Campus de São Carlos

"Identificação paramétrica de uma máquina assíncrona
pelo método da potência reativa"

Autor:

Alexandre Alves Sampaio e Silva

Orientador:

Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

**ESCOLA DE ENGENHARIA
DE SÃO CARLOS**

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IDENTIFICAÇÃO PARAMÉTRICA DE UMA MÁQUINA ASSÍNCRONA
PELO MÉTODO DA POTÊNCIA REATIVA

DEDALUS - Acervo - EESC

31100036429

*Dissertação apresentada junto ao Departamento
de Engenharia Elétrica da EESC / USP
como parte dos requisitos para obtenção
do título de Mestre em Engenharia Elétrica*

Autor: Alexandre Alves Sampaio e Silva

Orientador: Dr. Manoel Luis de Aguiar

SÃO CARLOS - 1996

Class.	TESE-EESC
Cott.	5549
Tombo	T039/97

Engenharia Elétrica

0746958

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca - EESC-USP

S586i Silva, Alexandre Alves Sampaio e
Identificação paramétrica de uma máquina
assíncrona pelo método da potência reativa /
Alexandre Alves Sampaio e Silva. -- São Carlos,
1996.

Dissertação (Mestrado). -- Escola de Engenharia
de São Carlos-Universidade de São Paulo, 1996.
Orientador: Prof. Dr. Manoel Luis de Aguiar.

1. Máquinas elétricas. 2. Motores de indução.
3. Identificação paramétrica. I. Título

FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em 20-12-1996
pela Comissão Julgadora:

Prof. Doutor **MANOEL LUIS DE AGUIAR (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Titular **DARIZON ALVES DE ANDRADE**
(Universidade Federal da Uberlândia - UFU)

Prof. Doutor **AZAURI ALBANO DE OLIVEIRA JUNIOR**
(Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo)

Prof. Dr. **GERALDO ROBERTO MARTINS DA COSTA**
Coordenador da Área de Engenharia Elétrica

JOSE CARLOS A. CINTRA
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

Índice

Lista de Símbolos.....	iii
Símbolos Principais:	iii
Subescritos:.....	vi
Resumo	vii
Abstract.....	viii
 Capítulo 1	
Introdução	1
 Capítulo 2	
Modelamento Matemático do Motor de Indução Trifásico	5
2.1. Introdução	5
2.2. Análise Vetorial	5
2.3. Obtenção do Modelo Vetorial	9
2.4. Modelamento do MIT em um Referencial Genérico.....	15
2.5. Modelamento do MIT no Referencial de Campo	18
 Capítulo 3	
Método da Potência Reativa Para Determinação dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução.	20
3.1. Introdução	20
3.2. Equacionamento do Método de Potência Reativa.	20
3.2.1. Determinação dos parâmetros com medição de torque.....	23
3.2.2. Determinação dos parâmetros do MIT sem medição de torque	25
 Capítulo 4	
Método da Aceleração Para Determinação dos Parâmetros Mecânicos do Motor de Indução.....	29
4.1. Introdução	29
4.2. Equacionamento do Método de Aceleração	30
4.3. Método dos Mínimos Quadrados Recursivo	31
4.4. Determinação do torque eletromagnético	36
4.5. Determinação dos Parâmetros Mecânicos	39

Capítulo 5	
Simulação.....	41
5.1. Introdução	41
5.2. Simulação dos Parâmetros Elétricos- Método da Potência Reativa	42
5.3. Resultados da Simulação- parâmetros elétricos.	46
5.4. Simulação da Obtenção dos Parâmetros Mecânicos- Método de Aceleração ..	50
Capítulo 6	
Procedimentos para Implementação.	53
6.1.Introdução.....	53
6.2. Parâmetros Elétricos	54
6.3. Procedimento de Implementação do Método de Aceleração.....	57
Capítulo 7	
Resultados Experimentais.....	59
7.1. Introdução	59
7.2. Obtenção dos Parâmetros Elétricos	60
7.3. Parâmetros Mecânicos	63
7.4. Análise e Validação dos Parâmetros.....	67
Capítulo 8	
Conclusões	76
Capítulo 9	
Referências Bibliográficas	78
Apêndice A	
Obtenção paramétrica de motores de indução via ensaio a vazio e de rotor bloqueado.	82

Lista de Símbolos

Símbolos Principais:

<u>Símbolo</u>	<u>Descrição</u>	<u>Unidade</u>
a	Parâmetro relativo ao efeito Pelicular;	-
a_1, a_2, a_3	constantes (método de Potência Reativa);	-
a_1, b_1	Coefficiente relativos ao MMQ;	-
e	Vetor erro (MMQ);	-
e_1	Erro de medidas;	-
f_2	Frequência de escorregamento;	Hz
G_c	Função de transferência;	-
h	Profundidade das barras de rotor;	pol.
I_l	Corrente RMS de fase de estator;	A
I_K	Corrente RMS de estator no teste em rotor bloqueado;	A
I_v	Corrente RMS de estator no teste em vazio;	A
$\vec{i}_r$	Vetor corrente de rotor;	A
$\vec{i}_s$	Vetor corrente de estator;	A
i_{sA}, i_{sB}	Corrente instantânea de estator no referencial fixo estator;	A
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Corrente instantânea de estator no referencial trifásico;	A
i_{sx}, i_{sy}	Corrente instantânea de estator no referencial de rotor;	A
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Corrente instantânea de estator no referencial genérico;	A
J	Momento de Inércia;	Nms ² /rad
K_1, K_2	Matrizes método potência reativa;	-
K_d	Coefficiente atrito dinâmico;	Nms/rad
K_ω	Constante de velocidade;	-
k	Tempo discreto ou largura das barras do rotor	pol.
l_r	Indutância própria de rotor por fase	H
l_s	Indutância própria de estator por fase	H

$l_{\sigma r}$	Indutância de dispersão de rotor por fase	H
$l_{\sigma s}$	Indutância de dispersão de estator por fase	H
L_s	Indutância própria de estator;	in
L_r	Indutância própria de rotor;	H
L_0, M	Indutância mútua entre enrolamentos;	H
m	Indutância mútua entre enrolamentos estator-rotor;	H
M_l	Torque de carga;	Nm
M_f	Coefficiente de atrito estático;	
m	Largura das ranhuras do rotor;	pol.
m_d	Torque eletromagnético instantâneo;	Nm
m_l	Torque de carga instantâneo;	Nm
P	Matriz de covariância (MMQ);	-
Q_1	Potência reativa;	VA _r
R_s	Resistência de estator;	Ω
R_r	Resistência de rotor;	Ω
s	Variável do domínio da frequência ou Escorregamento;	-
T_s	Constante de tempo de estator;	s
T_r	Constante de tempo de rotor;	s
t_0	Tempo de amostragem;	s
U_1	Tensão RMS de fase de estator;	V
U_K	Tensão RMS de estator no teste em rotor bloqueado;	V
U_v	Tensão RMS de estator no teste em vazio;	V
$\vec{u}_s$	Vetor tensão de estator;	V
u_{sA}, u_{sB}	Tensão instantânea de estator no referencial fixo no estator;	V
u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}	Tensão instantânea de estator referencial trifásico;	V
u_{sx}, u_{sy}	Tensão instantânea de estator referencial de rotor;	V
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	Tensão instantânea de estator referencial genérico;	V
V_1, V_2, V_3	Amplitude de tensão de estator;	V
X_σ	Reatância Magnética de dispersão;	Ω
X_H	Reatância própria de estator ou rotor;	Ω
y	Vetor de saída (MMQ);	-

y_u	Grandeza de saída sem ruído;	-
z	Variável do domínio z ;	-
z_p	número de pares de pólos;	-
α	Constante relativa ao MMQ;	-
γ	Vetor de correção (MMQ);	-
γ	Deslocamento angular referencial trifásico;	rad
$\Delta\sigma$	Variação fator de dispersão de rotor;	-
η	Deslocamento angular referencial genérico;	rad
ε	Deslocamento angular referencial de rotor;	rad
φ_K	Defasagem entre u_s e i_s . Ensaio de rotor bloqueado;	rad
ϕ_1	Defasagem entre U_1 e I_1 . Análise de regime;	rad
λ	Fator de esquecimento (MMQ);	-
λ	Deslocamento angular fasor tensão de estator;	rad
θ	Vetor de parâmetros;	-
ρ	Deslocamento angular referencial de campo;	rad
σ	Fator de dispersão total;	-
σ_s	Fator de dispersão de estator;	-
σ_r	Fator de dispersão de rotor;	-
ω	Velocidade angular de rotor;	rad/s
ω_1	Frequência angular de estator;	rad/s
ω_2	Frequência angular de escorregamento;	rad/s
ω_η	Frequência angular referencial genérico;	rad/s
ω_{mr}	Frequência angular referencial de campo;	rad/s
ξ_1, ξ_2	Constantes numéricas;	-
ψ	Fluxo;	Vs
Ψ	Vetor de dados;	-
ζ	Deslocamento angular vetor de tensão;	rad

Subescritos:

A, B	Eixos referencial fixo estator
a, b, c	Eixos referencial trifásico
d, q	Eixos referencial de campo
H	Índice (indutância própria)
K	Ensaio em rotor bloqueado
m	Ordem do referencial
r	rotor
s	estator
v	Ensaio em vazio
x, y	Eixos referencial de rotor
α, β	Eixos referencial genérico
η	sistema coordenadas genérico
σ	Índice (dispersão)

Abstract

This work investigates the obtention of the electrical and mechanical parameters of a squirrel-cage induction motor. Two methods of identification are studied: The reactive power method is used to determine the electrical parameters and one method of acceleration on a start-up test to find the mechanical ones.

The method of reactive power is developed through the analysis of machine steady state operation. In this analysis, a relationship among the electrical parameters and the reactive power is obtained. A minimization algorithm is used to determine the parameters based on this relationship.

The acceleration method uses an acquisition of the transient variables, which are used in a recursive least square method furnishing the mechanical parameters.

Both of the methods are implemented on a special hardware and software system, composed with sensors and A/D boards that make a digital acquisition of voltage, current and speed values.

The validation procedures for the method and parameters are based on comparisons between the real and simulated evaluation of the dynamical behavior of the motor in a start up test. Here, it was also discussed the Skin-effect influence over some of the motor parameters.

Resumo

O presente trabalho investiga a obtenção dos parâmetros elétricos e mecânicos de um motor de indução trifásico com rotor em gaiola, através da análise da potência reativa e das condições de transitório de partida.

Através de análise teórica do motor operando em regime, obtém-se um conjunto de relações, que envolve o valor da potência reativa num determinado estado de operação e os parâmetros elétricos do motor.

Baseado nestas relações, é definido um funcional quadrático envolvendo valores da potência reativa, obtidos para diversos pontos de operação. Um algoritmo de minimização fornece os parâmetros procurados.

A realização de ensaios de partida, e aquisição de variáveis durante o transitório possibilita a determinação dos parâmetros mecânicos do motor pela utilização de um método dos mínimos quadrados recursivo.

Para a execução destes métodos, foi implementado hardware e investigado um algoritmo, que permitem aquisições digitais e automatizadas das tensões e correntes de fase e também da velocidade do motor.

Os procedimentos de validação do método, bem como dos parâmetros obtidos são baseados em comparações do comportamento real e simulado relativos a um ensaio de partida do motor. Neste tópico foram também discutidos a influência do efeito Pelicular sob determinados parâmetros.

Capítulo 1

Introdução

O presente trabalho trata da identificação de parâmetros elétricos e mecânicos de um Motor de Indução Trifásico MIT com rotor em gaiola, utilizando um método que toma por base, o balanço de energia (para os parâmetros elétricos) e o método de aceleração (para determinação dos parâmetros mecânicos).

Atualmente, esta tarefa pode ser realizada por meio de alguns procedimentos de ligação da máquina, aplicação de determinadas formas de onda e também com a aplicação de cargas mecânicas no eixo do rotor da mesma, tais como o ensaio em curto e vazio [ABNT (1982)].

Tais procedimentos, em geral, demandam demasiado tempo de execução, mão-de-obra especializada e fornecem uma precisão em geral discutível e altamente dependente de uma série de equipamentos [JACOBINA, C. B. et al (1994)]. Apesar de automatizável, ainda assim os resultados demandam um grande tempo de execução.

RUPPERT FILHO, E. & ALMEIDA, A. T. L. (1990) apresentam um método para obtenção de parâmetros elétricos através dos ensaios em curto e vazio. A peculiaridade do método apresentado por estes autores reside no fato de que além da determinação dos parâmetros a partir daqueles ensaios, são também determinados os parâmetros em alguns pontos de operação diferentes dos ensaios em curto e vazio.

A aplicação de pontos diferentes de operação se justifica pela variação de alguns dos parâmetros do motor quando se vai da condição de rotor travado à condição de rotor livre. Segundo os autores, a variação da reatância de dispersão se deve à saturação, e da resistência elétrica de rotor e da reatância de dispersão de rotor ao efeito pelicular.

A tendência e grande interesse atual de utilização dos motores de indução como elementos atuadores em servosistemas [VAS, P (1990)], têm despertado a investigação de métodos alternativos para obtenção dos parâmetros elétricos do MIT.

Nas novas propostas, procuram-se métodos que sejam eficientes, precisos e que possam em certos casos, serem utilizados juntamente com processos de controle atuando em tempo real, como apresentado por LORENZ, R.D. et al (1994).

As estratégias de controle atuais aplicadas a motores de indução trifásico (MIT) baseiam-se nas já consagradas técnicas vetoriais associadas a técnicas de campo orientado [GARCIA, G. O. et al (1994)]. Através destas técnicas é possível conseguir um desacoplamento efetivo entre as grandezas de atuação sobre o fluxo no motor e a grandeza atuante sobre o torque tal que o MIT possa ser controlado de forma semelhante a uma máquina de corrente contínua, [VAS, P. (1990)].

As técnicas de controle em campo orientado, por sua vez, exigem um conhecimento preciso dos parâmetros do MIT para se conseguir um perfeito desacoplamento entre as grandezas de fluxo e torque.

O método de identificação paramétrica investigado neste trabalho se baseia no procedimento estudado por BEIERKE, S. (1992), ao qual foi acrescido de um sistema de aquisição digital com o objetivo de se obter uma certa automatização do mesmo.

O método utilizado faz uso de um estudo do balanço de energia do motor operando em regime permanente, e a partir do qual se obtém algumas expressões que relacionam o valor da potência reativa e os parâmetros do motor. A partir da medição automatizada do valor da potência reativa em determinados pontos de operação obtém-se o conjunto de parâmetros elétricos do MIT com o auxílio de um algoritmo de minimização de um funcional quadrático.

Neste trabalho também se investiga uma estrutura de hardware que permite uma automatização na aquisição dos dados necessários à execução do método proposto.

Segundo DAVIS, M.H.A. & VINTER, R.B (1985), pode-se estabelecer que os procedimentos para a identificação de parâmetros se constituem em:

1. Seleção do melhor tipo de modelamento;
2. Escolha das entradas e saídas;
3. Especificação do modelo;
4. Validação do modelo, ou seja, confirmação do modelo escolhido, após alguns resultados preliminares.

Desta forma, o trabalho foi estruturado da seguinte maneira:

O capítulo 2 mostra uma análise matemática da abordagem vetorial da máquina de indução, estabelecendo o modelamento da máquina propriamente dito, explicitando as equações envolvidas. Neste capítulo é apresentado um modelamento do motor em um referencial genérico, como desenvolvem DE DONKER, R. W. & NOVOTNY, D. W. (1994) no projeto de um controlador universal.

No capítulo 3 é desenvolvido o método da potência reativa, o qual utiliza o balanço de energia para determinar os parâmetros elétricos da máquina.

No capítulo 4 são tratados os procedimentos utilizados para a determinação dos parâmetros mecânicos da máquina. Estes parâmetros são determinados a partir do método de aceleração, que emprega o método dos mínimos quadrados recursivo [ISERMANN, R. (1991)].

A partir de dados conhecidos de um motor de indução trifásico, no capítulo 5 são mostradas as simulações do método da potência reativa sob diversas condições de operação da máquina de indução e os parâmetros correspondentes a estas simulações. Ainda neste capítulo são mostradas as simulações do método de aceleração também sob diversas condições de operação do motor.

O capítulo 6 mostra os procedimentos empregados para a implementação dos métodos da potência reativa e aceleração, colocando-se também a descrição completa do sistema utilizado (hardware) e os programas de identificação.

No capítulo 7 são apresentados os resultados experimentais obtidos com a aplicação do método da potência reativa a um motor de indução cujos parâmetros são desconhecidos. Para efeito de validação do método e dos parâmetros obtidos, são

apresentados e discutidos procedimentos com base na comparação de ensaios reais e simulados. Ainda neste capítulo é discutida a influência do efeito pelicular sobre certos parâmetros estimados.

