CLEBER GUSTAVO DIAS

**Proposta de um novo método para a detecção de barras
rompidas em motores de indução com rotor em gaiola**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Doutor em
Engenharia

São Paulo
2006

CLEBER GUSTAVO DIAS

**Proposta de um novo método para a detecção de barras
rompidas em motores de indução com rotor em gaiola**

Tese apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para obtenção do título de Doutor em
Engenharia

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo
2006

Aos meus pais e meus irmãos,
pelo estímulo e carinho
constantes.

À minha esposa Vanessa, pelo
seu amor, incentivo, e
paciência nos momentos de
ausência.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer em especial, ao meu orientador, o Profº Dr. Ivan Eduardo Chabu, pela sua orientação, dedicação, e principalmente pela confiança depositada.

À empresa EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA, por ter disponibilizado o motor, e por ter oferecido todo o apoio na montagem do sistema experimental, e testes realizados nas suas dependências.

Ao Sr. Ronaldo Tavares Peixoto, funcionário da empresa Aços Villares S.A, pela gentileza em fornecer as fotos do rotor danificado.

Ao Renato Yabiku, engenheiro da Equacional, por ter auxiliado muito na montagem e testes do sistema experimental.

Aos meus estimados amigos e companheiros de trabalho, Marcos Alberto Bussab e Cristina Koyama, responsáveis pelo meu amadurecimento acadêmico, pelo apoio e incentivo nos últimos anos.

Ao amigo André Felipe Henriques Librantz, pela troca de idéias, sugestões e constante incentivo.

Ao amigo Oswaldo Flório Filho, pelo apoio e incentivo.

À Cássia Regina Dias, minha irmã, pela sua grande contribuição na elaboração das figuras ilustrativas do motor.

À toda minha família, pelo apoio oferecido ao longo desta árdua jornada.

Ao Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas (PEA) da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (EPUSP), pelo apoio, e para todos aqueles que, direta ou indiretamente colaboraram para a execução deste trabalho.

"Toda a nossa ciência,
comparada com a realidade, é
primitiva e infantil, e, no entanto, é a
coisa mais preciosa que temos."

Albert Einstein

RESUMO

DIAS, C. G. **Proposta de um novo método para a detecção de barras rompidas em motores de indução com rotor em gaiola.** 2006. 204f. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.

O estudo das condições de operação de um motor de indução em um ambiente industrial é indispensável, tendo em vista que eventuais problemas podem contribuir para um prejuízo na produção, ou ainda para custos adicionais relacionados à falta de manutenção dos equipamentos. Uma das principais falhas que podem ocorrer em um motor de indução do tipo gaiola de esquilo durante sua operação é o rompimento de uma ou mais barras que compõem o seu rotor. Apresenta-se neste trabalho um novo método para auxiliar na detecção de barras quebradas em um rotor tipo gaiola de esquilo, para um motor de grande porte, durante sua operação em regime permanente. A partir de um modelo matemático foi possível avaliar o rompimento de barras do rotor, detectando em uma posição específica, a variação da densidade de fluxo magnético resultante, produzida pela contribuição do fluxo de dispersão de cada barra do rotor, bem como pelo fluxo criado pelas correntes do estator. Um sensor de efeito Hall é instalado entre duas bobinas do estator, a fim de representar a posição onde é realizado o cálculo da densidade de fluxo magnético resultante pela modelagem matemática proposta. O sinal gerado pelo sensor a partir de uma falha é comparado com aquele obtido a partir do rotor saudável, para posterior análise. O trabalho sugere ainda a aplicação do método de detecção da falha em conjunto com uma técnica de inteligência artificial baseada nas redes neurais artificiais, a fim de contribuir para o diagnóstico da falha e estimativa do número de barras rompidas. Os resultados obtidos da simulação, bem como os dados obtidos durante o ensaio são apresentados e usados na validação do modelo matemático desenvolvido.

Palavras-chave: Motor de indução. Rotor em gaiola. Barras rompidas. Análise de falhas. Diagnóstico de falhas. Redes neurais.

ABSTRACT

DIAS, C. G. **The proposal of a new method for the detection of broken bars in squirrel cage induction motors.** 2006. 204f. Thesis (Doctoral) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2006.

The study of operational conditions of an induction motor in an industrial environment is indispensable, once eventual problems can contribute for production losses, or still for additional costs related to the lack of equipments maintenance. Among the principal faults, in a squirrel cage induction motor can occur the breaking of one or more rotor bars. This work presents a new method in aid of detection of broken bars in a large squirrel cage induction motor during its operation in steady-state. A mathematical model is used to evaluate the broken rotor bars, detecting in a specific point, the resulting magnetic flux density produced by the leakage flux created by the rotor and stator currents. The Hall effect sensor is installed between two stator coils, in order to represent the position where the resulting magnetic flux density is calculated by the proposed mathematical model. The signal detected in the sensor during a fault, is compared to the obtained result of the magnetic flux density from a healthy rotor for analysis. The work still suggests the application of the artificial intelligence technique, based on artificial neural networks in the mathematical model, in order to aid on the fault detection and estimate of the number of broken bars. The simulation and experimental results are presented in order to validate the developed mathematical model.

Keywords: Induction motor. Squirrel cage rotor. Broken bars. Fault analysis. Fault detection. Neural networks.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1.	a) Correntes difusas circulando pelo núcleo b) Barra rompida e a erosão do núcleo rotórico provocada pela falha.....	26
Figura 1.2.	Rotor formado por 104 barras onde houve rompimento de barras (Máquina de 1200 kW e 6 pólos).....	27
Figura 1.3.	a) Rompimento de uma barra b) Início de erosão entre a barra rompida e seu núcleo rotórico.....	27
Figura 1.4.	Conjunto utilizado para a medida do fluxo axial de um motor de indução trifásico [77].....	31
Figura 1.5.	Análise espectral da corrente estatórica indicando as componentes laterais de frequência para um rotor com barras rompidas.....	34
Figura 1.6.	a) Barra do rotor projetada para fora do seu núcleo b) Ação do fluxo de dispersão no sensor Hall.....	38
Figura 2.1.	A geometria sugerida pela Lei Biot - Savart.....	43
Figura 2.2.	Um rotor gaiola de esquilo (vista frontal) com 8 barras.....	47
Figura 2.3.	Distribuição de corrente em um rotor gaiola de esquilo [79].....	51
Figura 2.4.	Corrente eficaz nas barras para um rotor saudável [38].....	52
Figura 2.5.	Assimetria na corrente das barras provoca pelo rompimento de 1 barra [38].....	53
Figura 2.6.	Assimetria na corrente das barras provoca pelo rompimento de 3 barras [38].....	53
Figura 2.7.	Assimetria na corrente das barras provoca pelo rompimento de 5 barras [38].....	54
Figura 2.8.	A correção do vetor densidade de fluxo magnético provocada pela barra 2 segundo o eixo x.....	60
Figura 3.1.	Fluxo de dispersão provocado pelas correntes do estator e rotor.....	64
Figura 3.2.	a) Foto ilustrativa do prolongamento de um enrolamento do estator b) Distribuição de um enrolamento trifásico do estator.....	64

Figura 3.3.	O estator de um motor de indução.....	66
Figura 3.4.	Canal estatórico típico de um motor de indução trifásico.....	67
Figura 3.5.	Representação esquemática, em corte, de um estator com enrolamento trifásico [72].....	70
Figura 3.6.	Distribuição das correntes para um estator com 12 ranhuras (dupla camada) e fator de encurtamento de um passo de ranhura.....	76
Figura 4.1.	A densidade de fluxo magnético resultante para um rotor sem falhas.....	82
Figura 4.2.	Representação de um ciclo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor para o rotor saudável.....	82
Figura 4.3.	A densidade de fluxo magnético resultante em função da variação da distância do sensor em relação as barras rotóricas.....	84
Figura 4.4.	Variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor (momento em que as barras estão à uma distância mínima do sensor).....	85
Figura 4.5.	Variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor (momento em que as barras estão à uma distância mínima do sensor).....	86
Figura 4.6.	Variação da falha a partir de um escorregamento de 2%.....	89
Figura 4.7.	Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 2% , no ciclo positivo do sinal.....	89
Figura 4.8.	Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 2%, no ciclo negativo do sinal.....	90
Figura 4.9.	Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 2%.....	90
Figura 4.10.	Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor.....	91
Figura 4.11.	A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor.....	91
Figura 4.12.	Variação da falha a partir de um escorregamento de 5%.....	93

Figura 4.13. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 5% , no ciclo positivo do sinal.....	93
Figura 4.14. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 5% , no ciclo negativo do sinal.....	94
Figura 4.15. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 5%.....	94
Figura 4.16. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor.....	95
Figura 4.17. A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor.....	95
Figura 4.18. Variação da falha a partir de um escorregamento de 15%.....	95
Figura 4.19. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 15% , no ciclo positivo do sinal.....	97
Figura 4.20. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 15% , no ciclo negativo do sinal.....	97
Figura 4.21. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 15%.....	98
Figura 4.22. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor com escorregamento de 15%.....	98
Figura 4.23. A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor (15%).....	99
Figura 4.24. Variação da falha a partir de um escorregamento de 40%.....	100
Figura 4.25. Variação da falha em detalhe para um escorregamento de 40%.....	100
Figura 4.26. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 40%.....	101
Figura 4.27. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor com escorregamento de 40%.....	101
Figura 4.28. Variação da falha para um instante particular, com um escorregamento de 40%.....	102
Figura 4.29. Variação da densidade de fluxo magnético resultante em função do número de barras rompidas.....	103

Figura 4.30.	O momento em que as 4 barras rompidas estão mais próximas do sensor.....	104
Figura 5.1.	Montagem do sistema experimental para os ensaios com o motor.....	108
Figura 5.2.	O rotor gaiola de esquilo utilizado no ensaio experimental.....	110
Figura 5.3.	Sensor de Efeito Hall instalado entre duas ranhuras do estator.....	110
Figura 5.4.	Sonda Hall instalada entre duas ranhuras do estator (vista mais próxima).....	111
Figura 5.5.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1775 RPM (identificação dos vales).....	114
Figura 5.6.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1775 RPM (vale em detalhe).....	115
Figura 5.7.	Variação da distância entre as barras rompidas e o sensor Hall (distância mínima identificada em dois instantes).....	115
Figura 5.8.	Distribuição de corrente nas barras do rotor em um dos momentos em que as barras 2 e 3 estão próximas do sensor (1775 RPM).....	116
Figura 5.9.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor e a presença dos vales, provocada pela passagem das barras rompidas pelo sensor.....	117
Figura 5.10.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1755 RPM (vale em detalhe).....	118
Figura 5.11.	Perfil de corrente nas barras do rotor em um dos instantes em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor (1755 RPM).....	118
Figura 5.12.	A distribuição de corrente nas barras do rotor em um instante específico (1755 RPM).....	119
Figura 5.13.	A variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas no modelo) em relação ao sensor de efeito Hall (1755 RPM).....	119
Figura 5.14.	Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (1443 RPM).....	120
Figura 5.15.	Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (1443 RPM).....	121

Figura 5.16. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM).....	122
Figura 5.17. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM) com uma vista mais próxima da falha (ciclo negativo).....	123
Figura 5.18. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (ciclo negativo).....	123
Figura 5.19. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (vista mais próxima do ciclo negativo).....	124
Figura 5.20. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM) com uma vista mais próxima da falha (ciclo positivo).....	125
Figura 5.21. Distribuição de corrente nas barras do rotor (1443 RPM) para um instante específico (ciclo positivo).....	125
Figura 5.22. Distribuição de corrente nas barras do rotor (1443 RPM) para um instante específico (vista mais próxima do ciclo positivo).....	126
Figura 5.23. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (1443 RPM).....	126
Figura 5.24. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular.....	127
Figura 5.25. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (1080 RPM).....	128
Figura 5.26. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (1080 RPM).....	129
Figura 5.27. Densidade de fluxo magnético resultante (1080 RPM)107	
Figura 5.28. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1080 RPM), com uma vista mais próxima da falha.....	130
Figura 5.29. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (1080 RPM).....	131
Figura 5.30. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (1080 RPM).....	131
Figura 5.31. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (1080 RPM).....	132

Figura 5.32. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (1080 RPM).....	132
Figura 5.33. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (1080 RPM).....	133
Figura 5.34. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (724 RPM).....	134
Figura 5.35. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (724 RPM).....	135
Figura 5.36. Densidade de fluxo magnético resultante (724 RPM).....	136
Figura 5.37. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (724 RPM), com uma vista mais próxima da falha.....	136
Figura 5.38. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (724 RPM).....	137
Figura 5.39. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (724 RPM).....	137
Figura 5.40. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (724 RPM).....	138
Figura 5.41. Distância de cada barra do rotor em relação ao sensor para um instante específico (724 RPM).....	138
Figura 5.42. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (vista mais próxima em 724RPM).....	139
Figura 5.43. Densidade de fluxo magnético resultante obtida no ensaio experimental em 7RPM.....	140
Figura 5.44. Densidade de fluxo magnético resultante (simulação).....	141
Figura 5.45. Densidade de fluxo magnético resultante com aumento de corrente nas barras vizinhas.....	142
Figura 5.46. Distância das barras rompidas em relação ao sensor.....	142
Figura 6.1. Cálculo da área para cada semiciclo positivo.....	151
Figura 6.2. Variação da profundidade do vale (área abaixo da curva) em função do número de barras rompidas.....	152
Figura 6.3. Topologia da rede neural utilizada para estimar o número de barras rompidas.....	154

Figura 6.4.	Variação do erro quadrático médio durante o treinamento da rede.....	156
Figura 6.5.	Número de barras rompidas estimado pela rede neural.....	159
Figura 6.6.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicada em uma das entradas da rede neural.....	160
Figura 6.7.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma barra rompida.....	162
Figura 6.8.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para duas barras rompidas.....	162
Figura 6.9.	Barras rompidas estimadas pela rede neural em dois momentos específicos.....	163
Figura 6.10.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor no intervalo de tempo em que existem duas barras rompidas.....	164
Figura 6.11.	Barras rompidas estimadas no neurônio de saída da rede neural.....	164
Figura 6.12.	Número de barras rompidas estimado pela rede neural durante o período da simulação (4 barras rompidas).....	165
Figura 6.13.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicado em uma das entradas da rede neural.....	166
Figura 6.14.	Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicado na rede neural em um vista mais próxima dos vales.....	167
Figura 6.15.	Número de barras rompidas estimado pela rede neural.....	168
Figura 6.16.	Redução na amplitude do semiciclo positivo em função do vale no semiciclo negativo.....	169

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Técnicas utilizadas na detecção de falhas em motores de indução.....	37
Tabela 4.1 - Parâmetros do motor utilizado na simulação sem falhas.....	81
Tabela 4.2 - Parâmetros do motor utilizado na simulação com duas barras rompidas.....	84
Tabela 5.1- Alguns parâmetros do motor utilizado nos ensaios.....	109
Tabela 6.1 - Parâmetros do motor utilizados nas simulações.....	157
Tabela A1 - Dados do motor.....	187
Tabela B1 - Dados técnicos do transdutor.	198
Tabela C1 - Dados de treinamento da rede neural.....	199

LISTA DE SÍMBOLOS

dH	intensidade de campo magnético produzido por um elemento diferencial de corrente
dl	comprimento diferencial do filamento
r	distância do elemento diferencial de corrente e o ponto P
B	densidade de fluxo magnético
μ_0	permeabilidade relativa do ar (espaço livre)
d_1	distância do centro da barra 1 em relação ao centro do sensor
g	distância mínima do centro do sensor ao centro de uma barra
R	raio do rotor
β	ângulo formado entre uma barra qualquer e o eixo onde o sensor está instalado
w	metade da altura de uma barra
d_n	distância do centro de uma barra qualquer em relação ao centro do sensor
λ	ângulo entre duas barras adjacentes
Nr	número de barras do rotor
n	número de uma determinada barra
ω_r	velocidade angular do rotor (rad/s)
t	tempo (s)
$Ib_{\max}$	corrente máxima em uma barra
ib_n	corrente instantânea em uma determinada barra
Ib_{ef}	corrente eficaz nas barras

ω_s	velocidade angular síncrona do campo girante (rad/s)
p	número de pares de pólo da máquina
m_1	número de fases do circuito do estator
N_{1f}	número de espiras por fase do estator
K_{e1}	fator de enrolamento do estator
I_{1f}	corrente de fase do estator
m_2	número de fases do circuito rotor
N_{2f}	número de espiras por fase do rotor
K_{e2}	fator de enrolamento do rotor
I_{2f}	corrente de fase do rotor
BR_r	densidade de fluxo magnético resultante no sensor provocado pelas correntes do rotor
de	distância de um canal qualquer em relação ao centro do sensor
L	distância do centro do sensor à base de um canal estatórico
R_{es}	raio interno do estator
φ	ângulo entre um canal estatórico e o eixo do sensor
δ	ângulo entre dois canais estatóricos
n_e	número de um determinado canal do estator (1 até Ne)
de_{ne}	distância de um canal estatórico qualquer em relação ao eixo do sensor
Ne	número de canais do estator
q	número de ranhuras por pólo e por fase
k	fator de encurtamento de passo

ε_{ne} ângulo formado pelo vetor de fluxo magnético de um determinado canal em relação ao eixo x

B_{sd} densidade de fluxo magnético do estator (enrolamento dupla camada)

t_{ic} tempo de início de semiciclo

t_{fc} tempo de término de semiciclo

A_{sc} área correspondente a cada semiciclo positivo

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	24
1.1	Motivação e relevância do trabalho.....	24
1.2	Metodologia proposta e contribuições.....	37
1.3	Organização da tese.....	39
2	A DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO NO SENSOR DE EFEITO HALL PRODUZIDA PELA CORRENTE NAS BARRAS DO ROTOR.....	41
2.1	Introdução.....	41
2.2	A lei de Biot-Savart.....	42
2.3	A contribuição do fluxo de dispersão de cada barra rotórica no fluxo resultante.....	44
	<i>2.3.1 O cálculo da distância de uma barra em relação ao sensor hall</i>	<i>47</i>
	<i>2.3.2 A distribuição da corrente nas barras de um rotor tipo gaiola de esquilo.....</i>	<i>51</i>
	<i>2.3.3 O equacionamento final para o cálculo da densidade de fluxo resultante obtido a partir das correntes rotóricas.....</i>	<i>59</i>

3	A DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO RESULTANTE NO SENSOR DE EFEITO HALL PRODUZIDA PELAS CORRENTES DO ESTATOR.....	63
3.1	Introdução.....	63
3.2	A distância de cada canal estatórico em relação ao sensor Hall.....	65
3.3	As correntes do estator e a aplicação da lei de biot-savart no cálculo do campo resultante.....	70
	3.3.1 <i>Enrolamentos estatóricos com dupla camada e passo encurtado</i>	70
4	A SIMULAÇÃO E O ESTUDO DO COMPORTAMENTO DO FLUXO MAGNÉTICO RESULTANTE NO SENSOR PARA O ROTOR COM FALHA.....	79
4.1	Introdução.....	79
4.2	O sinal obtido no sensor de efeito hall a partir de um rotor saudável (sem barras rompidas).....	81
4.3	Um estudo sobre a variação da densidade de fluxo magnético resultante no sensor, a partir da variação da distância mínima do sensor de efeito Hall em relação as barras rotóricas.....	83
4.4	A variação no fluxo magnético resultante no sensor, em função da variação do escorregamento da máquina.....	87

4.4.1	<i>A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 2% com duas barras rompidas.....</i>	88
4.4.2	<i>A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 5% e duas barras rompidas.....</i>	92
4.4.3	<i>A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 15% e duas barras rompidas.....</i>	96
4.4.4	<i>A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 40% e duas barras rompidas.....</i>	99
4.5	O comportamento do fluxo magnético resultante no sensor em função do aumento do número de barras rompidas.....	103
4.6	Discussão dos resultados obtidos da simulação.....	105
5	A VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TÉCNICA DESENVOLVIDA.....	107
5.1	Introdução.....	107
5.2	A estrutura do sistema experimental e o motor utilizado nos ensaios.....	108
5.2.1	<i>O rotor gaiola de esquilo e a instalação da sonda Hall no estator da máquina.....</i>	109
5.3	Comparação dos resultados experimentais com os obtidos nas simulações a partir do modelo proposto.....	112
5.3.1	<i>Caso 1: motor operando à uma velocidade de 1775 rpm para uma corrente de fase medida de 15 A.....</i>	114

5.3.2	<i>Caso 2: motor operando à uma velocidade de 1755 rpm e uma corrente de fase medida de 40 A.....</i>	117
5.3.3	<i>Caso 3: motor operando à uma velocidade de 1443 rpm e uma corrente de fase medida de 52 A.....</i>	120
5.3.4	<i>Caso 4: motor operando à uma velocidade de 1080 rpm e uma corrente de fase medida de 60 A.....</i>	128
5.3.5	<i>Caso 5: motor operando à uma velocidade de 724 rpm e uma corrente de fase medida de 61,5.....</i>	134
5.3.6	<i>Caso 6: motor operando à uma velocidade de 7 rpm e uma corrente de fase medida de 62.....</i>	140
5.4	Comentários.....	143
6	UMA APLICAÇÃO DAS REDES NEURAIIS ARTIFICIAIS NO DIAGNÓSTICO DE BARRAS ROMPIDAS A PARTIR DO MODELO PROPOSTO.....	145
6.1	Introdução.....	145
6.2	Um breve histórico a respeito das redes neurais artificiais.....	148
6.3	A aplicação das redes neurais artificiais na identificação e estimação do número de barras rompidas no rotor de um motor de indução.....	149
6.3.1	<i>O treinamento da rede neural.....</i>	155

6.3.2	<i>Os resultados obtidos pela rede neural na estimação do número de barras rompidas.....</i>	<i>157</i>
6.3.2.1	<i>Simulação envolvendo quatro barras rompidas, e o motor operando com uma corrente máxima nas barras de 273A e corrente máxima por fase no estator de 189A.....</i>	<i>158</i>
6.3.2.2	<i>Simulação envolvendo duas barras rompidas, e o motor operando com uma corrente máxima nas barras de 97A e corrente máxima por fase no estator de 68A.....</i>	<i>160</i>
6.3.2.3	<i>Simulação envolvendo quatro barras rompidas, e o motor operando com uma corrente máxima nas barras de 97A e corrente máxima por fase no estator de 68A.....</i>	<i>163</i>
6.3.2.4	<i>Os resultados obtidos da rede neural a partir da aplicação de dados experimentais a uma de suas entradas.....</i>	<i>166</i>
7	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS.....	171
	REFERÊNCIAS.....	176
	APÊNDICES E ANEXOS.....	185
	APÊNDICE A - PROJETO E DADOS DO MOTOR.....	186
	ANEXO A - O ALGORITMO BACK-PROPAGATION.....	188
	ANEXO B - DADOS DO TRANSDUTOR UTILIZADO NO ENSAIO EXPERIMENTAL.....	198

APÊNDICE C - DADOS UTILIZADOS NO TREINAMENTO DA REDE NEURAL.....	199
APÊNDICE D - REDE NEURAL IMPLEMENTADA NO SIMULINK.....	203

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação e Relevância do Trabalho

Entre os inúmeros acionamentos instalados hoje em um ambiente industrial, sabe-se que uma grande maioria corresponde aos motores elétricos de indução, e em particular aos motores de indução trifásicos com rotor tipo gaiola de esquilo, devido a sua robustez, simplicidade, e baixo custo, quando comparados, por exemplo, aos motores de corrente contínua e aos motores de anéis ou síncronos, destinados à uma mesma aplicação.

