

Estimação dos Parâmetros Elétricos de Motores de Indução em Condições de Operações de Malha Aberta e Malha Fechada

Antonio Jerônimo Netto

Tese de Doutorado submetida à Coordenadoria do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

Péricles Rezende Barros, PhD.

Orientador

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Antonio Jerônimo Netto, Dezembro de 2006

Estimação dos Parâmetros Elétricos de Motores de Indução em Condições de Operações de Malha Aberta e Malha Fechada

Antonio Jerônimo Netto

Tese de Doutorado apresentada em Dezembro de 2006

Péricles Rezende Barros, PhD.

Orientador

Cursino Brandão Jacobina, Dr. Ing.

Orientador

Campina Grande, Paraíba, Brasil, Dezembro de 2006

J56e

Jerônimo Netto, Antonio

Estimacao dos parametros eletricos de motores de inducao em condicoes de operacoes de malha aberta e malha fechada / Antonio Jeronimo Netto. - Campina Grande, 2006.

89 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Eletrica e Informatica.

1. Motores de Inducao 2. Estimacao 3. Malha Fechada 4. Parametros Eletricos 5. Tese I. Barros, Pericles Rezende, Dr. II. Jacobina, Cursino Brandao, Dr. III. Universidade Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB)

CDU 621.313.333(043)

ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DE MOTORES DE INDUÇÃO EM
CONDIÇÕES DE OPERAÇÕES DE MALHA ABERTA E MALHA FECHADA


ANTONIO JERÔNIMO NETTO

Tese Aprovada em 13.12.2006


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador

PÉRICLES REZENDE BARROS, Ph.D., UFCG
Orientador


ALDAYR DANTAS DE ARAUJO, Dr., UFRN
Componente da Banca


LUIZ EDUARDO BORGES DA SILVA, Ph.D., UNIFEI
Componente da Banca


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


ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Componente da Banca


WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
DEZEMBRO - 2006

Dedicatória

Este trabalho é dedicado especialmente aos meus pais José Jerônimo da Silva e Maria Eliane Ribeiro da Silva e a minha esposa Micéia Garrido Lopes.

Agradecimentos

- À Deus que é Luz, Paz, Harmonia, a Verdadeira Força que nos faz e nos dá tudo que temos e somos;
- À Micéia Garrido Lopes, minha esposa, por todo apoio, carinho, amor, incentivo, compreensão e paciência por ter-lhe privado muitas vezes da minha companhia devido à necessidade de dedicação aos estudos;
- Aos meus pais José Jerônimo da Silva e Maria Eliane Ribeiro da Silva, grandes incentivadores que sempre me guiaram pelos ditames do amor, carinho, otimismo, perseverança e honestidade, a quem sem dúvida alguma devo tudo que tenho e sou;
- Aos meus irmãos Luciano Ribeiro da Silva e Emmanuel Tony R. da Silva, grandes motivadores;
- Aos Professores Péricles Rezende Barros e Cursino Brandão Jacobina pelas incansáveis orientações e colaborações sem as quais não seria possível realizar este trabalho;
- Ao Professor Antônio Marcus N. Lima, pela amizade, colaboração e incentivo ao longo dos últimos anos;
- Aos meus amigos Luis Felipe, Alfranke Amaral, Isaac, Euzeli, Cleiton Tomás Victor, Junior, Madhavan, Alessandro, Leonardo e tantos outros, pelo apoio, incentivo e sobretudo por estarem sempre presentes diante da menor solicitação de suas presenças;
- Aos meus sogros Sr. Manoel Lopes e Sra. Deocaci Garrido, pessoas importantes no conjunto que cerca minha vida.
- Aos companheiros do LIEC e LEIAM pela alegria e convivência fraterna;
- Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica que de uma certa forma contribuíram para o andamento do meu trabalho;
- A CAPES e a UNIRG, pelo apoio financeiro.

Resumo

A proposta desta tese é apresentar três métodos para estimar todos os parâmetros elétricos de um modelo de motores de indução operando em malha aberta (Método *I*) ou em malha fechada (Método *II* e Método *III*). Os parâmetros são obtidos resolvendo o problema de minimização dos mínimos quadrados recursivo. Em cada método, o procedimento de estimação é dividido em três partes. Primeiro, a indutância de dispersão do estator e a resistência estatórica são determinadas usando o modelo homopolar da máquina. Segundo, dados os parâmetros elétricos homopolares previamente estimados e usando o modelo dinâmico dq , um conjunto de parâmetros são determinados. No Método *I*, a estimação dos parâmetros do modelo dq é derivado para operação em malha aberta. Nos Métodos *II* e *III* a estimação dos parâmetros do modelo dq é derivado para o caso onde as correntes do estator do motor são reguladas via um controlador de realimentação linear. Finalmente, o conjunto completo de parâmetros elétricos é determinado. Além disso, os métodos de estimação em malha fechada são usados para controlar em tempo real o fluxo rotórico e o conjugado eletromagnético de um motor de indução. Resultados experimentais e de simulação selecionados são usados para demonstrar a possibilidade e desempenho dos métodos propostos.

Abstract

The purpose of this thesis is to present three methods for estimating all parameters of induction motors operating in open-loop (method *I*) or in closed-loop (method *II* and method *III*). The parameters are obtained by solving a recursive least squares minimization problem. In each method, the estimation procedure is split in three parts. First, the stator leakage inductance and the stator resistance are determined by using the homopolar machine model. Second, given the previously estimated homopolar parameters and using the dynamic dq model, all the other parameters are determined. In method *I*, the dq model estimation is derived for open-loop operation. In method *II* and *III*, the dq model estimation is derived for the case where the stator currents of the motor are regulated via a linear feedback controller. Finally, the complete set of electrical parameters is determined. Moreover, the estimation methods in closed-loop are used to control online the flux and electromagnetic torque of an induction motor. Selected experimental and simulation results are used to demonstrate the feasibility and performance of the proposed methods.

Índice

1	Introdução	1
1.1	Objetivos da Pesquisa	4
1.2	Organização do Documento	4
2	Motor de Indução	6
2.1	Introdução	6
2.2	Sistema de Acionamento	7
2.3	Modelo do Motor de Indução	9
2.3.1	Equações gerais do motor de indução trifásico	10
2.3.2	Expressões de fluxo, tensão e conjugado	10
2.3.3	Representação dq do motor trifásico	13
2.4	Fonte de Alimentação	17
2.5	Modulação por Largura de Pulso (PWM)	18
2.6	Sistema de Aquisição e Controle	19
2.7	Conclusão	20
3	Estimação dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução	22
3.1	Introdução	22
3.2	Método I - Estimação em malha aberta	23
3.2.1	Passo 1 - Estimando r_s e l_{ls} usando o modelo homopolar	23
3.2.2	Passo 2 - Estimando α , τ_r e σl_s em malha aberta	24
3.2.3	Passo 3 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos	24
3.3	Método II - Estimação em malha fechada	26
3.3.1	Passo 1 - Estimando r_s e l_{ls} usando o modelo homopolar	27
3.3.2	Passo 2 - Estimando α , τ_r e σl_s em malha fechada	28
3.3.3	Passo 3 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos	33
3.4	Conclusão	33
4	Estratégia de Estimação de Parâmetros com Sinais de Alta Freqüência	35
4.1	Introdução	35

4.2	Modelo de Alta Freqüência do Motor de Indução	37
4.3	Método III - Estimção em malha fechada usando sinais de alta freqüência	38
4.3.1	Passo 1 - Estimando r_s e l_{ls} usando o modelo homopolar	38
4.3.2	Passo 2 - Estimando σl_s usando sinal de alta freqüência	38
4.3.3	Passo 3 - Estimando α e τ_r em malha fechada	39
4.3.4	Passo 4 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos . .	42
4.4	Conclusão	42
5	Controle de Fluxo e Conjugado do Motor de Indução	44
5.1	Introdução	44
5.2	Estratégias de controle	45
5.3	Controle Escalar	47
5.3.1	Controle escalar Volts/Hertz	47
5.4	Controle em quadratura	48
5.4.1	Controle em quadratura com o fluxo rotórico	48
5.5	Conclusão	50
6	Resultados Experimentais	52
6.1	Projeto experimental	52
6.2	Experimento 1 - modelo homopolar	53
6.3	Experimento 2 - malha aberta	53
6.4	Experimento 3 - malha fechada	58
6.4.1	Usando o Método II	58
6.4.2	Usando o Método III	61
6.5	Sintonia do controlador	62
6.6	Controle do fluxo e conjugado	67
6.7	Testes experimentais para outra máquina	68
6.7.1	Experimento 1 - modelo homopolar	70
6.7.2	Experimento 2 - malha aberta	70
6.7.3	Experimento 3 - malha fechada	70
6.7.4	Controle do fluxo e conjugado	76
7	Conclusões e Observações Gerais	83
7.1	Conclusão geral	83
7.2	Propostas para trabalhos futuros	84
	Referências Bibliográficas	85

Glossário

$\psi(t)$	Matriz de regressão	[]
$\theta(t)$	Vetor paramétrico	[]
δ_g	Posição do eixo dq	[]
δ_r	ângulo elétrico de posição do rotor	[rad]
λ	Fator de esquecimento	[]
\mathbf{e}_c	Erro de corrente	[A]
\mathbf{i}_r	Vetor de corrente rotórica	[A]
\mathbf{i}_s	Vetor de corrente estatórica	[A]
\mathbf{v}_r	Vetor de tensão rotórica	[V]
\mathbf{v}_s	Vetor de tensão estatórica	[V]
ω_{1r}	Frequência de escorregamento do vetor fluxo escolhido	[rad/s]
ω_c	Frequência de corte do filtro	[rad/s]
ω_g	Velocidade dos eixos dq	[rad/s]
ω_r	velocidade angular elétrica do rotor	[rad/s]
ω_s	Frequência de alimentação do motor	[rad/s]
$\bar{\mathbf{P}}$	Matriz de transformação geral	[]
$\bar{\mathbf{P}}_r$	Matriz de transformação para o rotor	[]
$\bar{\mathbf{P}}_s$	Matriz de transformação para o estator	[]
ϕ_r	Fluxo rotórico	[Wb]
ϕ_s	Fluxo estatórico	[Wb]
σ	Coefficiente de dispersão	[]
τ_i	Período de condução das chaves superiores	[s]
τ	Período de chaveamento	[s]
τ_r	Constante de tempo rotórica	[s]

$C(p)$	Função de transferência do controlador	[]
C_e	Conjugado eletromagnético	[Nm]
C_l	Conjugado da carga	[Nm]
E	Amplitude de tensão do barramento cc	[V]
$e(k)$	Erro de estimação	[]
f_a	Frequência de amostragem	[Hz]
F_m	Coefficiente de atrito	[MKS]
$G(p)$	Função de transferência do motor de indução	[]
$G_f(s)$	Filtro analógico passa baixa	[]
i_{s1}	Corrente estatórica na fase 1	[A]
i_{s2}	Corrente estatórica na fase 2	[A]
i_{s3}	Corrente estatórica na fase 3	[A]
i_{so}	Corrente homopolar	[A]
I	Matriz identidade	[]
i_r	Corrente rotórica	[A]
i_s	Corrente estatórica	[A]
i_s^h	Componente da corrente de alta frequência	[A]
$j = \sqrt{-1}$	Variável complexa	[]
J_m	Momento de inércia	[MKS]
$K(t)$	Vetor de covariância	[]
k_d	Ganho derivativo do controlador	[]
k_i	Ganho integral do controlador	[]
k_p	Ganho proporcional do controlador	[]
l_{lr}	Indutância de dispersão do rotor referida ao estator	[H]
l_{ls}	Indutância de dispersão do estator	[H]
l_{mr}	Indutância mútua entre duas bobinas do rotor	[H]
l_{ms}	Indutância mútua entre duas bobinas do estator	[H]
l_m	Indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor	[H]
l_r	Indutância própria do rotor	[H]
l_s	Indutância própria do estator	[H]

P	número de pares de pólos	[]
p	Operador derivada	[]
$P(k)$	Matriz de covariância	[]
$Q(p)$	Numerador do controlador geral	[]
q_i	Chaves superiores	[]
$R(p)$	Denominador do controlador geral	[]
r_r	Resistência rotórica	[Ω]
r_s	Resistência estatórica	[Ω]
t_a	Tempo de amostragem	[s]
v_{N0}	tensão entre o neutro do motor e o ponto O	[V]
v_{s1}	Tensão estatórica na fase 1	[V]
v_{s2}	Tensão estatórica na fase 2	[V]
v_{s3}	Tensão estatórica na fase 3	[V]
v_{so}	Tensão homopolar	[V]
v_r	Tensão rotórica	[V]
v_s	Tensão estatórica	[V]
v_s^h	Componente da tensão de alta frequência	[V]
$y(t)$	Vetor predição	[]
A/D	Analógico/Digital	
DFOC	Controle Direto Orientado pelo Campo	
DSP	Processador Digital de Sinal	
FPA	Filtro Passa Alta	
FVS	Filtro de Variáveis de Estado	
GTO	Tiristor de Desligamento pela Porta	
IFOC	Controle Indireto Orientado pelo Campo	
IGBT	Transistor Bipolar com Porta Isolada	
MCT	Tiristor Controlado tipo MOS	
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo tipo Metal-Óxido-Semicondutor	
PI	Proporcional e Integral	
PID	Proporcional, Integral e Derivativo	

PPI	Interface da Porta Paralela
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RLS	Mínimos Quadrados Recursivo
VSI	Inversores de Fonte de Tensão

Lista de Tabelas

6.1	Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método I para a máquina I.	56
6.2	Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método II para a máquina I.	59
6.3	Especificações do fabricante para a máquina II.	68
6.4	Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método I para a máquina II.	73
6.5	Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método II para a máquina II.	74
6.6	Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método III para a máquina II.	80

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos de um sistema de acionamento.	8
2.2	Motor de indução simétrico trifásico (a) e convenções utilizadas para as grandezas do motor em uma bobina (b).	11
2.3	Larguras dos pulsos das tensões de referência.	19
3.1	Configuração de malha fechada.	26
4.1	Injeção de tensão.	36
4.2	Injeção de corrente.	36
4.3	Circuito da máquina em frequências fundamentais.	37
5.1	Controle orientado pelo campo - FOC	50
5.2	Estratégia proposta para o Controle orientado pelo campo - FOC	51
6.1	Sinais homopolares: a) tensão. b) corrente.	54
6.2	Parâmetros estimados: a) resistência estatórica. b) indutância de dispersão.	55
6.3	Malha aberta a) tensões e correntes dq do estator. b) velocidade do rotor.	57
6.4	Parâmetros estimados em malha aberta.	58
6.5	Controle de corrente: a) eixo d . b) eixo q	60
6.6	Velocidade angular do rotor.	61
6.7	Parâmetros estimados em malha fechada usando o Método II.	62
6.8	Sinais obtidos para o método III : a) corrente estatórica de eixo d b) tensão estatórica de eixo d	63
6.9	Parâmetro estimado com sinal de alta frequência.	64
6.10	Parâmetros estimados pelo método III : a) α b) $\frac{1}{\tau_r}$	65
6.11	Correntes estatóricas após a sintonia do controlador a) eixo d . b) eixo q	66
6.12	Controle do fluxo rotórico sem variações paramétricas.	67
6.13	a) Controle do fluxo rotórico com variações paramétricas. b) Controle do fluxo-conjugado com variações paramétricas e utilização do estimador de malha fechada.	69
6.14	a) Tensão e corrente homopolar b) Parâmetros homopolares estimados.	71

6.15 a) Tensão e corrente do estator, e velocidade do rotor b) Parâmetros estimados em malha aberta.	72
6.16 a) Controle de Corrente no eixo dq do estator. b) Tensão estatórica e velocidade do rotor.	75
6.17 Parâmetros estimados pelo método III.	76
6.18 a) Correntes no eixo dq do estator. b) Ampliação das correntes no eixo dq do estator.	77
6.19 Tensão estatórica aplicada na máquina para o Método III.	78
6.20 Parâmetros estimados pelo método III.	79
6.21 IFOC a) sem variação paramétrica. b) com variação paramétrica.	81
6.22 Controle do fluxo-conjugado com variações paramétricas e utilização do estimador de malha fechada.	82

Capítulo 1

Introdução

Durante os últimos anos, muitos artigos têm sido publicados sobre identificação de parâmetros do motor de indução baseado em diferentes tipos de algoritmos de estimação dos mínimos quadrados (VELEZ-REYES; MINAMI; VERGHESE, 1989; MOONS; MOOR, 1995; ALONGE; D'IPPOLITO; RAIMONDI, 1998; KONING et al., 2000).

Em geral, o uso de técnicas de estimação baseados na dinâmica do modelo do motor de indução, escrita em termos de referência dq , não permite determinar todos os parâmetros elétricos da máquina. Com este tipo de modelo pode-se apenas estimar quatro parâmetros (ALONGE; D'IPPOLITO; RAIMONDI, 1998; CIRINCIONE; PUCCI; VITALE, 2002; RIBEIRO; JACOBINA; LIMA, 1999a; RIBEIRO et al., 2000; RIBEIRO; JACOBINA; LIMA, 1999b; VELEZ-REYES; MINAMI; VERGHESE, 1989), como resistência estatórica, r_s , indutância estatórica, l_s , indutância de dispersão, σl_s , e constante de tempo rotórica, τ_r .

Existem outras técnicas que exploram a estimação de todos os parâmetros elétricos da máquina (JACOBINA; FILHO; LIMA, 2002; KONING et al., 2000; MOONS; MOOR, 1995), porém em condições de operação especiais ou às custas de um esforço computacional relativamente alto para aplicações em tempo-real. Em particular, em (JACOBINA; FILHO; LIMA, 2002) todos os parâmetros elétricos foram estimados com o rotor bloqueado. Por outro lado, em (KONING et al., 2000; MOONS; MOOR, 1995) os algoritmos apresentados são bastante complexos e envolvem muitos parâmetros nas equações diferenciais. Isto pode causar a não convergência do algoritmo como também múltiplas soluções.

Um dos objetivos deste trabalho é propor um método para estimar em malha aberta todos os parâmetros elétricos do motor de indução em tempo-real. Os parâmetros são obtidos utilizando o algoritmo de estimação dos mínimos quadrados recursivo. O procedimento de estimação é dividido em duas partes. Na primeira, a indutância do estator e a resistência estatórica são estimadas usando o modelo homopolar da máquina. Então, usando os parâmetros estimados previamente e o modelo dq , todos os outros parâmetros são determinados.

Embora muitas soluções diferentes de estimação de parâmetros elétricos do motor de indução tenham sido propostas, um número relativamente pequeno de artigos tem sido focalizado no uso de técnicas de identificação em malha fechada para determinação desses parâmetros do motor de indução.

Entretanto, técnicas de identificação em malha fechada já têm sido reconhecidas como ferramentas poderosas de projeto provendo melhores modelos e controladores mais simples. De fato, identificação iterativa e o re-projeto do controlador em tempo-real podem ser considerados uma alternativa mais confiável para alcançar um alto desempenho em sistemas de controle com realimentação. Recentemente, alguns resultados preliminares de simulações sobre identificação de parâmetros elétricos em malha fechada do motor de indução foram apresentados em (BESANCON-VODA; TITILIUC, 2001).

Nesta área, verifica-se a carência de resultados teóricos e implementações de diferentes técnicas de projeto. Neste sentido, estudos sobre identificação em malha fechada dos parâmetros do motor de indução abrem espaço para diferentes linhas de pesquisa. Assim, para alcançar os objetivos deste trabalho, também são propostos dois métodos para estimar todos os parâmetros elétricos do motor de indução em tempo-real e em malha fechada. Os parâmetros também são estimados usando o algoritmo de identificação dos mínimos quadrados recursivo (RLS - Mínimos Quadrados Recursivo). O modelo para o RLS é derivado para o caso onde as correntes do estator do motor são reguladas via um controlador com realimentação linear. Resultados experimentais selecionados são usados para demonstrar a possibilidade e desempenho dos métodos propostos.

As técnicas propostas nesta pesquisa podem ser facilmente incluídas no sistema de acionamento dos motores de indução. Em particular, o algoritmo que estima em malha fechada os parâmetros elétricos do motor de indução pode ser usado para melhorar o desempenho do controlador da malha de corrente e também para melhorar o controle do conjugado eletromagnético e do fluxo rotórico da máquina. Dessa forma, nesta tese, também são estudadas algumas aplicações para a técnica proposta, como por exemplo, o sistema de controle de alto desempenho para motores de indução.

Motores de Indução têm sido usados, durante muito tempo, em sistemas de controle de baixo desempenho devido à sua estrutura não-linear e multivariável. Os primeiros esquemas de controle usados nos motores de indução eram do tipo escalar e baseados nos modelos de estado em regime permanente, tal como Volts/Hertz (LEONHARD, 1996), resultando em um desempenho dinâmico fraco.

Para desenvolver sistemas de controle de alto desempenho, estratégias de controle que asseguram o desacoplamento entre o controle de fluxo e o conjugado eletromagnético têm sido investigadas. O uso de técnicas genéricas de desacoplamento, tal como proposto em (FALB; WOLOVICH, 1967), ou baseado em modelos escalares, como proposto em (BOSE,

1984), resultam em geral em soluções pouco efetivas e eventualmente complexas.

Entretanto, explorando o modelo do motor de indução convenientemente, é possível obter o desacoplamento usando métodos vetoriais. Por exemplo, controlando o fluxo rotórico do motor pela componente da corrente estatórica em fase com o fluxo, e controlando o conjugado eletromagnético através da componente ortogonal da corrente estatórica ou em quadratura com o fluxo, denominado controle orientado pelo campo (BLASCHKE, 1971; DONCKER; NOVOTNY, 1988).

Controle orientado pelo campo torna possível estender o uso de aplicações de motores de indução de alto desempenho. O controle direto orientado pelo campo (DFOC - Controle Direto Orientado pelo Campo) inclui um controlador de fluxo rotórico em malha fechada e requer o cálculo do módulo e posição do fluxo rotórico. Esta é a solução padrão para controle de alto desempenho, mas requer algoritmos complicados. No controle indireto orientado pelo campo (IFOC - Controle Indireto Orientado pelo Campo) não é necessário um controlador de fluxo rotórico em malha fechada e requer apenas a posição angular do vetor fluxo rotórico que é calculada integrando a velocidade angular do motor de indução (MURPHY; TURNBULL, 1988). Isto pode ser calculado usando as medições da velocidade rotórica e corrente estatórica. O IFOC é muito simples e pode ser considerado como a melhor solução em muitas aplicações.

Contudo, o cálculo da velocidade angular do fluxo rotórico é muito sensível a variações paramétricas, em particular, à constante de tempo rotórica que varia largamente com a temperatura. Além disso, o uso de valores errados dos parâmetros na modelagem vetorial causa o acoplamento das equações de fluxo e conjugado eletromagnético, degradando o desempenho do sistema de controle. Nos motores de indução, alguns parâmetros variam com as condições de operação, principalmente a constante de tempo rotórica, justificando o uso de alguma estratégia de controle com algoritmo de adaptação para compensar possíveis variações paramétricas.

Neste sentido, é proposto também como objetivo deste trabalho, uma estratégia de projeto de controle para o fluxo rotórico e o conjugado eletromagnético de um motor de indução usando um estimador de malha fechada. Os parâmetros elétricos estimados em malha fechada são usados para controlar em tempo-real o fluxo e o conjugado. É também mostrado nesta tese o desempenho do estimador de malha fechada sob variações paramétricas. Resultados de simulações e experimentais também são usados para demonstrar a possibilidade da estratégia proposta.

1.1 Objetivos da Pesquisa

Contribuições relevantes, na área de estimação de parâmetros elétricos e controle orientado pelo campo de um motor de indução, são apresentadas como objetivos principais desta pesquisa de Doutorado. A seguir, são descritos os objetivos específicos da tese.

- Propor um método para estimar em malha aberta todos os parâmetros elétricos de um modelo de motor de indução.
- Propor uma técnica de identificação em malha fechada para estimar todos os parâmetros elétricos de um modelo de motor de indução. A técnica proposta pode ser facilmente incluída no programa do sistema de acionamento do motor de indução para melhorar o desempenho alcançado.
- Definir uma estratégia de estimação em malha fechada usando sinais de alta frequência para determinar os parâmetros elétricos de um motor de indução.
- Propor uma estratégia de projeto de controle do fluxo e do conjugado eletromagnético de um motor de indução utilizando o algoritmo de estimação em malha fechada como aplicação;
- Analisar o desempenho do estimador sob variações paramétricas.
- Obter resultados experimentais para validar e demonstrar a possibilidade dos métodos propostos.

1.2 Organização do Documento

Esta tese de Doutorado está estruturada como segue:

- Uma introdução geral e os objetivos da pesquisa são descritos no Capítulo 1.
- Uma descrição detalhada e o modelo do motor de indução são apresentados no Capítulo 2.
- No Capítulo 3 duas técnicas propostas para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução em condições de operações de malha aberta e malha fechada são apresentadas.
- No Capítulo 4 uma nova estratégia para estimar os parâmetros elétricos em malha fechada usando injeção de sinais de alta frequência é apresentada.

- No Capítulo 5, um projeto de controle para o fluxo rotórico e o conjugado eletromagnético é apresentado.
- No Capítulo 6, resultados de simulação e experimentais são apresentados para demonstrar a possibilidade das estratégias e métodos propostos.
- Por fim, observações, conclusões finais e propostas para trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 7.

Capítulo 2

Motor de Indução

2.1 Introdução

O motor de indução é o motor de corrente alternada mais comum e que vem se tornando alvo de amplos estudos, por ser mais robusto, ter menor custo, necessitar de pouca manutenção, operar em situações severas de trabalho e ser de grande aplicabilidade na indústria.

Seu nome deriva do fato de que a corrente no rotor não provém diretamente de uma fonte de alimentação, mas é induzida nele pelo movimento relativo dos condutores do rotor e do campo girante produzido pelas correntes no estator.

Basicamente os motores de indução consistem de duas partes principais (LEONHARD, 1996) e (NASAR; BOLDEA, 1990):

- O estator, a parte fixa, que consiste de enrolamentos alojados nas ranhuras existentes na periferia interna de um núcleo de ferro laminado (carcaça). Os enrolamentos do estator são alimentados com tensão trifásica, que produz um campo magnético que gira com velocidade síncrona.
- O rotor, que pode ser construído de duas formas: (a) rotor bobinado; e (b) rotor em curto-circuito, ou gaiola de esquilo (ou simplesmente gaiola). Os núcleos magnéticos de ambos os tipos são de ferro laminado.

