

Estimação de Parâmetros e Detecção de Falhas Incipientes de Máquinas Assíncronas

João Edgar Chaves Filho

Tese de Doutorado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus II como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da energia

Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.

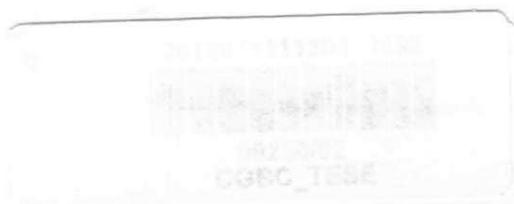
Orientador

Antonio Marcus Nogueira Lima, Dr.Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©João Edgar Chaves Filho, novembro de 2001





C434e Chaves Filho, Joao Edgar
Estimacao de parametros e detecao de faltas incipientes de maquinas assincronas / Joao Edgar Chaves Filho. - Campina Grande, 2001.
94 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Estimacao de Parametros 2. Deteccao de Faltas 3. Maquina Assincrona 4. Tese - Engenharia Eletrica I. Jacobina, Cursino Brandao II. Lima, Antonio Marcus Nogueira III. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) IV. Título

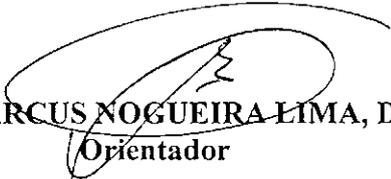
CDU 681.5.015(043)

**ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS E DETECÇÃO DE FALTAS INCIPIENTES DE
MÁQUINAS ASSÍNCRONAS**

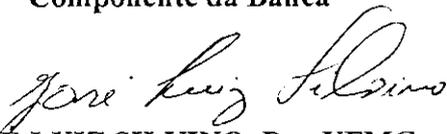
JOÃO EDGAR CHAVES FILHO

Tese Aprovada em 12.12.2001

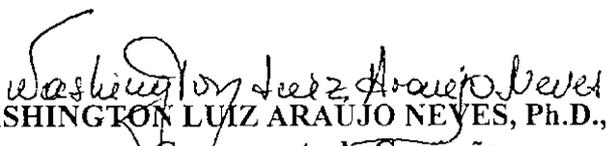

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFPB
Orientador


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Orientador


EDSON BIM, Dr., UNICAMP
Componente da Banca


JOSÉ LUIZ SILVINO, Dr., UFMG
Componente da Banca


EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA, Dr.Ing., UFPB
Componente da Banca


WASHINGTON LUIZ ARAUJO NEVES, Ph.D., UFPB
Componente da Comissão

CAMPINA GRANDE - PB
Dezembro - 2001

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha esposa, Socorro Chaves, pelo carinho, paciência e incentivo para a realização deste trabalho e ao meu filho João Marcelo, pela dedicação e a compreensão da necessidade de mudanças constantes de cidades e escolas para nos acompanhar. Aos meus familiares e em especial à minha irmã Shirley Chaves.

Agradecimentos

Agradeço aos professores Cursino Brandão Jacobina e Antonio Marcus Nogueira Lima pelas suas valiosas orientações e prontas disponibilidades, sem as quais não seria possível a conclusão deste trabalho. Ao professor Edison Roberto Cabral da Silva pela motivação e colaboração nos experimentos desenvolvidos no LEIAM - Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas.

Ao meu amigo Reginaldo Corteletti pelo incentivo profissional e pessoal.

A todos os integrantes do LEIAM com os quais pude contar com suas experiências e conhecimentos em implementação digital as quais foram fundamentais para a realização deste trabalho.

A Universidade do Amazonas pela confiança e apoio à minha capacitação como docente.

Ao CAPES/PICD pelo suporte financeiro do trabalho.

Resumo

Este trabalho tem por objetivo apresentar contribuições ao estudo de estimação de parâmetros e de detecção de falta incipiente da máquina assíncrona. A partir do modelo dinâmico da máquina, desenvolvem-se modelos de estimação baseados somente nas medições das correntes e tensões estatóricas. Inicialmente, é proposta uma técnica para a estimação em tempo real da resistência estatórica da máquina baseado na aplicação de sinais homopolares de tensão. O modelo proposto é analisado via simulação e experimentalmente. Em seguida, é proposta uma forma de onda de tensão que permite estimar todos os parâmetros da máquina sem auxílio de dispositivos mecânicos. O modelo é avaliado através de resultados experimentais. São ainda desenvolvidos modelos para máquina de assíncrona operando com faltas incipientes. Finalmente, é proposta uma técnica para detecção em tempo real de falta entre espiras no estator do motor assíncrono trifásico.

Abstract

The aim of this work to present contributions to the study of parameters estimation and incipient fault detection winding stator of the asynchronous machine. From the dynamic model of the machine, appropriate parameter estimation models based only in the measurements of currents and the stator voltages are developed. Initially, one technique for the estimation of the stator resistance of the machine based on the application homopolar of voltages signals it is proposed. The considered model is analyzed by simulation and experimentally. After that it is proposed one form of voltage wave that allows to estimate all the remaining parameters of the machine without aid of mechanical devices. The model is evaluated through experimental results.. Models for induction machine are developed operating with incipient faults. Finally, one technique incipient fault detection in real time for inter-turn stator winding faults in three-phase induction motor is considered.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Organização do trabalho	3
1.2	Revisão bibliográfica	4
1.2.1	Estimação de parâmetros	4
1.2.2	Detecção de faltas incipientes da máquina assíncrona	6
1.3	Objetivo deste estudo	8
1.4	Contribuições desta Pesquisa	8
2	Estimação em tempo real da resistência estatórica	10
2.1	Introdução	10
2.2	Sistema de acionamento <i>CA</i>	11
2.3	Modelo dinâmico da máquina	11
2.4	Estratégia de estimação	12
2.5	Estimação de r_s e l_{ls}	13
2.6	Projeto do experimento	13
2.7	Resultados de simulação	16
2.8	Resultados do experimento	17
2.9	Conclusão	25
3	Estimação de parâmetros da máquina de indução	26
3.1	Introdução	26
3.2	Modelo dinâmico da máquina	27
3.3	Estimação de σl_s , l_s , τ_r , l_m , l'_r , r'_r e l''_r	28
3.4	Projeto do experimento	29
3.5	Resultados experimentais	32
3.6	Conclusão	35
4	Modelagem da máquina de indução	36
4.1	Introdução	36

4.2	Modelo de máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo considerando harmônicas espaciais.	37
4.2.1	Representação de uma máquina com enrolamentos $m-n$	37
4.2.2	Equações das tensões terminais	38
4.2.3	Equação do conjugado	40
4.3	Cálculo das indutâncias do estator	40
4.4	Resistência estatórica	42
4.5	Cálculo das indutâncias do rotor	42
4.5.1	Modelo de malha rotórica	44
4.5.2	Modelo de linha da máquina trifásica.	46
4.6	Simulação	49
4.7	Conclusão	53
5	Modelo odq da máquina de indução para faltas incipientes	55
5.1	Introdução	55
5.2	Máquina trifásica	55
5.2.1	Modelo trifásico original	55
5.2.2	Modelo trifásico modificado	58
5.2.3	Modelo odq modificado	59
5.3	Máquina trifásica com estator ligado em estrela sem conexão de neutro e rotor simétrico	62
5.4	Máquina bifásica	68
5.5	Resultados de simulação	70
5.6	Conclusão	75
6	Detecção de falta entre espiras no enrolamentos do estator	76
6.1	Introdução	76
6.2	Detecção de falta entre espiras no estator	77
6.3	Simulação computacional	80
6.4	Projeto do experimento	80
6.4.1	Resultados experimentais	82
6.5	Conclusão	83
7	Conclusão geral	85

Lista de Símbolos

- $= v_{sd}^s + jv_{sq}^s$ vetor de tensão estatórico
- $= i_{sd}^s + ji_{sq}^s$ vetor de corrente estatórica
- $= \lambda_{sd}^s + j\lambda_{sq}^s$ vetor de fluxo estatórico
- $= v_{rd}^{s'} + jv_{rq}^{s'}$ vetor de tensão rotórica referido ao estator
- $= i_{rd}^{s'} + ji_{rq}^{s'}$ vetor de corrente rotórica referido ao estator
- $= \lambda_{rd}^{s'} + j\lambda_{rq}^{s'}$ vetor de fluxo rotórico referido para o estator
- $= v_{sd} + jv_{sq}$ vetor de tensão estatórico
- $= i_{sd} + ji_{sq}$ vetor de corrente estatórica
- $= \lambda_{sd} + j\lambda_{sq}$ vetor de fluxo estatórico
- v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} tensões trifásicas de estator
- i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} correntes trifásicas de estator
- v_{s0} tensão de sequência zero do estator
- i_{s0} corrente de sequência zero do estator
- ω_r velocidade angular do rotor
- r_s resistência estatórica
- r_r' resistência rotórica referida para o estator
- l_s indutância estatórica
- l_r' indutância rotórica referida para o estator

l_m indutância de magnetização

l_s indutância de sequência zero ou de dispersão

T_e conjugado electromagnético

P número de polos do motor

J momento de inércia

$j = \sqrt{-1}$ unidade imaginária

Im parte imaginária do número complexo

* complexo conjugado.

$A(w_r)$ matriz dinâmica contínua do modelo elétrico

$F(w_r)$ matriz dinâmica discreta do modelo elétrico

s expoente para grandezas no referencial estático

$x(t)$ vetor de estados

$y(t)$ vetor de saídas

$u(t)$ vetor de entradas

$\Gamma(t)$ matriz de regressão

$\varphi(t)$ vetor de regressão

θ vetor paramétrico real

δ operador delta

g posição genérica dos eixos de referência

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros da máquina fornecidos pelo fabricante	16
2.2	Resistência do estator considerando somente sinal homopolar	18
2.3	Valores estimados para a resistência estatórica r_s	18
2.4	Indutância de dispersão como função de f_s	19
2.5	Valores estimados para l_{ls} em $f_s = 60Hz$ e cinco valores de f_o	19
3.1	Comparação dos parâmetros.	34

Lista de Figuras

2.1	Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatóricas	16
2.2	Configuração do sistema de acionamento AC	17
2.3	Estimação da resistência estatórica e indutância estatórica de dispersão para $f_s = 5 Hz$ com $f_o = 5 Hz$	20
2.4	Tensão de fase, tensão homopolar e corrente homopolar para $f_o = 60$ e $f_s = 60 Hz$	21
2.5	Estimação da resistência estatórica e indutância estatórica de dispersão para $f_s = 60 Hz$ com $f_o = 60 Hz$	22
2.6	Variáveis da máquina para $f_s = 5Hz$ sem tensão de sequência zero.	23
2.7	Variáveis da máquina para $f_s = 5Hz$ com tensão de sequência zero ($f_o = 60Hz$).	24
3.1	Formas de onda da tensão.	31
3.2	Espectro de $v_{s1}(t)$ mostrando até o vigésimo componente harmônico.	32
3.3	Tensão e corrente nos eixos d e q usadas com o modelo	33
3.4	Estimação da indutância transitória, constante de tempo do rotor e indutância do estator	34
4.1	Eixos do estator e do rotor de uma máquina de m-n enrolamentos.	38
4.2	Acoplamento mútuo entre enrolamentos do estator e do rotor	41
4.3	Função de enrolamento do rotor	44
4.4	Configuração da ranhura do rotor	45
4.5	Circuito equivalente do rotor	46
4.6	Enrolamentos trifásicos do estator e laços rotóricos	47
4.7	Aceleração transitória da máquina utilizando somente a componente fundamental	49
4.8	Aceleração transitória da máquina utilizando componentes fundamental e harmônicas	50
4.9	Correntes estatóricas para um curto-circuito em 7% das espiras na fase A	51

4.10	(a) espectro de frequência da fase A ; (b) espectro de frequência da corrente ids	51
4.11	Quebra de barras do rotor - Corrente de estator, velocidade e conjugado	52
4.12	Quebra do anel de segmento do rotor - Corrente de estator, velocidade e conjugado	53
5.1	Representação esquemática dos enrolamentos da máquina de indução desbalanceada.	56
5.2	Representação esquemática de um motor de indução conectado em estrela sem conexão de neutro	62
5.3	Circuitos equivalentes do motor de indução: (a) circuito equivalente de eixo direto; (b) circuito equivalente de eixo de quadratura; (c) circuito equivalente de eixo zero.	67
5.4	Forma de onda da corrente durante a partida e depois da mudança do número de espiras da bobina da fase s_1 de uma máquina trifásica com ligação Y com neutro conectado: (a) Simulada com o modelo proposto (acima), simulado com o modelo trifásico primitivo (abaixo); (b) correntes dq obtidas com o modelo proposto no referencial síncrono.	71
5.5	Forma de onda da correntes com curto em 1 espira da bobina da fase s_1 em 0.6 s de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (—); (b) corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (—); (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (—)	72
5.6	Forma de onda da correntes com curto em 3 espiras da bobina da fase s_2 de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado em 0.6 s (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto; b) corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto; (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto	73
5.7	Forma de onda da correntes com curto em 5 espiras da bobina da fase s_2 de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado em 0.6 s (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto; b) corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto; (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto	74

6.1	Espectro da corrente i_{sd} para uma falta incipiente na fase s_1 ; a) Curto-circuito entre 3 espiras; b) Curto-circuito entre 5 espiras; c) Curto-circuito entre 8 espiras	79
6.2	Amplitude da componente de frequência $2f$ da corrente i_{sd} para falta incipiente na fase s_1 ; a) Curto-circuito entre 3 espiras; b) Curto-circuito entre 5 espiras; c) Curto-circuito entre 8 espiras	81
6.3	Amplitude das correntes para falta na fase s_1 : a) Curto-circuito de 4 espiras; b) Curto-circuito entre 10 espiras	83
6.4	Resultados experimentais para detecção de curto entre espiras através da componente de frequência $2f_s$ da corrente i_{sd} para falta incipiente na fase s_1 ; a) Curto-circuito entre 4 espiras; b) Curto-circuito entre 6 espiras; c) Curto-circuito entre 10 espiras	84

Capítulo 1

Introdução

Atualmente, o uso crescente de processadores digitais de sinais em acionamentos de alto desempenho com motores de indução tem possibilitado a implementação de algoritmos de controle cada vez mais elaborados. Contudo, o desempenho dinâmico dos controladores depende, na maioria dos casos, dos parâmetros do modelo utilizado para representar o motor de indução. Infelizmente, os parâmetros requeridos da máquina nem sempre são conhecidos e, de modo geral, variam durante a operação como consequência do aumento da temperatura do enrolamento e dos efeitos da saturação.

Há normas para determinar os parâmetros do motor através de ensaios convencionais (rotor bloqueado e vazio). Contudo, a realização destes ensaios na frequência nominal pode afetar a precisão da resistência rotórica devido ao efeito pelicular [1], além disso, os ensaios convencionais requerem manipulações que dificultam sua automação. Portanto, a automação da identificação de todos os parâmetros sem uso de quaisquer dispositivos mecânicos ou medição da velocidade para propósitos de autocomissionamento é um tema relevante de pesquisa.

Em particular, o valor preciso da resistência estatórica é muito importante para algumas estratégias de controle de máquinas de indução [2, 3, 4]. Em baixas velocidades, por exemplo, o valor da resistência do estator assume um papel determinante em alguns algoritmos de controle de alto desempenho. Segundo Mir [5], a estimação em tempo real da resistência estatórica não é uma tarefa tão simples. Por isso, todos estes fatos têm estimulado o desenvolvimento de técnicas específicas para determinar a resistência estatórica [6, 7, 8, 9, 10].

Por outro lado, sabe-se que os motores elétricos assumem papel importante na segurança e no acionamento eficiente de qualquer processo industrial. Sabe-se também que os novos dispositivos de chaveamento têm aumentado os esforços sobre os isolamentos dos enrolamentos das máquinas elétricas que podem levar à degradação do desempenho

ou mesmo a falhas destas máquinas. Tais problemas, principalmente para sistemas de acionamentos operando em plantas como centrais nucleares, processos industriais, que exigem alta confiabilidade, podem representar risco de vidas ou prejuízos econômicos devido a paralisação do processo industrial em questão. Por isso, várias pesquisas estão sendo realizadas para detecção de faltas incipientes em máquinas elétricas tais como: falta entre espiras de uma ou mais fases do estator, quebra de barras do rotor ou de conexões dos anéis terminais do motor.

Embora a máquina elétrica possa funcionar sob o regime de falta assimétrico, este tipo de falta acarreta: tensões de entreferro desbalanceadas, correntes de fase desbalanceadas, aumento de perdas, aumento do conjugado de pulsação e decréscimo do conjugado médio. Neste contexto, torna-se relevante o modelamento da máquina de indução operando nestas condições de falta de modo a caracterizar e prever a degradação do seu funcionamento.

Sabe-se ainda que, na análise de máquinas elétricas, o uso de modelos é fundamental para o estudo destas máquinas quando operando equilibradas em regime permanente. Em regime permanente, as transformações de referencial, frequentemente, podem trazer simplificações transformando as equações diferenciais variáveis no tempo do modelo da máquina em equações diferenciais a parâmetros constantes que são mais fáceis de resolver. Entretanto, no caso da máquina de indução trifásica desequilibrada, encontrar uma transformação que simplifique e facilite a solução das equações do modelo da máquina é uma tarefa mais difícil de ser executada.

Também, é notável a atenção que o monitoramento do desempenho dinâmico dos acionamentos elétricos tem recebido nos últimos anos [11]. O monitoramento da operação de sistema de acionamento permite detectar condições elétricas ou mecânicas que levam a faltas. Neste sentido, bastante esforço de pesquisa tem sido desenvolvido por vários centros e universidades, considerando técnicas baseadas na análise de assinatura de corrente do motor [12, 13, 14, 15], implementadas em computador. A técnica da análise da assinatura da corrente do motor usa resultados da análise espectral da corrente do estator do motor de indução para indicar a ocorrência de falta incipiente do motor ou do sistema de acionamento. Dentre estas faltas, uma de particular interesse é o curto circuito entre espiras das bobinas do enrolamento estatórico, pois, segundo os especialistas, esta é a falta elétrica de maior incidência. Ocorre que a detecção deste tipo de curto circuito não é tarefa fácil. Artigos relativos à detecção de faltas entre espiras utilizando sistemas especialistas e redes neurais e lógica nebulosa têm sido publicados [16, 17, 18, 19, 20, 21]. Contudo, a existência de variáveis como: condições de carga, efeitos de saturação, condições de operação imprevisíveis, ruídos de linha e

efeitos de temperatura definem cenários que tornam a detecção da falta do motor um problema muito complexo e ainda desafiador [22].

1.1 Organização do trabalho

O presente trabalho está organizado em sete capítulos. O capítulo 1 apresenta uma breve revisão do estado da arte na estimação tempo real da resistência do estator, da estimação de parâmetros da máquina de indução em repouso, da modelagem de máquinas elétricas para análise de faltas e de assinatura da corrente do estator. As vantagens e desvantagens destas técnicas são examinadas e a seguir são feitas algumas propostas que constituem a parte principal desta tese.

O capítulo 2 descreve a modelagem da máquina de indução que possibilita a estimação em tempo real da resistência estatórica e também da indutância de dispersão do estator. Também são realizados estudos de simulações e experimentais para validar a técnica proposta.

O capítulo 3 apresenta um modelo e um sinal de tensão para alimentação da máquina de indução que possibilita a estimação dos seus parâmetros sem auxílio de dispositivos mecânicos para mantê-la em repouso. São realizados experimentos para viabilizar a técnica proposta.

O capítulo 4 aborda a modelagem de máquina com $m-n$ enrolamentos para simulação de faltas incipientes do tipo falta entre espiras e quebras do anel de segmento e das barras do rotor. Em seguida, são apresentadas simulações com a máquina de indução trifásica.

O capítulo 5 trata da modelagem para análise da máquina de indução operando desbalanceada. O modelo é deduzido utilizando transformações que permitam a obtenção de modelos a parâmetros quase constantes com a finalidade de simular e controlar máquinas operando em desequilíbrio.

O capítulo 6 trata da detecção de faltas assimétricas usando uma técnica de processamento de sinais. É proposto o uso da representação das correntes de fase através da transformada síncrona de Park para a interpretação das assinaturas de falta do motor de indução em tempo real.

O capítulo 7 apresenta as conclusões gerais produzidas a partir do estudo realizado. De acordo com a proposta de trabalho a seguir far-se-á a revisão bibliográfica.

1.2 Revisão bibliográfica

1.2.1 Estimação de parâmetros

Como se sabe, as estratégias de controle do motor de indução baseadas na orientação pelo fluxo estatórico requerem uma estimação precisa deste fluxo [23]. Porém, a estimativa do fluxo estatórico, obtida a partir das variáveis do circuito do estator, é dependente da resistência do estator do motor de indução. Como consequência, o fluxo estatórico estimado em virtude das variações na resistência do estator, especialmente em baixas frequências pode estar sujeito a erros se a resistência estatórica não for devidamente estimada.

Várias pesquisas têm sido feitas no sentido de realizar uma estimação precisa, conforme bibliografia relacionada a seguir: Bhat e Umanand [24] apresentaram um esquema para estimação em tempo real da resistência do estator sob condições de operação em regime, usando as correntes e tensões medidas nos terminais do motor e mais a estimação do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético. Esta técnica depende da estimação do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético.

Habetler et alli [8] propuseram um estimador para atualizar o valor da resistência do estator, cujo valor era dependente do valor do fluxo estatórico calculado a partir de duas expressões: uma para a região de alta velocidade e outra para a região de baixa velocidade da máquina. Todavia, este estimador tem dependência paramétrica e necessita da medição da velocidade.

Blasco-Giménez et alli [25] propuseram dois métodos através dos quais é possível realizar a sintonia da resistência do estator. No primeiro método, o valor da resistência do estator é obtido impondo-se um transitório na máquina e calculando-se a relação das diferenças das médias dos valores das integrais da tensão e da corrente no estator antes e depois do transitório. Entretanto, este procedimento não é conveniente para sintonia em tempo real. O segundo método é mais conveniente pois usa um filtro passa-baixa ao invés de uma integral pura. Porém, na implementação desta alternativa, os referidos autores, utilizaram nove filtros passa-baixa, o que representa uma carga computacional bastante elevada. Além disso, o método requer que haja variação da frequência do sinal de entrada para seu funcionamento adequado.

Bose e Patel [26] descreveram um método baseado em lógica nebulosa de estimação em tempo real da resistência de estator do motor de indução, onde o valor da resistência é derivado da estimação da temperatura do enrolamento do estator como uma função da corrente de estator e da frequência através de um modelo dinâmico térmico aproximado da máquina.

Ribeiro [27] propôs uma técnica de estimação linear para determinar um conjunto básico de quatro parâmetros do motor de indução trifásico: a resistência do estator, a constante de tempo rotórica, a indutância do estator e a indutância transitória. Para a estimação da resistência do estator é somada uma tensão contínua à componente da tensão senoidal produzida pelo PWM. Neste caso, devem-se tomar cuidados adicionais para que o nível de tensão contínua aplicado não sature a máquina de indução.

Tradicionalmente, todos os parâmetros da máquina de indução eram obtidos realizando-se testes com rotor travado ou com o motor a vazio e medição da resistência cc dos enrolamentos do estator. Entretanto, em muitos processos industriais, é muito difícil realizar estes testes porque o eixo da máquina está geralmente acoplado com uma carga mecânica.

Willis [28] propôs um teste para determinação dos parâmetros da máquina de indução parada a partir de testes realizados no domínio da frequência. O teste de Resposta de Frequência em Repouso (SSFR) foi realizado com o motor parado e desconectado da fonte normal de alimentação. Os parâmetros foram calculados das curvas de resposta de frequência para a impedância do modelo da máquina. O problema desta técnica é que ela usa equipamentos adicionais como: analisador de resposta de frequência, amplificador de potência e amplificador intermediário além de extensivos procedimentos de testes

Moon e Keyhani [29] por sua vez, apresentaram uma técnica para a identificação dos parâmetros da máquina de indução em repouso a partir de dados de testes no domínio do tempo. Neste teste, um degrau de tensão é aplicado através de dois terminais do estator enquanto a máquina está em repouso e são medidas as correntes e tensões estatóricas resultantes. Em seguida, é usada a técnica de identificação de máxima verossimilhança para a estimação dos parâmetros do modelo da máquina, dada por uma função de transferência de terceira ordem. O problema que este método apresenta é o de usar equipamentos adicionais e testes para evitar que a máquina entre na região de saturação.

Recentemente, Seok, Moon e Sul [30] apresentaram um método para identificar os parâmetros da máquina de indução parada usando um inversor PWM. Este método apresenta alguns inconvenientes: a determinação do nível de tensão senoidal para evitar que a máquina gire e o cuidado para a aquisição somente do componente da corrente que varia lentamente, pois a porção que varia rapidamente apenas é utilizada para prevenir efeito pelicular, o qual afetaria a estimação da resistência rotórica que, por sua vez, afetaria a estimação de outros parâmetros do modelo.

As técnicas apresentadas para estimação da resistência estatórica em tempo real

utilizam sinais que necessitam de cuidados para não saturar a máquina e consequentemente causar perturbações da velocidade. Neste trabalho propomos uma nova técnica que permite a estimação da resistência estatórica da máquina sem perturbação da sua velocidade. Além disso, propomos um modelo e um sinal de alimentação através dos quais é possível determinar todos os parâmetros da máquina assíncrona para propósitos de comissionamento.

1.2.2 Detecção de faltas incipientes da máquina assíncrona

Vários métodos para simulação que permitem ao engenheiro investigar as condições de operação de máquinas de indução simétricas são citados na literatura. No caso de operação desbalanceada, a ferramenta analítica mais comumente utilizada tem sido o método das componentes simétricas. Para a máquina de indução operando em condições desbalanceadas, pouca literatura utilizando matrizes de transformação tem sido produzida. Krause [31] apresentou equações que descrevem o comportamento dinâmico de máquinas de indução bifásicas assimétricas. As simulações foram realizadas em computadores analógicos para estudar o desempenho transitório de máquinas monofásicas e máquinas bifásicas assimétricas.

Zhao e Lipo [32] apresentaram um método usando o conceito de decomposição de vetorial para o modelamento e controle de uma máquina de indução multifásica com desbalanço estrutural. Neste tipo de abordagem, apenas o caso de abertura de uma fase da máquina de indução de cinco fases foi modelado.

O monitoramento do desempenho dinâmico de acionamentos elétricos tem sido uma área de extensa pesquisa nos últimos anos, uma revisão bibliográfica detalhada é apresentada em [33]. Muitos métodos de monitoramento das condições dinâmicas foram propostos para detecção e localização de diferentes tipos de faltas em máquinas girantes [11, 15, 34, 35]. De fato, freqüentemente todos os grandes sistemas eletromecânicos são equipados com sensores mecânicos que, por sua vez, são caros e delicados. Este tipo de sensor tem sido algumas vezes utilizado para detecção de faltas incipientes. Para este tipo de falta o monitoramento e a análise da corrente do estator também tem provido as mesmas indicações sem requerer acesso ao motor. As técnicas utilizadas resultam da análise espectral da corrente de estator de um motor de indução para detecção de falta incipiente no motor ou no sistema de acionamento, sendo a transformada discreta de Fourier a base para a análise espectral.

Maier, Legowski e Trzynadlowski [36, 37, 38] propuseram o método da FFT da potência instantânea no lugar da corrente do estator como meio de análise da assinatura do motor orientada para a detecção de faltas mecânicas num sistema de acionamento.

Foi mostrado que a quantidade de informação contida na potência instantânea é maior do que aquela contida somente na corrente. Isto constitui uma grande vantagem, porque o domínio harmônico da falta é bem limitado. Contudo, o espectro da potência instantânea é ainda bastante ruidoso e isto não traz muita melhoria, e a corrente de estator deverá ainda ser mantida como principal meio de análise de assinatura do motor.

Benbouzid [39] propôs o uso de técnicas espectrais baseada nos autovalores e autovetores da matriz de autocorrelação com o objetivo de melhorar ou manter uma alta resolução, permitindo manter somente os componentes principais do espectro do sinal e o decréscimo da influência do ruído. A chave para este desempenho é a divisão da informação contida na matriz de autocorrelação ou na matriz de dados em dois espaços vetoriais: um subespaço de sinal e um subespaço de ruído. Entre as técnicas baseadas nos autovalores e autovetores para estimação de frequência estão incluídas MUSIC (Multiple Signal Classification) e ROOT-MUSIC, usadas por Benbouzid para detetar desbalanceamento das tensões no estator da máquina. Neste caso, um dos principais componentes espectrais é o do terceiro harmônico que aumenta significativamente quando a máquina opera nesta condição.