Com base em dados apresentados em [1], comprova-se a grande demanda dos motores de indução pela indústria brasileira. Verifica-se que apenas no ano 2000, cerca de 1.400.000 motores de indução trifásicos foram vendidos no Brasil.

Devido a sua grande utilização, torna-se fundamental conhecer o comportamento do motor de indução trifásico, perante a aplicação para a qual foi destinado, para saber se o mesmo está operando dentro das suas características de desempenho nominais estabelecidas pelo fabricante, ou ainda se há alguma avaria associada ao equipamento.

Uma eventual falha ocorrida em um motor de indução durante sua operação, seja de natureza elétrica, ou mecânica, pode ocasionar grandes prejuízos de produção em uma planta industrial, além de conseqüências secundárias, motivadas

por um aumento dos custos operacionais, bem como pelos prejuízos ligados ao tempo de manutenção e restabelecimento regular da produção fabril.

Os trabalhos apresentados em [2], [3] e [4], relatam que 10% à 12% das falhas ocorridas em um motor de indução com rotor em gaiola, estão localizadas no seu rotor.

Embora uma falha no rotor não provoque em alguns casos, problemas imediatos, verifica-se que este tipo de falha pode levar a efeitos adicionais, como a ocorrência de vibrações na máquina, elevação de temperatura, e comprometimento do seu isolamento [2], acarretando ainda uma redução na vida útil do motor.

Segundo [2], para uma falha relacionada ao rompimento de uma barra rotórica, que ocorre freqüentemente na região próxima ao anel de curto-circuito, nota-se que após o início da fratura ocorre uma propagação da avaria na seguinte forma:

- A barra com defeito sofrerá um sobreaquecimento na região próxima a falha, aumentando ainda mais a possibilidade de um rompimento total;

- Com o rompimento da barra, pode-se iniciar uma erosão entre a mesma e o seu núcleo rotórico, a partir de correntes difusas que passam a circular pelo núcleo, como ilustra a fig. 1.1;

- As barras adjacentes à barra rompida, suportarão uma corrente de valor maior que o nominal, ocasionando um processo de fadiga mais intenso, e a possibilidade de outras fraturas;

Figura 1.1. a) Correntes difusas circulando pelo núcleo b) Barra rompida e a erosão do núcleo rotórico provocada pela falha

Caso a fratura na barra não seja detectada no seu início, aquela erosão poderá ser agravada, e em um momento posterior, as barras fraturadas poderão soltar-se pela ação de forças centrífugas que atuam no rotor, causando danos físicos em outras barras, ou aos enrolamentos e ao núcleo do estator.

A seguir serão mostradas algumas figuras que ilustram um caso real, no qual ocorreu o rompimento total de algumas barras do rotor, na conexão com seu anel de curto circuito, e o início da erosão provocada pela falha. A fig. 1.2 ilustra a estrutura do rotor na qual houve o rompimento total de 14 barras rotóricas. A fig. 1.3 mostra em maiores detalhes o rompimento de uma barra, na sua junção com o anel de

curto, e também o início da erosão provocada pelas correntes difusas que circulam pelo núcleo rotórico.

Figura 1.2. Rotor formado por 104 barras onde houve rompimento de barras (Máquina de 1200 kW e 6 pólos)

(a)

(b)

Figura 1.3. a) Rompimento de uma barra b) Início de erosão entre a barra rompida e seu núcleo rotórico

O processo de avaria em um rotor de um motor de indução, pode ser influenciado ainda por inúmeros fatores [2] [5], e entre eles, pode-se destacar:

1-) As elevadas correntes de partida que surgem nos motores de indução, quando submetidos à partida direta, ocasionando significativas elevações de temperatura, e as conseqüentes dilatações e contrações das barras;

2-) Partidas consecutivas;

3-) Regimes de operação em sobrecarga;

4-) Defeitos relacionados ao próprio processo de fabricação do motor;

5-) Insuficiência de ventilação.

Na tentativa de conhecer melhor e solucionar os problemas apontados, iniciaram-se estudos e pesquisas a fim de diagnosticar a ocorrência de falhas nos motores de indução [6]. No final da década de 50, e início da década de 60, alguns trabalhos manifestaram uma preocupação em estudar o comportamento do motor de indução, em aplicações relacionadas à sua proteção [2] [7], porém foi a partir da década de 70 que tiveram impulso as pesquisas voltadas ao estudo do motor de indução com falhas, tanto no seu estator, quanto no rotor.

No início da década de 70, como apresentado em [3], estabeleceu-se uma teoria do campo rotativo generalizada, cuja finalidade era demonstrar a ocorrência

de assimetrias causadas por falhas no estator, ou no rotor. Aquela teoria mostrou ainda que para uma assimetria no rotor, correntes seriam induzidas no enrolamento do estator, em frequências próximas a frequência de alimentação da máquina, e diretamente relacionada com escorregamento da mesma.

Ainda na década de 70, foi proposta a utilização de um conjunto de sensores térmicos para monitorar a temperatura das barras rotóricas e anéis de curto [8], em motores de indução de grande potência, a fim de protegê-los contra um superaquecimento. O sistema sugerido foi implementado em motores com potências entre 2000 e 17500 HP.

No início da década de 80, novas pesquisas foram desenvolvidas no sentido de avaliar o comportamento de um motor de indução, nos casos de uma avaria. Um modelo de malhas do rotor foi desenvolvido [9], para verificar os casos relacionados ao rompimento de uma barra rotórica, ou ainda à falhas associadas ao rompimento de um anel terminal. Para este caso, uma malha é formada por duas barras adjacentes, e pelos dois segmentos dos anéis que as unem. A simulação de um rotor com falhas necessita dos valores de projeto do motor, como a resistência de uma barra rotórica, a resistência do anel terminal, entre outros.

Para o modelo citado em [9], é importante salientar ainda que, o entreferro é considerado pequeno em relação ao raio do rotor, as barras rotóricas estão isoladas do núcleo, e os efeitos da saturação do núcleo não são considerados. Verifica-se, no entanto, que para a maioria dos motores de grande potência, as barras do rotor não estão isoladas do núcleo, e pela baixa resistência entre as barras e o núcleo

rotórico, foi demonstrada a existência de correntes entre barras, no caso de uma barra quebrada [10] [11]. As correntes entre barras podem contribuir para o desenvolvimento de grandes vibrações na máquina, bem como a possibilidade de queima ou desgaste das barras próximas à barra quebrada.

Um sistema de monitoramento da temperatura em vários pontos do rotor foi desenvolvido e implementado, a fim de detectar falhas no mesmo, como o rompimento de uma ou mais barras, ou ainda o rompimento dos anéis terminais [12]. Um perfil da temperatura do rotor é calculado utilizando o método dos elementos finitos, e seu valor é comparado com os valores medidos.

Nota-se, porém que, este tipo de sistema sugere a utilização de um sensor térmico para cada barra rotórica, tornando o mesmo economicamente inviável em muitos casos. O trabalho desenvolvido em [13], também sugere a utilização de sensores térmicos instalados próximos ao rotor, a fim de detectar uma barra quebrada. O rompimento de uma ou mais barras rotóricas, durante a operação de um motor de indução, pode ser detectado pela utilização de um sensor de fluxo axial [14], em conjunto com um sensor da corrente de linha do motor, como sugerido em [15]. Naquele método, para simular uma barra quebrada, uma corrente de valor igual à barra intacta é considerada, porém em sentido oposto.

Embora o trabalho desenvolvido em [16] também utilize o monitoramento e análise espectral do fluxo axial da máquina, para o diagnóstico de falhas tanto no estator como no rotor, o mesmo sugere que a técnica da análise espectral da corrente estatórica seja a mais confiável para a detecção de barras rompidas, do que

a própria análise do seu fluxo axial. A fig. 1.4 ilustra o método utilizado em [16] para a medição do fluxo axial da máquina a partir de uma bobina de fluxo.

Figura 1.4. Conjunto utilizado para a medida do fluxo axial de um motor de indução trifásico [16]

Durante a década de 90, surgiram novos métodos destinados ao diagnóstico de falhas nos motores de indução, bem como a utilização de antigas técnicas em inúmeras aplicações. O estudo apresentado em [17], por exemplo, sugere a utilização de métodos para quantificar a economia obtida com a implantação de um sistema de monitoramento para grandes máquinas de indução, em um ambiente industrial. O trabalho sugere ainda, as possibilidades para se avaliar a viabilidade de uso de um determinado sistema de monitoramento, em função da confiabilidade desejada para o mesmo.

Um método para detectar barras quebradas em motores de indução foi estudado em [18], utilizando como princípio, uma variedade de sensores para medir

a tensão e correntes no estator, a frequência da tensão de alimentação do estator, além da velocidade do rotor.

A partir dos dados medidos, a resistência do rotor é estimada e comparada com seu valor nominal, para detectar o rompimento de uma ou mais barras. Como um inconveniente do método citado, é necessário efetuar a correção da resistência do rotor com a temperatura, lembrando ainda que a sua resistência varia com o rompimento de uma ou mais barras rotóricas.

Em [19] um novo método foi desenvolvido para detectar o rompimento de barras rompidas, porém para aquele caso o motor é desconectado da sua fonte de alimentação, e a tensão induzida no estator em função da fratura de uma barra é medida para posterior diagnóstico.

A técnica apresentada em [20], e ainda com resultados iniciais, sugere a análise da corrente de linha dos motores de indução trifásicos, a fim de detectar o rompimento de barras no rotor, durante a partida da máquina. O método foi empregado principalmente para detectar falhas em rotores com dupla gaiola, analisando o espectro de frequências da corrente de linha na partida do motor, e com a utilização de um filtro apropriado.

A análise espectral da corrente estatórica, torque ou potência, foi abordada e desenvolvida como uma técnica de detecção do rompimento de barras no rotor, durante a operação de um motor de indução, em muitos trabalhos nos últimos anos [21]-[29].

A análise espectral da corrente no estator constitui-se como uma das técnicas mais utilizadas para a detecção do rompimento de barras no rotor atualmente. A partir dos trabalhos desenvolvidos, comprova-se que com o rompimento de uma ou mais barras do rotor, surgem correntes induzidas no estator, em frequências dadas por:

$$Fsb = f1.(1 \pm 2s) \text{ Hz} \quad (1)$$

Onde:

Fsb = frequências laterais provocadas pelo rompimento de barras rotóricas

$f1$ = frequência da fonte de alimentação do motor (Hz)

s = escorregamento do motor de indução

Como exemplo de aplicação da técnica da análise espectral na detecção da falha rotórica para um motor que opera em uma frequência de 50 Hz, surgem componentes de frequência na corrente do estator de 48 Hz e 52 Hz, considerando um escorregamento de 2% (fig. 1.5). Nota-se ainda que a amplitude no espectro aumenta na medida em que a gravidade do defeito evolui.

Figura 1.5. Análise espectral da corrente estatórica indicando as componentes laterais de frequência para um rotor com barras rompidas

É importante salientar neste momento, que a análise espectral da corrente estatórica necessita de instrumentos de medição que permitam sua detecção e posterior diagnóstico, pois em muitos casos as componentes de frequência estão muito próximas da componente fundamental do sinal mensurado.

Verifica-se, porém que, a análise espectral pode ser comprometida por variações na carga aplicada ao eixo do motor [30], ou ainda pelas características construtivas de determinados rotores, que podem indicar a presença das componentes laterais de frequência, em torno da fundamental, mesmo para os casos de um motor saudável [21] [31]. Neste caso pode haver um falso diagnóstico de barra quebrada.

Ainda na década de 90, inúmeros outros estudos propuseram técnicas ou a aplicação de métodos, destinados à detecção de falhas no rotor de um motor de

indução. O trabalho apresentado em [32], por exemplo, também sugere a aplicação da técnica da análise espectral da corrente estatórica, mas nos casos em que os motores estão alimentados por um inversor de frequência.

Em [23], é feita uma comparação entre algumas técnicas de detecção de barras rompidas, como a análise espectral da corrente do estator, as variações de velocidade ocasionadas por uma barra quebrada, a variação no espectro de frequência no fluxo de dispersão, a medição do fluxo axial da máquina, e por fim pelas vibrações ocorridas no núcleo do estator. Pelas medições realizadas em um motor de 75kW, o trabalho sugere a técnica da análise espectral da corrente estatórica, como a melhor técnica na detecção de barras quebradas, apesar das considerações observadas anteriormente.

As pesquisas desenvolvidas em [5], [33] - [46], apresentam uma modelagem matemática do rotor, permitindo em muitos casos, estudar o comportamento do motor de indução com falhas, seja para os casos de rompimento de barras rotóricas, ou ainda para as situações relacionadas a assimetrias no rotor.

Os modelos matemáticos necessitam em sua maioria, de um grande número de parâmetros da máquina, para efetuar uma análise mais criteriosa e fiel, do estado do motor. É necessário o cálculo, por exemplo, das indutâncias próprias e mútuas do estator e rotor, em alguns modelos. Muitos dos parâmetros devem ser solicitados diretamente aos fabricantes, pois os mesmos não estão disponíveis com facilidade nos manuais e catálogos fornecidos com o equipamento.

Por fim, como uma das técnicas ainda utilizadas para a detecção de barras rompidas está a análise das componentes de corrente do vetor de Park, discutida em [2] e [47] . Porém, como esta técnica se caracteriza pela presença de uma coroa circular que aumenta conforme a gravidade do problema, torna-se inviável sua aplicação para os casos em que ocorre o rompimento de uma ou duas barras, em um número elevado de barras que compõem o rotor. Neste caso haverá uma coroa com variação de espessura muito pequena em relação àquela encontrada em um motor saudável, sendo necessários equipamentos de medida e diagnóstico aptos a realizar aquela tarefa.

Algumas técnicas de detecção de barras rompidas podem estar associadas a técnicas de inteligência artificial, como as redes neurais, a lógica fuzzy, e sistemas híbridos neuro-fuzzy. Verifica-se ainda que nos últimos anos muitas pesquisas envolveram a aplicação da lógica fuzzy, e também das redes neurais, no estudo do comportamento dos motores de indução [48]-[61].

A partir de [5], e também com base nos estudos levantados nas últimas três décadas, os principais tipos de técnicas para detecção do rompimento de barras rotóricas são mostrados resumidamente na tabela 1.1. É importante ressaltar ainda que algumas técnicas de modelagem também podem ser aplicadas no estudo do comportamento do rotor com falhas, além da possibilidade da aplicação de técnicas de inteligência artificial, como citado anteriormente.

Ainda como relatado em [5], o motor com a falha em estados incipientes, continua operando, sendo esta condição denominada de "defeito ou avaria" , porém

no caso mais crítico, isto é, quando a máquina já não trabalha mais, é utilizado o termo "falha". Neste trabalho serão utilizados os termos sem particularização por razões de praticidade.

Tabela 1.1 - Técnicas utilizadas na detecção de rompimento de barras em motores de indução

Técnicas	Descrição da técnica	Referência
Magnéticas e Elétricas	<ul style="list-style-type: none"> -Análise espectral da corrente elétrica do estator - Aplicação da transformada complexa espacial (Park) - Análise do fluxo magnético - Análise das descargas parciais 	<p>[21] – [32]</p> <p>[2] ; [47]</p> <p>[3] ; [42] – [43] ; [14]; [16]</p>
Mecânicas	<ul style="list-style-type: none"> - Análise das vibrações - Análise da velocidade - Análise da temperatura - Análise do torque 	<p>[23]</p> <p>[18]</p> <p>[7] – [8] ; [12]-[13]</p> <p>[27]</p>

1.2 Metodologia Proposta e Contribuições

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma nova técnica para detectar o rompimento de barras rotóricas, em um motor de indução trifásico de grande porte, com rotor do tipo gaiola de esquilo.

O método empregado por este trabalho consiste no monitoramento da densidade de fluxo magnético resultante em um sensor de efeito Hall instalado entre

duas bobinas do estator, e próximo das barras do rotor que estão projetadas para fora do seu núcleo naquelas máquinas (fig. 1.6).

Figura 1.6. a) Barra do rotor projetada para fora do seu núcleo b) Ação do fluxo de dispersão no sensor Hall

A densidade de fluxo magnético resultante no sensor, é obtida a partir da contribuição do fluxo de dispersão produzido por cada barra (fig.1.6b). O monitoramento do fluxo magnético resultante no sensor, permitirá o diagnóstico de uma barra quebrada, a partir da variação do campo magnético produzido pela falha. O método de diagnóstico proposto está baseado ainda nas seguintes premissas:

- Embora seja invasivo, o método utilizado neste trabalho é perfeitamente justificável, na medida em que um único sensor daquele tipo não acarretará grandes custos adicionais ao equipamento, tratando-se neste caso, de uma máquina de grande porte, e que normalmente está envolvida em aplicações estratégicas em um complexo industrial.

- O sistema permitirá a detecção do rompimento de uma barra com eficiência, antes que ocorra o rompimento de outras barras, com consequências secundárias danosas à máquina.

- A técnica desenvolvida possibilita sua implementação em ambientes computacionais já disponíveis em plantas automatizadas, como em sistemas de supervisão industriais.

- O método não utiliza uma modelagem matemática complexa;

- A medida direta do fluxo de dispersão de cada barra rotórica, permite uma análise mais fiel da possibilidade de uma falha no rotor. O aspecto central da técnica proposta é a variação de sinal obtida quando comparada ao sinal oriundo de um rotor saudável, no momento em que a barra quebrada está passando próxima do sensor de efeito Hall. O sinal medido pelo sensor consiste no valor instantâneo da densidade de fluxo magnético resultante.

- Necessidade de um número menor de parâmetros do motor de indução.

1.3 Organização da Tese

Além deste capítulo introdutório, a estrutura do trabalho conta com mais 6 capítulos como segue:

No capítulo 2 apresenta-se a modelagem matemática proposta para obter a densidade de fluxo magnético resultante em um sensor de efeito Hall, a partir do fluxo de dispersão criado pela corrente de cada barra rotórica.

No capítulo 3 também é feita uma abordagem matemática para se considerar no campo resultante do sensor, a contribuição dos campos criados pelas correntes do estator.

No capítulo 4 é feito um estudo a partir do modelo teórico desenvolvido, sobre o comportamento do fluxo magnético resultante no sensor a partir da variação de alguns parâmetros, como a distância do sensor em relação às barras rotóricas, o número de barras rompidas, o escorregamento da máquina, entre outros.

No capítulo 5 é apresentada a estrutura do sistema experimental que foi montada, com a finalidade de validação da modelagem matemática proposta, a partir dos resultados obtidos em ensaios.

No capítulo 6 a técnica das redes neurais artificiais é utilizada em conjunto com a modelagem matemática proposta nos capítulos 2 e 3, para auxiliar no diagnóstico da falha, além de contribuir para a estimativa do número de barras rompidas no rotor.

No capítulo 7 apresentam-se as conclusões gerais relativas ao trabalho, bem como a proposta e as perspectivas para futuras pesquisas aderentes ao tema abordado.

2 A DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO RESULTANTE NO SENSOR DE EFEITO HALL PRODUZIDA PELA CORRENTE NAS BARRAS DO ROTOR

2.1 Introdução

Como mencionado anteriormente, a variação da densidade de fluxo magnético produzido em um sensor de efeito Hall, a partir do rompimento de uma ou mais barras rotóricas, consiste na principal técnica sugerida por este trabalho, para a detecção da falha.

O fluxo de dispersão produzido por cada barra é calculado a partir da Lei de Biot Savart, que será descrita em maiores detalhes no item 2.2. A densidade de fluxo magnético resultante no sensor é calculada por meio da contribuição individual do fluxo de dispersão produzido por cada barra do rotor instantaneamente.