Por fim, o capítulo 8 apresenta as conclusões e avaliação dos métodos estudados neste trabalho.

Capítulo 2

Modelamento Matemático do Motor de Indução Trifásico

2.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada a obtenção de um modelo matemático para o MIT, com o objetivo de se estipular o conjunto de parâmetros necessários à representação do mesmo. Por outro lado, o modelo aqui obtido também será utilizado como ponto de partida para a simulação do método de identificação paramétrica a ser apresentado no capítulo 3, bem como para os procedimentos de validação discutidos no capítulo 7.

2.2. Análise Vetorial

Os procedimentos de identificação paramétrica a serem investigados neste trabalho visam uma contribuição ao estudo e implementação de estratégias de controle com motores de indução, através do emprego de técnicas de campo orientado. Nas aplicações atuais, esta estratégia de controle está associada a um modelamento do MIT obtido pelo uso da teoria de fasores de espaço, que permite a obtenção dos chamados modelos vetoriais do MIT [VAS, P.(1992)].

Estes modelos vetoriais, ou em notação vetorial são obtidos pelo mapeamento do sistema de coordenadas trifásico, definidas sobre uma seção transversal do MIT,

em um plano ortogonal , imposto como sendo um plano complexo [NAUNIN, D. (1991)].

Dentre as principais vantagens na utilização da notação vetorial para a análise de um motor de indução trifásico, destacam-se:

- Devido a representação vetorial, o vetor de corrente e fluxo proporcionam uma característica fisicamente espacial;
- O torque eletromagnético produzido no motor de indução trifásico tem uma representação visual, desde que o mesmo é proporcional à magnitude do vetor de fluxo e de corrente e o seno do ângulo entre eles.
- A notação vetorial permite a análise do motor quando excitado por conversores, uma vez que as grandezas vetoriais podem ser usadas para quaisquer frequências e comportamento temporal das grandezas de fase.
- As variações na amplitude e/ou frequência das grandezas de fase são representadas na notação vetorial, respectivamente por variações na amplitude e/ou velocidade angular do vetor de espaço;
- Pode-se representar deslocamentos de fase de diferentes grandezas através de deslocamentos angulares dos correspondentes vetores de espaço.
- Na notação vetorial, cada grandeza física do MIT será representada por uma grandeza complexa dotada de uma parte real e outra imaginária.

Para execução deste modelamento são tomadas as seguintes considerações:

- O circuito magnético é considerado linear;
- O fluxo tem uma distribuição senoidal ao longo de todo entre-ferro;
- Para rotor em gaiola, a resistência de rotor é considerada constante;
- Não são consideradas perdas no ferro e de Foucault;
- Não é considerado o efeito pelicular;
- O enrolamento de estator deve ser conectado em estrela e sem conexão de ponto de neutro.

Partindo-se destas condições, pode-se definir a tensão do estator como uma resultante das contribuições das tensões de cada fase do sistema trifásico.

$$\begin{aligned}\bar{u}_s(t) &= u_{sA}(t) + j u_{sB}(t) \\ &= u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j\gamma} + u_{sc}(t)e^{j2\gamma}\end{aligned}\tag{2.2.1a}$$

com $\gamma = 2\pi/3$.

ou, em notação fasorial tem-se:

$$\bar{u}_s(t) = u_s(t) e^{j\lambda(t)}\tag{2.2.1b}$$

onde $\bar{u}_s(t)$ é denominado vetor de espaço de tensão de estator. Através de (2.2.1b) nota-se que esta grandeza pode ser considerada como sendo a tensão de estator resultante, obtida pela contribuição individual das tensões de fase do sistema trifásico, considerando-se a posição espacial dos enrolamentos de estator.

Admitindo-se um enrolamento trifásico semelhante ao enrolamento de estator de um MIT alimentado por um sistema de tensões trifásicas equilibrado, o vetor de espaço resultante, tal como descrito pelas eqs.(2.2.1), pode ser representado graficamente como mostrado na fig.(2.1). Nesta figura, é considerado um determinado instante de tempo em que $u_{sb} < 0$ e $u_{sc} < 0$.

Considerando-se que as tensões de fase de estator são do tipo senoidal com uma frequência angular ω_1 e amplitude U , tal que:

$$u_{sa}(t) = \frac{3}{2} U \cos(\omega_1 t)\tag{2.2.2a}$$

$$u_{sb}(t) = \frac{3}{2} U \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})\tag{2.2.2b}$$

$$u_{sc}(t) = \frac{3}{2} U \cos(\omega_1 t + \frac{4\pi}{3})\tag{2.2.2c},$$

Fig. 2.1: Representação gráfica da composição fasorial das componentes de tensão de estator.

Utilizando-se nas eqs.(2.2.1) a definição do vetor tensão complexo resultará que:

$$\vec{u}_s(t) = (u_{sa}(t) + u_{sb}(t)e^{j\gamma} + u_{sc}(t)e^{j2\gamma}) = \frac{3}{2} U e^{j\omega_1 t} \quad (2.2.3)$$

Por inspeção da equ.(2.2.3), nota-se que o vetor $\vec{u}_s(t)$ gira ao redor da origem com velocidade e amplitude constantes, em relação a um referencial fixo na estrutura do motor. Este referencial fixo pode ser representado tal como indicado na fig.(2.1), apresentando os eixos denominados “AB”.

Para se obter as grandezas de fase a partir da notação vetorial basta projetar o vetor de espaço nos eixos do sistema trifásico. Assim tem-se:

$$u_{sa}(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}\{\bar{u}_s(t)\} = \frac{2}{3} u_{sA}(t) \quad (2.2.4a)$$

$$u_{sb}(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}\{\bar{u}_s(t) e^{-j\gamma}\} = \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{2} u_{sA}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{sB}(t)\right) \quad (2.2.4b)$$

$$u_{sc}(t) = \frac{2}{3} \operatorname{Re}\{\bar{u}_s(t) e^{-j2\gamma}\} = \frac{2}{3} \left(-\frac{1}{2} u_{sA}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{sB}(t)\right) \quad (2.2.4c)$$

A idéia de vetor de espaço pode ser estendida ao fluxo e as correntes de um motor. Sendo assim, os fluxos concatenados e a correntes do estator e rotor na forma vetorial serão dados por:

$$\vec{\psi}_s(t) = \psi_{sa}(t) + \psi_{sb}(t) e^{j\gamma} + \psi_{sc}(t) e^{j2\gamma} \quad (2.2.5)$$

$$\vec{i}_s(t) = i_{sa}(t) + i_{sb}(t) e^{j\gamma} + i_{sc}(t) e^{j2\gamma} \quad (2.2.6)$$

$$\vec{\psi}_r(t) = \psi_{ra}(t) + \psi_{rb}(t) e^{j\gamma} + \psi_{rc}(t) e^{j2\gamma} \quad (2.2.7)$$

$$\vec{i}_r(t) = i_{ra}(t) + i_{rb}(t) e^{j\gamma} + i_{rc}(t) e^{j2\gamma} \quad (2.2.8)$$

2.3. Obtenção do Modelo Vetorial

A partir de certas considerações de simetria com relação aos aspectos construtivos, o motor de indução trifásico pode ser representado pelo diagrama elétrico tal como mostrado na fig.(2.2) [LEONHARD, W. (1990)]:

Fig.2.2 Representação do motor de indução trifásico

Na fig.(2.2), a fase “a” de rotor possui um deslocamento angular ϵ em relação à fase “A” do estator. Nesta figura, as letras maiúsculas “ABC” designam os eixos de estator e as minúsculas “abc” os de rotor.

Pelas considerações de simetria, admite-se que as resistências por fase são iguais e também as indutâncias por fase em cada enrolamento.

Para o MIT alimentado por um sistema de tensões trifásicas equilibrado, pode-se escrever a equ.(2.3.1) para a fase “a”. Neste capítulo, deste ponto em diante serão omitidas, por conveniência, as notações da variável independente (t).

$$u_{sa} = R_{sa} i_a + \frac{d}{dt} \psi_{sa} \quad (2.3.1)$$

onde: ψ_{sa} (fluxo na fase “A” do estator) é devido à contribuição dos fluxos de cada fase, e será dado por:

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & (l_{sa} + l_{\sigma sa}) i_{sa} + l_{sb} i_{sb} \cos(\gamma) + l_{sc} i_{sc} \cos(2\gamma) + m i_{sb} \cos(\epsilon) + \\ & + m i_{sc} \cos(\epsilon) + m i_{rb} \cos(\epsilon + \gamma) + m i_{rc} \cos(\epsilon + 2\gamma) \end{aligned} \quad (2.3.2)$$

Obtendo-se as tensões e fluxos para as fases “B” e “C” de modo análogo às eqs.(2.3.1) e (2.3.2), bem como para as fases “a”, “b”, e “c” dos enrolamentos de rotor, e utilizando-se as definições de vetor de espaço de tensão, corrente e fluxo tal como nas eqs.(2.2.3) e (2.2.5) a (2.2.8), chega-se a:

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s \quad (2.3.3a)$$

Considerando que o motor sob estudo é um motor em gaiola, tem-se:

$$0 = R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r \quad (2.3.3b)$$

com:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r e^{j\epsilon} \quad (2.3.4a)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + L_s \vec{i}_s e^{-j\epsilon} \quad (2.3.4b)$$

e sendo,

$$L_s = \frac{3}{2} l_s + l_{os} = (1 + \sigma_s) L_0 \quad (2.3.5a)$$

$$L_r = \frac{3}{2} l_r + l_{or} = (1 + \sigma_r) L_0 \quad (2.3.5b)$$

$$L_0 = \frac{3}{2} l_s = \frac{3}{2} l_r = \frac{3}{2} m = M \quad (2.3.5c)$$

onde: l_s : Indutância própria de estator por fase;

l_r : Indutância própria de rotor por fase;

$l_{\sigma s}$: Indutância de dispersão de estator por fase;

$l_{\sigma r}$: Indutância de dispersão de rotor por fase;

L_0, M : Indutância mútua entre enrolamentos;

L_s : Indutância de estator no sistema ortogonal;

L_r : Indutância de rotor no sistema ortogonal;

m : Indutância entre enrolamentos de estator e rotor.

Utilizando as eqs.(2.3.4) em (2.3.3) e desenvolvendo-se, vem:

$$R_s \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_s = R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_r e^{j\epsilon}) = \vec{u}_s \quad (2.3.6a)$$

$$R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_r) e^{j\epsilon} + j \omega M \vec{i}_r e^{j\epsilon} = \vec{u}_s \quad (2.3.6b)$$

procedendo de maneira análoga obtém-se a equação elétrica para o rotor:

$$R_r \vec{i}_r + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_r = R_r \vec{i}_r + L_r \frac{d}{dt} \vec{i}_r + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_s e^{-j\epsilon}) = 0 \quad (2.3.7a)$$

$$R_r \vec{i}_r + L_r \frac{d}{dt} \vec{i}_r + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_s) e^{-j\epsilon} + j \omega M \vec{i}_s e^{-j\epsilon} = 0 \quad (2.3.7b)$$

As equações diferenciais (2.3.6) e (2.3.7) descrevem o comportamento eletromagnético do motor de indução em condições de regime permanente e transitório. O comportamento da máquina é completado pela equação de movimento, ou seja, do torque elétrico e transientes mecânicos.

O torque elétrico é definido como a força tangente exercida no enrolamento do rotor devido ao campo magnético produzido pela força contra-eletromotriz do estator, e, segundo LEONHARD, W (1990), pode ser expresso por:

$$m_d = \frac{2}{3} M \text{Im}[\vec{i}_s (\vec{i}_r e^{j\epsilon})^*] \quad (2.3.9)$$

Deste modo, o modelo completo do motor de indução será então dado pelo seguinte conjunto de equações:

$$R_s \vec{i}_s + L_s \frac{d}{dt} \vec{i}_s + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_r) e^{j\epsilon} + j\omega M \vec{i}_r e^{j\epsilon} = \vec{u}_s \quad (2.3.10)$$

$$R_r \vec{i}_r + L_r \frac{d}{dt} \vec{i}_r + M \frac{d}{dt} (\vec{i}_s) e^{-j\epsilon} + j\omega M \vec{i}_s e^{-j\epsilon} = 0 \quad (2.3.11)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega = m_d - K_d \omega - M_L \quad (2.3.12)$$

$$\frac{d}{dt} \epsilon = \omega \quad (2.3.13)$$

As equações (2.3.10) e (2.3.11) podem ser desdobradas em parte real e imaginária, resultando num total de seis equações diferenciais não lineares para representar o motor de indução em gaiola de esquilo.

Para o caso do MIT considerado, onde a estrutura do rotor é do tipo gaiola de esquilo, a corrente de rotor é uma grandeza que não pode ser medida diretamente. Desta forma, é conveniente substituir por outra que possa ser acessível na estrutura de estator.

Uma possibilidade é introduzir a corrente de magnetização de rotor $\vec{i}_{mr}$, relacionando a indutância de magnetização e o fluxo concatenado de rotor. Com o auxílio da equ.(2.3.4b) e (2.3.3b), tem-se:

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{i}_r + M \vec{i}_s e^{-j\epsilon} = L_0 (1 - \sigma_r) \vec{i}_r + L_0 \vec{i}_s e^{-j\epsilon} \quad (2.3.14)$$

Rescrevendo-se a equ.(2.3.14) no referencial de estator:

$$\vec{\psi}_r = L_0 [(1 - \sigma_r) \vec{i}_r e^{j\epsilon} + \vec{i}_s] = L_0 \vec{i}_{mr} \quad (2.3.15)$$

onde:

$$\vec{i}_{mr} = (1 - \sigma_r) \vec{i}_r e^{j\varepsilon} + \vec{i}_s \quad (2.3.16)$$

A grandeza $\vec{i}_{mr}$ como definida pela equ.(2.3.16) ainda não é uma grandeza diretamente mensurável, mas como será mostrado, esta grandeza pode ser obtida com base em modelos de fluxo, a partir de medição de grandezas de estator [LEONHARD, W. (1990)].

Antes de prosseguir com a análise do modelo dado pelas eqs.(2.3.10) a (2.3.13), faz-se necessário uma análise dos sistemas de referenciais do MIT. Essas equações estão referidas a sistemas de coordenadas diferentes, respectivamente ao estator e ao rotor. Para uma melhor análise destas equações torna-se necessário projetá-las em um referencial único.

A partir da disposição construtiva do MIT, existem vários referenciais que poderão ser adotados para determinação do modelamento do motor de indução. A fig.(2.3) mostra alguns desses referenciais:

Fig. 2.3: Alguns eixos que podem ser adotados como referencial.

Na fig. (2.3), os ângulos são todos definidos com relação ao referencial fixo no estator (sistema AB). O sistema de coordenadas genérico é composto pelos eixos “ α ” e “ β ”, enquanto que no sistema de coordenadas de campo, os eixos são denominados “d” e “q”. No sistema de coordenadas de rotor, os eixos real e imaginário são denominados respectivamente “x” e “y”.

O referencial genérico é considerado um referencial qualquer, com deslocamento angular η em relação ao estator e velocidade angular ω_η . Pode ser qualquer um dos demais referenciais mostrados bastando para isso substituir o ângulo η pelo ângulo do referencial desejado.

De uma forma geral, para se mudar para o referencial genérico η , basta projetar as grandezas envolvidas no estator e no rotor para este referencial, multiplicando essas grandezas pelo fator $e^{-j\eta}$. Assim tem-se, por exemplo:

$$\vec{i}_s e^{-j\eta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.3.17)$$

$$\vec{u}_s e^{-j\eta} = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} \quad (2.3.18)$$

$$\vec{i}_{mr} e^{-j(\eta-\rho)} = i_{mr\alpha} + j i_{mr\beta} \quad (2.3.19)$$

Em seguida é apresentado o desenvolvimento completo do equacionamento para o referencial genérico, contendo as equações de estator e rotor.

2.4. Modelamento do MIT em um Referencial Genérico

Processando-se a mudança de referenciais tal como indicado pelas equações de (2.3.17) a (2.3.19) de tal forma que todas as equações estejam referidas a um mesmo referencial e introduzindo-se a corrente de magnetização $\vec{i}_{mr}$, tal como definido

na equ.(2.3.16), o modelo do MIT no referencial genérico comum será descrito por:

$$\frac{d}{dt} i_{s\alpha} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{s\alpha} - \frac{i_{s\alpha}}{T_s \sigma} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt} i_{mr\alpha} + \omega_\eta \left(i_{s\beta} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma} i_{mr\beta} \right) \quad (2.4.1)$$

$$\frac{d}{dt} i_{s\beta} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{s\beta} - \frac{i_{s\beta}(t)}{T_s \sigma} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt} i_{mr\beta} - \omega_\eta \left(i_{s\alpha} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma} i_{mr\alpha} \right) \quad (2.4.2)$$

onde $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de tempo do estator.

