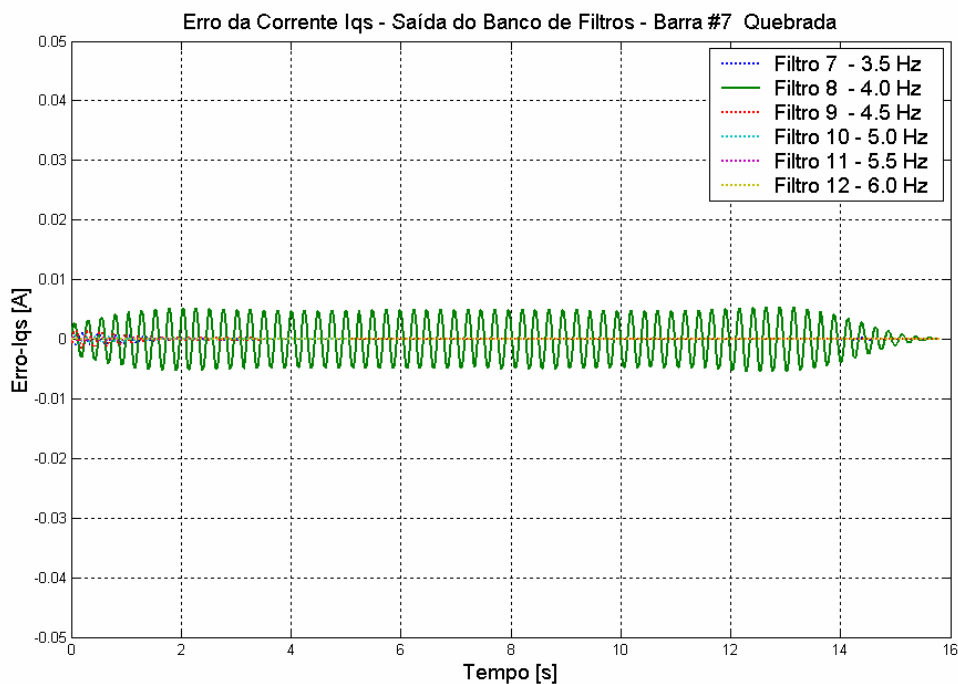


Figura 5.9 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com rotor simétrico, operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

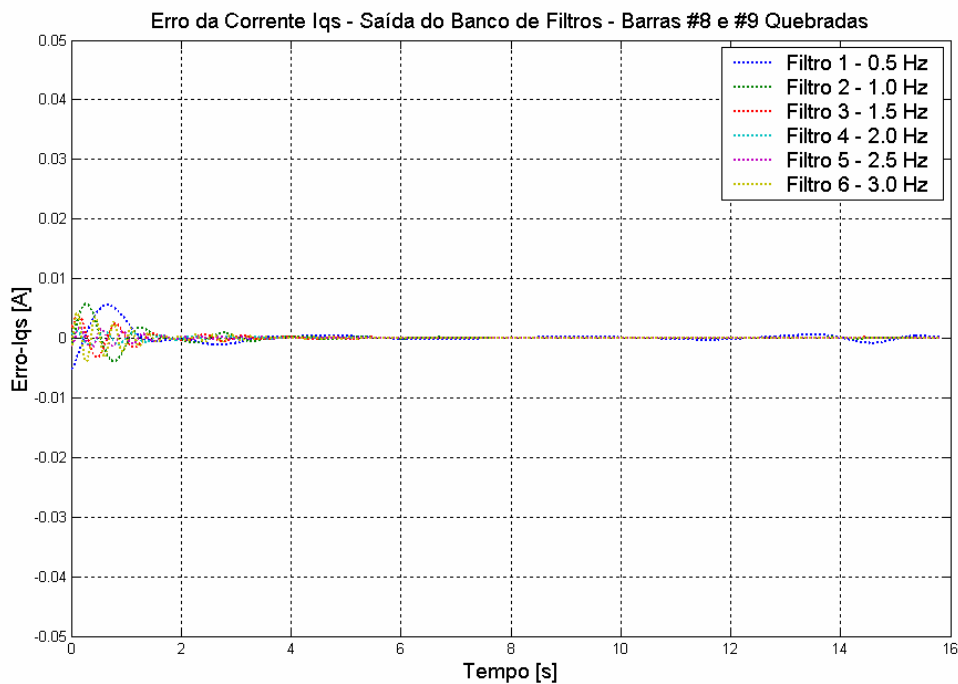


(a)

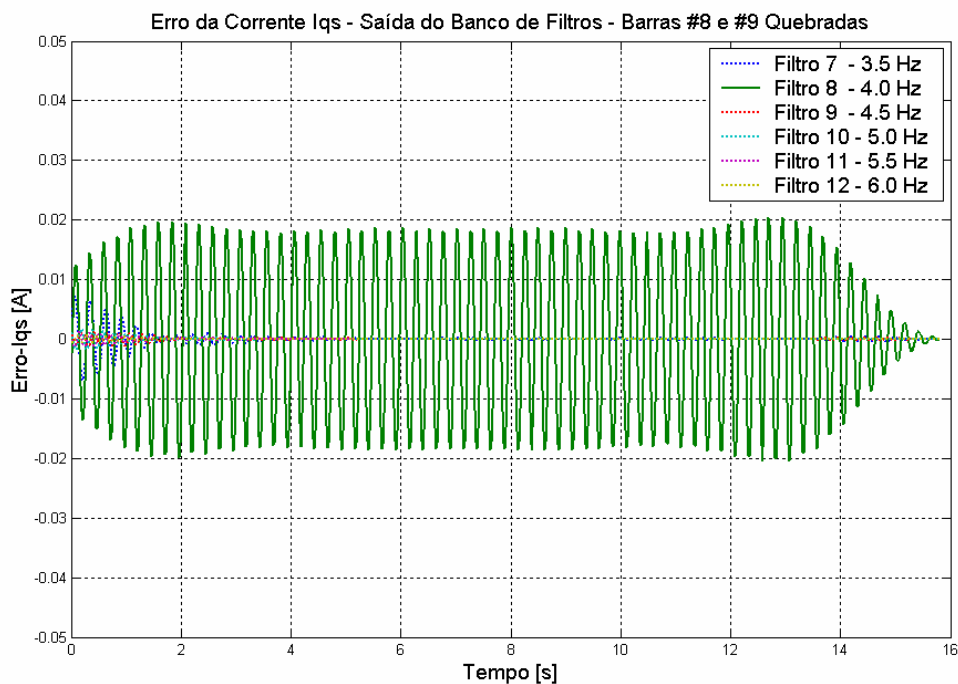


(b)