Quando ocorre uma falha no rotor, correspondente à uma barra quebrada, o padrão da densidade de fluxo no sensor muda, sendo possível a detecção da mesma por meio do seu monitoramento.

2.2 A Lei de Biot - Savart

Para discorrer a respeito da Lei de Biot - Savart, considera-se um elemento diferencial de corrente como um trecho diminuto de um condutor filamental, sendo o condutor filamental como um caso limite de um condutor cilíndrico de secção reta circular com o raio tendendo a zero [62].

A Lei de Biot - Savart , por definição, afirma que, em qualquer ponto P, a magnitude da intensidade do campo magnético produzido por um elemento diferencial de corrente é proporcional ao produto da corrente pela magnitude do comprimento diferencial e pelo seno do ângulo entre o filamento e a linha que une o filamento ao ponto P, onde se deseja conhecer o campo.

A Lei diz ainda que a magnitude da intensidade de campo magnético, é inversamente proporcional ao quadrado da distância do elemento diferencial ao ponto P [62].

Verifica-se ainda pela Lei que, a direção da intensidade do campo magnético é normal ao plano que contém o filamento diferencial e a linha desenhada a partir do filamento ao ponto P [62]. A fig. 2.1 ilustra a geometria proposta pela Lei de Biot-Savart.

Figura 2.1 A geometria sugerida pela Lei de Biot - Savart.

Matematicamente, a Lei Biot - Savart pode ser escrita, em notação vetorial como:

$$\vec{dH} = \frac{i}{4\pi} \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \quad (2.1)$$

Onde:

dH = intensidade de campo magnético produzido por um elemento diferencial de corrente

i = corrente fluindo no condutor filamental

dl = comprimento diferencial do filamento

r = distância do elemento diferencial de corrente e o ponto P

Para o cálculo do campo magnético no ponto P, em função da corrente elétrica que circula pelo condutor em um circuito fechado, a eq. (2.1) deve ser integrada ao longo de l, logo:

$$\vec{H} = \oint \frac{i}{4\pi} \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{|\vec{r}|^3} \quad (2.2)$$

A eq. (2.2) permite o cálculo da intensidade do campo magnético produzido no ponto P, pela circulação da corrente em um condutor. Para este caso, o raio é desprezível em relação ao seu comprimento. Neste trabalho cada barra rotórica é tratada como o condutor mencionado na Lei de Biot - Savart.

No próximo item será demonstrada como a eq. (2.2) foi utilizada para o cálculo da densidade de fluxo magnético resultante, no sensor de efeito Hall.

2.3 A contribuição do fluxo de dispersão de cada barra rotórica no fluxo resultante

Inicialmente será descrito o cálculo da densidade de fluxo magnético produzida por um condutor (fig. 2.1), sendo a mesma calculada a partir da seguinte relação:

$$B = \mu_0 H \quad (2.3)$$

Onde:

B = densidade de fluxo magnético

μ_0 = permeabilidade relativa do ar (espaço livre)

H = intensidade do campo magnético

Substituindo a eq. (2.3) na eq. (2.2) tem-se que:

$$B = \int_{dl=-\infty}^{dl=+\infty} \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi} \frac{dl \cdot \sin \theta}{r^2} \quad (2.4)$$

Os limites de integração da eq. (2.4) são $+\infty$ e $-\infty$, pois trata-se de um condutor retilíneo infinitamente longo, como sugere a Lei de Biot-Savart.

A partir da fig. 2.1, é possível determinar as seguintes relações:

$$r = \sqrt{l^2 + d^2} \quad (2.5)$$

$$\sin \theta = \sin(\pi - \theta) = \frac{d}{\sqrt{l^2 + d^2}} \quad (2.6)$$

Assim a eq. (2.4) pode ser reescrita como:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{d \cdot dl}{(l^2 + d^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.7)$$

Resolvendo a eq. (2.7), tem-se que:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot i}{4\pi \cdot d} \left[\frac{l}{(l^2 + d^2)^{\frac{1}{2}}} \right]_{l=-\infty}^{l=+\infty} \quad (2.8)$$

Logo, a densidade de fluxo magnético produzido em um ponto P, por um condutor no qual circula uma corrente i, é dada por:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot i}{2\pi \cdot d} \quad (2.9)$$

As variáveis da eq. (2.9) são calculadas para se obter a densidade de fluxo magnético produzida por cada barra rotórica.

É importante salientar que a contribuição individual do fluxo magnético é produzida pelas barras que estão projetadas para fora do núcleo rotórico, situação esta encontrada em muitas máquinas de grande porte. A corrente i encontrada na eq. (2.9), é a corrente que circula em cada barra rotórica, e a variável d, é a distância de uma barra em relação ao sensor de efeito Hall instalado na máquina. O sensor neste trabalho corresponde à posição do ponto P, sugerida pela Lei Biot-Savart.

A próxima fase do trabalho consiste em aplicar a eq. (2.9), a fim de determinar um equacionamento final que corresponda à densidade de fluxo magnético resultante no sensor. O próximo item aborda a metodologia na qual foram encontrados aqueles parâmetros.

2.3.1. O cálculo da distância de uma barra em relação ao sensor Hall

É possível visualizar pela fig. 2.2 a distância de uma barra rotórica (barra 1, por exemplo) em relação ao sensor. A figura ilustra, como exemplo, um rotor composto por 8 barras.

Figura 2.2. Um rotor gaiola de esquilo (vista frontal) com 8 barras

Onde:

d_1 = distância da barra 1 em relação ao centro do sensor

g = distância mínima do centro do sensor ao centro de uma barra

R = raio do rotor

β = ângulo formado entre a barra 1 e o eixo onde o sensor está instalado

h = distância do centro da barra 1 ao eixo do sensor

w = metade da altura de uma barra

Devido a distribuição de corrente que ocorre em uma barra rotórica, e que será discutida em maiores detalhes ainda neste capítulo, não é conveniente considerar que a barra se comporte como um condutor cilíndrico, com raio tendendo a zero como sugere a Lei de Biot-Savart.

Dependendo da altura de uma barra, existe a contribuição de fluxo causada pelo elemento de corrente mais próximo do sensor, assim como a contribuição do elemento de corrente que está mais distante, logo na modelagem matemática proposta por este trabalho será considerada como altura da barra (ilustrada na fig. 2.2) a altura média de uma barra real, e ainda de forma simplificada, a distância existente entre o centro de cada barra deste modelo e o centro do sensor de efeito Hall.

A partir da fig. 2.2 pode-se obter as seguintes relações:

$$\text{sen } \beta = \frac{h}{R - w} \quad (2.10)$$

$$\cos \beta = \frac{R - (k + w)}{R - w} \quad (2.11)$$

A eq. (2.11) pode ser reescrita como:

$$k = \cos \beta (w - R) + R - w \quad (2.12)$$

A distância d_1 da barra 1 em relação ao centro do sensor pode ser escrita como:

$$d_1^2 = h^2 + (g + k)^2 \quad (2.13)$$

Utilizando as equações (2.10), (2.11) e (2.12) na eq. (2.13), tem-se que:

$$d_1^2 = [\text{sen } \beta \cdot (R - w)]^2 + [g + R - w + \cos \beta (w - R)]^2 \quad (2.14)$$

Por fim, a distância do centro da barra 1 em relação ao centro do sensor é calculada por:

$$d_1 = \sqrt{[\text{sen } \beta \cdot (R - w)]^2 + [g + R - w + \cos \beta (w - R)]^2} \quad (2.15)$$

A eq. (2.15) pode ser generalizada para calcular a distância do centro de uma barra qualquer em relação ao centro do sensor, como segue:

$$d_n = \sqrt{\{(R - w) \cdot \text{sen}[\beta + (n - 1) \cdot \lambda]\}^2 + \{g + R - w + (w - R) \cdot \text{cos}[\beta + (n - 1) \cdot \lambda]\}^2} \quad (2.16)$$

Onde:

$$\lambda = \text{ângulo entre duas barras adjacentes} \left(\frac{2\pi}{Nr} \right)$$

Nr = quantidade de barras rotóricas

n = número da barra que se deseja calcular a distância

Verifica-se a partir da eq. (2.16) que para se calcular a distância de uma outra barra em relação ao sensor, considera-se o ângulo formado pelo ângulo β , mais o ângulo formado entre a barra 1 e a barra que se deseja calcular a distância.

A eq. (2.16) é parte da equação final destinada ao cálculo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor, que será demonstrada ao final deste capítulo.

O cálculo do ângulo β é dado pela eq. (2.17) abaixo:

$$\beta = \omega_r \cdot t \quad (2.17)$$

Onde:

ω_r = velocidade angular do rotor (rad/s)

t = tempo (s)

Nota-se a partir da eq. (2.17), que para $t = 0s$ o ângulo β será igual a zero, logo a barra 1 estará na posição que coincide com o eixo do sensor.

2.3.2. A distribuição da corrente nas barras de um rotor do tipo gaiola de esquilo

Para um rotor do tipo gaiola de esquilo saudável, isto é, sem a presença de barras rompidas, verifica-se como abordado em [3] , [63] - [66], que existe uma distribuição senoidal da corrente nas barras e anéis terminais como ilustra a fig. 2.3. Pela figura é possível observar ainda que a corrente em cada barra divide-se no anel terminal, sendo que uma metade retorna por uma das barras do pólo direito, e a outra metade por uma barra do pólo esquerdo.

Figura 2.3. Distribuição de corrente em um rotor gaiola de esquilo [66]

Neste ponto é importante salientar que alguns trabalhos já demonstram que com a presença de uma ou mais barras rompidas, inicia-se uma assimetria na

distribuição do campo magnético no estator e rotor [42], o que sugere que a modelagem senoidal da corrente nas barras não possa mais ser utilizada.

O trabalho desenvolvido em [42] utiliza o método dos elementos finitos, e baseando-se nas equações de Maxwell o mesmo calcula a distribuição do campo no estator e rotor, apresentando os resultados para um motor de 2 pólos, com um rotor saudável (fig. 2.4), e também para os casos com uma, três e cinco barras rompidas.

A assimetria causada pela falha aumenta na medida em que o número de barras rompidas também aumenta, como indicam as figuras 2.5, 2.6 e 2.7. O valor eficaz da corrente em cada barra, para um dado instante é mostrado naquelas figuras. Nota-se, porém, que o rotor é composto por um número reduzido de barras, e que a assimetria torna-se maior para os casos correspondentes à 3 ou 5 barras rompidas, em um total de 18 barras.

Figura 2.4. Corrente eficaz nas barras para um rotor saudável [42]

Figura 2.5. Assimetria na corrente das barras provoca pelo rompimento de 1 barra [42]

Figura 2.6. Assimetria na corrente das barras provoca pelo rompimento de 3 barras [42]

Figura 2.7. Assimetria na corrente das barras provocada pelo rompimento de 5 barras [42]

Como uma das propostas deste trabalho é a detecção de uma barra rompida antes que outras possam se romper, e na prática o rotor é composto por um número maior de barras, é possível sugerir que a assimetria será ainda menor para o caso de uma ou duas barras rompidas. Logo neste trabalho será mantida uma distribuição senoidal arbitrária para a corrente nas barras rotóricas, como no caso de um motor saudável.

Sabe-se que a corrente induzida em cada barra varia na frequência de escorregamento da máquina, logo a corrente instantânea em uma barra qualquer pode ser escrita na seguinte forma:

$$ib_n = Ib_{\max} \cdot \text{sen}\{p[(\omega_s - \omega_r).t]\} \quad (2.18)$$

Onde:

$Ib_{\max}$ = corrente máxima na barra

ω_s = velocidade angular síncrona do campo girante (rad/s)

ω_r = velocidade angular do rotor (rad/s)

p = número de pares de pólo da máquina

n = número da barra que se deseja calcular a corrente

A partir da fig. 2.3 ainda, verifica-se que quando a corrente em uma barra alcança o seu valor máximo, a corrente nas barras subseqüentes apresenta um valor proporcional ao ângulo de defasagem entre as barras , logo a eq. (2.18) pode ser reescrita como:

$$ib_n = Ib_{\max} \cdot \text{sen} \left\{ p[(\omega_s - \omega_r).t - ((n-1).\lambda) - \frac{\pi}{2}] \right\} \quad (2.19)$$

A partir da eq. (2.19), nota-se que a corrente induzida em uma determinada barra apresenta uma defasagem em relação à barra imediatamente anterior, determinada pelo ângulo λ . O valor $\frac{\pi}{2}$ anotado na equação foi adicionado apenas para estabelecer o sincronismo entre a densidade de fluxo magnético provocada pelas barras do rotor, com aquela provocada pelas correntes do estator, pois existe uma diferença de 90° nas referências adotadas para cada caso, ou seja, para um instante inicial ($t = 0$) a barra 1 está logo abaixo do eixo do sensor, porém o canal 1

do estator está defasado 90° em relação ao mesmo eixo. A numeração dos canais do estator é apresentada no capítulo 3.

A corrente máxima em cada barra é determinada por:

$$Ib_{\max} = Ib_{ef} \cdot \sqrt{2} \quad (2.20)$$

Onde:

Ib_{ef} = corrente eficaz na barra

A corrente eficaz na barra pode ser calculada aproximadamente pela seguinte relação:

$$FMM_{T1} = FMM_{T2} \quad (2.21)$$

Onde:

FMM_{T1} = força magnetomotriz total no estator

FMM_{T2} = força magnetomotriz total no rotor

A eq. (2.21) pode ser reescrita como:

$$m_1 \cdot N_{1f} \cdot K_{e1} \cdot I_{1f} = m_2 \cdot N_{2f} \cdot K_{e2} \cdot I_{2f} \quad (2.22)$$

Onde:

m_1 = número de fases do circuito do estator

N_{1f} = número de espiras por fase do estator

K_{e1} = fator de enrolamento do estator

I_{1f} = corrente de fase do estator

m_2 = número de fases do circuito rotor

N_{2f} = número de espiras por fase do rotor

K_{e2} = fator de enrolamento do rotor

I_{2f} = corrente de fase do rotor

A eq. (2.22) pode ainda ser reescrita como:

$$I_{2f} = \frac{m_1 \cdot N_{1f} \cdot K_{e1}}{m_2 \cdot N_{2f} \cdot K_{e2}} \cdot I_{1f} \quad (2.23)$$

Sabe-se ainda que para um motor trifásico do tipo gaiola de esquilo, que é objeto desta pesquisa, é possível considerar:

$$m_1 = 3 \quad (2.24)$$

$$m_2 = \frac{N_r}{p} \quad (2.25)$$

$$N_{2f} = \frac{1}{2} \quad (2.26)$$

$$K_{e2} = 1 \quad (2.27)$$

$$I_{2f} = p.Ib_{ef} \quad (2.28)$$

Onde:

N_r = número de barras do rotor

Utilizando as equações 2.24, 2.25, 2.26, 2.27 e 2.28 na eq. 2.23 tem-se que:

$$Ib_{ef} = \left(\frac{6.N_{1f}.K_{e1}}{N_r} \right) I_{1f} \quad (2.29)$$

A eq. (2.29) é utilizada para o cálculo da corrente eficaz em cada barra do rotor, logo a corrente máxima pode ser reescrita como:

$$Ib_{\max} = \left(\frac{8,48.N_{1f}.K_{e1}}{N_r} \right) I_{1f} \quad (2.30)$$

Substituindo a eq. (2.30) na eq. (2.19) tem-se que:

$$ib_n = \left(\frac{8,48 \cdot N_{1f} \cdot K_{e1}}{N_r} \right) I_{1f} \cdot \text{sen} \left\{ p \cdot [(\omega_s - \omega_r) \cdot t - (n-1)\lambda - \frac{\pi}{2}] \right\} \quad (2.31)$$

A eq. (2.31) é utilizada para o cálculo da corrente instantânea em cada barra rotórica, durante a fase de simulações do modelo. A utilização da eq. (2.31) leva em conta ainda a operação da máquina como motor assíncrono, portanto não haverá a condição, por exemplo, de $\omega_s = \omega_r$.

2.3.3. O equacionamento final para o cálculo da densidade de fluxo magnético resultante obtido a partir das correntes rotóricas

Como citado anteriormente, o vetor densidade de fluxo magnético resultante no sensor é obtido a partir da contribuição do fluxo de dispersão de cada barra rotórica.

Verifica-se, no entanto, que a contribuição do fluxo provocada por cada barra, ocorre para os vetores que estão orientados perpendicularmente ao eixo do sensor, sendo necessária a sua correção a partir do ângulo formado pelo vetor de fluxo, e o eixo normal à superfície do sensor (eixo x ilustrado na fig. 2.8). Para a barra 2, como ilustra a fig. 2.8, é necessária a correção do seu fluxo a partir do ângulo α_2 . Neste caso a corrente que circula na barra 2 está saindo da mesma em um plano perpendicular ao plano da folha.

Figura 2.8. A correção do vetor densidade de fluxo magnético provocada pela barra 2 segundo o eixo x

A partir da fig. 2.8 é possível estabelecer as seguintes relações:

$$\text{sen } \beta_2 = \frac{h_2}{R - w} \quad (2.32)$$

É importante ressaltar que o ângulo β_2 ilustrado na fig. 2.8, refere-se ao ângulo formado por $(\beta + \lambda)$ já definidos anteriormente. A eq. (2.32) pode ser reescrita como:

$$h_2 = \text{sen } \beta_2 \cdot (R - w) \quad (2.33)$$

Verifica-se ainda que:

$$\text{sen } \alpha_2 = \frac{h_2}{d_2} \quad (2.34)$$

Substituindo a eq. (2.33) em (2.34), tem-se que:

$$\text{sen } \alpha_2 = \frac{(R - w) \cdot \text{sen } \beta_2}{d_2} \quad (2.35)$$

A partir da igualdade trigonométrica $\text{sen}^2 \alpha_2 + \cos^2 \alpha_2 = 1$, tem-se que o fator de correção do fluxo produzido pela barra 2 será dado por:

$$\cos \alpha_2 = \sqrt{1 - \left\{ \frac{(R - w) \cdot \text{sen } \beta_2}{d_2} \right\}^2} \quad (2.36)$$

Considerando que o ângulo formado pelo vetor de fluxo de cada barra, com o eixo normal a superfície do sensor é denominado de α , é possível verificar a partir das relações trigonométricas que:

$$\cos \alpha_n = \sqrt{1 - \left\{ \frac{(R - w) \cdot \text{sen}[\beta + (n - 1)\lambda]}{d_n} \right\}^2} \quad (2.37)$$

A eq. (2.37) é utilizada para corrigir a contribuição do fluxo de cada barra rotórica, no eixo perpendicular à superfície do sensor.

Substituindo as equações (2.16) e (2.31) na eq. (2.9), e utilizando a eq. (2.37), é possível definir o equacionamento final destinado ao cálculo do fluxo magnético resultante no sensor, pela contribuição do fluxo de dispersão de cada barra do rotor.

Apenas para facilitar a visualização da eq. (2.38), serão repetidas aqui as equações (2.16) e (2.31). A eq. (2.38) abaixo mostra o equacionamento final obtido para o cálculo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor Hall, provocado pela corrente que circula em cada barra do rotor.

$$BR_r = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{n=N_r} \left[\frac{A}{B} \cdot \sqrt{1 - \left\{ \frac{(R-w) \cdot \text{sen}[\beta + (n-1)\lambda]}{d_n} \right\}^2} \right] \right\} \quad (2.38)$$

Onde:

$$A = \left(\frac{8,48 \cdot N_{1f} \cdot K_{el}}{N_r} \right) I_{1f} \cdot \text{sen} \left\{ p \cdot [(\omega_s - \omega_r) \cdot t - (n-1)\lambda - \frac{\pi}{2}] \right\} \quad (2.39)$$

$$B = \sqrt{\{(R-w) \cdot \text{sen}[\beta + (n-1)\lambda]\}^2 + \{g + R - w + (w-R) \cdot \cos[\beta + (n-1)\lambda]\}^2} \quad (2.40)$$

3. A DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO RESULTANTE NO SENSOR DE EFEITO HALL PRODUZIDA PELAS CORRENTES DO ESTATOR

3.1 Introdução

Como apresentado e discutido no capítulo 2, a corrente que circula em cada barra do rotor contribui para o surgimento da densidade de fluxo magnético em um ponto específico da máquina, neste caso em um ponto localizado entre duas bobinas do estator no qual está instalada a sonda Hall.

O fluxo rotórico total medido pelo sensor é obtido a partir do fluxo de dispersão criado pela corrente existente em cada barra. Segundo [65], é possível ainda constatar a existência do fluxo de dispersão criado pelas correntes que circulam nos canais do estator, a partir da distribuição do enrolamento trifásico da máquina.

O fluxo de dispersão de cada parte da máquina tem origem na sua respectiva força magnetomotriz (estator e rotor). A fig. 3.1 ilustra a distribuição do fluxo de dispersão oriunda das correntes do estator e rotor. A contribuição das correntes do estator acontece devido a parcela longitudinal dos condutores do estator, que se projeta para fora do seu núcleo, antes da região efetivamente caracterizada como a cabeça de bobina (fig. 3.2).

Figura 3.1. Fluxo de dispersão provocado pelas correntes do estator e rotor

Figura 3.2. a) Foto ilustrativa do prolongamento de um enrolamento do estator
b) Distribuição de um enrolamento trifásico do estator

Neste trabalho a corrente individual em cada canal estatórico referente a cada fase, é considerada como uma corrente circulante em um condutor hipotético único, para a aplicação da lei de Biot-Savart. Neste caso, é necessário calcular também a distância entre um canal qualquer do estator, e o eixo do sensor.