$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)}$: Fator de dispersão global.

ω_η : Velocidade angular do referencial genérico.

Utilizando a equ.(2.3.11) e a definição da corrente de magnetização tem-se:

$$T_r \frac{d}{dt} \vec{i}_{mr} e^{-j\eta} + (1 - j\omega T_r) \vec{i}_{mr} e^{-j\eta} = \vec{i}_s e^{-j\eta} \quad (2.4.3)$$

onde:

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de Tempo do rotor.

Dividindo a equ.(2.4.3) em parte real e parte imaginária chega-se as seguintes expressões:

$$\frac{d}{dt} i_{mr\alpha} = \frac{i_{s\alpha}}{T_r} - \frac{i_{mr\alpha}}{T_r} + i_{mr\beta} (\omega_\eta - \omega) \quad (2.4.4)$$

$$\frac{d}{dt} i_{mr\beta} = \frac{i_{s\beta}}{T_r} - \frac{i_{mr\beta}}{T_r} - i_{mr\alpha} (\omega_\eta - \omega) \quad (2.4.5)$$

Retomando a equ.(2.25) que representa o torque elétrico do MIT e desenvolvendo o produto das correntes de estator e magnetização chega-se à seguinte expressão:

$$m_d = K_\omega [i_{s\alpha} i_{mr\beta} - i_{s\beta} i_{mr\alpha}] \quad (2.4.6)$$

onde: $K_\omega = \frac{2}{3} z_p (1 - \sigma) L_s$: Constante de velocidade;

Resumindo, pode-se representar o modelo completo do motor de indução no sistema de coordenadas genérico através do seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$\frac{d}{dt} i_{s\alpha} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{s\alpha} - \frac{i_{s\alpha}}{T_s \sigma} - \frac{(1 - \sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt} i_{mr\alpha} + \omega_\eta \left(i_{s\beta} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma} i_{mr\beta} \right) \quad (2.4.7)$$

$$\frac{d}{dt} i_{s\beta} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{s\beta} - \frac{i_{s\beta}}{T_s \sigma} - \frac{(1 - \sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt} i_{mr\beta} - \omega_\eta \left(i_{s\alpha} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma} i_{mr\alpha} \right) \quad (2.4.8)$$

$$\frac{d}{dt} i_{mr\alpha} = \frac{i_{s\alpha}}{T_r} - \frac{i_{mr\alpha}}{T_r} + i_{mr\beta} (\omega_\eta - \omega) \quad (2.4.9)$$

$$\frac{d}{dt} i_{mr\beta} = \frac{i_{s\beta}}{T_r} - \frac{i_{mr\beta}}{T_r} - i_{mr\alpha} (\omega_\eta - \omega) \quad (2.4.10)$$

$$m_d = K_\omega [i_{s\alpha} i_{mr\beta} - i_{s\beta} i_{mr\alpha}] \quad (2.4.11)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega = m_d - K_d \omega - M_L \quad (2.4.12)$$

2.5. Modelamento do MIT no Referencial de Campo

Nos sistemas de controle atuais, utiliza-se o referencial de campo (dq). Neste referencial, como o eixo real adotado tem a mesma direção da corrente de campo ($\vec{i}_{mr}$), os termos imaginários que envolvem esta corrente são nulos. Como será evidenciado a seguir, isto resulta em simplificações nas equações que descrevem o modelo do MIT.

Assim, para se obter as equações do MIT no referencial de campo basta substituir o ângulo η pelo ângulo ρ fazendo as seguintes considerações nas equações de (2.4.7) a (2.4.12):

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \quad (2.5.1)$$

$$i_{s\beta} = i_{sq} \quad (2.5.2)$$

$$i_{mr\alpha} = i_{mr} \quad (2.5.3)$$

$$i_{mr\beta} = 0 \quad (2.5.4)$$

$$\omega_{\eta} = \omega_{mr} \quad (2.5.5)$$

O modelo completo do MIT no referencial de campo fica então representado pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{sd} - \frac{i_{sd}}{T_s \sigma} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \frac{d}{dt} i_{mr} + \omega_{mr} i_{sq} \quad (2.5.6)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{L_s \sigma} u_{sq} - \frac{i_{sq}}{T_s \sigma} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega_{mr} i_{mr} - \omega_{mr} i_{sd} \quad (2.5.7)$$

$$\frac{d}{dt} i_{mr} = \frac{i_{sd}}{T_r} - \frac{i_{mr}}{T_r} \quad (2.5.8)$$

$$i_{sq} = T_r i_{mr} (\omega_{mr} - \omega) \quad (2.5.9)$$

$$m_d = K_\omega [i_{mr} i_{sq}] \quad (2.5.10)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega = m_d - K_d \omega - M_L \quad (2.5.11)$$

Baseando-se nas equações acima, pode-se destacar as seguintes vantagens em se utilizar o referencial de campo:

- Simplificação do modelo: o modelamento completo do MIT passa a ser descrita por apenas quatro equações diferenciais ao invés de seis;
- A equação de torque torna-se mais simples uma vez que passa a ser representada por um único produto de variáveis de estado;

As equações de (2.5.6) a (2.5.12) evidenciam os principais parâmetros elétricos de um motor de indução trifásico. São eles:

- R_s = Resistência do enrolamento do estator;
- T_s = Constante de tempo do estator;
- L_s = Indutância do enrolamento do estator;
- T_r = Constante de tempo do rotor;
- σ = Fator de dispersão global do motor.

O conhecimento destes parâmetros é de fundamental importância para se fazer o controle ou acionamento de um motor de indução trifásico utilizando-se as equações de referencial de campo. Portanto é desejável que o método empregado na determinação destes parâmetros seja eficaz e confiável, para que se garanta um comportamento eficiente nos projetos envolvendo esses motores.

Como pode ser notado, a operação de mudança de referencial não altera a definição dos parâmetros do motor.

Capítulo 3

Método da Potência Reativa Para Determinação dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução.

3.1. Introdução

Neste capítulo descreve-se equacionamento do método da potência reativa, para determinação dos parâmetros elétricos.

Para isto, são estabelecidas as condições de regime para a aplicação do método, as quais são mostradas nas equações do motor no sistema de coordenadas de campo (dq).

O uso da potência reativa se mostra interessante na elaboração de uma metodologia de obtenção dos parâmetros elétricos pois a natureza da potência reativa leva a uma independência com fatores relacionados a perdas ôhmicas e de histerese (que estão presentes no estator e no rotor), bem como perdas mecânicas por atrito e ventilação.

Por outro lado, a potência reativa pode ser medida direta ou indiretamente, ou mesmo avaliada em função de medições. O método se baseia portanto na obtenção de relações envolvendo o valor da potência reativa e os parâmetros elétricos do motor.

3.2. Equacionamento do Método de Potência Reativa.

Este método de identificação de parâmetros é baseado no balanço de potência reativa para diferentes regimes estacionários [BEIERKE, S. (1992)]. As equações ou

relações envolvendo o valor da potência reativa e os parâmetros do motor são desenvolvidas a partir do modelo de campo orientado.

Considerando o sistema de coordenadas de campo, apresentado no capítulo 2, o regime estacionário da máquina de indução pode ser caracterizado pelas condições abaixo indicadas.

$$\omega_{mr} = \omega_1 \quad (3.2.1)$$

$$i_{mr} = i_{sd} \quad (3.2.2)$$

$$\frac{d}{dt}(\quad) = 0 \quad (3.2.3)$$

onde a equ.(3.2.3) representa que todas as derivadas em relação ao tempo são nulas nas condições de regime permanente.

Incluindo-se as condições expressas pelas eqs.(3.2.1) a (3.2.3) às eqs.(2.5.6) a (2.5.11) referidas ao sistema dq, são obtidas as seguintes equações, que descrevem a operação da máquina de indução em regime:

$$u_{sq} = R_s i_{sq} - \sigma L_s \omega_1 i_{sd} + (1 - \sigma) L_s \omega_1 i_{sd} = R_s i_{sq} + L_s \omega_1 i_{sd} \quad (3.2.4)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} - \sigma L_s \omega_1 i_{sq} \quad (3.2.5)$$

$$i_{sq} = \omega_s T_r i_{sd} \quad (3.2.6)$$

$$\omega_s = \omega_1 - \omega \quad (3.2.7)$$

$$m_d = \frac{2}{3} z_p (1 - \sigma) L_s i_{sd} i_{sq} \quad (3.2.8)$$

sendo que ω_1 representa a frequência angular (da tensão) de estator, ω_s a frequência de escorregamento e z_p o número de pares de polos do motor. Admitindo-se a obtenção ou medição dos valores eficazes da corrente I_1 , da tensão U_1 e da potência reativa Q_1 relativos a diferentes pontos de operação, a análise a seguir será dirigida de modo a se obter relações envolvendo estas grandezas do motor e o conjunto de parâmetros do mesmo.

Partindo-se do modelamento do MIT no referencial de campo, o valor eficaz da corrente de fase I_1 , e a potência reativa são escritos respectivamente da seguinte forma:

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (3.2.9)$$

$$Q_1 = \frac{2}{3} (u_{sq} i_{sd} + u_{sd} i_{sq}) = 3 U_1 I_1 \sin(\phi_1) \quad (3.2.10)$$

sendo ϕ_1 o deslocamento angular entre U_1 e I_1 nas condições de operação.

Eliminando-se R_s das eqs.(3.2.4) a (3.2.8) e substituindo-se nas eqs.(3.2.9) e (3.2.10) resultam diferentes formas de se obter a constante de tempo do rotor T_r , tais como:

$$T_r = \frac{\omega_1 m_d}{z_p \omega_s (Q_1 - 3 \sigma L_s \omega_1 I_1^2)} \quad (3.2.11)$$

$$T_r = \frac{z_p \omega_s (3 \sigma L_s \omega_1 - Q_1)}{\omega_s \omega_1 m_d} \quad (3.2.12)$$

$$T_r = \frac{1}{|\omega_s|} \sqrt{\frac{3 \sigma L_s \omega_1 I_1^2 - Q_1}{Q_1 - 3 \sigma L_s \omega_1 I_1^2}} \quad (3.2.13)$$

As equações de (3.2.11) a (3.2.13) possibilitam duas formas de se proceder a identificação dos parâmetros do MIT, as quais serão analisadas a seguir. Como

desejado, as equações acima estabelecem relações entre os valores da potência reativa e os parâmetros do MIT, com exceção do parâmetro R_s (resistência de estator) a qual tem uma relação direta apenas com os termos da potência ativa. Por outro lado, o parâmetro R_s pode ser facilmente obtido através de medições diretas nos enrolamentos de estator do MIT.

3.2.1. Determinação dos parâmetros com medição de torque

A partir das eqs.(3.2.11) e (3.2.12), conhecendo-se U_1 , ω_1 , I_1 e Q_1 , e aplicando-se um torque conhecido, pode-se determinar os parâmetros elétricos da máquina de indução. Assim, para dois regimes estacionários diferentes, m_{d1} e m_{d2} , mede-se as grandezas necessárias ao procedimento do método. Por exemplo, num primeiro caso, adota-se o regime estacionário nominal e em seguida 50% do regime nominal.

$$\begin{aligned} 1^{\text{a}} \text{ medida:} \quad m_d(1) &= 100\% m_l \text{ mede-se:} \\ I_1(1), Q_1(1), \omega_s(1) &= \omega_1 - \omega(1); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2^{\text{a}} \text{ medida:} \quad m_d(2) &= 50\% m_l \text{ mede-se:} \\ I_1(2), Q_1(2), \omega_s(2) &= \omega_1 - \omega(2); \end{aligned}$$

Considerando um teste rápido, e as medidas sendo realizadas em um curto espaço de tempo, admite-se que a máquina não se aquece e portanto T_r permanece constante [BEIERKE, S. (1992)]. Desta forma para os dois regimes estacionários, deve valer, com base nas eqs.(3.2.11).

$$\frac{m_d(1)}{\omega_s(1)[Q_1(1) - 3\sigma L_s \omega_1 I_1^2(1)]} = \frac{m_d(2)}{\omega_s(2)[Q_1(2) - 3\sigma L_s \omega_1 I_1^2(2)]} \quad (3.2.14)$$

$$\frac{3\sigma L_s \omega_1 I_1^2(1) - Q_1(1)}{\omega_s(1) m_d(1)} = \frac{3\sigma L_s \omega_1 I_1^2(2) - Q_1(2)}{\omega_s(2) m_d(2)} \quad (3.2.15)$$

Para efeito de simplificação introduz-se as constantes ξ_1 e ξ_2 tal que:

$$\xi_1 = \frac{\omega_s(1) m_d(1)}{\omega_s(2) m_d(2)} \quad (3.2.16)$$

$$\xi_2 = \frac{\omega_s(1) m_d(2)}{\omega_s(2) m_d(1)} \quad (3.2.17)$$

Desta forma, a indutância de estator L_s e o fator de dispersão global σ podem ser obtidos por:

$$L_s = \frac{Q_1(1) - \xi_1 Q_1(2)}{3\omega_1[I_1^2(1) - \xi_1 I_1^2(2)]} \quad (3.2.18)$$

$$\sigma = \frac{1}{L_s} \frac{Q_1(1) - \xi_2 Q_1(2)}{3\omega_1[I_1^2(1) - \xi_2 I_1^2(2)]} \quad (3.2.19)$$

Com os valores de L_s e σ , obtidos nas eqs.(3.2.18) e (3.2.19), é possível se determinar a constante de tempo do rotor (T_r) através da equ.(3.2.12) ou equ.(3.2.11).

Na realização do ensaio e das medidas, deve-se atentar para o fato de que a imprecisão nas grandezas medidas seja inferior a 1%. Segundo BEIERKE, S.(1992), imprecisões maiores do que este percentual afetam demasiadamente a identificação dos parâmetros e em pontos extremos chega-se a valores negativos para σ . Sensores de corrente e tensão podem sem problemas atingir a precisão desejada, porém os sensores de torque convencionais raramente atingem tal precisão.

3.2.2. Determinação dos parâmetros do MIT sem medição de torque

Tomando-se em conta a equ.(3.2.13), observa-se que é possível obter o valor de T_r sem a necessidade de se conhecer o valor do torque. Com base nesta equação, surge uma alternativa para se estimar todos os parâmetros elétricos do motor de indução através de uma modificação no método do balanço da potência reativa, com a introdução de um algoritmo de método dos mínimos quadrados [BEIERKE, S. (1992)]. Este método traz vantagens de que somente a corrente e tensão de estator e a velocidade angular devem ser medidos. A equ.(3.2.13) pode ser rescrita da seguinte forma:

$$\omega_s^2 T_r^2 (Q_i - 3 \sigma L_s \omega_i I_{li}^2) = 3 \sigma L_s \omega_i I_{li}^2 - Q_i \quad (3.2.20)$$

Considerando-se diferentes pontos de regimes estacionários sendo atingidos em um curto intervalo de tempo de ensaio, assume-se que não há variações paramétricas no motor, que poderiam ser decorrentes da variação de temperatura do mesmo. Atingido o ponto de regime estacionário, mede-se tensão, corrente e a frequência angular de rotor da máquina.

Admitindo-se a ocorrência de erros, imprecisões ou ruídos de medição nos valores de tensão, corrente, uma grandeza erro pode ser definida como:

$$e_i = \omega_{si}^2 T_r^2 (Q_{li} - 3 \sigma L_s \omega_{li} I_{li}^2) - 3 \sigma L_s \omega_{li} I_{li}^2 + Q_{li} \quad (3.2.21)$$

$$e_i = [\omega_{si}^2 Q_{li}] a_1 - [\omega_{si}^2 \omega_{li} I_{li}^2] a_2 - [\omega_{li} I_{li}^2] a_3 + Q_{li} \quad (3.2.22)$$

os coeficientes “ a_i ” são definidos da seguinte forma:

$$a_1 = T_r^2 \quad (3.2.23a)$$

$$a_2 = 3 \sigma L_s T_r^2 \quad (3.2.23b)$$

$$a_3 = 3 L_s \quad (3.2.23c)$$

e os índices “i” indicam cada conjunto de medidas e os coeficientes a_1 , a_2 , a_3 são introduzidos de modo a simplificar as expressões resultantes. Considerando-se que não haja variações paramétricas durante todo o intervalo de ensaio, os coeficientes a_i devem se manter constantes.

A metodologia de identificação baseada na equ.(3.2.20) se resume na obtenção dos coeficientes “ a_i ”. Desde que existem três incógnitas naquela equação, basta a obtenção de três regimes diferentes para se determinar a solução do sistema.

Em virtude da ocorrência de erros de medida ou ruídos de aquisição a idéia é realizar a obtenção de valores de um grande número de estados de regime e estipular um algoritmo de minimização da grandeza erro dada pela equ.(3.2.22).