Mendel [40] apresenta o biespectro como uma técnica proveniente de estatísticas de ordem superior. A técnica do biespectro é definido em termos da transformada de Fourier bidimensional da sequência do momento de terceira ordem de um processo. A análise biespectral é capaz de fornecer informações da amplitude e da fase dos sinais. Com estas dimensões adicionais providas pelo biespectro, a informação das condições do acionamento elétrico pode ser enriquecida. Neste contexto, Chow e Fei [18] propuseram usar a técnica do biespectro para detectar faltas elétricas associadas a condições de desbalanço a partir de sinais de vibração da carcaça do estator. Resultados experimentais indicam que a magnitude do biespectro do componente dominante, causado pela rotação da máquina aumenta com gravidade do nível da falta.

Sabe-se que a modelagem da máquina assíncrona operando desbalanceada é muito importante para que se possa prever o seu comportamento sob este regime de funcionamento. Neste trabalho estamos propondo dois modelos novos para máquinas assíncronas sob faltas incipientes. Sabendo-se ainda que todos os métodos descritos para detecção de faltas incipientes apresentam uma carga computacional elevada o que dificulta a detecção de curto circuitos entre espiras nos enrolamentos do estator da máquina de indução trifásica em tempo real. Neste trabalho, apresentamos uma nova técnica baseada na representação do vetor de Park da corrente de estator no referencial síncrono para identificação da assinatura da falta entre espiras da máquina.

1.3 Objetivo deste estudo

Considerando-se a relevância do conhecimento dos parâmetros da máquina de indução para a estimação dos fluxos rotórico e estatórico, sintonia dos controladores e também do estudo do comportamento da máquina em função dos pontos de operação; da importância de modelos das máquinas de indução sob faltas assimétricas para a previsão do seu comportamento dinâmico quando submetidas a estes tipos de faltas através estudos de simulação e, também, do monitoramento em tempo real para detecção de faltas incipientes e a prevenção de faltas mais graves, os objetivos deste estudo são: Identificar em tempo real a resistência estatórica do motor de indução r_s , a partir de sinais das tensões e correntes terminais para fins de controle ou comissionamento. Desenvolver um modelo e propor um sinal de entrada que permita a estimação dos demais parâmetros do motor de indução. Desenvolver modelos para simulação de faltas incipientes em máquinas de indução com enrolamentos distribuídos levando em consideração a presença ou não de harmônicas espaciais. Neste contexto, procura-se ainda representar a máquina de indução através da transformada odq com o objetivo de facilitar a resolução das equações diferenciais do modelo da máquina trifásica sob condições desbalanceadas.

Desenvolver uma estratégia que permita a detecção de faltas entre espiras em tempo real no motor de indução.

Portanto, com base na revisão bibliográfica e nos objetivos do presente trabalho no capítulo 2 faremos a estimação em tempo real da resistência estatórica e da indutância de dispersão estatórica.

1.4 Contribuições desta Pesquisa

Baseado nas conclusões da revisão do estado da arte, as contribuições desta tese são as seguintes:

1. Proposição de uma nova técnica que permite a estimação da resistência estatórica da máquina assíncrona trifásica em tempo real sem a perturbação da velocidade de operação da máquina. Esta técnica permite ainda a estimação da indutância de dispersão estatórica.
2. Proposição de um modelo e de sinal entrada que possibilitam a estimação de todos os parâmetros da máquina assíncrona para propósitos de comissionamento.
3. Desenvolvimento de modelos para análise do comportamento dinâmico máquina

assíncrona com gaiola de esquilo ou rotor bobinado operando sob faltas incipientes.

4. Proposição de uma nova técnica para detecção em tempo real de faltas entre espiras no estator do motor de indução.

Capítulo 2

Estimação em tempo real da resistência estatórica da máquina de indução

2.1 Introdução

Neste capítulo, apresentamos uma nova técnica para estimar em tempo real a resistência estatórica da máquina de indução. O método proposto provê uma estimativa da resistência estatórica que não requer o conhecimento de qualquer outro parâmetro e é independente da estratégia de controle de acionamento [41]. O método está baseado na medição das correntes e tensões das fases e, desta forma, é necessário o acesso ao fio neutro. Em geral, a determinação dos parâmetros da máquina requer a utilização dos sensores de tensão e de corrente. Entretanto, ao invés de três sensores de correntes e três sensores de tensões, é possível usar somente um sensor de corrente e um sensor de tensão se as quantidades de seqüência zero forem medidas diretamente. Além disto, a medição das tensões de fase podem ser evitadas se o ganho de tensão do inversor estático for o modelo exato.

De acordo com a técnica proposta, a resistência estatórica é obtida pela solução de um problema de mínimos quadrados. Esta solução também provê o valor da indutância de dispersão, que é um parâmetro importante da máquina de indução. Ela foi desenvolvida para ser usada em tempo real com uma estratégia de acionamento sem perturbação da velocidade angular da máquina.

2.2 Sistema de acionamento CA

Na caracterização da máquina elétrica, discutida neste trabalho, é considerado que a máquina de indução é parte de um sistema de acionamento *ca* controlado por um microcomputador. O sistema de acionamento é composto de um conversor estático de potência, uma máquina de indução trifásica e um microcomputador, cujo "software" controla todo o funcionamento do acionamento.

O neutro da máquina de indução é conectado ao ponto central do banco de capacitores através de um triac conforme mostrado na Fig.2.2. O triac somente é ligado quando é desejado determinar os novos valores das estimativas da resistência estatórica e da indutância de dispersão como será discutido na Seção 2.6. O triac é desligado durante a operação normal para evitar o fluxo de correntes de seqüência zero geradas devido ao processo de modulação por largura de pulso. Contudo, se tal fluxo de corrente for aceitável, a chave triac pode ser trocada por um curto-circuito.

É considerado que três sensores de corrente e três sensores de tensão estão disponíveis, i.e, o esquema proposto emprega mais sensores do que um acionamento padrão.

2.3 Modelo dinâmico da máquina

Para os propósitos da presente investigação, o modelo da máquina de indução é escrito no referencial estatórico por

$$\mathbf{v}_s^s = r_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt} \quad (2.1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^{s'} + \frac{d\lambda_r^{s'}}{dt} - j\omega_r \lambda_r^{s'} \quad (2.2)$$

$$\lambda_s^s = l_s \mathbf{i}_s^s + l_m \mathbf{i}_r^{s'} \quad (2.3)$$

$$\lambda_r^{s'} = l_r' \mathbf{i}_r^{s'} + l_m \mathbf{i}_s^s \quad (2.4)$$

$$v_{s0}^s = r_s i_{s0}^s + l_{l_s} \frac{di_{s0}^s}{dt} \quad (2.5)$$

$$T_e = P \frac{l_m}{l_r'} \text{Im}[\lambda_r^{s'*} \mathbf{i}_s^s]. \quad (2.6)$$

sendo que em 2.5, l_{l_s} é a indutância de seqüência zero que corresponde à indutância de dispersão estatórica [42].

A tensão e a corrente de seqüência zero são dadas por

$$v_{s0}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{s1}^s + v_{s2}^s + v_{s3}^s) \quad (2.7)$$

$$i_{so}^s = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{s1}^s + i_{s2}^s + i_{s3}^s) \quad (2.8)$$

que são obtidas pela transformação (transformação conservativa de potência *odq*) v_{s1}^s , v_{s2}^s , v_{s3}^s , i_{s1}^s , i_{s2}^s e i_{s3}^s , que são as tensões e correntes de fase da máquina.

2.4 Estratégia de estimação

O uso da técnica de estimação de mínimos quadrados requer que tenhamos um modelo específico do sistema sob estudo. Considere que a relação entre a entrada e a saída de um sistema dinâmico seja descrito pela equação de diferenças

$$y(t) = a_1 y(t-1) - \dots - a_n y(t-n) + b_1 u(t-1) + \dots + b_m u(t-m) \quad (2.9)$$

usando notação na forma vetorial tem-se

$$\theta = \left[a_1 \quad \dots \quad a_n \quad b_1 \quad \dots \quad b_m \right]^T \quad (2.10)$$

e

$$\Gamma(t)^T = \left[-y(t-1) \quad \dots \quad -y(t-n) \quad u(t-1) \quad \dots \quad u(t-m) \right] \quad (2.11)$$

A equação (2.10) pode ser reescrita como

$$y(t) = \Gamma^T(t)\theta \quad (2.12)$$

Para enfatizar que o cálculo de $y(t)$ depende dos parâmetros anteriores de θ , reescrevemos a equação acima como

$$\hat{y}(t|\theta) = \Gamma(t)^T \theta \quad (2.13)$$

na qual $\hat{y}(t|\theta)$, $\Gamma(t)$ e θ são, respectivamente o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico.

Obtido o modelo na forma de regressão linear, pode-se utilizar a estratégia de mínimos quadrados para a determinação dos parâmetros desejados. As equações básicas do algoritmo de mínimos quadrados recursivo (RLS) usadas para estimar o vetor paramétrico θ neste trabalho são apresentadas em [43].

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + K(t) \left[y(t) - \Gamma^T(t)\hat{\theta}(t-1) \right] \\ K(t) &= \frac{P(t-1)\Gamma(t)}{\lambda(t) + \Gamma^T(t)P(t-1)\Gamma(t)} \\ P(t) &= \left[P(t-1) - \frac{P(t-1)\Gamma(t)\Gamma^T(t)P(t-1)}{\lambda(t) + \Gamma^T(t)P(t-1)\Gamma(t)} \right] / \lambda(t) \end{aligned}$$

sendo $K(t)$ matriz de ganho, $P(t)$ matriz de covariância assintótica e $\lambda(t)$ é o fator de esquecimento.

2.5 Estimação de r_s e l_{ls}

Foi estabelecido que a estimação de r_s , conjuntamente com os demais parâmetros da máquina, em geral, resulta em um problema de mau condicionamento numérico [44, 45]. Isto sugere que é conveniente derivar um modelo particular para estimar r_s .

A alimentação da máquina com quantidades CC sobrepostas com as tensões simétricas trifásicas para determinar r_s é possível. Entretanto, tal técnica, como proposta em [7], inevitavelmente perturba um pouco a velocidade da máquina, o que pode não ser aceitável em algumas aplicações.

A técnica apresentada neste trabalho é proposta como uma alternativa para determinar a resistência estatórica sem perturbação da velocidade angular da máquina devido a presença dos componentes de seqüência zero, uma vez que estes componentes não contribuem para a geração do conjugado eletromagnético. Se a máquina é alimentada com a mesma tensão em todas as fases e a soma das correntes de fases não é nula, e o neutro da máquina está ligado ao ponto central do banco de capacitores, o modelo de seqüência zero pode ser usado para obter r_s e l_{ls} . De (2.5) um modelo de regressão pode ser escrito para estimar r_s e l_{ls} . Este modelo é dado por

$$y(t) = \begin{bmatrix} v_{so}^s \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} i_{so}^s & di_{so}^s/dt \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_s & l_{ls} \end{bmatrix}^T. \quad (2.16)$$

Este modelo foi concebido para ser usado sob condições normais de operação da máquina. Basta para isto que se adicione uma pequena tensão de seqüência zero nas tensões de fase da máquina, como discutida na seção seguinte.

2.6 Projeto do experimento

O experimento projetado para determinar a resistência estatórica e a indutância de dispersão é descrito em seguida. Assumindo que a máquina está girando em condições normais de operação, i.e, alimentado com tensões simétricas trifásicas, soma-se à estas tensões uma pequena componente senoidal de seqüência zero e ao mesmo tempo conecta-se o neutro da máquina de indução ao ponto central do banco de capacitores. As tensões e as correntes das fases são medidas, e a tensão e a corrente de seqüência zero são calculadas por (2.7) e (2.8). Para redução de ruídos de alta frequência, a tensão e a corrente de seqüência zero são filtrados através de um filtro digital passa-baixa, em

seguida a derivada da corrente é calculada por

$$\frac{di_{so}^s(t)}{dt} = \frac{i_{so}^s(t+h) - i_{so}^s(t)}{h} \quad (2.17)$$

onde h é o período de amostragem. Processando os dados de tensão, corrente e da derivada da corrente de seqüência zero por um algoritmo de mínimos quadrados recursivo os valores de r_s e l_{is} são determinados.

Antes de realizar o experimento é necessário avaliar a influência da corrente de seqüência zero que flui através do ponto central do banco de capacitores. A tensão CC do barramento E é igual a

$$v_{c1} + v_{c2} = E \quad (2.18)$$

enquanto que as correntes estão interrelacionadas através de

$$i_{c2} = i_{c1} + \sqrt{3}i_{so}^s. \quad (2.19)$$

Nestas expressões, v_{c1} e v_{c2} são as tensões dos capacitores enquanto i_{c1} e i_{c2} são as correntes dos capacitores. Como $dv_{c1}/dt = i_{c1}/C_1$ e $dv_{c2}/dt = i_{c2}/C_2$, onde $C_1 = C_2 = C$, representam as capacitâncias equivalentes de cada um dos grupos de capacitores do banco e considerando as equações (2.18) e (2.19), encontramos

$$i_{c1} + i_{c2} = C \frac{dE}{dt} = i_\epsilon \quad (2.20)$$

na qual i_ϵ é a corrente CA devido ao ripple da tensão do barramento CC.

Usando (2.19) e (2.20) é possível mostrar que

$$i_{c1} = -\sqrt{3}\frac{i_{so}^s}{2} + \frac{i_\epsilon}{2} \quad (2.21)$$

$$i_{c2} = \sqrt{3}\frac{i_{so}^s}{2} + \frac{i_\epsilon}{2}. \quad (2.22)$$

As expressões (2.21) e (2.22) claramente explicam o desbalanceamento das tensões observadas nos capacitores quando existem termos de seqüência zero. Este desbalanceamento também afeta o cálculo das larguras de pulso das chaves do inversor de potência. Realmente, se a tensão de referência para a fase k ($k = 1, 2$ ou 3) é $v_{sk}^{s*} = v_{sfk}^{s*} + v_{so}^{s*}$, onde v_{so}^{s*} é o termo de seqüência zero desejado e v_{sfk}^{s*} é a tensão de referência simétrica fundamental, usando uma modulação por largura de pulso com amostragem regular [46], a largura de pulso é então dada por

$$\tau_k = \frac{T}{2} + \frac{v_{sfk}^{s*} + v_{so}^{s*}}{E}T. \quad (2.23)$$

Dado τ_k , a tensão média entregue pelo inversor pode ser calculada por

$$\bar{v}_{sk} = \frac{\tau_k}{T}v_{c1} - \frac{(T - \tau_k)}{T}v_{c2} = \frac{\tau_k}{T}E - v_{c2}. \quad (2.24)$$

Substituindo (2.23) em (2.24) obtém-se

$$\bar{v}_{sk}^s = v_{sfk}^{s*} + v_{so}^{s*} + \frac{E}{2} - v_{c2}. \quad (2.25)$$

A expressão (2.25) mostra que há um termo $E/2 - v_{c2}$ somado a v_{sk}^{s*} que o torna diferente da tensão de saída atual \bar{v}_{sk}^s , quando v_{c2} é diferente do valor balanceado $E/2$. Note que uma vez que o termo $E/2 - v_{c2}$ é comum nas três fases, ele não influencia a tensão dq . Portanto, a tensão de seqüência zero atual, dada por $v_{so}^{s*} + E/2 - v_{c2}$, é diferente da tensão desejada. Se v_{so}^{s*} é a tensão CC, o efeito da corrente de seqüência zero será modificar a tensão do capacitor v_{c2} até

$$v_{c2} = v_{so}^{s*} + \frac{E}{2}.$$

Para este valor da tensão no capacitor, o efeito dos termos de seqüência zero, tensão e corrente é cancelado, e não sendo possível determinar o valor de r_s . Para usar componentes de seqüência zero CC, é necessário evitar o efeito de auto-anulamento pela regulação da tensão do capacitor usando um retificador apropriado.

Uma alternativa mais adequada é usar componentes de seqüência zero CA que não sofrem efeito de auto-anulamento. Naquele caso, a frequência da componente de seqüência zero deve ser suficientemente alta tal que não perturbe as tensões nos capacitores. O valor máximo para a frequência da componente de seqüência zero é limitada pela constante de tempo do circuito de seqüência que tem um efeito relevante sobre a precisão do procedimento de estimação. Contudo, como a indutância de dispersão é geralmente bastante pequena, tal limite não é uma restrição forte.

Em algumas técnicas PWM recentes, sinais modulantes são empregados para controlar o vetor nulo dividindo-o sobre o intervalo de chaveamento. Os sinais modulantes distorcidos podem ser sintetizados pela adição de componente de seqüência zero nas formas de onda das referências trifásicas [47]. Como exemplo, um componente de seqüência zero que tem uma forma de onda quase triangular e frequência igual ao triplo da frequência fundamental é usada para distribuir igualmente o vetor nulo no começo e no final do intervalo de chaveamento. Se tal técnica PWM é empregada com um inversor alimentando o acionamento do motor de indução no qual o fio neutro está conectado ao ponto central do banco de capacitores, esta forma de onda triangular gera as componentes de seqüência zero v_{so}^s e i_{so}^s que podem ser empregadas com o modelo de estimação descrito por (2.14)-(2.16). Então, não é necessário modificar as formas de onda modulantes durante o procedimento de estimação, uma vez que a condição de excitação com componentes de seqüência zero já estão presentes na técnica PWM.

Parâmetros da máquina				
r_s	l_{ls}	l_s	l_r	r'_r
31.0 Ω	0.0508 H	0.8042 H	0.7992 H	27.20 Ω

Tabela 2.1: Parâmetros da máquina fornecidos pelo fabricante

2.7 Resultados de simulação

Usando a técnica proposta para a estimação da resistência estatórica e da indutância de dispersão estatórica, foi realizada uma simulação para o motor assíncrono trifásico de fabricação da EBERLE modelo B63 B4, 1/3 CV, 220/380 V, 60 Hz. Os parâmetros da máquina assíncrona usados nesta simulação estão apresentados na Tabela 2.1. Estes dados foram fornecidos pelo fabricante.

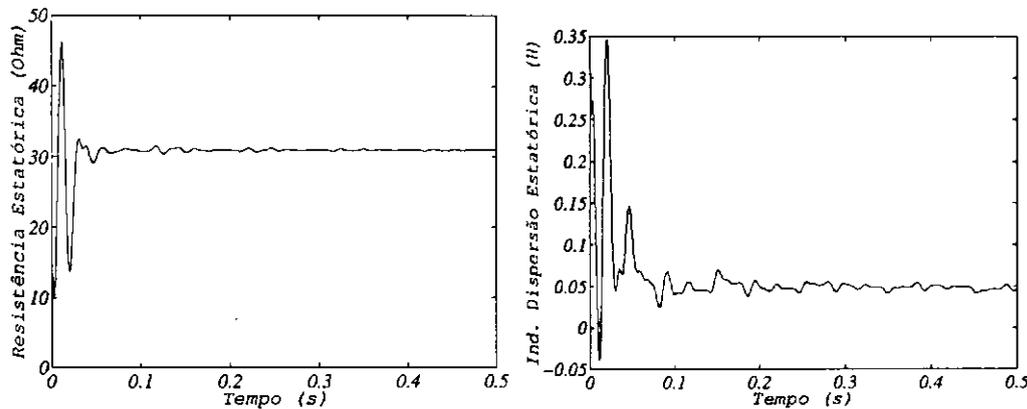


Figura 2.1: Estimação da resistência e da indutância de dispersão estatóricas

A Fig 2.1 apresenta os valores estimados para r_s e l_{ls} em $f_s = 60$ Hz e $f_0 = 60$ Hz para máquina assíncrona simulada, onde f_s e f_0 representam respectivamente as frequências das componentes fundamental e homopolar. A magnitude da tensão homopolar sobreposta aplicada foi de 1/10 da magnitude da tensão de fase. Destas simulações nota-se que os valores estimados da resistência e da indutância de dispersão convergem rapidamente para os valores dados na Tabela 2.1. Na simulação os parâmetros estimados foram inicializados em zero e com o motor operando em vazio. Os programas de simulação foram realizados em linguagem C e o Matlab foi empregado para realizar os gráficos. Em seguida, foram realizados experimentos para verificar a validade da técnica proposta.

2.8 Resultados do experimento

Os testes experimentais foram realizados na plataforma de acionamento da Fig. 2.2. A máquina é um motor de indução de modelo B63 B4 de 1/3 CV da EBERLE cujos dados foram apresentados na seção anterior, alimentado com um inversor estático trifásico da SEMIKRON. O sistema de acionamento é composto de um PC-Pentium equipado com placas dedicadas para o controle do inversor e a aquisição dos dados da máquina de indução.

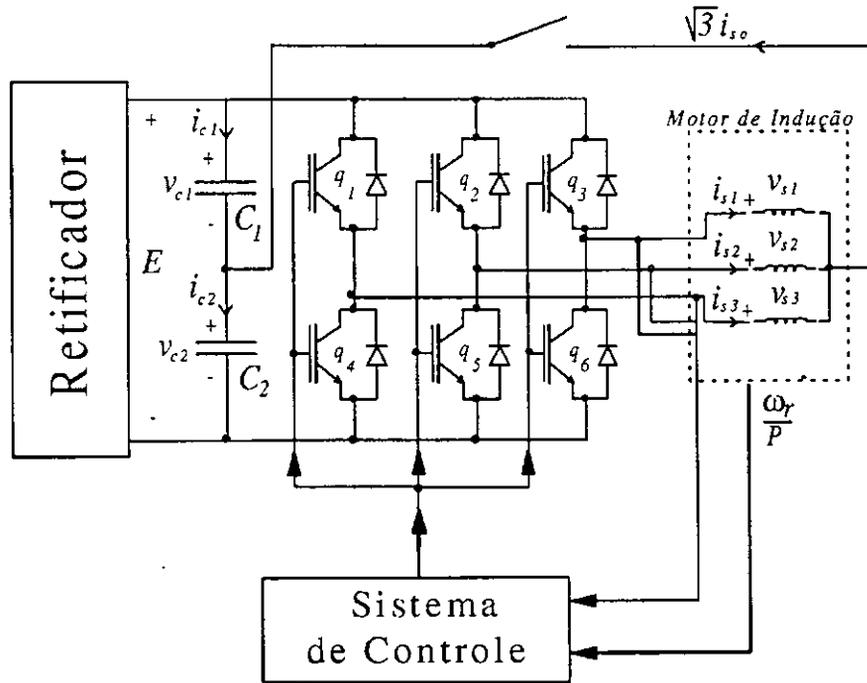


Figura 2.2: Configuração do sistema de acionamento AC .

Os parâmetros da máquina utilizados para comparação nos testes experimentais foram apresentados na Tabela 2.1. Estes valores foram determinados através de ensaios a vazio e de rotor bloqueado e pela medição de r_s do motor. Os ensaios a vazio e de rotor bloqueado foram realizados em 60Hz e para medição de r_s , os enrolamentos do estator foram excitados com tensão cc. O algoritmo de estimação empregado para processar os dados experimentais foi o de mínimos quadrados recursivo (RLS), que é indicada para aplicações estimação em tempo real. O tempo de amostragem escolhido foi de $100\mu\text{s}$.

Na Tabela 2.2 estão apresentados os valores estimados da resistência estatórica em função da frequência. Neste caso, a resistência estimada foi obtida a partir da aplicação de um sinal de tensão no enrolamento da máquina, contendo apenas a componente homopolar.

Resistência Estatórica				
$f_o \rightarrow$	5Hz	10Hz	30Hz	60Hz
r_s	28.2 Ω	28.6 Ω	30.7 Ω	32.0 Ω

Tabela 2.2: Resistência do estator considerando somente sinal homopolar

Este teste provê condições experimentais ideais uma vez que ele usa somente uma única frequência, a máquina está em repouso e é feito em tempo real. Note que a resistência estatórica aumenta ligeiramente com a frequência. Na tabela 2.2 verifica-se que valor da resistência estatórica estimado em tempo real na frequência de 60 Hz é maior do que o valor medido nos ensaios convencionais apenas: 0.32%. Na frequência de 5 Hz, o valor obtido para a resistência estatórica é menor do que o valor nominal cerca de 6%. O valor máximo da tensão homopolar aplicada por fase foi de apenas 1 V para as frequências dadas na tabela.

Na Tabela 2.3 são apresentados os valores estimados para r_s quando f_s assume valores de 5, 10, 30 e 60 Hz, respectivamente, para diferentes valores da frequência, f_o . Comparando-se os resultados da Tabela 2.3 com os valores obtidos no teste em que é aplicada apenas tensão homopolar, verifica-se que a resistência estatórica estimada em tempo real apresenta variações mínimas em relação aos valores obtidos na Tabela 2.2. Nota-se ainda que a resistência estatórica obtida na frequência $f_s = 60$ Hz é apenas 0.65 % menor do que o valor da resistência estatórica da Tabela 2.1 cujos valores foram obtidos por ensaios padrões, ou seja, ensaios com a máquina a vazio e a rotor bloqueado.

Resistência estatórica				
$f_o \downarrow f_s \rightarrow$	5Hz	10Hz	30Hz	60Hz
5Hz	28.4 Ω			
10Hz	28.4 Ω	29.0 Ω		
30Hz	28.5 Ω	29.0 Ω	30.0 Ω	
60Hz	28.4 Ω	28.6 Ω	30.7 Ω	30.7 Ω

Tabela 2.3: Valores estimados para a resistência estatórica r_s

Na Tabela 2.4 são apresentados os resultados obtidos com a estimação da indutância de dispersão l_{ls} considerando apenas a aplicação da componente de tensão homopolar, ou seja, com a máquina parada.

Note que a indutância de dispersão aumenta com a redução da frequência da tensão aplicada no estator. A Tabela 2.5 apresenta o valor estimado para l_{ls} com $f_s = 60$ Hz e cinco diferentes valores de frequência de seqüência zero. O valor da indutância de

Indutância de dispersão estatórica				
$f_s \rightarrow$	5Hz	10Hz	30Hz	60Hz
l_{ls}	0.11 H	0.10 H	0.071 H	0.058 H

Tabela 2.4: Indutância de dispersão como função de f_s .

dispersão obtido para $f_s = 60 \text{ Hz}$ e $f_o = 60 \text{ Hz}$ está muito próximo a $l_{ls} = 0.0508 \text{ H}$, valor este determinado com os ensaios padrões. Dos resultados apresentados verifica-se que a determinação de l_{ls} é influenciada pela frequência da tensão de seqüência zero. Portanto, para estimar l_{ls} é preferível escolher a um sinal homopolar com frequência semelhante da frequência fundamental das tensões trifásicas simétricas.

Indutância de dispersão estatórica	
$f_o \downarrow f_s \rightarrow$	60 Hz
5Hz	0.092 H
10Hz	0.077 H
20Hz	0.073 H
30Hz	0.070 H
60Hz	0.048 H

Tabela 2.5: Valores estimados para l_{ls} em $f_s = 60 \text{ Hz}$ e cinco valores de f_o .

Nas Figuras 2.3 e 2.5, observa-se a evolução no tempo de r_s e l_{ls} durante a estimação nos seguintes casos: 1) $f_s = 5 \text{ Hz}$ e $f_o = 5 \text{ Hz}$, 2) $f_s = 60 \text{ Hz}$ e $f_o = 60 \text{ Hz}$. Os parâmetros estimados foram inicializados com valores iguais a zero. Observa-se que os parâmetros estimados convergem rapidamente para valores estáveis. Os transitórios iniciais são devidos ao algoritmo RLS.

A Figura 2.4 mostra a tensão de fase estatórica, tensão homopolar e a corrente homopolar com $f_s = 60 \text{ Hz}$ para $f_o = 60 \text{ Hz}$, correspondendo aos resultados da estimação mostrados na Figura 2.5.

No caso desta figura, pode ser notado que, a distorção das formas de onda da tensão e da corrente são pequenas e podem ser toleradas durante o tempo requerido para executar o procedimento de estimação.

A Figura 2.6 mostra a tensão e corrente de fase do estator, e a velocidade mecânica ω_r da máquina para $f_s = 5 \text{ Hz}$, em condições normais de operação, i.e., sem tensão de seqüência zero e sem conexão de neutro.

A Figura 2.7 mostra o uso intencional de alta amplitude de tensão de seqüência zero, quando o fio de neutro está conectado. Neste caso, a amplitude da tensão de

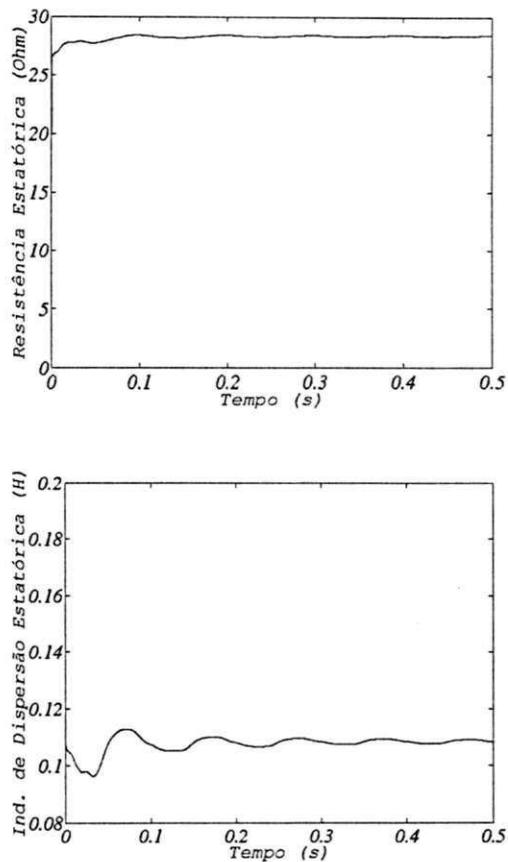


Figura 2.3: Estimação da resistência estatórica e indutância estatórica de dispersão para $f_s = 5 \text{ Hz}$ com $f_o = 5 \text{ Hz}$.

seqüência zero é de 50% da tensão fundamental, valor substancialmente maior do que a necessária para estimar o parâmetro (i.e. 5% a 10%). O uso de uma alta amplitude de tensão de seqüência zero não é necessário para propósitos da estimação. Este teste foi conduzido para demonstrar que, ao contrário de técnicas que utilizam um sinal CC, não há evidência de que a mesma exerça uma influência na velocidade do motor.