Verifica-se ao final deste capítulo que o fluxo produzido pelas correntes estatóricas, bem como o fluxo de dispersão produzido por cada barra rotórica, contribuem para compor a densidade de fluxo magnético resultante no sensor de efeito Hall.

Os resultados obtidos a partir da simulação do modelo implementado no capítulo 4, demonstram a necessidade de se considerar os efeitos das correntes estatóricas na composição do fluxo total, a fim de se obter um sinal qualitativo com maior fidelidade.

É importante ressaltar que o modelo proposto por este trabalho considera que a máquina está sendo alimentada por um sistema trifásico equilibrado.

3.2 A distância de cada canal estatórico em relação ao sensor Hall

O cálculo do fluxo de dispersão produzido por cada fase estatórica, e por cada canal, é realizado a partir da lei de Biot-Savart, utilizando-se da eq. (2.9). Para tanto, é necessário conhecer a corrente que circula em cada canal do estator, bem como a distância de cada canal em relação ao sensor.

Neste caso será considerada a distância do centro de um canal em relação ao centro do sensor. A distância do centro de um canal estático qualquer em relação ao centro do sensor é ilustrada na fig. 3.3.

Figura 3.3. O estator de um motor de indução

Onde:

d_e = distância do centro de um canal qualquer em relação ao centro do sensor

L = distância do centro do sensor à base de um canal estático

R_{es} = raio interno do estator

φ = ângulo entre um canal estático e o eixo do sensor

A fig. 3.4 ilustra melhor a distância "y" considerada entre o centro de um canal do estator e sua base. O seu valor é utilizado no calculo da distância do canal (de), em relação ao centro do sensor.

Figura 3.4. Canal estatórico típico de um motor de indução trifásico

A partir da observação da fig. (3.3) é possível constatar as seguintes relações trigonométricas:

$$\text{sen } \varphi = \frac{he}{R_{es} + y} \quad (3.1)$$

A eq. (3.1) pode ser reescrita como:

$$he = \text{sen } \varphi . (R_{es} + y) \quad (3.2)$$

Verifica-se ainda que:

$$\cos \varphi = \frac{R_{es} - z}{R_{es} + y} \quad (3.3)$$

A eq. (3.3) pode ser reescrita como:

$$z = R_{es} \cdot (1 - \cos \varphi) - y \cdot \cos \varphi \quad (3.4)$$

A distância de um canal estatórico em relação ao eixo do sensor pode ser calculada como:

$$de^2 = he^2 + (z + L)^2 \quad (3.5)$$

Substituindo as eq. (3.2) e (3.4) na eq. (3.5) tem-se que:

$$de = \sqrt{[(R_{es} + y) \cdot \sin(\varphi)]^2 + [L + R_{es} [1 - \cos(\varphi)] - y \cdot \cos \varphi]^2} \quad (3.6)$$

A eq. (3.6) pode ser reescrita a fim de se determinar a distância de qualquer canal estatórico, em relação ao eixo do sensor. Como mencionado anteriormente, o sensor de efeito Hall está instalado entre dois canais do estator, e o ângulo entre dois canais é dado por:

$$\delta = \frac{2\pi}{Ne} \quad (3.7)$$

Onde:

δ = ângulo entre dois canais estatóricos

Ne = número de canais do estator

Para o cálculo da distância de cada canal do estator em relação ao centro do sensor, foi feita uma numeração dos canais a partir do ângulo zero, em relação ao eixo x da circunferência do estator, como sugere a fig. 3.3, com seu aumento no sentido horário. É possível verificar que o ângulo entre um canal qualquer e o eixo do sensor é dado por:

$$\varphi_{ne} = \frac{\pi}{2} + (n_e - 1) \cdot \delta + \frac{\delta}{2} \quad (3.8)$$

Onde:

n_e = número do canal estatórico

A eq. (3.8) pode ser ainda reescrita como:

$$\varphi_{ne} = \frac{\pi}{2} + \delta \cdot \left[\frac{1}{2} + (n_e - 1) \right] \quad (3.9)$$

Verifica-se por fim que a distância de um canal estatórico qualquer em relação ao eixo do sensor é dada por:

$$de_{ne} = \sqrt{[(R_{es} + y) \cdot \text{sen}(\varphi_{ne})]^2 + [L + R_{es} [1 - \cos(\varphi_{ne})] - y \cdot \cos \varphi_{ne}]^2} \quad (3.10)$$

deve-se analisar o sentido das correntes em cada fase e ranhura, para saber se as mesmas estão entrando ou saindo de um determinado canal.

Como indicado ainda pela fig. 3.5, considera-se que as correntes com terminação em linha estão saindo da ranhura, e para aquelas que não possuem a terminação em linha, as mesmas estão entrando na sua referida ranhura.

Logo a corrente de uma mesma fase deverá ter a mesma amplitude em duas ranhuras, porém as correntes de cada ranhura poderão estar em sentidos opostos conforme a disposição do enrolamento trifásico e suas bobinas. Matematicamente, pode-se escrever para as correntes das fases a, b e c, o seguinte:

$$i_a(t) = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t) \quad (3.11)$$

$$i_a(t)' = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t + \pi) \quad (3.12)$$

$$i_b(t) = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.13)$$

$$i_b(t)' = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t - \frac{2\pi}{3} + \pi) \quad (3.14)$$

$$i_c(t) = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.15)$$

$$i_c(t)' = I_{\max} \cdot \cos(\omega.t - \frac{4\pi}{3} + \pi) \quad (3.16)$$

As eq. (3.12), (3.14) e (3.16) são utilizadas para calcular as correntes com a fase invertida no enrolamento distribuído do estator. A distribuição das correntes de

cada fase depende da distribuição do enrolamento trifásico ao longo das ranhuras do estator, assim este trabalho sugere o estudo para o enrolamento estatórico mais comum, que é aquele de dupla camada e passo fracionário.

3.3.1 Enrolamentos estatóricos com dupla camada e passo encurtado

Para saber a contribuição de um enrolamento estatórico distribuído em dupla camada e passo encurtado, deve-se verificar as seguintes informações referentes ao projeto da máquina:

- Número de ranhuras do estator (N_e);
- Número de ranhuras por pólo e por fase (q);
- Número de pares de pólo da máquina (p)

Sabe-se que o número de ranhuras do estator de um enrolamento estatórico distribuído em dupla camada pode ser calculado por:

$$N_e = m.2.p.q \quad (3.17)$$

Onde:

m = número de fases do enrolamento estatórico ($m = 3$, para um enrolamento trifásico)

Logo a partir da eq. (3.17), pode-se verificar que:

$$q = \frac{Ne}{m.2.p} \quad (3.18)$$

A eq. (3.18) será utilizada para auxiliar na distribuição das correntes em cada canal do estator, para a posterior utilização da Lei de Biot - Savart. É possível calcular a contribuição de cada fase do enrolamento estatórico, para o campo resultante total no sensor, a partir do cálculo das distâncias de cada canal do estator em relação ao sensor, e também pela corrente que circula em cada canal.

Como citado anteriormente, o enrolamento do estator com dupla camada e passo encurtado é um dos mais utilizados, logo será desenvolvida a distribuição de correntes para este tipo de enrolamento.

A distribuição das correntes será desenvolvida nas duas camadas, nomeadas como camada superior e camada inferior, logo a matriz das correntes de cada camada será dada por:

$$[I_{essne}] = [i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sne}] \quad (3.19)$$

$$[I_{esine}] = [i_{i1}, i_{i2}, \dots, i_{ine}] \quad (3.20)$$

Onde:

$[I_{essne}]$ = matriz com as correntes que circulam no canal superior do enrolamento do estator

$[I_{esine}]$ = matriz com as correntes que circulam no canal inferior do enrolamento do estator

n_e = número do canal (1 até Ne)

A matriz das correntes de cada camada deve ser alimentada a partir das correntes de cada fase. Iniciando pelo canal 1, a distribuição das correntes das fases a, b e c (eq. 3.11 à eq. 3.16). Iniciando pela camada inferior, a distribuição das correntes será dada por:

- a-) De i_1 até i_q : corrente igual à **ia** (eq. 3.11) ;
- b-) De $i_{(q+1)}$ até i_{2q} : corrente igual à **ic'** (eq. 3.16);
- c-) De $i_{(2q+1)}$ até i_{3q} : corrente igual à **ib** (eq. 3.13);
- d-) De $i_{(3q+1)}$ até i_{4q} : corrente igual à **ia'** (eq. 3.12);
- e-) De $i_{(4q+1)}$ até i_{5q} : corrente igual à **ic** (eq. 3.15);
- f-) De $i_{(5q+1)}$ até i_{6q} : corrente igual à **ib'** (eq. 3.14);

A distribuição acima foi feita para um par de pólos, logo a mesma deve continuar em função do incremento no número de pares de pólo da máquina.

Para a camada superior a distribuição das correntes será dada por:

a-) De $i_{(1+\frac{Ne}{2p}-k)}$ até $i_{(\frac{Ne}{2p}+q-k)}$: corrente igual à **ia'** (eq. 3.12);

b-) De $i_{(1+\frac{Ne}{2p}+q-k)}$ até $i_{(\frac{Ne}{2p}+2q-k)}$: corrente igual à **ic** (eq. 3.15);

c-) De $i_{(1+\frac{Ne}{2p}+2q-k)}$ até $i_{(\frac{Ne}{2p}+3q-k)}$: corrente igual à **ib'** (eq. 3.14);

Onde:

k = fator de encurtamento de passo

A distribuição anterior foi feita para cada pólo da máquina, logo é necessário continuar a distribuição das correntes até o número total de ranhuras do estator. O valor do índice na matriz de correntes continuará sempre na sequência das fases a'-c-b', isto é, o próximo índice da corrente a' será posterior ao último índice da corrente b', indicando a sequência dos canais do estator.

Como exemplo de uma distribuição das correntes ao longo dos canais do estator, na fig. 3.6 está ilustrada a distribuição das correntes para um motor trifásico, com o estator composto por 12 canais, 1 par de pólos, e um encurtamento de 1 passo de ranhura ($k = 1$). Neste caso a distribuição se dará com 2 ranhuras por pólo e por fase. É importante ressaltar que embora seja um enrolamento de dupla camada, para o cálculo de campo, é considerada uma única distância para cada bobina de um mesmo canal.

Figura 3.6. Distribuição das correntes para um estator com 12 ranhuras (dupla camada) e fator de encurtamento de um passo de ranhura

A matriz das distâncias do centro de cada canal do estator em relação ao centro do sensor será dada por:

$$[D_n] = \begin{bmatrix} \frac{1}{de_1} \\ \frac{1}{de_2} \\ \vdots \\ \frac{1}{de_n} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Assim como para a correção do vetor fluxo magnético provocado por cada barra do rotor (eq. 2.37), é necessário efetuar a correção do vetor campo magnético de cada canal do estator, segundo o eixo perpendicular à superfície útil do sensor, logo:

$$\cos \varepsilon_{ne} = \sqrt{1 - \left\{ \frac{\sin \varphi_{ne} \cdot (R_{es} + y)}{de_{ne}} \right\}^2} \quad (3.22)$$

Onde:

ε_{ne} = ângulo formado pelo vetor de fluxo magnético de um determinado canal em relação ao eixo x

A eq. (3.21) pode ser reescrita incorporando a eq. (3.22), a fim de se efetuar a correção do ângulo, logo:

$$[D\varepsilon_{en}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{de_1} \cos \varepsilon_1 \\ \frac{1}{de_2} \cos \varepsilon_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \frac{1}{de_{ne}} \cos \varepsilon_{ne} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Assim, aplicando a Lei de Biot-Savart para as correntes de cada canal do estator, é possível definir uma equação final que representa a contribuição do campo estatórico no sensor para um enrolamento de dupla camada e passo encurtado.

$$B_{sd} = \frac{\mu_0}{2\pi} \{ [D\varepsilon_{en}] [I_{essne}] + [D\varepsilon_{en}] [I_{esine}] \} \quad (3.24)$$

Onde:

B_{sd} = densidade de fluxo magnético do estator (enrolamento dupla camada) resultante no sensor, a partir da contribuição do fluxo de dispersão de cada canal do estatórico.

A eq. (3.24) é utilizada em conjunto com a eq. (2.38), para se obter a densidade de fluxo magnético resultante total no sensor de efeito Hall para um enrolamento de camada dupla e passo encurtado, isto é, considerando a contribuição do fluxo de dispersão das correntes do estator e barras rotóricas.

4. A SIMULAÇÃO E O ESTUDO DO COMPORTAMENTO DO FLUXO MAGNÉTICO RESULTANTE NO SENSOR PARA O ROTOR COM FALHA

4.1 Introdução

Este capítulo tem como finalidade apresentar algumas simulações do comportamento do campo magnético resultante na posição de um sensor Hall, para um motor de indução trifásico do tipo gaiola de esquilo, que apresente uma ou mais barras rompidas no seu rotor, a partir da modelagem matemática proposta por este trabalho.

A modelagem matemática desenvolvida no capítulo 2 foi implementada na ferramenta Simulink, disponível no software Matlab®. Para conhecer a densidade de fluxo magnético resultante no sensor provocada pelas correntes rotóricas, foi implementada no Simulink a eq. (2.38). Os dados necessários para o cálculo da eq. (2.38) foram colocados no software para simulação. Neste capítulo não foi considerada a contribuição do fluxo causado pelas correntes do estator, porém no capítulo 5 a mesma será considerada para efeito de comparação com os resultados experimentais. As simulações implementadas sugerem ainda a aplicação da técnica de detecção de barras rompidas, abordada nos capítulos 2 e 3, em outras situações

possíveis. Para as simulações, considera-se que um sensor de efeito Hall esteja instalado entre duas bobinas do estator como detalhado no capítulo 3.

Para cada caso, os resultados obtidos sugerem que o motor em estudo apresente uma projeção das suas barras rotóricas a partir do núcleo, permitindo assim a aplicação da técnica desenvolvida. Como o propósito deste capítulo é demonstrar a variação da densidade de fluxo magnético provocada pela variação da distância do sensor em relação as barras rotóricas, os resultados mostram apenas a contribuição do fluxo de dispersão provocada pelas barras do rotor, desconsiderando neste momento a contribuição do estator. A seguir apresentam-se as simulações implementadas e discutidas neste capítulo:

1-) O sinal obtido no sensor de efeito Hall, a partir de um rotor saudável (sem barras rompidas);

2-) Simulações envolvendo a variação da distância do sensor de efeito Hall, em relação as barras rotóricas;

3-) Simulações para diferentes valores de escorregamento de um motor;

4-) Simulações envolvendo um número diferente de barras rompidas;

As simulações implementadas neste capítulo utilizam os dados de um motor de indução trifásico hipotético, de 4 pólos e 80 barras rotóricas.

4.2 O sinal obtido no sensor de efeito Hall a partir de um rotor saudável (sem barras rompidas)

Neste item será desenvolvida uma simulação a fim de se demonstrar o tipo de sinal presente no sensor de efeito Hall, para um rotor sem falhas. Neste caso para as 80 barras do rotor em questão, todas estão intactas, isto é, não há nenhuma barra rompida na junção barra e anel de curto circuito. Para esta simulação serão utilizados os dados da tabela 4.1 abaixo.

Tabela 4.1. Parâmetros do motor utilizado na simulação sem falhas

Parâmetro	Valor
Diâmetro do rotor	0.4 m
Número de barras do rotor	80
Número de pólos	4
Distância mínima do sensor (centro) ao centro da barra	0.012 m
Corrente eficaz nas barras do rotor	400 A
Frequência do campo girante	60 Hz
Escorregamento	2%

A fig. 4.1 mostra a densidade de fluxo magnético resultante no sensor de efeito Hall, sendo possível notar a presença de um sinal senoidal. Para esta simulação não é considerada a contribuição do fluxo provocado pelas correntes do estator, ou seja, destaca-se apenas a presença do fluxo de dispersão das barras rotóricas, utilizando a eq. (2.38) desenvolvida no capítulo 2. Na fig 4.2, está representada a densidade de fluxo magnético no sensor referente a um período do sinal. Verifica-se ainda a partir da fig 4.2 a presença de um sinal de frequência 60 Hz

(período igual à $\frac{1}{60}$ s).

Figura 4.1. A densidade de fluxo magnético resultante para um rotor sem falhas

Figura 4.2. Representação de um ciclo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor para o rotor saudável

4.3 Um estudo sobre a variação da densidade de fluxo magnético resultante no sensor, a partir da variação da distância mínima do sensor de efeito Hall, em relação as barras rotóricas.

Neste item serão apresentados alguns resultados obtidos para a densidade de fluxo magnético resultante, a partir da variação da distância mínima do sensor de efeito Hall instalado na máquina em relação às barras do rotor, mantendo-se o mesmo carregamento no seu eixo, isto é, para uma mesma corrente de fase e correntes rotóricas inalteradas. Como discutido no capítulo 2, a distância do centro de uma barra do rotor qualquer em relação ao centro do sensor, é calculada utilizando a eq. (2.16). Para esta simulação serão consideradas **duas barras do rotor rompidas**.

As simulações foram feitas considerando ainda os dados da tabela 4.2 para os seguintes casos:

- a-) A densidade de fluxo magnético para uma distância mínima de 13 mm do centro do sensor ao centro da barra;
- b-) A densidade de fluxo magnético para uma distância mínima de 9 mm do centro do sensor, ao centro da barra;
- c-) A densidade de fluxo magnético para uma distância mínima de 5 mm do centro do sensor, ao centro da barra;

Tabela 4.2. Parâmetros do motor utilizado na simulação com duas barras rompidas

Parâmetro	Valor
Diâmetro do rotor	0.4 m
Número de barras do rotor	80
Número de pólos	4
Corrente eficaz nas barras do rotor	400 A
frequência do campo girante	60 Hz
Escorregamento	2%

O sinal medido em cada caso ilustra o momento em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor, isto é, na sua distância mínima.

Figura 4.3. A densidade de fluxo magnético resultante em função da variação da distância mínima do sensor em relação as barras rotóricas

Nota-se pela fig. 4.3 que o vale (indicado pelo círculo) presente no momento em que as barras rompidas passam pelo sensor, é mais profundo quando a

distância das barras em relação ao sensor é menor. Esse comportamento ocorre devido à maior contribuição do fluxo magnético produzido pela maior proximidade das barras rotóricas.

A partir da fig. 4.4, verifica-se que as barras rompidas (barras 2 e 3 na simulação) estão mais próximas do sensor, no momento ($t = 0,2375$ s) em que o vale se estabelece (distância mínima igual à 13 mm). Na fig. 4.5 é possível visualizar em uma vista mais próxima o instante em que as duas barras estão logo abaixo do sensor, isto é, na sua distância mínima.

Figura 4.4. Variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor (momento em que as barras estão à uma distância mínima do sensor)

Figura 4.5. Variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor (momento em que as barras estão à uma distância mínima do sensor)

4.4 A variação no fluxo magnético resultante no sensor, em função da variação do escorregamento da máquina.

Neste item serão realizadas algumas simulações envolvendo uma variação no escorregamento da máquina de indução, cujos dados são os mesmos apresentados na tabela 4.1. Neste caso não será considerada a variação de amplitude nas correntes do rotor, em função do carregamento do motor, pois o objetivo é demonstrar a variação da falha ou vale, sobre a densidade de fluxo magnético no sensor proporcionado pelas barras rompidas, em função apenas do escorregamento do rotor. Para as simulações que seguem neste item a corrente nas barras não foi alterada, mesmo com a variação de escorregamento.

Para esta simulação, a velocidade do rotor ω_r na eq. (2.38) foi ajustada no modelo matemático implementado no Simulink/Matlab®. Para cada simulação serão consideradas as seguintes situações:

- a-) Motor operando com escorregamento de 2% e duas barras rompidas;
- b-) Motor operando com escorregamento de 5 % e duas barras rompidas;
- c-) Motor operando com escorregamento de 15 % e duas barras rompidas;
- d-) Motor operando com escorregamento de 40 % e duas barras rompidas.

4.4.1 A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 2% com duas barras rompidas

Para este primeiro caso, é possível observar na fig. 4.6 a variação da densidade de fluxo magnético, obtida para um escorregamento de 2%. A fig. 4.7 ilustra o momento em que as barras rompidas estão se aproximando do sensor de efeito Hall, e abaixo de um dos pólos positivo do campo girante.

Na fig 4.8 é possível visualizar em detalhes o momento em que as barras rompidas também estão se aproximando do sensor, porém abaixo de um dos pólos negativo do campo girante.

Nesta simulação é possível notar como varia a posição da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para o escorregamento de 2%, a partir da fig. 4.9. Como demonstrado anteriormente, a menor distância de cada barra é a distância média obtida do centro de cada barra em relação ao centro do sensor de efeito Hall.

Figura 4.6. Variação da falha a partir de um escorregamento de 2%

Figura 4.7. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 2% no ciclo positivo do sinal

Figura 4.8. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 2% , no ciclo negativo do sinal

Figura 4.9. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 2%

Figura 4.10. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor

Figura 4.11. A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor

Na fig. 4.10, é mostrado um momento particular em que a barra 2 está mais próxima do sensor, durante o ciclo positivo da densidade de fluxo magnético resultante.

Na fig. 4.11 é mostrado o vale na densidade de fluxo magnético no mesmo instante ilustrado na fig. 4.10, isto é, em um momento em que a barra 2 está mais próxima do sensor (tempo aproximadamente igual à 0,238 s). Neste momento não há a contribuição do fluxo provocado pela barra 2, pois a mesma está rompida e sua corrente neste instante é igual à zero.