O princípio de funcionamento do motor de indução pode ser explicado como segue (JACOBINA, 1999): a partir do momento que os enrolamentos localizados nas ranhuras do estator são sujeitos a uma corrente alternada, gera-se um campo magnético no estator e, conseqüentemente, no rotor surge uma força eletromotriz induzida devido ao fluxo magnético variável que atravessa o rotor. A f.e.m. induzida dá origem a uma corrente induzida no rotor que tende a opor-se à causa que lhe deu origem. Estas correntes reagem

sobre o campo girante produzindo um conjugado motor que faz o rotor girar no mesmo sentido do campo.

A velocidade do rotor nunca pode atingir a velocidade do campo girante, isto é, a velocidade síncrona. Se esta velocidade fosse atingida, os condutores do rotor não seriam cortados pelas linhas de força do campo girante, não se produzindo, portanto, correntes induzidas, sendo então nulo o conjugado eletromagnético do motor. Por isso, estes motores são também chamados assíncronos.

Quando o motor funciona sem carga, o rotor gira com velocidade quase igual à síncrona; com carga o rotor se atrasa mais em relação ao campo girante, e correntes diferentes são induzidas para desenvolver o conjugado necessário.

Na próxima seção é feita uma descrição do sistema de acionamento de motores de indução usado neste trabalho.

2.2 Sistema de Acionamento

O crescente avanço tecnológico em sistemas de acionamento de máquinas e eletrônica de potência tem sido motivado principalmente pela necessidade de aplicações industriais com alto desempenho, confiabilidade e custos mais baixos. Vários fatores têm contribuído para o desenvolvimento desta área dentre os quais destacam-se a utilização de tecnologia computacional e microeletrônica (microcomputadores, microprocessadores e microcontroladores) e a introdução de novos dispositivos de chaveamento mais eficientes: MOSFET (Transistor de Efeito de Campo tipo Metal-Óxido-Semicondutor), IGBT (Transistor Bipolar com Porta Isolada), MCT (Tiristor Controlado tipo MOS), GTO (Tiristor de Desligamento pela Porta).

Durante um longo período as funções inerentes às técnicas de controle para sistemas de acionamento de máquinas foram implementadas a partir de dispositivos analógicos. No entanto, o desenvolvimento de microprocessadores promoveu um avanço no controle destes sistemas devido ao uso de tecnologia digital, que apresenta uma enorme vantagem: o alto grau de flexibilidade ligado à programabilidade do microprocessador. Além disso, as funções implementadas por software podem ser modificadas sem necessidade de mudança no hardware.

O aparecimento de dispositivos semicondutores de potência com chaveamento de alta velocidade, tais como os IGBT's, tornou possível o aumento da frequência de chaveamento em inversores com Modulação por Largura de Pulso (PWM), obtendo assim melhores características de operação. Por exemplo, a utilização de dispositivos modernos no acionamento de máquinas resultou no aumento de produtividade e eficiência na operação com velocidade ajustável de linhas de montagem, sistemas de ar condicionado, estações

de tratamento de água, entre outros.

Um sistema de acionamento estático pode ser definido como uma composição de subsistemas capazes de converter energia elétrica em mecânica e vice-versa, assegurando um completo controle das grandezas básicas do processo.

As dificuldades para obtenção deste fim são relativas à implementação de um sistema de alimentação capaz de reproduzir tensões de frequência e amplitude variáveis, comandado por um sistema de controle. A complexidade de implementação se deve ao fato de que, a ação de controle resultante em uma máquina de indução é decorrente da interação de várias grandezas que não estão desacopladas.

Na Figura 2.1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste trabalho. Trata-se de um sistema padrão para acionamento (AZEVEDO, 2001; NETTO, 2002), composto de três subsistemas: subsistema eletromecânico, subsistema de controle e subsistema de alimentação. A alimentação do motor é fornecida por um inversor trifásico a IGBT. O sinal de comando para o inversor é gerado utilizando-se uma técnica *PWM*. A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador dotado de placas com conversores A/D e temporizadores programáveis (“timers”).

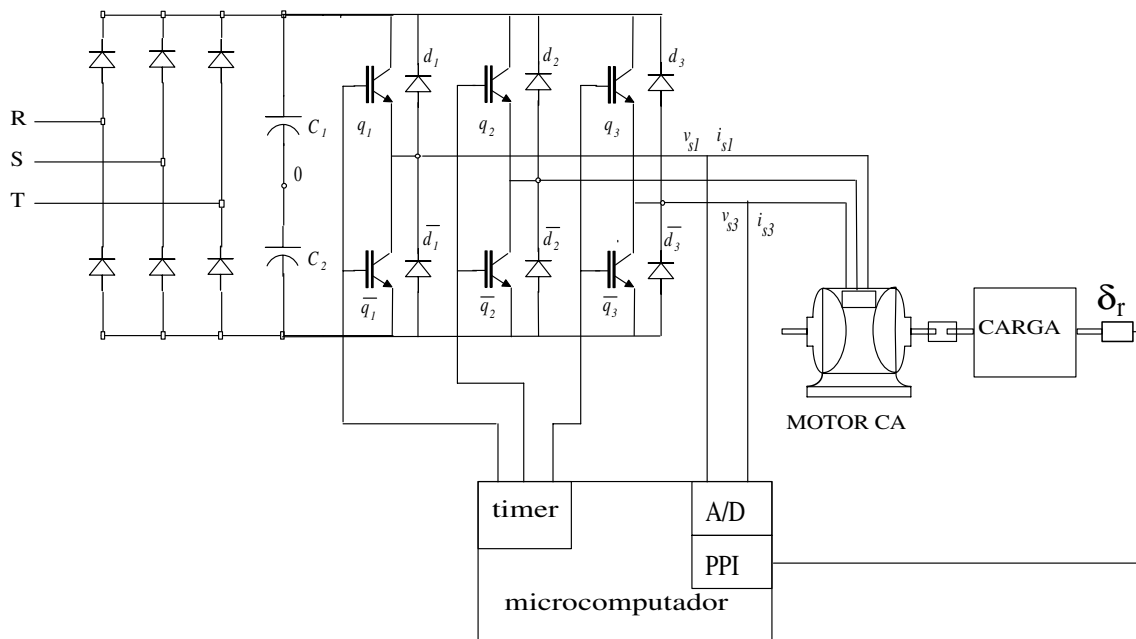


Figura 2.1: Diagrama de blocos de um sistema de acionamento.

Subsistema eletromecânico É constituído basicamente pelo motor de indução e carga. Os motores de indução são compostos por dois pares de armaduras, sendo uma fixa denominada de estator e uma armadura móvel, denominada de rotor.

Subsistema de controle A realização do controle efetivo de um processo requer a observação das grandezas que representam as condições de funcionamento do sistema, permitindo a realimentação para as correções dos erros pela ação de controle. Este procedimento é realizado a intervalos de tempo regulares definido pelo período de amostragem, sem que haja perda de informação do processo a ser controlado.

As variáveis medidas devem ser fiéis àquelas reais do processo. Para tal, o sistema de aquisição deve ser dotado de filtros capazes de retirar sinais espúrios indesejáveis resultantes do sistema de alimentação, evitando erros de controle no sistema.

Esse subsistema é constituído dos circuitos de aquisição e processamento dos sinais elétricos obtidos da máquina elétrica, do sistema microcomputador que implementa a estratégia de controle e dos circuitos de comando dos interruptores do inversor estático.

Subsistema de alimentação É constituído de um sistema conversor de potência que converte a tensão elétrica disponível das linhas de distribuição comerciais, normalmente trifásicas (380 V, 60 Hz), para a amplitude e a frequência necessárias à alimentação da máquina elétrica num dado ponto de operação. Esse conversor de potência é realizado em dois estágios:

1. Estágio de conversão ca/cc implementado através de uma ponte retificadora trifásica, seguido de um filtro capacitivo e um chaveador. Este último é um dispositivo de proteção, conectado paralelamente ao barramento CC, cuja função é evitar uma sobretensão nas chaves do sistema.
2. Estágio de conversão cc/ca que utiliza um inversor estático com semicondutores de potência que operam em regime de chaveamento. O ciclo de trabalho dos interruptores de potência e a frequência de chaveamento do inversor são ajustados para alimentar adequadamente o motor elétrico.

2.3 Modelo do Motor de Indução

A resolução analítica do sistema de equações referentes aos circuitos elétricos acoplados magneticamente é muito trabalhosa, ainda que os coeficientes sejam constantes. Este tipo de resolução torna-se impraticável se os coeficientes variam com o tempo, que é o caso do motor de indução. Assim, tornam-se necessárias transformações de variáveis que permitam obter relações mais simples entre novas variáveis, que aquelas existentes entre as variáveis reais.

Esta seção trata de representações dinâmicas que facilitam o estudo de sistemas com motores de indução.

2.3.1 Equações gerais do motor de indução trifásico

As convenções, hipóteses e notações para a representação do motor trifásico da Figura 2.2 podem ser resumidas como (JACOBINA, 1999; JÚNIOR, 2000a):

1. Motor simétrico trifásico composto por: bobinas no estator idênticas de índices s_1, s_2 e s_3 e bobinas no rotor idênticas de índices r_1, r_2 e r_3 ;
2. Ângulos elétricos entre bobinas do estator ou do rotor iguais a $2\pi/3$ radianos elétricos;
3. Motor bipolar: número de pares de pólos $P = 1$. No caso multipolar $\delta_r = P\delta_m$;
4. Distribuição senoidal do fluxo magnético;
5. $v_s, v_r, i_s, i_r, \phi_s$ e ϕ_r : tensões, correntes e fluxos nas bobinas do estator e rotor, respectivamente;
6. Indutâncias próprias e mútuas entre enrolamentos de uma mesma armadura são constantes e iguais;
7. r_s, r_r, l_s e l_r : resistências e indutâncias próprias do estator e do rotor, respectivamente;
8. l_{ms} e l_{mr} : indutâncias mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor;
9. $L_m \cos \delta_r$: indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo δ_r (repartição senoidal da indução eletromagnética no entreferro);
10. δ_r e ω_r : ângulo elétrico de posição do rotor e velocidade angular elétrica do mesmo.

2.3.2 Expressões de fluxo, tensão e conjugado

Não havendo saturação, pode-se somar os fluxos parciais para obter o fluxo total em uma bobina. Assim, a expressão de fluxo magnético para os enrolamentos estatórico e rotórico são:

$$\phi_{s123} = \mathbf{L}_{ss}\mathbf{i}_{s123} + \mathbf{L}_{sr}\mathbf{i}_{r123} \quad (2.1)$$

$$\phi_{r123} = \mathbf{L}_{rs}\mathbf{i}_{s123} + \mathbf{L}_{rr}\mathbf{i}_{r123} \quad (2.2)$$

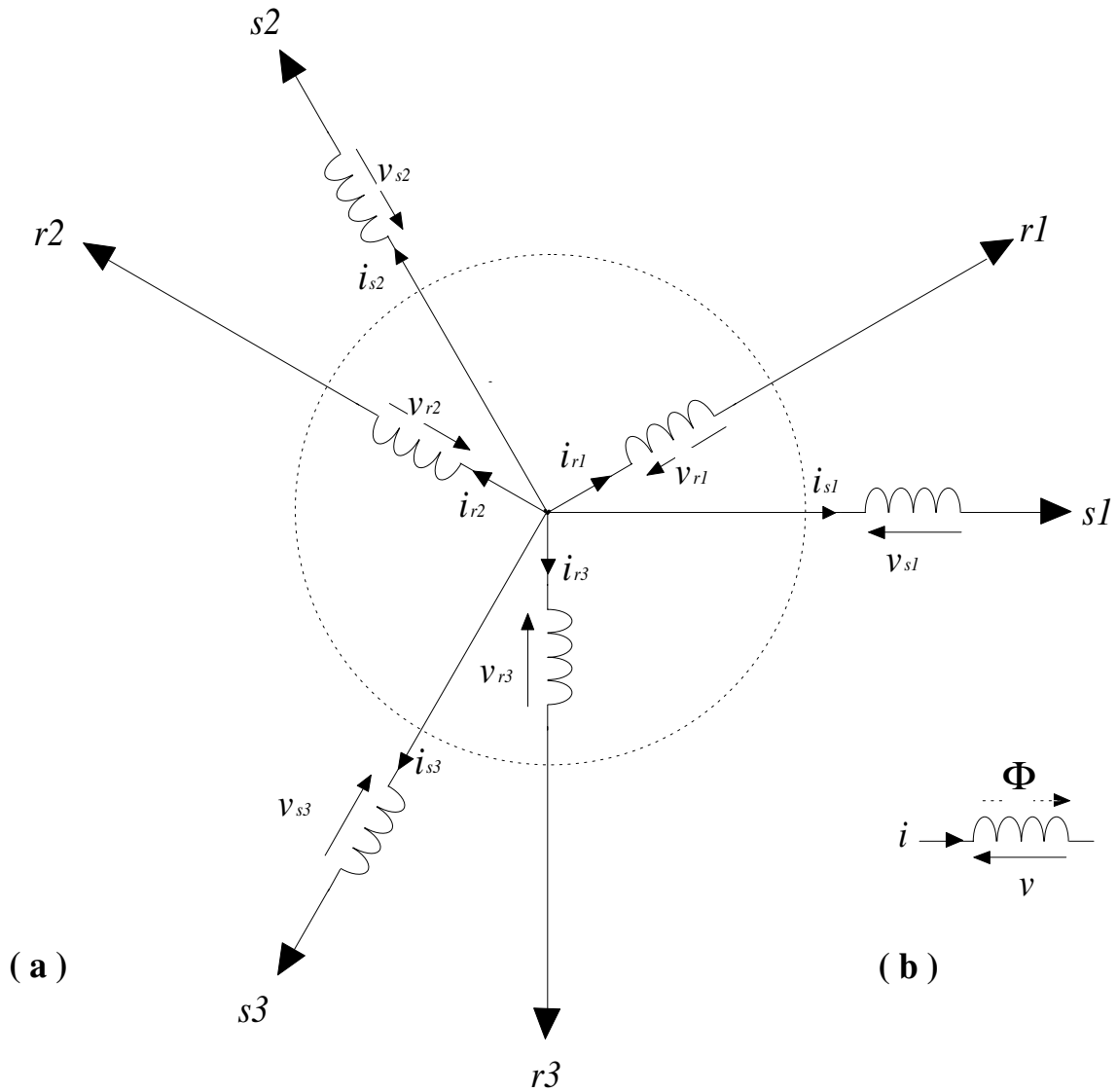


Figura 2.2: Motor de indução simétrico trifásico (a) e convenções utilizadas para as grandezas do motor em uma bobina (b).

onde:

$$\boldsymbol{\phi}_{s123} = [\phi_{s1} \ \phi_{s2} \ \phi_{s3}]^T \quad (2.3)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{r123} = [\phi_{r1} \ \phi_{r2} \ \phi_{r3}]^T \quad (2.4)$$

$$\mathbf{i}_{s123} = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3}]^T \quad (2.5)$$

$$\mathbf{i}_{r123} = [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3}]^T \quad (2.6)$$

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_s & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_r & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_r \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_m \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{L}_{rs} = L_m \begin{bmatrix} \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r & \cos(\delta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\delta_r + 4\pi/3) & \cos(\delta_r + 2\pi/3) & \cos \delta_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

onde $L_{ms} = L_s - l_s$ e $L_{mr} = L_r - l_r$.

As matrizes indutâncias possuem as seguintes propriedades:

- \mathbf{L}_{ss} e \mathbf{L}_{rr} são matrizes simétricas;
- \mathbf{L}_{sr} e \mathbf{L}_{rs} não são matrizes simétricas, mas circulares, isto é, $x_{i,j} = x_{i+1,j+1}$;
- $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$ uma matriz é a transposta da outra.

A partir das expressões de fluxo, pode-se escrever para as tensões

$$\mathbf{v}_{s123} = r_s \mathbf{i}_{s123} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{s123} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{v}_{r123} = r_r \mathbf{i}_{r123} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\phi}_{r123} \quad (2.12)$$

A expressão do conjugado eletromagnético pode ser obtida diretamente derivando a energia em relação ao ângulo mecânico. Assim, o conjugado pode ser escrito da forma

$$P(C_e - C_l) = J_m \frac{d}{dt} \omega_r + F_m \omega_r \quad (2.13)$$

$$C_e = P \mathbf{i}_{s123}^T \left[\frac{d}{d\delta_r} \mathbf{L}_{sr} \right] \mathbf{i}_{r123} \quad (2.14)$$

onde C_e é o conjugado eletromagnético, C_l é o conjugado da carga, P é o número de pares de pólos, J_m é o momento de inércia e F_m é o coeficiente de atrito.

2.3.3 Representação dq do motor trifásico

Com o modelo do motor trifásico obtido pelas equações de fluxos e tensões, verifica-se a presença de elementos não constantes, que variam com o ângulo de posição rotórica δ_r . Uma transformação de variáveis pode ser feita para simplificar esse modelo. As matrizes de transformação são encontradas pela determinação de enrolamentos no eixo dq que criam a mesma indução no entreferro que os enrolamentos originais nos eixos 1-2-3 (trifásico). Para o caso da existência de componentes comuns nos enrolamentos da máquina trifásica, deve-se considerar um enrolamento a mais para a circulação da componente homopolar de corrente (i_{so}).

Uma transformação de variáveis é definida pela operação:

$$\mathbf{x}_{123} = \bar{\mathbf{P}}\mathbf{x}_{odq} \quad (2.15)$$

onde \mathbf{x}_{123} é a variável a ser transformada e \mathbf{x}_{odq} é a variável nova. A matriz $\bar{\mathbf{P}}$ é denominada de matriz de transformação e deve ser não-singular.

Considerando-se uma matriz $\bar{\mathbf{P}}_s$ para o estator e outra $\bar{\mathbf{P}}_r$ para o rotor, pode-se escrever para uma variável x qualquer (fluxos, correntes ou tensões) (LEONHARD, 1996):

$$\mathbf{x}_{s123} = \bar{\mathbf{P}}_s\mathbf{x}_{sodq} \quad (2.16)$$

$$\mathbf{x}_{r123} = \bar{\mathbf{P}}_r\mathbf{x}_{rodq} \quad (2.17)$$

onde

$$\mathbf{x}_{sodq} = \begin{bmatrix} x_{so} & x_{sd} & x_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.18)$$

$$\mathbf{x}_{rodq} = \begin{bmatrix} x_{ro} & x_{rd} & x_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.19)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \delta_g & -\sin \delta_g \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$(2.21)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_g - \delta_r) & -\sin(\delta_g - \delta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) & -\sin(\delta_g - \delta_r - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) & -\sin(\delta_g - \delta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Nota-se que $\bar{\mathbf{P}}_s^{-1} = \bar{\mathbf{P}}_s^T$ e $\bar{\mathbf{P}}_r^{-1} = \bar{\mathbf{P}}_r^T$, ou seja, as matrizes de transformação são ortogonais, onde δ_g é a posição do eixo dq .

As equações das tensões apresentam formas diversas em função da localização dos eixos dq : eixos dq ligados ao estator fixo ($\omega_g = 0$), eixos dq ligados ao rotor ($\omega_g = \omega_r$) e eixos dq ligados ao campo girante ($\omega_g = \omega_s$), onde ω_s é a frequência de alimentação do motor.

A partir da transformação trifásica-bifásica, obtém-se um modelo nos eixos dq que pode ser representado pelas seguintes equações:

- Expressões dos fluxos estatórico e rotórico

$$\phi_{sdq} = l_s \mathbf{i}_{sdq} + l_m \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.23)$$

$$\phi_{rdq} = l_m \mathbf{i}_{sdq} + l_r \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.24)$$

- Expressões das tensões estatórica e rotórica

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \phi_{sdq} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{sdq} \quad (2.25)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = r_r \mathbf{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \phi_{rdq} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \phi_{rdq} \quad (2.26)$$

onde

$$\mathbf{v}_{sdq} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.27)$$

$$\mathbf{v}_{rdq} = \begin{bmatrix} v_{rd} & v_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.28)$$

$$\mathbf{i}_{sdq} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.29)$$

$$\mathbf{i}_{rdq} = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.30)$$

$$\phi_{sdq} = \begin{bmatrix} \phi_{sd} & \phi_{sq} \end{bmatrix}^T \quad (2.31)$$

$$\phi_{rdq} = \begin{bmatrix} \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T \quad (2.32)$$

$$l_s = L_s - L_{ms} \quad (2.33)$$

$$l_r = L_r - L_{mr} \quad (2.34)$$

$$l_m = \frac{3}{2} L_m \quad (2.35)$$

$$\omega_g = \text{velocidade dos eixos dq} \quad (2.36)$$

$$\omega_r = \text{velocidade do rotor} \quad (2.37)$$

Substituindo as expressões dos fluxos nas equações das tensões estatórica e rotórica, obtém-se a modelagem do motor de indução na forma de tensão (entrada) e corrente (saída). Assim, tem-se:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{sdq} &= r_s \mathbf{i}_{sdq} + l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + l_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rdq} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_s \mathbf{i}_{sdq} \\ &\quad + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_m \mathbf{i}_{rdq} \end{aligned} \quad (2.38)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{rdq} &= r_r \mathbf{i}_{rdq} + l_r \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rdq} + l_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_r \mathbf{i}_{rdq} \\ &\quad + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_m \mathbf{i}_{sdq} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Considerando o motor no referencial estatórico, ou seja $\omega_g = 0$, as equações (2.38) e (2.39) podem ser simplificadas como

$$\mathbf{v}_{sdq} = r_s \mathbf{i}_{sdq} + l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} + l_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rdq} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{rdq} &= r_r \mathbf{i}_{rdq} + l_r \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{rdq} + l_m \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{sdq} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_r \mathbf{i}_{rdq} \\ &\quad - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} l_m \mathbf{i}_{sdq} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Doravante, será introduzido no texto a nomenclatura de vetores complexos, isto é:

$$\mathbf{v}_s = v_{sd} + jv_{sq} \quad (2.42)$$

$$\mathbf{v}_r = v_{rd} + jv_{rq} \quad (2.43)$$

$$\mathbf{i}_s = i_{sd} + ji_{sq} \quad (2.44)$$

$$\mathbf{i}_r = i_{rd} + ji_{rq} \quad (2.45)$$

onde a variável complexa j é usada para representar a diferença de fase entre os eixos dq .

Portanto, utilizando a notação complexa, e o fato do vetor de tensão rotórica ser nulo, a equação (2.41) pode ser simplificada para

$$0 = r_r \mathbf{i}_r + l_r p \mathbf{i}_r + l_m p \mathbf{i}_s - \omega_r j l_r \mathbf{i}_r - \omega_r j l_m \mathbf{i}_s \quad (2.46)$$

onde $p = \frac{d}{dt}$. Observe que a matriz apresentada na equação (2.41) foi substituída pelo termo j .

Assim, isolando o vetor de corrente rotórica, \mathbf{i}_r , na equação (2.46), tem-se

$$\mathbf{i}_r = \frac{l_m \mathbf{i}_s \omega_r j - p l_m \mathbf{i}_s}{l_r p - \omega_r j l_r + r_r} \quad (2.47)$$

e substituindo a equação (2.47) em (2.40) obtém-se o vetor de tensão estatórica em função do vetor de corrente estatórica. Esta relação está representada pela seguinte equação

$$\mathbf{v}_s = r_s \mathbf{i}_s + l_s p \mathbf{i}_s + l_m p \left(\frac{l_m \mathbf{i}_s \omega_r j - p l_m \mathbf{i}_s}{l_r p - \omega_r j l_r + r_r} \right) \quad (2.48)$$

Reagrupando as variáveis da equação (2.48) na forma de função de transferência tensão-corrente, $\frac{\mathbf{i}_s}{\mathbf{v}_s}$, obtém-se o seguinte resultado

$$\frac{\mathbf{i}_s}{\mathbf{v}_s} = \frac{r_r - \omega_r j l_r + l_r p}{(l_s l_r - l_m^2) p^2 + (r_s l_r + l_s r_r - l_s l_r \omega_r j + l_m^2 \omega_r j) p + r_s r_r - r_s \omega_r j l_r} \quad (2.49)$$

Agora, fazendo algumas substituições de variáveis, pode-se ainda escrever a equação (2.49) na forma

$$G(p) = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} p + \frac{1}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j \omega_r \right)}{p^2 + (\alpha - j \omega_r) p + \frac{r_s}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j \omega_r \right)} \quad (2.50)$$

onde

$$\alpha = \frac{r_s l_r + r_r l_s}{l_r l_s - l_m^2} \quad (2.51)$$

$$\tau_r = \frac{l_r}{r_r} \quad (2.52)$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_r l_s} \quad (2.53)$$

Em (2.52), τ_r é a constante de tempo rotórica, e em (2.53), σ é o coeficiente de dispersão.

Para o caso onde o motor de indução está com o rotor bloqueado, ou seja, velocidade no rotor nula ($\omega_r = 0$) a equação (2.50) pode ser escrita da forma:

$$G(p) = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} p + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r}}{p^2 + \alpha p + \frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r}} \quad (2.54)$$

O modelo do motor de indução representado pela equação (2.50) juntamente com o modelo homopolar, apresentado abaixo, são utilizados para derivar os estimadores de parâmetros elétricos propostos neste trabalho.

Em particular, a tensão homopolar, v_{so} , em função da corrente homopolar, i_{so} , pode ser escrita de acordo com a seguinte equação:

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_s \frac{d}{dt} i_{so} \quad (2.55)$$

onde

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{s1} + v_{s2} + v_{s3}) \quad (2.56)$$

$$i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) \quad (2.57)$$

em que v_{s1} , v_{s2} e v_{s3} são as tensões nas fases do estator, i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} são as correntes nas fases do estator e l_s é a indutância de dispersão estatórica.

Na próxima Seção será apresentada uma descrição da fonte de alimentação utilizada no sistema de acionamento dos motores de indução deste trabalho.

2.4 Fonte de Alimentação

A máquina assíncrona em acionamentos com velocidade variável deve ser alimentada por meio de uma fonte de tensão trifásica de frequência e amplitude variáveis. Esta fonte de tensão é obtida por meio de conversores estáticos de potência. A partir de um sistema de alimentação trifásico, existem duas topologias básicas para a realização da fonte estática: alimentação direta e alimentação indireta com estágio intermediário.

Os ciclos conversores constituem os exemplos mais clássicos de conversores diretos. Os conversores indiretos são os mais utilizados. O estágio intermediário do conversor indireto pode ser de corrente ou tensão. O estágio intermediário pode ser do tipo barramento pulsado, para possibilitar a redução das perdas de comutação. O conversor indireto mais amplamente utilizado em acionamentos utiliza um estágio de tensão contínua, mostrado na Figura 2.1. Ele é composto por um retificador, um filtro capacitivo, e um chaveador (não mostrado na Figura), para dissipação da energia devolvida pela máquina nas desacelerações, e um inversor de tensão.