Para algumas combinações de frequências homopolares e fundamentais, aparecem dificuldades para a imposição da tensão correta para a estimação devido ao atraso da extinção da corrente nas chaves. Neste caso, implementou-se um controlador de tensão PI para impor as tensões necessárias.

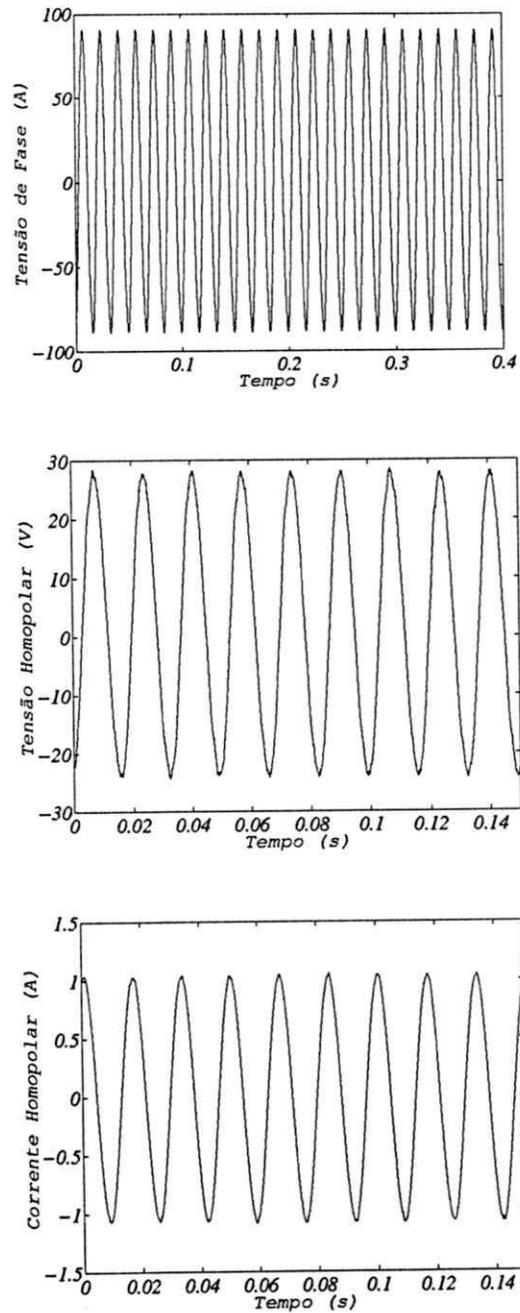


Figura 2.4: Tensão de fase, tensão homopolar e corrente homopolar para $f_o = 60$ e $f_s = 60 \text{ Hz}$

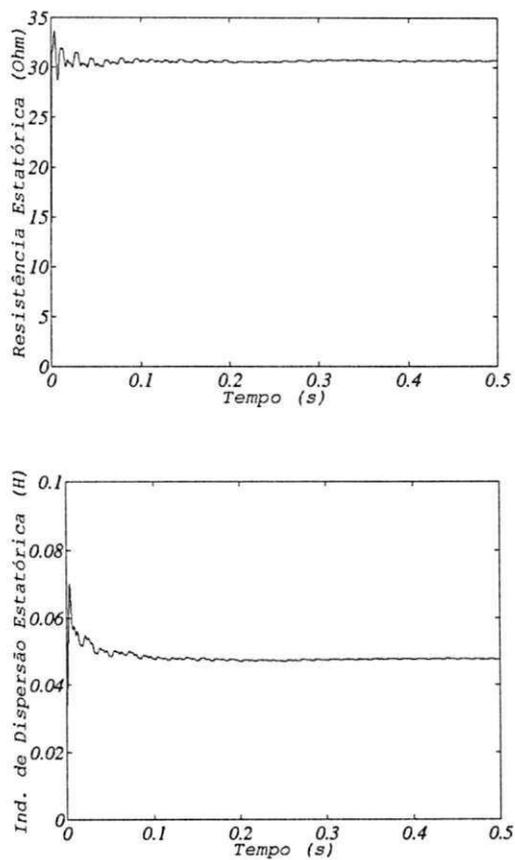


Figura 2.5: Estimação da resistência estatórica e indutância estatórica de dispersão para $f_s = 60 \text{ Hz}$ com $f_o = 60 \text{ Hz}$.

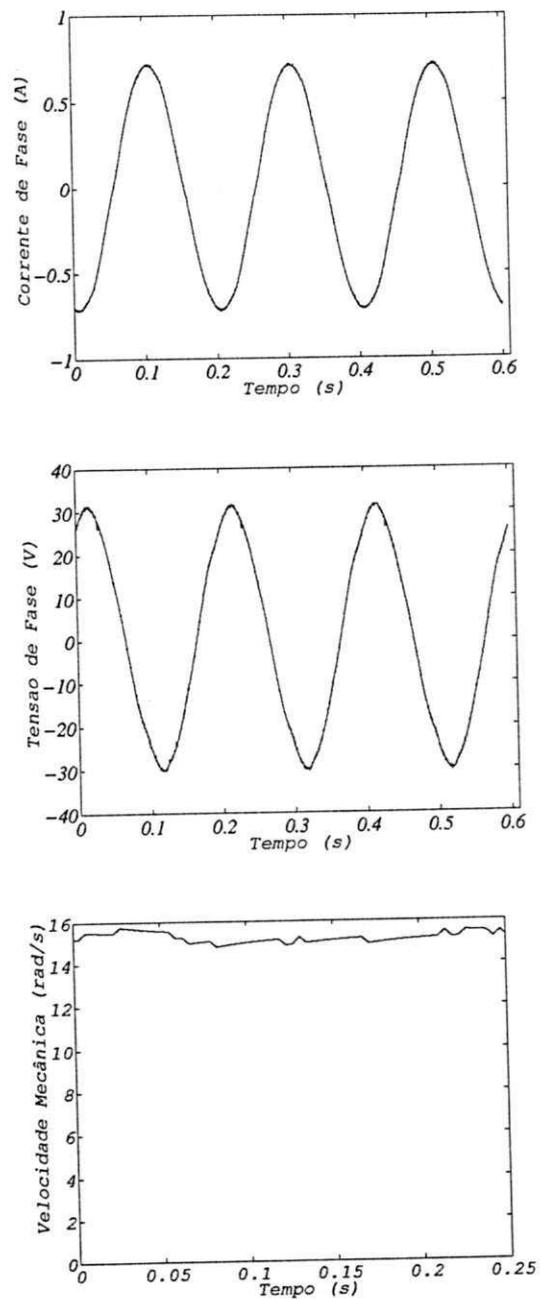


Figura 2.6: Variáveis da máquina para $f_s = 5Hz$ sem tensão de sequência zero.

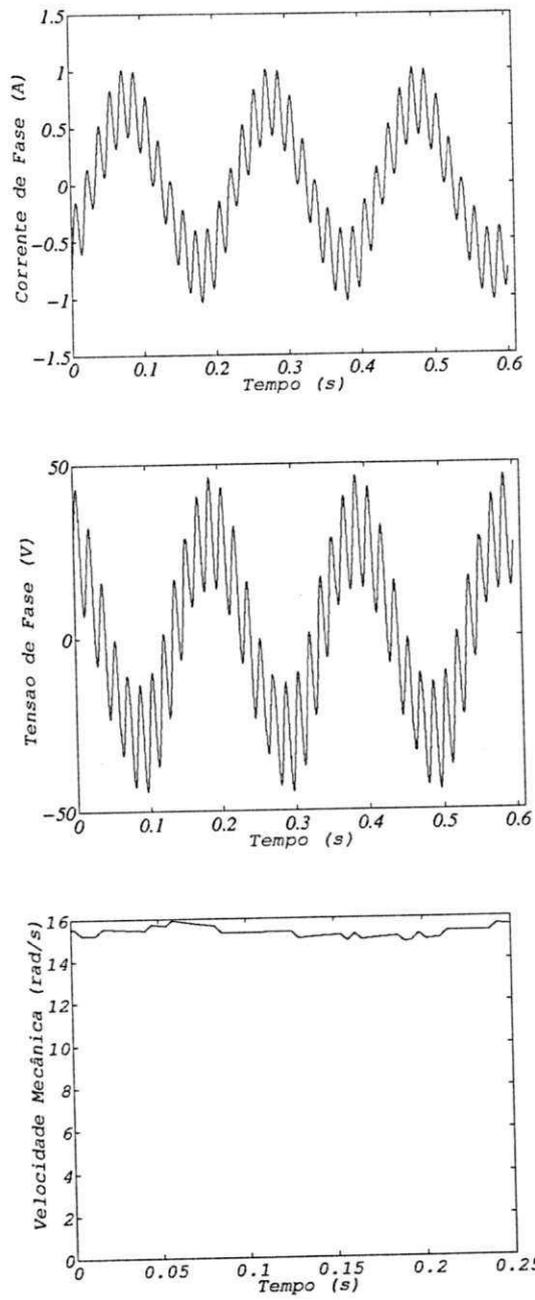


Figura 2.7: Variáveis da máquina para $f_s = 5Hz$ com tensão de seqüência zero ($f_o = 60Hz$).

2.9 Conclusão

Neste capítulo é proposta uma nova técnica para estimar a resistência estatórica de uma máquina de indução baseada no modelo de seqüência zero da máquina. Esta técnica usa um quarto fio para conectar o neutro da máquina ao ponto central do banco de capacitores. Esta conexão extra provê uma maneira simples para estimar r_s pela adição de uma tensão ca de seqüência zero nas tensões das três fases da máquina. O método proposto provê uma estimativa da resistência estatórica que não requer o conhecimento de qualquer parâmetro e é independente da estratégia de controle do acionamento. Além do mais, a tensão de seqüência zero não perturba a velocidade angular da máquina e pode então ser usada durante o período normal de operação do acionamento. Esta técnica ainda permite a estimação da indutância de dispersão da máquina. Contudo, faz-se necessário investigar outras alternativas para melhorar a estimação deste parâmetro. Os resultados experimentais têm demonstrado a validade da técnica proposta para estimação da resistência estatórica. Sabe-se ainda que a conexão do neutro da máquina ao neutro do ponto central de capacitores pode também ser empregada para melhorar a robustez do sistema de acionamento ca contra falhas dos dispositivos de potência [48]. Com os resultados estimados da resistência estatórica e da indutância de dispersão nas frequências $f_s = 60 Hz$ e $f_0 = 60 Hz$ no capítulo 3 estimar-se-á para propósito de comissionamento os demais parâmetros da máquina assíncrona.

Capítulo 3

Estimação de parâmetros da máquina de indução sem uso de dispositivo mecânico

3.1 Introdução

Neste capítulo propõe-se uma técnica que dispensa o uso de qualquer dispositivo mecânico ou a medição de velocidade para determinar todos os parâmetros das máquinas de indução. O método proposto fundamenta-se em modelos e procedimentos que facilitam sua inclusão no software de sistemas de acionamento *ca*, baseados em micro-computador, com o propósito de realizar comissionamento [49, 50]. A indutância de dispersão do estator e a resistência estatórica são obtidas do modelo homopolar da máquina apresentado no capítulo 2.

O uso de técnicas de estimação linear baseadas no modelo dinâmico da máquina de indução escrito em termos de quantidades dq não permitem determinar todos os parâmetros elétricos da máquina. Com este tipo de modelamento pode-se somente determinar quatro parâmetros [44, 51, 52, 53], como resistência do estator, r_s , a indutância do estator, l_s , a indutância transitória, σl_s , e a constante de tempo rotórica, τ_r .

Outros métodos que exploram condições de operação específicas da máquina podem prover alguns parâmetros [54, 55]. Executando os procedimentos de teste recomendados através de normas para ensaios de máquinas, i.e, testes de rotor bloqueado e vazio [56], todos os parâmetros são determinados, mas requerem algum tipo de aproximação. Em geral, estes métodos demandam algum procedimento especial que dificultam suas implementações automaticamente em sistemas de acionamento *ca*.

A indutância transitória, a indutância do estator e a constante de tempo rotórica são obtidas do modelo dinâmico dq . E o restante dos parâmetros da máquina são determinados a partir dos parâmetros já estimados. Resultados experimentais são apresentados para demonstrar a validade do método proposto.

3.2 Modelo dinâmico da máquina

Para os propósitos da presente investigação, a máquina de indução considerada pode ser descrita pelo modelo de referência no estator dado na forma de equações de estado:

$$\frac{d}{dt}x(t) = A(w_r)x(t) + Bu(t) \quad (3.1)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.2)$$

onde

$$A(w_r) = \begin{bmatrix} -\frac{r_s + r_r(l_m/l_r)^2}{\sigma l_s} & 0 & \frac{l_m}{\sigma l_s l_r \tau_r} & \frac{w_r l_m}{\sigma l_s l_r} \\ 0 & -\frac{r_s + r_r(l_m/l_r)^2}{\sigma l_s} & -\frac{w_r l_m}{\sigma l_s l_r} & \frac{l_m}{\sigma l_s l_r \tau_r} \\ \frac{l_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -w_r \\ 0 & \frac{l_m}{\tau_r} & w_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s & i_{sq}^s & \phi_{rd}^s & \phi_{rq}^s \end{bmatrix}^T u(t) = \begin{bmatrix} v_{sd}^s & v_{sq}^s \end{bmatrix}^T y(t) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s & i_{sq}^s \end{bmatrix}^T$$

sendo as variáveis de estado definidas pelas correntes estatóricas e fluxo rotórico, enquanto as variáveis entradas e saída são a tensão e a corrente estatóricas respectivamente.

Os fluxos rotórico e estatórico são grandezas difíceis de serem medidas em máquinas de indução. Portanto, desenvolve-se a função de transferência i_s^s/v_s^s para que se possa estimar os parâmetros da máquina de indução somente a partir da medição das correntes e das tensões estatóricas. Em primeiro lugar, discretizam-se as equações (3.1) e (3.2) utilizando o operador- δ e obtém-se:

$$\delta x(k) = F(w_r)x(k) + Gu(k) \quad (3.5)$$

$$y(k) = Hx(k) \quad (3.6)$$

Aplicando a transformada- γ em (3.5) e (3.6) e realizando-se algumas operações algébricas para eliminar o fluxo rotórico tem-se a matriz de transferência corrente-tensão

$$\frac{I_s(\gamma)}{V_s(\gamma)} = G_s(\gamma) = \frac{H_1\gamma + H_0}{I_2\gamma^2 - F_1\gamma - F_0} \quad (3.7)$$

Em seguida, aplicando-se a transformada- γ inversa em (3.7), tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s(t) \\ \delta^2 i_{sq}^s(t) \end{bmatrix} = F_1 \begin{bmatrix} \delta i_{sd}^s(t) \\ \delta i_{sq}^s(t) \end{bmatrix} + F_0 \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \end{bmatrix} + H_1 \begin{bmatrix} \delta v_{sd}^s(t) \\ \delta v_{sq}^s(t) \end{bmatrix} + H_0 \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Quando o tempo de amostragem é muito pequeno, comparado com a dinâmica do sistema, aproxima-se as matrizes discretas do sistema por:

$$F_1 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{r_s + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$F_0 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s l_r} & -\frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} \\ \frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} & -\frac{r_s}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$H_1 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$H_0 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{\omega_r}{\sigma l_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma l_s} & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

3.3 Estimação de σl_s , l_s , τ_r , l_m , l_r' , r_r' e l_{lr}'

Considerando (3.7) até (3.12), assumindo que a máquina está em repouso ($\omega_r = 0$) e que o valor da resistência estatórica r_s é conhecida, pode-se obter o seguinte modelo de regressão para a estimação dos parâmetros da máquina [57]:

$$y(t) = \begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s \\ \delta^2 i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} -\delta i_{sd}^s & \delta(v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s) & v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s \\ -\delta i_{sq}^s & \delta(v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s) & v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\theta = \left[\frac{l_s}{\sigma l_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma l_s} \quad \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \right]^T \quad (3.15)$$

na qual σ é o parâmetro de dispersão dado por

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r'} \quad (3.16)$$

Do vetor paramétrico dado em (3.15) podemos determinar l_s , σl_s e τ_r por

$$\sigma l_s = \frac{1}{\theta(2)} \quad (3.17)$$

$$\tau_r = \frac{\theta(2)}{\theta(3)} \quad (3.18)$$

$$l_s = \frac{\theta(1)}{\theta(3)} \quad (3.19)$$

Assumindo que l_{ls} , l_s , σl_s e τ_r são conhecidos (i.e, obtidos anteriormente), os outros parâmetros podem ser determinados. As indutâncias do estator e do rotor são dadas por

$$l_s = l_{ls} + l_m \quad (3.20)$$

$$l_r' = l_{lr}' + l_m \quad (3.21)$$

na qual l_{lr}' é a indutância de dispersão do rotor referenciada ao estator. Então, usando as equações (3.16), (3.20) e (3.21), as seguintes equações podem ser derivadas.

$$l_m = l_s - l_{ls} \quad (3.22)$$

$$l_r' = \frac{l_m^2}{l_s - \sigma l_s} = \frac{(l_s - l_{ls})^2}{l_s - \sigma l_s} \quad (3.23)$$

$$r_r' = \frac{l_r'}{\tau_r} = \frac{(l_s - l_{ls})^2}{(l_s - \sigma l_s) \tau_r} \quad (3.24)$$

$$l_{lr}' = l_r' - l_m = \frac{(l_s - l_{ls})^2}{l_s - \sigma l_s} - l_s + l_{ls} \quad (3.25)$$

Então, todos os parâmetros das equações do modelo da máquina (3.1)-(3.2) são determinados.

3.4 Projeto do experimento

Entre outros fatores, o sucesso de um procedimento para a estimação de parâmetros depende da forma de onda, composição espectral e persistência do sinal de entrada. A escolha da forma de onda do sinal de entrada representa o compromisso entre o que é requerido teoricamente para prover a persistência da excitação, ditada pelo modelo

selecionado, e o que é permitido pelo sistema que está sendo caracterizado. No caso de um sistema de acionamento, o usuário tem opções limitadas pelo desempenho do conversor de potência empregado para sintetizar as formas de onda dos sinais de entrada.

No caso da estimação da resistência do estator e da indutância de dispersão estatórica, como vimos, foi usado um sinal de excitação composto de tensões trifásicas simétricas (frequência ω_e) somadas a uma pequena componente senoidal (frequência ω_o) como ficou demonstrado no capítulo 2.

Para a estimação dos demais parâmetros da máquina, deve-se usar um sinal que seja de excitação persistente e que mantenha a máquina em repouso. Poderíamos, por exemplo, alimentar a máquina com uma tensão de forma de onda de seis degraus (Fig. 3.1b). Contudo, neste caso, é necessário usar dispositivos mecânicos para manter a máquina em repouso. Neste trabalho, propomos usar uma tensão de forma de onda especial que permite manter a máquina em repouso sem o emprego de qualquer dispositivo mecânico. Esta forma de onda é sintetizada por uma seqüência específica de vetores de tensão de estator que é empregada para cada ciclo $\tau_e = 2\pi/\omega_e$. A forma de onda da tensão para uma das fases da máquina é mostrada na Fig. 3.1a. A Fig. 3.1b apresenta a forma de onda de seis degraus para a mesma fase para ajudar o entendimento de como aquela seqüência especial foi sintetizada. Com esta forma de onda, a tensão média do estator é nula em cada intervalo $\tau/6$, o conjugado eletromagnético é nulo e a máquina permanece em repouso. Esta forma de onda de tensão tem bastante harmônicas que excitam persistentemente a máquina.

Esta forma de onda pode ser gerada ou usando somente vetores ativos e nulos que podem ser gerados por um inversor, ou usando algum tipo de esquema de modulação de largura de pulsos. No caso do uso de vetores ativos, a forma de onda da tensão da Fig. 3.1a é dada por

$$\begin{aligned} & [\mathbf{v}_6\mathbf{v}_3]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} [\mathbf{v}_5\mathbf{v}_2]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} [\mathbf{v}_4\mathbf{v}_1]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} \\ & [\mathbf{v}_3\mathbf{v}_6]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} [\mathbf{v}_2\mathbf{v}_5]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} [\mathbf{v}_1\mathbf{v}_4]_{\tau/6} [\mathbf{v}_0]_{\tau/6} \end{aligned}$$

na qual, por exemplo, $[\mathbf{v}_6\mathbf{v}_3]_{\tau/6}$ significa que \mathbf{v}_6 e \mathbf{v}_3 são empregadas nesta seqüência para $\tau/6$. Com relação ao estado das chaves de potência da Fig.2.2, os vetores de tensão usados para representar esta forma de onda têm a seguinte relação de equivalência: $\mathbf{v}_1 \Rightarrow q_1q_5q_6$, $\mathbf{v}_2 \Rightarrow q_1q_2q_6$, $\mathbf{v}_3 \Rightarrow q_4q_2q_6$, $\mathbf{v}_4 \Rightarrow q_4q_2q_3$, $\mathbf{v}_5 \Rightarrow q_4q_5q_3$, $\mathbf{v}_6 \Rightarrow q_1q_5q_3$, $\mathbf{v}_0 \Rightarrow q_1q_2q_3$, onde q_i , $i = 1, 2, \dots, 6$ termos em parênteses indicam que as chaves de potência estão conduzindo. Note que todos os vetores ativos são usados, bem como o vetor nulo. Para comparação, a forma de onda de seis degraus (Fig. 3.1b) para o

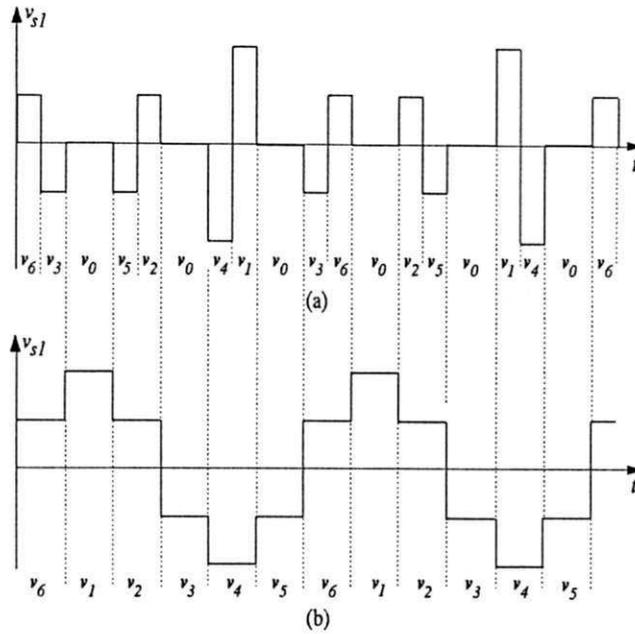


Figura 3.1: Formas de onda da tensão.

mesmo intervalo é definida como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \\ \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \end{bmatrix}_{\tau/6} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \\ \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \\ \mathbf{v}_1 \end{bmatrix}_{\tau/6} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \\ \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \\ \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \end{bmatrix}_{\tau/6} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_4 \\ \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \\ \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \end{bmatrix}_{\tau/6} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{v}_6 \\ \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \end{bmatrix}_{\tau/6} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_6 \\ \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{v}_4 \\ \mathbf{v}_5 \end{bmatrix}_{\tau/6}$$

Os sinais v_{sd}^s , v_{sq}^s , i_{sd}^s e i_{sq}^s são obtidos a partir dos sinais de fases da tensão e da corrente medidos. Os sinais são filtrados por filtros analógicos de segunda ordem e convertidos para palavras digitais através de conversores AD. Os termos das derivadas δv_{sd}^s , δv_{sq}^s , δi_{sd}^s , δi_{sq}^s , $\delta^2 i_{sd}^s$ e $\delta^2 i_{sq}^s$ são obtidos por filtragem digital. Estes filtros são projetados para obtenção do equivalente discreto de

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)^3}. \quad (3.26)$$

A equação (3.26) representa um filtro analógico passa-baixa de terceira ordem com ω_c sendo a frequência de corte do filtro e cujo equivalente discreto utilizado neste trabalho, foi um filtro de variáveis de estado discretas no operador δ [58], com a função de transferência dada por

$$G_f(\gamma) = \frac{1}{\gamma^3 + f_1\gamma^2 + f_2\gamma + f_3}$$

Este tipo de filtro permite: estimar diretamente parâmetros contínuos a partir dos modelos discretos, evitar canais adicionais para aquisição das derivadas de sinais medidos; diminuir o período de amostragem a valores nos quais se pode considerar

o sistema discreto equivalente ao contínuo [59]. Usamos um filtro de terceira ordem devido ao fato de necessitarmos das derivadas de até segunda ordem das variáveis das correntes e tensões nos eixos d e q .

3.5 Resultados experimentais

Os testes experimentais foram realizados usando o sistema de acionamento da Fig.2.2. O motor foi alimentado com um inversor trifásico a IGBT. O sistema de acionamento é controlado através de um PC-Pentium equipado com placas de aquisição dedicadas.

Na figura 6.1 mostra-se o espectro da onda de tensão $v_{s1}(t)$ do sinal proposto para a estimação, onde se nota o conteúdo harmônico elevado necessário para excitar os vários modos do sistema na faixa de operação da máquina.

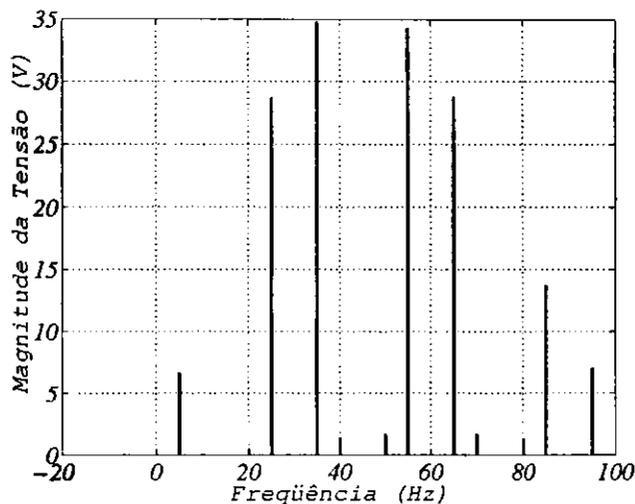


Figura 3.2: Espectro de $v_{s1}(t)$ mostrando até o vigésimo componente harmônico.

O conjunto completo de parâmetros da máquina usada nos testes experimentais foram fornecidos pela EBERLE e apresentados na tabela 2.1, sendo que l'_{lr} a indutância de dispersão referenciada para o estator foi assumida igual a l_{ls} .

No caso da estimação dos parâmetros, a máquina é alimentada pela tensão na forma de onda especial proposta apresentada na Fig. 3.1a. A Fig. 3.3 mostra a forma de onda das tensões e corrente dq do estator. A Fig. 3.4 mostra a evolução no tempo dos parâmetros estimados a partir do modelo proposto. Da mesma forma que no teste anterior, os parâmetros estimados convergem rapidamente para valores estáveis.

Todos os parâmetros estimados da máquina referentes às equações (3.22)-(3.25) e aqueles determinados pelos testes padrões são apresentados na Tabela 3.1. Podemos notar que os parâmetros estimados estão consistentes com os parâmetros padrões.