4.4.2 A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 5% com duas barras rompidas

A fig. 4.12 mostra a variação da densidade de fluxo magnético no sensor para um escorregamento de 5%. A região mais escura da figura ilustra os momentos em que as barras rompidas estão mais próximas da sonda.

Figura 4.12. Variação da falha a partir de um escorregamento de 5%

Figura 4.13. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 5% no ciclo positivo do sinal

Figura 4.14. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 5% , no ciclo negativo do sinal

Figura 4.15. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 5%

Figura 4.16. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor

Figura 4.17. A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor

4.4.3 A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 15% com duas barras rompidas

Neste item serão apresentados os resultados obtidos para o motor operando com um escorregamento de 15%. Na fig. 4.18 nota-se na região mais escura do gráfico a variação do sinal provocado pela falha no rotor.

Nas figuras 4.19 e 4.20 é possível verificar o momento em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor, tanto no ciclo positivo, quanto para o ciclo negativo do sinal.

Figura 4.18. Variação da falha a partir de um escorregamento de 15%

Figura 4.19. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 15% , no ciclo positivo do sinal

Figura 4.20. Variação da falha em detalhe com um escorregamento de 15% , no ciclo negativo do sinal

Figura 4.21. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 15%

Figura 4.22. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor com escorregamento de 15%

Figura 4.23. A variação da densidade de fluxo magnético em um dos momentos em que a barra 2 está mais próxima do sensor (15%)

4.4.4 A simulação envolvendo o uso do motor em um escorregamento de 40% com duas barras rompidas

Neste item os resultados da simulação serão apresentados para o motor trabalhando com um escorregamento de 40%. A partir da fig. 4.24, nota-se pelos círculos em azul, o deslocamento do vale provocado pela falha ao longo do tempo. Os vales, neste caso, também correspondem aos instantes em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor, isto é, na sua distância mínima, ao mesmo tempo em que a contribuição de fluxo seria máxima, caso as barras não estivessem partidas. A fig. 4.25 mostra, para a mesma simulação, uma vista mais próxima entre dois vales.

Figura 4.24. Variação da falha a partir de um escorregamento de 40%

Figura 4.25. Variação da falha em detalhe para um escorregamento de 40%

Figura 4.26. Variação da distância da barra 2 (uma das barras rompidas) em relação ao sensor para um escorregamento de 40%

Figura 4.27. Um dos instantes em que a da barra 2 está mais próxima do sensor com escorregamento de 40%

Figura 4.28. Variação da falha para um instante particular, com um escorregamento de 40%

4.5 O comportamento do fluxo magnético resultante no sensor em função do aumento do número de barras rompidas

Durante a fase de simulação do modelo matemático proposto por este trabalho, foi possível observar a variação obtida na amplitude da falha, isto é, no vale presente no sinal do fluxo magnético resultante no sensor, em função de um aumento das barras rompidas no rotor. Para esta simulação foram utilizados os mesmos dados da tabela 4.1, porém com um escorregamento de 1%. Na fig. 4.29, nota-se a variação na profundidade e largura do vale causado pela passagem de 4 barras rompidas, no momento em que as mesmas se encontram mais próximas do sensor de efeito Hall.

Figura 4.29. Variação da densidade de fluxo magnético resultante em função do número de barras rompidas

Figura 4.30. O momento em que as quatro barras rompidas estão próximas do sensor

Na fig. 4.30 é possível visualizar o momento em que as barras 2, 3, 4 e 5 (barras rompidas), estão mais próximas do sensor. O instante coincide com aquele ilustrado na fig. 4.29.

4.6 Discussão dos resultados obtidos da simulação

Conforme mencionado no item 4.2 e ilustrado pela fig. 4.2, verifica-se que a densidade de fluxo magnético resultante no sensor Hall está à uma frequência de 60 Hz.

Neste ponto cabe ressaltar que as correntes que circulam nas barras do rotor criam uma força magnetomotriz que gira em relação ao rotor à uma velocidade ω_2 , correspondente à frequência de escorregamento da máquina (f_2). Sabe-se que o próprio rotor gira à uma velocidade ω_r , logo a força magnetomotriz do rotor gira em relação a um ponto fixo no espaço, e também em relação ao estator (sensor instalado), com uma velocidade $\omega_2 + \omega_r$, porém sabe-se que:

$$\omega_2 + \omega_r = \omega_s \quad (4.1)$$

Onde:

ω_s = velocidade síncrona do campo girante

Assim, pode-se afirmar que a força magnetomotriz do rotor gira no espaço sempre à mesma velocidade e no mesmo sentido que a do estator, independentemente do regime de trabalho da máquina.

Logo o sinal resultante obtido no sensor estará sempre na frequência do campo girante, naquele caso 60 Hz.

No item 4.3 , apresentaram-se alguns resultados sobre a influência da distância mínima do sensor em relação as barras do rotor. Nota-se, conforme comentado anteriormente, que o vale criado pela ausência de corrente nas barras rompidas, e quando as mesmas estão próximas do sensor, é maior a medida que a distância mínima entre o sensor e as barras diminui.

Como discutido no capítulo 2 e apresentado pela eq. (2.9), a densidade de fluxo magnético é inversamente proporcional à distância da barra e o ponto onde se está medindo a sua contribuição de fluxo.

Os resultados sugerem ainda que a detecção de uma barra rompida a partir da observação do vale surgido quando a mesma passa pelo sensor, é eficiente para uma ampla faixa de operação do motor, no que se refere ao seu regime de trabalho (variação no escorregamento).

Por fim, verifica-se ainda pelo item 4.5 que a largura no vale provocada pela passagem da barra, é maior à medida que o número de barras rompidas aumenta, logo a partir da sua observação seria possível estimar, por exemplo, o número de barras rompidas em um sistema de diagnóstico industrial. Aplica-se a técnica das redes neurais artificiais no capítulo 6, em conjunto com a modelagem matemática proposta, como uma ferramenta computacional de auxílio à estimativa do número de barras rompidas.

5. A VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DA TÉCNICA DESENVOLVIDA

5.1 Introdução

Com a finalidade de validar a técnica de detecção de barras rompidas em um rotor gaiola de esquilo proposta por este trabalho, utilizou-se de um sistema composto por um motor de indução destinado à uma aplicação específica, disponibilizado pela empresa Equacional Elétrica e Mecânica Ltda.

O rotor do motor utilizado nos ensaios oferece a estrutura ideal no que diz respeito a disposição das barras rotóricas, pois as mesmas se encontram projetadas para fora do seu núcleo.

A densidade de fluxo magnético resultante no sensor de efeito Hall é obtida a partir da contribuição individual de cada barra que foi desenvolvida no capítulo 2. A contribuição do fluxo produzido pelas correntes estatóricas também foi considerada por meio da modelagem apresentada no capítulo 3.

5.2 A estrutura do sistema experimental e o motor utilizado nos ensaios

A montagem de toda a estrutura para os ensaios ocorreu nas dependências da empresa Equacional, como ilustra a fig. 5.1.

Figura 5.1. Montagem do sistema experimental para os ensaios com o motor

A tabela 5.1 mostra alguns parâmetros do motor utilizado nos ensaios. Maiores detalhes referentes ao projeto do motor podem ser encontrados no apêndice A.

Tabela 5.1. Alguns parâmetros do motor utilizado nos ensaios

Parâmetro	Valor
Número de ranhuras do estator	48
Número de barras do rotor	58
Número de pólos	4
Diâmetro Externo do rotor	225 mm
Diâmetro Interno do estator	227 mm
Entreferro	1 mm
Dimensões da parcela da barra projetada para fora do núcleo	3,2 x 20 mm

5.2.1 O rotor gaiola de esquilo e a instalação da sonda Hall no estator da máquina

A partir da fig. 5.2 é possível visualizar a estrutura do rotor utilizado no ensaio experimental. A partir da fig. 5.3, verifica-se ainda que o sinal proveniente do sensor foi monitorado pelo cabo que foi levado para fora da máquina, a partir da sua caixa de terminais.

Como mencionado anteriormente, entre duas bobinas do estator da máquina foi instalado o sensor de efeito Hall, como ilustra a fig. 5.3.

Figura 5.2. Rotor utilizado no ensaio experimental

Figura 5.3. Sensor de Efeito Hall instalado entre duas bobinas do estator

O transdutor (sonda + sistema eletrônico) utilizado nos ensaios foi fornecido pela empresa GlobalMag Transdutores Magnéticos Ind. Com. Ltda, possuindo uma conversão de $\pm 1V$ na sua saída, para cada 1000 Gauss (ou 0,1 T) de fluxo magnético na sua entrada.

É importante salientar que a sonda Hall, como mostra a fig. 5.4 em maiores detalhes, foi instalada para que o fluxo magnético resultante criado pelas barras rotóricas, e correntes do estator, permanecesse posicionado perpendicularmente a área útil da mesma. Outras informações relativas ao transdutor utilizado no ensaio experimental podem ser obtidas no anexo B.

Figura 5.4. Sonda Hall, instalada entre duas bobinas do estator (vista mais próxima)

5.3 Comparação dos resultados experimentais com os obtidos nas simulações a partir do modelo proposto

Como mencionado anteriormente, o motor de indução utilizado nos ensaios estava instrumentado com uma sonda Hall entre duas ranhuras do estator, a fim de se comparar a densidade de fluxo magnético resultante medida, com aquela estimada pela modelagem matemática proposta por este trabalho. Para todos os ensaios, o motor foi alimentado com uma tensão trifásica senoidal equilibrada. O sinal obtido a partir da sonda foi monitorado por um osciloscópio digital da marca TekTronix, possibilitando assim o posterior registro dos dados coletados.

Para validar o modelo proposto, alguns ensaios foram desenvolvidos envolvendo uma variação de carga aplicada ao eixo da máquina, possibilitando assim uma avaliação dos resultados para diferentes valores de escorregamento. A distância mínima do centro do sensor Hall ao centro de uma determinada barra na modelagem proposta era de aproximadamente 8 mm.

Para a observação e análise da falha, isto é, do rompimento total da barra rotórica, optou-se por manter duas barras desconectadas eletricamente do seu anel de curto, durante a fase final de montagem do motor. Neste caso, avaliou-se a densidade de fluxo magnético no sensor para **duas barras rompidas**.

Com o sistema experimental montado (fig. 5.1), foram realizados seis ensaios a saber:

1-) Motor operando à uma velocidade de 1775 RPM, e uma corrente de fase medida de aproximadamente 15 A.

2-) Motor operando à uma velocidade de 1755 RPM, e uma corrente de fase medida de aproximadamente 40 A.

3-) Motor operando à uma velocidade de 1443 RPM, e uma corrente de fase medida de 52 A.

4-) Motor operando à uma velocidade de 1080 RPM, e uma corrente de fase medida de 60 A.

5-) Motor operando à uma velocidade de 724 RPM, e uma corrente de fase medida de 61,5 A.

6-) Motor operando à uma velocidade de 7 RPM, e uma corrente de fase medida de 62 A.

Os resultados apresentados a seguir mostram uma relação entre os dados experimentais, com aqueles simulados pelo modelo matemático desenvolvido neste trabalho e implementado no software SimuLink®, disponível no MATLAB®.

Os resultados obtidos pela simulação do modelo matemático, e utilizados na comparação com os resultados experimentais, consideram a contribuição do fluxo provocado pelas correntes rotóricas, bem como pelas correntes do estator.

5.3.1 Caso 1: Motor operando à uma velocidade de 1775 RPM, para uma corrente de fase medida de 15 A.

A fig. 5.5 ilustra uma comparação entre os resultados experimentais com aqueles obtidos da simulação do modelo matemático.

Figura 5.5. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1775 RPM (identificação dos vales)

Pela figura anterior é possível observar a presença dos vales que indicam os instantes em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor.

Figura 5.6. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1775 RPM (vale em detalhe)

Figura 5.7. Variação da distância entre as barras rompidas e o sensor Hall (distância mínima identificada em dois instantes)

Figura 5.8. Distribuição de corrente nas barras do rotor em um dos momentos em que as barras 2 e 3 estão próximas do sensor (1775 RPM)

Pela fig. 5.8, nota-se ainda que em um dos momentos em que as barras rompidas (barras 2 e 3) estão mais próximas do sensor, seria o instante em que a corrente nas barras estaria próxima do seu valor máximo, o que leva neste caso, ao surgimento do vale provocado pela ausência de corrente nas barras fraturadas.

5.3.2 Caso 2: Motor operando à uma velocidade de 1755 RPM, para uma corrente de fase medida de 40 A.

Neste caso os resultados da simulação serão apresentados para o motor operando a uma velocidade de 1755 RPM , isto é, próximo de um escorregamento de 2,5%. A fig. 5.9 mostra a densidade de fluxo magnético resultante no sensor, bem como a presença dos vales, provocadas pela passagem das barras rompidas próximas ao sensor. A fig. 5.10 mostra, em detalhes, um dos vales criados pela falha.

Figura 5.9. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor e a presença dos vales, provocada pela passagem das barras rompidas pelo sensor

Figura 5.10. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma velocidade de 1755 RPM (vale em detalhe)

Figura 5.11. Perfil de corrente nas barras do rotor em um dos instantes em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor (1755 RPM)

Figura 5.12. A distribuição de corrente nas barras do rotor em um instante específico (1755 RPM)

Figura 5.13. A variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas no modelo) em relação ao sensor de efeito Hall (1755 RPM)

5.3.3 Caso 3: Motor operando à uma velocidade de 1443 RPM, para uma corrente de fase medida de 52 A.

A fig. 5.14 ilustra a densidade de fluxo magnético resultante simulada no sensor, considerando apenas a contribuição das correntes das barras rotóricas.

Figura 5.14. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (1443 RPM)

Verifica-se claramente a presença dos vales que indicam os instantes em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor.

Na fig. 5.15 é possível visualizar a densidade de fluxo magnético resultante simulada no sensor, a partir da contribuição apenas das correntes do estator.

Figura 5.15. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (1443 RPM)

A fig. 5.16 mostra a densidade de fluxo magnético resultante no sensor a partir da contribuição da corrente de cada barra rotórica (eq. 2.38), mais o fluxo de dispersão provocado pelas correntes do estator (eq. 3.24).

Verifica-se ainda que os círculos anotados na fig. 5.16 indicam o momento em que as duas barras rompidas estão próximas do sensor.

Figura 5.16. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM)

A partir da fig. 5.16 é possível notar a presença dos cortes ou vales no fluxo resultante, para os seus valores máximos e mínimos, no momento em que as barras rompidas estão próximas do sensor.

A fig. 5.17 mostra a mesma falha para uma vista mais próxima, no ciclo negativo do sinal. Nas figuras 5.18 e 5.19, é possível visualizar a distribuição de corrente nas barras do rotor, assim como a ausência de corrente nas barras 2 e 3 (barras rompidas), para o ciclo negativo do sinal.

Figura 5.17. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM) com uma vista mais próxima da falha (ciclo negativo)

Figura 5.18. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (ciclo negativo)

Figura 5.19. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (vista mais próxima do ciclo negativo)

Na fig. 5.20, nota-se a presença do vale em maiores detalhes, para o ciclo positivo do sinal.

Nas figuras 5.21 e 5.22 é possível visualizar o perfil da distribuição de corrente nas barras do rotor, também para um instante específico, para o ciclo positivo do sinal resultante no sensor. Naquele instante, as barras rompidas estão mais próximas da sonda Hall, sendo possível a detecção do rompimento das barras pela observação do sinal resultante e sua alteração em função da falha.

Figura 5.20. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1443 RPM) com uma vista mais próxima da falha (ciclo positivo)

Figura 5.21. Distribuição de corrente nas barras do rotor (1443 RPM) para um instante específico (ciclo positivo)

Figura 5.22. Distribuição de corrente nas barras do rotor (1443 RPM) para um instante específico (vista mais próxima do ciclo positivo)

Figura 5.23. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (1443 RPM)

A partir da fig. 5.23, é possível observar a variação da distância das duas barras rompidas (barras 2 e 3 no modelo matemático), ao longo do tempo, em relação ao sensor. Nota-se ainda pela simulação que as barras rompidas estão realmente próximas do sensor, no momento que o vale está presente.

A fig. 5.24 mostra as distâncias relativas de cada barra do rotor em relação ao centro da sonda Hall (instante $t = 0,055s$), ou seja, no mesmo momento em que as correntes nas barras 2 e 3 seriam próximas do seu valor máximo, caso não estivessem rompidas.

Figura 5.24. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular

5.3.4 Caso 4: Motor operando à uma velocidade de 1080 RPM, para uma corrente de fase medida de 60 A.

Este caso refere-se ao motor operando com um escorregamento maior que os casos anteriores ($s = 40\%$). A fig. 5.25 ilustra a densidade de fluxo magnético existente na sonda Hall, apenas pela contribuição das correntes do rotor. A fig. 5.26 mostra a densidade de fluxo magnético apenas pela contribuição das correntes do estator. Como no caso anterior, apenas pela simulação da densidade de fluxo magnético do rotor seria possível detectar o rompimento de uma ou mais barras pela análise qualitativa do sinal, isto é, pela observação do sinal existente na sonda, e o surgimento do vale causado pela falha.

Figura 5.25. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (1080 RPM)

Figura 5.26. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (1080 RPM)

A fig. 5.27 ilustra a variação da densidade de fluxo magnético resultante na sonda Hall, para os dados obtidos a partir da simulação do modelo matemático, e também os resultados colhidos no ensaio experimental. Nota-se uma boa aproximação entre os dois resultados, com a presença em um determinado instante dos dois vales que indicam o momento em que as barras rompidas estão passando próximas da sonda. A fig. 5.28 mostra um dos vales em uma vista mais próxima.

As figuras 5.29 e 5.30 mostram o perfil de corrente obtido para a simulação deste caso, com a ausência de corrente nas barras rompidas (barras 2 e 3).

A fig. 5.31 mostra a variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor, e as figuras 5.32 e 5.33 mostram a posição relativa das barras do rotor, e principalmente das barras rompidas em relação a sonda Hall.

Figura 5.27. Densidade de fluxo magnético resultante (1080 RPM)

Figura 5.28. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (1080 RPM), com uma vista mais próxima da falha

Figura 5.29. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (1080 RPM)

Figura 5.30. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (1080 RPM)

Figura 5.31. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (1080 RPM)

Figura 5.32. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (1080 RPM)

Figura 5.33. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (1080 RPM)

É importante salientar mais uma vez que o rompimento das duas barras e conseqüentemente a ausência de corrente nas mesmas, provoca a deformação no pico da densidade de fluxo magnético resultante no sensor, permitindo assim a detecção da falha.

5.3.5 Caso 5: Motor operando à uma velocidade de 724 RPM, para uma corrente de fase medida de 61,5 A.

Neste caso o motor estava operando com um escorregamento maior que os casos 1,2, 3 e 4 ($s = 59,77\%$). Os instantes indicados por círculos na fig. 5.34, são aqueles em que as barras 2 e 3 estão passando próximas do sensor, e instantes em que as correntes em cada barra estariam próximas do seu valor máximo negativo.

A fig. 5.35 mostra a densidade de fluxo magnético simulada apenas pela contribuição do fluxo do estator.

Figura 5.34. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do rotor (724 RPM)

Figura 5.35. Densidade de fluxo magnético considerando apenas as correntes do estator (724 RPM)

Na fig. 5.36, é possível observar a densidade de fluxo magnético simulada pelo modelo matemático desenvolvido nos capítulos 2 e 3, e também o sinal resultante obtido pela sonda durante o ensaio experimental. Na fig. 5.37, nota-se a presença de um dos vales em destaque, provocado pela passagem das barras rompidas próximas do sensor.

As figuras 5.38 e 5.39 demonstram o perfil de corrente obtido para este caso, e as figuras 5.40, 5.41 e 5.42, mostram a variação da distância das barras rompidas em relação ao sensor, bem como a posição das barras rompidas no momento em que as mesmas estão próximas do sensor.

Figura 5.36.Densidade de fluxo magnético resultante (724 RPM)

Figura 5.37. Densidade de Fluxo Magnético Resultante no Sensor Hall (724 RPM), com uma vista mais próxima da falha

Figura 5.38. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (724 RPM)

Figura 5.39. Distribuição de corrente nas barras do rotor para um instante específico (724 RPM)

Figura 5.40. Variação da distância das barras 2 e 3 (barras rompidas), em relação ao sensor de efeito Hall (724 RPM)

Figura 5.41. Distância de cada barra do rotor em relação ao sensor para um instante específico (724 RPM)

Figura 5.42. Distância das barras do rotor em relação ao centro do sensor em um instante particular (vista mais próxima em 724RPM)

5.3.6 Caso 6: Motor operando à uma velocidade de 7 RPM, para uma corrente de fase medida de 62 A.

Nesta simulação o motor operou a uma velocidade de apenas 7 RPM, ou seja, em uma condição próxima ao escorregamento unitário. A fig. 5.43 mostra o resultado obtido durante o ensaio experimental, indicando a presença de um vale maior no momento em que as duas barras rompidas estão mais próximas do sensor. A presença deste vale maior poderia ser aplicada como uma abordagem alternativa na detecção do defeito em velocidades muito reduzidas. A fig. 5.44 mostra a densidade de fluxo magnético resultante no sensor, simulada no modelo matemático implementado no Simulink®.