O inversor de tensão pode ser realizado ainda em outras versões. Por exemplo, uma versão econômica com dois braços (JACOBINA et al., 1995) e outra com níveis de tensão suplementares, inversor de multiníveis, que utiliza chaves semicondutoras e diodos suplementares (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1986).

Conforme mencionado, qualquer dos inversores citados só permite gerar vetores de tensão discretos. Entretanto, o acionamento da máquina requer tensões trifásicas de alimentação, ou vetores equivalentes, que variam continuamente em amplitude, frequência e posição. Usualmente, utiliza-se uma técnica de modulação de largura de pulso (PWM) para obter, em termos médios, a tensão de alimentação da máquina requerida.

A modulação PWM será discutida na próxima seção. O inversor trifásico utilizado neste trabalho, Figura 2.1, pode empregar transistores de potência bipolares, IGBTs, GTOs, etc.

O isolamento dos "drivers" dos circuitos de base é assegurado por meio de acopladores óticos de alta velocidade. O retificador na entrada do sistema, responsável pela obtenção da tensão do barramento CC, na Figura 2.1 é realizado por meio de uma ponte a diodo e, portanto, a tensão CC não é controlada. Entretanto, é possível realizar a retificação utilizando uma estrutura de conversor idêntica ao do inversor trifásico. Neste caso, pode-

se impor correntes senoidais e fator de potência unitário na entrada do sistema.

A modelagem da fonte não será tratada nessa tese. Para desenvolvimento dos estimadores de parâmetros elétricos é considerado uma fonte ideal.

A seguir, será apresentado um resumo da técnica de modulação por largura de pulsos utilizado para a geração das tensões de referência.

2.5 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

A utilização de modulação escalar assimétrica tem sido bastante usada para gerar fontes de tensões de referência. O princípio está baseado na obtenção de tensão média durante um intervalo de tempo t_a , tempo de amostragem, nos terminais ca do inversor igual ao valor amostrado da tensão senoidal de referência (OLIVEIRA, 1997) e (AZEVEDO, 2001). Os diagramas da Figura 2.3 representam o funcionamento da técnica de modulação para um único período de amostragem nas fases do inversor que funciona à frequência $f_a = \frac{1}{t_a}$.

Define-se o início de um ciclo de chaveamento como sendo o instante $t = 0$. Neste tempo, determina-se os valores instantâneos das tensões senoidais de referência das fases $v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*$. Para cada valor de v_s determina-se a largura do pulso. Assim para as fases s_1, s_2, s_3 tem-se

$$\tau_1 = \left(\frac{v_{10}}{E} + \frac{1}{2} \right) t_a \quad (2.58)$$

$$\tau_2 = \left(\frac{v_{20}}{E} + \frac{1}{2} \right) t_a \quad (2.59)$$

$$\tau_3 = \left(\frac{v_{30}}{E} + \frac{1}{2} \right) t_a \quad (2.60)$$

onde

$$v_{10} = v_{s1}^* + v_{N0} \quad (2.61)$$

$$v_{20} = v_{s2}^* + v_{N0} \quad (2.62)$$

$$v_{30} = v_{s3}^* + v_{N0} \quad (2.63)$$

e v_{N0} é a tensão entre o neutro do motor e o ponto O (veja Figura 2.1), E representa a amplitude de tensão do barramento cc e τ_1, τ_2 e τ_3 definem os períodos de conduções dos chaveamentos de modo que são aplicadas tensões positivas nos terminais das fases. Conseqüentemente, durante o período $t_a - \tau_i$ a tensão aplicada ao terminal da fase é negativa. A tensão v_{N0} é escolhida de forma a reduzir a distorção harmônica introduzida pela modulação.

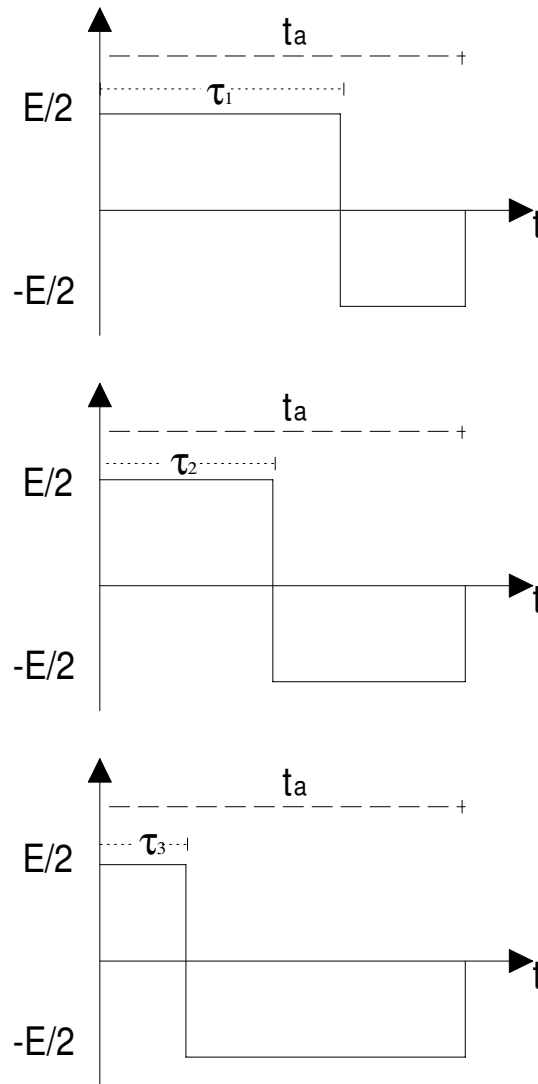


Figura 2.3: Larguras dos pulsos das tensões de referência.

Se o inversor funciona à frequência $f_s = \frac{1}{t_a}$ e a onda fundamental da tensão está na frequência $f = \frac{1}{T}$, então, existem $n_s = \frac{T}{t_a}$ ciclos de funcionamento de cada fase do inversor, ou seja, n_s amostras de tensões para cada fase.

A seguir, será apresentado um resumo do sistema de aquisição de dados e controle usados no sistema de acionamento desta Tese.

2.6 Sistema de Aquisição e Controle

Os sistemas modernos de acionamento são controlados utilizando um conjunto de medição, processamento e comando composto de um sistema digital e sensores. Os sensores usualmente utilizados são os de correntes estática e de velocidade ou posição. Mais recentemente vêm sendo utilizados também sensores para a tensão estática, importantes na

realização de funções de estimação e controle que necessitam da informação precisa da tensão.

A tendência em acionamentos de alto desempenho é a utilização apenas dos sensores de corrente e tensão e a eliminação dos sensores de grandezas mecânicas.

A solução digital é imperativa para sistemas de acionamento com controle vetorial de alto desempenho. Mas, mesmo nos casos de sistemas de acionamento mais simples, ela apresenta também vantagens sobre a alternativa analógica. As funções de aquisição, processamento e comando são realizadas por um sistema digital utilizando um processador digital com placa de aquisição e comando dos conversores estáticos.

Os processadores digitais mais empregados são os microprocessadores de propósito geral, os microcontroladores e os processadores digitais de sinal (DSP) . A escolha do processador depende principalmente da complexidade do algoritmo de controle e estimação e do período de amostragem requeridos. A placa de aquisição e comando deve possuir conversores A/D (p.ex., para a medição de corrente e tensão), portas paralelas, (p.ex., para a medição da posição ou velocidade mecânica e comando do chaveador de dissipação) e temporizadores programáveis (para a geração do padrão PWM de comando do inversor).

Nos resultados experimentais apresentados neste texto, a aquisição das variáveis, o controle, a estimação e o comando do sistema de acionamento são assegurados por um microcomputador Pentium, com placas dedicadas com conversores A/D e temporizadores programáveis. Os sinais de corrente e tensão estatóricas são medidos por meio de sensores a efeito Hall. Antes da conversão A/D, estes sinais são filtrados por meio de filtros de "antialiasing" analógicos. A velocidade é calculada a partir da medição da posição mecânica, medida por meio de um sensor (encoder) de posição absoluto de 9 bits ou 11bits.

No próximo Capítulo, serão apresentadas as técnicas propostas para estimação dos parâmetros elétricos do motor de indução.

2.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas descrições e modelagens detalhadas dos motores de indução trifásicos. O tratamento matemático utilizado para a modelagem dos motores de indução foi obtido a partir de uma transformação de variáveis e de hipóteses simplificadas, resultando em modelos bifásicos equivalentes a coeficientes constantes.

Um modelo em notação complexa para o motor de indução também foi apresentado. A principal vantagem em trabalhar com o modelo complexo da máquina é a redução da ordem do sistema. Isto é, a função de transferência do sistema passa a ser de segunda

ordem, como foi exposto ao longo do texto. Esta redução da ordem do sistema é importante para derivar os estimadores de parâmetros elétricos dos motores de indução que serão apresentados nos próximos capítulos.

Além disso, foram também comentados neste capítulo, assuntos sobre a fonte de alimentação, a técnica de modulação por largura de pulsos (PWM) utilizada e o sistema de controle e aquisição de dados.

Capítulo 3

Estimação dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução

3.1 Introdução

O uso das técnicas de estimação dos mínimos quadrados recursivo (RLS) exige que o modelo do sistema deve ser definido como uma equação de regressão tal como

$$y(t|\theta) = \boldsymbol{\psi}(t) \boldsymbol{\theta}(t) \quad (3.1)$$

onde $y(t|\theta)$, $\boldsymbol{\psi}(t)$ e $\boldsymbol{\theta}(t)$ são: o vetor predição, matriz de regressão e vetor paramétrico, respectivamente. As equações básicas do algoritmo RLS usadas para calcular θ podem ser definidas como (LJUNG, 1999):

$$\boldsymbol{\theta}(t) = \boldsymbol{\theta}(t-1) + \mathbf{K}(t) e(t) \quad (3.2)$$

$$e(t) = y(t) - \boldsymbol{\psi}(t) \boldsymbol{\theta}(t-1) \quad (3.3)$$

$$\mathbf{K}(t) = \frac{\mathbf{P}(t-1) \boldsymbol{\psi}^T(t)}{\lambda(t) + \boldsymbol{\psi}(t) \mathbf{P}(t-1) \boldsymbol{\psi}^T(t)} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{P}(t) = \frac{(\mathbf{I} - \mathbf{K}(t) \boldsymbol{\psi}(t)) \mathbf{P}(t-1)}{\lambda(t)} \quad (3.5)$$

onde $P(t)$ é a matriz de covariância, $K(t)$ é o vetor de covariância, $e(t)$ é o erro de estimação e $\lambda(t)$ é o fator de esquecimento.

A partir das Equações (2.40)-(2.41) e (2.55) é possível derivar um modelo de regressão linear como (3.1).

Nas próximas seções deste Capítulo são apresentados dois métodos propostos para estimar os parâmetros elétricos de motores de indução. No método I, todos os parâmetros elétricos do motor são estimados em malha aberta. Por outro lado, no Método II, os parâmetros elétricos são estimados em malha fechada.

O procedimento de estimação é dividido em três partes (NETTO et al., 2004b). Na primeira parte, a resistência do estator e a indutância de dispersão do estator são estimadas com base no modelo homopolar. Nesta etapa, esses parâmetros podem ser estimados tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Na segunda parte, dados os parâmetros homopolares estimados anteriormente e usando o modelo dq dinâmico do motor de indução, um conjunto de parâmetros elétricos são estimados. Por fim, na terceira parte, usando este conjunto de parâmetros, todos os outros parâmetros elétricos do motor de indução são determinados. Como descrito a seguir, os passos de 1 a 3 são executados para estimações em malha aberta e malha fechada.

3.2 Método I - Estimação em malha aberta

3.2.1 Passo 1 - Estimando r_s e l_{ls} usando o modelo homopolar

Tem sido observado que estimando a resistência estatórica, r_s , juntamente com outros parâmetros elétricos do motor de indução, em geral, pode causar um problema numérico de mau condicionamento (VELEZ-REYES; MINAMI; VERGHESE, 1989). Uma alternativa para estimar somente a resistência do estator (para excitação dc e ac) foi apresentado em (JACOBINA; FILHO; LIMA, 2002). A técnica apresentada em (JACOBINA; FILHO; LIMA, 2002) também provê a estimativa da indutância de dispersão do estator, l_{ls} . É importante notar que, para medir a corrente homopolar, o neutro da máquina é conectado ao ponto central do banco de capacitor (veja a Figura 2.1) e as tensões e as correntes da máquina necessitam ser medidas. Entretanto, esse procedimento de estimação é realizado apenas uma vez, haja visto que esses parâmetros quando estimados em operação podem ser considerados invariante no tempo. Uma outra estratégia para obter a resistência estatórica é através de sua medição.

De (2.55) um modelo de regressão pode ser escrito para estimar r_s e l_{ls} . Este modelo é dado por

$$y(t) = v_{so} \quad (3.6)$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} i_{so} & pi_{so} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_s & l_{ls} \end{bmatrix}^T \quad (3.8)$$

onde $p = \frac{d}{dt}$ é o operador derivada. Doravante em qualquer Seção deste trabalho, as derivadas dos sinais são obtidas usando filtro de variáveis de estado (FVS) (LANDAU, 1979).

Observe nas equações (3.6)-(3.8) que os parâmetros homopolares são estimados em malha aberta. Como dito anteriormente, i_{so} e v_{so} são mensuráveis. No passo 1 do método

seguinte é derivado um estimador de malha fechada para o modelo homopolar.

3.2.2 Passo 2 - Estimando α , τ_r e σl_s em malha aberta

A partir da equação (2.50) é possível derivar um estimador de malha aberta. Assim, a seguinte equação é obtida

$$p^2 \mathbf{i}_s + (\alpha - j\omega_r) p \mathbf{i}_s + \frac{r_s}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \mathbf{i}_s = \frac{1}{\sigma l_s} p \mathbf{v}_s + \frac{1}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \mathbf{v}_s \quad (3.9)$$

Isolando os termos na equação (3.9) que não dependem dos parâmetros da máquina, tem-se

$$p^2 \mathbf{i}_s - j\omega_r p \mathbf{i}_s = -\alpha p \mathbf{i}_s - \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} r_s \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r r_s \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s} p \mathbf{v}_s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \mathbf{v}_s - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r \mathbf{v}_s \quad (3.10)$$

e colocando alguns termos comuns em evidência, a equação (3.10) pode ser escrita da seguinte forma

$$p^2 \mathbf{i}_s - j\omega_r p \mathbf{i}_s = -\alpha p \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} (\mathbf{v}_s - r_s \mathbf{i}_s) + \frac{1}{\sigma l_s} (j\omega_r r_s \mathbf{i}_s + p \mathbf{v}_s - j\omega_r \mathbf{v}_s) \quad (3.11)$$

Por fim, considerando que as tensões, correntes e velocidade do motor de indução são mensuráveis, o seguinte modelo de regressão é obtido

$$y(t) = p^2 \mathbf{i}_s - j\omega_r p \mathbf{i}_s \quad (3.12)$$

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \begin{bmatrix} -p \mathbf{i}_s & (\mathbf{v}_s - r_s \mathbf{i}_s) & (p \mathbf{v}_s - j\omega_r \mathbf{v}_s + j\omega_r r_s \mathbf{i}_s) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

com α , τ_r e σ foram definidos, respectivamente, nas equações (2.51), (2.52) e (2.53). Para executar o passo 2 é necessário que o passo 1 já tenha sido executado e as estimações de r_s e l_s estejam disponíveis. Observa-se em (3.13) que é preciso medir os sinais de tensão, corrente e velocidade para a execução desse passo.

3.2.3 Passo 3 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos

A partir do vetor paramétrico dado em (3.14) pode-se determinar α , τ_r e σl_s por

$$\alpha = \theta_1 \quad (3.15)$$

$$\tau_r = \frac{\theta_3}{\theta_2} \quad (3.16)$$

$$\sigma l_s = \frac{1}{\theta_3} \quad (3.17)$$

Note que θ_1 , θ_2 e θ_3 são as posições do vetor paramétrico (3.14).

Sabendo que os parâmetros α e σ são definidos como

$$\alpha = \frac{r_s l_r + r_r l_s}{l_r l_s - l_m^2} \quad (3.18)$$

$$\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_r l_s} \quad (3.19)$$

então, de (3.19) obtém-se

$$l_r l_s - l_m^2 = \sigma l_s l_r \quad (3.20)$$

e, assim, substituindo a equação (3.20) em (3.18), tem-se

$$\alpha = \frac{r_s l_r + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} \quad (3.21)$$

e, fatorando (3.21), obtém-se a seguinte equação

$$\alpha = \frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{r_r l_s}{\sigma l_s l_r} \quad (3.22)$$

Como mencionado antes, $\tau = \frac{l_r}{r_r}$, e, portanto, a equação (3.22) torna-se

$$\alpha = \frac{r_s}{\sigma l_s} + \frac{l_s}{\sigma l_s \tau_r} \quad (3.23)$$

Agora, substituindo as equações (3.15)-(3.17), em (3.23), tem-se

$$\theta_1 = \theta_3 r_s + \theta_2 l_s \quad (3.24)$$

e, assim, de (3.24), deriva-se a estimativa da indutância do estator, obtendo-se

$$l_s = \frac{\theta_1 - \theta_3 r_s}{\theta_2} \quad (3.25)$$

Por definição, as indutâncias estatórica e rotórica são dadas por

$$l_s = l_{ls} + l_m \quad (3.26)$$

$$l_r = l_{lr} + l_m \quad (3.27)$$

onde l_{lr} é a indutância de dispersão do rotor referida ao estator.

Então, de (3.26) obtém-se facilmente a indutância mútua do motor de indução, considerando que l_s e l_{ls} já estão disponíveis. Portanto l_m é dada por

$$l_m = l_s - l_{ls} \quad (3.28)$$

A partir de (3.20) é possível escrever uma equação para determinar a indutância rotórica da máquina

$$l_r = \frac{l_m^2}{(l_s - \sigma l_s)} \quad (3.29)$$

A equação (3.29) ainda pode ser escrita como segue

$$l_r = \frac{\theta_3 l_m^2}{(\theta_3 l_s - 1)} \quad (3.30)$$

Os dois parâmetros elétricos restantes do motor de indução são derivados facilmente a partir de (3.16) e (3.27) como representados nas seguintes equações

$$r_r = \frac{l_r}{\tau_r} \quad (3.31)$$

$$l_{lr} = l_r - l_m \quad (3.32)$$

Dessa forma, todos os parâmetros elétricos do motor de indução estão estimados. A seguir, são apresentadas as estratégias de estimação dos parâmetros elétricos em malha fechada.

3.3 Método II - Estimação em malha fechada

Em geral, um sistema de controle do motor de indução é um sistema multi-malhas em cascata. Neste trabalho a estimação em malha fechada será formulada para a malha de controle de corrente estática do motor de indução. A Figura 3.1 é uma representação genérica da malha de controle de corrente estática do motor.

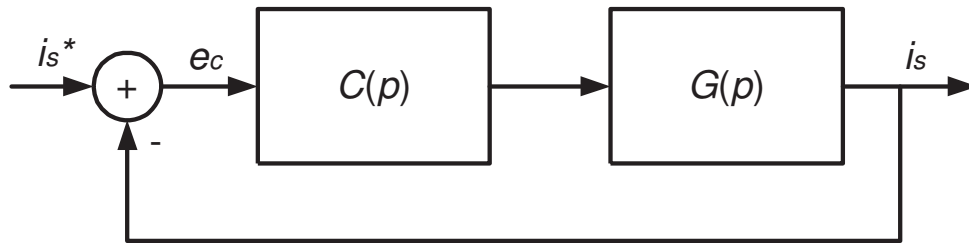


Figura 3.1: Configuração de malha fechada.

Como mencionado antes no Capítulo 2, a função de transferência

$$G(p) = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} p + \frac{1}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)}{p^2 + (\alpha - j\omega_r) p + \frac{r_s}{\sigma l_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)} \quad (3.33)$$

representa a relação entre $\mathbf{i}_s/\mathbf{v}_s$ obtida à partir do modelo dq , considerando a velocidade do rotor constante (VELEZ-REYES; MINAMI; VERGHESE, 1989), e

$$C(p) = \frac{Q(p)}{R(p)} \quad (3.34)$$

representa a função de transferência de um controlador genérico com fonte de tensão ideal, em que

$$Q(p) = q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_np^n \quad (3.35)$$

$$R(p) = r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_mp^m \quad (3.36)$$

são funções polinomiais de graus n e m , respectivamente e, q_i e r_i , com $i = 0, 1, 2, \dots, x$, são os coeficientes dos polinômios com x sendo o grau do respectivo polinômio.

3.3.1 Passo 1 - Estimando r_s e l_{ls} usando o modelo homopolar

A estimação da resistência estatórica e da indutância de dispersão segue o mesmo procedimento apresentado no passo 1 do método I. Por outro lado, pode-se também estimar os parâmetros do modelo homopolar em malha fechada.

Havendo um controle da corrente homopolar é possível escrever um estimador de malha fechada para estimar r_s e l_{ls} . O modelo homopolar (2.55) pode ser escrito como

$$v_{so}(t) = (r_s + l_{ls}p) i_{so}(t) \quad (3.37)$$

e de (3.37) obtém-se a função de transferência de acordo com a seguinte equação

$$\frac{i_{so}(t)}{v_{so}(t)} = \frac{1}{(r_s + l_{ls}p)} \quad (3.38)$$

A partir da Figura 3.1 determina-se a função de transferência de malha fechada para o controle da corrente homopolar. No entanto, neste caso, $G(p)$ é substituído pela função de transferência do modelo homopolar representado pela equação (3.38). Assim,

$$\frac{i_{so}(t)}{i_{so}^*(t)} = \frac{Q(p)}{R(p)(r_s + l_{ls}p) + Q(p)} \quad (3.39)$$

onde i_{so}^* é a corrente homopolar de referência.

A equação (3.40) é obtida de (3.39) como segue

$$i_{so}(t) R(p)(r_s + l_{ls}p) + Q(p) i_{so}(t) = Q(p) i_{so}^*(t) \quad (3.40)$$

Definindo-se o erro de corrente homopolar como

$$e_{ch}(t) = i_{so}^*(t) - i_{so}(t) \quad (3.41)$$

a equação (3.40) é reescrita da seguinte forma

$$r_s R(p) i_{so}(t) + l_s R(p) p i_{so}(t) = Q(p) e_{ch}(t) \quad (3.42)$$

Então, de (3.42) é derivado um modelo de regressão para estimar os parâmetros homopolares do motor de indução em malha fechada. As equações desse estimador são dadas por

$$y(t) = Q(p) e_{ch}(t) \quad (3.43)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_s & l_s \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

$$\phi(t) = \begin{bmatrix} R(p) i_{so}(t) & R(p) p i_{so}(t) \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

É importante observar dois aspectos nesta estratégia. Primeiro, é necessário apenas a medição da corrente homopolar, diferentemente do outro estimador de malha aberta que necessita da medição da tensão homopolar, além é claro, da medição da corrente. Entretanto, é necessário conhecer o modelo da fonte de alimentação. Neste trabalho considera-se que a fonte de alimentação é ideal. O segundo aspecto é que o controlador precisa ser conhecido para a aplicação desta estratégia.