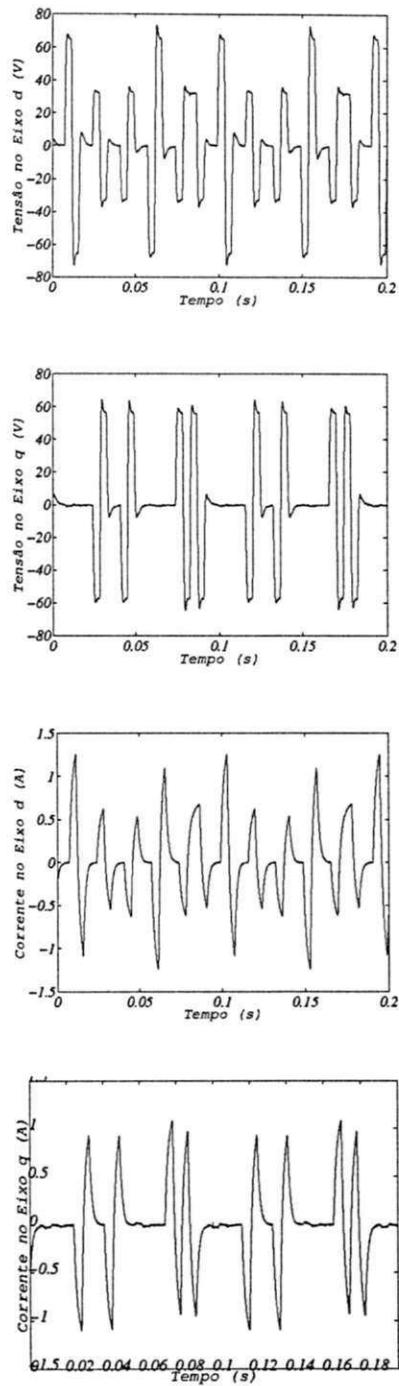


Figura 3.3: Tensão e corrente nos eixos d e q usadas com o modelo

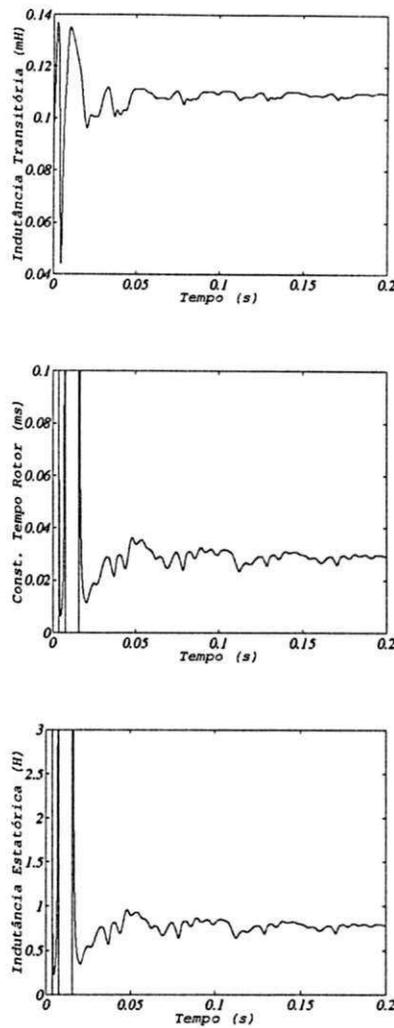


Figura 3.4: Estimação da indutância transitória, constante de tempo do rotor e indutância do estator

Tabela 3.1: Comparação dos parâmetros.

Parâmetros	Padrão	Estimado
r_s (Ω)	31.0	30.7
l_{l_s} (H)	0.0508	0.0480
σl_s (mH)	90.4	109.7
τ_r (ms)	29	29.2
l_s (H)	0.8042	0.7853
l_m (H)	0.7534	0.7373
l'_r (H)	0.7992	0.8046
r'_r (Ω)	27.2	27.55
l'_{l_r} (H)	0.0508	0.0673

3.6 Conclusão

Neste capítulo propusemos uma técnica para determinar todos os parâmetros das máquinas de indução. A indutância de dispersão do estator l_{ls} e a resistência do estator, r_s foram obtidas do modelo homopolar do modelo da máquina apresentado no capítulo 2. A partir do modelo dq desenvolvido para a máquina assíncrona a indutância transitória σl_s , a indutância do estator l_s e a constante de tempo rotórica τ_r , são obtidas alimentando a máquina com um sinal excitação com forma de onda especial proposto neste trabalho com o objetivo de manter a máquina em repouso sem requerer o uso de qualquer aparato mecânico. Este sinal deve ser persistente e apresentar conteúdo espectral importante dentro da faixa de operação da máquina. Todos os demais parâmetros como l_m , l'_r , r'_r e l''_r são determinados depois a partir de expressões padrões simples. A técnica proposta não requer qualquer dispositivo para medição da velocidade e pode ser embarcada em um software para acionamento provendo um procedimento para caracterização totalmente automatizado da máquina de indução, o que é indicado para propósitos de comissionamento. Os resultados experimentais demonstraram a validade da técnica.

Os resultados da estimação dos parâmetros da máquina assíncrona são importantes para propósitos de controle, comissionamento e monitoramento de faltas. Entretanto, no caso de monitoramento resultam em técnicas como do cálculo de resíduos que nem sempre apresentam bons resultados no caso de faltas incipientes de máquinas assíncronas. Por isso neste trabalho optou-se pelo método de assinatura de corrente da máquina. Para fazer detecção precisa e confiável de faltas incipientes requer-se o entendimento da causa e dos efeitos da falta no desempenho da máquina assíncrona. Portanto, nos capítulos seguintes apresentaremos dois modelos para a máquina assíncrona sob faltas incipientes e finalmente uma técnica nova para a detecção em tempo real da falta entre espiras no enrolamento estatórico do motor de indução.

Capítulo 4

Modelagem da máquina de indução para faltas incipientes

4.1 Introdução

O motor de indução é largamente empregado na indústria. Estes motores são expostos a uma grande variedade de ambientes e condições que podem degradar os seus desempenhos, submetendo-os a faltas assimétricas. O motor de indução pode operar sob condições assimétricas nos enrolamentos do estator e/ou rotor durante condições como: falta entre espiras nos enrolamentos; quebra de barra ou anéis terminais do rotor. Conseqüentemente, este tipo de operação resulta em pobre eficiência e aquecimento excessivo, que podem levar o motor a falha. Portanto, a caracterização e a predição da degradação do desempenho do motor de indução sob estas condições é de suma importância [60].

Nesta capítulo, estamos interessados em examinar as faltas incipientes que podem ocorrer no motor de indução com rotor em gaiola de esquilo como consequência de curto-circuito entre espiras nas bobinas do estator, quebra de barras rotóricas e de segmentos de anéis terminais. Para realizar esta tarefa, apresentaremos um modelo para a máquina de indução com o objetivo de levar em conta os tipos de faltas citadas. Além disto, vamos considerar que o modelo da máquina de indução deve levar em conta o efeito das harmônicas espaciais.

4.2 Modelo de máquina assíncrona com rotor em gaiola de esquilo considerando harmônicas espaciais.

No estudo de máquinas elétricas equilibradas, as transformações são ferramentas matemáticas que geralmente facilitam sua análise. Porém, quando se considera que a máquina está desbalanceada e que harmônicas espaciais estão inseridas, estas transformações não produzem simplificações nos modelos e seu uso se torna complicado. Neste estudo, estamos interessados em analisar os efeitos provocados pelas harmônicas geradas devido a distribuição não senoidal dos enrolamentos nas ranhuras e das faltas incipientes na máquina de indução. Neste caso, desenvolve-se inicialmente um modelo matemático de uma máquina com enrolamento genérico m - n [61] e em seguida particulariza-se para o caso de uma máquina trifásica.

4.2.1 Representação de uma máquina com enrolamentos m - n

Considere uma máquina genérica tendo m fases no estator e n barras no rotor com as seguintes suposições:

1. saturação desprezível;
2. entreferro uniforme;
3. m enrolamentos idênticos com eixo de simetria;
4. n barras uniformemente distribuídas ou n enrolamentos rotóricos idênticos com eixo de simetria.

O rotor em gaiola é visto como laços rotóricos idênticos e igualmente espaçados. Por exemplo, o primeiro laço rotórico pode consistir da primeira e da $(k + 1)$ -ésima barra rotórica e as porções de conexões dos anéis terminais entre eles, no qual k é qualquer inteiro dentro da faixa $(1 + k < n)$, e o segundo laço rotórico consiste da segunda e da $(k + 2)$ -ésimas barra rotórica e as porções dos anéis terminais entre elas e assim sucessivamente. O ângulo rotórico, o ordenamento das fases do estator e os laços rotóricos/fases são mostrados na Fig. 4.1, na qual cada enrolamento é representado pelo seu eixo e a numeração dos enrolamentos é ordenada na direção da rotação. A representação de uma máquina de indução com rotor em gaiola é, fundamentalmente, a mesma da máquina de rotor bobinado; é considerado que o rotor em gaiola pode ser

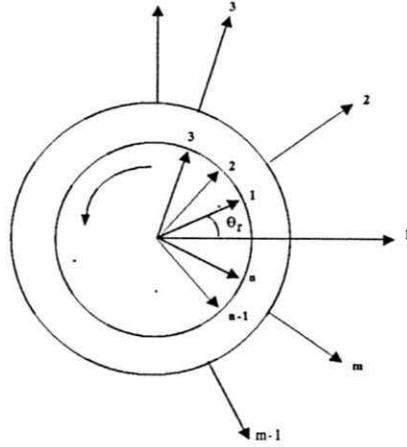


Figura 4.1: Eixos do estator e do rotor de uma máquina de m-n enrolamentos.

trocado por um conjunto de laços mutuamente acoplados. Uma vantagem particular desta aproximação é que ela é também aplicável aos rotores em gaiola, com números não inteiros de barras rotóricas por par de pólo.

4.2.2 Equações das tensões terminais

Considerando, que a máquina de indução tem m fases no estator e n barras no rotor, a gaiola pode ser vista como n laços rotóricos idênticos e igualmente espaçados. Então, as equações para a máquina de indução podem ser escritas como:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_s] p [I_s] + p [L_{sr}] [I_r] \quad (4.1)$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + [L_r] p [I_r] + p [L_{rs}]^t [I_s] \quad (4.2)$$

$$[\Lambda_s] = [L_s] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (4.3)$$

$$[\Lambda_r] = [L_r] [I_r] + [L_{rs}]^t [I_s] \quad (4.4)$$

na qual

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & \cdots & i_{sm} \end{bmatrix}^t \quad (4.5)$$

$$[I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} & i_{r2} & \cdots & i_{rn} \end{bmatrix}^t \quad (4.6)$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & \cdots & v_{sm} \end{bmatrix}^t \quad (4.7)$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} v_{r1} & v_{r2} & \cdots & v_{rn} \end{bmatrix}^t \quad (4.8)$$

A matriz de auto-indutância do estator $[L_s]$ possui dimensão $m \times m$, é simétrica e circulante; as linhas posteriores à primeira são obtidas por permutação circular e cada linha sucessiva é obtida da linha anterior deslocando todos os elementos daquela linha um

passo à direita e colocando o último elemento da referida linha na primeira coluna da linha atual (matriz cíclica):

$$\begin{aligned}
 [R_s] &= \begin{bmatrix} r_{s11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & r_{s22} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & r_{smm} \end{bmatrix} \\
 [L_s] &= \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} & \dots & L_{s1m} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} & \dots & L_{s2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{sm1} & L_{sm2} & L_{sm3} & \dots & L_{smm} \end{bmatrix} \quad (4.9)
 \end{aligned}$$

Em geral $[R_s]$ teria a mesma forma que aquela de $[L_s]$. Contudo, uma vez que os enrolamentos do estator são considerados idênticos e não dividem um caminho comum, R_s é um escalar. As matrizes $[R_r]$ e $[L_r]$ são de dimensão n - n , simétricas e circulantes:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{r11} & R_{r12} & R_{r13} & \dots & R_{r1n} \\ R_{r21} & R_{r22} & R_{r23} & \dots & R_{r2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R_{rn1} & R_{rn2} & R_{rn3} & \dots & R_{rnn} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r11} & L_{r12} & L_{r13} & \dots & L_{r1n} \\ L_{r21} & L_{r22} & L_{r23} & \dots & L_{r2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rn1} & L_{rn2} & L_{rn3} & \dots & L_{rnn} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A matriz de indutância mútua $[L_{sr}]$ possui dimensão m - n . Abreviadamente, ela é expressa pelo ij -ésimo elemento,

$$[L_{sr_{ij}}] = \sum_{\nu} L_{sr_{\nu}} \cos \nu (P\theta_r - (i-1)\alpha + (j-1)P\beta) \quad (4.12)$$

$$i = 1, 2, \dots, m; j = 1, 2, \dots, n \quad (4.13)$$

na qual $\alpha = 2\pi/m$, $\beta = 2\pi/n$, ν é a ordem de qualquer harmônica a ser considerada incluindo a fundamental e θ_r é o ângulo do rotor.

4.2.3 Equação do conjugado

Para uma máquina de entreferro uniforme, tem-se que $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_r]$ e $\frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_s]$ são nulos, e a expressão para o torque desenvolvido reduz-se a:

$$T_e = [I_s]^t \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_{sr}] [I_r] \quad (4.14)$$

O torque e a velocidade do rotor estão relacionados por:

$$T_e - T_L = J p \omega_r \quad (4.15)$$

na qual J é o momento de inércia, T_L é o torque de carga, e

$$\omega_r = p \dot{\theta}_r \quad (4.16)$$

Um dos parâmetros fundamentais para o estudo do comportamento dinâmico da máquina de indução é o conhecimento das indutâncias dos seus enrolamentos. Tal conhecimento permite estabelecer as equações de tensão e calcular o torque eletromagnético.

4.3 Cálculo das indutâncias do estator

Nesta seção, apresentam-se expressões para calcular as indutâncias dos enrolamentos do estator. A indutância entre dois enrolamentos pode ser avaliada usando-se os conceitos de fator de enrolamento [62] e [63] ou o de energia magnética armazenada no entreferro [64]. Genericamente, para calcular as indutâncias, avaliamos o fluxo total λ_{rs} criado no circuito r devido a corrente i_s que circula no circuito s . Deduz-se

$$L_{rs} = \frac{\lambda_{rs}}{i_s} \quad L_{ss} = \frac{\lambda_{ss}}{i_s} \quad (4.17)$$

O fluxo mútuo λ_{rs} do fluxo gerado pelo enrolamento s no enrolamento r pode ser obtido pela seguinte expressão:

$$\lambda_{rs} = \mu_0 r l_e \int_0^{2\pi} B_s(\theta) \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_r}{2} \right) \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{K_{\nu r}}{\nu} \cos \nu(\theta - \theta_r) d\varphi \quad (4.18)$$

A indutância mútua será dada por:

$$L_{rs} = \mu_0 r l_e \frac{4}{\pi} N_s N_r \sum_{-\infty}^{\infty} \rho_1 \frac{K_{\mu s}}{\nu^2} K_{\nu r} \cos(\nu \phi_s - \nu \phi_r) \quad (4.19)$$

Por reciprocidade, o valor de L_{sr} é também dado pela mesma expressão.

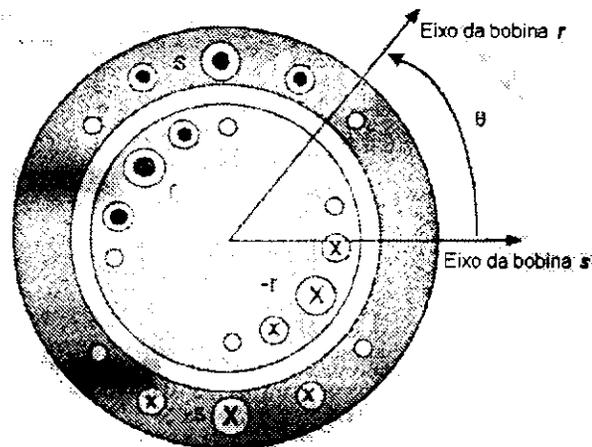


Figura 4.2: Acoplamento mútuo entre enrolamentos do estator e do rotor

A expressão geral para indutância mútua pode ser usada para obter as indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos de uma máquina elétrica. As indutâncias de uma máquina de indução de rotor cilíndrico de m fases tendo P pares de pólos e variação de permeância desprezível são dadas como segue:

Auto-indutância de uma fase do estator devido ao fluxo do entreferro:

$$L_{m1}^s = \mu_0 \frac{r l_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N}{P} \right)^2 \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{K_{\nu}}{\nu} \right)^2 \quad (4.20)$$

onde g_e é o entreferro efetivo, l_e é o comprimento efetivo, e N é o número total de espiras por fase. Para obter a auto-indutância total L_1^s , a indutância de dispersão deve ser somada a L_{m1}^s . Além disto, o fator de enrolamento K_{ν} é obtido de

$$K_{\nu} = \sin \left(\nu \frac{\pi}{2} \right) K_{p\nu} K_{d\nu} K_{c\nu} \quad (4.21)$$

ou:

$$K_{\nu} = \sin \left(\nu \frac{\pi}{2} \right) \sin \left(\nu p \frac{\pi}{2} \right) \frac{\sin \left(\nu \frac{q\gamma}{2} \right)}{q \sin \left(\nu \frac{\gamma}{2} \right)} \frac{\sin \left(\nu \frac{\beta}{2} \right)}{\nu \frac{\beta}{2}} \quad (4.22)$$

no qual $K_{p\nu}$ é o fator de passo, $K_{d\nu}$ é o fator de distribuição, $K_{c\nu}$ é um fator que leva em consideração o crescimento linear da f.m.m sobre uma ranhura, todos para a ν -ésima harmônica; p é passo fracionário, q é número de ranhuras por pólo por fase, β é a largura da abertua da ranhura em radianos, e γ é o passo da ranhura em radianos

Indutância Mútua entre duas fases do estator

$$L_{s_{mi}} = \mu_0 \frac{r l_e}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_a N_b}{P} \right) \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{K_{\nu}}{\nu} \right)^2 \cos \left((i-1) \frac{2\pi}{m} \right) \quad (4.23)$$

A indutância de dispersão mútua de ranhura deve ser somada ao valor dado acima para obter a indutância mútua total L_{s_i} ($i = 2, 3, \dots$).

Indutância Mútua entre uma Fase do Estator e um Laço Rotórico.

Usando a expressão geral 4.19, a indutância mútua entre a i -ésima fase do estator e o j -ésimo laço do rotor pode ser obtida.

$$L_{sr_{ij}} = \mu_o \frac{rl_c}{g_e} \frac{4}{\pi} \left(\frac{N_i}{P^2} \right) \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{K_{\nu}}{\nu^2} \right) \sin \left(\nu P \frac{\pi}{n} \right) \cos (\nu P \theta) \quad (4.24)$$

onde θ é o ângulo mecânico entre o eixo de fase estator e o laço rotórico.

4.4 Resistência estatórica

A resistência de uma fase do estator pode ser medida ou estimada através das dimensões do motor e das tabelas de fios. Em geral, para uma máquina de P pólos, com N_t espiras totais por pólo e com todos os pólos ligados em série, a resistência do estator para cada fase será dada por:

$$r_s = \frac{P N_t l_c}{2 \sigma A_c}$$

onde l_c representa o comprimento médio de uma espira, σ é a condutividade do fio da espira e A_c é a área da seção transversal de uma espira.

4.5 Cálculo das indutâncias do rotor

As indutâncias de uma máquina elétrica podem também ser convenientemente calculadas por meio de funções de enrolamentos. Este método não considera simetria na colocação de qualquer bobina do motor nas ranhuras. De acordo com a teoria da função de enrolamento, a indutância mútua entre dois enrolamentos quaisquer " i " e " j " em qualquer máquina elétrica pode ser calculada por [63]

$$L_{ij}(\varphi) = \mu_o r L \int_0^{2\pi} g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\theta \quad (4.25)$$

na qual φ é a posição angular do rotor com relação a uma referência estatórica, θ é uma posição angular particular ao longo da superfície interna do estator, $g^{-1}(\varphi, \theta)$ é chamada função espaço inverso que se torna $1/g$ devido a suposição de entreferro uniforme, L é o comprimento da bobina, r é o raio médio do entreferro e $N_i(\varphi, \theta)$ é a

função de enrolamento. Os termos da auto-indutância podem ser calculados simplesmente fazendo $i = j$. A Eq. (4.25) é a expressão geral para o cálculo das indutâncias entre dois enrolamentos quaisquer em uma máquina elétrica.

Conforme vimos anteriormente, a f.m.m no ferro pode ser desprezada, a f.m.m no entreferro resultante da corrente I_A fluindo num enrolamento concentrado A tendo N_A espiras e função de enrolamento $N_A(\theta)$ é dada por:

$$\mathcal{F}_A(\theta) = N_A(\theta) \cdot i_A \quad (4.26)$$

Considere agora um segundo enrolamento B tendo N_B espiras. Deseja-se calcular o fluxo neste enrolamento devido à corrente fluindo no enrolamento A. Para este propósito, o fluxo no entreferro está relacionado com a f.m.m por:

$$\Phi = \mathcal{F}\mathcal{P} \quad (4.27)$$

onde \mathcal{P} é a permeância do entreferro da seção transversal A, L é o comprimento e \mathcal{F} é a queda da f.m.m através do comprimento L . O fluxo diferencial através do espaço do rotor para o estator através de um volume diferencial de comprimento g e seção transversal $(rd\theta)L$ é:

$$d\Phi = \mathcal{F}_A \mu_o r L \frac{d\theta}{g} \quad (4.28)$$

onde \mathcal{F}_A é a f.m.m devido ao enrolamento A.

Considere agora o fluxo ligando a bobina B. O fluxo diferencial de ligamento da bobina B agora é:

$$d\Phi_B = \frac{\mu_o r L}{g} \mathcal{F}_A(\theta) d\theta \quad (4.29)$$

Se definirmos uma função de espiras $n_B(\theta)$ que é zero de $\theta = 0$ até ϕ_B ou $\phi_{B'}$ qualquer um que vier primeiro. Quando $\theta = \phi_B$ (ou $\phi_{B'}$), a função de espiras então salta de zero para 1 (ou -1) e permanece em 1 (ou -1) até θ alcançar $\phi_{B'}$ (ou ϕ_B). Então, no ponto $n_B(\theta)$ abruptamente retorna para zero. Usando a definição podemos escrever:

$$\lambda_{BA} = \frac{\mu_o r L}{g} \int_{\phi_{B'}}^{\phi_B} n_B(\theta) \mathcal{F}_A(\theta) d\theta \quad (4.30)$$

esta expressão descreve o fluxo do enrolamento B devido a corrente no enrolamento A. E, uma vez que a indutância mútua é definida como a relação entre fluxo de mútuo do enrolamento B dividido pela corrente no enrolamento A, obtemos:

$$L_{BA} = \frac{\lambda_{BA}}{i_A} = \frac{\mu_o r L}{g} \int_0^{2\pi} n_B(\theta) N_A(\theta) d\theta \quad (4.31)$$

No caso da auto-indutância do enrolamento A, a expressão é dada por:

$$L_{AA} = \frac{\mu_o r L}{g} \int_0^{2\pi} N_A(\theta) N_A(\theta) d\theta \quad (4.32)$$

Considerando as expressões deduzidas acima, a auto-indutância de um laço rotórico e a indutância mútua entre dois laços rotóricos quaisquer podem ser facilmente obtidas usando funções de enrolamento. A auto-indutância do k-ésimo laço é dada por

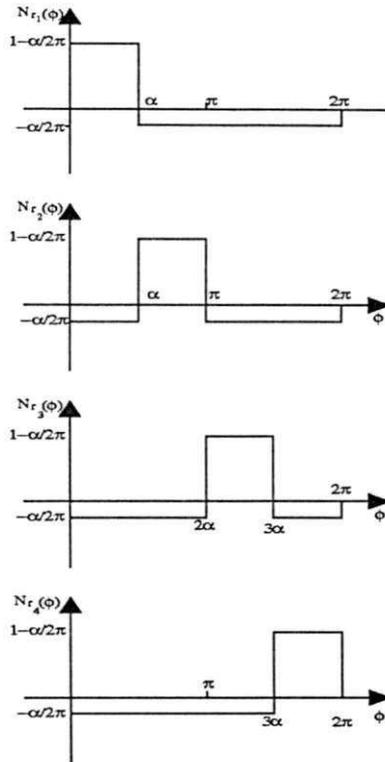


Figura 4.3: Função de enrolamento do rotor

$$L_{kk} = \frac{\mu_o l r}{g} \int_0^{2\pi} n_k^2(\theta) d\theta \tag{4.33}$$

$$\frac{\mu_o r L}{g} \alpha \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) \tag{4.34}$$

e a indutância mútua entre o k-ésimo e o j-ésimo laços rotóricos é

$$L_{kj} = \frac{\mu_o r L}{g} \int_0^{2\pi} n_k(\theta) n_j(\theta) d\theta \tag{4.35}$$

$$L_{kj} = \frac{\mu_o r L}{g} \left(-\frac{\alpha^2}{2\pi}\right) \tag{4.36}$$

4.5.1 Modelo de malha rotórica

Se o rotor for considerado como uma série de “n” laços idênticos acoplados mutuamente, como mostrado na Fig. 4.4.a, os fluxos principais produzidos por uma malha simples são considerados na Fig. 4.4.b.

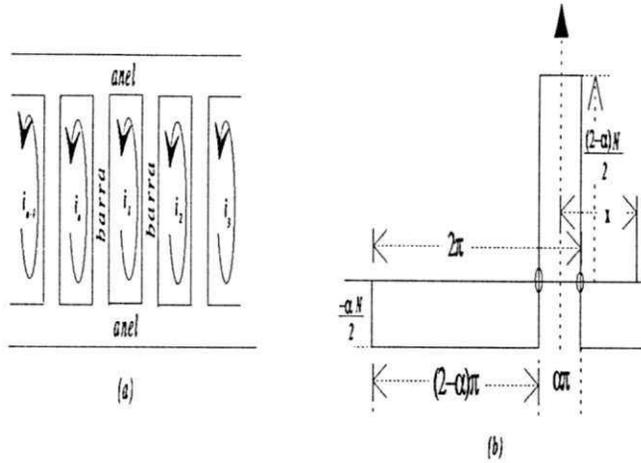


Figura 4.4: Configuração da ranhura do rotor

Uma malha particular terá indutâncias mútuas de entreferro iguais a todas outras malhas. As componentes adicionais das impedâncias de malha estão mostradas no circuito de malha da Fig. 4.5.a.

No caso de uma máquina com rotor em gaiola $[V_r] = 0$, a matriz $[R_r]$ é simétrica, cíclica e seus coeficientes são dados por

$$R_{r_{ii}} = 2(R_b + R_e) \quad (4.37)$$

e

$$R_{r_{ij}} = -R_b \quad i = j + 1 \quad j = i + 1 \quad (4.38)$$

Caso contrário,

$$R_{r_{ij}} = 0 \quad (4.39)$$

onde R_b é a resistência da barra e R_e é a resistência do anel terminal entre barras adjacentes. Sendo que a resistência de uma barra rotórica e a resistência da seção do anel terminal entre barras adjacentes são calculadas a partir de parâmetros construtivos do motor como segue:

$$R_b = \rho \frac{l_b}{A_b} \quad R_e = \rho \frac{\pi D_e}{n A_e} \quad (4.40)$$

Os coeficientes da matriz de indutância do rotor $[L^r]$ são calculados da seguinte forma:

Auto-indutância total de um laço

$$L_{r_{ii}} = 2(L_b + L_e) + (n - 1)L_{laco}$$

Indutância mútua entre laços

$$L_{r_{ij}} = -L_b - L_{laco} \quad i = j + 1 \quad j = i + 1 \quad (4.41)$$

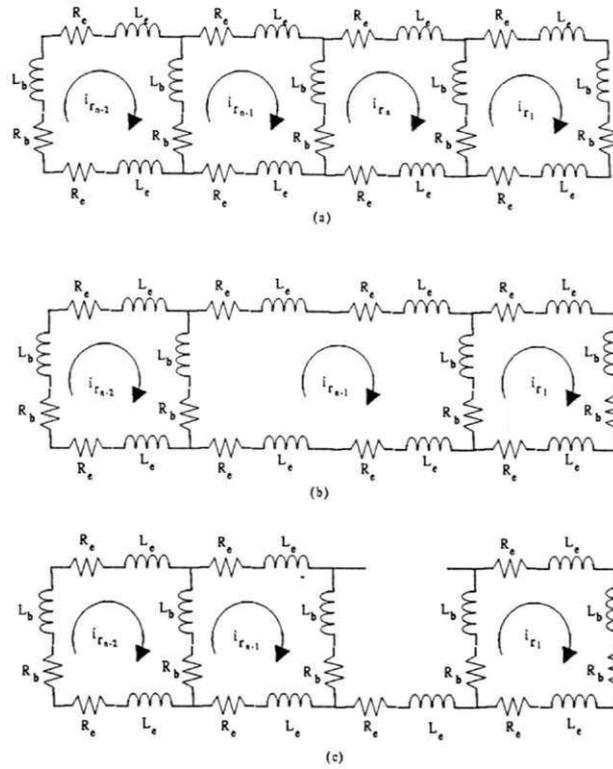


Figura 4.5: Circuito equivalente do rotor

Caso contrário,

$$L_{rij} = -L_{laco} \quad (4.42)$$

onde L_b é a indutância de uma barra, L_e é a indutância terminal entre barras adjacentes e $(n - 1) L_{laco}$ é a indutância de magnetização do laço rotórico. Estas indutâncias são calculadas pelas expressões:

$$L_{laco} = \mu_o \frac{l_e}{g_e} \frac{2\pi r}{n^2} \quad (4.43)$$

$$L_b = \mu_o l_e F_b \quad (4.44)$$

$$L_e = \mu_o \frac{\pi D_e}{n} F_e \quad (4.45)$$

onde a “constante de ranhura” F_i pode ser determinada por um método como o de [65] e a permeância específica de uma seção do anel terminal pode ser estimada do caminho disponível para os fluxos na região do anel terminal. A indutância de dispersão da barra rotórica pode ser também avaliada de maneira semelhante àquela desenvolvida para o cálculo da indutância de dispersão do estator.