Figura 5.43. Densidade de fluxo magnético resultante obtida no ensaio experimental em 7RPM

Embora o perfil de fluxo não seja exatamente o mesmo que aquele obtido em ensaio, verifica-se ainda a existência de um vale maior no sinal fornecido pelo sensor, no momento em que as duas barras rompidas estão mais próximas da sonda. Neste caso, o rotor executa também seu movimento a uma velocidade de 7 RPM.

Figura 5.44. Densidade de fluxo magnético resultante (simulação)

Uma simulação adicional foi desenvolvida considerando um aumento de corrente nas barras vizinhas as barras rompidas. Para esta simulação a corrente foi incrementada em 40% do seu valor original com o intuito de mostrar o pico que aparece no vale, como apresentou os dados obtidos em ensaio. A fig. 5.45 mostra os resultados obtidos para esta simulação, e a fig. 5.46 mostra o instante em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor, criando assim o vale maior abordado e ilustrado nas figuras anteriores.

Figura 5.45. Densidade de fluxo magnético resultante com aumento de corrente nas barras vizinhas

Figura 5.46. Distância das barras rompidas em relação ao sensor

O resultado apresentado na fig. 5.45 leva em conta ainda uma distância menor do elemento de corrente de cada barra em relação ao sensor, devido a presença do efeito pelicular. Como apresentado em [46], para velocidades reduzidas, como na partida do motor, a frequência das correntes do rotor é igual ou muito próxima das correntes do estator, e, nesta condição, devido à distribuição do fluxo de dispersão, a corrente se concentra na parte superior da barra.

Assim, para a referida simulação foi considerada como distância mínima, apenas a distância relativa ao entreferro, mais a distância referente ao centro do sensor e a base do canal estatórico. Verifica-se pelos resultados obtidos nesta última simulação, que há um comportamento mais próximo do sinal oriundo do ensaio experimental com o simulado, porém uma investigação mais profunda deve ser realizada, a fim de se detectar o defeito com acuidade durante a partida da máquina. De toda a forma, o vale criado pela passagem das barras rompidas pelo sensor se manifesta no modelo simulado.

5.4 Comentários

Os resultados obtidos demonstram que a densidade de fluxo magnético resultante existente no sensor, a partir da contribuição do fluxo de dispersão das barras do rotor, bem como pelas correntes que circulam no estator, pode ser utilizada como um método muito eficiente na detecção de uma ou mais barras rompidas na gaiola de um motor de indução trifásico.

A forte variação provocada pelo momento em que uma barra rompida passa pelo sensor, torna o método extremamente eficiente e confiável na medida em que apenas uma barra rompida é o suficiente para provocar a deformação no sinal.

Os resultados mostraram ainda que o método pode ser aplicado para uma ampla faixa de operação do motor, no que diz respeito a sua velocidade de operação, ou seja, a partir de um escorregamento variável. Existe uma boa aproximação entre os resultados oriundos da simulação, com aqueles obtidos a partir do ensaio experimental.

A profundidade do vale provocado pela falha, varia conforme a distância das barras rompidas em relação ao sensor. É possível constatar que o vale ocorre principalmente no instante em que uma barra rompida está próxima do sensor, e também no instante em que a mesma deveria estar conduzindo uma corrente próxima do seu valor máximo.

Uma outra avaliação sobre os resultados indica que a falha pode ser detectada tanto no ciclo positivo, quanto no ciclo negativo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor. Os resultados simulados mostram ainda que o sinal obtido na sonda apenas pela contribuição do fluxo de dispersão do rotor seria o suficiente para constatar a presença de uma barra rompida, porém comparando-se com os dados obtidos em ensaio, nota-se que a densidade de fluxo provocada pelo estator deve ser considerada principalmente levando-se em conta uma análise quantitativa do sinal, ou seja, apenas com as correntes rotóricas a amplitude do sinal resultante mostra-se muito inferior àquela detectada pelo sensor.

6. UMA APLICAÇÃO DAS REDES NEURAIS ARTIFICIAIS NO DIAGNÓSTICO DE BARRAS ROMPIDAS A PARTIR DO MODELO PROPOSTO

6.1 Introdução

O estudo do cérebro humano e a forma como o mesmo processa as informações tem motivado inúmeras pesquisas nas áreas de percepção, no reconhecimento de padrões, e ainda no controle motor.

As redes neurais artificiais, ou mais conhecidas como RNA, tem sua origem e inspiração, nos neurônios biológicos e sistemas nervosos. Pode-se afirmar ainda que uma rede neural é desenvolvida e implementada com o intuito de modelar a maneira como o cérebro realiza uma tarefa em particular, ou uma função de interesse [68].

A modelagem de uma rede neural ocorre a partir da concepção matemática do funcionamento de um neurônio biológico, no que tange principalmente a forma como ocorre o chamado aprendizado da célula.

A constituição de uma rede neural artificial se dá a partir da interligação ampla das células computacionais mais simples, ou neurônios artificiais, também denominados de unidades de processamento.

Segundo a definição apresentada em [68], pode-se afirmar que:

Uma rede neural é um processador maciça e paralelamente distribuído, constituído de unidades de processamento simples, que têm a propensão natural para armazenar conhecimento experimental e torná-lo disponível para o uso. Ela se assemelha ao cérebro em dois aspectos:

1. O conhecimento é adquirido pela rede a partir de seu ambiente através de um processo de aprendizagem.
2. Forças de conexão entre neurônios, conhecidas como pesos sinápticos, são utilizadas para armazenar o conhecimento adquirido.

O aprendizado de uma rede neural artificial é efetuado a partir de um algoritmo, conhecido como algoritmo de aprendizagem, no qual os pesos sinápticos são modificados durante a execução do mesmo com a finalidade de se alcançar um objetivo desejado.

Dentre as principais características ou propriedades das redes neurais artificiais, pode-se destacar:

1. Aprendizado: a rede é treinada a partir de exemplos;

2. Não-linearidade: um neurônio artificial pode ser linear ou não-linear. Esta constitui-se em uma propriedade importante, uma vez que uma ampla gama de

aplicações, como a modelagem de sistemas físicos, apresenta um comportamento não-linear.

3. *Capacidade de adaptação*: uma rede neural apresenta a propriedade de se adaptar à uma nova informação, como por exemplo em uma aplicação em tempo real, sendo necessário apenas um novo treinamento a partir dos novos dados apresentados às suas entradas.

4. *Capacidade de generalização*: uma rede neural possui uma capacidade de generalização do conhecimento adquirido a partir da existência de dados incompletos ou imprecisos, uma vez que a mesma pode preencher as lacunas sem sofrer degradação, em uma referência muito próxima à interpolação e extrapolação no campo da estatística, mas com uma execução muito diferente.

5. *Tolerância a Falhas*: uma rede neural apresenta como atributo fundamental sua tolerância à falhas, na medida em que a mesma continua funcionando mesmo com a destruição ou defeito de um dos seus nodos, a partir de uma computação robusta. Esta propriedade está fortemente relacionada ao processamento paralelo e distribuído da rede, à exemplo do que ocorre no cérebro humano.

6. *Imunidade à ruídos*: é possível que em algumas aplicações os dados reais de entrada apresentem ruído, como variações aleatórias adicionadas aos valores originais, de modo que uma rede neural consegue separar o ruído da informação relevante. Em algumas aplicações as redes neurais são utilizadas como filtro de dados.

6.2. Um breve histórico a respeito das redes neurais artificiais

Como muito bem relatado em [68], verifica-se que as aplicações das redes neurais artificiais, como existem hoje, foram possíveis a partir dos trabalhos desenvolvidos por McCulloch e Pitts em 1943. O psiquiatra e neuroanatomista McCulloch, trabalhou por cerca de 20 anos na forma de representação de um evento no sistema nervoso, enquanto Pitts, formado em matemática, iniciava seus trabalhos com o mesmo McCulloch em 1942.

O artigo publicado por McCulloch e Pitts em 1943 sugere um cálculo lógico das redes neurais, unificando os estudos de neurofisiologia e da lógica matemática. Embora outros trabalhos no campo das redes neurais tenham sido desenvolvidos nos anos que se seguiram, como uma abordagem explícita de uma regra de aprendizagem fisiológica para a modificação sináptica, sugerida por Hebb, além de outros, foi necessário aguardar até os anos 80 para que surgissem as redes neurais com o potencial conhecido hoje. Algumas razões contribuíram para este atraso, e entre elas, pode-se destacar:

O verdadeiro impulso nas pesquisas se deu a partir da contribuição de outros trabalhos oriundos da década de 80, mas principalmente pelo desenvolvimento do algoritmo de retropropagação (back-propagation). Este algoritmo foi desenvolvido pelos pesquisadores Rumelhart, Hinton e Williams.

Desde a década de 80 ainda, e durante os últimos 20 anos, houve uma grande demanda pelas aplicações envolvendo as redes neurais, à medida que as mesmas se mostraram eficazes e viáveis no reconhecimento de padrões, como voz, imagem, análise de créditos, ou ainda na aproximação de funções e controle de processos, robôs, máquinas elétricas, entre outras [48]-[61].

A técnica das redes neurais é utilizada neste trabalho como uma ferramenta de software capaz de estimar o número de barras rompidas, em função de alguns dados apresentados às suas entradas. A estrutura da rede neural foi implementada no software Matlab®, para o aprendizado do comportamento de um rotor saudável e com falha, a partir do sinal obtido pela sonda Hall, sendo que após o seu treinamento, a rede foi utilizada na ferramenta Simulink/Matlab®.

Os próximos itens demonstram como foi elaborada a rede neural sugerida para o trabalho, assim como as variáveis escolhidas para o seu aprendizado.

6.3 A aplicação das redes neurais na identificação e estimação do número de barras rompidas no rotor de um motor de indução

Como mencionado anteriormente, a rede neural é aplicada em conjunto com a modelagem matemática proposta nos capítulos 2 e 3, a fim de auxiliar no diagnóstico da falha, bem como na estimativa do número de barras rompidas. A topologia da rede neural escolhida foi a conhecida como Perceptron multicamadas,

utilizando para o seu aprendizado o algoritmo Back-Propagation. Maiores detalhes acerca deste algoritmo podem ser encontrados no anexo A.

A rede neural tipo Perceptron multicamadas foi escolhida em função da sua grande capacidade no reconhecimento de padrões. No presente trabalho, um padrão consiste em um determinado sinal do sensor de efeito Hall, e a sua relação com uma possível falha no rotor (barra rompida).

A rede neural tipo Perceptron executa seu aprendizado a partir do algoritmo back-propagation, no chamado aprendizado supervisionado, ou seja, para um determinado valor apresentado nas suas entradas, haverá sempre um valor de saída desejado.

Para a aplicação da rede neural na estimativa do número de barras rompidas do rotor, foi considerado, como uma entrada da rede, o cálculo da área abaixo da curva relacionada a cada semiciclo positivo da densidade de fluxo magnético resultante no sensor, como ilustra a fig. 6.1.

Neste momento é importante ressaltar a razão pela qual foi considerado o cálculo da área como uma entrada adicional da rede neural.

Figura 6.1. Cálculo da área para cada semiciclo positivo

A simulação realizada no item 4.5, do capítulo 4, mostrou que o vale criado na densidade de fluxo magnético resultante, pela ausência de corrente nas barras rompidas no momento em que as mesmas estão próximas do sensor, torna-se mais profundo na medida em que o número de barras rompidas aumenta. Logo a informação da área obtida em cada semiciclo atua como um indicador quantitativo do número de barras rompidas. Por esta razão, optou-se por uma modelagem da rede neural que levasse em conta esta informação.

A simulação realizada no item 4.5 é mostrada neste momento novamente com a finalidade de se tornar mais claro o seu entendimento (fig. 6.2).

Figura 6.2. Variação da profundidade do vale (área abaixo da curva) em função do número de barras rompidas

Ressalta-se que o cálculo da área no semiciclo negativo permitiria também estimar o número de barras rompidas, tendo em vista que o vale ocasionado pela falha também surge naquele semiciclo, como demonstrado nos capítulos 4 e 5.

Matematicamente, a área abaixo da curva de cada semiciclo foi calculada integrando-se o campo resultante no sensor, a partir das contribuições do estator (eq. 3.24) e rotor (eq. 2.38).

Para melhor entendimento, neste momento serão reescritas as equações que determinam a densidade de campo magnético resultante no sensor.

$$BR_r = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \sum_{n=1}^{n=Nr} \left[\frac{A}{B} \sqrt{1 - \left\{ \frac{(R-w) \cdot \sin[\beta + (n-1)\lambda]}{d_n} \right\}^2} \right] \right\} \quad (2.38)$$

$$B_{sd} = \frac{\mu_0}{2\pi} \{ [D\mathcal{E}_{en}] [I_{essne}] + [D\mathcal{E}_{en}] [I_{esine}] \} \quad (3.24)$$

Com base nas equações 2.38 para o rotor, e 3.24 para o estator, define-se o campo resultante total como:

$$BR_T = BR_r + B_{sd} \quad (6.1)$$

Como ilustra ainda a fig. 6.1, a área correspondente a cada semiciclo positivo é calculada integrando-se a eq. 6.1 entre os instantes t_{ic} e t_{fc} , onde:

t_{ic} = tempo de início de semiciclo;

t_{fc} = tempo de término de semiciclo;

Logo, pode-se escrever que:

$$A_{sc} = \int_{t_{ic}}^{t_{fc}} BR_T . dt \quad (6.2)$$

Onde:

A_{sc} = área correspondente a cada semiciclo positivo do campo magnético resultante

A partir de uma determinada carga aplicada ao eixo do motor, sabe-se que a contribuição das correntes do estator e rotor poderá levar a uma nova densidade de fluxo magnético resultante no sensor Hall, logo haverá uma nova densidade de fluxo magnético resultante na entrada da rede, bem como uma nova área calculada.

Neste novo instante, a rede neural deverá ser capaz de detectar a falha, caso exista, bem como estimar o número de barras rompidas.

Figura 6.3. Topologia da rede neural utilizada para estimar o número de barras rompidas

Pela fig. 6.3, nota-se que a rede neural escolhida é formada por duas camadas escondidas, com 10 neurônios na primeira camada e 30 neurônios na segunda camada, além de uma camada de saída formada por um único neurônio. Muitos pesquisadores trabalham há anos na melhor maneira de se determinar o número ideal de neurônios por camada, pois este número influencia diretamente no aprendizado da rede. Neste trabalho, o número de neurônios por camada foi obtido a partir de alguns treinamentos realizados com a rede, até se alcançar o erro desejável. O menor erro neste caso, consiste em se obter a melhor aproximação entre o valor de saída desejado com aquele obtido após treinamento, para um mesmo vetor de entrada (densidade de fluxo e área).

O item 6.3.1 mostra os resultados obtidos a partir da rede neural artificial implementada no software Matlab®. Maiores detalhes acerca dos dados utilizados no treinamento da rede neural, bem como a sua implementação no Matlab®, podem ser encontrados no apêndice C.

6.3.1 O treinamento da rede neural

Neste item serão apresentados alguns resultados obtidos da implementação da rede neural no Matlab®, para a detecção da falha, e a estimativa do número de barras rompidas em rotor tipo gaiola de esquilo, conforme modelagem proposta e desenvolvida no item 6.3.

A partir da implementação da rede ilustrada na fig. 6.3, verifica-se que a mesma respondeu com resultados satisfatórios, diante dos dados aplicados às suas entradas, formando assim a base de conhecimento da rede neural, no que tange a sua aplicação na estimativa do número de barras rompidas do rotor.

A fig. 6.4 ilustra a variação do erro quadrático médio (em torno de 9.9×10^{-6}) obtido durante a fase de treinamento da rede neural ilustrada na fig. 6.2, utilizando o *toolbox* de redes neurais, disponível no software Matlab®. Com o erro quadrático alcançado, a rede neural apresentou uma boa aproximação entre os resultados desejados, com aqueles obtidos na sua saída.

Figura 6.4. Variação do erro quadrático médio durante o treinamento da rede

A estrutura da rede neural foi implementada no ambiente computacional Simulink®, também disponível no Matlab®, após o seu treinamento. O modelo da rede neural foi incorporado a modelagem matemática já apresentada e discutida nos capítulos anteriores, também implementada no Simulink/Matlab®. A seguir serão apresentados os resultados obtidos a partir da simulação de uma ou mais barras rompidas em um rotor do tipo gaiola de esquilo, em conjunto com a técnica das redes neurais sugerida nesta abordagem.

6.3.2 Os resultados obtidos pela rede neural na estimação do número de barras rompidas

Após o treinamento da rede neural e sua implementação no ambiente computacional Simulink/Matlab®, conforme descrito anteriormente, foram realizadas algumas simulações para a detecção e estimativa do número de barras rompidas em um rotor tipo gaiola de esquilo.

Para cada caso, foram utilizados os dados da tabela 6.1

Tabela 6.1. Parâmetros do motor utilizados nas simulações

Parâmetro	Valor
Raio do rotor	0.1125 m
Número de barras do rotor	58
Número de pólos	4
Distância mínima do sensor (centro) ao centro de uma barra	6.5 mm
Frequência do campo girante	60 Hz

6.3.2.1 Simulação envolvendo quatro barras rompidas, e motor operando com uma corrente máxima nas barras de 273 A, e corrente máxima por fase no estator de 189 A.

Para cada simulação, o modelo matemático foi executado a fim de se determinar a densidade de fluxo magnético resultante de pico, pois esta é uma das entradas da rede neural implementada como detalhado anteriormente.

Neste primeiro momento o rotor não apresenta barras rompidas. Antes de proceder com uma segunda simulação, o valor de pico da densidade de fluxo magnético resultante obtido na primeira simulação é alimentado em uma das entradas da rede neural.

Durante a segunda simulação, o valor instantâneo da área de cada semiciclo positivo da densidade de fluxo magnético resultante é aplicado na segunda entrada da rede neural. O motor opera neste caso com escorregamento de 20%.

Nesta fase, o motor inicia sua operação sem barras rompidas, porém no instante $t = 1.0$ s uma barra é rompida. No instante $t = 1.5$ s uma segunda barra é desligada, e nos instantes $t = 2$ s e $t = 2.5$ s, outras duas barras são rompidas no modelo matemático, aplicando-se corrente zero naquelas barras.

A fig. 6.5 ilustra os valores obtidos na saída da rede neural. É possível observar pela figura ainda que a rede neural foi capaz de estimar o número de barras rompidas com uma boa aproximação.

A fig. 6.6 ilustra os momentos em que as barras rompidas estão mais próximas do sensor, momentos estes detectados pela rede neural na estimativa do número de barras rompidas.

Figura 6.5. Número de barras rompidas estimado pela rede neural

Figura 6.6. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicada em uma das entradas da rede neural

6.3.2.2 Simulação envolvendo duas barras rompidas, e motor operando com uma corrente máxima nas barras de 97 A, e corrente máxima por fase no estator de 68A.

A fig. 6.7 ilustra a densidade de fluxo magnético resultante em um intervalo específico da simulação (2.7s à 3.0s). É possível constatar na mesma figura a presença do vale criado pela ausência de corrente em uma barra rompida, em momentos em que a barra está mais próxima da sonda Hall. Nesta simulação uma barra foi rompida no instante $t = 2.5s$. No instante $t = 3.5s$ uma outra barra foi rompida, sendo possível constatar também a presença dos vales oriundos do

rompimento da segunda barra no intervalo entre 3.8s e 4.1s. Neste caso, observa-se a existência de um vale mais profundo.

A fig. 6.8 mostra o intervalo de tempo no qual aparecem os vales para duas barras rompidas. O motor opera neste caso com um escorregamento de 1.5%. A fig. 6.9 mostra a detecção da falha pela rede neural, e também a estimativa do número de barras rompidas, apresentada na sua saída. Verifica-se pelos resultados ainda que a rede ofereceu uma boa aproximação nos instantes em que havia uma única barra rompida (2,7 à 2,9s), e ainda quando havia duas barras rompidas (3,8 à 4,1 s).

Constata-se pelos resultados mostrados que a rede neural estimou o número de barras rompidas em momentos em que as mesmas não estavam na sua distância mínima em relação ao sensor, pois a base de conhecimento da rede neural contempla uma variação na profundidade do vale, para cada barra do rotor que se rompe.

Figura 6.7. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para uma barra rompida

Figura 6.8. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor para duas barras rompidas

Figura 6.9. Barras rompidas estimadas pela rede neural em dois momentos específicos

6.3.2.3 Simulação envolvendo quatro barras rompidas, e motor operando com uma corrente máxima nas barras de 97 A, e corrente máxima por fase no estator de 68A.

A fig. 6.10 mostra nesta simulação a densidade de fluxo magnético oriunda da sonda Hall em três momentos distintos, ou seja, para o instante em que duas barras rompidas estão se aproximando do sensor, o instante em que as mesmas estão a distância mínima da sonda, e também o momento em que as barras estão se afastando do sensor.

Figura 6.10. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor no intervalo de tempo em que existem duas barras rompidas

Figura 6.11. Barras rompidas estimadas no neurônio de saída da rede neural

Nota-se pela fig. 6.11 que a rede neural foi mais uma vez capaz de estimar o número de barras rompidas nos três momentos. Neste caso a rede neural contribuiu novamente para a detecção da falha, mesmo nos instantes em que as barras rompidas não estavam exatamente abaixo do sensor (distância mínima).

A fig. 6.12 mostra o período da simulação envolvendo a fratura de quatro barras. Observa-se mais uma vez que a rede neural estimou com uma boa aproximação no seu neurônio de saída o número total de barras rompidas.