3.3.2 Passo 2 - Estimando α , τ_r e σl_s em malha fechada

Para efeito de simplificação, a equação (3.33) pode ser redefinida como

$$G(p) = \frac{B(p)}{A(p)} \quad (3.46)$$

$$G(p) = \frac{b_1 p + b_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \quad (3.47)$$

onde $B(p)$ e $A(p)$ são numerador e denominador, respectivamente, da função de transferência da equação (3.33). As variáveis apresentadas na equação (3.47) são obtidas comparando-se as equações (3.33) e (3.47). Assim, define-se os seguintes parâmetros

$$a_1 = a_1^1 + a_1^2 = (\alpha - j\omega_r) \quad (3.48)$$

$$a_0 = r_s (a_0^1 + a_0^2) = r_s \left(\frac{1}{\sigma l_s \tau_r} - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r \right) \quad (3.49)$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma l_s} \quad (3.50)$$

$$b_0 = b_0^1 + b_0^2 = \left(\frac{1}{\sigma l_s \tau_r} - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r \right) \quad (3.51)$$

Com base na malha de corrente apresentada na Figura (3.1) é determinada a função de transferência de malha fechada, que está representada por

$$\frac{\mathbf{i}_s}{\mathbf{i}_s^*} = \frac{G(p)C(p)}{1 + G(p)C(p)} \quad (3.52)$$

Substituindo as equações (3.34) e (3.46) na equação (3.52) obtém-se

$$\frac{\mathbf{i}_s}{\mathbf{i}_s^*} = \frac{B(p)Q(p)}{B(p)Q(p) + R(p)A(p)} \quad (3.53)$$

Agora, substituindo as equações (3.35), (3.36) e (3.47) em (3.53) a seguinte equação é derivada

$$\begin{aligned} & (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) (p^2 + a_1p + a_0) \mathbf{i}_s \\ & + (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) (b_1p + b_0) \mathbf{i}_s \\ = & (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) (b_1p + b_0) \mathbf{i}_s^* \end{aligned} \quad (3.54)$$

Observando que o erro de corrente é definido como $\mathbf{e}_c = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s$, a equação (3.54) é reescrita da seguinte forma

$$\begin{aligned} & (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) (p^2 + a_1p + a_0) \mathbf{i}_s \\ = & (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) (b_1p + b_0) \mathbf{e}_c \end{aligned} \quad (3.55)$$

Aplicando a propriedade distributiva da multiplicação na equação (3.55) e reagrupando as variáveis, a seguinte equação é obtida

$$\begin{aligned} & (r_0p^2 + r_1p^3 + r_2p^4 + \dots + r_np^{n+2}) \mathbf{i}_s + \\ & (r_0a_1p + r_1a_1p^2 + r_2a_1p^3 + \dots + r_na_1p^{n+1}) \mathbf{i}_s + \\ & (r_0a_0 + r_1a_0p + r_2a_0p^2 + \dots + r_na_0p^n) \mathbf{i}_s \\ = & (q_0b_1p + q_1b_1p^2 + q_2b_1p^3 + \dots + q_mb_1p^{m+1}) \mathbf{e}_c \\ & + (q_0b_0 + q_1b_0p + q_2b_0p^2 + \dots + q_mb_0p^m) \mathbf{e}_c \end{aligned} \quad (3.56)$$

Assim, introduzindo as definições, dadas pelas equações (3.48)-(3.51) em (3.56), obtém-se

$$\begin{aligned} & (r_0p^2 + r_1p^3 + r_2p^4 + \dots + r_np^{n+2}) \mathbf{i}_s + a_1^1 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s \\ & + a_1^2 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s + r_s a_0^1 (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s \\ & + r_s a_0^2 (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s \\ = & b_1 (q_0p + q_1p^2 + q_2p^3 + \dots + q_mp^{m+1}) \mathbf{e}_c + b_0^1 (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c \\ & + b_0^2 (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c \end{aligned} \quad (3.57)$$

Observe nas equações (3.48)-(3.51) que $a_0^1 = b_0^1$ e $a_0^2 = b_0^2$, assim a equação (3.57) é

reescrita para

$$\begin{aligned}
& (r_0p^2 + r_1p^3 + r_2p^4 + \dots + r_np^{n+2}) \mathbf{i}_s + a_1^1 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s \\
& + a_1^2 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s + r_s a_0^1 (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s \\
& + r_s a_0^2 (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s \\
= & b_1 (q_0p + q_1p^2 + q_2p^3 + \dots + q_mp^{m+1}) \mathbf{e}_c + a_0^1 (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c \\
& + a_0^2 (q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c \tag{3.58}
\end{aligned}$$

Colocando em evidência os termos em comum da equação (3.58), tem-se

$$\begin{aligned}
& (r_0p^2 + r_1p^3 + r_2p^4 + \dots + r_np^{n+2}) \mathbf{i}_s + a_1^2 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s \\
= & -a_1^1 (r_0p + r_1p^2 + r_2p^3 + \dots + r_np^{n+1}) \mathbf{i}_s \\
& + a_0^1 [(q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c - r_s (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s] \\
& + b_1 (q_0p + q_1p^2 + q_2p^3 + \dots + q_mp^{m+1}) \mathbf{e}_c \\
& + a_0^2 [(q_0 + q_1p + q_2p^2 + \dots + q_mp^m) \mathbf{e}_c - r_s (r_0 + r_1p + r_2p^2 + \dots + r_np^n) \mathbf{i}_s] \tag{3.59}
\end{aligned}$$

e considerando as definições dadas pelas equações (3.35) e (3.36), a equação (3.59) é simplificada para

$$\begin{aligned}
& R(p) p^2 \mathbf{i}_s + a_1^2 R(p) p \mathbf{i}_s \\
= & -a_1^1 R(p) p \mathbf{i}_s + a_0^1 [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \\
& + b_1 Q(p) p \mathbf{e}_c + a_0^2 [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \tag{3.60}
\end{aligned}$$

Então, substituindo os parâmetros a_1^2 , a_1^1 , a_0^1 , b_1 e a_0^2 , a equação (3.60) é reescrita da seguinte forma

$$\begin{aligned}
& R(p) p^2 \mathbf{i}_s - j\omega_r R(p) p \mathbf{i}_s \\
= & -\alpha R(p) p \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \\
& + \frac{1}{\sigma l_s} Q(p) p \mathbf{e}_c - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \tag{3.61}
\end{aligned}$$

Finalmente, pode-se definir um modelo de regressão de malha fechada, com base na equação (3.61) (NETTO et al., 2004c, 2004a, 2005a). Assim,

$$y(t) = R(p) p^2 \mathbf{i}_s(t) - j\omega_r R(p) p \mathbf{i}_s(t) \tag{3.62}$$

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) & \psi_3(t) \end{bmatrix} \tag{3.63}$$

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \tag{3.64}$$

com

$$\psi_1(t) = -R(p) p \mathbf{i}_s(t) \quad (3.65)$$

$$\psi_2(t) = -r_s R(p) \mathbf{i}_s(t) + Q(p) \mathbf{e}_c(t) \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} \psi_3(t) = & j\omega_r r_s R(p) \mathbf{i}_s(t) - j\omega_r Q(p) \mathbf{e}_c(t) \\ & + Q(p) p \mathbf{e}_c(t) \end{aligned} \quad (3.67)$$

onde $\mathbf{e}_c = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s$. O erro de corrente, \mathbf{e}_c , é a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida, ambas referidas ao estator. É importante observar que o estimador em malha fechada, representado pelas equações (3.62)-(3.67), não depende das tensões (\mathbf{v}_s) aplicadas no motor de indução. Sendo assim, não são necessários sensores de tensões para estimar os parâmetros elétricos do modelo dq do motor de indução. Dessa forma, as grandezas que precisam ser medidas para estimação desse parâmetros são correntes e velocidade.

É importante também frisar que os valores iniciais para os ganhos dos controladores, que aparecem no estimador de malha fechada, são assumidos serem conhecidos. Tais ganhos podem ser determinados dando os parâmetros do motor como obtidos a partir da estimação em malha aberta ou através de testes padrões de curto-circuito e rotor bloqueado. Assim, dado os valores dos parâmetros do modelo homopolar (obtidos executando o passo 1) e considerando que as correntes do estator e velocidade rotórica estão disponíveis para medições, o modelo de regressão para estimação em malha fechada pode ser empregado.

A partir do controlador genérico (3.34) pode-se obter vários estimadores em malha fechada. A seguir serão apresentados três estimadores para controladores diferentes. Serão definidos estimadores para os controladores: i) proporcional + integral (PI); ii) proporcional + integral + derivativo (PID) e iii) proporcional + integral modificado (PI modificado).

A função de transferência para os três controladores são dadas por:

$$C_A(p) = \frac{k_p p + k_i}{p} \quad (3.68)$$

$$C_B(p) = \frac{2(k_p p^2 + k_i p + k_p \omega_e^2)}{p^2 + \omega_e^2} \quad (3.69)$$

$$C_C(p) = \frac{k_d p^2 + k_p p + k_i}{p} \quad (3.70)$$

onde $C_A(p)$ é um controlador PI padrão, $C_B(p)$ é um controlador PI modificado (JÚNIOR, 2000b) e $C_C(p)$ é um controlador PID padrão. Observe que o controlador PI modificado tem ganho infinito na frequência ω_e , resultando em erro nulo para sinais senoidais. Como

mencionado anteriormente, os valores iniciais para os ganhos dos controladores são assumidos serem conhecidos. Tais ganhos podem ser determinados dando os parâmetros do motor como obtidos a partir de testes padrões de curto-circuito e rotor bloqueado ou por procedimentos de sintonia de tentativas e erros.

Estimador A - usando o controlador PI

Substituindo o controlador genérico pelo controlador PI (3.68) nas equações (3.62)-(3.67) o seguinte estimador é obtido:

$$y_A(t) = \frac{d^3}{dt^3} \mathbf{i}_s - j\omega_r \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s \quad (3.71)$$

$$\psi_A(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) & \psi_3(t) \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

$$\theta_A = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (3.73)$$

com

$$\psi_1(t) = -\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s \quad (3.74)$$

$$\psi_2(t) = k_p \frac{d}{dt} \left(\mathbf{e}_c - \frac{r_s}{k_p} \mathbf{i}_s \right) + k_i \mathbf{e}_c \quad (3.75)$$

$$\psi_3(t) = k_p \left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{e}_c - j\omega_r \frac{d}{dt} \left(\mathbf{e}_c + \frac{r_s}{k_p} \mathbf{i}_s \right) \right) + k_i \left(\frac{d}{dt} \mathbf{e}_c - j\omega_r \mathbf{e}_c \right) \quad (3.76)$$

Estimador B - usando o controlador PI modificado

Substituindo o controlador genérico pelo controlador PI modificado (3.69) nas equações (3.62)-(3.67) o seguinte estimador é obtido:

$$y_B(t) = \frac{d^4}{dt^4} \mathbf{i}_s - j\omega_r \frac{d^3}{dt^3} \mathbf{i}_s + \omega_e^2 \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s - j\omega_r \omega_e^2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \quad (3.77)$$

$$\psi_B(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) & \psi_3(t) \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

$$\theta_B = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (3.79)$$

com

$$\psi_1(t) = -\frac{d^3}{dt^3} \mathbf{i}_s - \omega_e^2 \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \quad (3.80)$$

$$\psi_2(t) = 2k_p \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{e}_c + 2k_i \frac{d}{dt} \mathbf{e}_c + 2k_p \omega_e^2 \mathbf{e}_c - r_s \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s - r_s \omega_e^2 \mathbf{i}_s \quad (3.81)$$

$$\begin{aligned} \psi_3(t) = & 2k_p \frac{d^3}{dt^3} \mathbf{e}_c + (2k_i - 2j\omega_r k_p) \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{e}_c + (2k_p \omega_e^2 - 2j\omega_r k_i) \frac{d}{dt} \mathbf{e}_c \\ & - 2j\omega_r k_p \omega_e^2 \mathbf{e}_c + r_s j\omega_r \left(\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s + \omega_e^2 \mathbf{i}_s \right) \end{aligned} \quad (3.82)$$

Uma das vantagens da utilização do controlador PI modificado é a possibilidade de um ganho infinito na frequência ω_e .

Estimador C - usando o controlador PID

Substituindo o controlador genérico pelo controlador PID (3.70) nas equações (3.62)-(3.67) o seguinte estimador é obtido:

$$y_C(t) = \frac{d^3}{dt^3} \mathbf{i}_s - j\omega_r \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s \quad (3.83)$$

$$\psi_C(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) & \psi_3(t) \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

$$\theta_C = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (3.85)$$

com

$$\psi_1(t) = -\frac{d^2}{dt^2} \mathbf{i}_s \quad (3.86)$$

$$\psi_2(t) = k_d \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{e}_c + k_p \frac{d}{dt} \mathbf{e}_c + k_i \mathbf{e}_c - r_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \quad (3.87)$$

$$\begin{aligned} \psi_3(t) = & k_d \frac{d^3}{dt^3} \mathbf{e}_c + (k_p - j\omega_r k_d) \frac{d^2}{dt^2} \mathbf{e}_c + (k_i - j\omega_r k_p) \frac{d}{dt} \mathbf{e}_c - j\omega_r k_i \mathbf{e}_c \\ & + r_s j\omega_r \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s \end{aligned} \quad (3.88)$$

3.3.3 Passo 3 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos

A partir dos vetores paramétricos dados em (3.73, 3.79 ou 3.85) pode-se determinar α , τ_r e σl_s por

$$\alpha = \theta_1 \quad (3.89)$$

$$\tau_r = \frac{\theta_3}{\theta_2} \quad (3.90)$$

$$\sigma l_s = \frac{1}{\theta_3} \quad (3.91)$$

Para a obtenção dos outros parâmetros, segue o mesmo procedimento apresentado no passo 3 do método I.

3.4 Conclusão

Neste Capítulo foram apresentados dois métodos para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução. Os parâmetros foram obtidos usando o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo.

Em cada método, o procedimento de estimação foi dividido em três partes. Primeiro, a indutância de dispersão do estator e a resistência estatórica foram determinadas usando o modelo homopolar da máquina. Segundo, dados os parâmetros elétricos homopolares previamente estimados e usando o modelo dinâmico dq , um conjunto de parâmetros foi determinado. No Método *I*, a estimação dos parâmetros do modelo dq foi derivado para operação em malha aberta. Enquanto, no Método *II* a estimação dos parâmetros do modelo dq foi derivado para o caso onde as correntes do estator do motor foram reguladas via um controlador de realimentação linear. Finalmente, o conjunto completo de parâmetros elétricos foi determinado.

Também foi destacado neste capítulo, a necessidade das medições das tensões, correntes e velocidade da máquina para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução no Método *I*. Entretanto, no Método *II* apenas os sinais de corrente e velocidade precisam ser medidas para estimação dos mesmos parâmetros, eliminando assim, os sensores de tensão. Ressalta-se também que o modelo da fonte de alimentação foi considerada ideal para o desenvolvimento das técnicas propostas.

Capítulo 4

Estratégia de Estimação de Parâmetros com Sinais de Alta Frequência

4.1 Introdução

Existem vários artigos na literatura que utilizam injeção de sinais de alta frequência para estimação de grandezas como velocidade, posição e fluxo de uma máquina assíncrona (JANSEN; LORENZ, 1995; CILIA; ASHER; BRADLEY, 1996; BLASCHKE; BURT; VANDENPUT, 1996; CORLEY; LORENZ, 1996; DEGNER; LORENZ, 1997b, 1997a; DIXON; RIVAROLA, 1996). Essa mesma estratégia também pode ser utilizada para estimar os parâmetros elétricos de um motor de indução.

A injeção de um sinal de alta frequência pode ser do tipo tensão ou corrente, na alimentação fundamental da máquina. Estes esquemas podem ser observados na Figura 4.1 para injeção de tensão e Figura 4.2 para injeção de corrente. Nas Figuras 4.1 e 4.2, $G(p)$ é a função de transferência da máquina, $C(p)$ é um controlador padrão, \mathbf{v}_s^h é um sinal de tensão de alta frequência e \mathbf{i}_s^h é a componente da corrente de alta frequência. O bloco FPA é um filtro passa alta tendo a função de recuperar o sinal de tensão ou corrente de alta frequência. Observe que na Figura 4.1 o sinal de alta frequência é somado à saída do controlador e injetado na entrada da máquina. Enquanto na Figura 4.2 o sinal de corrente de alta frequência é somado à corrente de referência de malha fechada.

Cada técnica tem suas vantagens e desvantagens. A injeção de tensão tem uma vantagem quando se usa os tradicionais inversores fonte de tensão. É relativamente mais fácil a geração da excitação desejada com estes tipos de inversores. Por outro lado, a injeção de corrente tem a vantagem potencial de prover um sinal de tensão elevado (sinal que contém a informação desejada) relativo à corrente injetada (RIBEIRO, 1998). Isto se deve ao aumento do valor da impedância (reatância indutiva) com o aumento da frequência. Contudo, a maioria das técnicas que utilizam injeção de corrente (BLASCHKE;

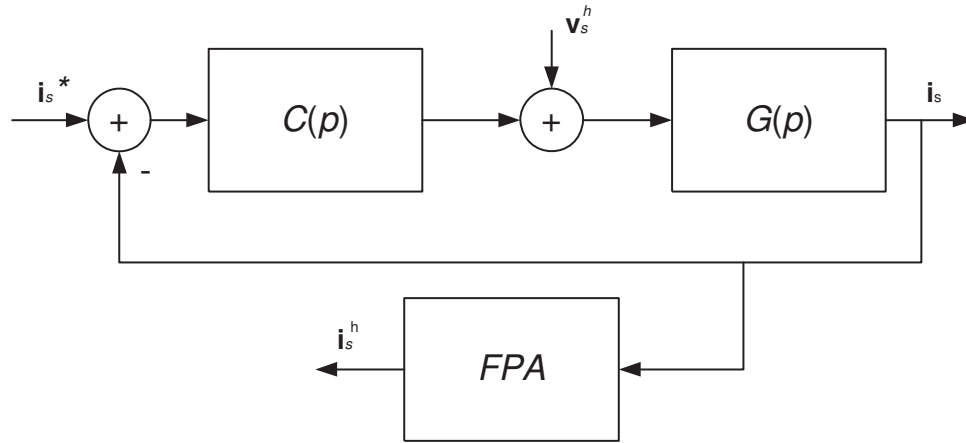


Figura 4.1: Injeção de tensão.

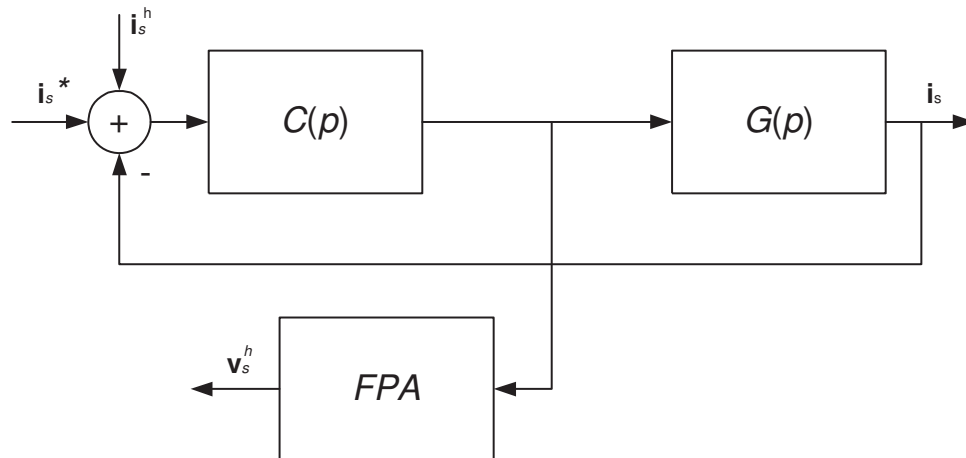


Figura 4.2: Injeção de corrente.

BURT; VANDENPUT, 1996; HA; SUL, 1997) tem várias dificuldades, causando os seguintes problemas:

1. O escalonamento do sinal com a frequência é perdido, forçando o uso de um sinal com maior amplitude;
2. A largura de faixa da estimação é inerentemente limitada pela separação espectral entre os sinais fundamental e de alta frequência;
3. Sinal com menor frequência e maior amplitude significa maior ondulação no conjugado.

Dessa forma, como parte da estratégia de estimação de parâmetros adotada neste trabalho, a técnica de injeção de um sinal de tensão é suficientemente adequada para

os objetivos aqui propostos e também, por ser de fácil implementação. Nas próximas seções são apresentados o modelo da máquina em alta frequência e o terceiro método de estimação de parâmetros proposto nesta tese.

4.2 Modelo de Alta Frequência do Motor de Indução

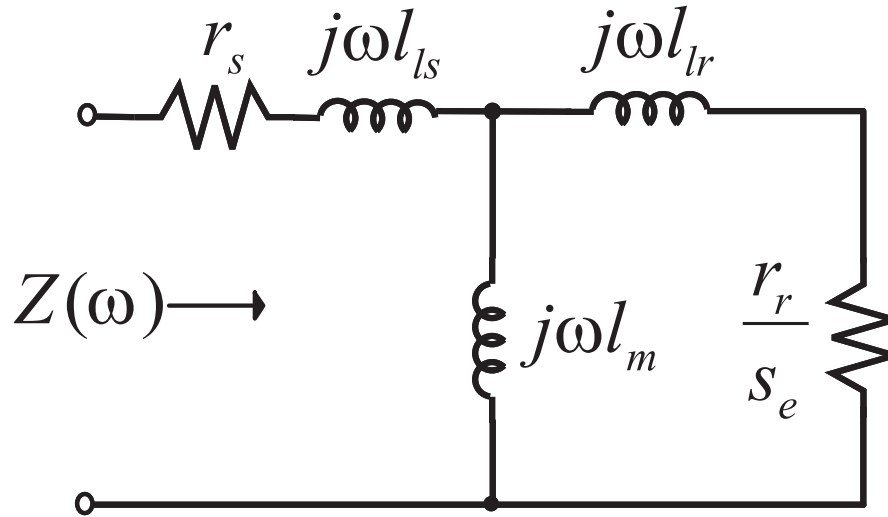


Figura 4.3: Circuito da máquina em frequências fundamentais.

O modelo do motor de indução em frequências fundamentais é representado pela Figura 4.3, onde s_e é o escorregamento do motor de indução, definido por

$$s_e = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (4.1)$$

Este modelo para sinal de alta frequência pode ser simplificado. Então, para as altas frequências ($\omega \gg \omega_r$), tem-se que:

1. o escorregamento é aproximadamente unitário, ou seja $s_e \simeq 1$;
2. o ramo de magnetização é praticamente um circuito aberto;
3. as resistências são desprezíveis em relação às reatâncias.

Portanto, o modelo para altas frequências pode ser representado aproximadamente pela dispersão da máquina. Isto é, a maior parte do fluxo produzido pelos componentes de alta frequência é fluxo de dispersão. Em termos de equação, o modelo para altas frequências se escreve (RIBEIRO, 1998)

$$\mathbf{v}_s^h(t) = \sigma l_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^h(t) \quad (4.2)$$

É importante ressaltar que a frequência do sinal injetado com o objetivo de estimar os parâmetros elétricos da máquina tem que ser suficientemente alta em relação a fundamental, por dois motivos, primeiro, a largura de faixa da estimação é metade da frequência do sinal injetado (RIBEIRO, 1998). Portanto, quanto maior a frequência, maior será a largura de faixa da estimação. Segundo, quanto maior a separação espectral entre as componentes fundamental e de alta frequência, mais fácil será a isolamento desses sinais.

4.3 Método III - Estimação em malha fechada usando sinais de alta frequência

4.3.1 Passo 1 - Estimando r_s e l_s usando o modelo homopolar

A estimação da resistência estática e da indutância de dispersão segue o mesmo procedimento apresentado no passo 1 do método II visto no Capítulo 3.

4.3.2 Passo 2 - Estimando σl_s usando sinal de alta frequência

Como mencionado antes, o diagrama de blocos da Figura 4.1 é utilizado como estratégia para definir um estimador de parâmetros para a indutância de dispersão (σl_s).

Usando (3.62)-(3.64) pode-se estimar σl_s apenas se a velocidade estiver disponível para medição. Entretanto, se a velocidade não pode ser medida, ainda é possível derivar um conjunto de equações para determinar σl_s , como apresentado no parágrafo seguinte.

Se a frequência de excitação é suficientemente alta, o modelo dado por (3.33) pode ser aproximado pela equação (4.2). De fato, quando o motor de indução é alimentado com uma forma de onda PWM senoidal apenas σl_s pode ser estimado com boa precisão. A componente de alta frequência da forma de onda do PWM torna $\frac{\partial y(t|\theta)}{\partial(\sigma l_s)}$ dominante sobre os outros termos do modelo de regressão (RIBEIRO; JACOBINA; LIMA, 1999b).

Então, como proposta para obtenção de σl_s são desenvolvidas duas estratégias de estimação, uma em malha aberta e outra em malha fechada.

A primeira estratégia é uma solução trivial derivada do modelo aproximado do motor de indução em alta frequência. Assim, de (4.2) é derivado o seguinte estimador:

$$y(t) = \mathbf{v}_s^h(t) \quad (4.3)$$

$$\theta = [\sigma l_s] \quad (4.4)$$

$$\phi(t) = [p \mathbf{i}_s^h(t)] \quad (4.5)$$

A segunda estratégia é derivada da malha fechada e apresentada a seguir. A função de transferência de malha fechada da Figura 4.1 é dada por

$$\mathbf{i}_s(t) = \frac{G(p)C(p)}{1 + G(p)C(p)} \mathbf{i}_s^*(t) + \frac{G(p)}{1 + G(p)C(p)} \mathbf{v}_s^h(t) \quad (4.6)$$

A equação (4.6) ainda pode ser escrita da forma

$$\mathbf{i}_s(t) = \frac{G(p)C(p)\mathbf{i}_s^*(t) + G(p)\mathbf{v}_s^h(t)}{1 + G(p)C(p)} \quad (4.7)$$

De (4.7) obtém-se

$$\mathbf{i}_s(t) + G(p)C(p)\mathbf{i}_s(t) = G(p)C(p)\mathbf{i}_s^*(t) + G(p)\mathbf{v}_s^h(t) \quad (4.8)$$

e substituindo o erro de corrente, $\mathbf{e}_c(t) = \mathbf{i}_s^*(t) - \mathbf{i}_s(t)$, em (4.8) tem-se

$$\mathbf{i}_s(t) - G(p)\mathbf{v}_s^h(t) = G(p)C(p)\mathbf{e}_c(t) \quad (4.9)$$

Analisando em alta frequência a equação (4.9), $\mathbf{e}_c(t)$ é uma variável de baixa frequência, e geralmente, na maioria das aplicações em torno de $60Hz$. Então, $\mathbf{e}_c(t)$ é filtrado pelo filtro passa-alta e, conseqüentemente, o lado direito da equação (4.9) é aproximadamente zero. Assim, a equação (4.9) pode ser aproximada para

$$\mathbf{i}_s^h(t) = G(p)\mathbf{v}_s^h(t) \quad (4.10)$$

A equação (4.10) ainda pode ser reescrita como

$$\mathbf{v}_s^h(t) = \frac{1}{G(p)} \mathbf{i}_s^h(t) \quad (4.11)$$

Agora, observe que a equação (4.11) é similar à equação (4.2). De fato, as duas equações são as mesmas, pois o inverso de $G(p)$ é a indutância de dispersão da máquina (σl_s) para altas frequências. Isto pode ser observado a partir do modelo da máquina em alta frequência apresentado na seção anterior. Portanto, baseado na equação (4.11), o estimador de malha fechada é o mesmo apresentado nas equações (4.3)-(4.5).

Note que o único sinal que precisa ser medido é a componente da corrente de alta frequência para estimação da indutância de dispersão. Vale salientar também, que esse passo não é necessário ser executado a cada iteração do algoritmo, uma vez que a indutância de dispersão (σl_s) praticamente não varia com o tempo.

4.3.3 Passo 3 - Estimando α e τ_r em malha fechada

O estimador de malha fechada apresentado no Capítulo 3, equações (3.62)-(3.64), pode ter a ordem do vetor paramétrico reduzido. Esta redução da ordem é importante pelos seguintes motivos:

1. A excitação do sistema pode ser um sinal senoidal.
2. Esta forma de onda é utilizada usualmente nos acionamentos de motores de indução;
3. Não é necessário explorar o transitório de velocidade da máquina, podendo, assim, o estimador atuar em regime permanente.

A seguir, é mostrado como é possível obter a redução do tamanho do vetor paramétrico apresentado em (3.64).

Então, a equação (3.61) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} & R(p) p^2 \mathbf{i}_s - j\omega_r R(p) p \mathbf{i}_s - \frac{1}{\sigma l_s} Q(p) p \mathbf{e}_c + \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \\ = & -\alpha R(p) p \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \end{aligned} \quad (4.12)$$

Evidenciando os termos em comum na equação (4.12), a seguinte equação é obtida

$$\begin{aligned} & R(p) \left(p^2 - j\omega_r p - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r r_s \right) \mathbf{i}_s(t) + Q(p) \left(\frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r - \frac{1}{\sigma l_s} p \right) \mathbf{e}_c(t) \\ = & -\alpha R(p) p \mathbf{i}_s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} [Q(p) \mathbf{e}_c - r_s R(p) \mathbf{i}_s] \end{aligned} \quad (4.13)$$

Agora, considerando que os passos 1 e 2 do Método III já foram executados, o seguinte estimador pode ser derivado a partir de (4.13) para estimar α e τ_r :

$$y(t) = R(p) \left(p^2 - j\omega_r p - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r r_s \right) \mathbf{i}_s(t) + Q(p) \left(\frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r - \frac{1}{\sigma l_s} p \right) \mathbf{e}_c(t) \quad (4.14)$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}^T \quad (4.16)$$

com

$$\psi_1(t) = -R(p) p \mathbf{i}_s(t) \quad (4.17)$$

$$\psi_2(t) = -\frac{r_s}{\sigma l_s} R(p) \mathbf{i}_s(t) + \frac{1}{\sigma l_s} Q(p) \mathbf{e}_c(t) \quad (4.18)$$

Observe que o controlador genérico, representado por $Q(p)$ e $R(p)$, contido nas equações (4.14)-(4.18) pode ser substituído por qualquer estrutura de controlador. A seguir, são apresentadas três formas diferentes de estimar os parâmetros α e τ_r para o motor de indução.