Figura 5.10 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com a barra #7 do rotor quebrada, operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

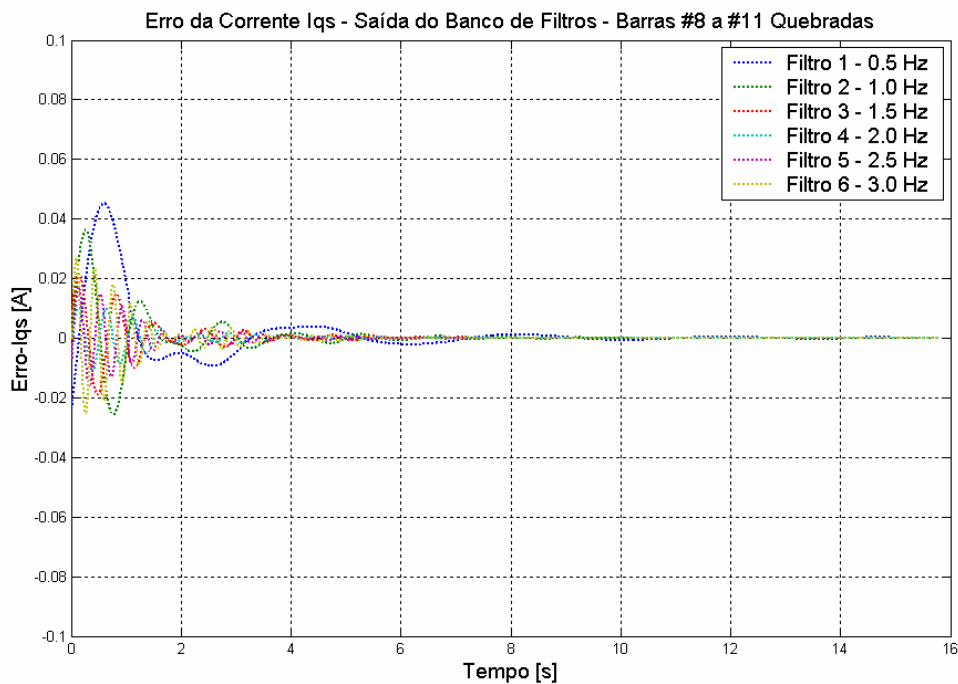


(a)

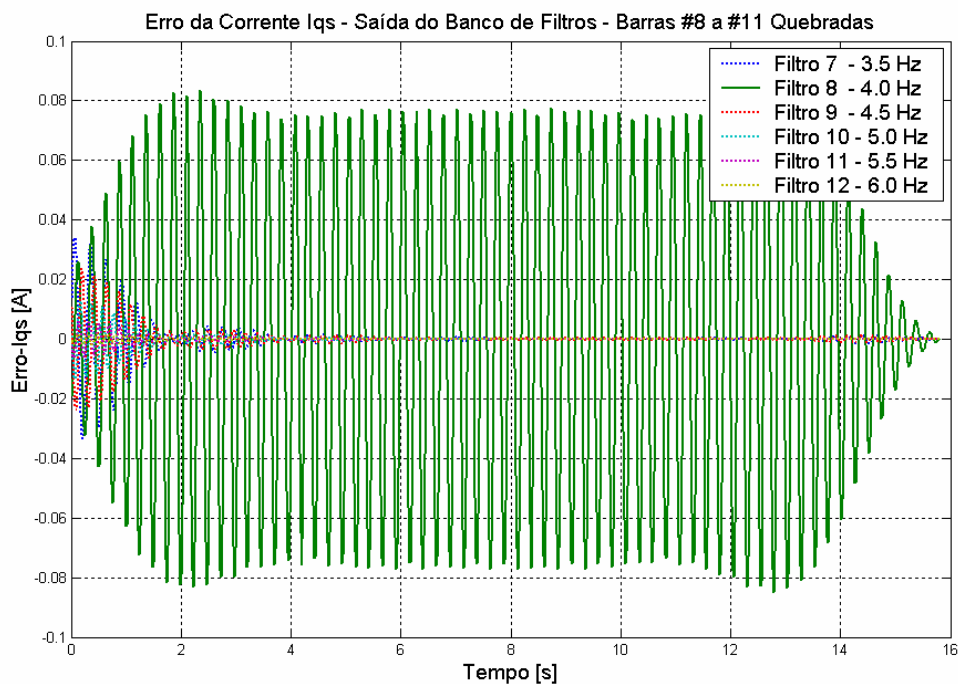


(b)

Figura 5.11 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 e #9 do rotor quebradas, operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).



(a)



(b)

Figura 5.12 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 a #11 do rotor quebradas, operando com conjugado de carga constante, igual a 6.44N.m, e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1440rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=2,0\text{Hz}$).

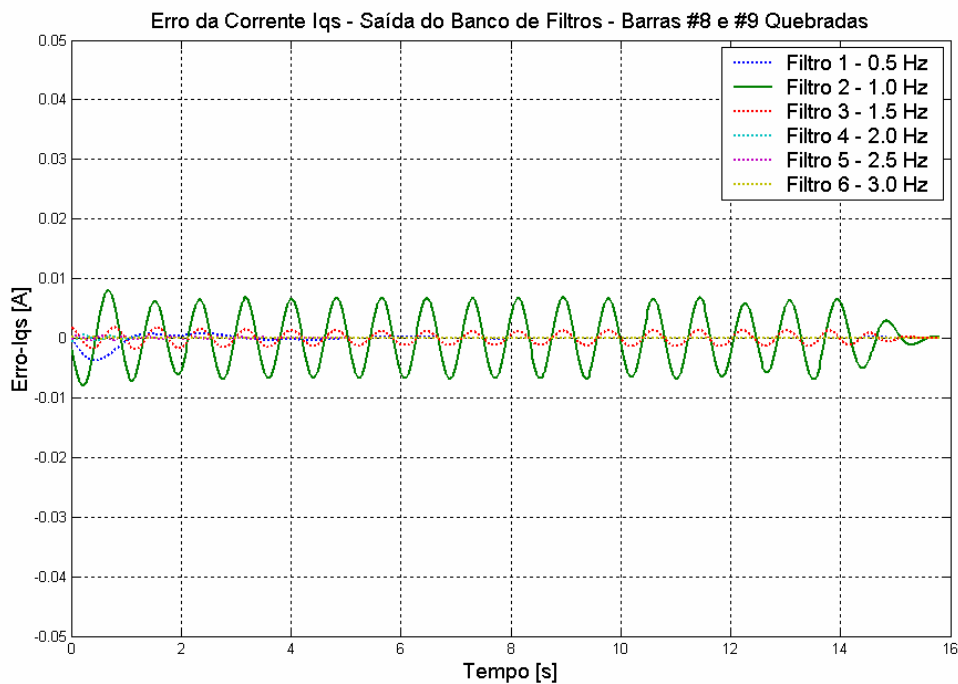
Tabela 5.6 – Valores RMS, normalizados, dos sinais de saída dos filtros digitais para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor.