4.5.2 Modelo de linha da máquina trifásica.

Como a maioria das máquinas de indução utilizadas na indústria são trifásicas, vamos desenvolver um modelo de linha para este tipo de máquina. Assim, como o modelo dado

até agora requer tensões de fase de estator como entradas, ele ainda não é desejável para propósitos gerais de simulação, visto que usualmente o que conhecemos são as tensões de linha. Sob operação simétrica balanceada, é fácil obter as tensões de fase das tensões de linha. O problema é muito mais difícil para o caso geral de conexão desbalanceada. Portanto, há necessidade do estabelecimento de um modelo que possa empregar tensões de linha como entradas .

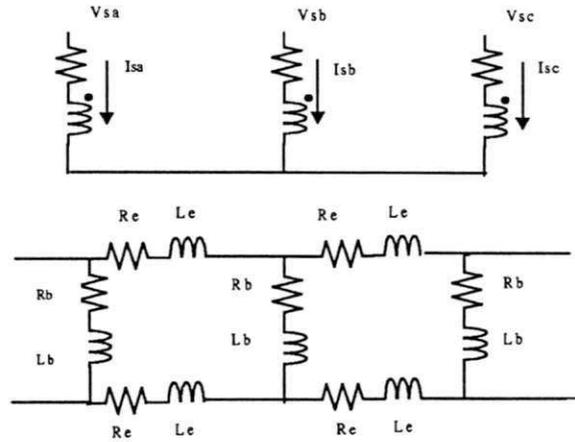


Figura 4.6: Enrolamentos trifásicos do estator e laços rotóricos

Como ressaltamos anteriormente, embora possamos tratar genericamente de máquinas elétricas com m enrolamentos no estator, iremos nos restringir ao caso particular de máquina com três enrolamentos estatóricos, conforme mostrado na Fig.4.6. Desta figura podemos escrever as equações para o estator como segue [66]:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} r_{s11} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s22} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s33} \end{bmatrix} [I_s] + \begin{bmatrix} \frac{d\Lambda_{s1}}{dt} \\ \frac{d\Lambda_{s2}}{dt} \\ \frac{d\Lambda_{s3}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$[\Lambda_s] = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} \\ L_{s31} & L_{s32} & L_{s33} \end{bmatrix} [I_s] + \begin{bmatrix} \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr1j}) i_{rj} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr2j}) i_{rj} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr3j}) i_{rj} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

onde n é o número de barras do rotor.

Subtraindo cada linha da matriz de tensão da linha subsequente, obtemos as matrizes seguintes:

$$[V_{s_{i-l}}] = \begin{bmatrix} r_{s11} & -r_{s22} & 0 \\ 0 & r_{s22} & -r_{s33} \\ -r_{s11} & 0 & r_{s33} \end{bmatrix} [I^s] + \begin{bmatrix} \frac{d\Lambda_{s1}}{dt} - \frac{d\Lambda_{s2}}{dt} \\ \frac{d\Lambda_{s2}}{dt} - \frac{d\Lambda_{s3}}{dt} \\ \frac{d\Lambda_{s3}}{dt} - \frac{d\Lambda_{s1}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Lambda_{s_1} - \Lambda_{s_2} \\ \Lambda_{s_2} - \Lambda_{s_3} \\ \Lambda_{s_3} - \Lambda_{s_1} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s_{11}} - L_{s_{21}} & L_{s_{12}} - L_{s_{22}} & L_{s_{13}} - L_{s_{23}} \\ L_{s_{21}} - L_{s_{31}} & L_{s_{22}} - L_{s_{32}} & L_{s_{23}} - L_{s_{33}} \\ L_{s_{31}} - L_{s_{11}} & L_{s_{32}} - L_{s_{12}} & L_{s_{33}} - L_{s_{13}} \end{bmatrix} [I_s] \\
 &+ \begin{bmatrix} \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{1j}} - L_{sr_{2j}}) \dot{i}_{r_j} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{2j}} - L_{sr_{3j}}) \dot{i}_{r_j} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{3j}} - L_{sr_{1j}}) \dot{i}_{r_j} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (4.49)$$

Não importa se as fases são balanceadas, simétricas e idênticas ou não, a eq. (4.49) é sempre válida. Além disso, os enrolamentos do estator estão conectados em estrela não aterrada. Portanto, a soma das correntes do estator é nula. Assim, a Eq.4.49 pode ser escrita como:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \Lambda_{s_1} - \Lambda_{s_2} \\ \Lambda_{s_2} - \Lambda_{s_3} \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{s_{11}} - L_{s_{21}} & L_{s_{12}} - L_{s_{22}} & L_{s_{13}} - L_{s_{23}} \\ L_{s_{21}} - L_{s_{31}} & L_{s_{22}} - L_{s_{32}} & L_{s_{23}} - L_{s_{33}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} [I_s] \\
 &+ \begin{bmatrix} \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{1j}} - L_{sr_{2j}}) \dot{i}_{r_j} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{2j}} - L_{sr_{3j}}) \dot{i}_{r_j} \\ \sum_{j=1, \dots, n} (L_{sr_{3j}} - L_{sr_{1j}}) \dot{i}_{r_j} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (4.50)$$

As Eqs. (4.2), (4.4), (4.14), (4.15), (4.48), (4.49) e (4.50) formam o modelo de linha usado para propósitos de simulação. Embora o estator trifásico tenha sido considerado, podemos obter um modelo similar para um número arbitrário de circuitos de estator seguindo o mesmo procedimento. Note que por causa dos enrolamentos rotóricos estarem curto-circuitados não há necessidade para modificação das equações no lado do rotor.

No caso da simulação de falta de espiras no estator, sabemos que a mesma máquina com número diferente de espiras equivalentes produzirá desempenho diferente. Como vimos anteriormente, a f.m.m e conseqüentemente o fluxo de ligação de um enrolamento é uma função do número de espiras equivalentes do enrolamento. Parâmetros dos motores tais como resistências e indutâncias mudarão devido a mudanças de valores do número de espiras equivalentes. Para uma máquina de indução com gaiola de esquilo, o rotor é robusto e, segundo Chow e Altug[17], o número de espiras equivalentes é geralmente assumido constante. Quando o número de espiras equivalentes do estator N_s é variável, podemos escrever $r_s(N_s)$, $L_s(N_s)$ e $L_{sr}(N_s)$.

O modelo pode também ser usado para resolver outras condições assimétricas incluindo barras quebradas, quebra de segmentos de anéis terminais, circuitos abertos no enrolamento do estator, e curto-circuito de terminal para terminal.

4.6 Simulação

Utilizando o modelo proposto, um estudo de simulação computacional foi realizado para uma máquina de indução trifásica, quatro pólos, conectada em estrela de 3KW, com tensão nominal de 415V e frequência de 50 Hz. Os enrolamentos de fase são concêntricos com grupos de fases com três bobinas em cada. Os passos das bobinas são 1-12, 2-11 e 3-10. Há 36 ranhuras no estator e 32 barras no rotor. Note que este é simplesmente um modelo linear porque os valores precisos dos parâmetros são difíceis de serem obtidos quando ocorre saturação e não pretendemos trabalhar nesta região de operação.

Para propósito de comparação o modelo é primeiro usado para simular a aceleração transitória de uma máquina trifásica do repouso sob excitação de tensão senoidal e utilizando para o cálculo das indutâncias somente a componente fundamental. Os resultados são mostrados na Fig. 4.7.

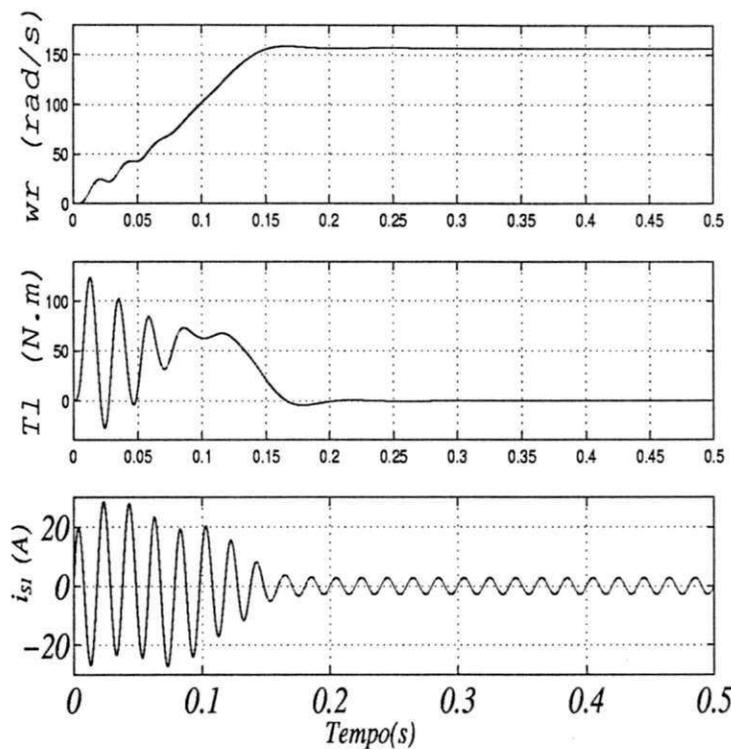


Figura 4.7: Aceleração transitória da máquina utilizando somente a componente fundamental

Na Fig. 4.8, a mesma máquina é simulada usando para o cálculo das indutâncias, além da componente fundamental, as harmônicas de 5^a, 7^a, 11^a e 13^a ordem.

Comparações entre as Figs. 4.7 e 4.8 mostram que aparecem alterações no torque devido ao efeito criado por algumas harmônicas espaciais que produzem torques

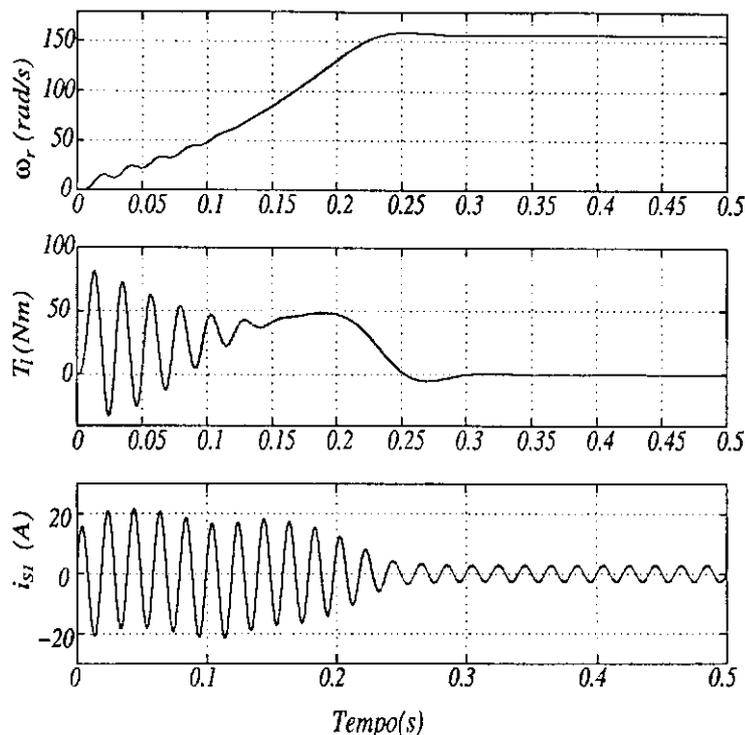


Figura 4.8: Aceleração transitória da máquina utilizando componentes fundamental e harmônicas

negativos.

Em seguida, foi realizada uma simulação de um curto-circuito de 7% do número equivalente de espiras da fase s_1 do estator para a máquina operando sem carga. Os resultados obtidos para as correntes no estator são mostrados na Figs. 4.9.

Para a mesma condição, são mostrados, na Fig. 4.10, os espectros da corrente na fase s_1 do estator e da corrente i_{sd} . Notamos que existem agora componentes da corrente em 125, 175 e 225 Hz na corrente de fase s_1 , enquanto que na corrente i_{sd} verificamos um componente importante do espectro na frequência de 100 Hz. O espectro da corrente da fase s_1 para o caso da máquina operando normalmente não é apresentado pois somente o componente harmônico fundamental existe nesta condição.

Voltando às Figs. 4.5(b) e (c), verificamos que apresentam os circuitos para os casos de uma barra quebrada e da quebra de um segmento de anel terminal. Por conveniência, quando da simulação, podemos considerar que a barra n ou o segmento do anel terminal n estão quebrados. Contudo, não faz diferença se qualquer outra barra ou segmento de anel terminal sejam selecionados devido a natureza idêntica dos laços rotóricos.

Assim, se a barra entre o laço $n - 1$ quebra, fica claro, por meio da teoria que

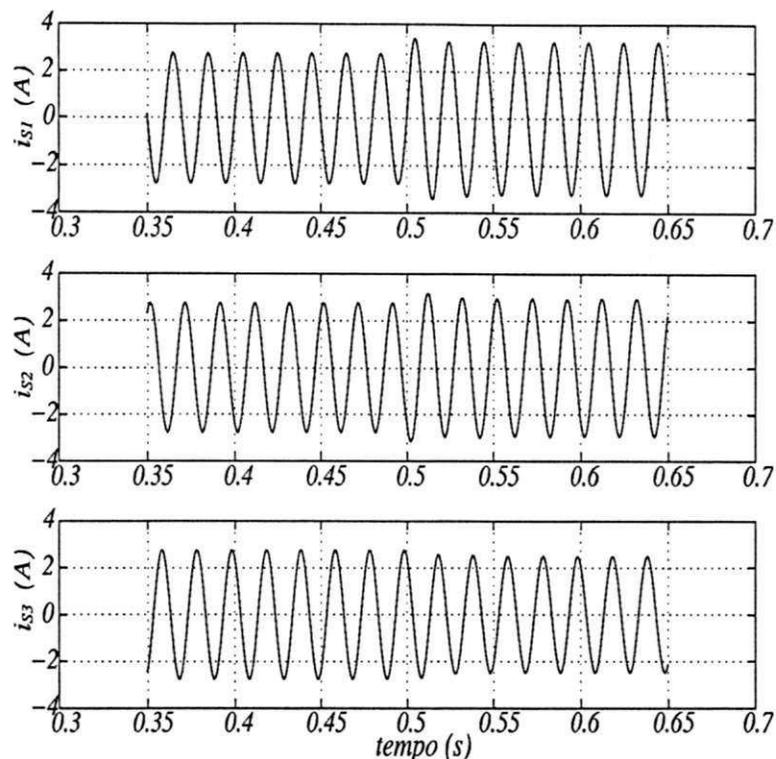


Figura 4.9: Correntes estáticas para um curto-circuito em 7% das espiras na fase A

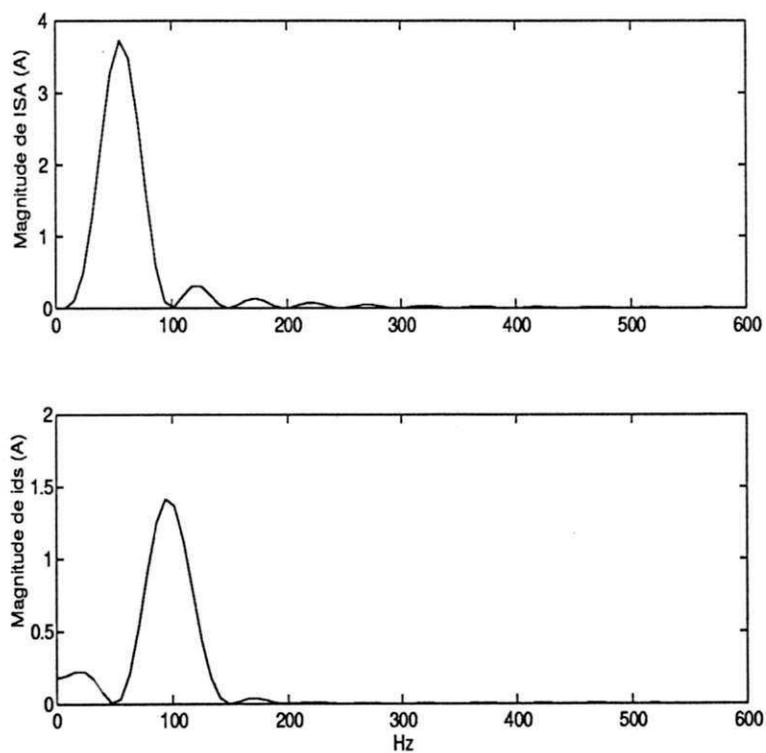


Figura 4.10: (a) espectro de frequência da fase A; (b) espectro de frequência da corrente i_{ds}

todos os parâmetros relacionados com o laço $n - 1$ devem mudar, enquanto que os parâmetros das outras barras permanecem inalterados e que a equação relacionada ao laço n é retirada. Neste caso, é preciso que $i_{n-1}^r = i_n^r$. Então, todas as indutâncias e resistências relacionadas com a barra $n - 1$ são recalculadas quando a falta ocorre. A quebra de mais barras rotóricas são simuladas repetindo o processo mencionado. Para verificar o comportamento dinâmico da máquina nesta situação, foi realizada uma simulação para quebra de 4 barras. Na figura 4.11 estão mostrados o torque eletromagnético, a velocidade e a corrente da fase s_1 durante a partida da máquina que foi alimentada com tensão senoidal balanceada. Observa-se que a quebra de barras provoca na corrente de fase efeitos bastante visíveis tanto no regime transitório como no regime estacionário.

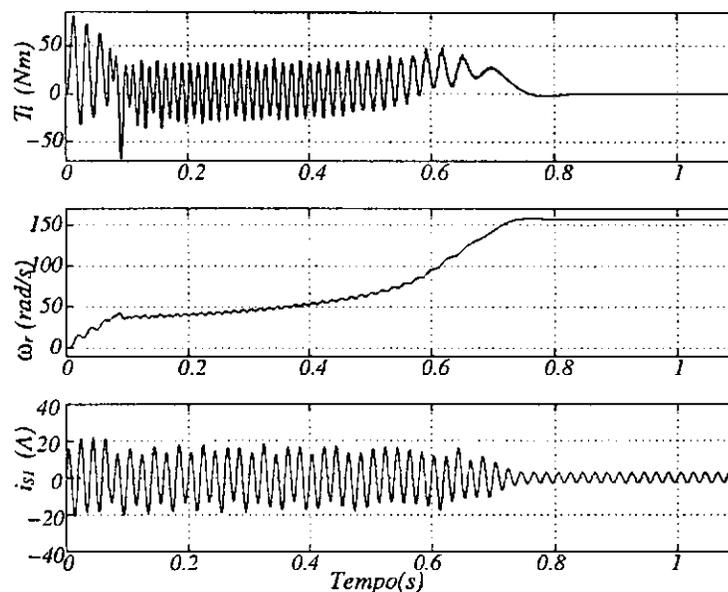


Figura 4.11: Quebra de barras do rotor - Corrente de estator, velocidade e conjugado

No caso da quebra de segmento de um anel terminal como foi mostrado na Fig 4.5.c, observa-se que somente r_e e l_e do segmento do anel terminal n mudam, os demais parâmetros permanecem inalterados. Portanto, as equações relacionadas ao laços 1 e $n - 1$ devem ser modificadas e a equação do laço n é retirada. Observação posterior leva-nos à conclusão que, depois de longo tempo a corrente de laço i_n é forçada a ser zero e que ela não tem influência em outro laço qualquer ou circuito. Portanto, na simulação, é suficiente setar a corrente para zero e resolver o problema. Como a quebra do segmento do anel terminal afeta mais significativamente o torque [67], realizamos uma simulação para esta situação, os resultados são mostrados na Fig. 4.12.

Verifica-se, na Fig. 4.12 que o conjugado eletromagnético da máquina torna-se

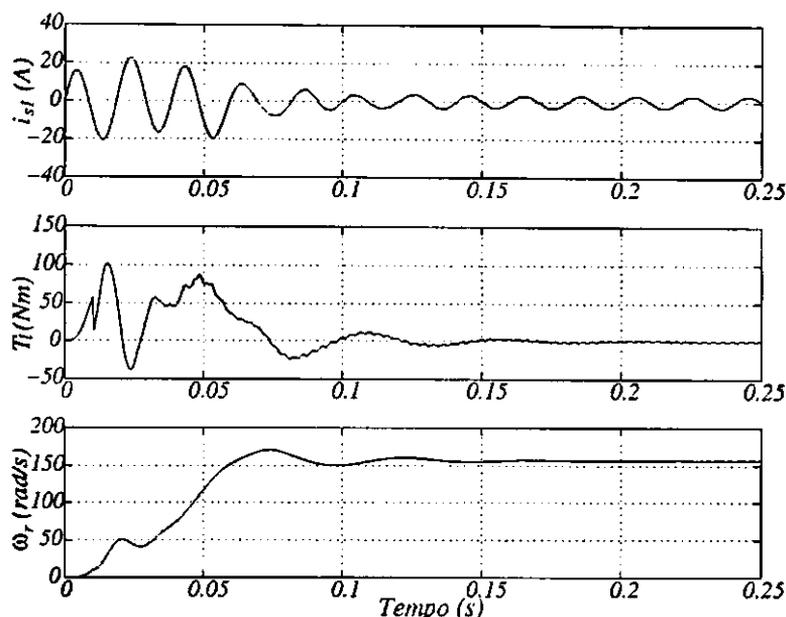


Figura 4.12: Quebra do anel de segmento do rotor - Corrente de estator, velocidade e conjugado

bastante oscilante, o que produz vibrações e ruídos, podendo provocar falhas mecânicas ou elétricas no motor de indução.

Todas as simulações deste e dos capítulos subsequentes foram implementadas usando a linguagem FORTRAN, os gráficos plotados com o software MATLAB. O método numérico de Runge-Kutta de quarta ordem foi empregado para o cálculo das integrais.

4.7 Conclusão

Neste capítulo apresentamos um modelo para simulação de faltas incipientes em motores de indução. Neste modelo os parâmetros são calculados em função das dimensões geométricas do motor de indução como: área das espiras, comprimento das espiras, materiais das espiras e números de espiras em série. Foram considerados ainda, harmônicas espaciais geradas devidas a distribuição das espiras. O modelo apresentado já está consolidado na literatura de máquinas elétricas para predição do comportamento dinâmico do motor de indução operando balanceado, portanto a visão do uso deste modelo para o cálculo de faltas incipientes é uma contribuição deste trabalho.

Os tipos de faltas abordados foram: curto-circuito entre espiras do estator e quebra de barras e anéis de segmentos do rotor. Dos resultados obtidos através de simulações, concluímos que o modelo desenvolvido, se mostrou adequado para tratar com estes tipos de faltas. Melhorias ainda poderiam ser inseridas para levar em consideração o

efeito térmico nas resistências e saturação magnética, ou ainda de falhas que possam surgir devido a não uniformidade do entreferro. O modelo da máquina de indução proposto neste capítulo será utilizado para estudos de detecção de falta entre espiras no capítulo 6.

Capítulo 5

Modelo odq da máquina de indução para faltas incipientes

5.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é o de propor uma transformação de coordenadas odq modificadas para obtenção de uma representação simplificada do comportamento dinâmico de um motor de indução possuindo número de espiras quaisquer nas bobinas do estator ou rotor. O modelo mostra-se particularmente interessante para o estudo do motor quando existe faltas entre espiras nos enrolamentos das bobinas do estator ou do rotor, no caso de um motor de indução com rotor bobinado.

5.2 Máquina trifásica

5.2.1 Modelo trifásico original

A máquina trifásica ilustrada na Fig. 5.1 a seguir pode ser representada pelo seguinte modelo matemático:

$$\mathbf{v}_{s123}^s = \mathbf{r}_{s123} \mathbf{i}_{s123}^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s123}^s}{dt} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{v}_{r123}^r = \mathbf{r}_{r123} \mathbf{i}_{r123}^r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{r123}^r}{dt} \quad (5.2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{s123}^s = \mathbf{l}_{s123} \mathbf{i}_{s123}^s + \mathbf{l}_{sr123} \mathbf{i}_{r123}^r \quad (5.3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{r123}^r = \mathbf{l}_{r123} \mathbf{i}_{r123}^r + \mathbf{l}_{sr123}^T \mathbf{i}_{s123}^s \quad (5.4)$$

$$T_e = p(\mathbf{i}_{s123}^s)^T \frac{\partial \mathbf{l}_{sr123}}{\partial \theta_r} \mathbf{i}_{r123}^r \quad (5.5)$$

Nas equações acima, os índices superescritos *s* e *r* são utilizados para representar grandezas no estator e no rotor, respectivamente. Assim, temos que: \mathbf{v}_{s123}^s , \mathbf{i}_{s123}^s , λ_{s123}^s , \mathbf{v}_{r123}^r , \mathbf{i}_{r123}^r , λ_{r123}^r são vetores colunas representando as tensões, correntes, fluxos do estator e do rotor, respectivamente. O vetor coluna representando as tensões do estator é definido como $\mathbf{v}_{s123}^s = [v_{s1}^s \ v_{s2}^s \ v_{s3}^s]^T$, e as demais variáveis estatóricas e rotóricas do motor são definidas similarmente. Também, T_e , θ_r e p representam o conjugado eletromagnético, posição do eixo rotórico e o número de pólos, respectivamente.

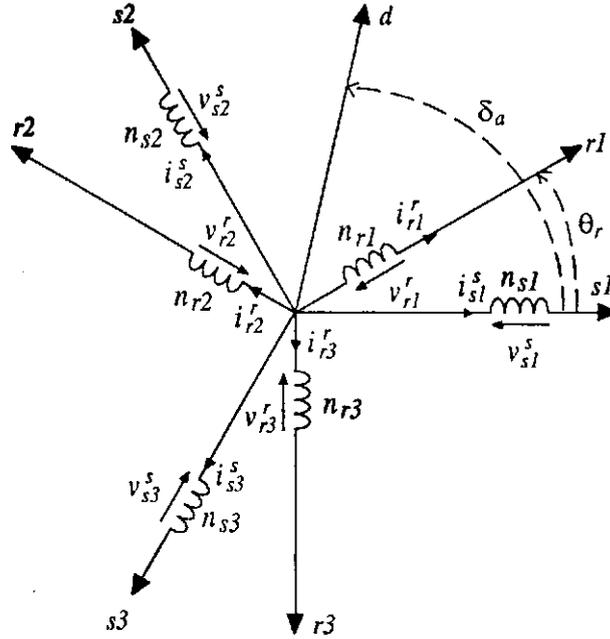


Figura 5.1: Representação esquemática dos enrolamentos da máquina de indução desbalanceada.

Para completar o modelo descrito pelas equações (5.1) a (5.5), é necessário definir as matrizes \mathbf{r}_{s123} , \mathbf{r}_{r123} , \mathbf{l}_{s123} , e \mathbf{l}_{r123} que representam as resistências e indutâncias do estator e do rotor, respectivamente. É importante lembrar que todas as hipóteses assumidas no desenvolvimento do modelo de Park padrão são também consideradas neste caso. A diferença básica da técnica proposta com relação a modelagem padrão é que o número de espiras da bobina aparece explicitamente nas matrizes de indutância e resistência. Deste modo, qualquer falta incipiente relacionada com as bobinas do estator pode ser representada mudando o número de espiras nas equações do modelo. Neste caso, a matriz de indutância do estator \mathbf{l}_{s123} é dada por

$$\mathbf{l}_{s123} = N_s n^2 \begin{bmatrix} P_{ss} & -\frac{P_{ms}}{2} & -\frac{P_{ms}}{2} \\ -\frac{P_{ms}}{2} & P_{ss} & -\frac{P_{ms}}{2} \\ -\frac{P_{ms}}{2} & -\frac{P_{ms}}{2} & P_{ss} \end{bmatrix} N_s \quad (5.6)$$

ou

$$\mathbf{l}_{s123} = \mathbf{N}_s \mathbf{l}'_{s123} \mathbf{N}_s \quad (5.7)$$

na qual

$$\mathbf{N}_s = \begin{bmatrix} n_{s1}/n_n & 0 & 0 \\ 0 & n_{s2}/n_n & 0 \\ 0 & 0 & n_{s3}/n_n \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

e $P_{ss} = P_{\sigma s} + P_{ms}$, e $P_{\sigma s}$, P_{ms} representam as permeâncias do estator da máquina, enquanto n_{s1} , n_{s2} , n_{s3} e n_n são os números de espiras de cada enrolamento do estator e uma normalização do número de espiras, respectivamente.