Figura 6.12. Número de barras rompidas estimado pela rede neural durante o período da simulação (4 barras rompidas)

6.3.2.4 Os resultados obtidos da rede neural a partir da aplicação de dados experimentais a uma de suas entradas

Com a finalidade de validar a rede neural implementada, aplicou-se na sua entrada um sinal oriundo da sonda Hall, a partir de um dos ensaios experimentais realizados, e apresentados no capítulo 5.

Para esta simulação com a rede, serão utilizados os dados relativos ao motor operando com um escorregamento de 2,5%. Maiores detalhes acerca dos dados deste ensaio podem ser encontrados no capítulo 5, item 5.3.2. A fig. 6.13 apresenta o sinal da sonda utilizado durante as simulações com a rede neural.

Figura 6.13. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicado em uma das entradas da rede neural

A fig. 6.13 mostra ainda a presença de três momentos nos quais as barras rompidas estão mais próximas do sensor, sendo dois instantes no semiciclo positivo do campo magnético resultante, e um momento em que as duas barras estão no seu semiciclo negativo. Na fig. 6.14, o círculo em azul destaca o momento em que as duas barras rompidas estão mais próximas do sensor, porém será possível observar pelos resultados a seguir, que a rede neural foi capaz de estimar o número de barras rompidas, mesmo nos momentos em que as elas estavam se aproximando e se afastando do sensor (vales mais discretos).

Figura 6.14. Densidade de fluxo magnético resultante no sensor aplicado na rede neural em um vista mais próxima dos vales

O sinal obtido pela sonda foi alimentado em uma matriz no ambiente Simulink/Matlab®, para a simulação com a rede neural. O apêndice D mostra o diagrama em blocos implementado no Simulink/Matlab®. A fig. 6.15 mostra os resultados obtidos na saída da rede neural, a partir da sua simulação com os dados provenientes do ensaio experimental.

Pela fig. 6.15, constata-se que a rede neural foi capaz de estimar as duas barras rompidas no rotor nos dois instantes relacionados ao semiciclo positivo, e também no instante em que existe o semiciclo negativo (tempo maior que 0,4 s e menor que 0,6 s aproximadamente), como foi apresentado anteriormente pela fig. 6.13.

Figura 6.15. Número de barras rompidas estimado pela rede neural

Cabe lembrar neste momento que o cálculo da área é executado apenas no semiciclo positivo do sinal proveniente do sensor, logo não seria possível a detecção da falha no semiciclo negativo. No entanto, nota-se pelos resultados experimentais, que durante o semiciclo negativo do sinal, como identificado pela fig. 6.16, ocorre uma redução na amplitude do sinal no semiciclo positivo, imediatamente após a ocorrência de um semiciclo negativo, onde existe a presença de vales mais profundos, oriundos da passagem de barras rompidas pelo sensor (círculos em azul).

Figura 6.16. Redução na amplitude do semiciclo positivo em função do vale no semiciclo negativo

Não se pode afirmar que a variação na amplitude do sinal, ocorre principalmente em função da nova distribuição de corrente nas barras do rotor, provocada pela falha. As questões relativas à assimetria nas correntes das barras, merecem estudos adicionais a fim de se avaliar com propriedade as razões pelas quais o efeito se manifesta. De qualquer forma, a rede neural estimou de forma eficiente o número de barras rompidas no semiciclo positivo do sinal, o que justifica a sua aplicação no diagnóstico da falha, e estimativa do número de barras fraturadas a partir da metodologia proposta.

Embora os resultados com a rede neural se mostraram muito satisfatórios, cabe salientar ainda que a sua implementação em hardware e/ou software exige um estudo mais aprofundado no que concerne principalmente sua viabilidade técnica para aplicações em tempo real, uma vez que o sinal medido pelo sensor de efeito Hall consiste em um valor instantâneo da densidade de fluxo magnético resultante.

7. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Como apresentado e discutido ao longo do presente trabalho, uma das falhas que podem ocorrer em um rotor tipo gaiola de esquilo durante sua operação, é o rompimento de uma ou mais barras que formam a estrutura do seu enrolamento rotórico, na conexão entre a barra e seu anel de curto circuito.

Mostrou-se ainda que o rompimento de barras pode levar a consequências mais graves para o próprio rotor, e também a outras partes da máquina, como a projeção da barra rompida em direção ao seu estator, levando o mesmo a danos irreparáveis ao longo da operação do motor.

Destacou-se também, a partir do capítulo 1, que inúmeros pesquisadores desenvolveram técnicas e modelos matemáticos, para a detecção e posterior diagnóstico de barras rompidas, no rotor do tipo gaiola de esquilo presente nos motores de indução trifásicos.

A técnica sugerida neste trabalho baseia-se principalmente na observação da densidade de fluxo magnético resultante em um sensor de efeito Hall, provocado pelas correntes do rotor e estator. Na comparação do sinal obtido pelo sensor, com aquele oriundo de um rotor saudável, é possível verificar a presença ou não de uma ou mais barras rompidas.

A modelagem matemática proposta leva em conta a contribuição de fluxo magnético provocada pelas correntes que circulam em cada barra rotórica, e também por cada canal do estator, conforme descrita e desenvolvida nos capítulos 2 e 3.

Os resultados obtidos no capítulo 4, e que levam em conta apenas a contribuição das correntes rotóricas, demonstram a possibilidade de aplicação da técnica desenvolvida na detecção de apenas uma barra rompida para um rotor composto por 80 barras. Essa detecção seria praticamente inviável pelo uso da técnica da análise espectral da corrente do estator, ou ainda pela análise do vetor de Park, entre outras técnicas abordadas.

A perturbação de fluxo causada pela passagem de uma ou mais barras rompidas próximas ao sensor de efeito Hall, permite detectar o defeito em uma ampla faixa de operação da máquina, como demonstram os resultados apresentados ainda no capítulo 4.

No capítulo 5 foi feita a validação experimental do modelo proposto, comparando-se os resultados simulados com aqueles obtidos em ensaio. Naquele caso, considerou-se também a contribuição de fluxo provocada pelas correntes do estator. Foi possível a detecção de duas barras rompidas, em um rotor formado por 58 barras. Os resultados demonstraram a boa aproximação obtida entre os resultados experimentais com os simulados, a partir da modelagem matemática proposta.

É importante salientar que para a máquina trabalhando em uma faixa de velocidade variável, ocorrerá ainda a presença do vale causado pelo defeito, a medida que a barra rompida se movimenta próximo ao sensor, sendo este o instante em que a sua corrente estaria próxima do valor máximo. Cabe observar aqui que, apenas nos casos onde a barra quebrada girasse entre dois pólos magnéticos, poderia-se afirmar que a mesma não seria detectada pelo sensor, porém esta situação seria válida em escorregamentos muito particulares, sendo necessária ainda uma operação rigorosa da máquina naquele carregamento, o que na prática dificilmente acontece.

No capítulo 5 foi apresentado ainda o resultado obtido para o motor operando próximo ao escorregamento unitário, com a presença de um vale maior em decorrência da passagem das duas barras rompidas próximas ao sensor. Embora os resultados simulados indiquem uma boa aproximação com o resultado experimental, é importante considerar um estudo mais detalhado nos casos de detecção do defeito durante a partida da máquina, tendo em vista uma distribuição de corrente não uniforme, em função do efeito pelicular existente principalmente em barras profundas.

No capítulo 6 foi aplicada a técnica das redes neurais artificiais com a finalidade de estimar o número de barras rompidas durante a operação da máquina. Verifica-se, pelos resultados obtidos, que a detecção da falha, bem como a previsão do número de barras rompidas, poderá ser feito mesmo nos momentos em que as barras não se encontram próximas a sonda, isto é, o diagnóstico pode ser

caracterizado com as barras mais distantes. Neste caso, a existência de vales mais discretos, ou menos profundos, será suficiente para o diagnóstico da falha.

Deve-se observar que a técnica da rede neural foi aplicada com a finalidade de auxiliar no diagnóstico do defeito, e principalmente para estimar o número de barras rompidas, porém constatou-se uma pequena diferença entre os vales obtidos a partir da simulação do modelo implementado, com aqueles provenientes de ensaio, logo é importante uma investigação adicional no que concerne a aplicação da técnica, para uma melhor avaliação da gravidade do defeito.

Ressalta-se ainda que o presente trabalho alcança seus objetivos, na medida em que o mesmo propõe uma técnica alternativa para o diagnóstico de barras rompidas, a partir de um método com custo reduzido diante da gravidade da falha.

Como sugestão para futuros trabalhos, pode-se citar:

- O desenvolvimento de um hardware que em conjunto com o sensor, permitiria o diagnóstico de barras rompidas em tempo real;
- A aplicação da técnica desenvolvida em tempo real, com o uso de equipamentos e/ou softwares dedicados, em ambientes industriais automatizados;
- O estudo mais detalhado da distribuição de corrente ao longo das barras de um rotor com barras rompidas, a fim de se determinar de forma mais precisa o diagnóstico do defeito em momentos de partida da máquina;

- Um estudo acerca da aplicação de outras técnicas de inteligência artificial, que contribuam para o diagnóstico do defeito, como técnicas fuzzy ou mesmo técnicas neurofuzzy;
- Uma modelagem mais precisa quanto ao cálculo da distância média do centro de uma barra até o centro do sensor;
- O estudo sobre a aplicação do método em rotor formado por dupla gaiola, ou ainda em gaiolas com barras profundas;
- Um estudo a respeito da aplicação da técnica desenvolvida em gaiolas formadas por barras com outras geometrias, diferentes daquela abordada neste trabalho.

REFERÊNCIAS

- [1] GARCIA, A.G.P. **Impacto da Lei de Eficiência Energética para Motores Elétricos no Potencial de Conservação de Energia na Indústria**. 2003. 139 f. Dissertação (Mestrado em Planejamento Energético) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2003.

- [2] CARDOSO, A.J.M. **Diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos**. Coimbra Editora, 1991.

- [3] PENMAN, J.; STAVROU, A. Broken rotor bars: their effect on the transient performance of induction machines. **IEE Proc-Electr. Power Appl**, vol. 143, Nº 6, nov 1996, p. 449 – 457.

- [4] THOMSON, W.T.; FENGER, M. Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults. **IEEE Industry Magazine**, july/aug 2001, p. 26 –34.

- [5] URCIA, M. J.A. **Análise de defeitos no motor de indução trifásico para predição de falhas incipientes**. 1997. 185 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade de São Paulo, São Paulo, 1997.

- [6] BENBOUZID, M.E.H. Bibliography on Induction Motors Faults Detection and Diagnosis. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 14, Nº 4, dec. 1999, p. 1065 – 1074.

- [7] HEIDBREDER, J.F. Induction Motor Temperature Characteristics. **AIEE Trans. Power Apparatus Systems**, vol. Pas 77, oct 1958, p. 800 – 804.

- [8] SMITH, F. D.; HANSON, K.L. Rotor protection of large motors by use of direct temperature monitoring. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 11, Nº 4, july/aug. 1975, p. 340 – 343.

- [9] WILLIAMSON, S.; SMITH, A.C. Steady-state analysis of 3-phase cage motors with rotor-bar and end-ring faults. In: **IEE Proceedings**, vol. 129, Pt.B, Nº 3, May 1982, p. 93 – 100.

- [10] KERSZENBAUM, I.; LANDY, C.F. The Existence of Large Inter-Bar Currents in Three Phase Squirrel Cage Motors With Rotor-Bar and/or End-Ring Fault. **IEEE Trans. On Power Apparatus and Systems**. vol. PAS-103, N° 7, july 1984, p. 1854 – 1862.

- [11] WALLISER, R.F.; LANDY, C.F. The influence of Interbar Currents on the Detection of Broken Rotor Bars. In: ICEM 1992, UK. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Manchester 1992, vol.2, p. 1246 – 1250.

- [12] SIYAMBALAPITIYA, D.J.T.; MCLAREN, P.G.; ACARNLEY, P.P.A Rotor Condition Monitor for Squirrel- Cage Induction Machines. **IEEE Transactions On Industry Applications**, vol. IA-23, N° 2, mar/apr 1987, p. 334 – 340.

- [13] HAMED, Y.; AHMAD, J.; GUY, G. Thermal Monitoring of three phase cage Asynchronous Machines. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris 1994, vol.2, p. 278 – 281.

- [14] EJIOGU, E.C.; KAWABATA, T.; TANNO, T. Cage-Rotor Induction Machine Axial Leakage Flux Detection By Parametric Oscillation Transducer. In: IMTC/96 1996, Belgium. **IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**. Brussels, june 1996, p. 603 – 605.

- [15] KLIMAN, G.B.; KOEGL, R.A.; STEIN, J.; ENDICOTT, R.D.; MADDEN, M.W. NonInvasive Detection of Broken Rotor Bars in Operating Induction Motors. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 3, N° 4, dec1988, p. 873 – 879.

- [16] KOKKO, V. **Condition Monitoring of Squirrel – Cage Motors by Axial Magnetic Flux Measurements**. 2003. 157 f. Academic Dissertation - Faculty of Technology from University of Oulu, Raahensali Linnanmaa, 2003.

- [17] SIYAMBALAPITIYA, D.J.T.; MACLAREN, P.G. Reliability Improvement and Economic Benefits of On-Line Monitoring Systems for Large Induction Machines. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 26, N° 6, nov/dec 1990, p. 1018 – 1025.

- [18] K.ERA, CHO.; JEFFREY, H.; LANG, STEPHEN.; D. UMANS. Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors Using State and Parameter Estimation. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 28, N° 3, May/Jun 1992, p. 702 – 709.

- [19] MILIMONFARED, J.; KELK, H.M.; NANDI, S.; MINASSINAS, A.D.; TOLIYAT H.A. A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 35, N° 5, sept/oct. 1999, p. 1000 – 1006.

- [20] WATSON, J.F.; ELDER, S. Transient Analysis of the Line Current as a Fault Detection Technique for 3-Phase Induction Motors. In: ICEM 1992, UK. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Manchester 1992, vol.2, p. 1241 – 1245.

- [21] THOMSON, W.T. On-Line Current Monitoring – The Influence of Mechanical Loads or a Unique Rotor Design on the Diagnosis of Broken Rotor Bars in Induction Motors. In: ICEM 1992, UK. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Manchester 1992, vol.2, p. 1236 – 1240.

- [22] BURNETT, R.; WATSON, J. F.; ELDER, S. The Detection and Location of Rotor Faults Within Three Phase Induction Motors. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris 1994, vol.2, p. 288 – 293.

- [23] HIRVONEN, R. On-Line Condition Monitoring of Defects in Squirrel Cage Motors. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris 1994, vol.2, p. 267 – 272.

- [24] THOMSON, W.T.; RANKIN, D.; DORRELL, D.G. On-Line Current Monitoring to Diagnose Airgap Eccentricity in Large Three-phase Induction Motors - Industrial Case Histories Verify the Predictions. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol.14, N° 4, dec 1999, p. 1372 – 1378.

- [25] BENBOUZID, M.E.H.; VIEIRA, M.; THEYS, C. Induction Motors' Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques. **IEEE Trans. On Power Electronics**, vol. 14, N° 1, jan 1999, p. 14 – 22.

- [26] KRAL, C.; PIRKER, F.; PASCOLI, G. Detection of Rotor Faults in Squirrel-Cage Induction Machines at Standstill for Batch Tests by Means of the Vienna Monitoring Method. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 38, N° 3, May/June 2002, p. 618 – 624.

- [27] THOMAS, V.V.; VASUDEVAN, K.; KUMAR, V.J. Online Cage Rotor Fault Detection Using Air-Gap Torque Spectra. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 18, N° 2, June 2003, p. 265 – 270.
- [28] MENACER, A.; SAID, M.S.; BENAKCHA, A.H. Stator Current Analysis of Incipient Fault into Asynchronous Motor Rotor Bars Using Fourier Fast Transform. **Journal of Electrical Engineering**, vol. 55, N° 5-6, 2004, p. 122 – 130.
- [29] FENGER, M.; LLOYD, B.A.; THOMSOM, W.T. Development of a Tool to Detect Faults in Induction Motors via Current Signature Analysis. In: IEEE- IAS/PCA 2003, EUA. **IEEE- IAS/PCA Cement Industry Technical Conference**. Dallas:, 2003, p. 37 – 46.
- [30] SHOEN, R.R.; HABETLER, T.G.; Effects of Time-Varying Loads on Rotor Fault Detection in Induction Machines. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 31, N° 4, july/aug. 1995, p. 900 – 906.
- [31] BELLINI, A.; FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C.; PASSAGLIA, R.; SAOTTINI, M.; TONTINI, G.; GIOVANNINI, M.; ROSSI, A. On-Field Experience With Online Diagnosis of Large Induction Motors Cage Failures Using MCSA. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 38, N° 4, jul/aug. 2002, p. 1045 – 1053.
- [32] INNES, A.G.; LANGMAN R.A. The Detection of Broken Rotor Bars in Variable Speed Induction Motor Drives. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris 1994, vol.2, p. 294 – 297.
- [33] VAS, P.; FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C.; Transient Modelling Oriented to Diagnostic of Induction Machines with Rotor Asymmetries. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris 1994, vol.1, p. 62 – 67.
- [34] LUO, X.; LIAO, Y.; TOLIYT, H. A.; EL-ANTABLY, A.; LIPO, A.L. Multiple Coupled Circuit Modeling of Induction Machines. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 31, N° 2, mar/apr 1995, p. 311 – 318.
- [35] FISER, R.; FERKOLJ, S.; SOLINC, H. Steady State Analysis of Induction Motor With Broken Rotor Bars. In: **Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives**, UK. Durham 1995, sept 1995, N° 412, p. 42 – 46.

- [36] PENMAN, J.; STAVROU, A. The Effects of Broken Rotor Bars on the Transient Run Up of Induction Machines”, In: **Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives**,_UK. Durham 1995, sept 1995, N° 412, p. 47 – 51.

- [37] TOLİYAT, H.A.; LIPO, T. A. Transient Analysis of Cage Induction Machines Under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, Vol. 10, N° 2, June 1995, p. 241 – 247.

- [38] MANOLAS, S.T.; TEGOPOULOS, J.; PAPADOPOULOS ,M. Analysis of Squirrel Cage Induction Motors Broken Rotor Bars. In: ICEM 1996, Spain. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**, Vigo 1996, vol.1, p. 19 – 23.

- [39] FISER, R.; FERKOLJ, S. Modelling of Failure States of Induction Machines. In: MELECON 1996, Italy. **Proceedings of the 1996 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference**, Bari 1996, vol.3, p. 1195 – 1198.

- [40] FISER, R.; FERKOLJ, S. Modelling of Dynamic Performance of Induction Machine With Rotor Faults. In: ICEM 1996, Spain. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**, Vigo 1996, vol.1, p. 17 – 22.

- [41] BEGUENANE, R.; BENBOUZID, M.E.H. Induction Motors Thermal Monitoring by Means of Rotor Resistance Identification. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 14, N° 3, sept 1999, p. 566 – 570.

- [42] FISER, R.; FERKOLJ, S. Calculation of Magnetic asymmetry of Induction Motor with Rotor Faults. In: MELECON 199, Israel. **Proceedings of the 1998 IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference**, Tel-Aviv 1998, vol.2, p. 1175 – 1179.

- [43] DOBRODEYEV, P.N.; VOLOKHOV, S.A.; KILDISHEV, A.V.; NYENHUIS, J.A.; Method for Detection of Broken Bars in Induction Motors. **IEEE Trans. On Magnetism**, vol. 36, N° 5, sept. 2000, p. 3608 – 3610.

- [44] BOSSIO, G.R.; ANGELO, C.H DE.; SOLSONA, J.A.; GARCIA, G.O. Diagnóstico de Fallas en Motores de Inducción Mediante una Estrategia de Estimación de Posición. In: CBA 2002 - XIV Congresso Brasileiro de Automática, 2002, Natal. **Anais**. 2002, p. 1990 – 1995.

- [45] DIAS, C.G. **Desenvolvimento de um Modelo Matemático para Estimar a Elevação de Temperatura no Estator de Motores de Indução Usando Redes Neurais Artificiais**. 2001. 140f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Industrial), Universidade Estadual Paulista, Bauru, 2001.
- [46] AVOLIO, E. **Uma Contribuição ao Estudo do Comportamento Térmico e do Desempenho Elétrico de Motores de Indução com Rotor em Gaiola**. 1992. 191 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1992.
- [47] NEJJARI, H.; BENBOUZID, M.E.H. Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 36, Nº 3, may/June 2000, p. 730 – 735.
- [48] FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI C. Neural Networks Aided On-Line Diagnostics of Induction Motor Rotor Faults. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 31, Nº 4, jul/aug. 1995, p. 892 – 899.
- [49] FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI C. AI Techniques in Induction Machines Diagnosis Including the Speed Ripple Effect. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 34, Nº 1, jan/feb. 1998, p. 98 – 108.
- [50] CHOW, M.Y.; SHARPE, R.N.; HUNG, J.C. On the Application and Design of Artificial Neural Networks for Motor Fault Detection – Part I. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 40, Nº 2, apr. 1993, p. 181 – 188.
- [51] CHOW, M.Y.; SHARPE, R.N.; HUNG, J.C. On the Application and Design of Artificial Neural Networks for Motor Fault Detection – Part II. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 40, Nº 2, apr. 1993, p. 189 – 196.
- [52] CHOW, M. Y.; YEE, O. S. Methodology for On-line Incipient Fault Detection in Single-Phase Squirrel-Cage Induction Motors Using Artificial Neural Networks. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 6, Nº 3, sept. 1991, p. 536 – 545.
- [53] CHOW, M.Y.; MANGUM, P.M.; YEE, O.S. A Neural Network Approach to Real-Time Condition Monitoring of Induction Motors. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 38, Nº 6, dec. 1991, p. 448 – 453.