Caso	Simétrico	1 Barra	2 Barras	4 Barras
Filtro 1	0	0,017	0,012	0,021
Filtro 2	0	0,005	0,005	0,008
Filtro 3	0	0,003	0,003	0,005
Filtro 4	0	0,002	0,001	0,002
Filtro 5	0	0,002	0,001	0,003
Filtro 6	0	0,003	0,003	0,004
Filtro 7	0	0,006	0,006	0,006
Filtro 8	0	1,000	1,000	1,000
Filtro 9	0	0,005	0,003	0,007
Filtro 10	0	0,002	0,001	0,002
Filtro 11	0	0,001	0,001	0,001
Filtro 12	0	0	0	0

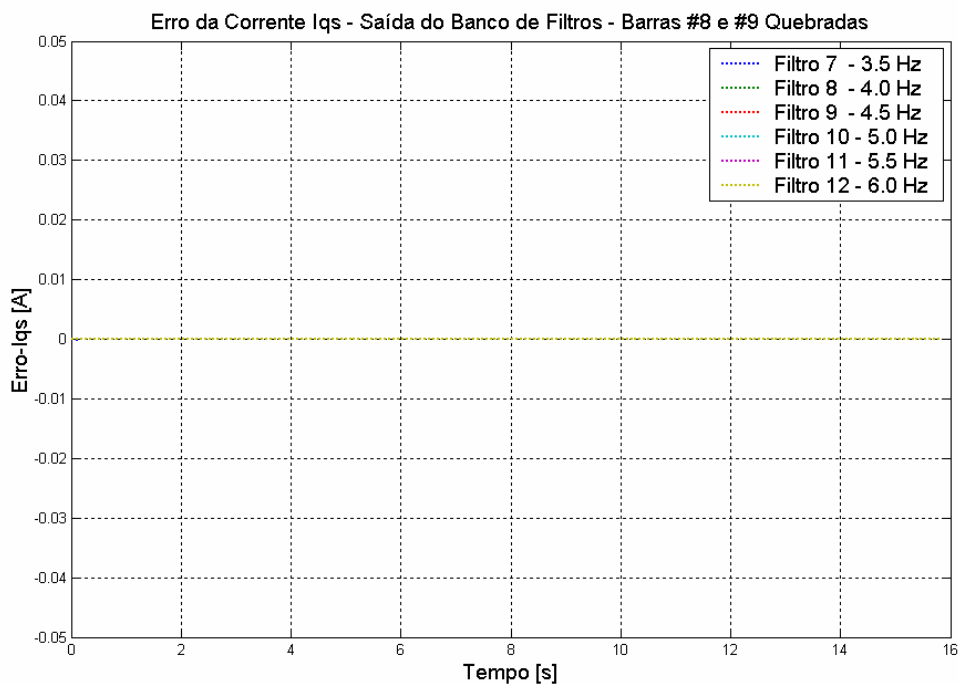
Tabela 5.7 – Resultados do método de diagnóstico proposto para diferentes situações de assimetrias (do tipo barra quebrada) de rotor do motor de indução.

Caso	Dados das Simulações			Resultados do Método de Diagnóstico	
	f_e (Hz)	ω_r (rpm)	$s.f_e$ (Hz)	$2s.f_e$ (Hz)	$s.f_e$ (Hz)
Simétrico	50	1440	2,00	-	-
1 Barra	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05
2 Barras	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05
4 Barras	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05

Observa-se, portanto, uma excelente concordância entre os valores da frequência de escorregamento do motor, utilizados nas simulações do acionamento com controle de conjugado, e aqueles determinados a partir do método de diagnóstico proposto. Tal fato pode ainda ser verificado quando se compara os valores da Tabela 5.6 e o espectro de frequências da Figura 5.3(b).



(a)



(b)

Figura 5.13 – Saída dos filtros digitais para o caso do motor, com as barras #8 e #9 do rotor quebradas, operando com conjugado de carga igual a 2,1N.m (caso F), e ajustando-se a velocidade de referência do inversor em 1481rpm ($f_e=50\text{Hz}$ e $s.f_e=0,6\text{Hz}$).

Tabela 5.9 – Valores RMS, normalizados, dos sinais de saída dos filtros digitais para o caso do rotor com 2 barras quebradas, diferentes níveis de conjugado de carga e/ou diferentes valores do ganho proporcional do regulador de velocidade do inversor.

Caso	A	B	C	D	E	F
Filtro 1	0,012	0,012	0,012	0,029	0,013	0,017
Filtro 2	0,005	0,005	0,005	0,003	0,004	1,000
Filtro 3	0,003	0,003	0,003	0,002	0,002	0,182
Filtro 4	0,001	0,001	0,001	0,003	0,014	0,001
Filtro 5	0,001	0,001	0,001	0,002	1,000	0,013
Filtro 6	0,003	0,003	0,003	0,001	0,002	0
Filtro 7	0,006	0,006	0,006	0,001	0,001	0
Filtro 8	1,000	1,000	1,000	0,002	0	0
Filtro 9	0,003	0,003	0,003	0,003	0	0
Filtro 10	0,001	0,001	0,001	0,061	0,008	0
Filtro 11	0,001	0,001	0,001	1,000	0	0
Filtro 12	0	0	0	0,003	0	0

Tabela 5.10 – Resultados do método de diagnóstico proposto para o caso do rotor com 2 barras quebradas, diferentes níveis de conjugado de carga e/ou diferentes valores do ganho proporcional do regulador de velocidade do inversor.

Caso	Dados das Simulações			Resultados do Método de Diagnóstico	
	f_e (Hz)	ω_r (rpm)	$s.f_e$ (Hz)	$2s.f_e$ (Hz)	$s.f_e$ (Hz)
A	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05
B	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05
C	50	1440	2,00	4,0	2,00 ± 0,05
D	50	1420	2,67	5,5	2,75 ± 0,05
E	50	1463	1,23	2,5	1,25 ± 0,05
F	50	1481	0,60	1,1	0,55 ± 0,05

5.5 CONCLUSÕES

Nesta etapa do trabalho é apresentada uma nova alternativa para o diagnóstico em tempo real de assimetrias de rotor em máquinas de indução de rotor em gaiola empregadas em sistemas de acionamento com controle de conjugado. Este método baseia-se no emprego de filtros digitais passa-faixa, do tipo *Butterworth*, para o sinal de erro da corrente de conjugado do acionamento, sinal este disponível no regulador de corrente dos inversores de frequência, em substituição à análise dos padrões das correntes de estator do motor (*MCSA*), baseados no espectro de frequências destas correntes via *FFT*.