Fazendo-se uso dos procedimentos e sinais do método dos mínimos quadrados define-se um funcional quadrático a ser minimizado em função dos parâmetros procurados, ou seja, desde que:

$$E(a_1, a_2, a_3) = \sum_{i=0}^N e_i^2 \quad (3.2.24)$$

seja mínimo.

Com o uso da teoria de extremos relativos, chega-se a três condições necessárias:

$$\frac{\partial E}{\partial a_n} = 0 \quad (3.2.25)$$

onde: $n=1,2,3$ e de modo que a_1 , a_2 , a_3 , sejam univocamente definidos. Desde que os dados obtidos em regime permanente não caracterizam um processo dinâmico, o algoritmo de minimização deverá ser introduzido de modo a minimizar os efeitos de ruído ou imprecisões de medidas ou aquisição. O problema caracterizado pelas soluções da equ.(3.2.22) se resume então na solução de um sistema linear de equações algébricas [ISERMANN, R. (1988)].

Neste caso, o método dos mínimos quadrados pode ser utilizado de forma não recursiva, usando-se todo o conjunto de dados disponíveis. Desenvolvendo-se a equ.(3.2.25), admitindo-se um número “n” de medidas em estados de regime tem-se:

$$\frac{\partial E}{\partial a_1} = 2 \sum_{i=0}^N \{e_i (\omega_{si}^2 Q_i)\} = 0 \quad (3.2.26a)$$

$$\frac{\partial E}{\partial a_2} = 2 \sum_{i=0}^N \{e_i (-\omega_{si}^2 \omega_{li} I_i^2)\} = 0 \quad (3.2.26b)$$

$$\frac{\partial E}{\partial a_3} = 2 \sum_{i=0}^N \{e_i (-\omega_{si}^2 \omega_{li} I_i^2)\} = 0 \quad (3.2.26c)$$

Em forma matricial, as equações (3.2.26) são reescritas da seguinte forma:

$$K_1 = K_2 \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (3.2.27)$$

Onde K_2 e K_1 são dados por:

$$K_2 = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^N (\omega_{si}^4 Q_i^2) & -\sum_{i=0}^N (\omega_{si}^4 \omega_{li} I_i^2 Q_i) & -\sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 \omega_{li} I_i^2 Q_i) \\ -\sum_{i=0}^N (\omega_{si}^4 \omega_{li} I_i^2 Q_i) & \sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 \omega_{li}^2 I_i^4) & \sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 \omega_{li}^2 I_i^4) \\ -\sum_{i=0}^N (\omega_{si}^4 \omega_{li} I_i^2 Q_i) & \sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 \omega_{li}^2 I_i^4) & \sum_{i=0}^N (\omega_{li}^2 I_i^4) \end{bmatrix} \quad (3.2.28)$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} -\sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 Q_i^2) \\ \sum_{i=0}^N (\omega_{si}^2 \omega_{li} I_i^2 Q_i) \\ \sum_{i=0}^N (\omega_{li} I_i^2 Q_i) \end{bmatrix} \quad (3.2.29)$$

Sendo a matriz K_2 inversível, o vetor de parâmetros “ a_i ” são obtidos como em:

$$K_2^{-1}K_1 = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (3.2.30)$$

Substituindo a solução do sistema linear mostrado na equ.(3.2.30), nas eqs.(3.2.23), obtém-se os parâmetros:

- Constante de tempo do Rotor (T_r);
- Indutância de Estator (L_s);
- Fator de Dispersão (σ).

Considerando-se que a resistência de estator deve ser conhecida, e utilizando-se a equ.(3.2.31) pode-se determinar a constante de tempo do estator:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (3.2.31)$$

Com estes parâmetros, é possível se determinar completamente o comportamento do motor de indução trifásico, de acordo com o indicado pelas eqs.(2.5.6) a (2.5.11).

Na fase de simulação e de implementação, para determinação dos parâmetros elétricos, será utilizado o procedimento que não necessita da imposição de torque, pois, como citado, sensores de medição de torque, normalmente não atingem a precisão requerida pelo método, o que resultaria em imprecisões dos resultados.

Capítulo 4

Método da Aceleração Para Determinação dos Parâmetros Mecânicos do Motor de Indução.

4.1. Introdução

Os parâmetros mecânicos do MIT são aqueles relacionados pelas equ.(2.5.11), que descrevem o movimento de rotação do eixo do rotor. Como indicado naquelas equações, os parâmetros de interesse são o momento de inércia do eixo do rotor (J), e o coeficiente de atrito dinâmico (K_d).

Como visto na equ.(2.5.11), o coeficiente de atrito dinâmico K_d , é um parâmetro relacionado diretamente à velocidade do motor, tal que poderá inclusive ser obtido a partir das medições relativas do ensaio de operação em regime permanente procedendo-se uma exclusão dos termos de perdas elétricas.

Entretanto, o momento de inércia está diretamente relacionado à taxa de variação de velocidade. Esta taxa de variação de velocidade indica um processo de aceleração ou desaceleração do motor.

O processo de desaceleração do motor a partir de um dado estado de operação estabelece o denominado método de desaceleração, que é largamente utilizado como procedimento para determinação de parâmetros mecânicos de máquinas rotativas [ABNT (1992)]. Neste tipo de ensaio estabelece-se uma relação entre o tempo de desaceleração e os parâmetros mecânicos do motor.

O processo de aceleração envolve um procedimento que relaciona a variação da velocidade devido a aplicação de um dado torque ao motor. Neste trabalho será investigado um ensaio de partida do motor e estabelecido um método de obtenção

dos parâmetros mecânicos a partir do conhecimento dos transientes do torque de partida e a respectiva aceleração do motor.

4.2. Equacionamento do Método de Aceleração

Como já citado no capítulo 2, a expressão que descreve o movimento de rotação do eixo do motor relaciona as grandezas torque eletromagnético gerado e a velocidade angular. O método de aceleração a partir do ensaio de partida compreende um procedimento de medição ou aquisição do comportamento transitório do torque gerado no motor e a correspondente velocidade, a partir do instante em que o motor é conectado a um sistema de alimentação trifásico.

A relação teórica envolvendo os parâmetros mecânicos com as grandezas de torque e velocidade é tal como definido no capítulo 2, e repetida por conveniência a seguir:

$$\frac{d}{dt} \omega(t) = \frac{1}{J} [m_d(t) - K_d \omega(t)] \quad (4.2.1)$$

A equ.(4.2.1) é uma equação diferencial de primeira ordem, a qual, através da utilização da transformada de Laplace pode ser colocada na forma de uma função de transferência, como segue:

$$\frac{\Omega(s)}{M_d(s)} = \frac{\frac{1}{K_d}}{\left(\frac{J}{K_d}s + 1\right)} \quad (4.2.2)$$

Pelos motivos já evidenciados com relação aos ensaios de regime permanente, não é aconselhável a utilização de sensores de torque. Neste caso, o torque foi obtido

indiretamente a partir de medições das correntes de estator. Tal procedimento será apresentado na sequência.

Desde que a velocidade e as correntes de estator serão adquiridas na implementação real por um processo digital, estas grandezas devem ser analisadas no modo discreto. Como a equ.(4.2.1) representa um sistema de primeira ordem, a correspondente forma discreta pode ser descrita como na equ.(4.2.3):

$$\frac{\Omega(z)}{M_d(z)} = \frac{b_1}{a_1 z^{-1} + 1} \quad (4.2.3)$$

Admitindo-se conhecido (por aquisição) o comportamento do torque gerado e a correspondente velocidade angular, bem como a relação teórica envolvendo estas grandezas, é possível se estabelecer um procedimento numérico para obtenção dos parâmetros mecânicos com base nestas informações. Um destes procedimentos é o método dos mínimos quadrados, que minimiza um funcional quadrático em função dos parâmetros procurados. Na sequência é apresentado um desenvolvimento resumido deste método.

4.3. Método dos Mínimos Quadrados Recursivo

Um processo estável, invariante no tempo e linearizável pode ser representado por uma equação diferença linear do tipo [ISERMANN, R. (1991)]:

$$\begin{aligned} y_u(k) + a_1 y_u(k-1) + \dots + a_m y_u(k-m) \\ = b_1 u(k-1) + \dots + b_m u(k-m) \end{aligned} \quad (4.3.1)$$

onde:

m = Ordem do sistema;

a qual pode ser descrita na forma de função de transferência no domínio Z tal como:

$$G_p(z) = \frac{y_u(z)}{u(z)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_m z^{-m}} \quad (4.3.2)$$

Os termos $a_1 \dots a_m, b_1 \dots b_m$, representam os parâmetros a serem identificados no processo discretizado. Nota-se mais uma vez que se deve conhecer a ordem “m” do modelo ou determiná-la através de métodos apropriados. A determinação da ordem e eventual tempo de atraso do modelo são geralmente realizadas através de ensaios com a planta, usualmente em malha aberta. Apesar disso pode-se escolher uma ordem fixa para o modelo caso se conheça a estrutura. LOURO, A. C. (1994) constata que a identificação de ordem recursiva do modelo incorporada a estimação, eliminará o problema de se especificar “a priori” a ordem e o tempo de atraso do modelo necessários na aplicação dos algoritmos de estimação. O mesmo autor utiliza um método onde se utiliza o pacote de identificação existente no pacote gráfico de simulação MATLAB [MATHWORKS, (1993)] baseado na comparação dos diagramas de Bode, juntamente com a comprovação de que o resíduo da estimação do sistema é branco e descorrelacionado com a entrada. Este procedimento é suficiente para comprovar a ordem do modelo a ser escolhido.

Considere os sinais de entrada e saída $u(k)$ e $y(k)$ medidos até o instante k e os parâmetros estimados do sistema até o instante $(k-1)$. Indicando-se os parâmetros estimados por $\hat{a}_i$ e $\hat{b}_i$ a equ.(4.3.3) pode-se escrever:

$$\begin{aligned} y(k) + \hat{a}_1(k-1)y(k-1) + \dots + \hat{a}_m(k-1)y(k-m) \\ - \hat{b}_1(k-1)u(k-1) - \dots - \hat{b}_m(k-1)u(k-m) = e(k) \end{aligned} \quad (4.3.3)$$

onde a grandeza $e(k)$ é introduzida denominada erro de estimação dos parâmetros do processo. Definindo-se:

$\psi^T(k) = [-y(k-1) \dots -y(k-m); u(k-1) \dots u(k-m)]$ - Vetor de dados, e

$\hat{\theta}(k-1) = [\hat{a}_1 \dots \hat{a}_m; \hat{b}_1 \dots \hat{b}_m]$ - Vetor de parâmetros.

A equ.(4.3.3) pode ser reescrita por:

$$y(k) = \psi^T(k) \hat{\theta}(k-1) + e(k) \quad (4.3.4)$$

Considerando-se os sinais de entrada e saída medidos para $k = 1, 2, \dots, m+N$, pode-se agrupar este conjunto de medidas em uma matriz (simbolizada em negrito).

Assim a equ. (4.3.4) pode ser reescrita na forma matricial:

$$\mathbf{y}(m+N) = \Psi^T(m+N) \hat{\theta}(m+N-1) + \mathbf{e}(m+N) \quad (4.3.5)$$

onde:

Matriz de saída:

$$\mathbf{y}^T(m+N) = [y(m) y(m+1) \dots y(m+N)] \quad (4.3.6)$$

Matriz dados:

$$\Psi(m+N) = \begin{bmatrix} -y(m-1) & -y(m-2) & \dots & -y(0) & | & u(m-1) & u(m-2) & \dots & u(0) \\ -y(m) & -y(m-1) & \dots & -y(1) & | & u(m) & u(m-1) & \dots & u(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(m+N-1) & -y(m+N-2) & \dots & -y(N) & | & u(m+N-1) & u(m+N-2) & \dots & u(N) \end{bmatrix} \quad (4.3.7)$$

Vetor erro:

$$\mathbf{e}^T(m+N) = [e(m)e(m+1)\dots e(m+N)] \quad (4.3.8)$$

Introduzindo-se um funcional quadrático tal como:

$$V = \mathbf{e}^T(m+N) \mathbf{e}(m+N) = \sum_{k=m}^{m+N} e^2(k) \quad (4.3.9)$$

estipula-se uma condição em que a equ.(4.3.9) seja mínima em função dos coeficientes $\hat{a}_i$ e $\hat{b}_i$. Alcançando-se esta condição, admite-se que o conjunto de coeficientes que minimiza a equ.(4.3.9) representa o conjunto de parâmetros reais do processo.

Com estas condições, deseja-se:

$$\left. \frac{dV}{d\theta} \right|_{\theta=\hat{\theta}} = 0 \quad (4.3.10)$$

Procedendo-se o desenvolvimento da equ.(4.3.10), chega-se a um algoritmo do método dos mínimos quadrados [ISERMANN, R. (1991)] que é dado por:

$$\hat{\theta}(m+N-1) = \mathbf{P}(m+N) \psi^T(m+N) \mathbf{y}(m+N) \quad (4.3.11)$$

onde:

$$\mathbf{P}(m+N) = [\psi^T(m+N) \psi^T(m+N)]^{-1} \quad (4.3.12)$$

Este é o método não recursivo de estimação de parâmetros uma vez que deve-se armazenar todas as medidas em uma matriz para depois estimar os parâmetros. A cada nova medida retira-se a primeira linha da matriz de dados e acrescenta-se esta nova medida na última linha dessa matriz. Em seguida calcula-se a matriz $\mathbf{P}$ conforme a equ.(4.3.12) para depois se estimar a nova matriz de parâmetros.

Para a realização da situação em tempo real de processamento, é conveniente a utilização do método dos mínimos quadrados em sua forma recursiva. Desta forma, tem-se o algoritmo denominado Método dos mínimos quadrados recursivo, que é dado por:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma(k)[y(k+1) - \psi^T(k+1)\theta(k)] \quad (4.3.13)$$

onde:

$$\gamma(k) = \frac{1}{\psi^T(k+1)P(k)\psi(k+1) + 1} P(k)\psi(k+1) \quad (4.3.14)$$

é o vetor de correção e

$$P(k+1) = [I - \gamma(k)\psi^T(k+1)]P(k)$$

O método é iniciado fazendo:

$$\begin{aligned} \theta(0) &= 0 \\ P(0) &= \alpha I \end{aligned} \quad (4.3.15)$$

com I igual a matriz identidade e α grande ($\approx 10^6$).

A equ. (4.3.13) pode ser reescrita na forma :

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \gamma(k)e(k+1) \quad (4.3.16)$$

O Método dos Mínimos Quadrados Recursivo possui boas propriedades quando os parâmetros são invariantes no tempo, o mesmo não ocorrendo para parâmetros variantes no tempo uma vez que o ganho do algoritmo converge para zero interrompendo a estimação [LOURO, A. C. (1994)].

O método dos mínimos quadrados recursivo tal como estabelecido, será utilizado para determinação dos parâmetros mecânicos do MIT através do método de aceleração.

No caso do ensaio de aceleração o processo em questão é representado pela equ.(4.2.1), a qual terá como função de transferência a equ.(4.2.2). Desta forma os parâmetros a serem estimados pelo método dos mínimos quadrados serão $\hat{a}_i$ e $\hat{b}_i$ apenas. As relações que serão utilizadas para determinação dos parâmetros serão apresentadas no item 4.4.

Como já discutido, o torque eletromagnético será determinado de forma indireta a partir da aquisição das correntes de estator. Este procedimento será descrito no item que segue.

4.4. Determinação do torque eletromagnético

A obtenção do torque é baseada na expressão que define o torque para o MIT, como na equ.(2.4.6) que também é repetida por conveniência:

$$m_d(t) = K_\omega \left[i_{s\alpha}(t) i_{mr\beta}(t) - i_{s\beta}(t) i_{mr\alpha}(t) \right] \quad (4.4.1)$$

Como definido no Capítulo 2, a grandeza $\vec{i}_{mr}(t)$ é relacionada ao fluxo de rotor. Uma estratégia para se obter esta grandeza ter-se-ia a necessidade de sensores de fluxo ou através de modelos de campo [VAS, P. (1990), BEIERKE, S. (1992)]. Dentre os vários modelos de campo, o que envolve o menor número de transformações de coordenadas é o modelo de fluxo em coordenadas de rotor. Para se obter as grandezas do MIT no referencial de rotor, basta se conhecer a posição angular do rotor.

Segundo as convenções adotadas no Capítulo 2, a posição angular do rotor é descrita por ϵ e as grandezas neste referencial serão indicadas por “x’ e “y” para a

parte real e imaginária respectivamente. Na fig.(4.1) a seguir é indicada a projeção da corrente de estator no referencial fixo.