Estimador A - usando o controlador PI

Se o controlador genérico é substituído por (3.68) o seguinte estimador é obtido:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \left(p^3 - j\omega_r p^2 - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r r_s p \right) \mathbf{i}_s(t) + \left(k_p p \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r - \frac{1}{\sigma l_s} p^2 k_p \right) \mathbf{e}_c(t) \\
 &+ \left(k_i \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r - k_i \frac{1}{\sigma l_s} p \right) \mathbf{e}_c(t)
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}^T \tag{4.21}$$

com

$$\psi_1(t) = -p^2 \mathbf{i}_s(t) \tag{4.22}$$

$$\psi_2(t) = -\frac{r_s}{\sigma l_s} p \mathbf{i}_s(t) + \frac{1}{\sigma l_s} (k_p p \mathbf{e}_c(t) + k_i \mathbf{e}_c(t)) \tag{4.23}$$

Estimador B - usando o controlador PI modificado

Se o controlador genérico é substituído por (3.69) o seguinte estimador é obtido:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= p^4 \mathbf{i}_s(t) - j\omega_r p^3 \mathbf{i}_s(t) + \left(\omega_e^2 - j\omega_r \frac{r_s}{\sigma l_s} \right) p^2 \mathbf{i}_s(t) \\
 &- \omega_e^2 j\omega_r p \mathbf{i}_s(t) - \omega_e^2 j\omega_r \frac{r_s}{\sigma l_s} \mathbf{i}_s(t) \\
 &- \frac{2k_i + 2k_p}{\sigma l_s} p^3 \mathbf{e}_c(t) + j\omega_r \frac{2k_p}{\sigma l_s} p^2 \mathbf{e}_c(t) \\
 &+ \left(j\omega_r \frac{2k_i}{\sigma l_s} - \frac{2k_p \omega_e^2}{\sigma l_s} \right) p \mathbf{e}_c(t) + \omega_e^2 j\omega_r \frac{2k_p}{\sigma l_s} \mathbf{e}_c(t)
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

com

$$\psi_1(t) = -(p^3 + \omega_e^2 p) \mathbf{i}_s(t) \tag{4.27}$$

$$\begin{aligned}
 \psi_2(t) &= \frac{2k_p}{\sigma l_s} p^2 \mathbf{e}_c(t) + \frac{2k_i}{\sigma l_s} p \mathbf{e}_c(t) + \frac{2k_p}{\sigma l_s} \omega_e^2 \mathbf{e}_c(t) \\
 &- \frac{r_s}{\sigma l_s} (p^2 + \omega_e^2) \mathbf{i}_s(t)
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

Estimador C - usando o controlador PID

Se o controlador genérico é substituído por (3.70) o seguinte estimador é obtido:

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \left(p^3 - j\omega_r p^2 - \frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r r_s p \right) \mathbf{i}_s(t) \\
 &+ k_d \left(\frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r p^2 - \frac{1}{\sigma l_s} p^3 \right) \mathbf{e}_c(t) + k_p \left(\frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r p - \frac{1}{\sigma l_s} p^2 \right) \mathbf{e}_c(t) \\
 &+ k_i \left(\frac{1}{\sigma l_s} j\omega_r - \frac{1}{\sigma l_s} p \right) \mathbf{e}_c(t)
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \tag{4.30}$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) \end{bmatrix} \tag{4.31}$$

com

$$\psi_1(t) = -p^2 \mathbf{i}_s(t) \tag{4.32}$$

$$\begin{aligned}
 \psi_2(t) &= \frac{1}{\sigma l_s} k_d p^2 \mathbf{e}_c(t) + \frac{1}{\sigma l_s} k_p p \mathbf{e}_c(t) \\
 &+ \frac{1}{\sigma l_s} k_i \mathbf{e}_c(t) - \frac{1}{\sigma l_s} r_s p \mathbf{i}_s(t)
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

É importante observar que os vetores paramétricos dados por (4.21), (4.25) e (4.30) só têm dois parâmetros, o que possibilita a estimação com um sinal de pouca persistência (LJUNG, 1999). Em outras palavras, com o sinal de alimentação normal da máquina (sinal senoidal) é possível estimar α e τ_r com boa exatidão. De fato, esse método pode ser utilizado para estimar em tempo-real os parâmetros elétricos do motor de indução. Além disso, essa estratégia também pode ser utilizada no controle em tempo real do fluxo rotórico e conjugado eletromagnético da máquina.

4.3.4 Passo 4 - Derivando o conjunto completo de parâmetros elétricos

Para a obtenção dos outros parâmetros, segue o mesmo procedimento apresentado no passo 3 dos métodos I e II.

4.4 Conclusão

Neste Capítulo foi apresentada uma estratégia de estimação para obter os parâmetros elétricos do motor de indução utilizando injeção de sinais de alta frequência. A técnica

de injeção de tensão tem uma vantagem quando se usa os tradicionais inversores fonte de tensão, ou seja, é relativamente mais fácil a geração da excitação desejada com estes tipos de inversores.

Além disso, foi descrito um modelo da máquina para altas frequências. Este modelo possibilitou a estimação da indutância de dispersão utilizando duas técnicas diferentes, uma em condição de operação em malha aberta e a outra em malha fechada. Então, usando a estimação desse parâmetro, foi desenvolvido um método III para estimar em malha fechada os parâmetros elétricos do motor de indução.

Diferentemente do método II em que os parâmetros elétricos foram estimados explorando o transitório da velocidade, o método III supriu essa necessidade do transitório de velocidade. Isto possibilitou a utilização desse método para controlar em tempo real o fluxo e o conjugado eletromagnético do motor de indução, já que a constante de tempo rotórica pode ser estimada em tempo real apenas com o sinal PWM senoidal.

Capítulo 5

Controle de Fluxo e Conjugado do Motor de Indução

5.1 Introdução

Os sistemas de acionamento estático que empregam máquinas assíncronas são mecanicamente robustos, mas sua análise é complexa, pois requer o estudo de um sistema multivariável e não-linear. Os primeiros esquemas de acionamentos com máquina assíncrona eram do tipo escalar e baseados em modelos de regime permanente, tal como o Volts/Hertz (LEONHARD, 1996), apresentando fraco desempenho dinâmico. No intuito de desenvolver sistemas de acionamento de alto desempenho, têm sido investigadas estratégias de controle que assegurem o desacoplamento entre o controle do fluxo e do conjugado. A utilização de técnicas genéricas de desacoplamento de sistemas, tal como proposta em (FALB; WOLOVICH, 1967), ou baseadas em modelos escalares, como proposto por (BOSE, 1984), levam em geral a soluções pouco eficazes e eventualmente complexas.

Entretanto, é possível obter este desacoplamento utilizando abordagens ditas vetoriais, por exemplo, controlando o fluxo rotórico da máquina pela componente da corrente estatórica em fase com o fluxo e o conjugado eletromagnético por meio da componente da corrente estatórica ortogonal ou em quadratura com o fluxo, denominado controle por orientação pelo campo (DONCKER; NOVOTNY, 1988).

Outros exemplos de estratégias de controle da máquina assíncrona de alto desempenho dinâmico foram propostos por (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986; ROSSI; MENEZES; SILVA, 1994; HABETLER; DIVAN, 1991; LIMA, 1989) baseados no controle da amplitude e da frequência do fluxo estatórico.

A escolha das variáveis de estado, das variáveis de comando e da localização do sistema de eixos de referência permite estabelecer uma classificação genérica para as estratégias de controle da máquina assíncrona. Na classificação utilizada aqui, as estratégias de controle

vetorial podem ser agrupadas em duas categorias denominadas controle por escorregamento e controle em quadratura.

Neste Capítulo, apenas a estratégia de controle em quadratura da máquina assíncrona é discutida. Esta estratégia apresenta resposta dinâmica melhor que a dos controladores escalares e a velocidade pode variar de zero até a velocidade nominal. Apesar de não se discutir todas as estratégias possíveis, a formulação e a classificação adotadas são suficientemente genéricas e incluem tanto os controles clássicos, quanto os modernos de alto desempenho. Algumas estratégias não discutidas explicitamente neste texto, como por exemplo, as apresentadas em (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986; ROSSI; MENEZES; SILVA, 1994; HABETLER; DIVAN, 1991), podem ser classificadas como do tipo controle por escorregamento.

Dessa forma, o objetivo principal desse Capítulo é apresentar uma estratégia de controle de alto desempenho para o fluxo rotórico e o conjugado eletromagnético de um motor de indução. O controle indireto orientado pelo campo (IFOC) é utilizado juntamente com o estimador de parâmetros em malha fechada para controlar as grandezas supra citadas. Então, a proposta é fazer com que o estimador apresentado no método III compense as variações paramétricas, principalmente, a constante de tempo rotórica (τ_r).

O diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste Capítulo é o mesmo apresentado previamente na Figura 2.1.

5.2 Estratégias de controle

De modo genérico, as estratégias de controle de fluxo e conjugado podem ser classificadas como estratégias escalares ou vetoriais. Nas estratégias escalares controlam-se simultaneamente a amplitude e a frequência da grandeza. No caso das estratégias vetoriais o controle é feito por meio dos valores da amplitude e da fase ou das componentes dq da grandeza. As estratégias podem ser classificadas de acordo com o fluxo escolhido para a excitação magnética da máquina e de acordo com o tipo de variável empregada no controle do conjugado eletromagnético (JACOBINA; LIMA, 1996; SALVADORI; JACOBINA; LIMA, 1991). A excitação magnética pode ser feita através do fluxo estatórico, do fluxo rotórico ou do fluxo de entreferro. O conjugado eletromagnético pode ser controlado através da frequência de escorregamento da variável escolhida para excitar a máquina (controle por escorregamento), ou pela componente de uma segunda variável, variável de conjugado, em quadratura com a variável de excitação (controle em quadratura).

O conjugado eletromagnético de uma máquina assíncrona pode ser expresso genericamente como:

$$c_e = k_1 \phi_1^2 \omega_{1r} \quad (5.1)$$

Na equação (5.1), k_1 depende dos parâmetros da máquina, ϕ_1 é a amplitude do fluxo escolhida e $\omega_{1r} = \omega_1 - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do vetor fluxo escolhido. Quando o fluxo utilizado é o fluxo rotórico, esta expressão é exata e vale também durante os regimes transitórios da máquina. Quando o fluxo utilizado é o fluxo estatórico ou o de entreferro, esta expressão é aproximada e é válida apenas em regime permanente (JACOBINA; LIMA, 1996). O controle por escorregamento é baseado na equação (5.1): controla-se a amplitude do fluxo ϕ_1 , normalmente num valor constante (exceto nos casos de enfraquecimento de campo e otimização da eficiência da máquina), e o escorregamento ω_{1r} é utilizado para o controle do conjugado.

O conjugado eletromagnético da máquina assíncrona pode ainda ser expresso genericamente pelo módulo do produto vetorial de duas grandezas vetoriais de estado quaisquer da máquina (x_1^g e x_2^g):

$$c_e = k_{12} x_1 x_2 \text{sen}(\delta_{21}) \quad (5.2)$$

Na equação (5.2) x_1 e x_2 são as amplitudes dos vetores x_1^g e x_2^g , δ_{21} é o ângulo entre os vetores e k_{12} é uma constante. As grandezas x_1^g e x_2^g podem ser escolhidas por exemplo como fluxo-fluxo ou fluxo-corrente. O controle em quadratura é baseado na equação (5.2). Supondo que x_1^g é a variável de excitação magnética, x_1 é controlada em um valor normalmente constante, e o conjugado eletromagnético da máquina é controlado através de $x_2 \text{sen}(\delta_{21})$, componente de x_2^g em quadratura com x_1^g .

As estratégias de controle podem ser implementadas na forma direta ou indireta. No controle direto, existe uma malha fechada de controle do fluxo. O sinal de realimentação do fluxo é obtido diretamente através de sensores de fluxo (LIPO; CHANG, 1986) ou estimado utilizando-se um observador de estados em malha fechada (LIMA, 1989; PIETRZAK-DAVID et al., 1992) ou ainda estimado em malha aberta (XU; DONCKER; NOVOTNY, 1988). Entretanto, no controle indireto, o fluxo é controlado sem realimentação ("feedforward").

A estratégia de controle por quadratura é eminentemente do tipo vetorial. Já a estratégia de controle por escorregamento pode ser implementada também na forma escalar, pois é baseada no controle da amplitude e da frequência de escorregamento do fluxo.

A estratégia de controle em quadratura utiliza normalmente controladores no referencial de fluxo a ser controlado. Entretanto, no controle por escorregamento o referencial para implementação dos controladores pode ser qualquer.

Em seguida, são apresentadas as estratégias de controle escalar e vetorial da máquina assíncrona utilizadas neste trabalho.

5.3 Controle Escalar

Nos esquemas de controle do tipo escalar, trabalha-se apenas com a magnitude e a frequência da grandeza a ser controlada. Portanto, tem-se como sinais de comando e realimentação grandezas contínuas que são proporcionais às respectivas variáveis de controle. Isto contrasta com o controle vetorial onde ambas, magnitude e fase da variável sob controle, são controladas simultaneamente.

O desempenho obtido utilizando controle escalar é considerado suficientemente bom para uma gama bastante variada de aplicações. Entretanto, segundo Leonhard (LEONHARD, 1996), devido ao controle escalar ser feito em malha aberta de fluxo é difícil operar o motor a plena carga em baixa velocidade. Isto exclui este tipo de controle, por exemplo, em acionamentos de servomecanismos onde respostas rápidas de posição são necessárias.

5.3.1 Controle escalar Volts/Hertz

Nesta estratégia de controle, as grandezas de comando são a frequência do campo girante ω_s e a tensão estatórica v_s . Se o controle for autopilotado haverá na formação de ω_s uma influência de ω_r ($\omega_s = \omega_r + \omega_{sr}$). A amplitude de tensão V_s necessária para a manutenção do fluxo de magnetização da máquina constante é calculada por uma função não linear dependente da frequência estatórica ou rotórica. Quando o controle é em malha aberta, ω_s é a grandeza de entrada e, no esquema em malha fechada (autopilotado), ω_{sr} é a grandeza de entrada.

O esquema é chamado Volts/Hertz devido ao comando da amplitude de tensão de alimentação ser gerado diretamente do valor da frequência por meio de um ganho constante. As expressões de controle são obtidas em regime permanente.

Em regime permanente, o fluxo estatórico da máquina é diretamente relacionado ao valor da tensão e da frequência. Desta forma, mantendo a relação V_s/ω_s constante, o fluxo de entreferro permanece aproximadamente inalterado.

Os principais problemas apresentados por esta estratégia são (BOSE, 1986):

1. Em baixas velocidades, como a frequência é baixa, a tensão estatórica tenderá a ser zero ou próxima de zero. Esta tensão residual, geralmente é insuficiente para a partida da máquina pois é absorvida pela resistência estatórica. Logo, para magnetizar e acelerar a máquina necessita-se aplicar uma tensão mínima;
2. Apresenta um desempenho dinâmico muito pobre, com "overshoot" e oscilações nas respostas transitórias de velocidades e fluxo.

5.4 Controle em quadratura

5.4.1 Controle em quadratura com o fluxo rotórico

A partir de (2.24) obtém-se uma expressão para a corrente rotórica, dada por

$$\mathbf{i}_r = \frac{\phi_r - l_m \mathbf{i}_s}{l_r} \quad (5.3)$$

Substituindo (5.3) na equação da tensão rotórica apresentada em (2.26), tem-se

$$0 = r_r \left(\frac{\phi_r}{l_r} \right) - r_r \left(\frac{l_m \mathbf{i}_s}{l_r} \right) + \frac{d}{dt} \phi_r + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r \quad (5.4)$$

A equação (5.4) ainda pode ser escrita como segue

$$r_r \left(\frac{l_m \mathbf{i}_s}{l_r} \right) = r_r \left(\frac{\phi_r}{l_r} \right) + \frac{d}{dt} \phi_r + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r \quad (5.5)$$

Então, introduzindo a constante de tempo rotórica ($\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$) em (5.5), obtém-se a equação dinâmica, relacionando-se o fluxo rotórico e a corrente estatórica:

$$\frac{l_m}{\tau_r} \mathbf{i}_s^g = \frac{1}{\tau_r} \phi_r^g + \frac{d}{dt} \phi_r^g + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (5.6)$$

onde as grandezas corrente estatórica (\mathbf{i}_s^g) e fluxo rotórico (ϕ_r^g) estão em um referencial genérico representado pelo expoente "g".

O modelo dinâmico que relaciona as correntes estatóricas e o fluxo rotórico no referencial fluxo rotórico é obtido a partir da equação (5.6), fazendo-se $\phi_{rd}^b = \phi_r$, $\phi_{rq}^b = 0$ e $\omega_g = \omega_b$.

Este modelo é expresso pelas seguintes equações:

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd}^b = \frac{\phi_r}{\tau_r} + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (5.7)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq}^b = \omega_{br} \phi_r \quad (5.8)$$

onde $i_{sd}^b = i_s \cos(\delta_i - \delta_b)$ e $i_{sq}^b = i_s \sin(\delta_i - \delta_b)$. O escorregamento é definido por $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$.

Da equação (2.14) e introduzindo i_{sq}^b , escreve-se a seguinte expressão para o conjugado eletromagnético:

$$C_e = \frac{Pl_m}{l_r} \phi_r i_{sq}^b \quad (5.9)$$

A equação (5.9) mostra que o conjugado eletromagnético pode ser controlado através de i_{sq}^b . Por sua vez, da equação (5.7), observa-se que o fluxo ϕ_r pode ser controlado através

de i_{sd}^b , independentemente de i_{sq}^b , o que caracteriza o desacoplamento perfeito no controle do fluxo face ao controle do conjugado.

Controle vetorial direto

Baseado nas equações (5.7), (5.8) e (5.9) obtém-se o diagrama de blocos da Figura 5.1 para o esquema de controle em malha fechada. Esta estratégia de controle é denominada na literatura controle direto por orientação pelo campo rotórico (LEONHARD, 1996). Neste diagrama, C_e^* , ϕ_r^* e i_{sq}^{b*} são o conjugado, o fluxo rotórico e a corrente em quadratura de referências, respectivamente. O bloco marcado como $e^{j\delta_b^*}$ representa o transformador de coordenadas.

Controle indireto

O controle de malha aberta, denominado na literatura de controle indireto por orientação pelo campo rotórico (DONCKER; NOVOTNY, 1988), pode ser obtido da equação (5.7) considerando-se $d\phi_r/dt = 0$ e usando-se a equação (5.8) para a determinação do escorregamento de referência ω_{br}^* . As correntes estatóricas de referência são dadas por:

$$i_{sd}^{s*} = \frac{\phi_r^* \cos(\delta_b^*)}{l_m} - i_{sq}^{b*} \text{sen}(\delta_b^*) \quad (5.10)$$

$$i_{sq}^{s*} = \frac{\phi_r^* \text{sen}(\delta_b^*)}{l_m} + i_{sq}^{b*} \cos(\delta_b^*) \quad (5.11)$$

$$\omega_{br}^* = \frac{l_m i_{sq}^{b*}}{\tau_r \phi_r^*} \quad (5.12)$$

$$\delta_b^* = \int_0^t \omega_{br}^*(\tau) d\tau + \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau \quad (5.13)$$

Estas equações são semelhantes às obtidas para a estratégia de malha aberta de controle vetorial por escorregamento com o fluxo rotórico (JACOBINA; LIMA, 1996; SALVADORI; JACOBINA; LIMA, 1991). O diagrama de blocos para essa estratégia de controle também pode ser representado pela Figura 5.1. Evidentemente, sem a realimentação de velocidade e fluxo, já que essa estratégia é aplicada em malha aberta de fluxo e conjugado.

Como mencionado antes, a constante de tempo rotórica varia com a condição de operação, o que impõe o uso de alguma estratégia de controle com algoritmo de adaptação para compensar possíveis variações paramétricas. Dessa forma, o estimador de malha fechada descrito no Capítulo anterior será usado para sintonizar em tempo real o fluxo e o conjugado. A Figura 5.2 representa a estratégia proposta para o controle orientado pelo campo. Observe na Figura 5.2 que o bloco estimador atualiza a constante de tempo

Capítulo 6

Resultados Experimentais

6.1 Projeto experimental

Os testes experimentais foram realizados usando o sistema de acionamento da Figura 2.1. O motor foi alimentado com um inversor trifásico a IGBT sem carga. O sistema de acionamento é controlado através de um PC-Pentium equipado com placas de aquisição de dados. A frequência de chaveamento utilizada nos experimentos foi de 10KHz e o programa utilizado para o sistema de acionamento foi elaborado em linguagem de programação C.

A técnica de modulação de largura de pulso utilizada nos experimentos foi a escalar (veja o Capítulo 2). A expressão da lei de modulação é dada por (JACOBINA; LIMA; SILVA, 1997):

$$\tau_i = \left(\frac{v_{i0}}{E} + \frac{1}{2} \right) \tau, \quad i = 1, 2, 3 \quad (6.1)$$

onde $v_{i0} = v_{si}^* + v_{N0}$, v_{N0} é a tensão entre o neutro do motor e o ponto 0 (veja Figura 2.1), v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^* , são os valores instantâneos das tensões senoidais de referência das fases, E representa a amplitude de tensão do barramento cc, τ é o período de chaveamento e τ_1 , τ_2 e τ_3 definem os períodos de conduções das chaves superiores q_1 , q_2 e q_3 . A tensão v_{N0} é escolhida de forma a reduzir a distorção harmônica introduzida pela modulação.

O algoritmo de identificação utilizado para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução foi o RLS com fator de esquecimento, equações (3.2)-(3.5). O período de amostragem de aquisição dos dados experimentais foi de $50 \mu s$ e o fator de esquecimento utilizado no algoritmo foi de 0,999. O valor inicial da matriz de covariância, equação (3.5), foi de $10^8 I$ na etapa de estimação dos parâmetros, onde I é a matriz identidade de ordem do comprimento do vetor paramétrico.

Como mencionado antes, as derivadas dos sinais são obtidas utilizando filtro de variáveis de estado (FVS). Esses filtros são projetados obtendo o equivalente discreto no

tempo de

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^4}{(s + \omega_c)^4} \quad (6.2)$$

onde $G_f(s)$ representa um filtro analógico passa-baixa de quarta ordem com frequência de corte $\omega_c = 502,64 \text{ rad/s}$.

Os experimentos realizados foram divididos em três partes. A primeira parte foi realizada com o modelo homopolar da máquina em comum para os três métodos. Na segunda parte, o modelo dq em malha aberta foi utilizado para o Método I. Por fim, para os Métodos II e III foi acrescentado um controlador fechando a malha de corrente do motor de indução. Além dessas partes, também foram realizados experimentos para controlar o conjugado eletromagnético e o fluxo rotórico da máquina utilizando a estratégia de orientação pelo campo. Essas etapas são descritas nas próximas seções.

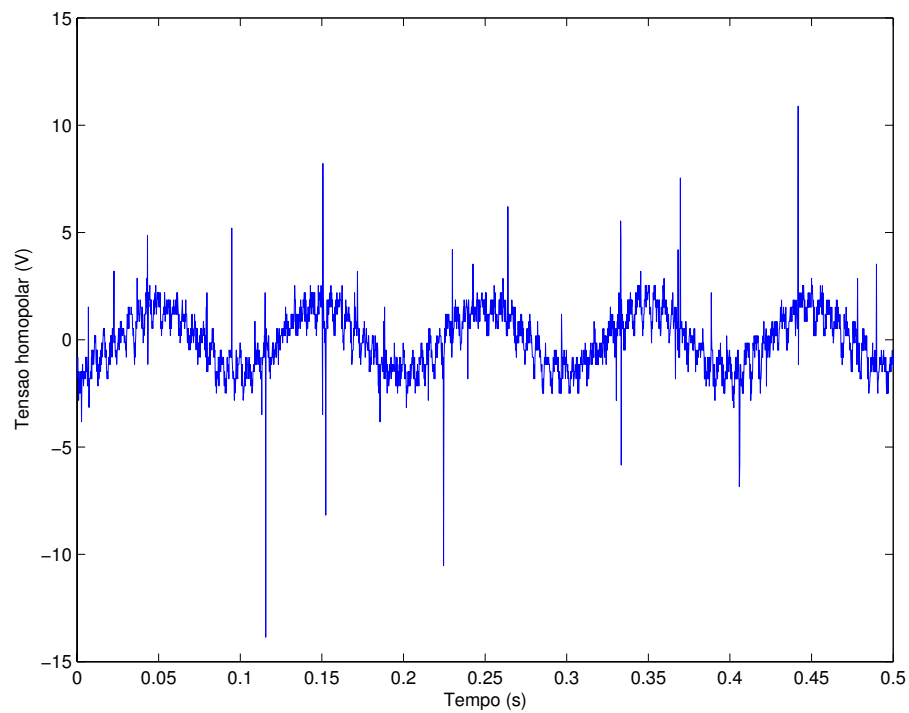
Os testes experimentais foram realizados em duas máquinas diferentes para validar e ter um respaldo maior dos resultados obtidos. Na seção 6.7 é apresentado um projeto completo, de estimação de parâmetros e controles de correntes, fluxos e conjugado, para o outro motor de indução.