O método de diagnóstico proposto, de simples implementação no *DSP* do inversor, pois utiliza os recursos de *hardware* existentes no próprio equipamento, é validado através de simulações de um motor de indução com assimetrias de rotor (barras quebradas) e os resultados alcançados na estimativa da "frequência das bandas laterais", características das assimetrias de rotor, confirmam aqueles esperados.

Dúvidas podem surgir quanto à classe de exatidão requerida dos sensores de corrente do inversor, isto é, se os sensores padrão utilizados nos atuais inversores de frequência comerciais, cuja resolução varia em torno de 12 bits, seriam capazes de detectar a presença das componentes das bandas laterais nas correntes de estator do motor. Para responder a esta questão basta observar os espectros de frequência dessas correntes referentes aos testes realizados com o motor 10cv *TEBC* alimentado pelo inversor *WEG – CFW09*, Figuras 4.37, 4.43 a 4.45, onde as amplitudes das bandas laterais são sistematicamente modificadas quando da utilização do Controle de Conjugado. Além disto, verifica-se na Figura 4.47(b) o aparecimento das citadas componentes das bandas laterais na tensão de alimentação do motor, que nada mais é do que a reação dos reguladores à presença destas componentes espectrais detectadas nas correntes de estator.

Vale ainda dizer que o método proposto é robusto no que diz respeito ao carregamento do motor. O método é também robusto em relação aos ganhos do regulador de velocidade, como mostrado nas Tabelas 5.8 a 5.10.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

6.1 CONCLUSÕES FINAIS

O desenvolvimento de um modelo dinâmico simples e versátil para simular máquinas de indução com assimetrias de rotor, constituiu-se na proposta inicial deste trabalho de tese. Após uma análise dos modelos existentes na literatura, presente no *Capítulo 2*, verifica-se variados e diferentes obstáculos à utilização de cada um deles. O elevado número de equações diferenciais a serem resolvidas simultaneamente do *Método Dinâmico Clássico*; a necessidade de estimação da resistência e da indutância das barras da gaiola, bem como de cada segmento do anel de curto-circuito para o *Modelo Dinâmico Clássico* e o *Modelo Dinâmico Vetorial*; o detalhamento da geometria da máquina e seus materiais construtivos para o *Método dos Elementos Finitos*, além da impossibilidade do *software* utilizado representar a operação da máquina em regime transitório; são os principais exemplos das citadas dificuldades para se utilizar os chamados modelos clássicos de simulação máquinas de indução com assimetrias de rotor.

O modelo proposto no *Capítulo 3* é baseado no modelo *dq* clássico de quinta ordem para máquinas de indução simétricas, com um cálculo adicional limitado a uma transformação linear do vetor espacial da corrente de rotor. É interessante

observar que o número de equações diferenciais que representa completamente a máquina de indução assimétrica independe do número de barras do rotor da gaiola desta máquina. Devido a este número mínimo de equações diferenciais, o tempo computacional requerido para simular a máquina é drasticamente reduzido, quando comparado aos métodos clássicos de simulação de máquinas de indução com falhas no rotor, ou seja, o *Modelo Dinâmico Clássico* e o *Método dos Elementos Finitos*, além da representação dinâmica do sistema, não contemplada neste último. Destaca-se ainda a facilidade de obtenção dos parâmetros requeridos para a implementação do *Modelo Dinâmico Proposto*, em oposição à necessidade de estimação da resistência e indutância das barras da gaiola, bem como de cada segmento do anel de curto-circuito, para o caso do *Modelo Dinâmico Clássico*. Estes parâmetros são tipicamente desconhecidos, sendo determinados através do *Método dos Elementos Finitos*. Entretanto, os dados sobre a geometria da máquina e seus materiais construtivos, necessários para simulações deste método, devem ser extremamente detalhados e não são usualmente disponíveis.

A operação adequada do modelo proposto é comprovada através de simulações e testes experimentais de motores de indução com assimetrias de rotor, apresentados no *Capítulo 4*, cujos resultados são validados por métodos para identificação destas assimetrias e encontram-se de acordo com aqueles publicados na literatura. Verifica-se que o modelo proposto reproduz com fidelidade os efeitos das falhas de rotor do motor de indução nas grandezas de estator, ou seja, o aparecimento das componentes de "bandas laterais" no espectro de frequências das correntes no enrolamento trifásico do motor é observado em todos os tipos de assimetrias da gaiola dos motores estudados, onde se observa que quanto mais severa a assimetria da gaiola, maior será a amplitude da componente da banda lateral inferior, tanto nos resultados de simulação do modelo proposto, quanto nos resultados dos testes experimentais realizados. Ressalta-se, mais uma vez, que a principal vantagem dos ensaios laboratoriais realizados com o motor *Frank* foi a possibilidade de medição das correntes nas barras da gaiola do motor, o que não seria factível com um motor *standard*, dentro das condições de trabalho disponíveis. Neste aspecto, os valores das correntes nas barras calculados através do modelo proposto apresentam também uma boa concordância com aqueles medidos nos testes experimentais.

O comportamento de um motor de indução comercial de 10cv com assimetrias de rotor, alimentado por inversor de frequência é também analisado. No que se refere ao tipo de controle da tensão de alimentação do motor, isto é, com Controle V/f (semelhante à alimentação direta pela rede CA) ou com Controle de Conjugado, a utilização deste último implica em variações significativas nas amplitudes das componentes das bandas laterais inferior e superior, quando comparado ao uso do Controle V/f. Um fator primordial observado neste estudo é a sintonia dos ganhos dos reguladores, que afeta sensivelmente a forma como as amplitudes das bandas laterais serão alteradas. Dependendo, portanto, dos valores dos ganhos dos reguladores especificados, os resultados das simulações do modelo proposto são qualitativamente semelhantes àqueles obtidos nos testes experimentais, ressalvadas as diferenças nas estruturas dos reguladores implementados no programa computacional e no inversor real. Outro fator que certamente pode estar influenciando, e que deve ser investigado, é que várias grandezas medidas e utilizadas nas malhas de controle dos reguladores do inversor real são filtradas, diferentemente do que ocorre no programa de simulação. Uma última hipótese, que não deve ser descartada e que merece um estudo à parte, é que o modelo de máquinas de indução com assimetrias de rotor aqui proposto pode ter limitações quanto à aplicação em acionamentos com Controle de Conjugado.