Seguindo o mesmo raciocínio, a matriz correspondente às indutâncias mútuas entre o estator e o rotor \mathbf{l}_{sr123} é dada por

$$\mathbf{l}_{sr123} = \mathbf{N}_s n_n^2 \begin{bmatrix} P_{msr} a_1 & -P_{msr} a_2 & -P_{msr} a_3 \\ -P_{msr} a_3 & P_{msr} a_1 & -P_{msr} a_2 \\ -P_{msr} a_2 & -P_{msr} a_3 & P_{msr} a_1 \end{bmatrix} \mathbf{N}_r$$

Similarmente,

$$\mathbf{l}_{sr123} = \mathbf{N}_s \mathbf{l}'_{sr123} \mathbf{N}_r \quad (5.9)$$

na qual, P_{msr} é a permeância magnética mútua do circuito magnético, $a_1 = \cos(\theta_r)$, $a_2 = \cos(\theta_r + 2\pi/3)$, $a_3 = \cos(\theta_r - 2\pi/3)$, θ_r é a posição angular do rotor, e \mathbf{N}_r é dada por

$$\mathbf{N}_r = \begin{bmatrix} n_{r1}/n_n & 0 & 0 \\ 0 & n_{r2}/n_n & 0 \\ 0 & 0 & n_{r3}/n_n \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

De modo semelhante, a matriz correspondente a matriz de indutância para o rotor \mathbf{l}_{r123} é

$$\mathbf{l}_{r123} = \mathbf{N}_r n_n^2 \begin{bmatrix} P_{rr} & -\frac{P_{mr}}{2} & -\frac{P_{mr}}{2} \\ -\frac{P_{mr}}{2} & P_{rr} & -\frac{P_{mr}}{2} \\ -\frac{P_{mr}}{2} & -\frac{P_{mr}}{2} & P_{rr} \end{bmatrix} \mathbf{N}_r$$

$$\mathbf{l}_{r123} = \mathbf{N}_r \mathbf{l}'_{r123} \mathbf{N}_r \quad (5.11)$$

onde $P_{rr} = P_{\sigma r} + P_{mr}$ e $P_{\sigma r}$, P_{mr} representam as permeâncias do rotor da máquina.

As resistências dos enrolamentos do estator e do rotor são também assumidas como dependentes dos seus respectivos números de espiras da bobina. Então, as matrizes de resistências do estator e do rotor são dadas por:

$$\mathbf{r}_{s123} = \mathbf{N}_s \begin{bmatrix} \sigma'_{s1} n_n^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma'_{s1} n_n^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma'_{s1} n_n^2 \end{bmatrix} \mathbf{N}_s + \mathbf{N}_s \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma''_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma''_{s3} \end{bmatrix} \mathbf{N}_s$$

ou

$$\mathbf{r}_{s123} = \mathbf{r}'_{s123} + \Delta\mathbf{r}''_{s123} \quad (5.12)$$

e por

$$\mathbf{r}_{r123} = \mathbf{N}_r n_n^2 \begin{bmatrix} \sigma'_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & \sigma'_{r1} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma'_{r1} \end{bmatrix} \mathbf{N}_r + \mathbf{N}_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma''_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & \sigma''_{r3} \end{bmatrix} \mathbf{N}_r$$

ou

$$\mathbf{r}_{r123} = \mathbf{r}'_{r123} + \Delta\mathbf{r}''_{r123} \quad (5.13)$$

Note que as matrizes de resistências do estator e do rotor foram decompostas respectivamente em duas partes: uma parte que pode ser escrita como proporcional ao quadrado do número de espiras do enrolamento mais uma parte residual. Sendo σ_i e ϵ_i dados pelas seguintes equações:

$$\begin{aligned} \sigma'_{i1} &= \frac{\rho}{C} \frac{l_c}{A_c n_{i1}} \\ \sigma''_{ij} &= \left(\frac{n_n}{n_{ij}} \right)^2 r_{ij} - n_n^2 \sigma'_{i1} \\ i &= s, r \quad j = 2, 3 \end{aligned}$$

onde ρ é a resistividade do condutor, A_c é a área da seção transversal de um condutor na bobina, l_c comprimento efetivo da espira, C número de caminhos paralelos da bobina.

5.2.2 Modelo trifásico modificado

Se a transformação *odq* padrão referenciada ao estator for diretamente aplicada ao caso no qual $n_{s1} \neq n_{s2} \neq n_{s3}$, o modelo *odq* resultante terá parâmetros variantes no tempo que dependem da posição angular do rotor. Um modelo *odq* variante no tempo é muito difícil de trabalhar e tem a mesma complexidade da representação trifásica primitiva. Portanto, um modelo quase invariante no tempo pode ser obtido se a matriz \mathbf{N}_s é adequadamente usada como mostrado em seguida.

Introduzindo as matrizes definidas acima nas equações (5.1) a (5.5) e fazendo

$$\mathbf{v}_s^{s'} = \mathbf{N}_s^{-1} \mathbf{v}_s^s, \quad \boldsymbol{\lambda}_s^{s'} = \mathbf{N}_s^{-1} \boldsymbol{\lambda}_s^s, \quad \mathbf{i}_s^{s'} = \mathbf{N}_s \mathbf{i}_s^s \quad (5.14)$$

$$\mathbf{v}_r^{r'} = \mathbf{N}_r^{-1} \mathbf{v}_r^r, \quad \boldsymbol{\lambda}_r^{r'} = \mathbf{N}_r^{-1} \boldsymbol{\lambda}_r^r, \quad \mathbf{i}_r^{r'} = \mathbf{N}_r \mathbf{i}_r^r \quad (5.15)$$

pode ser mostrado que

$$\mathbf{v}_{s123}^{s'} = \Delta\mathbf{r}''_{s123} \mathbf{i}_{s123}^{s'} + \mathbf{r}'_{s123} \mathbf{i}_{s123}^{s'} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{s123}^{s'}}{dt} \quad (5.16)$$

$$\mathbf{v}_{r123}^{r'} = \Delta \mathbf{r}_{r123}'' \mathbf{i}_{r123}^{s'} + \mathbf{r}'_{r123} \mathbf{i}_{r123}^{r'} + \frac{d\lambda_{r123}^{r'}}{dt} \quad (5.17)$$

$$\lambda_{s123}^{s'} = l'_{s123} \mathbf{i}_{s123}^{s'} + l'_{sr123} \mathbf{i}_{r123}^{r'} \quad (5.18)$$

$$\lambda_{r123}^{r'} = l'_{r123} \mathbf{i}_{r123}^{r'} + l'^T_{sr123} \mathbf{i}_{s123}^{s'} \quad (5.19)$$

$$T_e = p(\mathbf{i}_{s123}^{s'})^T \frac{\partial l'_{sr123}}{\partial \theta_r} \mathbf{i}_{r123}^{r'} \quad (5.20)$$

Note nas equações (5.16) a (5.20) que, exceto pelos termos residuais $\Delta \mathbf{r}_{s123}'' \mathbf{i}_{s123}^{s'}$ e $\Delta \mathbf{r}_{r123}'' \mathbf{i}_{r123}^{r'}$, o modelo resultante é balanceado.

5.2.3 Modelo *odq* modificado

O próximo passo na modelagem é usar a matriz de transformação de coordenadas 123 – *odq* que é válida em geral para qualquer condição de operação da máquina elétrica e está definida como:

$$\mathbf{x}_{s123}^{s'} = \mathbf{T}_s \mathbf{x}_{sodq}^{a'} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{x}_{r123}^{r'} = \mathbf{T}_r \mathbf{x}_{rodq}^{a'} \quad (5.22)$$

onde \mathbf{x}_{s123} e \mathbf{x}_{r123} podem representar uma tensão, uma corrente ou um vetor fluxo e $\mathbf{T}_s = \mathbf{T}(\delta_a)$, $\mathbf{T}_r = \mathbf{T}(\delta_a - \theta_r)$ com δ_a sendo uma posição angular arbitrária do eixo *dq* e,

$$\mathbf{T}(\delta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_a) & -\sin(\delta_a) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_a - 2\pi/3) & -\sin(\delta_a - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\delta_a + 2\pi/3) & -\sin(\delta_a + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Aplicando estas transformações nas equações trifásicas obtém-se:

$$\mathbf{v}_{sodq}^{a'} = \boldsymbol{\varepsilon}_s^a + \mathbf{r}'_{sodq} \mathbf{i}_{sodq}^{a'} + \frac{d\lambda_{sodq}^{a'}}{dt} + \omega_a \mathbf{J} \lambda_{sodq}^{a'} \quad (5.23)$$

$$\mathbf{v}_{rodq}^{a'} = \boldsymbol{\varepsilon}_r^a + \mathbf{r}'_{rodq} \mathbf{i}_{rodq}^{a'} + \frac{d\lambda_{rodq}^{a'}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \mathbf{J} \lambda_{rodq}^{a'} \quad (5.24)$$

$$\lambda_{sodq}^{a'} = l'_{sodq} \mathbf{i}_{sodq}^{a'} + l'_{srodq} \mathbf{i}_{rodq}^{a'} \quad (5.25)$$

$$\lambda_{rodq}^{a'} = l'_{rodq} \mathbf{i}_{rodq}^{a'} + l'_{srodq} \mathbf{i}_{sodq}^{a'} \quad (5.26)$$

$$T_e = pn_n^2 P_{msr} (i_{sq}^{a'} i_{rd}^{a'} - i_{sd}^{a'} i_{rq}^{a'}) \quad (5.27)$$

com

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

no qual $\omega_r = d\theta_r/dt$ é a velocidade do eixo, $\omega_a = d\delta_a/dt$ é a velocidade angular do eixo dq e,

$$\varepsilon_s^a = \Delta r''_{sodq} i_{sodq}^{a'} \quad (5.28)$$

$$\varepsilon_s^a = \Delta r''_{rodq} i_{rodq}^{a'} \quad (5.29)$$

$$r'_{sodq} = \left(\frac{n_n}{n_{s1}} \right) r'_{s1} \mathbf{I}_3 \quad (5.30)$$

$$r'_{rodq} = \left(\frac{n_n}{n_{r1}} \right) r'_{r1} \mathbf{I}_3 \quad (5.31)$$

$$l'_{sodq} = n_n^2 \begin{bmatrix} P_{\sigma s} & 0 & 0 \\ 0 & P_{\sigma s} + \frac{3}{2}P_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & P_{\sigma s} + \frac{3}{2}P_{ms} \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

$$l'_{rodq} = n_n^2 \begin{bmatrix} P_{\sigma r} & 0 & 0 \\ 0 & P_{\sigma r} + \frac{3}{2}P_{mr} & 0 \\ 0 & 0 & P_{\sigma r} + \frac{3}{2}P_{mr} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

$$l'_{srodq} = \frac{3}{2}n_n^2 P_{msr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$\Delta r''_{sodq} = \begin{bmatrix} r''_{s11} & r''_{s12} & r''_{s13} \\ r''_{s12} & r''_{s22} & r''_{s23} \\ r''_{s13} & r''_{s23} & r''_{s33} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

$$\Delta r''_{rodq} = \begin{bmatrix} r''_{r11} & r''_{r12} & r''_{r13} \\ r''_{r12} & r''_{r22} & r''_{r23} \\ r''_{r13} & r''_{r23} & r''_{r33} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Os elementos da matriz $\Delta r''_{sodq}$ são definidos por

$$r''_{s11} = \frac{1}{3} (\sigma''_{s2} + \sigma''_{s3})$$

$$r''_{s13} = \frac{\sqrt{2}}{3} [\sigma''_{s2} \sin(\delta_a + \pi/3) - \sigma''_{s3} \cos(\delta_a + \pi/6)]$$

$$r''_{s23} = \frac{1}{3} [-\sigma''_{s2} \sin(2\delta_a + 2\pi/3) + \sigma''_{s3} \sin(2\delta_a + \pi/3)]$$

$$r''_{s12} = -\frac{\sqrt{2}}{3} [\sigma''_{s2} \cos(\delta_a + \pi/3) + \sigma''_{s3} \sin(\delta_a + \pi/6)]$$

$$r''_{s22} = \frac{2}{3} [\sigma''_{s2} \cos^2(\delta_a + \pi/3) + \sigma''_{s3} \sin^2(\delta_a + \pi/6)]$$

$$r''_{s33} = \frac{2}{3} [\sigma''_{s2} \sin^2(\delta_a + \pi/3) + \sigma''_{s3} \cos^2(\delta_a + \pi/6)]$$

onde parâmetros r''_{si} foram definidos previamente em (5.12). Similarmente, os elementos da matriz para o rotor ($\Delta r''_{rodq}$) são determinados trocando o subscrito s por r e δ_a por $\delta_a - \theta_r$ em $\Delta r''_{sodq}$. Note que os elementos de $\Delta r''_{sodq}$ e $\Delta r''_{rodq}$ dependem de δ_a e $\delta_a - \theta_r$, respectivamente. O símbolo \mathbf{I}_3 representa a matriz identidade de terceira ordem.

Note que, exceto pelos termos de perturbações ε_s^a e ε_r^a que têm parâmetros variantes, todos os outros parâmetros não dependentes da velocidade do modelo dados por (5.23)-(5.27) são invariantes e balanceados. A dependência de ω_r é semelhante àquela de uma máquina *odq* balanceada.

Quando os enrolamentos do rotor estão balanceados e o referencial estatórico é usado, o modelo é invariante e, exceto pela influência de ε_s^s , o modelo é balanceado com os eixos desacoplados.

No caso particular de curto-circuito entre espiras ocorrendo em uma das fases do estator da máquina trifásica que é a falta elétrica mais frequente; podemos simplificar as expressões dos coeficientes da matriz $\Delta r''_{sodq}$

$$r''_{s11} = \frac{1}{3} \frac{\Lambda}{n_j} r_s \quad (5.37)$$

$$r''_{s13} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{\Lambda}{n_j} r_s \sin \delta_a \quad (5.38)$$

$$r''_{s23} = \frac{2}{3} (-1)^j \frac{\Lambda}{n_j} r_s \sin \delta_a \cos \delta_a \quad (5.39)$$

$$r''_{s12} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{\Lambda}{n_j} r_s \cos \delta_a \quad (5.40)$$

$$r''_{s22} = \frac{2}{3} \frac{\Lambda}{n_j} r_s \cos^2 \delta_a \quad (5.41)$$

$$r''_{s33} = \frac{2}{3} \frac{\Lambda}{n_j} r_s \sin^2 \delta_a \quad (5.42)$$

onde

$$\begin{aligned} j = 1 & \quad \delta_a = \theta \\ j = 2 & \quad \delta_a = -\theta + 2\pi/3 \\ j = 3 & \quad \delta_a = \theta + 2\pi/3 \\ \Lambda & = n_n - n_j \end{aligned} \quad (5.43)$$

As equações (5.24), (5.25), (5.26) e (5.27) formam um conjunto para a simulação do proposto.

5.3 Máquina trifásica com estator ligado em estrela sem conexão de neutro e rotor simétrico

Na dedução do modelo anterior, é suposto que as tensões nas fases da máquina são conhecidas [68]. Isto é verdade para ligações em estrela conectadas e em ligações em triângulo. Nesta seção iremos obter o modelo da máquina para o caso em que esta é ligada sem a conexão do neutro.

A Fig.5.2 mostra uma representação esquemática da máquina de indução conectada a uma fonte trifásica. Nesta figura, o neutro dos enrolamentos do estator é representado por "n" e o ponto da barra de tensões por "0".

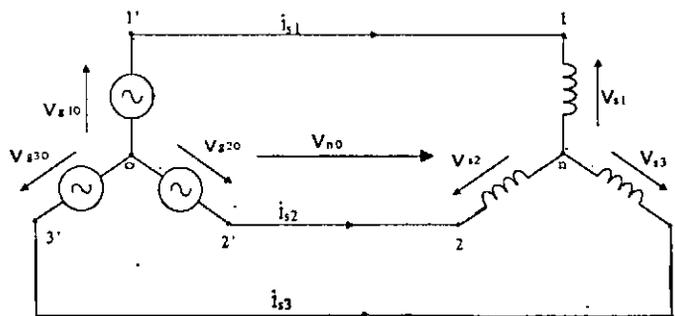


Figura 5.2: Representação esquemática de um motor de indução conectado em estrela sem conexão de neutro

De acordo com a Fig. 5.2, vemos que as tensões de fase do estator podem ser expressas em função das tensões das fontes e a tensão entre o ponto da estrela do enrolamento do estator e o ponto de terra das fontes v_{n0} , através das seguintes relações:

$$v_{s1} = v_{g10} - v_{n0} \tag{5.44}$$

$$v_{s2} = v_{g20} - v_{n0} \tag{5.45}$$

$$v_{s3} = v_{g30} - v_{n0} \tag{5.46}$$

$$v_{n0} = \frac{\sum v_{gi0} - \sum v_{si}}{3} \tag{5.47}$$

Podemos ainda usar a equação de nó para relacionar as correntes nas fases, dada por

$$i_{s1}^s + i_{s2}^s + i_{s3}^s = 0 \tag{5.48}$$

$$\frac{1}{n_1} i_{s1}^s + \frac{1}{n_2} i_{s2}^s + \frac{1}{n_3} i_{s3}^s = 0$$

$$i_{s3}^{s_1} = -\frac{n_3}{n_1} i_{s1}^{s_1} - \frac{n_3}{n_2} i_{s2}^{s_1}$$

onde $n_1 = n_{s1}/n_n$, $n_2 = n_{s2}/n_n$ e $n_3 = n_{s3}/n_n$.

Usando raciocínio semelhante ao desenvolvido na seção anterior, definimos:

$$i_{s0}^{s_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s1}^{s_1} + i_{s2}^{s_1} + i_{s3}^{s_1}) \quad (5.49)$$

$$i_{s1}^{s_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}^{s_1} + i_{sd}^{s_1} \right) \quad (5.50)$$

$$i_{s2}^{s_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}^{s_1} - \frac{1}{2} i_{sd}^{s_1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq}^{s_1} \right) \quad (5.51)$$

$$i_{s0}^{s_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_{s1}^{s_1} + i_{s2}^{s_1} - \frac{n_3}{n_1} i_{s1}^{s_1} - \frac{n_3}{n_2} i_{s2}^{s_1} \right) \quad (5.52)$$

$$i_{s0}^{s_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\left(1 - \frac{n_3}{n_1} \right) i_{s1}^{s_1} + \left(1 - \frac{n_3}{n_2} \right) i_{s2}^{s_1} \right) \quad (5.53)$$

$$i_{s0}^{s_1} = n_{s10} i_{s1}^{s_1} + n_{s20} i_{s2}^{s_1} \quad (5.54)$$

$$n_{s10} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(1 - \frac{n_3}{n_1} \right) \quad (5.55)$$

$$n_{s20} = k \left(1 - \frac{n_3}{n_2} \right) \quad (5.56)$$

$$i_{s0}^{s_1} = n_{s10} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}^{s_1} + i_{sd}^{s_1} \right) + n_{s20} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{s0}^{s_1} - \frac{1}{2} i_{sd}^{s_1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq}^{s_1} \right) \quad (5.57)$$

$$i_{s0}^{s_1} = n_{s10} \sqrt{\frac{1}{3}} i_{s0}^{s_1} + n_{s10} \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sd}^{s_1} + n_{s20} \sqrt{\frac{1}{3}} i_{s0}^{s_1} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{6}} i_{sd}^{s_1} + n_{s20} \sqrt{\frac{1}{2}} i_{sq}^{s_1}$$

$$\left(1 - n_{s10} \sqrt{\frac{1}{3}} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{3}} \right) i_{s0}^{s_1} = \left(n_{s10} \sqrt{\frac{2}{3}} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{6}} \right) i_{sd}^{s_1} + n_{s20} \sqrt{\frac{1}{2}} i_{sq}^{s_1}$$

Assim, obtemos $i_{s0}^{s_1}$ em função de $i_{sd}^{s_1}$, $i_{sq}^{s_1}$ e das relações das espiras

$$i_{s0}^{s_1} = a i_{sd}^{s_1} + b i_{sq}^{s_1} \quad (5.58)$$

onde

$$a = \frac{n_{s10} \sqrt{\frac{2}{3}} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{6}}}{1 - n_{s10} \sqrt{\frac{1}{3}} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{3}}} \quad (5.59)$$

$$b = \frac{n_{s20} \sqrt{\frac{1}{2}}}{1 - n_{s10} \sqrt{\frac{1}{3}} - n_{s20} \sqrt{\frac{1}{3}}} \quad (5.60)$$

Definindo

$$v_{s1}^{s'} + v_{s2}^{s'} + v_{s3}^{s'} = \sqrt{3}v_{s0}^{s'} \quad (5.61)$$

$$\frac{v_{s1}^{s'}}{n_1} + \frac{v_{s2}^{s'}}{n_2} + \frac{v_{s3}^{s'}}{n_3} = \sqrt{3}v_{s0}^{s'} \quad (5.62)$$

sabemos que a componente direta da tensão do estator pode ser obtida como

$$v_{sd}^{s'} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{s1}' - \frac{1}{2}v_{s2}' - \frac{1}{2}v_{s3}' \right) \quad (5.63)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{n_1}v_{s1} - \frac{1}{n_2} \frac{v_{s2}}{2} - \frac{1}{n_3} \frac{v_{s3}}{2} \right) \quad (5.64)$$

Introduzindo as Eqs.(5.44)-(5.46) em (5.64) tem-se

$$v_{sd}^{s'} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{n_1}v_{g10} - \frac{1}{n_2} \frac{v_{g20}}{2} - \frac{1}{n_3} \frac{v_{g30}}{2} + \left(\frac{-1}{n_1} + \frac{1}{2n_2} + \frac{1}{2n_3} \right) v_{n0} \right) \quad (5.65)$$

Em seguida, realizamos algumas manipulações algébricas para determinar v_{n0} a partir de (5.61) e (5.44)-(5.46)

$$v_{s0}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{s1}^{s'} + v_{s2}^{s'} + v_{s3}^{s'}) \quad (5.66)$$

$$v_{s0}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{n_1}v_{s1}^s + \frac{1}{n_2}v_{s2}^s + \frac{1}{n_3}v_{s3}^s \right) \quad (5.67)$$

$$v_{s0}^s = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{v_{g10}}{n_1} + \frac{v_{g20}}{n_2} + \frac{v_{g30}}{n_3} \right) - \frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{n_1} + \frac{1}{n_2} + \frac{1}{n_3} \right) v_{n0} \quad (5.68)$$

De (5.68) obtém-se o valor de v_{n0}

$$v_{n0} = \frac{1}{k_{\Delta}} \left(\frac{v_{g10}}{n_1} + \frac{v_{g20}}{n_2} + \frac{v_{g30}}{n_3} - \sqrt{3}v_{s0}^s \right) \quad (5.69)$$

Substituindo (5.69) em (5.65) tem-se

$$v_{sd}^{s'} = k_{d1}v_{g10} + k_{d2}v_{g20} + k_{d3}v_{g30} + k_{d4}v_{s0}^{s'} \quad (5.70)$$

onde, definindo

$$v_{sd0}^{s'} = k_{d1}v_{g10} + k_{d2}v_{g20} + k_{d3}v_{g30} \quad (5.71)$$

se obtém

$$v_{sd}^{s'} = v_{sd0}^{s'} + k_d v_{s0}^{s'} \quad (5.72)$$

Os coeficientes são definidos por

$$k_{\Delta} = \frac{n_1 n_2 + n_1 n_3 + n_2 n_3}{n_1 n_2 n_3} \quad (5.73)$$

$$k_{\Phi} = \left(\frac{-1}{n_1} + \frac{1}{2n_2} + \frac{1}{2n_3} \right) \quad (5.74)$$

$$k_{d1} = \frac{1}{n_1} \left(1 + \frac{k_\Phi}{k_\Delta} \right) \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (5.75)$$

$$k_{d2} = \frac{1}{n_2} \left(\frac{k_\Phi}{k_\Delta} - \frac{1}{2} \right) \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (5.76)$$

$$k_{d3} = \frac{1}{n_3} \left(\frac{k_\Phi}{k_\Delta} - \frac{1}{2} \right) \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (5.77)$$

$$k_{d4} = - \left(\frac{k_\Phi}{k_\Delta} \sqrt{3} \right) \sqrt{\frac{2}{3}} = k_d \quad (5.78)$$

Para determinar a componente de quadratura da tensão do estator $v_{sq}^{s'}$, procede-se de maneira semelhante àquela realizada para obtenção de $v_{sd}^{s'}$

$$v_{sq}^{s'} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{s2}^{s'} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s3}^{s'} \right) \quad (5.79)$$

$$v'_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2n_2} v_{g20} - \frac{\sqrt{3}}{2n_3} v_{g30} + \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{n_3} - \frac{1}{n_2} \right) v_{n0} \right) \quad (5.80)$$

Substituindo (5.69) em (5.80) obtém-se

$$v_{sq0}^{s'} = k_{q1} v_{g10} + k_{q2} v_{g20} + k_{q3} v_{g30} + k_{q4} v_{s0}^{s'}$$

Fazendo-se

$$v_{sq0}^{s'} = k_{q1} v_{g10} + k_{q2} v_{g20} + k_{q3} v_{g30}$$

obtém-se

$$v_{sq}^{s'} = v_{sq0}^{s'} + k_q v_{s0}^{s'}$$

onde

$$k_\Psi = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{n_3} - \frac{1}{n_2} \right)$$

$$k_{q1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{k_\Psi}{n_1 k_\Delta} \right)$$

$$k_{q2} = \frac{1}{n_2} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{k_\Psi}{k_\Delta} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$k_{q3} = \frac{1}{n_3} \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{k_\Psi}{k_\Delta} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$k_{q4} = -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{k_\Psi}{k_\Delta} \sqrt{3} \right) = k_q$$

Então

$$v_{sd0}^{s'} = \xi_{sd}^s + r_{sd} i_{sd}^{s'} + \frac{d\phi_{sd}^{s'}}{dt} - \left(\xi_{s0}^s + r_s i_{s0}^{s'} + l_{s0} \frac{di_{s0}^{s'}}{dt} \right) k_d \quad (5.81)$$

$$v_{sq0}^{s'} = \xi_{sq}^s + r_{sq} i_{sq}^{s'} + \frac{d\phi_{sq}^{s'}}{dt} - \left(\xi_{s0}^s + r_s i_{s0}^{s'} + l_{s0} \frac{di_{s0}^{s'}}{dt} \right) k_q \quad (5.82)$$

onde

$$\xi_{sd}^s = r_{s11}'' i_{sd}^{s'} + r_{s12}'' i_{sq}^{s'} + r_{s13}'' i_{s0}^{s'}$$

$$\xi_{sq}^s = r_{s21}'' i_{sd}^{s'} + r_{s22}'' i_{sq}^{s'} + r_{s23}'' i_{s0}^{s'}$$

$$\xi_{s0}^s = r_{s31}'' i_{sd}^{s'} + r_{s32}'' i_{sq}^{s'} + r_{s33}'' i_{s0}^{s'}$$

e, usando (5.58) tem-se

$$v_{sd0}^{s'} = r_{11}^f i_{sd}^{s'} + r_{12}'' i_{sq}^{s'} + l_{11}^f \frac{di_{sd}^{s'}}{dt} + l_{12}^f \frac{di_{sq}^{s'}}{dt} + l_{rd} \frac{di_{rd}^{s'}}{dt} \quad (5.83)$$

$$v_{sq0}^{s'} = r_{21}^f i_{sd}^{s'} + r_{22}'' i_{sq}^{s'} + l_{21}^f \frac{di_{sd}^{s'}}{dt} + l_{22}^f \frac{di_{sq}^{s'}}{dt} + l_{rq} \frac{di_{rq}^{s'}}{dt} \quad (5.84)$$

$$0 = v_{rd0}^{s'} = r_r i_{rd}^{s'} + \frac{d\phi_{rd}^{s'}}{dt} + w_r \phi_{rq}^{s'} \quad (5.85)$$

$$0 = v_{rq0}^{s'} = r_r i_{rq}^{s'} + \frac{d\phi_{rq}^{s'}}{dt} - w_r \phi_{rd}^{s'} \quad (5.86)$$

Nas deduções anteriores, considerou-se que os enrolamentos do rotor estão balanceados. Portanto, um modelo mais simples foi obtido. Pode-se escrever as equações do modelo (5.83) a (5.86) na seguinte forma compacta

$$\tilde{\mathbf{v}}_{sdq}^{s'} = \tilde{\mathbf{r}}_{sdq} i_{sdq}^{s'} + \tilde{\mathbf{l}}_{sdq} \frac{di_{sdq}^{s'}}{dt} + \tilde{\mathbf{l}}_{srdq} \frac{di_{rdq}^{s'}}{dt} \quad (5.87)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^{s'} = \mathbf{r}'_{rdq} i_{rdq}^{s'} + \frac{d\phi_{rdq}^{s'}}{dt} - \omega_r \mathbf{J} \phi_{rdq}^{s'} \quad (5.88)$$

onde

$$\phi_{sdq}^{s'} = \mathbf{l}'_{sdq} i_{sdq}^{s'} + \mathbf{l}'_{srdq} i_{rdq}^{s'} \quad (5.89)$$

$$\phi_{rdq}^{s'} = \mathbf{l}'_{rdq} i_{rdq}^{s'} + \mathbf{l}'_{srdq} i_{sdq}^{s'} \quad (5.90)$$

O vetor de tensão $\tilde{\mathbf{v}}_{sdq}^{s'} = [v_{sd0}^{s'} \ v_{sq0}^{s'}]^T$ é uma função da tensão de linha v_{g10} , v_{g20} e v_{g30} e as matrizes $\tilde{\mathbf{r}}_{sdq}$, $\tilde{\mathbf{l}}_{sdq}$ são matrizes 2x2 não diagonais, cujos coeficientes destas matrizes são dados abaixo:

$$r_{s11}^f = [(r_s + r_{s11}'' + ar_{s13}'') - ak_d (r_s + r_{s33}'') - k_d r_{s31}'']$$

$$r_{s12}^f = [(r_{s12}'' + br_{s13}'') - bk_d (r_s + r_{s33}'') - k_d r_{s32}'']$$

$$r_{s21}^f = [(r_{s21}'' + ar_{s23}'') - ak_q (r_s + r_{s33}'') - k_q r_{s31}'']$$

$$r_{s22}^f = [(r_s + r_{s22}'' + br_{s23}'') - bk_q (r_s + r_{s33}'') - k_q r_{s32}'']$$

$$l_{s11}^f = l_{sd} - ak_d l_{s0}$$

$$l_{s12}^f = -bk_d l_{s0}$$

$$l_{s21}^f = -ak_q l_{s0}$$

$$l_{s22}^f = l_{sq} - bk_q l_{s0}$$

Note que, exceto pela dependência de ω_r , o modelo é invariante no tempo, mas desbalanceado e *dq* acoplado. Apesar de complexo este modelo pode ser usado para propósitos de simulação e controle. A partir de (5.87) - (5.90) e (5.58) podemos representar esquematicamente a máquina de indução pelos circuitos equivalentes da figura 5.3.