Fig.4.1: Disposição das correntes do sistema xy em relação ao sistema AB

Observando-se a fig.(4.1) pode-se determinar a transformação de coordenadas como sendo:

$$i_{sx}(t) = i_{sA}(t) \cos(\varepsilon(t)) + i_{sB}(t) \sin(\varepsilon(t)) \quad (4.4.2)$$

$$i_{sy}(t) = i_{sB}(t) \cos(\varepsilon(t)) - i_{sA} \sin(\varepsilon(t)) \quad (4.4.3)$$

O modelo de fluxo necessário para obtenção de i_{mr} é derivado da equação de rotor. Pelas eqs.(2.4.5) e (2.4.6) pode-se determinar as expressões das correntes de magnetização no tempo, como segue:

$$\frac{d}{dt} i_{mrx}(t) = \frac{i_{sx}(t)}{T_r} - \frac{i_{mrx}(t)}{T_r} \quad (4.4.4)$$

$$\frac{d}{dt} i_{mry}(t) = \frac{i_{sy}(t)}{T_r} - \frac{i_{mry}(t)}{T_r} \quad (4.4.5)$$

Pelas eqs.(4.4.4) e (4.4.5) verifica-se que a corrente de magnetização e de estator são relacionadas por uma equação diferencial de primeira ordem. A descrição de um processo deste tipo em forma de função de transferência é dada por [segundo equ.(4.3.2)]:

$$G_p(z) = \frac{y_u(z)}{u(z)} = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (4.4.6)$$

onde os coeficientes a_1 e b_1 são dados por:

$$a_1 = -e^{-\frac{t_0}{T_r}} \quad (4.4.7)$$

$$b_1 = 1 - e^{-\frac{t_0}{T_r}} \quad (4.4.8)$$

Deve ser utilizado o domínio z pois não se dispõe das funções analíticas que descrevem o comportamento das correntes, mas apenas dos pontos que compõem um vetor que descreve este comportamento.

Utilizando a equação de diferença para um sistema de primeira ordem, tem-se da equ.(4.3.1):

$$y_u(k) = b_1 u(k-1) - a_1 y_u(k-1) \quad (4.4.9)$$

Pela equ.(4.3.3), pode-se determinar a saída y_u no instante kt_0 por uma combinação entre entrada e saída (no instante anterior). Assim determina-se i_{mr} por:

$$i_{mr_x}(k) = b_1 i_{sx}(k-1) - a_1 i_{mr_x}(k-1) \quad (4.4.10)$$

$$i_{mr_y}(k) = b_1 i_{sy}(k-1) - a_1 i_{mr_y}(k-1) \quad (4.4.11)$$

Com as expressões para cálculo de i_{mr} determina-se o torque m_d por:

$$m_d(k) = K_w [i_{sy}(k)i_{mrx}(k) - i_{sx}(k)i_{mry}(k)] \quad (4.4.12)$$

Desta forma está determinado o torque eletromagnético. O diagrama de blocos a seguir mostra a obtenção de m_d .

Fig.4.2: Obtenção do torque m_d através das correntes de fase.

Na fig.(4.2), os blocos entre i_{sx} e i_{mrx} , i_{sy} e i_{mry} representam sistemas de primeira ordem, como descrito pelas eqs.(4.4.10) e (4.4.11).

4.5. Determinação dos Parâmetros Mecânicos

O método dos mínimos quadrados fornecerá como resultado as constantes a_1 e b_1 que representam os coeficientes da função de transferência no domínio z .

Para determinação dos parâmetros torna-se necessária uma comparação das equações no domínio s e no domínio z .

Deve-se então considerar a função de transferência do sistema em questão [como na equ.(4.2.2)], repetida a seguir:

$$\frac{\Omega(s)}{M_d(s)} = \frac{\frac{1}{K_d}}{\left(\frac{J}{K_d}s + 1\right)}$$

A transformada z de uma função no domínio s como a mostrada acima pode ser simbolizada por:

$$G(s) = \frac{K_d}{(Ts + 1)} \Rightarrow G(z) = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (4.5.1)$$

Determina-se as constantes a_1 e b_1 por:

$$a_1 = -\exp\left(-\frac{t_0}{T_r}\right) \quad (4.5.2)$$

$$b_1 = K\left(1 - \exp\left(-\frac{t_0}{T_r}\right)\right) \quad (4.5.3)$$

Substituindo as eqs.(4.5.2) e (4.5.3) à equ.(4.5.1) pode-se determinar os parâmetros mecânicos por:

$$K_d = \frac{1}{b_1}(1 + a_1) \quad (4.5.4)$$

$$J = -t_0 \frac{(1 + a_1)}{b_1 \ln(a_1)} \quad (4.5.5)$$

Capítulo 5

Simulação

5.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentadas, realizadas e discutidas séries de simulações com vista a uma pré avaliação da eficiência e realizabilidade do método de identificação paramétrica proposto.

Nesta etapa de simulação, foi utilizado um modelo do MIT em um referencial fixo no estator, pois isto reflete uma condição mais próxima da situação real, uma vez que as grandezas tensão e corrente de estator são adquiridas neste referencial.

No desenvolvimento do método da potência reativa, descrito no capítulo 3, determina-se a aquisição de dados em diferentes pontos de operação em regime permanente, porém não se especifica como tais pontos de operação sejam obtidos. Neste estudo de simulação são investigadas várias propostas de obtenção dos diferentes pontos de operação em regime permanente e também a eficácia do método na obtenção paramétrica do MIT.

Basicamente nesta etapa de simulação, os diferentes pontos de operação em regime permanente serão obtidos por meio de alterações nas condições de operação do MIT, com variação da tensão, frequência e torque de carga aplicado ao MIT.

Na realização experimental do método, pretende-se utilizar a proposta de variação do ponto de operação em regime permanente através da tensão de alimentação, pois a aplicação e medições de torque de carga com grande precisão é geralmente um procedimento bastante difícil. Já a proposta de variação da frequência exige a disponibilidade de um inversor (e um circuito de tratamento de sinal) ou de um conjunto motor-gerador CA.

5.2. Simulação dos Parâmetros Elétricos- Método da Potência Reativa

Neste item, com a finalidade de validar o método da potência reativa, executa-se simulações do funcionamento de um motor de indução trifásico, com base no modelo vetorial em referencial fixo no estator. De acordo com a fig.(2.1), este referencial recebe a nomenclatura de índices “A” e “B” para o eixo real e imaginário, respectivamente. Além disto, a velocidade angular deste referencial é nula. A partir destas considerações, resultam as seguintes equações:

$$i_{sA} + T_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sA} + T_s (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_{mrA} = \frac{u_{sA}}{R_s} \quad (5.2.1)$$

$$i_{sB} + T_s \sigma \frac{d}{dt} i_{sB} + T_s (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_{mrB} = \frac{u_{sB}}{R_s} \quad (5.2.2)$$

$$\frac{i_{sA}}{T_r} - \frac{i_{mrA}}{T_r} - \frac{d}{dt} i_{mrA} - \omega i_{mrB} = 0 \quad (5.2.3)$$

$$\frac{i_{sB}}{T_r} - \frac{i_{mrB}}{T_r} - \frac{d}{dt} i_{mrB} + \omega i_{mrA} = 0 \quad (5.2.4)$$

$$m_d = K_\omega (i_{sB} i_{mrA} - i_{sA} i_{mrB}) \quad (5.2.5)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{1}{J} (m_d - K_d \omega) \quad (5.2.6)$$

Para os propósitos de simulação, utiliza-se o ambiente de programação MATLAB-SIMULINK [MATHWORKS, (1993)], no qual a partir do modelo do MIT definido pelas eqs.(5.2.1) a (5.2.6), elaborou-se o diagrama de blocos de simulação no ambiente SIMULINK, apresentado na fig.(5.1).

Fig.5.1: Diagrama de blocos do MIT em relação ao referencial fixo- Sistema AB.

Para realização da simulação, deve-se prever da melhor forma possível os procedimentos a serem realizados na situação real. Desta forma, cada tipo de simulação foi preparada com a imposição das condições iniciais de alimentação (tensão ou frequência) ou de operação (torque de carga). Ao se iniciar a simulação propriamente dita, estabelece-se um intervalo de tempo para que o motor alcance o estado de regime e inicia-se um período de aquisição de valores instantâneos de tensão e corrente de estator e também de velocidade angular do rotor. Estes valores são registrados e armazenados em um vetor que será processado posteriormente. Depois da aquisição de cada conjunto de valores, as condições são alteradas, um novo regime é atingido e novos valores são armazenados.

Desde que o MIT é simulado através de um modelo vetorial, a aquisição da corrente relativa a uma das fases de estator do sistema trifásico, é obtida a partir da definição do vetor de espaço tal como descrito no capítulo 2, como segue:

$$\vec{i}_s = i_{sA} + j i_{sB} = i_{sa} + i_{sb} e^{j\gamma} + i_{sc} e^{j2\gamma} \quad (5.2.7)$$

considerando o sistema trifásico equilibrado, tem-se como consequência:

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

$$i_{sA} = i_{sa} - \frac{1}{2}(i_{sb} + i_{sc})$$

então:

$$i_{sa} = \frac{2}{3} i_{sA} \quad (5.2.8)$$

onde i_{sa} é a corrente na fase “a” do estator [vide fig.(2.3)].

Quanto à tensão de entrada correspondente à fase “a”, foi utilizado o valor imposto na simulação de alimentação do estator da máquina. A velocidade angular foi obtida diretamente a partir do diagrama de blocos da simulação.

No desenvolvimento do método da potência reativa de acordo com o capítulo 3, serão necessários os valores eficazes da corrente e tensão de estator, e no caso da simulação, bem como no caso real, tem-se o valor instantâneo destas grandezas amostradas a intervalos regulares de tempo.

Para obtenção do valor eficaz destas grandezas, é necessário portanto amostragem de pelo menos um ciclo completo da tensão e da corrente de estator, de modo que o valor eficaz seja obtido a partir do valor de pico destas grandezas. Entretanto, de forma a minimizar a ocorrência de erros, a aquisição de vários ciclos é desejável com o objetivo de se estipular os valores a partir de uma média de vários ciclos.

Segundo a equ.(3.2.10), o cálculo da potência reativa exige além do conhecimento do valor eficaz da tensão e corrente de estator, a obtenção do valor da defasagem angular entre a forma de onda da tensão e corrente.

A obtenção desta defasagem foi realizada através da determinação da passagem por “zero” das formas de onda de tensão e de corrente. Esta passagem por “zero” foi detectada pela monitoração da inversão de sinal no produto de duas amostras consecutivas da tensão ou corrente. Admitindo-se que a tensão e a corrente sejam amostradas concomitantemente, a defasagem procurada será obtida pela

contagem de intervalos de amostragem entre a passagem por “zero” da tensão e a passagem por “zero” da corrente.

Uma grande melhoria na obtenção da defasagem através do procedimento acima descrito, foi obtida observando-se a defasagem relativa a diversos ciclos e aprimorando-se a média aritmética destes valores. Uma outra melhoria foi ainda obtida, tomando-se o instante da passagem por zero pela aproximação de um segmento de reta que tomava por base os instantes relativos às amostras produzindo a inversão de sinal do produto entre $u(i)$ e $u(i+1)$. Esta aproximação pode ser ilustrada pela fig.(5.2).

Fig.5.2: Aproximação da senoide por uma reta no ponto de cruzamento com o eixo dos tempos.

Uma vez obtido o valor da defasagem angular entre a tensão e a corrente, a potência reativa Q_1 pode ser calculada por meio da equ.(3.2.10).

A cada simulação estipulou-se a aquisição de um total de 180 ciclos a partir do momento em que o motor alcança o estado de regime permanente. Isto equivale a aproximadamente 3s, no caso de alimentação em 60Hz.

Em cada ciclo de simulação referente a uma determinada estratégia de alteração das condições de regime, armazena-se o conjunto de valores eficazes de

tensão, corrente, da defasagem e da velocidade angular do rotor de cada simulação. Este conjunto de amostras constituem então o conjunto de “n” amostras de estados de operação a ser processado pelo algoritmo de identificação como apresentado no item 3.2.2 do capítulo 3.

Na sequência são descritos os ciclos de simulação realizados e os resultados de identificação

5.3. Resultados da Simulação- parâmetros elétricos.

O estudo da simulação é dividido em duas fases distintas. Na primeira, são simuladas 3 seqüências de ensaios de operação em regime permanente, referente à variação da tensão, frequência e torque. Como resultado, esta fase fornece arquivos de dados contendo os estados das variáveis de interesse ao método da potência reativa.

Na segunda fase, os arquivos fornecidos pela primeira fase são processados com o algoritmo do método da potência reativa, resultando na estimação dos parâmetros elétricos do MIT.

Como ponto de partida, utilizou-se o conjunto de parâmetros de um MIT que possuía as características mostradas na tab.(5.1):

$T_i(s)$	$L_s(H)$	σ	$K_d(Nms/rad)$	$J(Nms^2/rad)$
0.2200	0.4500	0.0990	0.001882	0.00700
Mod. 4AP902-2 220/380V(Δ/Y) 2.2kW- 2880rpm				

Tab.5.1: Características do MIT utilizado na simulação.

Cada ciclo de simulação se constitui de 5 diferentes estados de regime, sendo que o tempo de amostragem utilizado foi de: $t_0 = 0.2\text{ms}$. As características de cada ciclo são indicadas a seguir.

Ciclo de Simulação I: Tensão Variável

Para esta simulação, foram aplicadas diversas tensões de alimentação com torque de carga nulo e frequência de estator constante. As tensões (de pico) foram aplicadas de acordo com o mostrado a seguir:

Tensões aplicadas:

$$U(1) = 160 \text{ V}$$

$$U(2) = 170 \text{ V}$$

$$U(3) = 180 \text{ V}$$

$$U(4) = 190 \text{ V}$$

$$U(5) = 200 \text{ V}$$

$$\text{Frequência} = 60\text{Hz}$$

$$\text{Torque de carga} = 0$$

Ciclo de Simulação II: Torque de carga variável

Para a simulação II, mantém-se constantes a tensão de alimentação e a frequência de estator, variando o torque de carga. Aqui o torque de carga foi aplicado no instante em que o sistema foi colocado em funcionamento.

Torque aplicado:

$$md(1) = .09$$

$$md(2) = .10$$

$$md(3) = .20$$

$$md(4) = .40$$

$$md(5) = .80$$

$$\text{Tensão no estator} = 180\text{V}$$

$$\text{Frequência} = 60\text{Hz}$$

Ciclo de Simulação III: Frequência variável

Para este caso, impõe-se a variação de frequência e se mantém a tensão em 180V, o torque de carga nulo e a frequência (em Hertz) de acordo com o mostrado a seguir:

Frequência de ensaio:

$$f(1) = 30$$

$$f(2) = 40$$

$$f(3) = 45$$

$$f(4) = 50$$

$$f(5) = 60$$

Tensão no estator = 180V

Torque de carga $m_d = 0$

A tab.(5.2) mostra os resultados obtidos das simulações realizadas segundo as características descritas em cada item. Nesta tabela, a primeira linha indica os valores teóricos dos parâmetros utilizados nas simulações.

	$T_r(s)$	$L_s(H)$	σ
Valor teórico	0.2200	0.4500	0.0990
Simulação I - Tensão Variável	0.2200	0.4501	0.0988
Simulação II- Torque de carga variável	0.2204	0.4501	0.1007
Simulação III- Frequência variável	0.2200	0.4501	0.0989

Tab.5.2:Resultados da simulação do motor de indução trifásico- parâmetros elétricos

Os resultados da aplicação do método sob estudo, segundo a tab.(5.2), mostram que o parâmetro elétrico que apresentou maior divergência com relação ao valores teóricos foi o coeficiente de dispersão global σ .

Desde que tais resultados se referem a estudos de simulação sem a caracterização da ocorrência de ruídos ou imprecisão de medidas, os resultados da tab.(5.2) são bastante coerentes. O importante nesta fase é poder-se estipular que o método proposto permite a obtenção dos parâmetros elétricos do MIT.

Um fato interessante desta etapa de simulação a ser enfatizado é que no ensaio com variação da tensão, em que pequenas variações da tensão conseguem refletir alguns efeitos sobre corrente, fluxo e velocidade do motor de modo que o método ainda funcione.

No caso real, entretanto, a possibilidade da ocorrência de ruídos ou imprecisões de medida em caso de pequenas variações da tensão de alimentação, podem mascarar os efeitos produzidos no estado de operação em regime permanente.

A seguir são mostrados os gráficos comparativos dos resultados de simulações de partida do motor. Para efeito de comparação, foram aplicados os parâmetros obtidos na tab.(5.2), com tensão de alimentação $U=180V$, frequência da rede $f=60Hz$ e o torque de carga m_d nulo. Com este procedimento foram gerados os gráficos mostrados na fig.(5.3).

Fig.5.3: Simulação MIT de todas as condições apresentadas.

O percentual de erro de identificação desta etapa de simulação é tão pequeno, que o desempenho do motor é praticamente o mesmo para qualquer dos conjuntos de parâmetros mostrados na tab.(5.2). Este fato pode ser melhor visualizado com a observação da fig.(5.3).