Como extensão da proposta inicial deste trabalho de tese, uma nova alternativa para o diagnóstico de assimetrias de rotor em máquinas de indução de rotor em gaiola empregadas em sistemas de acionamento com controle de conjugado é também desenvolvida neste trabalho. O método, detalhado no *Capítulo 5*, baseia-se no emprego de filtros digitais passa-faixa, para o sinal de erro da corrente de conjugado do acionamento, sinal este disponível no regulador de corrente dos inversores de frequência, em substituição à análise dos padrões das correntes de estator do motor (*MCSA*). O método de diagnóstico proposto, de simples implementação, é validado através de simulações, e os resultados alcançados na estimativa da "frequência das bandas laterais", característica das assimetrias de rotor, constitui-se em uma promissora alternativa para o diagnóstico em tempo real da máquina de indução.

6.2 TRABALHOS FUTUROS

Considerando os resultados alcançados neste trabalho com o *Modelo Dinâmico Vetorial Proposto* de máquina de indução de rotor em gaiola com assimetrias de rotor, e com a metodologia para detecção de assimetrias de rotor em máquinas de indução acionadas por inversores de frequência, baseada na análise dos sinais de erro próprios dos reguladores presentes nos inversores, vislumbram-se algumas propostas de continuidade deste trabalho, tais como:

- Modelagem das assimetrias próprias da gaiola do rotor da máquina de indução através de, por exemplo, pequenos defeitos em todas as barras, com valores aleatórios, porém dentro de uma estreita faixa de $\pm 5\%$ ou $\pm 10\%$;
- Melhoria do modelo para o caso de quebra de um ou mais segmentos do anel de curto-circuito da gaiola do rotor, além do desenvolvimento de um modelo para o caso de defeito de um segmento do anel de curto-circuito;
- Análise do impacto da quebra de barras sobre os parâmetros (resistências e indutâncias) do motor utilizados e a sua inclusão no modelo, visando melhorar a exatidão dos resultados obtidos com o modelo proposto;
- Desenvolvimento de uma modelagem para outras assimetrias estruturais e/ou construtivas do rotor, tais como: entreferro não-uniforme e anisotropia do material magnético empregado no núcleo do motor, além de excentricidades de rotor;
- Implementação prática, em um inversor de frequência comercial, da metodologia de detecção de assimetrias de rotor, baseada na análise dos sinais de erro da malha do regulador de corrente do próprio inversor filtrados através de filtros digitais do tipo passa-faixa;
- Investigação das componentes de seqüência zero não nulas do vetor espacial da corrente de rotor, características dos rotores com assimetrias. Desta análise surgirá, muito provavelmente, uma nova alternativa de diagnóstico de falhas de rotores de motores de indução com rotor em gaiola.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues and J. Faucher. *A Versatile Model of Squirrel Cage Induction Machines for Design, Monitoring and Diagnosis Purposes*. Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics and Applications – EPE 2001. pp. 1-11. August, 2001.
- [2] M.L. Sin, W.L. Soong and N. Ertugrul. *Induction Machine On-Line Condition Monitoring and Fault Diagnosis – A Survey*. Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference – AUPEC 2003. Paper No. 32. September / October, 2003.
- [3] M.E.H. Benbouzid and G.B. Kliman. *What Stator Current Processing-Based Technique to Use for Inductions Motor Rotor Faults Diagnosis?*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 18. No. 2. pp. 238-244. June, 2003.
- [4] S. Nandi and H.A. Toliyat. *Fault Diagnosis of Electrical Machines – A Review*. Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference – IEMD 1999. pp. 219-221. May, 1999.
- [5] C.C.M. Cunha, F.B.R. Soares, P.S. Oliveira and B.J. Cardoso Filho. *A New Method to Simulate Induction Machines with Rotor Asymmetries*. Proceedings of the 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'02. Vol.1, pp. 72-76. November, 2002.
- [6] C.C.M. Cunha and B.J. Cardoso Filho. *A Simple and Efficient Method to Simulate Induction Machines with Rotor Asymmetries*. Proceedings of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference – IEMDC 2003. pp. 703-708. June, 2003.

- [7] C.C.M. Cunha, P.S. Soares, R.O.C. Lyra and B.J. Cardoso Filho. *Simulation and Analysis of Induction Machines with Rotor Asymmetries*. Conference Record of the 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 2003. Vol.3, pp. 883-889. October, 2003.
- [8] C.C.M. Cunha, R.O.C. Lyra and B.J.C. Filho. *Induction Machines with Rotor Asymmetries: Modelling and Simulations*. Conference Record of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference – EPE-PEMC'2004. September, 2004.
- [9] C.C.M. Cunha, R.O.C. Lyra e B.J. Cardoso Filho. *Induction Machines with Rotor Asymmetries: Modelling, Simulations and Experimental Tests*. Anais da VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais - VI Induscon. Outubro, 2004.
- [10] C.C.M. Cunha, R.O.C. Lyra and B.J. Cardoso Filho. *Simulation and Analysis of Induction Machines with Rotor Asymmetries*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 41. No. 1. pp. 18-24. January / February, 2005.
- [11] C.C.M. Cunha, L. Carvalho, U.F.P. Borel and B.J. Cardoso Filho. *Modelling, Simulations and Experimental Tests of an Induction Machine With Rotor Asymmetries*. Conference Records of the IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference – PESC'05. pp. 745-751. June, 2005.
- [12] C.C.M. Cunha, U.F.P. Borel e B.J. Cardoso Filho. *Induction Machine with Rotor Asymmetries: Modelling, Simulations and Experimental Tests*. Anais do 1o Seminário do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica / UFMG – SPGEE'05. Setembro, 2005.
- [13] C.C.M. Cunha, U.F.P. Borel and B.J. Cardoso Filho. *Modelling, Simulations and Experimental Tests of an Induction Machine with Rotor Asymmetries*. Proceedings of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE'2005. September, 2005.
- [14] C.C.M. Cunha, L.A.S. Ribeiro and B.J. Cardoso Filho. *Squirrel-Cage Induction Machine Broken Bars Fault Detection Using Adjustable Speed Drives*. Anais da VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais - VI Induscon. Outubro, 2004.