6.2 Experimento 1 - modelo homopolar

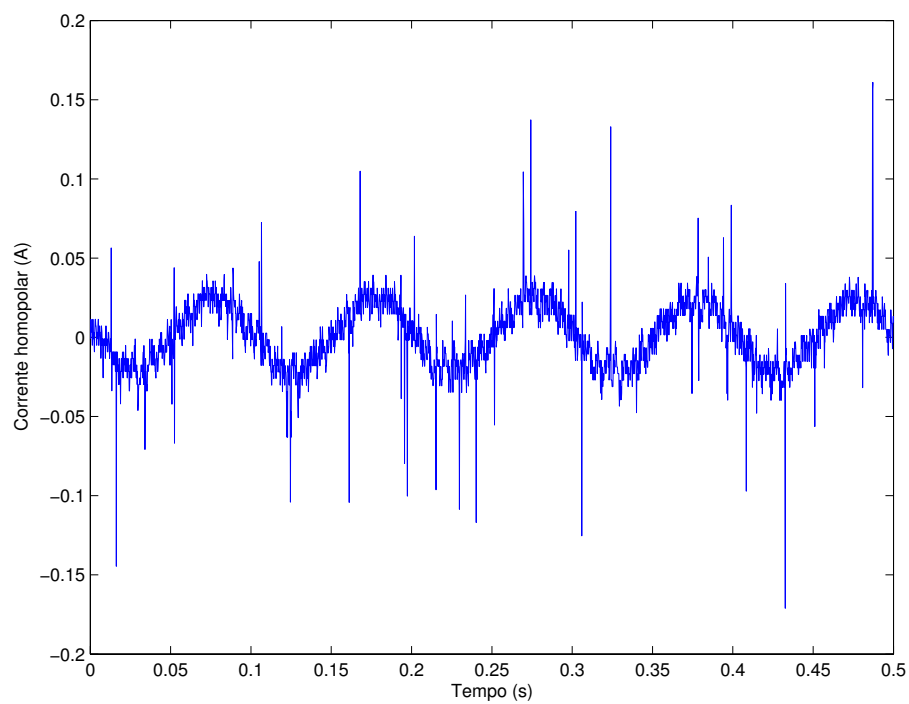
Na primeira parte, a máquina foi alimentada por uma tensão PWM trifásica simétrica. O sinal modulante empregado no primeiro teste é composto de uma componente fundamental ($f_e = 60 \text{ Hz}$) e uma tensão homopolar de $f_0 = 10 \text{ Hz}$ com amplitude sendo 10% da componente fundamental. O neutro da máquina foi conectado ao ponto central do banco de capacitores para a medição da corrente homopolar (veja Figura 2.1) (RIBEIRO; JACOBINA; LIMA, 1997). As Figuras 6.1a e 6.1b representam os sinais medidos tensão homopolar e corrente homopolar, respectivamente. As curvas de evoluções no tempo dos parâmetros estimados, resistência estatórica e indutância de dispersão, obtidos pela equação (3.8), estão representadas pelas Figuras 6.2a e 6.2b, respectivamente. É importante lembrar que esta primeira parte do experimento foi comum para os três métodos de estimação de parâmetros propostos nesta tese. Também é bom frisar que esta etapa só é realizada uma vez, já que os parâmetros elétricos do modelo homopolar da máquina em operação não variam com o tempo.

6.3 Experimento 2 - malha aberta

Nesta etapa do experimento, a máquina foi alimentada por uma tensão PWM senoidal com frequência fundamental de 60 Hz . A Figura 6.3a e a Figura 6.3b representam as formas

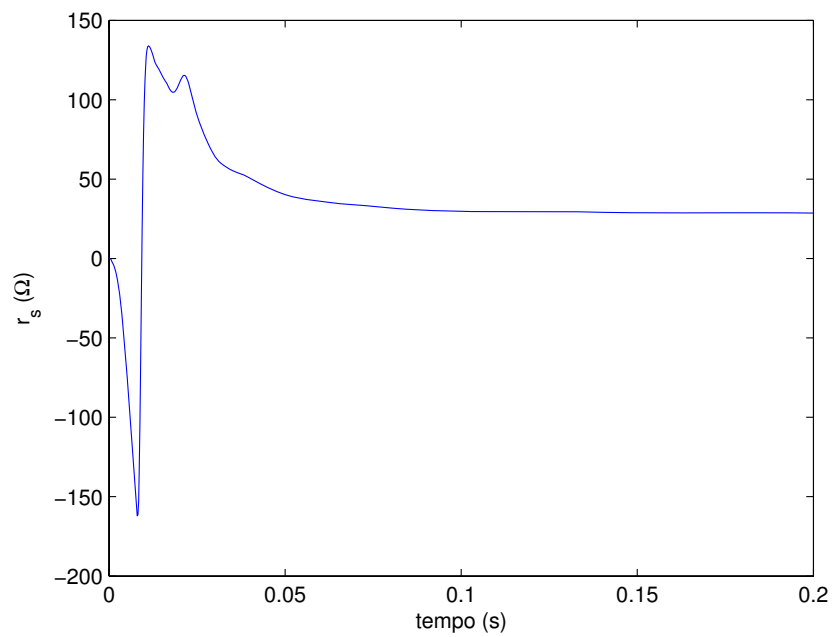


(a)

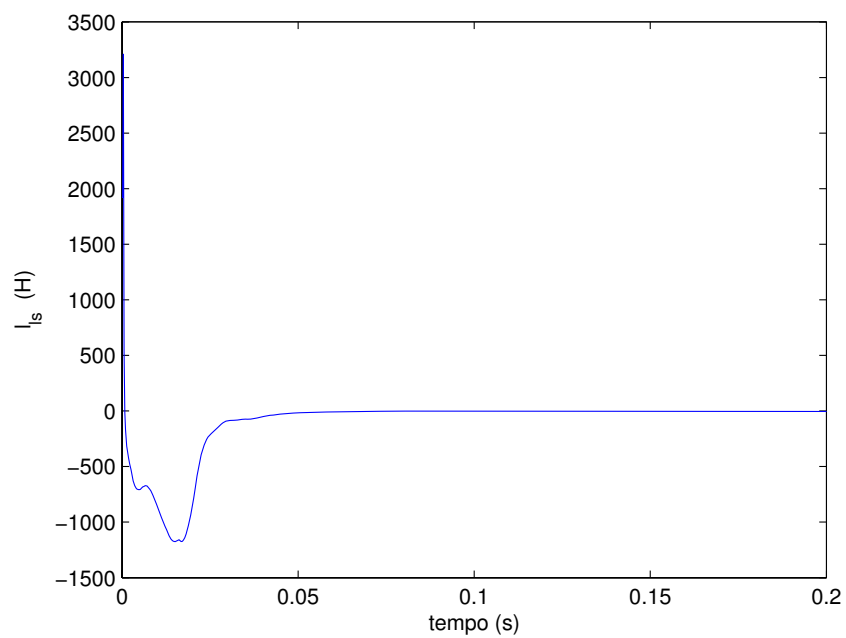


(b)

Figura 6.1: Sinais homopolares: a) tensão. b) corrente.



(a)



(b)

Figura 6.2: Parâmetros estimados: a) resistência estatórica. b) indutância de dispersão.

de ondas das tensões dq do estator, correntes dq do estator e velocidade do rotor, obtidas a partir de medições. Note que os vetores de corrente e tensão estatóricas apresentados no Capítulo 2 são vetores complexos, isto é

$$\mathbf{i}_s(t) = i_{sd}(t) + ji_{sq}(t) \quad (6.3)$$

$$\mathbf{v}_s(t) = v_{sd}(t) + jv_{sq}(t) \quad (6.4)$$

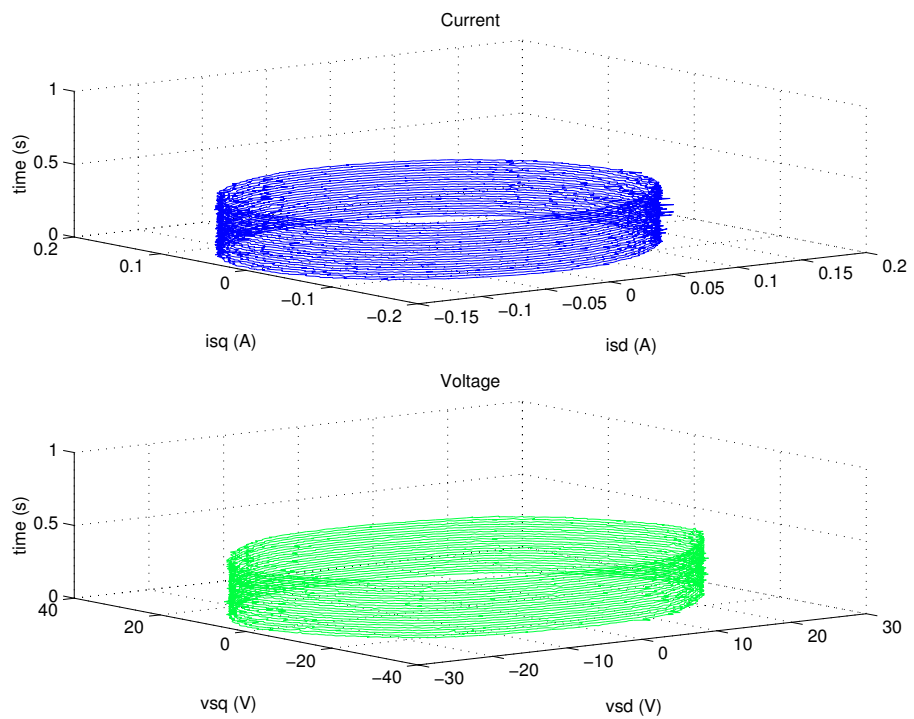
resultando na forma de onda ilustrada pela Figura 6.3a. Observe também que a Figura 6.3a está representada no plano tridimensional.

Na Figura 6.4 estão representadas as curvas das evoluções no tempo dos parâmetros estimados obtidos por (3.14). Na Tabela 6.1 estão apresentados os valores padrões (obtidos através de ensaios a vazio e de curto circuito) e estimados de todos os parâmetros elétricos do motor de indução sob teste experimental. Como pode ser observado pela Tabela 6.1, os erros de estimação, sob teste experimental, são pequenos e, assim, demonstram que é possível estimar todos parâmetros elétricos do motor de indução com uma boa exatidão.

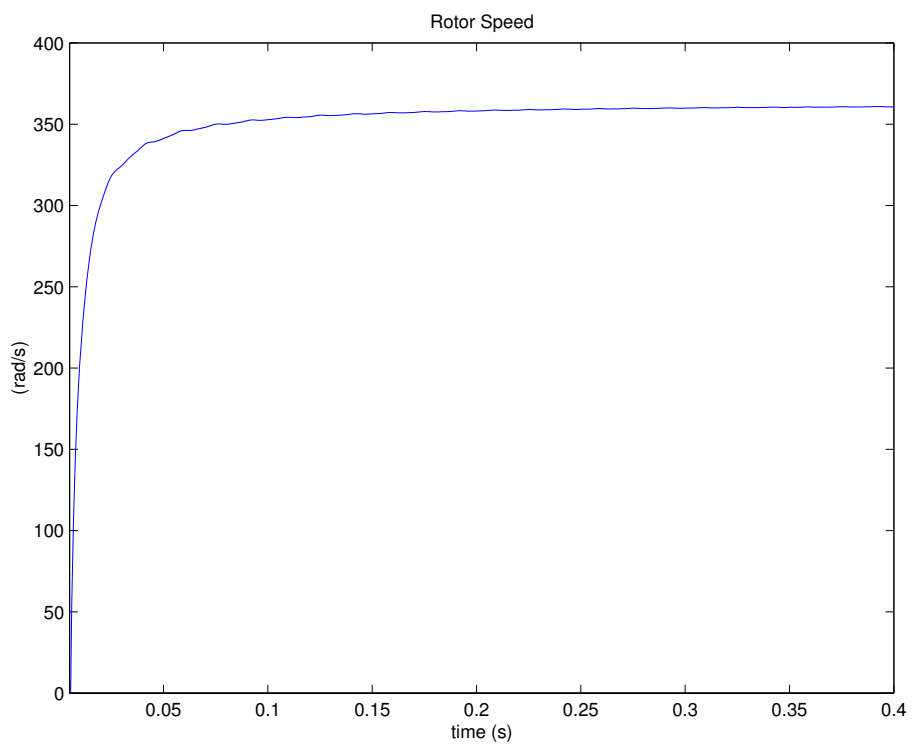
Note que para a realização deste experimento e os testes que vêm a seguir, o neutro do motor de indução foi desconectado do ponto central do banco de capacitores do inversor de frequência.

Parâmetros	Padrão	Estimados	Erro (%)
$r_s (\Omega)$	29	28,10	3,10
$r_r (\Omega)$	30	30,80	2,60
$l_s (H)$	0,83	0,85	2,40
$l_r (H)$	0,83	0,85	2,40
$l_m (H)$	0,80	0,82	2,50
$l_{ls} (mH)$	32,50	30	7,60
$l_{lr} (mH)$	32,50	30	7,60

Tabela 6.1: Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método I para a máquina I.



(a)



(b)

Figura 6.3: Malha aberta a) tensões e correntes dq do estator. b) velocidade do rotor.

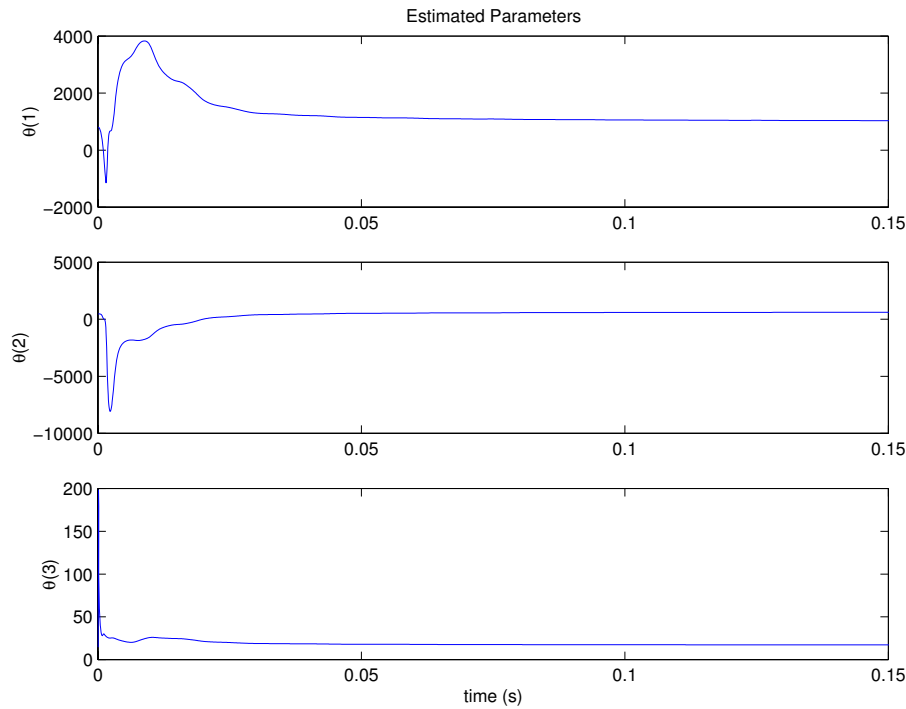


Figura 6.4: Parâmetros estimados em malha aberta.

6.4 Experimento 3 - malha fechada

6.4.1 Usando o Método II

Este experimento foi realizado em malha fechada utilizando um controlador PID de corrente ($k_p = 232$, $k_i = 56000$ e $k_d = 0,877$). É importante citar que este controlador inicial pode ser projetado utilizando os parâmetros obtidos por ensaios clássicos ou estimados em malha aberta. Nesta etapa do experimento, considerou-se um controlador inicial conhecido. Entretanto, os ganhos deste controlador poderiam ser sintonizados por qualquer método de controle. Na Seção 6.5 é apresentado um re-projeto para este controlador utilizando uma técnica conhecida como alocação de pólos.

A frequência fundamental da corrente senoidal de referência, \mathbf{i}_s^* , foi de $f_e = 10Hz$. Nas Figuras 6.5a e 6.5b estão representadas as correntes reais e de referências no eixo dq . A velocidade do rotor obtida no experimento de malha fechada está representada pela Figura 6.6. As curvas das evoluções no tempo dos parâmetros estimados obtidos pela equação (3.85) estão representadas pela Figura 6.7. As condições iniciais dos vetores paramétricos foram nulas, explicando assim, o transitório ocorrido nos parâmetros apresentados na Figura 6.7. Estes transitórios podem deixar o sistema instável quando se aplica a técnica em tempo-real. Contudo, para aplicar a técnica proposta em ajustes "on-line" basta informar ao estimador os parâmetros iniciais, que podem ser obtidos a partir da estimação

de malha aberta.

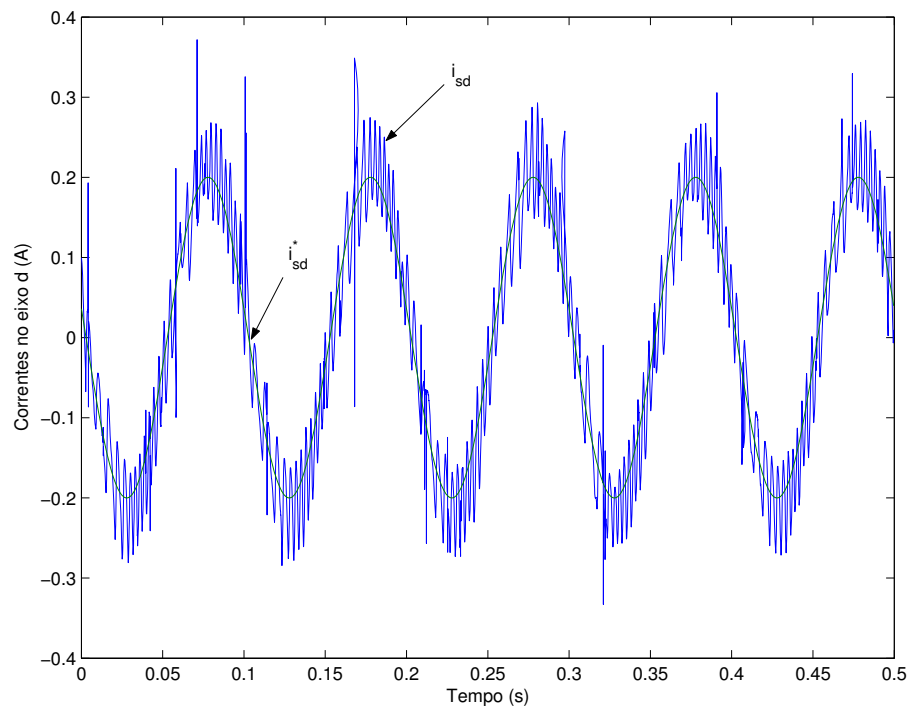
Como mencionado antes, é importante notar que os dados obtidos durante o transitório da velocidade do rotor têm sido explorados também neste método para estimar os três parâmetros elétricos dados em (3.85). Na Tabela 6.2 estão apresentados os valores padrões (obtidos através de ensaios a vazio e de curto circuito) e estimados de todos os parâmetros elétricos do motor de indução sob teste experimental.

Parâmetros	Padrão	Estimados	Erro (%)
$r_s (\Omega)$	29	28,10	3,10
$r_r (\Omega)$	30	30,70	2,30
$l_s (H)$	0,83	0,85	2,40
$l_r (H)$	0,83	0,85	2,40
$l_m (H)$	0,80	0,82	2,50
$l_{ls} (mH)$	32,50	30	7,60
$l_{lr} (mH)$	32,50	30	7,60

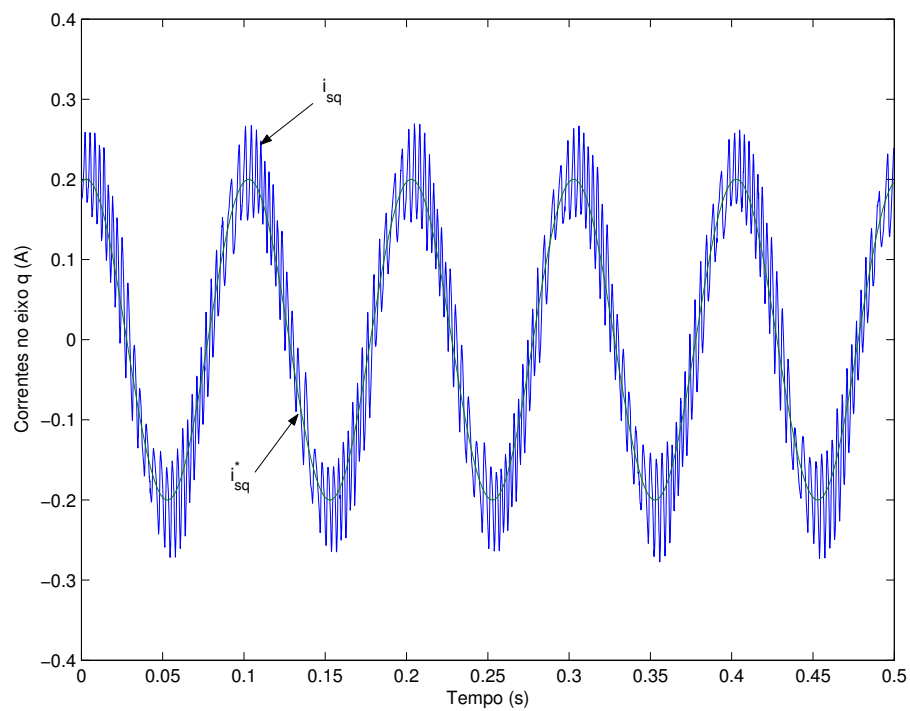
Tabela 6.2: Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método II para a máquina I.

Como pode ser observado pela Tabela 6.2, os testes experimentais têm demonstrado que é possível estimar todos os parâmetros elétricos do motor de indução com uma boa exatidão. É importante frisar que o erro foi calculado em regime permanente e também em relação aos parâmetros obtidos por meios clássicos. Isto não quer dizer que os parâmetros estimados estão errados. De fato, já tem sido provado na literatura que parâmetros estimados em malha fechada provem resultados melhores no que diz respeito a estratégia de controle.

Portanto, a técnica proposta possibilita alcançar bons resultados com sinais de pouca persistência e de alimentação normal da máquina (sinal PWM senoidal), diferentemente da maioria das técnicas presentes na literatura, em que utilizam formas de ondas especiais para alimentar a máquina.



(a)



(b)

Figura 6.5: Controle de corrente: a) eixo d. b) eixo q.

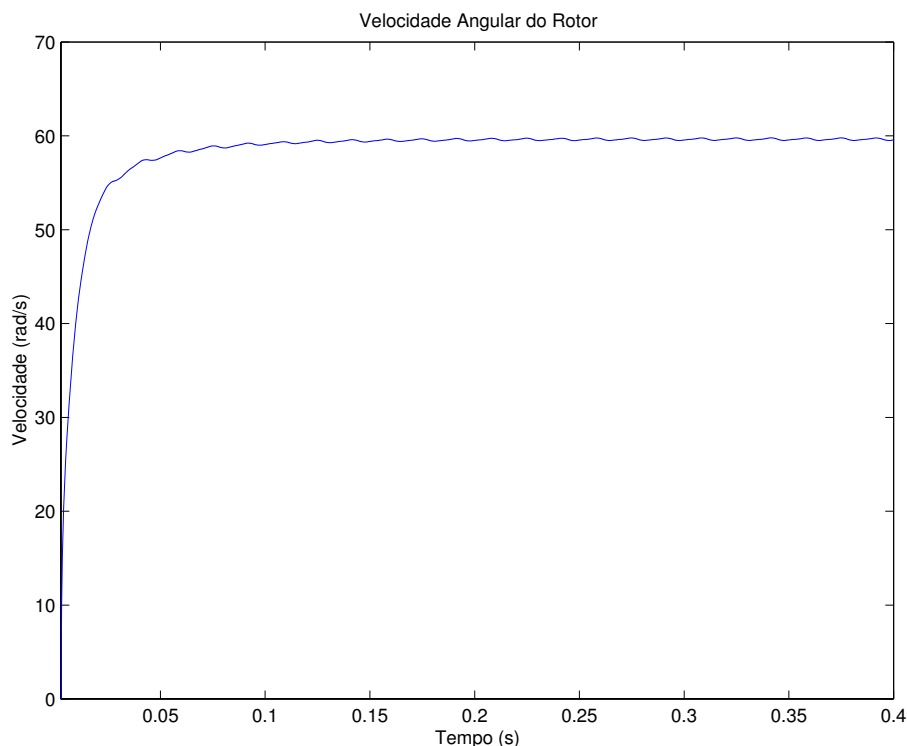


Figura 6.6: Velocidade angular do rotor.

6.4.2 Usando o Método III

Para esta parte do experimento, foram obtidos apenas resultados de simulação, devido a problemas operacionais na bancada. Contudo, na seção 6.7 são apresentados testes experimentais com outra máquina para validar o método proposto.

O diagrama de blocos da Figura 4.1 foi simulado, onde $G(p)$ é a função de transferência da máquina e, $C(s)$ é um controlador PI padrão de ganhos $k_p = 312$ e $k_i = 1000$. É importante salientar que este controlador inicial já estava operando em malha fechada de corrente e seus ganhos foram obtidos ajustando-se manualmente pelo método de tentativa e erro. Entretanto, na Seção 6.5 são apresentados re-projetos de controladores utilizando técnicas de alocação de pólos.

A saída do controlador foi somada a um sinal de alta frequência para realização desta etapa. A frequência desta tensão senoidal (v_s^h) foi de 1KHz , um décimo da frequência de chaveamento utilizada para o PWM. A frequência fundamental da corrente senoidal de referência, \mathbf{i}_s^* , foi de $f_e = 60\text{Hz}$. O período de amostragem utilizado nesta simulação foi de $45\mu\text{s}$. Este período é suficiente para amostragem de um sinal com frequência de 1KHz , já que satisfaz a teoria de amostragem de sinais.

Na Figura 6.8a estão representadas as correntes estatóricas reais e de referências de eixo d . Note que na corrente real aparece a componente de alta frequência. Isto pode

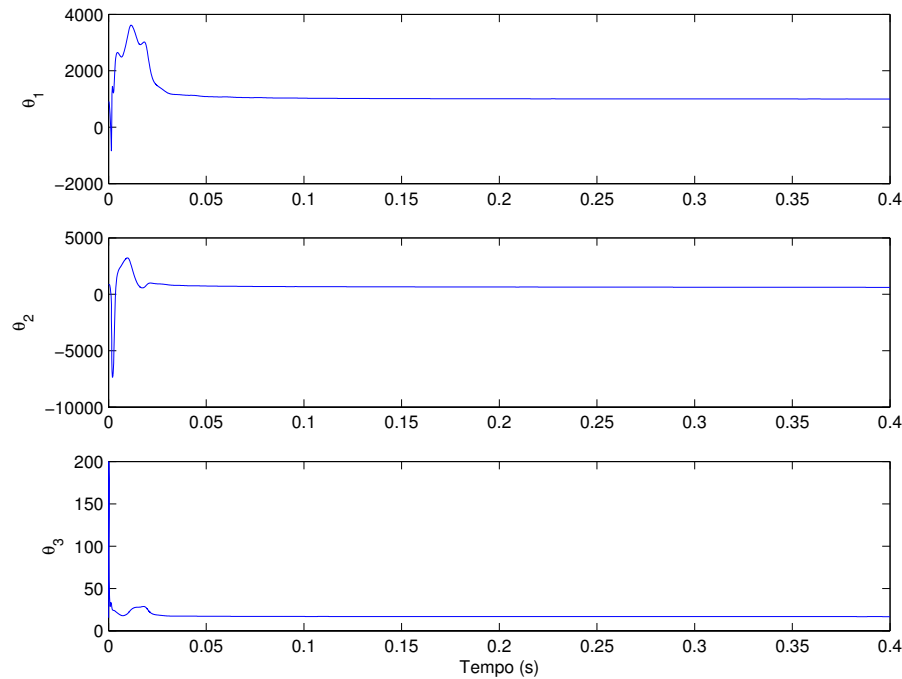


Figura 6.7: Parâmetros estimados em malha fechada usando o Método II.