- [54] GOODE, P.V.; CHOW, M.Y. Using a Neural/Fuzzy System to Extract Heuristic Knowledge of Incipient Faults in Induction Motors: Part I – Methodology. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 42, N° 2, apr. 1995, p. 131 – 138.
- [55] GOODE, P.V.; CHOW, M.Y. Using a Neural/Fuzzy System to Extract Heuristic Knowledge of Incipient Faults in Induction Motors: Part II – Methodology. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 42, N° 2, apr. 1995, p. 139 – 146.
- [56] CASIMIR, R.; BOUTLEUX, E.; CLERC, G. Fault diagnosis in an induction motor by pattern recognition methods, In: SDEMPED 2003, USA. **IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives**. Atlanta:, 2003, p. 294 – 299.
- [57] CIRRINCIONE, G.; CIRRINCIONE, M.; VITALE, G. A Kohonen Neural Network for the Diagnosis of Incipient Faults in Induction Motors. In: ICEM 1994, France. **Proceedings of International Conference on Electrical Machines**. Paris, 1994, vol. 2, p. 369 – 373.
- [58] AWADALLAH, M.A.; MORCOS, M.M. Application of AI Tools in Fault Diagnosis of Electrical Machines and Drives - An Overview. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 18, N° 2, june. 2003, p. 245 – 251.
- [59] FILIPPETTI, F.; FRANCESCHINI, G.; TASSONI, C.; VAS, P. Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques. **IEEE Trans. On Industrial Electronics**, vol. 47, N° 5, oct. 2000, p. 994 – 1004.
- [60] CHOW, M.Y. **Methodologies of Using Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detecion**. Singapore: World Scientific, 1997.
- [61] VAS, P. **Artificial-Intelligence-Based Electrical Machines and Drives**. New York: Oxford University Press, 1999.
- [62] HAYT, W.H.; BUCK, J.A. **Eletromagnetismo**. Rio de Janeiro: LTC, 2003.
- [63] COCHRAN, P.L. **Polyphase Induction Motors – Analysis, Design, and Application**. Marcel Dekker, 1989.

- [64] TORO, V.D. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. N.J: Prentice-Hall do Brasil, 1994.
- [65] KOSTENKO, M.; PIOTROVSKY, L. **Electrical Machines**. Moscou: Mir, 1969.
- [66] HANDI, E.S. **Design of Small Electrical Machines**. Wiley, 1994.
- [67] FALCONE, A.G. **Eletromecânica**. São Paulo: Edgard Blucher Ltda, Vol. 2, 1985.
- [68] HAYKIN, S. **Neural Networks - A Comprehensive Foundation**. N.J: Prentice- Hall, 1999.
- [69] ALTROCK, C.V. **Fuzzy Logic and NeuroFuzzy Applications Explained**. Prentice-Hall, 1995.
- [70] HONGXING L, CHEN C.L.P, HUANG H-P. **Fuzzy Neural Intelligent Systems**. CRCPress, 2001.
- [71] HINES J.W. **Fuzzy and Neural Approaches in Engineering**. John Wiley & Sons, 1997.
- [72] BENBOUZID, M.E.H.; KLIMAN, G.B. What Stator Current Processing-Based Technique to Use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis?. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 18, N° 2, June 2003, p. 238 – 244.
- [73] CUPERTINO, F.; VANNA, E.D.; SALVATORE, L.; STASI, S. Comparison of Spectral Estimation Techniques Applied to Induction Motor Broken Bars Detection”, In: SDEMPED 2003, USA. **IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives**. Atlanta:, 2003, p. 129 – 134.
- [74] THOMSON, W.T.; FENGER, M. Case Histories of Current Signature Analysis to Detect Faults in Induction Motor Drives. In: IEMDC'03 2003, Madison WI. **Proceedings of IEMDC'03 - IEEE International Electric Machines and Drives Conference**, EUA 2003, p. 1459 – 1465.
- [75] DIDIER, G.; RAZIK, H. Sur La Detection D'un Default au Rotor des Moteurs Asynchrones. **Revue 3EI**, N° 27, déc. 2001, p. 1 – 10.

- [76] FARAG, S.F.; BARTHELD, R.G.; HABETLER, T.G. An Integrated On-line Motor Protection System. **IEEE Industry Applications Magazine**, mar/apr. 1996, p. 21 – 26.
- [77] LEE, S.B.; HABETLER, T.G.; HARLEY, R.G.; GRITTER, D.J. An Evaluation of Model-Based Stator Resistance Estimation for Induction Motor Stator Winding Temperature Monitoring. **IEEE Trans. On Energy Conversion**, vol. 17, Nº. 1, mar. 2002, p. 7 – 15.
- [78] SIMONE, G. A. **Máquinas de Indução Trifásicas**. São Paulo: Érica, 2000.
- [79] FALCONE, A.G. **Eletromecânica**. São Paulo: Edgard Blucher Ltda, Vol. 1, 1985.
- [80] KRAUSE, K.C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of Electric Machinery**. IEEE Press, 1994.
- [81] BERNARDO, J.D.S. **Análise preditiva de defeitos em motores de indução trifásicos utilizando a corrente de alimentação**. 2002. 91 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2002.
- [82] ELKASABGY, M.N.; EASTHAM, A.R.; DAWSON, G.E. Detection of Broken Bars in the Cage Rotor on an Induction Machine. **IEEE Trans. On Industry Applications**, vol. 28, Nº 1, jan/feb. 1992, p. 165 – 171.

APÊNDICES

E

ANEXOS

APÊNDICE A - PROJETO E DADOS DO MOTOR

Neste apêndice é apresentado o projeto (fig. A1) do motor de indução utilizado no ensaio experimental, bem como alguns dos seus parâmetros elétricos. O projeto foi fornecido pela empresa EQUACIONAL ELÉTRICA E MECÂNICA LTDA.

Figura A1: Projeto do motor de indução utilizado nos ensaios

A fig. A2 ilustra o motor utilizado nos ensaios, e a tabela A1 mostra alguns dados do motor.

Tabela A1: Dados do motor

POTÊNCIA	42 Kw
NÚMERO DE PÓLOS	4
VELOCIDADE (ALIMENTADO EM 10 Hz)	265 RPM
ALIMENTAÇÃO	380V (triângulo)
FREQUÊNCIA NOMINAL	10 Hz
CORRENTE NOMINAL	99.8 A
FATOR DE ENROLAMENTO (ESTATOR)	0.925
NÚMERO DE ESPIRAS POR FASE (ESTATOR)	68
VENTILAÇÃO	Aberto com ventilação forçada IP-23
CLASSE DE ISOLAMENTO	H

Figura A2: Motor de indução utilizado na validação experimental do trabalho

ANEXO A - O ALGORITMO BACK-PROPAGATION

Este anexo apresenta o algoritmo Back-Propagation para uma rede neural artificial formada por Perceptrons. A rede neural do tipo Perceptron consiste em uma rede Feedforward (multi-camadas), composta da seguinte forma:

- Uma camada de entrada;
- Pelo menos uma camada neural escondida (geralmente duas);
- Uma camada neural de saída.

Verifica-se que o processo de treinamento das redes tipo Perceptron ocorre por meio do algoritmo "Back- Propagation", conhecido também como regra delta generalizada. Este algoritmo é constituído por duas partes a saber:

A. Passo Forward: um padrão é aplicado nas entradas da rede, e as informações são propagadas camada a camada até as suas saídas. Neste momento não ocorre alteração no valor de cada peso sináptico.

B. Passo Backward: a partir das saídas, calcula-se o erro que será propagado (na volta), e com a finalidade de ajuste da matriz de pesos sinápticos "w". Evidentemente que neste instante ocorre a alteração no valor de cada peso sináptico (Fig. D1).

Figura D1: Fluxo de informações durante a fase de treinamento da rede neural do tipo Perceptron Multi-Camadas

As setas em azul representadas na figura D1 referem-se ao fluxo de sinais de entrada da rede, e as setas em vermelho representam o fluxo de sinais de erro obtido durante o treinamento da rede.

Para se obter o algoritmo Back-Propagation, será utilizada a seguinte notação:

Figura D2: Notação utilizada para a derivação do algoritmo Back-Propagation

Onde:

w_{mji} = peso sináptico conectando o j -ésimo neurônio da camada m ao i -ésimo neurônio da camada $(m-1)$.

Sendo I_{mj} a camada de entrada do j -ésimo neurônio da camada m , tem-se que:

$$I1_j = \sum_{i=0}^N w1_{ji} \cdot X_i \quad (D.1)$$

$$I2_j = \sum_{i=0}^{N_1} w2_{ji} \cdot y1_i \quad (D.2)$$

$$I3_j = \sum_{i=0}^{N_2} w3_{ji} \cdot y2_i \quad (D.3)$$

Sendo y_{mj} a saída do j-ésimo neurônio da camada m, tem-se que:

$$y1_j = g(I1_j) \quad (D.4)$$

$$y2_j = g(I2_j) \quad (D.5)$$

$$y3_j = g(I3_j) \quad (D.6)$$

Onde $g(\)$ é a chamada função de ativação do neurônio. A função de ativação do neurônio tem como objetivo limitar a saída de cada neurônio da rede entre valores estabelecidos. A função de ativação $g(\)$ processa o conjunto de entradas recebidas, e o transforma em estado de ativação. Normalmente, o estado de ativação dos neurônios pode assumir os valores 0 e 1 (binários), ou ainda bipolares (-1 e 1) e reais.

As funções de ativação mais típicas são a função degrau, a função logística e a função hiperbólica, entre outras.

O objetivo do processo de aprendizagem é ajustar os parâmetros livres (w) da rede a fim de minimizar o erro quadrático médio (E_M). As funções do erro quadrático são definidas pela eq. D7:

$$E(k) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{N_3} (d_j(k) - y_{3j}(k))^2 \quad (D.7)$$

O erro quadrático definido acima é relativo ao k-ésimo padrão. A equação abaixo define o erro quadrático para todos os "p" padrões de treinamento.

$$E_M = \frac{1}{p} \sum_{k=1}^p E(k) \quad (D.8)$$

O ajuste dos pesos será realizado da seguinte forma:

1. Neurônios da camada de saída:

A partir da regra de diferenciação em cadeia, tem-se que o gradiente do erro na camada de saída é dado por:

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{3ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{3j}} \cdot \frac{\partial y_{3j}}{\partial I_{3j}} \cdot \frac{\partial I_{3j}}{\partial w_{3ji}} \quad (D.9)$$

Tem-se ainda que:

$$\frac{\partial I_{3j}}{\partial w_{3ji}} = y_{2i} \quad (D.10)$$

$$\frac{\partial_{y_{3j}}}{\partial_{I_{3j}}} = g'(I_{3j}) \quad (\text{D.11})$$

$$\frac{\partial_E}{\partial_{y_{3j}}} = -(d_j - y_{3j}) \quad (\text{D.12})$$

Substituindo (D.11), (D.12) e (D.13) em (D.9), tem-se que:

$$\frac{\partial_E}{\partial_{w_{3ji}}} = -(d_j - y_{3j}) \cdot g'(I_{3j}) \cdot y_{2i} \quad (\text{D.13})$$

Logo, o ajuste deve ser feito na direção oposta ao gradiente, ou seja:

$$\Delta w_{3ji} = -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial_{w_{3ji}}} \quad (\text{D.14})$$

$$\Delta w_{3ji} = -\eta \cdot L_{3j} \cdot y_{2i} \quad (\text{D.15})$$

Onde:

$$L_{3j} = (d_j - y_{3j}) \cdot y'(I_{3j}) \quad (\text{D.16})$$

Logo, o ajuste dos pesos da camada de saída será dado por:

$$\boxed{w_{3ji(t+1)} = w_{3ji(t)} + \eta \cdot L_{3j} \cdot y_{2i}} \quad (\text{D.17})$$

2. Neurônios das camadas escondidas:

2.1 O ajuste dos pesos para a 2ª camada escondida:

Assim como foi feito para a camada de saída, para a 2ª camada escondida será aplicada também a regra de diferenciação em cadeia, logo tem-se que:

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{2ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{2j}} \cdot \frac{\partial y_{2j}}{\partial I_{2j}} \cdot \frac{\partial I_{2j}}{\partial w_{2ji}} \quad (D.18)$$

Tem-se ainda que:

$$\frac{\partial I_{2j}}{\partial w_{2ji}} = y_{1i} \quad (D.19)$$

$$\frac{\partial y_{2j}}{\partial I_{2j}} = y'(I_{2j}) \quad (D.20)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{2j}} = \sum_{k=1}^{N_3} \frac{\partial E}{\partial I_{3k}} \cdot \frac{\partial I_{3k}}{\partial I_{2j}} = - \sum_{K=1}^{N_3} L_{3k} \cdot w_{3kj} \quad (D.21)$$

Substituindo (D.19), (D.20) e (D.21) em (D.18), tem-se que:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{2ji}} = \left(- \sum_{k=1}^{N_3} L_{3k} \cdot w_{3kj} \right) \cdot g'(I_{2j}) \cdot y_{1i} \quad (D.22)$$

Logo, o ajuste de w_{2ji} deve ser feito na direção oposta ao gradiente, ou seja:

$$\Delta w_{2ji} = -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial w_{2ji}} \quad (D.23)$$

$$\Delta w_{2ji} = \eta \cdot L_{2j} \cdot y_{1i} \quad (D.24)$$

Onde:

$$L_{2j} = g'(I_{2j}) \cdot \sum_{k=1}^{N_3} (L_{3k} \cdot w_{kj}) \quad (D.25)$$

Logo, o ajuste dos pesos da 2ª camada escondida será dado por:

$$\boxed{w_{2ji(t+1)} = w_{2ji(t)} + \eta \cdot L_{2j} \cdot y_{1i}} \quad (D.26)$$

2.2 O ajuste dos pesos para a 1ª camada escondida:

Assim como foi feito para a 2ª camada escondida, para a 1ª camada escondida será aplicada também a regra de diferenciação em cadeia, logo tem-se que:

$$\nabla E = \frac{\partial E}{\partial w_{1ji}} = \frac{\partial E}{\partial y_{1j}} \cdot \frac{\partial y_{1j}}{\partial I_{1j}} \cdot \frac{\partial I_{1j}}{\partial w_{1ji}} \quad (D.27)$$

Tem-se ainda que:

$$\frac{\partial I_{1j}}{\partial w_{1ji}} = X_i \quad (D.28)$$

$$\frac{\partial y_{1j}}{\partial I_{1j}} = y'(I_{1j}) \quad (D.29)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y_{1j}} = \sum_{k=1}^{N_2} \frac{\partial E}{\partial I_{2k}} \cdot \frac{\partial I_{2k}}{\partial y_{1j}} = - \sum_{k=1}^{N_2} L_{2k} \cdot w_{2kj} \quad (D.30)$$

Substituindo (D.30), (D.29) e (D.28) em (D.27), tem-se que:

$$\frac{\partial E}{\partial w_{1ji}} = \left(- \sum_{k=1}^{N_2} L_{2k} \cdot w_{2kj} \right) \cdot g'(I_{1j}) \cdot X_i \quad (D.31)$$

Logo, o ajuste de w_{1ji} deve ser feito na direção oposta ao gradiente, ou seja:

$$\Delta w_{1ji} = -\eta \cdot \frac{\partial E}{\partial w_{1ji}} \quad (D.32)$$

$$\Delta w_{1ji} = \eta \cdot L_{1j} \cdot X_i \quad (\text{D.33})$$

Onde:

$$L_{1j} = g'(I_{1j}) \cdot \sum_{k=1}^{N_2} (L_{2k} \cdot w_{kj}) \quad (\text{D.34})$$

Logo, o ajuste dos pesos da 1ª camada escondida será dado por:

$$\boxed{w_{1ji(t+1)} = w_{1ji(t)} + \eta \cdot L_{1j} \cdot X_i} \quad (\text{D.35})$$

ANEXO B - DADOS DO TRANSDUTOR UTILIZADO NO ENSAIO EXPERIMENTAL

Neste apêndice são apresentados maiores detalhes acerca do transdutor da Globalmag Transdutores Magnéticos Ltda, utilizado nos ensaios. Abaixo são descritas algumas características técnicas do transdutor.

Tabela B1: Dados técnicos do transdutor

Descrição	Valor
Dimensões	80 x 120 x 37 (mm)
Alimentação	uma bateria de 9 V
Saída máxima	$\pm 2V$
Relação na saída	1V/ 0,1T
Precisão de leitura FS	2% a 25 ° C
Resposta em frequência	DC a 10 KHz

Além das características acima, o transdutor possui um monitor luminoso do nível de carga da bateria, e um sensor tipo Hall transversal.

APÊNDICE C - DADOS UTILIZADOS NO TREINAMENTO DA REDE NEURAL

Este apêndice apresenta os dados utilizados para o treinamento da rede neural, bem como o código executado no MatLab®, para a sua implementação e treinamento.

Tabela C1: Dados de treinamento da rede neural

Valor de pico da densidade de fluxo magnético	Área abaixo da curva de um ciclo positivo da densidade de fluxo magnético	Número de barras rompidas
0.68	0.35	0
0.68	0.36	0
0.68	0.322	1
0.68	0.324	1
0.68	0.327	1
0.68	0.288	2
0.68	0.29	2
0.68	0.293	2
0.68	0.258	3
0.68	0.26	3
0.68	0.264	3
0.68	0.266	3
0.68	0.229	4
0.68	0.232	4
0.68	0.234	4
0.68	0.24	4
0.68	0.245	4
0.8	0.41	0
0.8	0.42	0
0.8	0.385	1
0.8	0.386	1
0.8	0.39	1
0.8	0.346	2
0.8	0.348	2
0.8	0.35	2
0.8	0.309	3
0.8	0.315	3
0.8	0.32	3
0.8	0.275	4
0.8	0.28	4
0.8	0.285	4
0.8	0.29	4
0.96	0.49	0
0.96	0.51	0

0.96	0.449	1
0.96	0.45	1
0.96	0.46	1
0.96	0.44	1
0.96	0.4	2
0.96	0.41	2
0.96	0.395	2
0.96	0.36	3
0.96	0.364	3
0.96	0.37	3
0.96	0.32	4
0.96	0.33	4
0.96	0.34	4
1.2	0.62	0
1.2	0.64	0
1.2	0.57	1
1.2	0.575	1
1.2	0.58	1
1.2	0.51	2
1.2	0.52	2
1.2	0.53	2
1.2	0.46	3
1.2	0.465	3
1.2	0.47	3
1.2	0.41	4
1.2	0.42	4
1.2	0.43	4
1.2	0.44	4
1.32	0.7	0
1.32	0.72	0
1.32	0.64	1
1.32	0.65	1
1.32	0.635	1
1.32	0.57	2
1.32	0.58	2
1.32	0.59	2
1.32	0.51	3
1.32	0.52	3
1.32	0.53	3
1.32	0.45	4
1.32	0.46	4
1.32	0.47	4
1.32	0.49	4
2	1.03	0
2	1.05	0
2	0.95	1
2	0.96	1
2	0.97	1
2	0.86	2
2	0.87	2
2	0.88	2
2	0.77	3
2	0.78	3

2	0.8	3
2	0.82	3
2	0.68	4
2	0.7	4
2	0.71	4
2	0.73	4
2.8	1.42	0
2.8	1.44	0
2.8	1.34	1
2.8	1.35	1
2.8	1.36	1
2.8	1.21	2
2.8	1.22	2
2.8	1.23	2
2.8	1.08	3
2.8	1.09	3
2.8	1.1	3
2.8	1.12	3
2.8	0.96	4
2.8	0.98	4
2.8	1.02	4
3.6	1.9	0
3.6	2	0
3.6	1.73	1
3.6	1.74	1
3.6	1.75	1
3.6	1.56	2
3.6	1.57	2
3.6	1.58	2
3.6	1.39	3
3.6	1.41	3
3.6	1.43	3
3.6	1.44	3
3.6	1.23	4
3.6	1.24	4
3.6	1.26	4
3.6	1.3	4
3.6	1.32	4
4	2.03	0
4	2.05	0
4	1.51	1
4	1.53	1
4	1.54	1
4	1.46	2
4	1.47	2
4	1.48	2
4	1.42	3
4	1.43	3
4	1.37	4
4	1.38	4
4	1.39	4

Abaixo segue o código implementado no MatLab®, utilizando o seu toolbox de redes neurais:

```
>> P=[M(:,1)',
      M(:,2)'];
>> d=[M(:,3)]';
>> dominio=[min(P')
            max(P')]';
>> camadas=[10,30,1];
>> ativacoes={'tansig','tansig','purelin'};
>> treinamento='trainlm';
>> net=newff(dominio,camadas,ativacoes,treinamento);
>> net.trainParam.show=5;
>> net.trainParam.epochs=10000;
>> net.trainParam.goal=1e-5;
>> net.trainParam.min_grad=1e-50;
>> [Pn,minp,maxp,dn,mint,maxt]=premnmx(P,d);
>> [net,tr]=train(net,Pn,dn);
pnewn=tramnmx(pnew,minp,maxp);
```

A matriz M do código acima foi alimentada antes da execução da rotina a partir dos dados apresentados na tabela C1.

APÊNDICE D - REDE NEURAL IMPLEMENTADA NO SIMULINK

A rede neural implementada no Simulink/Matlab®, para análise dos dados experimentais apresentados no capítulo 6, item 6.3.2.3, é apresentada na fig. D1.

Figura D1: Rede neural implementada no Simulink/Matlab®