- [15] C.C.M. Cunha, U.F.P. Borel and B.J. Cardoso Filho. *Squirrel Cage Induction Machine Broken Bars Fault Detection Using Adjustable Speed Drives*. Conference Records of the IEEE 36th Annual Power Electronics Specialists Conference – PESC'05. pp. 2881- 2885. June, 2005.
- [16] C.C.M. Cunha e B.J. Cardoso Filho. Using Adjustable Speed Drives for Squirrel Cage Induction Machine Broken Bars Fault Detection. Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais - VII Induscon. Abril, 2006.
- [17] X. Luo, Y. Liao, H.A. Toliyat, A. El-Antably and T.A. Lipo. *Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 31. No. 2. pp. 311-318. March / April, 1995.
- [18] Z. Ye and B. Wu. *Simulation of Electrical Faults of Three Phase Inductions Motor Drive System*. Proceedings of the IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference – PESC 2001. Vol. 1. pp. 75-80. June, 2001.
- [19] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues and J. Faucher. *An Accurate Model of Squirrel Cage Induction Machines under Rotor Faults*. Proceedings of the 5th International Conference on Electrical Machines and Systems – ICEMS 2001. pp. 384-387. August, 2001.
- [20] H.A. Toliyat and T.A. Lipo. *Transient Analysis of Cage Induction Machines under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 10. No. 2. pp. 241-247. June, 1995.
- [21] H.A. Toliyat, T.A. Lipo and J.C. White. *Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications – Part 1 (Motor Analysis)*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 6. No. 4. pp. 679-683. December, 1991.
- [22] H.A. Toliyat, T.A. Lipo and J.C. White. *Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications – Part 2 (Motor Design and Performance)*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 6. No. 4. pp. 684-692. December, 1991.

- [23] R. Fišer and S. Ferkolj. *Study of Operational Behavior of Induction Motor with Rotor Asymmetry*. Proceedings of the 9th Mediterranean Electrotechnical Conference – MELECON 98. Vol. 2. pp. 1185-1188. May, 1998.
- [24] A. R. Muñoz and T.A. Lipo. *Complex Vector Model of the Squirrel-Cage Induction Machine Including Instantaneous Rotor Bar Currents*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 35. No. 5. pp. 1332-1340. November / December, 1999.
- [25] A.R. Muñoz-García. *Analysis and Control of a Dual Stator Winding Squirrel Cage Induction Machine Drive*. Ph.D. Thesis. University of Wisconsin, Madison. 1999.
- [26] J.F. Bangura and N.A. Demerdash. *Effects of Broken Bars / End-Ring Connectors and Airgap Eccentricities on Ohmic and Core Losses of Induction Motors in ASD's Using a Coupled Finite Element-State Space Method*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 15. No. 1. pp. 40-47. March, 2000.
- [27] A. Bentounsi. *On Line Diagnosis of Defaults on Squirrel Cage Motors Using FEM*. IEEE Transactions on Magnetics. Vol. 34. No. 5. pp. 3511-3514. March, 2000.
- [28] D. Meeker. *Finite Element Method Magnetics – User's Manual*. Version 3.3. 77p.. May, 2003.
- [29] D.W. Novotny and T.A. Lipo. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press Inc.. New York. 1998.
- [30] C. Kral. *Derivation of the Phasor Equations and the Required Parameters of a Squirrel Cage Induction Machine with a Fault Rotor Bar*. Proceedings of the 2nd IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives – SDEMPED'99. pp. 395-400. September, 1999.
- [31] C. Kral, R.S. Wieser, F. Pirker and M. Schagginger. *Sequences of Field-Oriented Control for the Detection of Faulty Rotor Bars in Induction Machines – The Vienna Monitoring Method*. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 47. No. 5. pp. 1042-1050. October, 2000.

- [32] R.S. Wieser, C. Kral, F. Pirker and M. Schagginger. *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 IEEE Industrial Electronics Society – IECON'98. Vol. 3. pp. 1544-1549. August / September, 1998.
- [33] R.S. Wieser, C. Kral, F. Pirker and M. Schagginger. *Robust Induction Machine Cage Monitoring Technique for Highly Distorted Voltage and Current Waveforms – The Vienna Method*. Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. pp. 194-199. September, 1998.
- [34] R.S. Wieser, M. Schagginger, C. Kral and F. Pirker. *The Integration of Machine Fault Detection Into an Indirect Field Oriented Induction Machine Drive Control Scheme – The Vienna Monitoring Method*. Conference Record of the 33th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 1998. pp. 278-285. October, 1998.
- [35] R.S. Wieser, C. Kral, F. Pirker and M. Schagginger. *On-Line Rotor Cage Monitoring of Inverter-Fed Induction Machines by Means of an Improved Method*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 14. No. 5. pp. 858-865. September, 1999.
- [36] C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli and W. Berghold. *A Labview Based Rotor Fault Diagnosis Tool for Inverter Fed Induction Machines by Means of the Vienna Monitoring Method at Variable Speed*. Conference Record of the VII International Power Electronics Congress – CIEP'2000. pp. 858-865. October, 2000.
- [37] C. Kral, F. Pirker and G. Pascoli. *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. Vol. 38. No. 3. pp. 618-624. May / June, 2002.
- [38] J.F. Bangura and N.A. Demerdash. *Diagnosis and Characterization of Effects of Broken Bars and Connectors in Squirrel-Cage Induction Motors by a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Modeling Approach*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 14. No. 4. pp. 1167-1176. December, 1999.

- [39] Manual do Inversor de Freqüência, Série CFW09. WEG. 2002.
- [40] R.R. Schoen and T.G. Habetler. *Effects of Time-Varying Loads on Rotor Fault Detection in Induction Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 31. No. 4. pp. 900-906. July / August, 1995.
- [41] B. Mirafzal and N.A.O. Demardesh. *Induction Machine Broken-Bar Fault Diagnosis Using the Rotor Magnetic Field Space Vector Orientation*. Proceedings of the 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 2003. Vol. 3. pp. 1847-1854. October, 2003.
- [42] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini and C. Tassoni. *Closed-Loop Control Impact on the Diagnosis of Induction Motors Faults*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36. No. 5. pp.1318-1329. September / October, 2000.
- [43] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni and P. Vas. *AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34. No. 1. pp. 98-108. January / February, 1998.
- [44] S.M.A. Cruz, J.M. Cardoso and H.A. Toliyat. *Diagnosis of Stator, Rotor and Airgap Eccentricity Faults in Three-Phase Induction Motor Based on the Multiple Reference Frames Theory*. Proceedings of the 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 2003. Vol. 2. pp. 1340-1346. October, 2003.
- [45] G.B Kliman, R.A. Koegl, J. Stein, R.D. Endicott and M.W. Madden. *Noninvasive Detection of Broken Rotor Bars in Operating Induction Machines*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 3. No. 4. pp. 873-879. December, 1988.
- [46] B. Yazici, G.B Kliman, W.J. Premerlani, R.A. Koegl, G.B. Robinson and A. Abdel Malek. *An Adaptive, On-Line, Statistical Method for Detection of Broken Bars in Motors Using Stator Current and Torque Estimation*. Conference Record of the 32nd IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 1997. pp. 221-226. October, 1997.