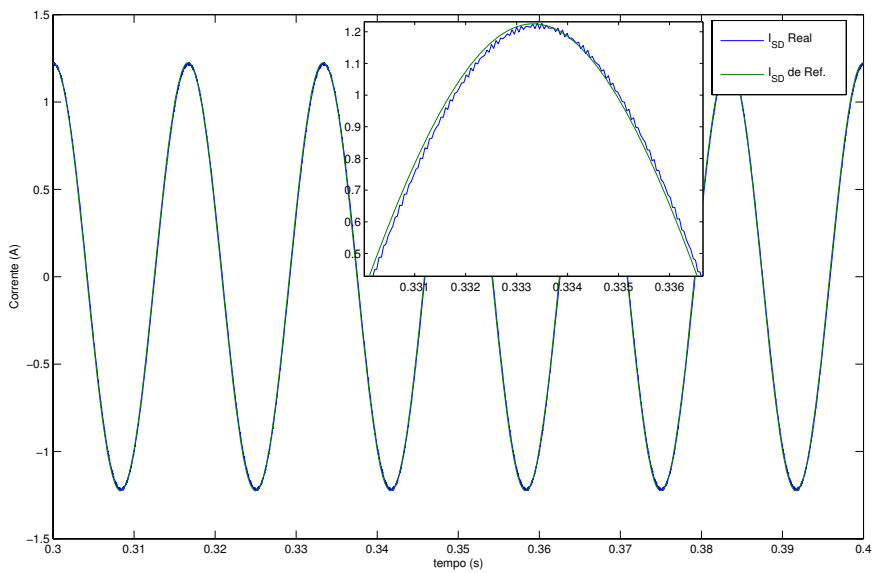
ser observado pela ampliação dada na Figura 6.8a. O sinal de alimentação da máquina está representado pela Figura 6.8b. Este sinal é a soma do sinal proveniente da saída do controlador e do sinal de alta frequência. A Figura 6.8b também representa a tensão estatórica de eixo d .

A curva da evolução no tempo do parâmetro σl_s estimado, obtido por (4.4) está representado pela Figura 6.9. Observe em (4.3) e (4.5) que só é necessário medir a corrente estatórica da componente de alta frequência para estimar σl_s . Essa componente é obtida utilizando um filtro passa alta (FPA). O FPA foi projetado utilizando um 'toolbox' do Matlab para uma frequência de $800Hz$. Nas Figuras 6.10a e 6.10b estão representados os parâmetros estimados obtidos por (4.16) no Método III. Observe também em (4.14) e (4.15) que só é necessário medir o sinal de corrente da componente fundamental para estimar esses parâmetros.

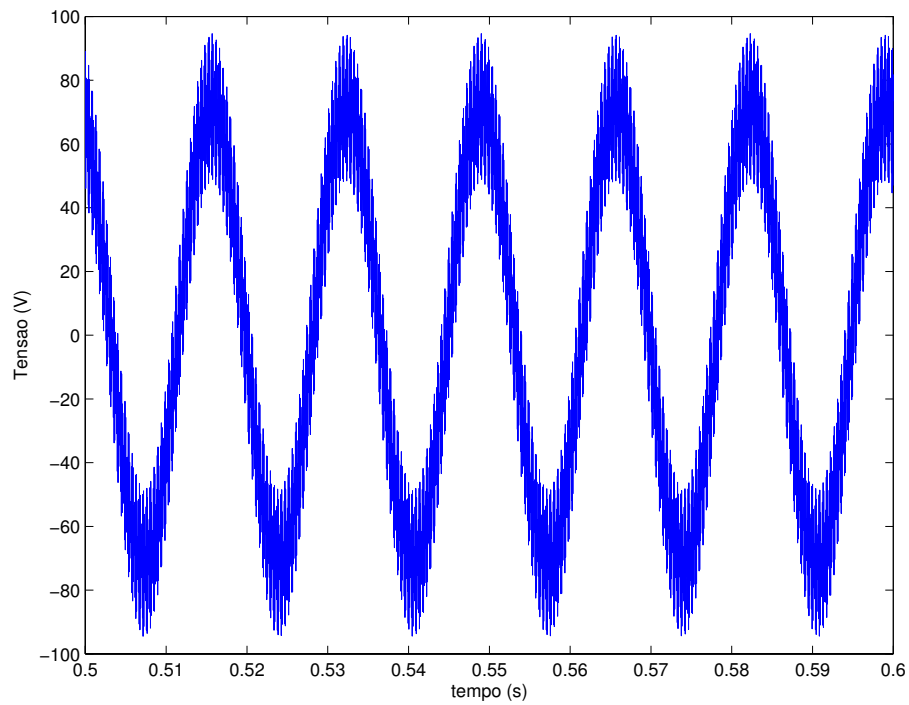
6.5 Sintonia do controlador

Em adição, o desempenho da malha de controle de corrente, no referencial estatórico, é significativamente melhorado quando os novos parâmetros estimados em malha fechada são aplicados no re-projeto do controlador.

Para validar a técnica proposta neste trabalho, o controlador PID da equação (3.70) foi sintonizado utilizando os novos parâmetros elétricos estimados em malha fechada pelo



(a)



(b)

Figura 6.8: Sinais obtidos para o método III : a) corrente estática de eixo d b) tensão estática de eixo d.

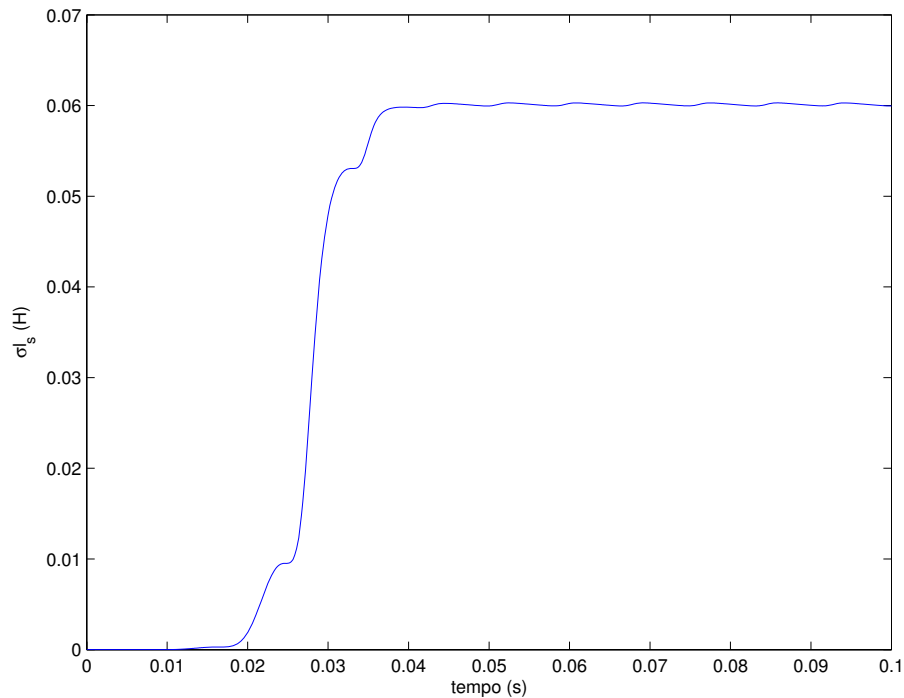


Figura 6.9: Parâmetro estimado com sinal de alta frequência.

Método II. Resultados experimentais similares para a sintonia do controlador poderiam ser obtidos também usando o Método III.

O método escolhido para sintonizar o controlador foi o projeto de alocação de pólos (MIDDLETON; GOODWIN, 1990), onde o polinômio característico desejado de malha fechada foi determinado por

$$A^*(p) = (p^2 + 2\xi\omega_n p + \omega_n^2)(p + c) \quad (6.5)$$

com $\xi = 0,9$; $\omega_n = 73,8$ e $c = 37,5$.

Para o projeto do controlador inicial foi utilizado o modelo do motor de indução com o rotor bloqueado ($\omega_r = 0$). A função de transferência desse modelo é dada por

$$G(p) = \frac{\frac{1}{\sigma l_s} p + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r}}{p^2 + \alpha p + \frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r}} = \frac{B(p)}{A(p)} \quad (6.6)$$

e portanto, o denominador da função de transferência de malha fechada é:

$$A^*(p) = Q(p)B(p) + R(p)A(p) \quad (6.7)$$

onde $Q(p)$ e $R(p)$ são o numerador e o denominador, respectivamente, do controlador PID.

Assim, substituindo os parâmetros elétricos estimados em malha fechada na equação (6.6) e resolvendo a Equação de Diophantine (6.7) (MIDDLETON; GOODWIN, 1990), foram

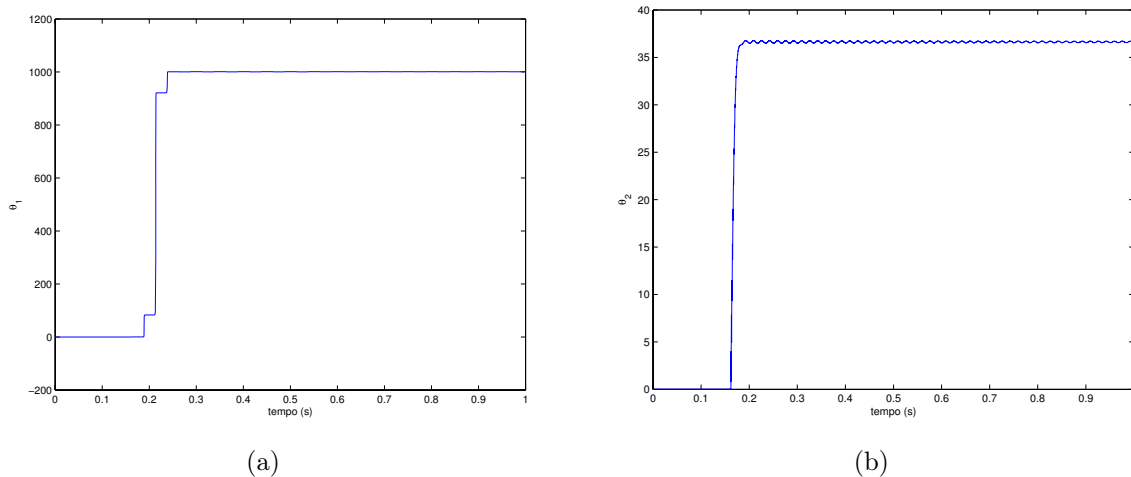


Figura 6.10: Parâmetros estimados pelo método III : a) α b) $\frac{1}{\tau_r}$.

obtidos os novos ganhos do controlador. A função de transferência do controlador re-projetado é dado por:

$$C_1(p) = \frac{k_i + k_p p + k_d p^2}{p} \quad (6.8)$$

onde $k_p = 185$, $k_i = 32120$ e $k_d = 5,63$.

Nas Figuras 6.11a e 6.11b estão representadas as correntes reais e de referência de eixo dq no referencial estático, utilizando o controlador sintonizado. Observando as Figuras 6.11a e 6.11b está claro que o desempenho da malha de corrente foi melhorado em relação ao desempenho do controlador inicial.

Para avaliar os desempenhos dos controladores, utilizou-se como critério o erro médio quadrático das correntes reais e de referência, definido pela seguinte equação

$$E(C_i) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [\mathbf{i}_s^*(t) - \mathbf{i}_s(t)]^2, i = 0, 1, 2, \dots \quad (6.9)$$

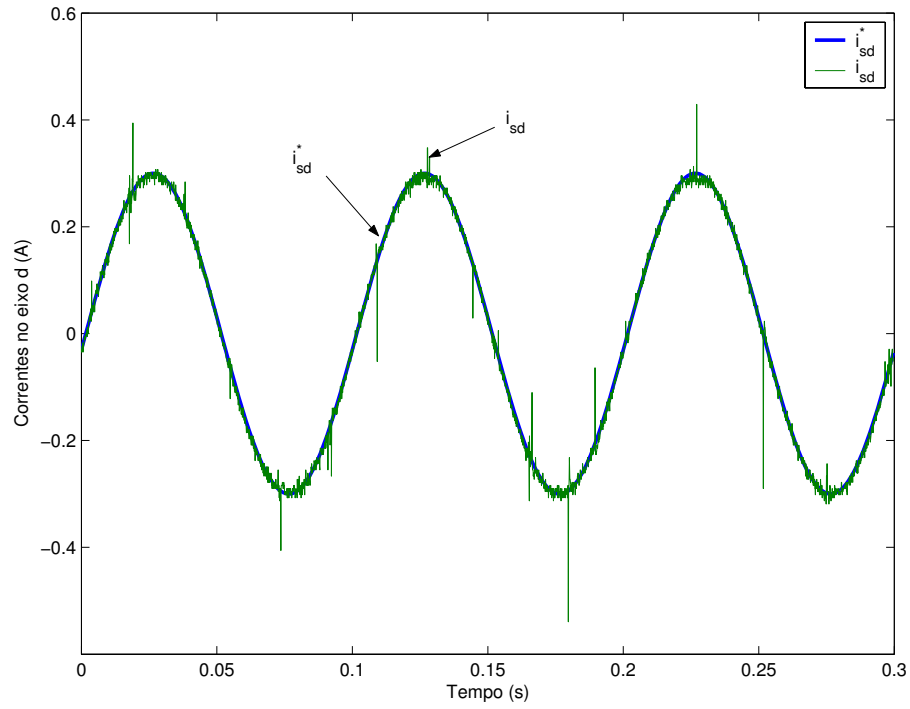
onde $N = 5000$ é o número de amostras. Os erros obtidos em regime permanente referentes ao desempenho dos controladores foram

$$E(C_0) = 0,00540 \quad (6.10)$$

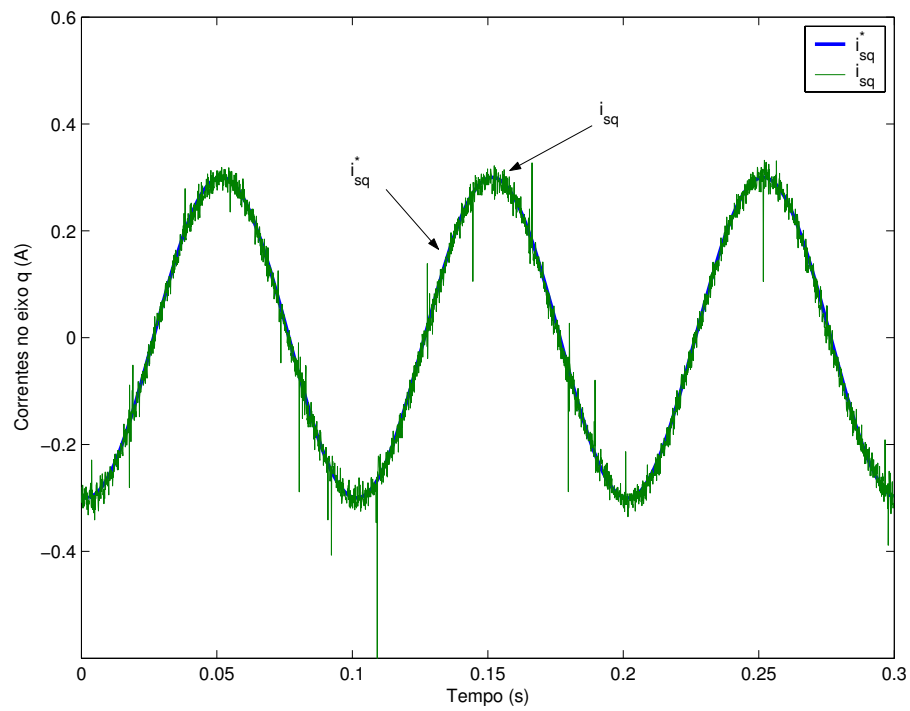
$$E(C_1) = 0,00024 \quad (6.11)$$

onde $E(C_0)$ é calculado para o controlador inicial e $E(C_1)$ é calculado para o controlador sintonizado. Assim, analisando os erros, comprova-se que o desempenho de malha fechada é muito melhorado quando o controlador re-projetado é empregado.

A técnica proposta possibilita o re-projeto do controlador de corrente a partir dos parâmetros estimados obtidos em malha fechada. Também, os parâmetros estimados são utilizados diretamente para sintonizar 'on-line' o controle de fluxo e conjugado (controle



(a)



(b)

Figura 6.11: Correntes estáticas após a sintonia do controlador a) eixo d . b) eixo q .

mais externo do sistema de acionamento), que é realizado na maioria dos casos em malha aberta (p.ex., na estratégia de controle com orientação indireta pelo campo rotórico) e é, portanto, muito sensível a variações paramétricas. Na próxima seção são apresentados resultados do controle online de fluxo e conjugado utilizando o Método III.

6.6 Controle do fluxo e conjugado

Finalmente, na última parte, a estratégia de projeto de controle para o fluxo e o conjugado eletromagnético proposto neste trabalho foi aplicado (NETTO et al., 2005b). Os resultados apresentados nesta seção foram obtidos a partir de simulações. No entanto, resultados experimentais para a estratégia IFOC são apresentados na próxima seção. O controle do fluxo usando a estratégia IFOC sem nenhuma variação paramétrica está representado na Figura 6.12. É notório, observando a Figura 6.12 que o fluxo rotórico está controlado em torno do fluxo de referência ($\phi_r^* = 0,8$). Portanto, quando não se tem variações nos parâmetros do motor de indução, esta estratégia apresenta um bom desempenho.

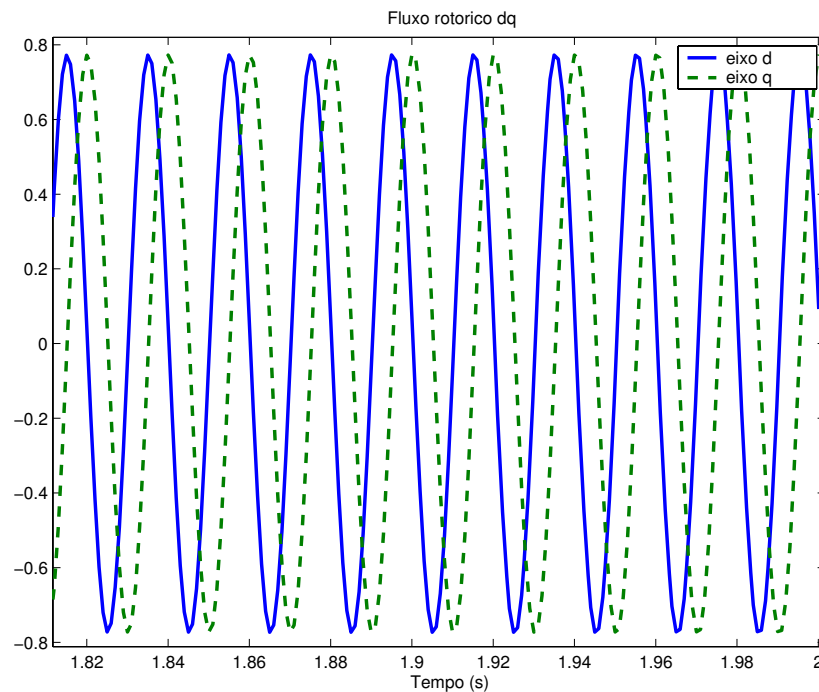


Figura 6.12: Controle do fluxo rotórico sem variações paramétricas.

Realizou-se um outro teste de simulação onde a constante de tempo rotórica foi variada e nenhum algoritmo de adaptação foi utilizado para compensar essas variações. O resultado deste experimento está mostrado na Figura 6.13a. Note na Figura 6.13a que o fluxo rotórico não consegue seguir o fluxo de referência ($\phi_r^* = 0,8$) depois que a constante de tempo rotórica foi variada.

Foi realizado também um novo teste com variações paramétricas, porém o algoritmo de adaptação apresentado no Método III foi utilizado. Na Figura 6.13b são mostrados o controle de fluxo e conjugado eletromagnético obtidos com variações na constante de tempo rotórica. Note na Figura 6.13b que apesar da variação de 50% da constante de tempo rotórica tanto o fluxo como o conjugado eletromagnético seguem as referências. Portanto, o estimador de malha fechada compensa as variações paramétricas que são críticas no caso do controle indireto com orientação pelo campo rotórico.

6.7 Testes experimentais para outra máquina

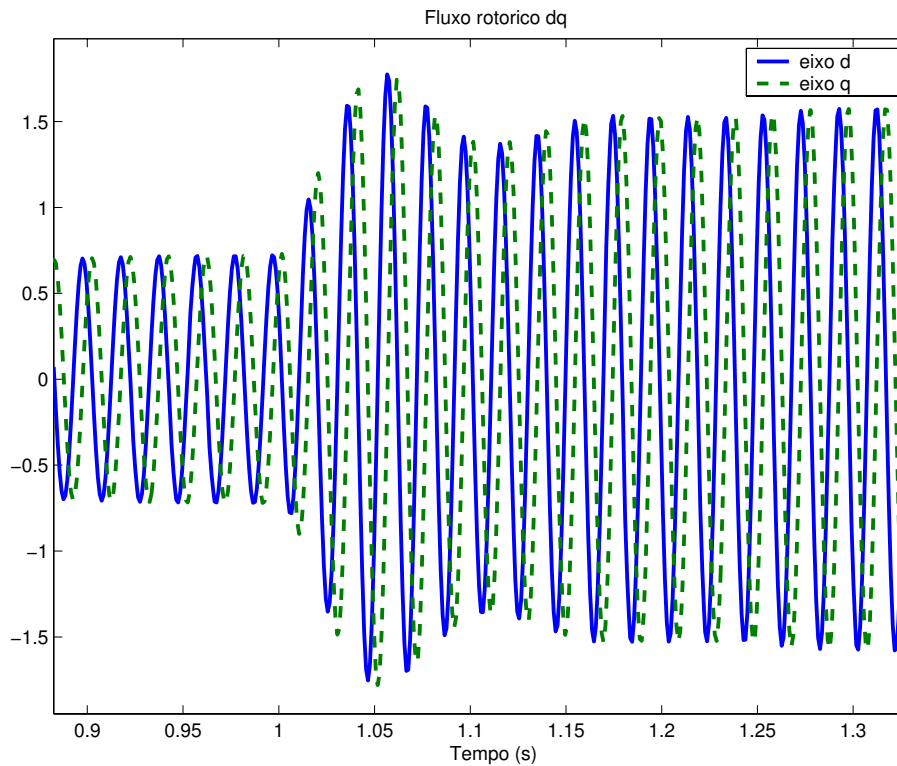
Para obter um respaldo maior dos métodos propostos aqui nesta tese, também foram realizados experimentos com outro motor de indução. As especificações do fabricante para a máquina estão representadas na tabela 6.7.

Especificação	Valores
tensão (V)	220/380/440
corrente (A)	8, 8/5, 1/4, 4
freqüência (Hz)	60
potência (KW)	2, 2
Velocidade (rpm)	1740

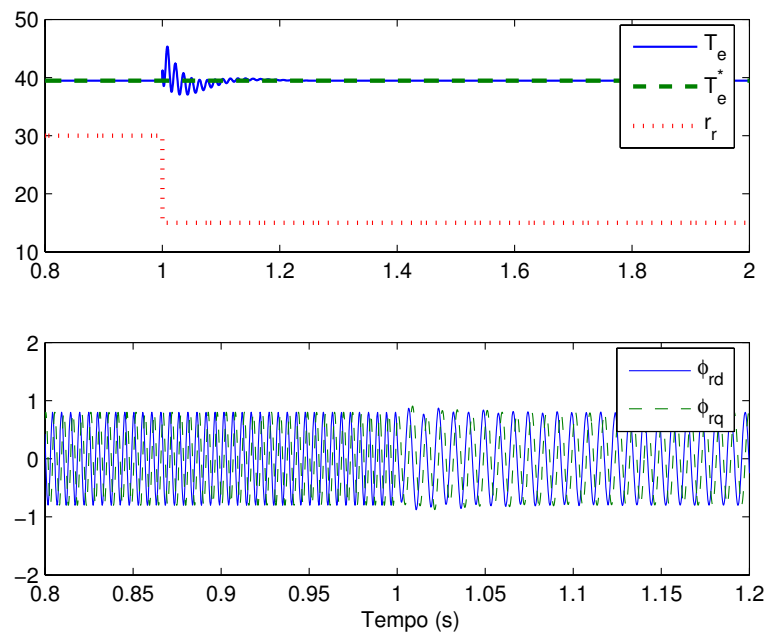
Tabela 6.3: Especificações do fabricante para a máquina II.

Os testes experimentais foram realizados usando o mesmo sistema de acionamento da Figura 2.1 e a mesma metodologia adotada para a máquina anterior. O período de amostragem de aquisição dos dados para este experimento foi de $100 \mu s$. É importante citar que os restantes dos dados referentes a estes ensaios são os mesmos do anterior, a menos que seja especificado explicitamente no texto. É necessário ressaltar também, que os sinais de corrente e tensão estatóricas são medidos por meio de sensores a efeito Hall e a velocidade é determinada a partir da medição da posição mecânica, medida por meio de um encoder de posição absoluto de 9 bits.

A seguir são apresentados os resultados de estimação de parâmetros, controles de correntes, fluxos e conjugado, para o motor de indução.



(a)



(b)

Figura 6.13: a) Controle do fluxo rotórico com variações paramétricas. b) Controle do fluxo-conjugado com variações paramétricas e utilização do estimador de malha fechada.