Entende-se que isto ocorreu pelo fato de não serem inseridos ruídos de qualquer forma no sistema. A ausência destas variáveis contribuiu positivamente no

processo de identificação, pois com isto todas as médias efetuadas para cálculo de velocidade angular, pico de tensão, ângulo de defasagem, entre outras, não foram prejudicadas com o efeito do ruído.

Observando-se os dados de cada simulação, percebe-se que em cada uma delas, foram promovidas modificações em variáveis de entrada diferentes, e conclui-se que não houve grandes alterações na velocidade angular durante o estado de regime permanente, e dos parâmetros identificados.

5.4. Simulação da Obtenção dos Parâmetros Mecânicos- Método de Aceleração

Neste item descreve-se os procedimentos de simulação para obtenção dos parâmetros mecânicos através do método de aceleração do MIT, baseado no método dos mínimos quadrados.

O ensaio de aceleração, como no caso da potência reativa, foi aplicado com base no programa MATLAB. Foi utilizado o mesmo motor da simulação dos parâmetros elétricos, cujos dados são apresentados na tab.(5.1). Nesta fase de simulação foram investigados os parâmetros mecânicos sob diversas condições de carga e alimentação do MIT.

Nas simulações dos ensaios de aceleração são gerados e armazenados a velocidade angular do rotor e o torque durante o transitório a intervalos de tempo regulares tal como no processo de aquisição a ser implementado experimentalmente.

De posse destes dados, um segundo programa, que contém o algoritmo do método dos mínimos quadrados, é executado de forma a fornecer os valores estimados dos parâmetros mecânicos.

Para ilustrar e testar a eficiência do método de identificação proposto, são apresentados na sequência os resultados de um ensaio simulado do método de aceleração segundo as seguintes condições: tensão de alimentação de 220V, frequência da rede 60Hz e tempo de amostragem de 0.2ms.

Na fig.(5.4) é apresentado o comportamento transitório do torque eletromagnético gerado e a fig.(5.5) mostra a mesma condição para a velocidade angular do rotor.

Fig.5.4: Transitório de torque.

Fig.5.5: Transitório de velocidade angular de rotor.

De posse destes dados, o programa executa um algoritmo baseado no método dos mínimos quadrados e fornece como resultado os coeficientes $\hat{a}_1$ e $\hat{b}_1$. A fig.(5.6) mostra a variação destes coeficientes durante o transitório de partida do MIT.

Fig.5.6: Variação dos parâmetros $\hat{a}_1$ e $\hat{b}_1$ no transitório.

Para o respectivo ensaio ilustrado nas figuras anteriores, o resultado da identificação é indicado na tab.(5.3) a seguir:

	$K_d(\text{Nms/rad})$	$J(\text{Nms}^2/\text{rad})$
Parâmetros estimados	0.001857	0.007150

Tab.5.3: Resultados da simulação do motor de indução trifásico- parâmetros mecânicos

Para toda série de ensaios relativos às diferentes condições de carga ou alimentação realizado, verifica-se resultados muito semelhantes aos apresentados nas figs.(5.5) e (5.6) bem como os resultados da tab.(5.3).

Dessa forma, com base nesta análise de simulação, constata-se que o método proposto pode ser aplicado com o propósito de identificação dos parâmetros mecânicos.

Capítulo 6

Procedimentos para Implementação.

6.1. Introdução.

Neste capítulo são descritos os procedimentos experimentais para a realização prática dos métodos de identificação de parâmetros do MIT.

Os circuitos e equipamentos aqui presentes constituem o sistema de aquisição digital e automatizado das grandezas necessárias à aplicação do método de potência reativa e do método de aceleração.

Um outro procedimento experimental é descrito no apêndice A, o qual é aplicado a obtenção dos parâmetros do MIT através do ensaio de rotor bloqueado e de operação em vazio. Com base na descrição do método da potência reativa e do método de aceleração, dados respectivamente nos capítulos 3 e 4, define-se o conjunto de grandezas físicas a serem adquiridas para respectivos ensaios.

A partir do método da potência reativa, verifica-se a necessidade de obtenção ou aquisição da tensão e correntes em uma das fases do MIT, bem como da velocidade angular do rotor.

Já no método de aceleração, há necessidade de aquisição da corrente de duas fases do sistema trifásico para obtenção do torque eletromagnético a partir do modelo de fluxo e também da velocidade angular de rotor.

Para as propostas de realização de ensaio de validação do método a ser descrito no capítulo 7, o equipamento de aquisição aqui descrito poderá ser utilizado sem quaisquer alterações.

6.2. Parâmetros Elétricos

Os sub-ítemos que seguem apresentam os circuitos necessários para determinação prática dos parâmetros elétricos.

Inicialmente são registrados os circuitos, os módulos e suas necessidades ao sistema e, em seguida são observados alguns detalhes importantes da fase de implementação.

Para implementação do método da potência reativa, e de acordo com o descrito no item 6.1, elaborou-se um sistema de circuitos e equipamentos tal como indicado na fig.(6.1). Esta configuração pode ser chamada de configuração para teste de aceleração livre ,segundo ILL & KEYHANI (1994):

Fig.6.1: Montagem para execução do método da potência reativa.

- IBM PC:

Este módulo é constituído por um microcomputador do tipo IBM-PC, que é a plataforma base de todo o hardware de aquisição. No computador são alocadas duas placas sendo uma para a aquisição das variáveis analógicas e outra que forma um

Procedimentos Para Implementação do Método de Identificação de Parâmetros

módulo de interface de encoder incremental. Ambas as placas são gerenciadas por software através do computador.

O computador também comporta os programas de gerenciamento global e os programas de processamento das informações digitalizadas e os algoritmos de obtenção paramétrica.

- Encoder Incremental:

Este equipamento representa o sensor de posição angular do rotor e que servirá para obtenção da velocidade angular. O encoder utilizado possui duas trilhas de 1500 pulsos por rotação, defasadas de 90° entre si. As informações destas duas guias são pré processadas na placa de interface de encoder antes de ser processado no programa principal que determina a velocidade angular instantânea.

- Sensor de Tensão:

O sensor de tensão nada mais é do que um divisor resistivo que reduz a tensão entre fase e neutro a níveis mais baixos de acordo com as entradas dos circuitos auxiliares. Os elementos resistivos deste circuito tem resistência muito maior do que os elementos resistivos do MIT utilizado para os ensaios de forma que o circuito não possui influência sobre o funcionamento do mesmo.

- Sensor de Corrente:

A obtenção dos valores instantâneos da corrente de fase tal como indicado na fig.(6.1) é realizada através de sensores de efeito Hall. Tais sensores possuem alto grau de linearidade e robustez e não interferem no circuito sob análise, além de garantirem uma isolamento galvânica praticamente perfeita.

- Circuitos Auxiliares:

Os circuitos auxiliares compõem um módulo de condicionamento de sinais , permitindo que a placa de aquisição A/D opere em fundo de escala de padrão industrial. Para o caso especificado que processa sinais alternados, ajustou-se os módulos de acondicionamento para adequar os sinais de saída dos sensores de corrente a valores oscilando entre $\pm 10V$, que é um dos modos de operação da placa A/D.

- Variac:

O variac foi utilizado para fornecer uma tensão de alimentação variável ao motor de indução, possibilitando a obtenção de diferentes regimes estacionários da máquina de indução, como previsto na etapa de simulação.

- Placa de Aquisição de Dados:

Foi utilizada uma placa para aquisição das variáveis analógicas (tensão e corrente). Esta placa possui 16 canais de entrada “single” ou 8 canais de entrada diferencial.

A operação desta placa pode ser especificada parte via “jumpers” e parte via software. Além dos modos de aquisição propriamente a placa possui um módulo “timer” que devidamente programado gera um sinal de sincronismo para o processo de aquisição . Desta forma o módulo “timer” foi preparado para estabelecer os períodos de amostragem.

- Interface de Encoder:

A placa de interface de encoder que opera como módulo I/O propicia a comunicação entre o encoder incremental (sensor de posição) e microcomputador, além de realizar um processamento dos sinais do encoder. Este processamento se constitui basicamente em um processo de quadruplicação da resolução do encoder, de tal forma que, no caso do encoder utilizado , obtém-se uma informação relativa a

6000 pulsos/rotação. Esta informação é processada na placa de interface através de um contador que é lido periodicamente de acordo com o sinal de sincronismo gerado pela placa de aquisição.

O conjunto de circuitos e placas, tal como descrito acima, é gerenciado via um programa desenvolvido em linguagem C, sendo que a frequência de amostragem é inserida por meio de comandos de menu entrada. Uma descrição mais completa da operação dos programas de gerenciamento do hardware bem como dos programas de realização do método da potência reativa, é dado no capítulo 7.

6.3. Procedimento de Implementação do Método de Aceleração.

O método de aceleração tal como descrito no capítulo 4 é o procedimento utilizado na obtenção dos parâmetros mecânicos. Segundo a descrição dada no capítulo 4, se faz necessária a obtenção da grandeza velocidade e torque eletromagnético para a correta execução deste método.

Fig.6.2: Montagem para execução do método de aceleração.

Procedimentos Para Implementação do Método de Identificação de Parâmetros

Entretanto a obtenção do torque eletromagnético é conseguida com o auxílio do modelo de campo, sendo necessário portanto a aquisição dos valores instantâneos das correntes em duas fases do estator. A configuração do esquema de ensaio neste caso é indicada na fig.(6.2).

A alteração básica consiste na introdução de um segundo sensor de corrente com as mesmas características do sensor utilizado no ensaio do método da potência reativa tal como especificado no capítulo 3. Neste ensaio não se faz necessária a aquisição do valor de tensão.

Os módulos de hardware neste ensaio praticamente não se alteram. O processo de gerenciamento do hardware entretanto, é modificado devido a operacionalizar a nova configuração dos módulos de aquisição. A descrição detalhada dos programas de gerenciamento e da execução do método são dados também no capítulo 7.

Capítulo 7

Resultados Experimentais

7.1. Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com a aplicação dos procedimentos de identificação paramétrica tal como indicado no capítulo 3, onde se mostra o método da potência reativa, no capítulo 4 que traz o método de aceleração e no capítulo 6 onde se discute os procedimentos e os circuitos para obtenção dos parâmetros do motor.

Inicialmente são mostrados os procedimentos para determinação dos parâmetros elétricos, pelo método da potência reativa. A seguir são apresentados os resultados do método de aceleração para determinação dos parâmetros mecânicos.

Finalmente, com o objetivo de validar o método de identificação realizado, são apresentados os resultados de ensaio real de aceleração do motor sob teste com os resultados de simulação do ensaio de aceleração, baseados no modelo apresentado no capítulo 2 usando os parâmetros estimados pelos métodos propostos.

O motor utilizado para estes experimentos tem as seguintes características:

Modelo: 71 888 (WEG)

Potência: 1CV

RPM: 3420

f: 60Hz

Corrente: (I_V/I_Δ) 1.9/3.2

I_p/I_N : 6.8

Alimentação: (U_V/U_Δ) 380/220

f_p : 0.82

7.2. Obtenção dos Parâmetros Elétricos

Para determinação dos parâmetros elétricos foi utilizado o método da potência reativa. Para isto, como dito anteriormente, o MIT foi inserido em um sistema trifásico equilibrado através de um Variac e acionado até atingir um determinado estado de regime. Após o motor atingir este primeiro estado de regime, altera-se manualmente o valor da tensão de alimentação de modo a se obter um novo estado de regime, e assim sucessivamente.

De acordo com o procedimento da potência reativa, durante o estado de regime, registra-se os valores eficazes da tensão de fase, a corrente de fase, a defasagem entre tensão e corrente medidas e a velocidade angular de rotor.

Os registros dos dados necessários ao método da potência reativa são na realidade executados de forma automatizada pelo equipamento de aquisição digital, tal como mostrado no capítulo 6.

O circuito de aquisição é operado e controlado por um programa de gerenciamento denominado PREATMEL, o qual executa a iniciação dos módulos e coordenação do processo de aquisição.

Na aquisição dos dados relativos a um dado estado de regime, o programa PREATMEL é acionado via um comando do teclado, a partir do qual a tensão e corrente instantânea de um determinado estado de regime é amostrado por um período de 510ms, o que compreende aproximadamente 30 períodos da frequência nominal de 60Hz. Ao mesmo tempo é realizada uma aquisição do valor da posição angular do rotor a cada instante de amostragem. O valor da frequência de amostragem neste caso foi de 3kHz, o que permite a aquisição de 51 pontos por ciclo da tensão de rede. O número de pontos por ciclo influencia diretamente no cálculo da defasagem entre tensão e corrente. A precisão deste resultado é conseguida devido ao processo de determinação do ângulo de defasagem que é calculado através de uma média aritmética que toma como entrada vários ciclos de aquisição de um determinado ponto de operação em regime.

Finalizado o período de aquisição, os valores são processados de forma a produzir os valores eficazes de tensão e corrente, bem como a defasagem entre estas grandezas. Com os dados da posição angular do rotor é obtido o valor instantâneo da velocidade angular do rotor.

Antes de iniciar um novo ciclo de aquisição relativo a um novo estado de regime, os valores eficazes e a defasagem entre tensão e corrente, e a média das velocidades instantâneas são armazenadas em arquivo para um pós processamento com o algoritmo da potência reativa.

A tabelas de 7.1 a 7.3 relacionam os resultados de três ciclos de ensaio de aquisição obtidos através do programa PREATMEL. Cada ciclo de ensaio consiste da aquisição de 10 diferentes estados de regime de operação do motor sob teste. Como já mencionado, cada estado de regime é referente a um determinado valor da tensão de alimentação.

Cada um dos ciclos de ensaio, por sua vez, relaciona diferentes faixas de variação da tensão de alimentação. Como pode ser visto nas tabelas de 7.1 a 7.3 e também como esperado, pequenas variações na tensão de alimentação produzem pequenas variações nos estados de regime [vide tab.(7.3)]. Entretanto, mesmo nestes casos, como será visto a seguir, uma boa identificação paramétrica pode ser conseguida.

Ciclo de Ensaio I

Regime	$V_{rms}(V)$	$I_{rms}(A)$	φ (rad)	$\omega(rad/s)$
1	218.616211	0.712245	1.195011	375.014893
2	185.977734	0.655750	1.125642	374.547058
3	159.497461	0.587148	1.056754	373.795288
4	140.714941	0.552847	0.941236	373.399719
5	127.628760	0.528635	0.892673	372.601746
6	107.152734	0.528635	0.792529	370.572906
7	96.991699	0.526617	0.750638	368.974518
8	84.983203	0.544777	0.687678	366.901001
9	68.356055	0.595219	0.602302	361.519226
10	59.580615	0.690050	0.560982	354.748718

Tab.7.1: Valores do Ciclo de Ensaio I, aplicados ao programa de potência reativa.

Ciclo de Ensaio II

Regime	$V_{rms}(V)$	$I_{rms}(A)$	φ (rad)	$\omega(rad/s)$
1	223.73799	0.87891	1.3609	375.17542
2	212.4397	0.84635	1.37712	375.0777
3	193.82139	0.79861	1.32332	374.78922
4	186.97876	0.7704	1.31624	374.45178
5	178.22656	0.75304	1.29262	374.19565
6	168.67871	0.73351	1.234	374.02109
7	159.44912	0.70964	1.21769	373.61377
8	147.83257	0.68142	1.17324	372.89017
9	126.8273	0.67708	1.0442	371.50122
10	117.12031	0.64887	0.98	370.77066

Tab.7.2: Valores do Ciclo de Ensaio II, aplicados ao programa de potência reativa.

Ciclo de Ensaio III

Regime	$V_{rms}(V)$	$I_{rms}(A)$	φ (rad)	$\omega(rad/s)$
1	225.48843	0.87891	1.33847	375.1452
2	213.87188	0.86806	1.29583	374.30963
3	205.59707	0.84852	1.29026	374.22586
4	197.00400	0.82682	1.25621	373.91171
5	188.41094	0.79427	1.24994	373.74176
6	179.34048	0.78776	1.17088	373.78369
7	170.58828	0.76172	1.17468	373.31595
8	161.83608	0.74436	1.13425	372.86231
9	153.24302	0.74219	1.08588	372.36209
10	143.53604	0.72917	1.02857	371.90146

Tab.7.3: Valores do Ciclo de Ensaio III, aplicados ao programa de potência reativa.

Após a aquisição dos diversos estados de regime desejados relativos a um ciclo de Ensaio, um segundo programa é executado com a finalidade de obtenção dos parâmetros elétricos do MIT. Este programa denominado PREAT carrega o arquivo dos dados de regime obtidos com PREATMEL, e executa o algoritmo do método da Potência Reativa tal como descrito no capítulo 3. Os resultados obtidos com estes ensaios são mostrados na tab.(7.4).