- [47] R.R. Schoen and T.G. Habetler. *Evaluation and Implementation of a System to Eliminate Arbitrary Load Effects in Current-Based Monitoring of Induction Machines*. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33. No. 6. pp. 1571-1577. November / December, 1997.
- [48] A.G. Innes and R.A. Langmann. *The Detection of Broken Rotor Bars in Variable Speed Induction Motor Drives*. Proceedings of the Conference on Electrical Machines – ICEM'94. pp. 294-298. 1994.
- [49] J.F. Watson and S. Elder. *Transient Analysis of the Line Current as a Fault Detection Technique for 3-Phase Induction Motors*. Proceedings of the Conference on Electrical Machines – ICEM'94. pp. 1241-1245. 1994.
- [50] R. Burnett, J.F. Watson and S. Elder. *The Detection and Location of Rotor Faults within Three Phase Induction Motors*. Proceedings of the Conference on Electrical Machines – ICEM'94. pp. 288-293. 1994.

ANEXO A

MÉTODOS PARA IDENTIFICAÇÃO DE ASSIMETRIAS DE ROTOR EM MOTORES DE INDUÇÃO

A.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Para validação do modelo de máquina de indução com assimetrias de rotor proposto, métodos de detecção e monitorização de máquinas de indução apresentados na literatura serão utilizados. Dentre estes métodos destacam-se o *Método Vienna de Monitorização* [31] – [37] e a análise do espectro harmônico das correntes de estator [45] – [50], onde se verifica a existência de bandas laterais na frequência fundamental. A distribuição das correntes nas barras do rotor, determinada a partir de um *software* que utiliza o *Método dos Elementos Finitos* como forma de cálculo das grandezas eletromagnéticas de uma máquina, é também utilizada como parâmetro de validação do modelo proposto.

A.2 MÉTODO VIENNA DE MONITORIZAÇÃO – VMM

O *Método Vienna de Monitorização* (*Vienna Monitoring Method - VMM*) [31] – [37] é concebido para operação de uma máquina com frequência variável acionada por um inversor, sendo, conseqüentemente, uma técnica no domínio do tempo. O problema generalizado da dependência da resposta da máquina a faltas em relação ao nível de carga é tratado através do uso de dois modelos da máquina em tempo real. Como somente o desvio resultante entre os dois modelos serve como indicador de faltas, impactos devido às variações de carga e de velocidade são automaticamente compensados. Precisão e imunidade a ruídos são atingidas através de uma técnica de sobre-amostragem em um sistema de referências adequado. Finalmente, a taxa de assimetria do rotor é obtida de uma análise espacial no sistema de referência do rotor. Assim, o *Método Vienna de Monitorização* como pode ser classificado como um método determinístico, que não requer nenhum estágio de treinamento [34].

As formas de onda das tensões e correntes de um acionamento a velocidade variável contêm componentes de alta frequência devido ao inversor *PWM* da fonte. O *Método Vienna de Monitorização* é uma metodologia no domínio do tempo que foi desenvolvida levando-se em consideração este fato. O modelo *on-line* dos vetores espaciais utilizado pode suportar o alto nível de ruído nas medições, devido a um esquema de implementação combinado de modelo e medição. Uma supressão adicional do ruído é atingida através de uma técnica de sobre-amostragem com *data clusters* em um sistema de referências ligado à falta. Como a excitação na possível localização da falta determina o atual *data cluster*, a influência da carga é inerentemente compensada.

Apesar de todos os testes terem sido realizados com um inversor como fonte, o método pode ser facilmente aplicado a qualquer máquina com transdutores, conversores analógicos/digitais e sistemas processados. Entretanto, o principal objetivo do método é o acionamento a velocidade variável, onde a implementação do *software* do *VMM* no programa de controle do acionamento pode utilizar os sinais de entrada já disponíveis.

Como apontado anteriormente, barras de rotor quebradas causam modulação no fluxo/conjugado de entreferro das máquinas de indução. Modelos *on-line* da máquina em vetores espaciais são capazes de calcular o conjugado de entreferro de forma rápida e precisa, e são, conseqüentemente, adequados para os propósitos de monitorização [35]. O principal desafio na detecção de faltas é a separação da modulação do conjugado devido a uma barra quebrada, e aquela devido a variações desconhecidas do conjugado de carga.

É importante saber que a influência das assimetrias de rotor na saída dos modelos depende da estrutura do modelo. Não há qualquer impacto nos modelos baseados na força magneto-motriz (modelo em corrente). Assim, esta classe de modelos de máquinas é perfeitamente adequada como uma referência para o comportamento de uma máquina sã (simétrica). Um segundo modelo em tempo real, baseado em medições de tensões e correntes de estator, é utilizado para determinar o conjugado real produzido (modelo em tensão).

O *Método Vienna de Monitorização* compara então a saída destes dois modelos. Isto resulta nas condições da gaiola do rotor através dos desvios, dependentes do tempo, entre o conjugado de referência (modelo em corrente – t_C) e o conjugado medido (modelo em tensão – t_V). Assim, o conjugado do modelo em corrente t_C é calculado por (A1), considerando o modelo dq para o motor, com referência no rotor (¹).

$$t_C = \frac{3 P L_m}{2 2 L_r} (i_{qs}^r \lambda_{dr}^r - i_{ds}^r \lambda_{qr}^r) \quad (A1)$$

Já o conjugado do modelo em tensão t_V do motor pode ser determinado segundo a equação (A2), para um modelo dq de referência no estator (²).

$$t_V = \frac{3 P}{2 2} (i_{qs}^s \lambda_{dr}^s - i_{ds}^s \lambda_{qr}^s) \quad (A2)$$

Finalmente, o desvio de conjugado Δt é calculado através da equação (A3). Para o caso de uma máquina simétrica, os conjugados determinados pelos dois modelos são iguais e, conseqüentemente, o desvio de conjugado é nulo tanto em regime permanente, quanto em regime transitório [31]. Assim, a influência das condições de carga do motor no desvio de conjugado Δt é eliminada.

$$\Delta t = t_v - t_c \quad (\text{A3})$$

Assimetrias na gaiola do rotor conduzem a respostas diferentes do modelo, na forma de um desvio de conjugado Δt modulado, causado pelas partes oscilantes da densidade de fluxo no entreferro. O período de oscilação é, então, determinado pelo inverso do dobro da freqüência de escorregamento.