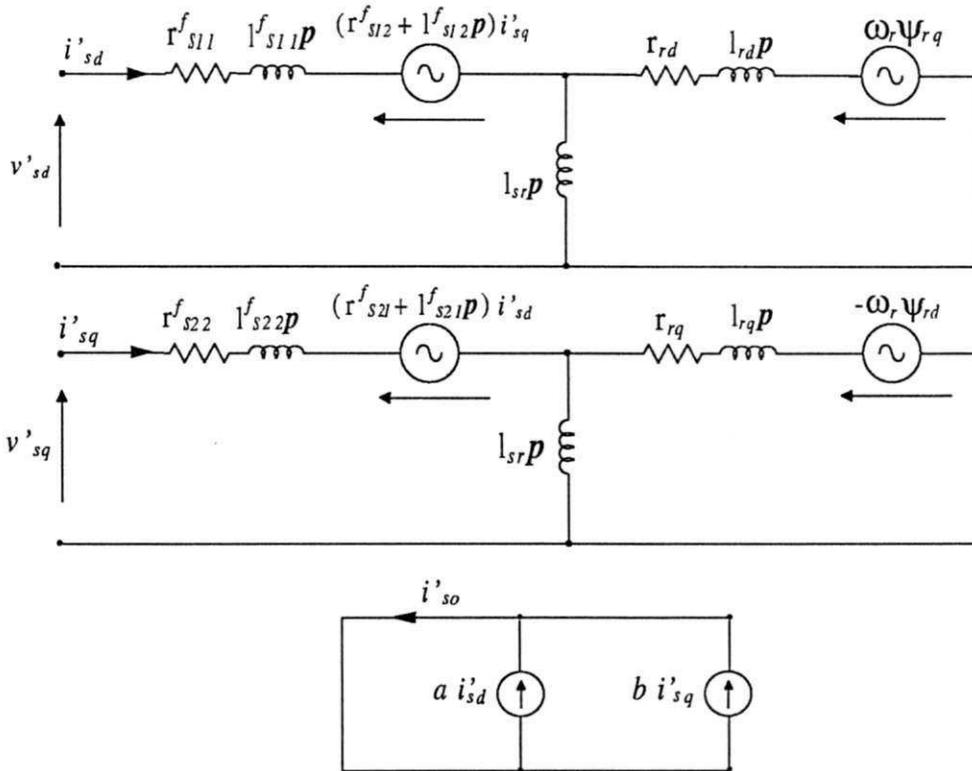


Figura 5.3: Circuitos equivalentes do motor de indução: (a) circuito equivalente de eixo direto; (b) circuito equivalente de eixo de quadratura; (c) circuito equivalente de eixo zero.

É importante observar que, quando a máquina de indução está equilibrada, os circuitos da figura 5.3 são idênticos aos circuitos *dq* da literatura corrente como era de se esperar. A fonte de tensão independente no circuito do estator desaparece, os parâmetros tornam-se: $l_{s11}^f = l_{sd}$, $l_{s22}^f = l_{sq}$, $r_{s11}^f = r_s$, $r_{s22}^f = r_s$ e também $i'_{s0} = 0$. As equações (5.87) - (5.90) e (5.58) são as equações do modelo da máquina de indução trifásica no referencial *dq* conectada em estrela sem neutro proposto para simulação.

5.4 Máquina bifásica

O mesmo procedimento usado para a máquina trifásica pode ser usado para uma máquina bifásica desbalanceada. O modelo dinâmico de uma bifásica é dada por,

$$\mathbf{v}_{sdq}^s = \mathbf{r}_{sdq} \mathbf{i}_{sdq}^s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s}{dt} \quad (5.91)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^r = \mathbf{r}_{rdq} \mathbf{i}_{rdq}^r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^r}{dt} \quad (5.92)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s = \mathbf{l}_{sdq} \mathbf{i}_{sdq}^s + \mathbf{l}_{srdq} \mathbf{i}_{rdq}^r \quad (5.93)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^r = \mathbf{l}_{rdq} \mathbf{i}_{rdq}^r + \mathbf{l}_{srdq} \mathbf{i}_{sdq}^s \quad (5.94)$$

$$T_e = p(\mathbf{i}_{sdq}^s)^T \frac{\partial \mathbf{l}_{srdq}}{\partial \theta_r} \mathbf{i}_{rdq}^r \quad (5.95)$$

\mathbf{v}_{sdq}^s , \mathbf{i}_{sdq}^s , $\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s$, \mathbf{v}_{rdq}^r , \mathbf{i}_{rdq}^r , $\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^r$ são vetores colunas representando tensão do estator, corrente de estator, fluxos rotóricos, tensão do rotor, corrente do rotor e fluxo do rotor, respectivamente. O vetor coluna representando as tensões do estator é definido como $\mathbf{v}_{sdq}^s = [\mathbf{v}_{sd}^s \ \mathbf{v}_{sq}^s]^T$, enquanto os outros vetores são definidos de maneira semelhante. As matrizes de parâmetros deste modelo são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{l}_{sdq} &= N_s n_n^2 \begin{bmatrix} P_{ss} & 0 \\ 0 & P_{ss} \end{bmatrix} N_s \\ \mathbf{l}_{sdq} &= N_s \mathbf{l}'_{sdq} N_s \end{aligned} \quad (5.96)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{l}_{srdq} &= N_s n_n^2 \begin{bmatrix} P_{msr} \cos(\theta_r) & -P_{msr} \sin(\theta_r) \\ P_{msr} \sin(\theta_r) & P_{msr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} N_r \\ \mathbf{l}_{srdq} &= N_s \mathbf{l}'_{srdq} N_r \end{aligned} \quad (5.97)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{l}_{rdq} &= N_r n_n^2 \begin{bmatrix} P_{ms} & 0 \\ 0 & P_{ms} \end{bmatrix} N_r \\ \mathbf{l}_{rdq} &= N_r \mathbf{l}'_{sdq} N_r \end{aligned} \quad (5.98)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{sdq} &= N_s n_n^2 \begin{bmatrix} r'_{rd} & 0 \\ 0 & r'_{rd} \end{bmatrix} N_s + N_s \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & r''_{rq} \end{bmatrix} N_s \\ \mathbf{r}_{sdq} &= N_s \mathbf{r}'_{sdq} N_s + N_s \Delta \mathbf{r}'_{sdq} N_s \end{aligned} \quad (5.99)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{rdq} &= N_r n_n^2 \begin{bmatrix} r'_{rd} & 0 \\ 0 & r'_{rd} \end{bmatrix} N_r + N_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & r''_{rq} \end{bmatrix} N_r \\ \mathbf{r}_{rdq} &= N_r \mathbf{r}'_{rdq} N_r + N_r \Delta \mathbf{r}'_{rdq} N_r \end{aligned} \quad (5.100)$$

$$\mathbf{N}_s = \begin{bmatrix} n_{sd}/n_n & 0 \\ 0 & n_{sq}/n_n \end{bmatrix} \quad (5.101)$$

$$\mathbf{N}_r = \begin{bmatrix} n_{rd}/n_n & 0 \\ 0 & n_{rq}/n_n \end{bmatrix} \quad (5.102)$$

Introduzindo

$$\mathbf{v}_{sdq}^{s'} = \mathbf{N}_s^{-1} \mathbf{v}_{sdq}^s, \quad \boldsymbol{\lambda}_{sdq}^{s'} = \mathbf{N}_s^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{sdq}^s \quad (5.103)$$

$$\mathbf{i}_{sdq}^{s'} = \mathbf{N}_s \mathbf{i}_{sdq}^s, \quad \mathbf{v}_{rdq}^{r'} = \mathbf{N}_r^{-1} \mathbf{v}_{rdq}^r \quad (5.104)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^{r'} = \mathbf{N}_r^{-1} \boldsymbol{\lambda}_{rdq}^r, \quad \mathbf{i}_{rdq}^{r'} = \mathbf{N}_r \mathbf{i}_{rdq}^r \quad (5.105)$$

e realizando a transformação de coordenadas representada por

$$\mathbf{x}_{sdq}^{s'} = \mathbf{T}_{sdq} \mathbf{x}_{sdq}^{a'} \quad (5.106)$$

$$\mathbf{x}_{rdq}^{r'} = \mathbf{T}_{rdq} \mathbf{x}_{rdq}^{a'} \quad (5.107)$$

com

$$\mathbf{T}_{sdq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a) & -\sin(\delta_a) \\ \sin(\delta_a) & \cos(\delta_a) \end{bmatrix} \quad (5.108)$$

$$\mathbf{T}_{rdq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_a - \theta_r) & -\sin(\delta_a - \theta_r) \\ \sin(\delta_a - \theta_r) & \cos(\delta_a - \theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.109)$$

o modelo descrito por (5.91)-(5.95) pode ser convertido para

$$\mathbf{v}_{sdq}^{a'} = \boldsymbol{\varepsilon}_{sdq}^a + \mathbf{r}'_{sdq} \mathbf{i}_{sdq}^{a'} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^{a'}}{dt} + \omega_a \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{sdq}^{a'} \quad (5.110)$$

$$\mathbf{v}_{rdq}^{a'} = \boldsymbol{\varepsilon}_{rdq}^a + \mathbf{r}'_{rdq} \mathbf{i}_{rdq}^{a'} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^{a'}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{rdq}^{a'} \quad (5.111)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{sdq}^{a'} = \mathbf{l}'_{sdq} \mathbf{i}_{sdq}^{a'} + \mathbf{l}'_{srdq} \mathbf{i}_{rdq}^{a'} \quad (5.112)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{rdq}^{a'} = \mathbf{l}'_{rdq} \mathbf{i}_{rdq}^{a'} + \mathbf{l}'_{srdq}^T \mathbf{i}_{sdq}^{a'} \quad (5.113)$$

$$T_e = pn_n^2 P_{msr} (i_{sq}^{a'} i_{rd}^{a'} - i_{sd}^{a'} i_{rq}^{a'}) \quad (5.114)$$

onde

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{sdq}^a = \mathbf{r}''_{sodq} \mathbf{i}_{sdq}^{a'} \quad (5.115)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{rdq}^a = \mathbf{r}''_{rodq} \mathbf{i}_{rdq}^{a'} \quad (5.116)$$

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.117)$$

$$\mathbf{l}''_{sodq} = n_n^2 \begin{bmatrix} P_{ss} & 0 \\ 0 & P_{ss} \end{bmatrix} \quad (5.118)$$

$$\mathbf{l}'_{rodq} = n_n^2 \begin{bmatrix} P_{rr} & 0 \\ 0 & P_{rr} \end{bmatrix} \quad (5.119)$$

$$\mathbf{l}'_{srodq} = n_n^2 P_{msr} \mathbf{I}_2 \quad (5.120)$$

$$\mathbf{l}'_{srodq} = n_n^2 P_{msr} \mathbf{I}_2 \quad (5.121)$$

$$\mathbf{r}'_{sdq} = n_n^2 r'_{sd} \mathbf{I}_2 \quad (5.122)$$

$$\mathbf{r}'_{rdq} = n_n^2 r'_{rd} \mathbf{I}_2 \quad (5.123)$$

$$\mathbf{r}''_{sodq} = \begin{bmatrix} r''_{sq} \sin^2(\delta_a) & \frac{1}{2} r''_{sq} \sin(2\delta_a) \\ \frac{1}{2} r''_{sq} \sin(2\delta_a) & r''_{sq} \cos^2(\delta_a) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{r}'_{rodq} = \begin{bmatrix} r''_{rq} \sin^2(\delta_a - \theta_r) & \frac{1}{2} r''_{rq} \sin(2\delta_a - \theta_r) \\ \frac{1}{2} r''_{rq} \sin(2\delta_a - \theta_r) & r''_{rq} \cos^2(\delta_a - \theta_r) \end{bmatrix}$$

O símbolo \mathbf{I}_2 representa a matriz identidade de segunda ordem.

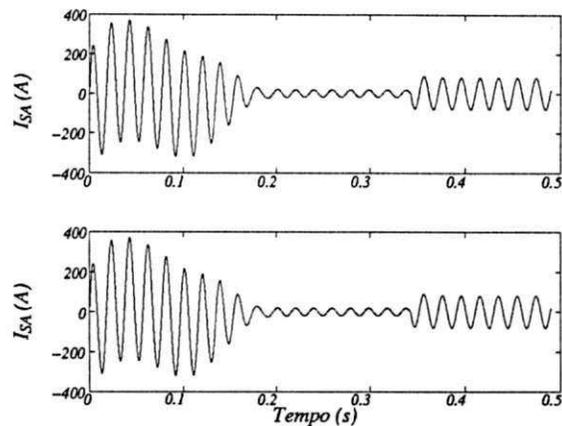
Quando o rotor está balanceado (i.e., $n_{rd} = n_{rq}$ veja equação (5.102)) e a referência estática é usada, o modelo resultante tem parâmetros invariantes como esperado [42].

Como o objetivo deste trabalho é a determinação do comportamento dinâmico da máquina assíncrona trifásica sob falta incipiente não iremos apresentar resultados de simulação para máquinas monofásicas e bifásicas.

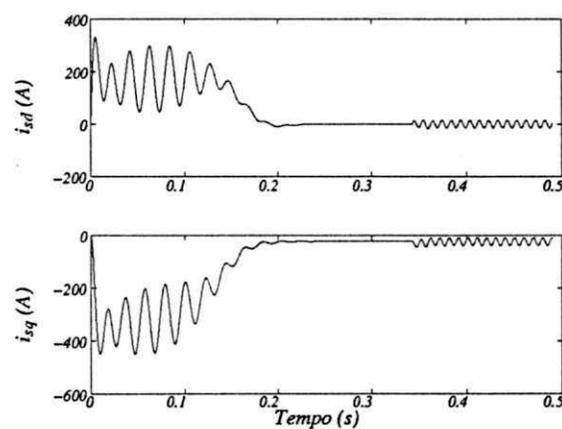
5.5 Resultados de simulação

As figuras 5.4 mostram os resultados da simulação para a partida de uma máquina trifásica com ligação em estrela com neutro conectado a terra, que opera sob condições balanceadas até um tempo de $t = 0.35s$. Depois de $t = 0.35s$, o número de espiras da bobina da fase s_1 é mudada para 90% do seu valor nominal. Os parâmetros da máquina trifásica usada neste estudo de simulação são dados em [69]. A Fig. 5.4a compara os resultados do modelo proposto (acima) e o modelo trifásico primitivo, apresentado nas Eqs.(5.1)-(5.5), (abaixo). Note que estas formas de onda são basicamente iguais. A Fig. 5.4b apresenta a corrente dq no referencial síncrono quando obtida com o modelo proposto.

As Figs. (5.5)-(5.7) mostram as correntes nas fases do motor de indução trifásico operando em estrela sem neutro conectado, usando o modelo desenvolvido nas Eqs.(5.87) - (5.90) para faltas entre espiras respectivamente nas fases s_1 , s_2 e s_3 .

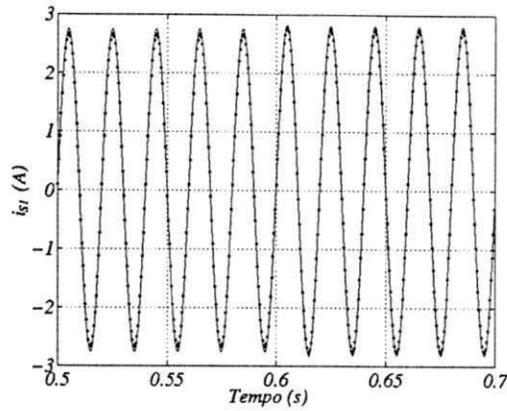


(a)

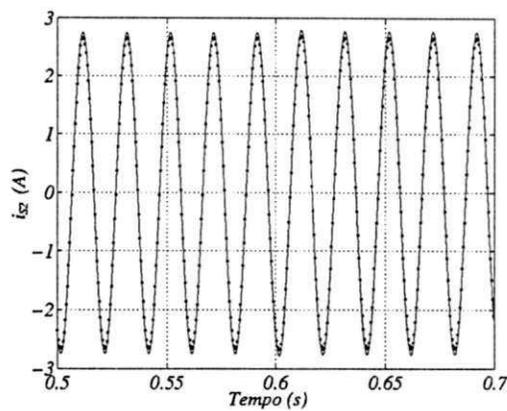


(b)

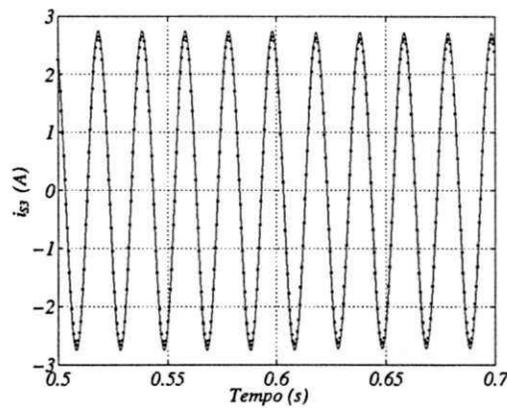
Figura 5.4: Forma de onda da corrente durante a partida e depois da mudança do número de espiras da bobina da fase s_1 de uma máquina trifásica com ligação Y com neutro conectado: (a) Simulada com o modelo proposto (acima), simulado com o modelo trifásico primitivo (abaixo); (b) correntes dq obtidas com o modelo proposto no referencial síncrono.



(a)

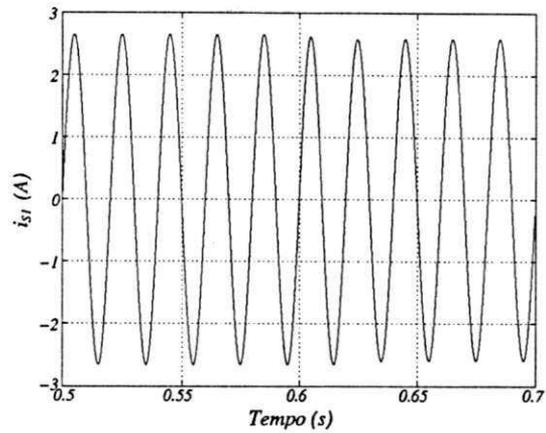


(b)

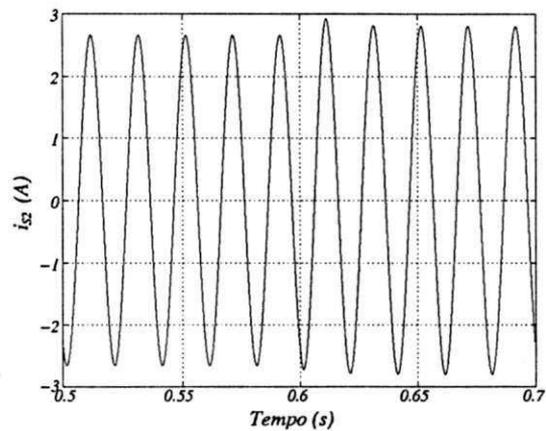


(c)

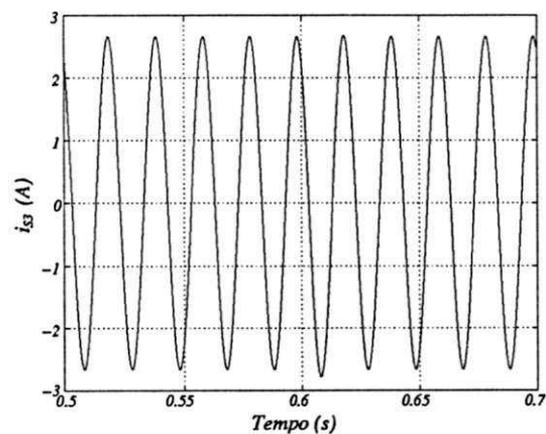
Figura 5.5: Forma de onda da correntes com curto em 1 espira da bobina da fase s_1 em 0.6 s de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (---); (b) corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (---); (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto (...), simulado com o modelo trifásico primitivo (---)



(a)

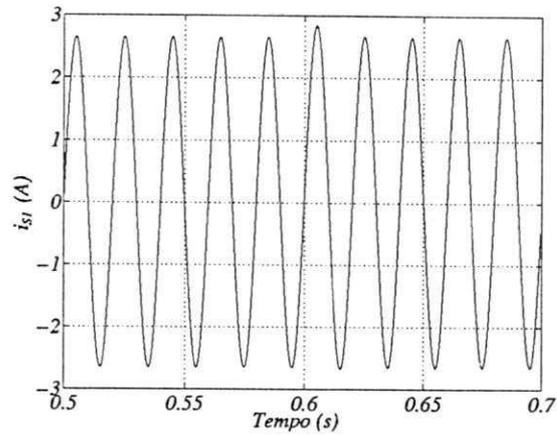


(b) Tensão

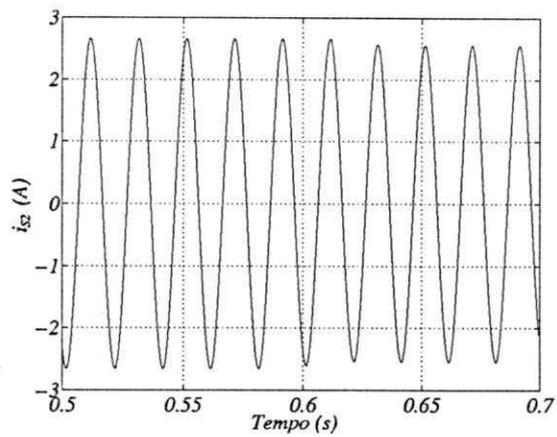


(c)

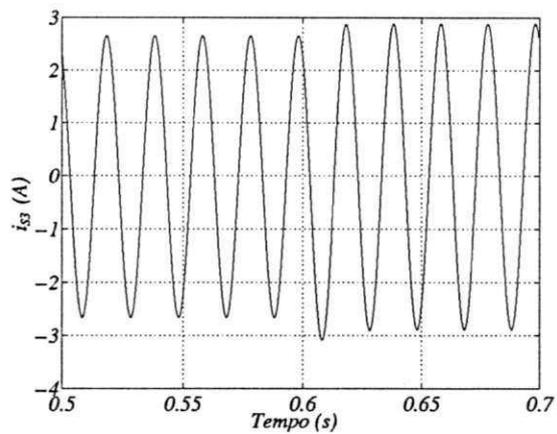
Figura 5.6: Forma de onda da correntes com curto em 3 espiras da bobina da fase s_2 de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado em 0.6 s (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto; b). corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto; (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto



(a)



(b)



(c)

Figura 5.7: Forma de onda da correntes com curto em 5 espiras da bobina da fase s_2 de uma máquina trifásica com ligação Y sem neutro conectado em 0.6 s (a) corrente da fase s_1 simulada com o modelo proposto; b) corrente da fase s_2 simulada com o modelo proposto; (c) corrente da fase s_3 simulada com o modelo proposto

5.6 Conclusão

Neste capítulo demonstramos que é possível descrever o comportamento dinâmico de uma máquina trifásica *CA* submetida à falta entre espiras através de modelos com parâmetros quase invariantes. O modelo com parâmetros invariantes é obtido pela conversão do modelo trifásico em um modelo *odq* modificado através de uma transformação de coordenadas que leva em conta o número de espiras do enrolamento da máquina.

O modelo *odq* modificado é um modelo vetorial e pode ainda ser usado com o propósito de esquemas de controle de máquinas sob operação desbalanceada em estudos de simulação e para o estudo de máquinas assíncronas monofásicas e bifásicas. Os resultados obtidos por estudos de simulação para motores de indução trifásicos com curto circuito entre espiras usando o modelo proposto foram comparados aos resultados obtidos com o modelo trifásico primitivo e demonstram a viabilidade do modelo apresentando.

Capítulo 6

Detecção de falta entre espiras no enrolamentos do estator

6.1 Introdução

Paradas não programadas de processos de manufatura devido a falha em motores podem acarretar prejuízos econômicos e, em algumas instalações causar risco de vida. A detecção e localização de anormalidades nos motores ajudam a evitar gastos dispendiosos e aumentar a segurança da instalação. Assim, é fundamental que, faltas embora incipientes, sejam detectadas e que manutenções preventivas sejam realizadas evitando que ocorram faltas mais graves. Nos últimos anos, pesquisas tem sido desenvolvida baseada na análise de assinatura da corrente do motor com o objetivo de detectar condições de falta elétrica e mecânica incipientes das máquinas de indução [13, 70]. Particularmente, estamos interessados em detectar faltas entre espiras no estator do motor de indução. Como se sabe as faltas devidas a isolação geralmente não rompem a bobina. Muitos especialistas acreditam que muitas faltas fase-terra ou fase-fase começaram realmente como uma falta entre espiras não detectada que cresceu e se propagou até que o desastre finalmente ocorreu [13].

Neste capítulo desenvolve-se uma nova técnica para detecção de faltas entre espiras do motor de indução em tempo real baseado na representação por vetor de Park no referencial síncrono das correntes de fase do motor e na aplicação de um algoritmo recursivo de Fourier.

6.2 Detecção de falta entre espiras no estator

Como foi visto nos capítulos 4 e 5, faltas entre espiras nas bobinas do estator provocam assimetrias entre as correntes de fase do estator do motor de indução causando o aparecimento da componente de sequência negativa. No caso de condições de desbalanço do estator, pode-se assumir que as variáveis (tensões, correntes e fluxos podem ser definidas por uma série de funções senoidais com coeficientes que podem ser variantes no tempo) [71]

$$f_{sa} = \sum_{k=0}^{\infty} (f_{sak\alpha} \cos(k\omega_s t) + f_{sak\beta} \sin(k\omega_s t)) \quad (6.1)$$

$$f_{sb} = \sum_{k=0}^{\infty} (f_{sbk\alpha} \cos(k\omega_s t) + f_{sbk\beta} \sin(k\omega_s t)) \quad (6.2)$$

$$f_{cs} = \sum_{k=0}^{\infty} (f_{csk\alpha} \cos(k\omega_s t) + f_{csk\beta} \sin(k\omega_s t)) \quad (6.3)$$

A transformação de Park, chamada transformação de *dois eixos*, faz corresponder às variáveis reais os componentes homopolar (índice o), eixo direto (índice d) e de eixo de quadratura (índice q).

Para o caso genérico, ou seja: corrente, tensão ou fluxo, esta transformação é dada por

$$\begin{bmatrix} f_{so} \\ f_{sd} \\ f_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \delta_a & \cos(\delta_a - 2\pi/3) & \cos(\delta_a - 4\pi/3) \\ -\sin \delta_a & -\sin(\delta_a - 2\pi/3) & -\sin(\delta_a - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{sa} \\ f_{sb} \\ f_{sc} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Motores de indução trifásicos são geralmente usados sem conexão do neutro. Portanto, as correntes de fase destes motores não têm componente homopolar. Neste caso, uma representação de duas dimensões pode ser utilizada para modelar o motor de indução trifásico. Uma representação desejável está baseada nos vetores de Park da corrente, tensão e fluxo do motor.