Ciclo de Ensaio	$T_r(s)$	$L_s(H)$	σ
I	0.1668	0.7859	0.0946
II	0.1557	0.7041	0.0918
III	0.1501	0.7165	0.0795
Média	0.1575	0.7355	0.0886

Tab.7.4: Parâmetros elétricos resultantes da aplicação do método da Potência Reativa.

Os resultados dos parâmetros identificados indicados na tab.(7.4), apresentam apenas pequenos desvios. Procedimentos de validação destes parâmetros serão apresentados e discutidos no item 7.4.

7.3. Parâmetros Mecânicos

Para determinação dos parâmetros mecânicos foi utilizado o método de aceleração, como apresentado no capítulo 4, onde se discute o método e no capítulo 6 onde são apresentados os procedimentos para aplicação do mesmo.

De acordo com os procedimentos de obtenção dos parâmetros mecânicos pelo método de aceleração, será necessária a aquisição das grandezas de torque eletromagnético e da velocidade angular do rotor. A velocidade angular de rotor é obtida quase que diretamente a partir da aquisição da posição angular do rotor em função do encoder incremental. Neste caso, a velocidade angular é obtida pela derivação numérica da posição angular do rotor.

O torque eletromagnético, por sua vez, é obtido de forma indireta, via modelo de campo de rotor o qual é conseguido pelo algoritmo descrito no capítulo 4. Neste caso o torque eletromagnético é dado pela equ.(4.4.1) que envolve a corrente de magnetização de rotor, a qual é obtida pelo modelo de campo, definido pelas eqs.(2.5.6) a (2.5.11). Os parâmetros elétricos envolvidos neste método são obtidos

através de procedimentos de identificação do método da potência reativa, que deve, portanto, ser realizado anteriormente.

Para a execução do algoritmo do modelo de campo do motor será necessária a aquisição de duas correntes de fase do motor e da posição angular do rotor.

De forma similar à determinação dos parâmetros elétricos, foram elaborados dois programas para processamento do algoritmo de identificação dos parâmetros mecânicos.

Um primeiro programa, denominado ACEL, foi elaborado de forma a executar a iniciação e gerenciamento dos módulos da interface de aquisição. Após a iniciação da interface, o programa aguarda um comando do teclado para iniciar a aquisição dos valores instantâneos das correntes em duas fases do motor sob teste, bem como da posição angular do rotor. A partida do motor é realizada via acionamento de uma chave trifásica que liga o motor diretamente à rede.

O intervalo de tempo total da aquisição no ensaio de partida foi ajustado experimentalmente, de modo a permitir que o motor atinja um estado de regime permanente. Para o motor em questão foi ajustado um intervalo de 2s a uma frequência de amostragem de 2kHz. Nesta situação se obtém 4000 pontos por ensaio de aceleração.

Ao finalizar a aquisição do ensaio, o mesmo programa ACEL calcula a velocidade angular instantânea do rotor e armazena os dados em um arquivo contendo os instantes de amostragem, os valores instantâneos das correntes em duas fases do motor, a velocidade e a posição angular do rotor.

O segundo programa denominado DETMEC contém o algoritmo do modelo de campo para obtenção do torque eletromagnético transitório, e também o algoritmo de identificação baseado no método dos mínimos quadrados. Este segundo programa fornece como resultados os valores do momento de inércia J , e do coeficiente de atrito dinâmico K_d , bem como grandezas intermediárias relativas ao método, as quais permitem avaliar o desempenho do mesmo.

O procedimento de ensaio de partida foi realizado repetidamente com diferentes valores de tensão de rede, bem como com diferentes frequências de

amostragem. Os resultados obtidos com a identificação, bem como o comportamento transitório do torque e da velocidade foram sempre muito semelhantes entre si.

Os resultados de um destes ensaios foram escolhidos de modo a ilustrar os procedimentos deste método. Os resultados apresentados na sequência se referem a um ensaio de partida, sendo que a tensão de alimentação foi ajustada para $205V_{RMS}$, e frequência nominal da rede, com um período de amostragem ajustado para 0,5ms.

Um dos resultados intermediários do procedimento de obtenção dos parâmetros mecânicos é o comportamento transitório do torque eletromagnético, produzido no motor para o ensaio de aceleração, como citado acima. O torque eletromagnético tem o comportamento como indicado na fig.(7.1).

Fig.7.1: Torque eletromagnético.

O comportamento transitório da velocidade angular do rotor é, por sua vez, indicado na fig.(7.2). Segundo o item 4.2, o torque eletromagnético m_d , e a velocidade angular de rotor ω representam respectivamente as grandezas de entrada $u(t)$ e saída $y(t)$, do método dos mínimos quadrados, tal como indicado na equ.(4.2.3).

Fig.7.2: Frequência angular em rad/s.

Outro fato de interesse a ser verificado no método utilizado, é o comportamento da convergência dos parâmetros discretos estimados pelo método dos mínimos quadrados, os quais são apresentados na fig.(7.3).

Fig.7.3: Variação de $\hat{a}_1$ e $\hat{b}_1$ durante aplicação do RLS.

O comportamento de $\hat{a}_1(k)$ e $\hat{b}_1(k)$ da fig.(7.3) revela que há uma convergência bastante rápida dos valores estimados. De posse dos valores estimados e com a ajuda das eqs.(4.5.4) e (4.5.5), obtém-se os parâmetros físicos desejados do MIT.

A tab.(7.5) resume os valores estimados para três ensaios de aceleração, para os quais foram empregados diferentes valores de tensão de ensaio. No cálculo do torque eletromagnético se utiliza o modelo de campo, os parâmetros elétricos utilizados se referem aos valores médios listados na última linha da tab.(7.4).

Ensaio	$J(10^{-4})$ (Nms ² /rad)	$K_d(10^{-4})$ (Nms/rad)
I	6.5557	3.4045
II	6.1151	3.1370
III	6.5461	3.1906
Média	6.4056	3.2440

Tab.7.5: Parâmetros mecânicos resultantes da aplicação do método de Aceleração.

7.4. Análise e Validação dos Parâmetros

Neste item são discutidos alguns procedimentos de verificação experimental que permitem estabelecer uma validação dos parâmetros estimados e uma comprovação da eficácia dos métodos de identificação utilizados neste trabalho.

De acordo com os itens 7.2 e 7.3, observa-se que foram utilizados procedimentos distintos e independentes para obtenção primeiramente dos parâmetros elétricos e posteriormente dos parâmetros mecânicos.

Com o intuito de validação dos métodos e dos parâmetros obtidos, propõe-se um ensaio com o motor envolvendo simultaneamente os parâmetros elétricos e mecânicos. Para tal propõe-se a realização de um ensaio de partida do motor e uma

posterior comparação dos resultados experimentais com os resultados de simulação deste mesmo ensaio.

O procedimento aqui denominado ensaio de partida é na essência o mesmo, tal como denominado ensaio de aceleração do item 7.3 para obtenção dos parâmetros mecânicos. No ensaio de aceleração não há interesse em como o torque eletromagnético é gerado, mas como ele interfere sobre o processo mecânico produzindo o movimento de rotação. Desta forma tendo-se o torque gerado como entrada e a velocidade angular de rotor como saída, foi possível obter os parâmetros mecânicos tal como evidenciado no capítulo 5. No ensaio de partida, engloba-se o processo de geração do torque eletromagnético através dos transitórios das correntes e fluxos no motor e a partir do instante em que o mesmo é conectado à rede trifásica. Desta forma, comparando-se o comportamento transitório real e simulado de correntes e da velocidade do rotor na partida, pode-se estabelecer a validação desejada.

As grandezas reais são obtidas via aquisição com o equipamento descrito no capítulo 6. As correntes de fase e a velocidade angular do rotor são obtidas diretamente enquanto que o torque eletromagnético é obtido de forma indireta como apresentado no capítulo 4. As mesmas grandezas simuladas serão obtidas incorporando-se os parâmetros estimados, no modelo determinado pelas eqs.(2.5.6) a (2.5.11), simulando-se este modelo no ambiente MATLAB, como foi realizado no capítulo 5.

Os procedimentos de validação com base no ensaio de partida como descrito acima, foram repetidos para diferentes condições de ensaio, nos quais utilizaram-se diferentes tensões em cada ensaio. Os resultados de um destes ensaios no qual a tensão do ensaio vale $200V_{RMS}$ por fase são apresentados na sequência.

Nos gráficos representados abaixo, a curva de resultados denominada “Real”, representa a grandeza obtida por aquisição no ensaio realizado nas condições acima. A curva de resultado “Simulado”, representa uma grandeza simulada no mesmo ensaio, tendo-se como base o modelo do MIT dado pelas eqs.(2.5.6) a (2.5.11) e os parâmetros nas tab.(7.4).

Na fig.(7.4) é apresentado o comportamento transitório da corrente na fase “a” do MIT durante o ensaio de partida. As curvas da fig.(7.6), por sua vez,

comprovam o comportamento transitório de velocidade “Real” e “Simulada” do ensaio de partida.

Fig.7.4: Comparação entre teste de partida real e teste de partida simulado.

Fig.7.5: Comparação entre teste de partida real e teste de partida simulado.

Fig.7.6: Comparação entre teste de partida real e teste de partida simulado.

Nos resultados de comparação como mostrado nas figs.(7.4), (7.5) e (7.6) observa-se que o motor no ensaio real atinge a velocidade final em um tempo menor do que o resultado simulado. O comportamento das correntes do motor também não coincidem, pois como se pode notar, a corrente de estator real entra em estado de regime também num tempo menor do que o das correntes da simulação.

Para toda série de ensaios de partida, a comparação entre resultados reais e simulados resultou semelhante aos gráficos mostrados nas figs.(7.4), (7.5) e (7.6) onde as diferenças entre as simulações e os dados reais é muito grande, pressupondo-se uma incerteza na exatidão dos parâmetros estimados e insegurança na eficácia do método empregado.

Entretanto os parâmetros elétricos e mecânicos estão bastante próximos dos valores reais se comparados com alguns dados fornecidos pelo fabricante e também em relação aos parâmetros estimados por um outro método em um trabalho desenvolvido paralelamente a este [COUTO, E. B.(1996)].

Em virtude dos resultados obtidos com a simulação, passou-se a investigar a possibilidade de que a simulação não estivesse sendo realizada corretamente.

Realmente alguns fatores relacionados ao tipo de ensaio, por questões de simplificações foram desconsideradas na etapa da elaboração do modelo do MIT, tal como apresentado pelas eqs.(2.5.6) a (2.5.11), no capítulo 2. Um fato desconsiderado naquela dedução é a ocorrência do chamado efeito pelicular.

Desde que o motor escolhido para realização da etapa experimental foi um motor de baixa potência , 1CV, este motor apresenta características construtivas com pequenas dimensões, que possui ranhuras estreitas e profundas, o que favorece a incidência do efeito pelicular mesmo para frequências da ordem da frequência da rede de distribuição [ORLICH, C. (1992),BAILEY, B. F. et al (1951)].

Nas condições de realização do ensaio de partida, ocorre que no instante inicial e durante algum período do regime transitório em que o motor acelera a partir do repouso, o valor do escorregamento é elevado, e da mesma forma, a frequência sobre a estrutura do rotor.

A influência do efeito pelicular no instante de partida é refletido por um aumento da resistência efetiva de rotor, que proporciona um aumento no torque de partida [LEONHARD, W.(1990), BAILEY, B. F. et al (1951)]. Outra influência do efeito pelicular é relacionada com o termo de fluxo de dispersão de rotor que pode ser traduzido em termos do coeficiente de dispersão de rotor, ou mesmo no coeficiente de dispersão global [GOLDEMBERG, C.(1992)].

Como resultado desta investigação, constatou-se que o modelo simplificado usado na simulação não reflete as mesmas condições do ensaio real.

No caso do ensaio de partida real, o aumento do torque de partida devido ao aumento da resistência de rotor originado pelo efeito pelicular, explica o fato do motor acelerar mais rapidamente do que o resultado simulado.

No presente trabalho, em razão da forma geral do modelo obtido no capítulo 2, a influência do efeito pelicular foi incorporada ao modelo original obtido naquele capítulo, em forma de parâmetros variáveis no tempo, relacionados com a constante de tempo do rotor, T_r , e com o coeficiente de dispersão global, σ .

Para se estabelecer a lei de variação da constante de tempo do rotor, baseou-se nos estudos de variação da resistência de rotor devido ao efeito pelicular em função das dimensões do rotor apresentadas por BAILEY, B. F. & GAULT, J. S.(1951) e realizadas por ORLICH, C.(1992). Segundo estes autores, a influência do efeito pelicular sobre a constante de tempo de rotor pode ser expressa como mostrado na equ.(7.1):

$$\frac{T_r}{T_{rAC}} = ah \frac{\sinh(2ah) + \sin(2ah)}{\cosh(2ah) - \cos(2ah)} \quad (7.1)$$

onde:

T_{rAC} Constante de tempo de rotor durante o transitório;

T_r Constante de tempo de rotor durante o regime permanente;

h profundidade das barras do rotor em polegadas;

O valor de “a” pode ser determinado segundo a equ.(7.2):

$$a = \sqrt{\frac{f \ k}{6.9 \ m}} \quad (7.2)$$

onde:

f representa a frequência de escorregamento em Hz;

k largura da barra;

m largura da ranhura;

A lei de variação do coeficiente de dispersão global, por sua vez, foi obtida a partir dos estudos realizados por GOLDEMBERG, C.(1992), que estipulou uma lei de variação para o termo da indutância de rotor em função do escorregamento no MIT. Deste estudo estabeleceu-se que o parâmetro σ varia de acordo com a equ.(7.3):

$$\sigma_{AC} = \frac{\sigma}{2} (1 + e^{-3s}) \quad (7.3)$$

onde:

σ_{AC} Variação do fator de dispersão global em função do escorregamento;

Por inspeção da equ.(7.3) nota-se que no instante de partida do motor, onde $s \approx 1$, o valor efetivo de σ_{AC} é mínimo, e a influência do efeito é máxima. Já na condição de operação em regime, quando $s \approx 0$, a influência do efeito pelicular é praticamente nula.

Incorporando-se as eqs.(7.1) e (7.3), no modelo obtido no capítulo 2, novos resultados de simulação foram obtidos e comparados aos resultados dos respectivos ensaios reais, os quais são apresentados na seqüência.

Comparando-se as figs.(7.7) e (7.8) às figs.(7.4) e (7.5), pode-se concluir que a inclusão do efeito pelicular na simulação tornou a resposta do modelo determinado no capítulo 2 bastante próxima da realidade.

A fig.(7.9), como no caso da fig.(7.6), ilustra o comportamento transitório de velocidade relativo a um ensaio real, onde a tensão aplicada foi de 205V, comparado com o resultado simulado com a inclusão do efeito pelicular. Como se pode notar, também pela observação desta última, a inclusão do efeito pelicular se mostrou bastante eficiente em se tratando do ensaio de aceleração.

Fig.7.7: Comparação entre a simulação com efeito pelicular e a aquisição real das correntes da fase "a" de estator.

Fig.7.8: Comparação entre a simulação com efeito pelicular e a aquisição real das correntes da fase "b" do estator.

Fig.7.9: Comparação entre a simulação com efeito pelicular e a curva real de aceleração

Com o objetivo de estudar a determinação dos parâmetros elétricos através dos procedimentos clássicos, foram realizados ensaios tais como ensaio a vazio e de rotor travado. Estes procedimentos são mostrados no apêndice A.

Nos resultados mostrados na tab.(A.3), observa-se grandes diferenças com relação aos parâmetros obtidos pela aplicação dos métodos apresentados.

No caso dos procedimentos clássicos, o cálculo fator de dispersão leva em conta apenas as variáveis relacionadas ao ensaio de rotor travado, o que faz com que este parâmetro seja afetado pela influência do efeito pelicular. Este efeito, conforme estudado neste capítulo, leva a uma diminuição do valor do fator de dispersão global durante a fase de transitório da máquina.

A diferença observada com relação à indutância de estator pode ser encarada como decorrência de eventual imprecisão dos equipamentos de medida utilizados, já que este parâmetro foi o que mais se aproximou dos procedimentos apresentados.

O efeito pelicular também pode ser apontado como causa da diferença entre os valores da constante de tempo de rotor, pois como no caso do fator de acoplamento total, o cálculo deste parâmetro pelos métodos clássicos leva em consideração apenas as variáveis relativas ao ensaio de rotor bloqueado.

Apesar das diferenças entre os resultados dos métodos, não se pode dizer que os métodos clássicos devem ser completamente descartados. Para a aplicação correta destes métodos é necessário o cumprimento de condições especiais para alimentação da máquina [ABNT(1982)].