Desta maneira, um exame do desvio de conjugado em um sistema de referências fixo no rotor (r) pode ser aplicado. O ângulo do vetor espacial de fluxo de rotor

$$\gamma_\lambda = \widehat{\text{angulo}} \left(\lambda_{dr}^r + j \lambda_{qr}^r \right) \quad (\text{A4})$$

está diretamente relacionado à amplitude da modulação do vetor espacial da corrente de rotor. Assim, o desvio de conjugado calculado será avaliado em relação ao ângulo γ_λ , pois este ângulo está diretamente ligado à freqüência de escorregamento.

Cada ponto de máximo, mínimo e passagem por zero da corrente através da barra do rotor em falta coincide com os valores extremos do desvio de conjugado. O *VMM* baseia-se na teoria dos vetores espaciais e, portanto, os ângulos elétricos, ao invés dos mecânicos, são avaliados. Assim, a distância entre um par de pólos é igual a um ângulo elétrico de 2π . Naturalmente, a localização da barra em falta no espaço do rotor é correlacionada à forma de onda do desvio de conjugado. Um ponto de mínimo no desvio de conjugado indica a localização da barra em falta. Considerando ainda a diferença entre a circunferência real do rotor e o espaço elétrico do mesmo, pode-se notar a redundância na localização da barra em falta em máquinas com um número de pólos superior a dois [31].

Cabe ainda observar que não há nenhuma influência da velocidade sobre os vetores de corrente e fluxo no espaço do rotor. Conseqüentemente, este método de avaliação no espaço do rotor abrange inerentemente a operação da máquina em velocidade variável. Enquanto a fase do desvio de conjugado no espaço do rotor é inequivocamente determinada pela localização da falta, a amplitude de Δt é ainda dependente do conjugado de carga. Entretanto, este desvio pode ser normalizado considerando que o conjugado da máquina é conhecido ou estimado.

A.3 ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS DAS CORRENTES DE ESTATOR

De acordo com a teoria de máquinas elétricas, se um motor de indução trifásico é alimentado por tensões trifásicas senoidais simétricas, a força magnetomotriz (f_{mm}), introduzida pela corrente de estator e distribuída ao longo do perímetro do motor, move-se em sincronismo com a corrente de excitação. Esta f_{mm} induz correntes nas malhas do rotor, à frequência de escorregamento $s.f_e$, onde s é o escorregamento e f_e a frequência fundamental das correntes de estator. Assim, esta componente induz no estator uma força eletromotriz (f_{em}) na frequência f_e .

Por outro lado, qualquer assimetria no rotor pode ser equivalente à imposição de uma componente de seqüência negativa sobre a componente original de seqüência positiva. Esta componente de seqüência negativa gira na mesma velocidade que a componente de seqüência positiva, porém em sentido contrário. A reação destas correntes ao campo de entreferro da máquina causa componentes harmônicas adicionais nas correntes de estator, nas frequências denominadas bandas laterais,

$$f_{bandas\ laterais} = f_e(1 \pm 2ks), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (A5)$$

Estas componentes podem ser utilizadas na detecção e no monitoramento de defeitos em máquinas. Os métodos que se baseiam neste princípio são designados na literatura como métodos de Análise de Padrões das Correntes de Motor (*Motor Current Signature Analysis - MCSA*).

Uma das principais razões para se utilizar tais técnicas é o fato de que os outros métodos requerem um maior acesso/invasão da máquina, além da necessidade de equipamentos/sensores para medição de diversas grandezas elétricas e/ou mecânicas. Isto implica na interrupção da operação do motor para que os equipamentos necessários sejam instalados. Os métodos baseados na *MCSA* são completamente não-invasivos, e não requerem a interrupção da operação dos sistemas de acionamento. Como estes métodos baseiam-se na identificação das componentes, na corrente do motor, de frequências denominadas bandas laterais, o sucesso destes métodos de detecção é limitado, tendo em vista que estes dependem primordialmente da precisão na medição da corrente do motor, bem como da habilidade em distinguir entre condição de operação normal ou de falta.

A observação das freqüências das correntes de linha do motor indica um padrão bastante distinto das condições da máquina e de sua carga. Uma análise espectral de alta resolução requer operação em regime permanente com freqüência constante. Caso contrário, o resultado no domínio da freqüência será distorcido. Conseqüentemente, a maioria das técnicas disponíveis requer operação em regime permanente. Como dito anteriormente, uma assimetria na gaiola do rotor dá origem às freqüências de bandas laterais nas correntes de estator. Entretanto, o impacto de uma pequena falta na operação de uma máquina de indução é muito pequeno. Uma única barra quebrada resulta em uma banda lateral de cerca de -50dB em relação à fundamental [45]. Dependendo da condição de carga momentânea, estas bandas laterais aumentam com a fundamental da fonte. Assim, uma alta sensibilidade é demandada para a análise no domínio da freqüência. Por outro lado, vários métodos foram desenvolvidos para lidar com as condições de carga e velocidade variáveis.

Uma sofisticada técnica de avaliação no domínio da freqüência, que opera com um método adaptativo de freqüência – tempo, foi proposta em [46]. O sistema de monitoramento utiliza as três correntes e tensões de linha, além de uma entrada suplementar do atual estado de operação. A determinação da falta é realizada através de métodos estatísticos e uma base conhecimento externa a um estágio de treinamento. Em [47] é utilizado um modelo da máquina para determinar uma corrente de referência para o comportamento da máquina simétrica e suprimir os impactos das oscilações de carga e de velocidade. É proposto em [46] uma técnica com amostragem variável. Um circuito PLL (*Phase Locked Loop*) permite o sincronismo dos instantes de amostragem das correntes de estator com a freqüência fundamental da fonte. As amplitudes das componentes do espectro das correntes são obtidas de forma clara com esta técnica. Entretanto, a restrição de carga constante permanece.

Métodos que utilizam análise espectral, e que são aplicáveis mesmo em condições de velocidade variável, foram propostos em [49] e [50]. Ambos utilizam as elevadas correntes durante a partida do motor. As freqüências de bandas laterais características de um rotor com uma barra quebrada são detectadas por uma representação da freqüência relativa ao tempo do transitório da partida.