Transformando as correntes do estator para uma referência arbitrária, obtém-se as seguintes relações

$$\begin{aligned} i_{sd} = & \sum_{k=0}^{\infty} [i_{sdkA} \cos(k\omega_s t - \delta_a) + i_{sdkB} \sin(k\omega_s t - \delta_a)] \\ & + \sum_{k=0}^{\infty} [i_{sdkC} \cos(k\omega_s t + \delta_a) + i_{sdkD} \sin(k\omega_s t + \delta_a)] \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\begin{aligned}
 i_{sq} = & \sum_{k=0}^{\infty} [i_{sqkA} \cos(k\omega_s t - \delta_a) + i_{sqkB} \text{sen}(k\omega_s t - \delta_a)] \\
 & + \sum_{k=0}^{\infty} [i_{sqkC} \cos(k\omega_s t + \delta_a) + i_{sqkD} \text{sen}(k\omega_s t + \delta_a)]
 \end{aligned} \quad (6.6)$$

Portanto, adotando-se o referencial síncrono para as eqs.(6.5) e (6.6) isto é, $\delta_a = \omega_s t$ e considerando os termos para $k = 1, 2, 3$, obtém-se um vetor de Park com as seguintes componentes:

$$i_{sd}^e = i_{sdA}^e + i_{sdB}^e \cos(\omega_s t) + i_{sdC}^e \text{sen}(2\omega_s t) + i_{sdD}^e \cos(3\omega_s t) + \dots \quad (6.7)$$

$$i_{sq}^e = i_{sqA}^e + i_{sqB}^e \cos(\omega_s t) + i_{sqC}^e \text{sen}(2\omega_s t) + i_{sqD}^e \cos(3\omega_s t) + \dots \quad (6.8)$$

No espectro dos componentes das correntes do vetor de Park, nota-se um sinal de segunda harmônica somado aos demais componentes. Este componente de segunda harmônica do sinal i_{sd}^e , conforme foi observado a partir do modelo desenvolvido no capítulos 4, sempre está presente quando o motor é submetido a um curto-circuito entre espiras e cuja amplitude aumenta a medida que a severidade da falta no estator aumenta conforme pode ser visto na Fig.6.1 para um motor de indução cujos parâmetros estão apresentados em [72].

A amplitude deste sinal de frequência foi tomado como índice de diagnóstico para falta no estator.

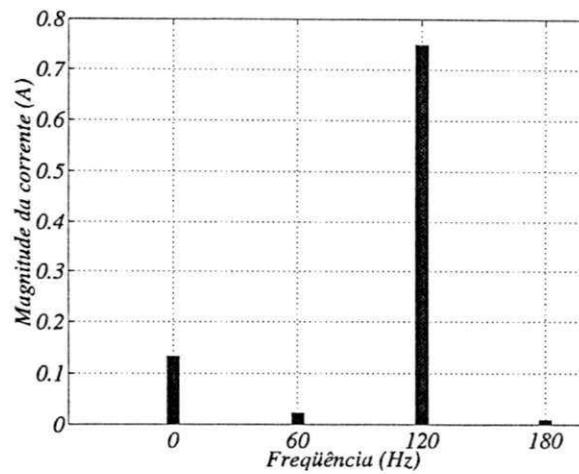
Com o objetivo de detectar faltas entre espiras no estator do motor em tempo real, as correntes de fase são medidas pelo sistema de aquisição de dados e a componente da corrente i_{sd}^e é computada. Em seguida, a amplitude da componente de segunda harmônica de i_{sd}^e é obtida empregando um algoritmo recursivo de Fourier de ciclo completo [73], dado abaixo

$$B_c(k) = B_c(k-1) + \frac{2}{N_p} (y(k) - y(k - N_p)) \cos\left(\frac{\pi mk}{N_p}\right) \quad (6.9)$$

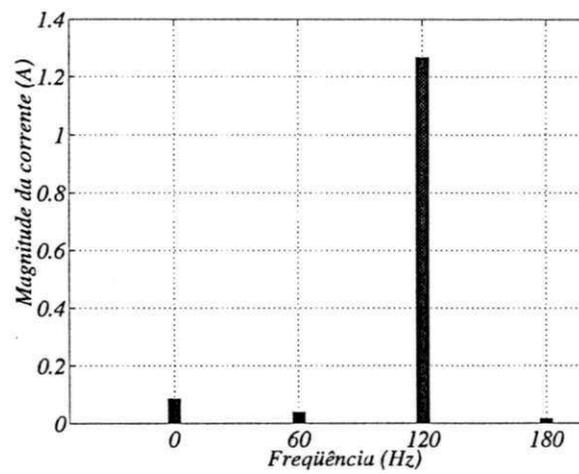
$$B_s(k) = B_s(k-1) + \frac{2}{N_p} (y(k) - y(k - N_p)) \sin\left(\frac{\pi mk}{N_p}\right) \quad (6.10)$$

$$B(k) = \sqrt{B_c(k)^2 + B_s(k)^2} \quad (6.11)$$

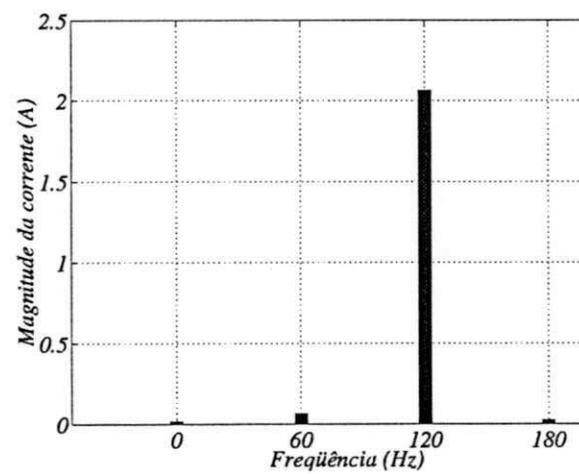
$$\phi(k) = \arctan\left(\frac{B_s(k)}{B_c(k)}\right) \quad (6.12)$$



(a)



(b)



(c)

Figura 6.1: Espectro da corrente i_{sd} para uma falta incipiente na fase s_1 ; a) Curto-circuito entre 3 espiras; b) Curto-circuito entre 5 espiras; c) Curto-circuito entre 8 espiras

No qual B é a amplitude do sinal, ϕ é o ângulo de fase do sinal, N_p é o número de amostras por período, m representa a ordem do harmônico de interesse. Se $m = 1$, o algoritmo estima a amplitude e a fase da fundamental. Este algoritmo possui baixa carga computacional. Este método é bastante eficiente para determinação das amplitudes e fases da fundamental e das harmônicas de um sinal mesmo para um sinal ruidoso, desde que o mesmo tenha frequência fixa.

6.3 Simulação computacional

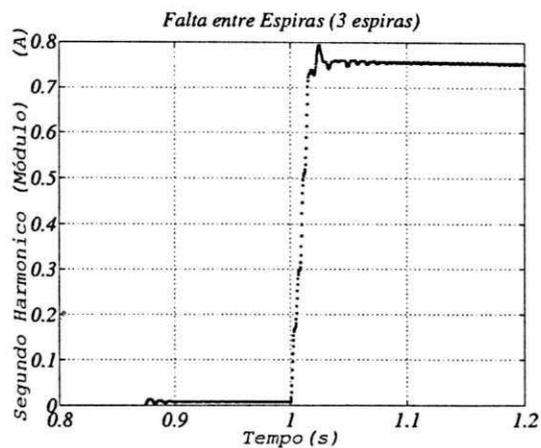
Para testar a técnica proposta para detecção da falta entre espiras do estator, um motor de indução com 366 espiras em cada fase do estator foi utilizado para simulação [72]. Considerou-se curtos de 3, 5 e 8 espiras na fase s_1 do motor, utilizando o modelo desenvolvido no capítulo 4. Os resultados são apresentados na figura 6.2. A falta foi aplicada em um tempo igual a 1 s. A amplitude da componente de segunda harmônica da corrente i_{sd}^c obtida em tempo real foi usada para indicar a presença da ocorrência da falta. O algoritmo tipo Fourier recursivo foi empregado.

Como se pode notar, o algoritmo proposto detecta rapidamente um aumento considerável da magnitude da componente de segunda harmônica de i_{sd} como consequência do aparecimento do curto-circuito entre espiras no enrolamento do estator do motor de indução. Vê-se também das figuras que, a gravidade da falta, isto é, aumento do número de espiras em curto é indicado com o aumento da amplitude da componente de segunda harmônica da corrente i_{sd}^c . Deste modo, observamos que o monitoramento deste componente do espectro de frequência da corrente é desejável para detecção de falta em tempo real no estator do motor. A seguir, é apresentado um experimento para validar a técnica proposta.

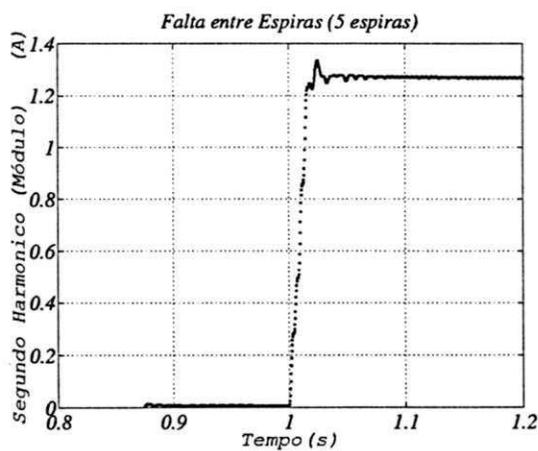
6.4 Projeto do experimento

Para a investigação da ocorrência de curto-circuito entre espiras no enrolamento do estator foram realizados experimentos com um motor de indução trifásico, 60 Hz, 2 pólos, 2 cv, 380/220 V, 3.84/6.65 A, WEG, modelo D56, 3415 rpm. O enrolamento do estator foi modificado adicionando-se alguns taps na bobina da fase s_1 do estator para possibilitar o curto-circuito variável do número de espiras. O sistema é constituído por um Pentium PC de 200 MHz, inversor SEMIKRON, placas de aquisição de sinais e de relés e programas desenvolvidos no LEIAM.

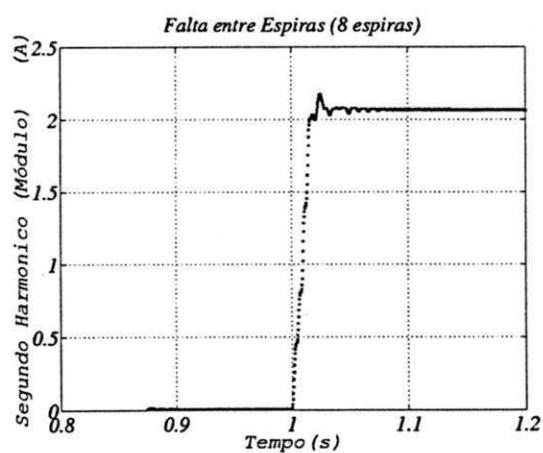
O motor foi inicialmente colocado em funcionamento sem falta. Em seguida, num



(a)



(b)



(c)

Figura 6.2: Amplitude da componente de frequência $2f$ da corrente i_{sd} para falta incipiente na fase s_1 ; a) Curto-circuito entre 3 espiras; b) Curto-circuito entre 5 espiras; c) Curto-circuito entre 8 espiras

tempo igual a 0.1 segundos, o motor foi submetido a faltas entre espiras no enrolamento da fase s_1 do estator, que estava conectado em estrela. Normalmente, coloca-se em série com a espira curto-circuitada um resistor para reduzir a corrente de curto-circuito e proteger o enrolamento do motor. Contudo, no experimento que realizamos, tal resistor não foi utilizado uma vez que, o tempo de curto circuito ao qual o motor foi submetido era relativamente pequeno para que pudesse danificar o seu isolamento. A corrente do estator foi amostrada com uma taxa de amostragem de 10 KHz. Foram curto-circuitadas considerando 4, 6 e 10 espiras da bobina fase s_1 , respectivamente, e a magnitude da corrente i_{sd}^e do vetor de Park no referencial síncrono foi examinada para detecção da severidade da falta. Em todos os casos, usou-se o algoritmo recursivo de Fourier com uma janela $N_p = 167$ e $m = 2$. Para evitar problemas térmicos capazes de danificar o enrolamento, usou-se durante os testes uma tensão menor que a tensão nominal do motor.

6.4.1 Resultados experimentais

A Fig.6.3 mostra as correntes nas fases do motor. Inicialmente, o motor está funcionando normalmente, após o que é aplicado um curto-circuito entre 4 espiras enrolamento do estator da fase s_1 . Considerando o mesmo regime anterior de funcionamento, vemos na Fig.6.3.b as correntes nas fases do estator para um curto circuito entre 10 espiras da fase s_1 do estator.

Na figura 6.3, podemos notar que, mesmo durante o regime de funcionamento sem falta do motor, diferente do que ocorre na simulação neste mesmo período de tempo, existe uma pequena assimetria nas correntes de fase do estator. Estas imperfeições notadas nas correntes de fase do motor podem estar associadas a assimetria residual no motor ou as medições das correntes, uma vez que a fonte de alimentação estava balanceada. Neste caso, a corrente i_{sd}^e terá uma componente *cc* importante na qual estão sobrepostas as harmônicas. Portanto, na prática, haverá componente i_{sd}^e de segunda harmônica durante a operação sem falta do motor.

Na Fig.6.4, são mostrados os resultados da aplicação do algoritmo recursivo de Fourier para curto circuitos na fase s_1 do estator entre 4, 6 e 10 espiras do enrolamento que correspondem, respectivamente, a 1,56%, 2,34% e 3.90% das espiras totais da fase curto circuitada.

Verifica-se, dos resultados obtidos, que a amplitude da componente espectral de i_{sd}^e em duas vezes a frequência da fonte de alimentação aumenta consideravelmente de acordo com a severidade da falta. Neste caso, poder-se-ia definir um fator de severidade da falta, o qual, seria dado pela relação entre a magnitude da componente da corrente

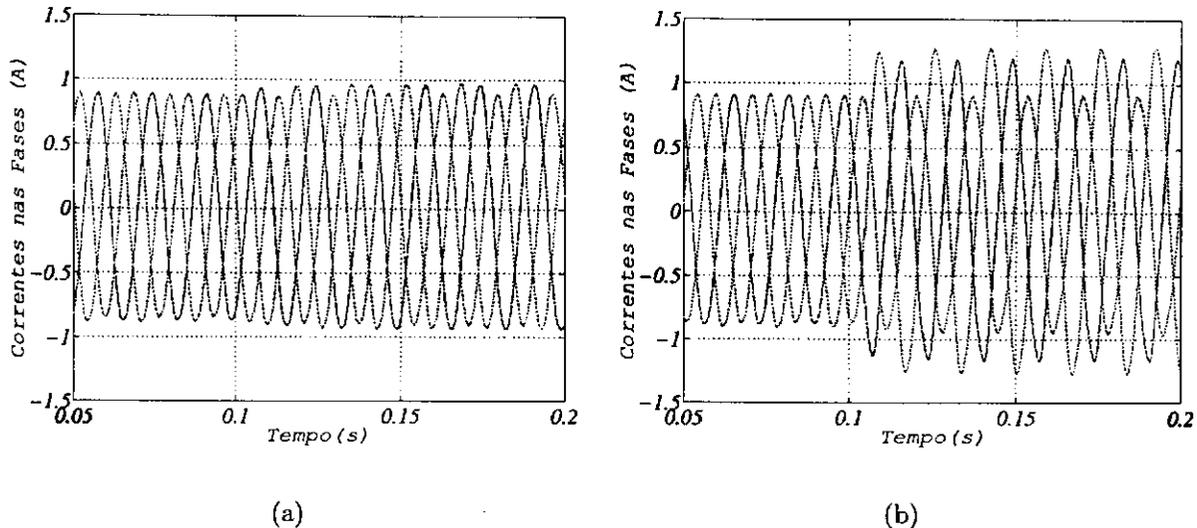


Figura 6.3: Amplitude das correntes para falta na fase s_1 : a) Curto-circuito de 4 espiras; b) Curto-circuito entre 10 espiras

i_{sd}^e , depois da falta e magnitude da componente i_{sd}^e corrente antes da falta. Nota-se também que o algoritmo de detecção permite o monitoramento da corrente do estator e responde rapidamente à presença da falta. Nota-se que os resultados são semelhantes aos obtidos na simulação computacional.

6.5 Conclusão

Neste capítulo, apresentou-se uma nova técnica baseada no monitoramento da corrente de eixo direto no referencial síncrono i_{sd}^e para detecção em tempo real de faltas incipientes entre espiras no enrolamento do estator do motor assíncrono trifásico. Esta técnica é desejável para emprego em sistemas de monitoramento para detecção antecipada de faltas em motores de indução trifásicos. Neste caso, a unidade de proteção do motor pode atuar rapidamente evitando que ocorram danos maiores para a instalação. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados e comprovam que faltas no enrolamento do estator podem ser efetiva e rapidamente detectadas usando esta nova técnica, tendo como base a componente da corrente i_{sd}^e relativa à segunda harmônica da fonte de alimentação. Foi mostrado que a severidade da falta está relacionada com a magnitude da componente da corrente i_{sd}^e monitorada.

corretamente.

Como se sabe a detecção de faltas incipientes em máquinas elétricas ainda é um campo aberto para pesquisa. Recomenda-se como continuação do trabalho a aplicação da técnica proposta para detecção de faltas incipientes devido a quebra de barras, anéis terminais ou falhas mecânicas. Recomenda-se também que sejam feitas investigações no sentido de empregar técnicas baseadas em waveletes, algoritmo genético e inteligência artificial para detecção de faltas incipientes em máquinas assíncronas..

Bibliografia

- [1] P. L. Alger. *Induction Machines*. Gordon and Breach Science Publishers, New York, 2nd edition, 1970.
- [2] X. Xu, R. de Doncker, and D. W. Novotny. A stator flux oriented induction machine drive. In *Conf. Rec. PESC*, pages 870–876, Kyoto - Japan, 1988.
- [3] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, and D. Leggate. A simple on-line adaption for indirect field orientation of an induction machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27(4):720–727, July/Aug. 1991.
- [4] B. K. Bose, M. G. Simoes, D.R. Crecelius, K. Rajashekara, and R. Martin. Speed sensorless hybrid vector controlled induction motor drive. In *Conf. Rec. IAS*, pages 137–143, 1995.
- [5] S. Mir, M. E. Elbuluk, and D. S. Zinger. Pi and fuzzy estimators for tuning the stator in direct torque control of induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PEL-13(2):279–287, Feb. 1998.
- [6] R. Blasco-Giménez, G.M. Asher, and M. Summer. A new method of stator resistance estimation for enhanced dynamic performance of sensorless vector control drives. In *Conf. Rec. EPE*, pages 1689–1694, Sept. 1995.
- [7] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and A. C. Oliveira. Parameter sensitivity of mrac models employed in ifo controlled ac motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(4):536–545, Aug. 1997.
- [8] T. G. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, and A. Bettini. Stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator. In *Conf. Rec. EPE*, pages 292–299, Sept. 1993.
- [9] R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, and D. Schlegel. A new flux and stator resistance identifier for ac drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(5):910–918, Sept./Oct. 1996.

- [10] L. Umanand and S. R. Bhat. Online estimation of stator resistance of an induction-motor for speed control applications. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 142(2):97-103, 1995.
- [11] M. N. Penman, A. J. Tait, and W. E. Bryan. Condition monitoring of electrical drives. *IEE Proceedings pt.B*, 133(3):142-148, May 1986.
- [12] S. F. Farag, R. G. Bartheld, and T. G. Habetler. An integrated on-line motor protection system. In *Proc. Conf. Rec. IEEE-IAS*, pages 117-122, 1994.
- [13] G. B. Kliman and J. Stein. Methods of motor currents signature analysis. *Electric Machines and Power Systems*, 20(5):463-474, 1992.
- [14] M. E. Steele, R. A. Ashen, and L. G. Knight. Applications of an electrical method for condition monitoring of motors. In *Proc. MOTORCON'82*, pages 321-335, June 1982.
- [15] P. J. Tavner and J. Penman. *Condition Monitoring Electrical Machines*. John Wiley, 1987.
- [16] A. J. M. Cardoso and et al. Inter-turn winding fault diagnosis in three-phase induction motors parks vector approach. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Ec 0-10, 1997.
- [17] M. Y. Chow, S. Altug, and H. J. Trussel. Set theoretic based neural-fuzzy motor fault detector. In *Conf. Rec. IAS'98*, pages 1908-1913, 1998.
- [18] T. W. S. Chow and G. Fei. Three phase induction assymmetrical faults identification using bispectrum. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, EC-10(2):688-699, 1995.
- [19] F. Filippetti and et. al. Deterministic approach and neural networks approach for stator short circuits diagnosis in induction machines. In *Proceedings of the European Power Electronics Conference*, Trodheim, 1997.
- [20] G. Joksimovic and J. Penman. The detection of interturn short circuits in the stator winding of operating motors. In *Conf. Rec. IAS'98*, pages 1974-1981, 1998.
- [21] G. B. Kliman, R. A. Koegl, and J. Stein. A new approach to on-line turn fault detection in ac motors. In *Conf. Rec. IAS'96*, pages 687-694, 1996.

- [22] M. Y. Chow. *Methodologies of using neural networks and fuzzy logic technologies for motor incipient fault detection*. Word Scientific, Singapore, first edition, 1997.
- [23] W. Leonhard. *Control of Electric Drives*. Springer Verlag, Berlin, first edition, 1985.
- [24] L. Umanand and S. R. Bhat. Online estimation of stator resistance of an induction-motor for speed control applications. *IEE Electric Power Applications*, 142(2):97–103, March 1995.
- [25] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, and M. Sumner. Rotor time constant identification in sensorless vector control drives using rotor slot harmonics. In *Conf. Rec. EPE*, pages 1083–1088, 1995.
- [26] B. K. Bose and N. R. Patel. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 13(3):401–409, May 1998.
- [27] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Parameter estimation of induction machines under sinusoidal pwm excitation. *IEEE Transactions on Conversion Energy*, 14(2):1218–1223, Dec. 1999.
- [28] J. R. Willis, G. J. Brocks, and J. S. Edmonds. Derivation of induction motors models from standstill frequency response tests. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 4(4):608–613, Dec. 1989.
- [29] S. I. Moon and A. Keyhani. Estimation of induction machine from standstill time-domain data. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-30(6):1609–1615, Nov/Dec. 1994.
- [30] J. K. Seok, S. I. Moon, and S. K. Sul. Induction machine parameter identification using pwm inverter at standstill. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 12(2):127–132, Jun 1997.
- [31] P. C. Krause. Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-84(11):1025, Nov. 1965.
- [32] Y. F. Zhao and T. A. Lipo. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. 1. machine modeling and multi-dimensional current regulation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 11(3):570–577, Sep. 1996.

- [33] M. E. H. Benbouzid. Bibliography on induction motors faults detection and diagnosis. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, EC-14(4):1065–1074, Dec. 1999.
- [34] D. Leith et al. Condition monitoring of electrical machines using real-time expert system. In *Proceedings of the 1988 International Conference of Electrical Machines*, pages 297–302, Pisa - Italy, 1988.
- [35] S. Chen et al. A new approach to motor condition monitoring in induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-30(4):905–911, Jul/Aug 1994.
- [36] R. Maier. Protection of squirrel-cage induction motor utilizing instantaneous power and phase information. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28(2):376–380, March-April 1992.
- [37] S. F. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula, and A. M. Trzynadlowski. Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(6):904–909, July-August 1996.
- [38] A. M. Trzynadlowski, M. Ghassemzadeh, and S. F. Legowski. Diagnostics of mechanical abnormalities in induction motors using instantaneous electric power. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, pages MB1–9.1–9.3, 1997.
- [39] M. E. Benbouzid and et al. Induction motor faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997.
- [40] J. M. Mendel. Use of higher-order statistics in digital processing and system theory: An update. In *Proceedings of the SPIE Conference on Advanced Algorithms and Architectures for Signal Processing III*, pages 126–144, San Diego, 1988.
- [41] C. B. Jacobina, J. E. Chaves Filho, and A. M. N. Lima. On-line estimation of the stator resistance of induction machines based on zero-sequence mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(2):346–353, March 2000.
- [42] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. IEEE Press, Piscataway, NJ, 1995.
- [43] R. H. Middleton and G. C. Goodwin. *Digital control and estimation*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, first edition, 1990.

- [44] M. Vélez-Reyes, K. Minami, and G. C. Verghese. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In *Conf. Rec. IAS*, pages 607–611, 1989.
- [45] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. The influence of the slip and the speed in the parameter estimation of induction machines. In *Conf. Rec. PESC*, pages 1068–1074, Jun. 1997.
- [46] J. Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8):1194–1214, Aug. 1994.
- [47] C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva. Pwm space vector based on digital scalar modulation. In *Conf. Rec. PESC*, pages 100–105, 1997.
- [48] T.-H. Liu, J.-R. Fu, and T. A. Lipo. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(5):910–918, Sept./Oct. 1993.
- [49] C. B. Jacobina, J. E. Chaves Filho, A. M. N. Lima, and L. A. S. Ribeiro. A new method for estimating all the electrical parameters of induction machines. In *Proceedings of the IAS-98 Conference*, pages 265–270, St. Louis - USA, 1998.
- [50] C. B. Jacobina, J. E. Chaves Filho, and A. M. N. Lima. Estimating the parameters of induction machines at standstill. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEC - to appear, August 1983.
- [51] J. Stephan, M. Bodson, and J. Chiasson. Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(3):746–759, May/June 1994.
- [52] D. E. Borgard, G. Olsson, and R. D. Lorenz. Accuracy issues for parameter estimation of field oriented induction machine drives. In *Conf. Rec. Ias*, pages 593–600, Denver, Colorado, USA, Oct 1994.
- [53] L. A. de S. Ribeiro, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. In *Conf. Rec. IAS*, 1997.
- [54] R. J. Kerkman, J. D. Thunes, T. M. Rowan, and D. Schlegel. A frequency-based determination of transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposes. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-32(3):577–584, May/June 1996.

- [55] A. Stankovic, E. R. Benedict, V. John, and T. A. Lipo. A novel method for measuring induction machine magnetizing inductance. In *Conf. Rec. IAS*, pages 234–238, 1997.
- [56] IEEE Standards Board. Electric machinery. In *IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. IEEE Press, Piscataway, New Jersey, 1995.
- [57] C. B. Jacobina, J. E. Chaves Filho, and A. M. N. Lima. Estimating the parameters of induction machines at standstill. In *Proceedings IEMDC'99*, pages 380–382, Seattle - USA, May 1999.
- [58] K. Astrom, P. Hagander, and J. Sternby. Zeros of sampled systems. *Automática*, 20(1):31–38, 1984.
- [59] L. A. S. Ribeiro. *Estimação e Controle da Máquina Assíncrona para Sistemas de Acionamento de Alto Desempenho*. Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande - Pb, 1998.
- [60] H. A. Toliyat and T. A. Lipo. Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10(2):241–247, 1995.
- [61] H. R. Fudeh and C. M. Ong. Modelling and analysis of induction machines containing space harmonics, parts 1, 2 and 3. *IEEE Transactions on Power Apparatus Systems*, PAS-102(8):2608–2628, Aug 1983.
- [62] D. W. Novotny and T. A. Lipo. Dynamics of vector control and field orientation. In *Wempec Tutorial Rep.*, pages 45–91, Madison - USA, 1989.
- [63] T. A. Lipo. *Theory and Control of Synchronous Machines, ECE Class Notes*. ECE, Department, University of Wisconsin, 1991.
- [64] D. C. White and H. H. Woodson. *Introductory Electromechanics*. Ronald Press, New York, 1965.
- [65] K. J. Waldschmidt. A general method for slot constant calculation. *Transactions on AIEE*, 78(2):1437–1441, 1954.
- [66] J. E. Chaves Filho, C. B. Jacobina, and A. M. N. Lima. Modelamento de máquinas assíncronas para faltas incipientes. In *Proceedings XII Congresso Brasileiro de Automática*, Florianópolis, Setembro 2000.

- [67] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-antaby, and T. A. Lipo. Multiple coupled circuit modeling of induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-31(2):311–318, Mar/Abril 1995.
- [68] C. B. Jacobina, J. E. Chaves Filho, and A. M. N. Lima. Quasi time-invariant parameter modeling and control of unbalanced induction machines. In *Conference Proceedings PESC2000*, pages 1557–1562, Galway, Ireland, June 2000.
- [69] P. Pillay and V. Levin. Mathematical models for induction machines. In *Conf. Rec. IAS*, pages 606–612, 1995.
- [70] R. R. Schoen, T. G. Hableter, B. K. Lin, J. H. Schalg, and S. Farag. An unsupervised on-line system for induction motors fault detection using stator monitoring. In *IEEE-IAS'94 Annual Meeting*, pages 103–109, 1994.
- [71] P. C. Krause. Simulation of unsymmetrical 2-phase induction machines. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-84(11):1025–1037, Nov. 85 1985.
- [72] A. Munoz-Garcia and T. A. Lipo. Complex vector model of squirrel cage induction machine including instantaneous rotor bar currents. In *Proceedings IEEE IAS Annual Meeting*, pages 57–64, St. Louis, Oct 1998.
- [73] T. M. Oliveira, A. C. Oliveira, L. Almeida L. A, and C. B. Jacobina. Algoritmo robusto para sincronização de sistemas em acionamento máquinas. In *Proceedings XII Congresso Brasileiro de Automática*, pages 1509–1514, Florianópolis - Sc, Setembro 2000.