Estas condições para aplicação dos procedimentos clássicos não são de fácil implementação sem a utilização de equipamentos especiais. Assim, pela indisponibilidade de tais equipamentos, os ensaios clássicos foram realizados em condições de funcionamento, o que leva a imprecisões na determinação dos mesmos.

Capítulo 8

Conclusões

Dos resultados teóricos simulados, e experimentais obtidos e evidenciados neste trabalho, conclui-se que o método de Potência Reativa pode ser aplicado como técnica de obtenção paramétrica de um MIT, fornecendo resultados bastante satisfatórios, além de ser passível de automatização.

Para isto, basta implementar o circuito apresentado no capítulo 6, além de seqüenciar os programas de aquisição de dados de forma que a máquina inicialmente acelere até atingir o estado de regime, quando são determinados os parâmetros elétricos. Determinados estes parâmetros o rotor da máquina deve parar totalmente e deste ponto acelerar para se proceder a determinação dos parâmetros mecânicos através do método de aceleração.

A automatização do método pode ser vista como vantagem e interesse com relação aos procedimentos clássicos hoje largamente utilizados. Além da automatização, outra vantagem é a precisão. O capítulo de resultados mostrou que tanto o método da potência reativa quanto o método de aceleração são bastante precisos, se mostrando como uma alternativa interessante também neste quesito.

Nos métodos clássicos, segundo as normas técnicas [ABNT,(1982)], é necessária a utilização de equipamentos para geração de sinais (tensão de alimentação) cuja frequência deve ser de 1/4 do valor nominal de operação. Para se solucionar este problema é necessária a utilização de um conjunto motor-gerador ou um inversor conjugado a um circuito de tratamento de sinais.

Pode-se ressaltar ainda a flexibilidade dos métodos apresentados, haja vista que eles podem ser aplicados com a mesma eficiência à pequenas e à grandes máquinas.

Este trabalho pode ser considerado como uma contribuição para estudos posteriores envolvendo técnicas de controle de velocidade da máquina, pois os

parametros obtidos pela utilização dos métodos propostos apresentam a precisão adequada à realização dos procedimentos das técnicas de campo orientado, bem como o projeto de alguns tipos de controladores.

Como continuação do trabalho, pode-se sugerir um estudo mais aprofundado sobre a influência do efeito pelicular sobre os parâmetros do motor, uma vez que a sua inclusão nos procedimentos de determinação dos parâmetros mostrou-se como um fator de grande importância durante a validação dos métodos.

Capítulo 9

Referências Bibliográficas

ABNT NBR 5383; Máquinas Elétricas Girantes- Máquinas de Indução-
Determinação das Características- Métodos de Ensaio. Nov/1992.

AGUIAR, M. L.: Ein Beitrag zur adaptiven Lageregelung von Asynchronmaschine
bei variablem Trägheitsmoment; Tese de Doutorado apresentada à
Universidade Técnica de Berlin, 1994.

BAILEY, B. F. & GAULT, J. S.; Alternating-Current Machinery; First Edition;
McGraw-Hill Book Company Inc., 1951.

BEIERKE, STEFAN.; Vergleichende Untersuchungen von unterschiedlichen
feldorientierten Lagereglerstrukturen für Asynchron-Servomotoren mit einen
Multi-Transputer System; Tese de Doutorado apresentada à Universidade
Técnica de Berlin, 1992.

BLASCHKE, F.; The principle of field orientation as applied to the new transvector
closed loop control system for rotating machines, Siemens Review, vol.39,
pp. 217 - 220, 1972.

COUTO, E. B.; Identificação paramétrica de um motor de indução trifásico através
de ensaio degrau em corrente contínua. Tese de mestrado apresentada na
EESC-USP, Out/1996.

DAVIS, M.H.A. & VINTER, R.B.; Stochastic modelling and control, University
printing house, Cambrige, 1985.

- DE DONKER, R.W.; NOVOTNY, D.W.; The Universal Field Oriented Controller; IEEE Transactions in Industry Applications; vol. 30, no. 1; Jan/Feb, 1994.
- GARCIA, G.O.; STEPHAN, R.M.; WATANABE, E.H.; Comparing the Indirect field- Oriented Control with a Scalar Method; IEEE Transactions in Industrial Electronics; vol. 41, no. 2; April, 1994.
- GOLDEMBERG, C.; Determinação de Parâmetros Funcionais de Motores de Indução a .Partir de Catálogos de Fabricantes; Dissertação de mestrado apresentada à Universidade Estadual de Campinas, 1992.
- HAYT, W.H. & KEMERLY, J.E.; Análise de Circuitos em Engenharia. São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- HEIDRICH, H. P.; Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine dursch einen parallelisierten und geshwindigkeitsoptimierten Kaskadenreglèr mit einen Multitransputersystem. Trabalho de formatura apresentado à Universidade Técnica de Berlin, 1991.
- HEMERLY, E.M.; GRÜNDLING, H.A. & PEREIRA, L.F.; Ambiente para a identificação e controle de motores de indução. Congresso Brasileiro de Automática, Rio de Janeiro, RJ, Set/1994.
- HUMES, A.F.P., et al.; Noções de Cálculo Numérico; McGraw-Hill do Brasil; São Paulo, 1984.
- ILL, S. & KEYHANI, A.; Estimation of Induction Machine Parameters from Standstill Time-Domain Data; IEEE Transactions on Industry Applications; vol 30, no.6, Nov/Dec 1994.

ISERMANN, R.; Identifikation dynamischer Systeme Vol. 1- Frequenzgangmessung, Fourieranalyse, Korrelationsanalyse Einführung in die Parameterschätzung. Springer-Verlag, Berlin, 1988.

ISERMANN, R.; Digital Control Systems; Second Edition, Springer-Verlag, Berlin, 1991.

JACOBINA, C. B., SOUZA FILHO, E. B. & LIMA, A. M. N.; Estimação de Parâmetros da Máquina Assíncrona utilizando um modelo dinâmico discreto corrente-tensão; Congresso Brasileiro de Automática, Rio de Janeiro, RJ, Set/1994.

KLAES, N. R.; Parameter Identification of an Induction Machine with Regard to Dependences on Saturation. IEEE Transactions on Industry Applications, vol 29, Nov/Dec 1993.

LEMAIRE-SEMAIL, B.; BOUILLAUT, F. & RAZEK, A.; Modelling of vector controlled cage induction motor with FEM. IEEE Proceedings-B vol 138, no.6 Nov/1991.

LEONHARD, W.; Control of Electrical Drives, caps. 10 e 12; Springer-Verlag, 1990.

LORENZ, R.; LIPO, T.; NOVOTNY, D.W.; Motion Control with Induction Motors; Proceedings of the IEEE; vol. 82; no. 8; Aug/1994.

LOURO, A.C.; Comparação e Implementação de Estruturas de Controle Adaptativo, Dissertação de mestrado apresentada à EESC-USP, 1994.

MATHWORKS Inc.; "MATLAB with SIMULINK", Version 4.0 - PC, 1993.

NAUNIN, D.; Dynamisches Verhalten von Stromrichter-Maschinen Systemen. Teil 1: Theoretische Grundlagen. Vorlesungsscript. (notas de aula) Universidade Técnica de Berlin, Mar/91.

ORLICH, C.; Entwurf, Simulation und Realisierung eines digitalen kaskadierten, Zustandsreglers für eine Asynchronmaschine auf der Basis eines Multitransputersystem. Trabalho de formatura apresentado à Universidade Técnica de Berlin, Jun/92.

ROBBA, E. J.; Introdução aos Sistemas Elétricos de Potência- Componentes Simétricas; Cap. 1, pp 51-59; Ed. Edigard Blucher, 1973.

RUPPERT FILHO, E. & ALMEIDA, A.T.L.; Estimação de parâmetros e determinação de características de desempenho de motores de indução trifásicos de rotor em gaiola. Congresso Brasileiro de Automática, Rio de Janeiro, RJ, Set/1994.

STEPHAN, J.; BODSON, M.; CHIASSON, J.; Real-Time estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motors; IEEE Transactions on Industry Applications; vol. 30; no. 3; Mai/Jun/1994.

VAS, P.; Vector Control of AC Machines; Monographs in Electrical and Electronic Engineering- Vol. 22; Oxford Science Publications, 1990.

VAS, P.; Electrical Machines and Drives- A Space Vector Theory Approach. Vol. 25; Oxford Science Publications, 1992.

Apêndice A

Obtenção paramétrica de motores de indução via ensaio a vazio e de rotor bloqueado.

Este apêndice mostra os procedimentos para obtenção paramétrica de motores de indução via ensaio a vazio e de rotor bloqueado através do método dos dois wattímetros [HAYT, W.H. & KEMERLY, J.E. (1975), ROBBA, E. J. (1973)]. Este método fornece as variáveis de entrada para um programa que determina os parâmetros (constante de tempo do rotor, indutância de estator e fator de dispersão global) para uma máquina de indução.

O ensaio de rotor bloqueado é realizado da seguinte maneira: submete-se a máquina a corrente nominal de funcionamento e verifica-se o valor assumido pela tensão de fase com o eixo do motor bloqueado. Com isto, se atinge o valor nominal da corrente, mas a tensão de fase da máquina fica bem abaixo do valor nominal. Segundo a ABNT (1982), o ensaio de rotor bloqueado com a finalidade de levantamento de parâmetros, deve ser realizado a uma frequência não superior a 25% da frequência nominal. Para este trabalho, este requisito não pode ser observado já que não estavam disponíveis instrumentos de medição e equipamentos que pudessem fornecer os níveis de correntes exigidos na frequência citada.

Para o ensaio em vazio foi utilizado o mesmo circuito, mas neste caso será aplicada tensão nominal aos terminais da máquina. Não se impõe torque ao rotor da máquina pois se quer saber a corrente consumida pela máquina quando acionada à tensão nominal mas sem a presença de cargas mecânicas em seu rotor.

Apesar de se mostrar um método simples para a obtenção dos parâmetros, este procedimento não pode ser considerado dos mais recomendáveis por vários fatores, entre eles o tempo despendido para a realização do mesmo e a necessidade de aplicação de condições e equipamentos caros e mão de obra especializada.

Durante a realização dos ensaios, uma grande variação de temperatura pode ser notada na máquina, que, segundo BEIERKE (1992) e KLAES (1993), tem grande influência na determinação dos parâmetros do motor. Para se reduzir esta influência, inicialmente foi realizado o ensaio em vazio.

O ensaio de rotor bloqueado foi realizado rapidamente para que o fator temperatura também não pudesse influenciar demasiadamente no mesmo, como recomenda ABNT (1982).

A figura A.1 mostra o circuito implementado para a execução do método dos dois wattímetros [ROBBA, e. J. (1973)]:

Fig.A1: Circuito para implementação do método dos dois wattímetros.

Com o circuito mostrado na fig. A.1, foram tomadas as medidas dos wattímetros W_1 e W_2 , da corrente de linha, e da tensão de fase, de acordo com os procedimentos dos ensaios de rotor bloqueado e em vazio.

Segundo HEIDRICH (1991), com os valores dos ensaios de rotor bloqueado e vazio, pode se obter as variáveis necessárias para um algoritmo que como resultado

fornece a resistência de estator, a constante de tempo do rotor, a indutância de estator e o fator de dispersão(σ).

O procedimento matemático necessário para determinação destes parâmetros é descrito na seqüência:

Inicialmente, considere o modelamento do motor, em regime permanente [segundo LEONHARD, W. (1990); RUPPERT FILHO, E. et al (1994)], mostrado na fig. A.2:

Fig.:A.2 Modelamento do MIT em regime permanente.

Na fig.(A.2) tem-se:

$$X_{\sigma} = \omega \sigma L_s$$

$$X_H = \omega M$$

A partir do modelamento da fig A.2, serão definidas as equações do algoritmo para determinação dos parâmetros.

O processo se iniciará pelo teste em vazio. Neste teste, como o rotor gira livremente, pode-se considerar o fator “s” (escorregamento) como sendo nulo. Desta forma, observando a fig.(A.2), o ramo que contém os elementos do rotor pode ser desconsiderado do circuito, uma vez que a impedância total neste ramo passa a ser infinita.

Com isto, podemos determinar a equ.(A.1):

$$\bar{U}_v = (R_s + jX_{\sigma})\bar{I}_v \quad (A.1)$$

onde:

$$X_s = X_\sigma + X_H \quad (A.2)$$

U_v : Tensão de estator no teste em vazio;

I_v : Corrente de estator no teste em vazio;

X_σ : Reatância de dispersão;

X_H : Reatância própria (Neste caso, as reatâncias de estator e rotor são consideradas numericamente iguais).

Tomando-se a equ.(A.1) e separando-a em suas partes real e imaginária, considerando-se que existe uma defasagem de ϕ radianos entre U_s e I_s , vem:

$$U_v = R_s I_v \cos \phi + X_s I_v \sin \phi \quad (A.3)$$

$$0 = -R_s I_v \sin \phi + X_s I_v \cos \phi \quad (A.4)$$

Das eqs.(A.3) e (A.4) tem-se:

$$X_s = \frac{U_v \sin \phi}{I_v} \quad (A.5)$$

$$R_s = X_s \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \quad (A.6)$$

Iniciando agora as equações do teste de rotor bloqueado, parte-se do princípio que, como o rotor está travado, o fator “s” na fig.(6.2) pode ser considerado como um valor unitário, o que leva a se considerar os dois ramos do circuito daquela figura.

Desta forma, tem-se:

$$\tilde{U}_K = \left[R_s + jX_\sigma + \frac{jX_H(R_r + jX_\sigma)}{R_r + j(X_\sigma + X_H)} \right] \tilde{I}_K \quad (A.7)$$

onde:

U_K Tensão de estator no teste de rotor bloqueado

I_K Corrente de estator no teste de rotor bloqueado

Resolvendo a impedância em paralelo (3º membro à direita) da equ.(A.7)

vem:

$$\frac{jX_H(R_r + jX_\sigma)}{R_r + j(X_\sigma + X_H)} = \frac{R_r X_H^2 + jX_H(R_r + X_\sigma X_s)}{R_r^2 + X_s^2} \quad (A.8)$$

Utilizando a equ.(A.8) na equ.(A.7) e separando em parte real e imaginária,

tem-se:

$$\frac{U_K}{I_K} \cos \varphi_K = R_s + \frac{R_r X_H^2}{R_r^2 + X_s^2} \quad (A.9)$$

$$\frac{U_K}{I_K} \sin \varphi_K = X_\sigma + \frac{X_H(R_r^2 + X_\sigma X_s)}{R_r^2 + X_s^2} \quad (A.10)$$

Considerando:

$$X_\sigma = \sigma X_H \quad (A.11)$$

E, tomando em conta a equ.(A.2) tem-se:

$$X_H = \frac{1}{1 + \sigma} X_s \quad (A.12)$$

A partir da equ.(A.9) pode-se determinar uma expressão para a resistência de rotor R_r , bastando para isto isolar convenientemente este elemento, tem-se:

$$R_r = \frac{\frac{1}{2} X_H^2}{\frac{U_K}{I_K} \cos \varphi_K - R_s} - \sqrt{\frac{\frac{1}{4} X_H^2}{\frac{U_K}{I_K} \cos \varphi_K - R_s} - X_s^2} \quad (A.13)$$

Procedendo da mesma forma, obtém-se uma expressão para X_σ como na equ.(A.14):

$$X_\sigma = \frac{R_r^2 \left(\frac{U_K}{I_K} \sin \varphi_K - X_H \right) + \frac{U_K}{I_K} \sin \varphi_K X_s^2}{R_r^2 + X_s(X_s + X_H)} \quad (A.14)$$

Com as eqs. anteriores, é possível se desenvolver um algoritmo que determina os parâmetros elétricos do motor de indução, como segue na fig A.3:

Da montagem indicada na fig. A.1, foram realizadas medidas e, destas medidas, os valores médios das variáveis de entrada do programa de identificação

I. Ensaio de rotor bloqueado:

V(V)	I(A)	W ₁ (W)	W ₂ (W)
35,79	3,171	10,47	2,38

Tab.A.1:Valores médios dos ensaio de rotor bloqueado.

II. Ensaio em Vazio:

V(V)	I(A)	W ₁ (W)	W ₂ (W)
220,46	1,878	43,92	12,76

Tab.A2:Valores médios dos ensaio em vazio.

Fig.A.3:Fluxograma do algoritmo de Identificação.

Inserindo os valores das tabelas A.1 e A.2 no programa referente ao algoritmo da figura A.3, obtém-se como resultado os seguintes parâmetros:

Ensaio	$T_r(s)$	$L_s(H)$	σ
Vazio/Rotor Bloqueado	0.08949	0.55959	0.0400

Tab.A.3: Valores dos parâmetros após processo de identificação.

Para se determinar os parâmetros mecânicos do MIT em questão pode ser utilizado o método de aceleração discutido no capítulo 4 e os procedimentos indicados no capítulo 6.