6.7.1 Experimento 1 - modelo homopolar

Neste ensaio, a máquina foi alimentada por uma tensão PWM trifásica simétrica. O sinal modulante empregado foi composto de uma componente fundamental ($f_e = 60 \text{ Hz}$) e uma tensão homopolar de $f_0 = 10 \text{ Hz}$ com amplitude sendo 10% da componente fundamental. O neutro da máquina foi conectado ao ponto central do banco de capacitores para a medição da corrente homopolar (veja Figura 2.1). Os sinais medidos para tensão homopolar e corrente homopolar estão representados pela Figura 6.14a. As curvas de evoluções no tempo dos parâmetros estimados, resistência estatórica e indutância de dispersão, estão representadas pela Figura 6.14b. Como mencionado anteriormente, é importante lembrar que esta primeira parte do experimento foi comum para os três métodos de estimação de parâmetros. Também é bom frisar que esta etapa só é realizada uma vez, já que os parâmetros elétricos do modelo homopolar da máquina em operação não variam com o tempo. Porém, se necessário, essa etapa pode ser realizada mais de uma vez. Note que para a realização dos próximos experimentos o neutro do motor de indução foi desconectado do ponto central do banco de capacitores.

6.7.2 Experimento 2 - malha aberta

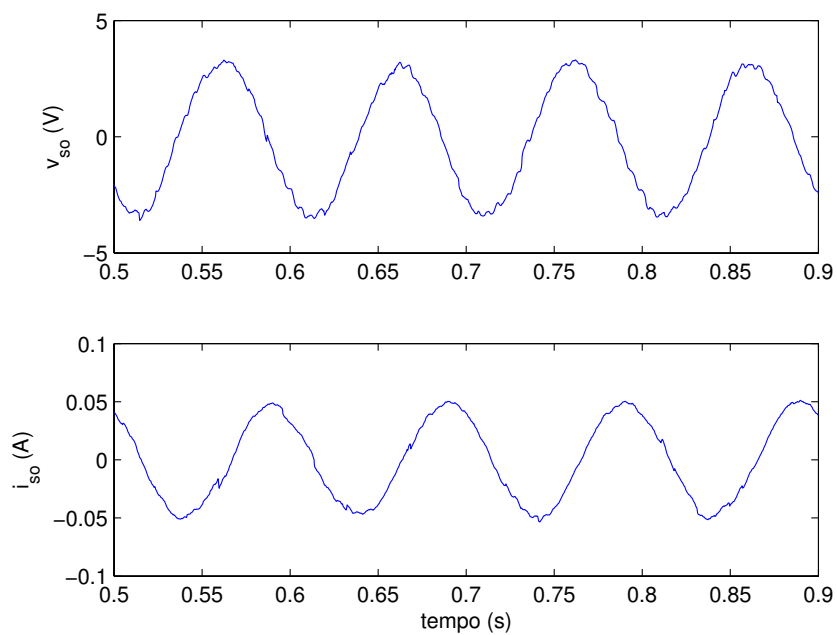
Nesta etapa do experimento, a máquina foi alimentada por uma tensão PWM senoidal com frequência fundamental de 60 Hz . Na Figura 6.15a estão representadas as formas de ondas das tensões dq do estator, correntes dq do estator e velocidade do rotor, obtidas a partir de medições. Então, empregando as equações (3.12)-(3.14) descritas no passo 2 do método I obtém-se a estimação dos parâmetros da equação (3.14). Na Figura 6.15b estão representadas as curvas das evoluções no tempo dos parâmetros estimados. Na Tabela 6.4 estão apresentados os valores padrões (obtidos através de ensaios a vazio e de curto circuito) e estimados de todos os parâmetros elétricos do motor de indução sob teste experimental.

6.7.3 Experimento 3 - malha fechada

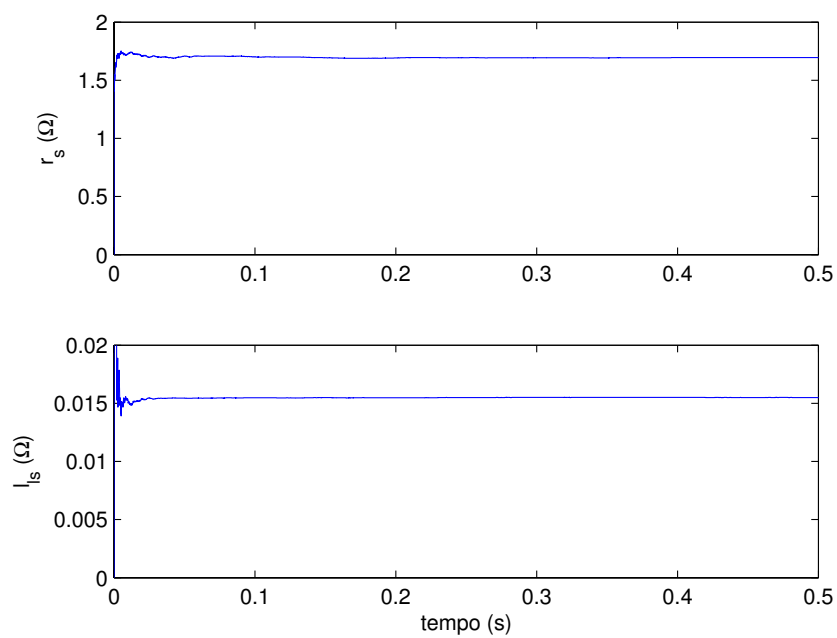
Usando o Método II

Este experimento foi realizado em malha fechada utilizando um controlador PI modificado de corrente com ganhos dados por: $k_p = 18$ e $k_i = 4500$. Este controlador inicial já estava disponível e apenas foi usado no experimento. No entanto, pode-se projetar os ganhos do controlador inicial utilizando os parâmetros estimados em malha aberta ou usando os valores obtidos por testes padrões.

A frequência fundamental da corrente senoidal de referência, \mathbf{i}_s^* , foi de $f_e = 20 \text{ Hz}$.

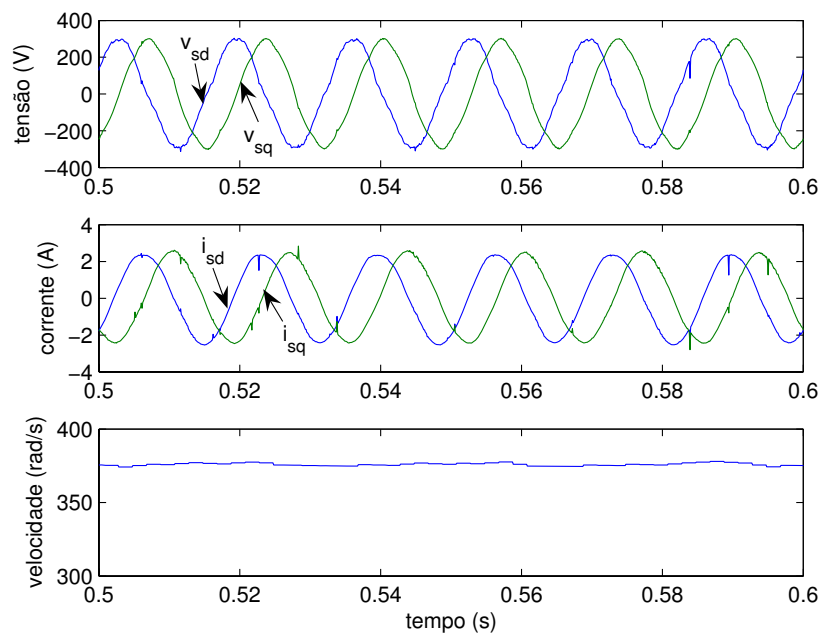


(a)

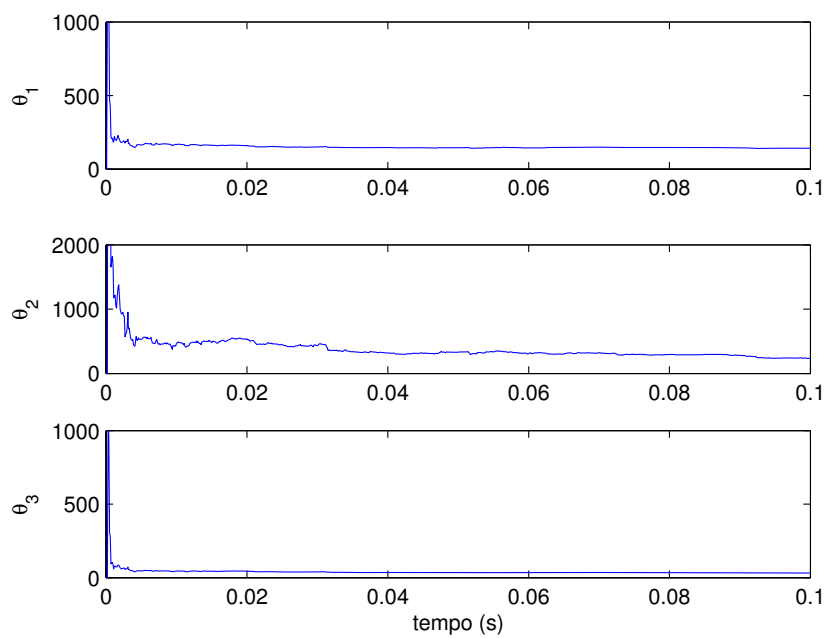


(b)

Figura 6.14: a) Tensão e corrente homopolar b) Parâmetros homopolares estimados.



(a)



(b)

Figura 6.15: a) Tensão e corrente do estator, e velocidade do rotor b) Parâmetros estimados em malha aberta.

Parâmetros	Padrão	Estimados
$r_s (\Omega)$	1,90	1,70
$r_r (\Omega)$	2,55	2,72
$l_s (H)$	0,290	0,310
$l_r (H)$	0,290	0,310
$l_m (H)$	0,279	0,294
$l_{ls} (mH)$	10,50	15,5
$l_{lr} (mH)$	10,50	15,9

Tabela 6.4: Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método I para a máquina II.

Na Figura 6.16a estão representadas as correntes reais e de referências no eixo dq obtidas a partir de medições. A velocidade do rotor e as tensões dq obtidas no experimento de malha fechada estão representadas pela Figura 6.16b. Pode ser observado na Figura 6.16b pequenas ondulações na velocidade medida, isto pode ser explicado pelo fato do sensor de posição (encoder de 9 bits) utilizado nos experimentos ser antigo e não ser muito exato. Uma solução seria usar um encoder mais novo de 13 bits.

Note que não são necessárias as medições de tensões para estimar os parâmetros elétricos em malha fechada. Então, a partir dos sinais medidos de corrente e velocidade e usando o estimador apresentado no método II pode-se estimar os parâmetros elétricos do motor de indução. As curvas das evoluções no tempo dos parâmetros estimados obtidos pela equação (3.85) estão representadas pela Figura 6.17.

Como mencionado antes, é importante notar que os dados obtidos durante o transitório da velocidade do rotor têm sido explorados também neste método para estimar os três parâmetros elétricos dados em (3.85). Entretanto, no método III foi apresentada uma estratégia para estimar os parâmetros sem depender do transitório de velocidade.

Na Tabela 6.5 estão apresentados os valores padrões (obtidos através de ensaios a vazio e de curto circuito) e estimados de todos os parâmetros elétricos do motor de indução sob teste experimental. Como pode ser observado pela Tabela 6.5, os testes experimentais têm demonstrado que é possível estimar todos parâmetros elétricos do motor de indução

com uma boa exatidão. Além disso, a técnica proposta consegue estimar os parâmetros a partir de sinais de alimentação normal da máquina (sinal PWM senoidal).

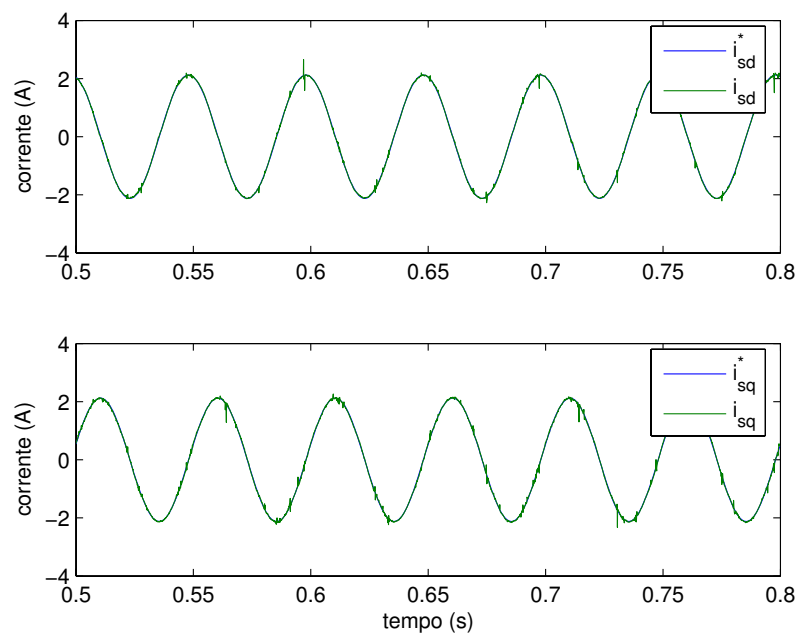
Parâmetros	Padrão	Estimados
$r_s (\Omega)$	1,90	1,70
$r_r (\Omega)$	2,55	3,04
$l_s (H)$	0,290	0,330
$l_r (H)$	0,290	0,362
$l_m (H)$	0,279	0,314
$l_{ls} (mH)$	10,50	15,5
$l_{lr} (mH)$	10,50	48,2

Tabela 6.5: Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método II para a máquina II.

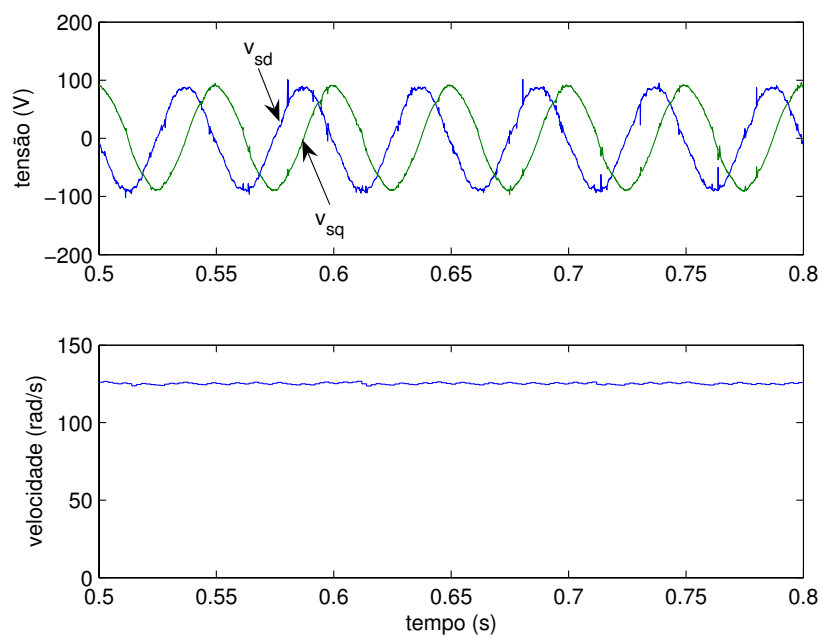
Usando o Método III

Este experimento foi realizado em malha fechada via o mesmo controlador PI modificado apresentado na seção anterior. O diagrama de blocos da Figura 4.1 foi usado como base para este ensaio. Então, a saída do controlador foi somada a um sinal de tensão de alta frequência. A frequência desta tensão senoidal (v_s^h) foi de $800Hz$ e a frequência fundamental da corrente senoidal de referência, \mathbf{i}_s^* , foi de $20Hz$. O período de amostragem utilizado neste ensaio foi de $100\mu s$. Este período é suficiente para amostragem de um sinal com frequência de $800Hz$, já que satisfaz a teoria de amostragem de sinais.

Na Figura 6.18a estão representadas as correntes estatóricas reais e de referências de eixo dq medidas neste experimento. Note que na corrente real aparece a componente de alta frequência. Isto pode ser observado pela ampliação dada na Figura 6.18a que está representada pela Figura 6.18b. O sinal de alimentação da máquina está representado pela Figura 6.19. Este sinal é a soma do sinal proveniente da saída do controlador e do sinal de alta frequência. Observe na Figura 6.19 que também é ilustrado o sinal injetado de tensão em alta frequência (v_s^h).



(a)



(b)

Figura 6.16: a) Controle de Corrente no eixo dq do estator. b) Tensão estatórica e velocidade do rotor.

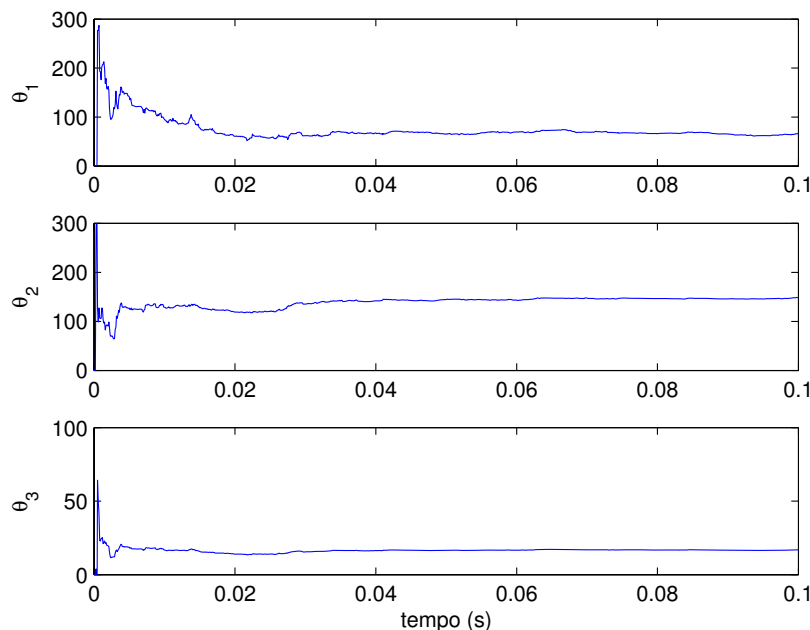


Figura 6.17: Parâmetros estimados pelo método III.

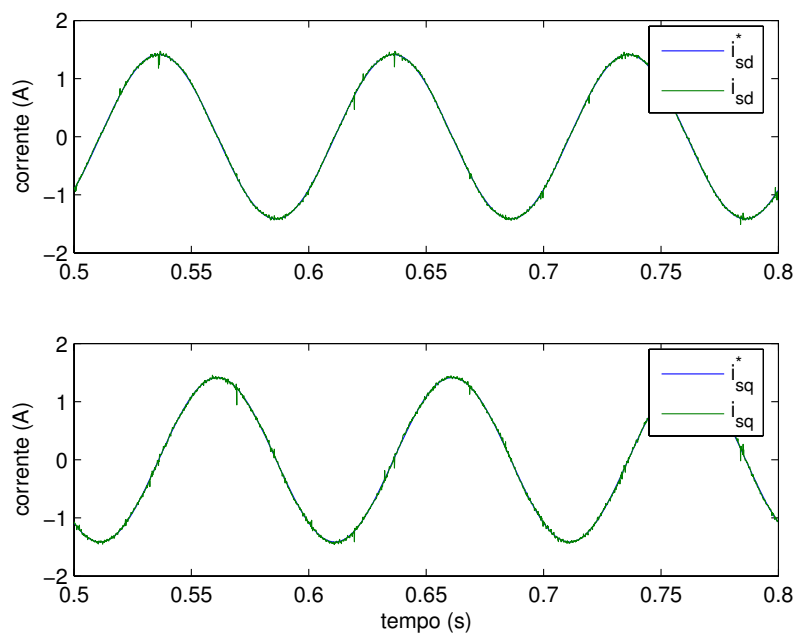
A curva da evolução no tempo do parâmetro σl_s estimado, obtido por (4.4) está representado pela Figura 6.20a. Observe em (4.3) e (4.5) que só é necessário medir a corrente estatórica da componente de alta frequência para estimar σl_s . Essa componente é obtida utilizando um filtro passa alta (FPA). O FPA foi projetado usando "toolbox" do Matlab para uma frequência de $500Hz$. Na Figura 6.20b estão representados os parâmetros estimados obtidos por (4.16) no Método III. Observe também em (4.14) e (4.15) que só é necessário medir o sinal de corrente da componente fundamental para estimar esses parâmetros.

Na Tabela 6.6 estão representados todos os parâmetros obtidos por ensaios clássicos e seus valores estimados em malha fechada utilizando o método III.

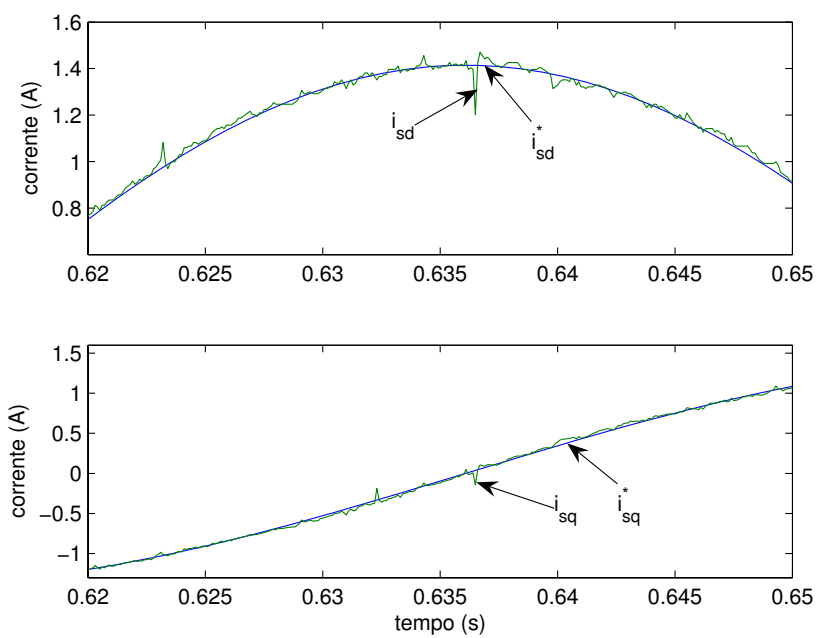
Os parâmetros estimados são utilizados diretamente para sintonizar "on-line" o controle de fluxo e conjugado (controle mais externo do sistema de acionamento), que é realizado na maioria dos casos em malha aberta (p.ex., na estratégia de controle com orientação indireta pelo campo rotórico) e é, portanto, muito sensível a variações paramétricas. Na próxima seção são apresentados resultados do controle online de fluxo e conjugado utilizando o Método III.

6.7.4 Controle do fluxo e conjugado

Finalmente, na última parte, a estratégia de projeto de controle para o fluxo e o conjugado eletromagnético proposto neste trabalho foi aplicado (NETTO et al., 2005b).



(a)



(b)

Figura 6.18: a) Correntes no eixo dq do estator. b) Ampliação das correntes no eixo dq do estator.

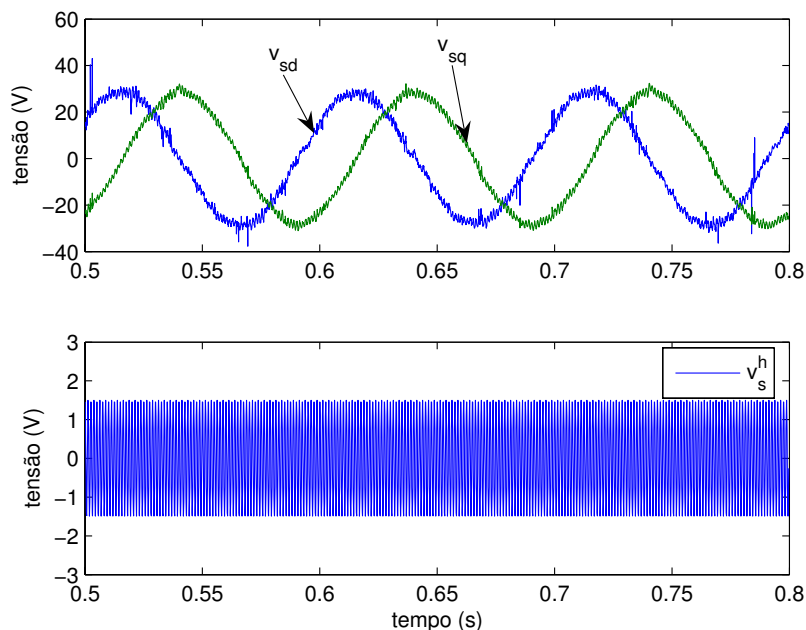


Figura 6.19: Tensão estatórica aplicada na máquina para o Método III.

O fluxo rotórico real da máquina foi estimado a partir das seguintes expressões:

$$\phi_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - r_s \mathbf{i}_s) dt \quad (6.12)$$

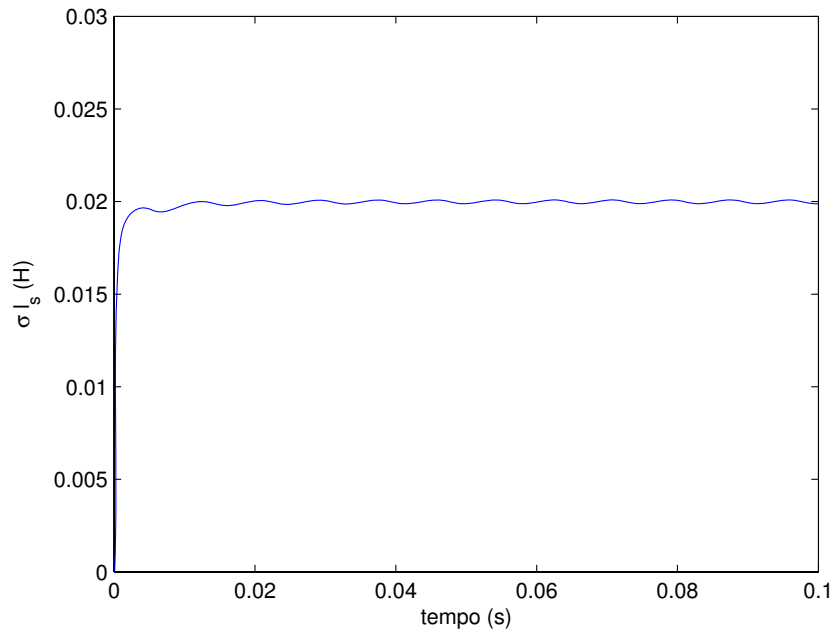
$$\phi_r = \frac{l_r}{l_m} \phi_s - \frac{\sigma l_s l_r}{l_m} \mathbf{i}_s \quad (6.13)$$

e o conjugado eletromagnético foi obtido da equação (5.9).

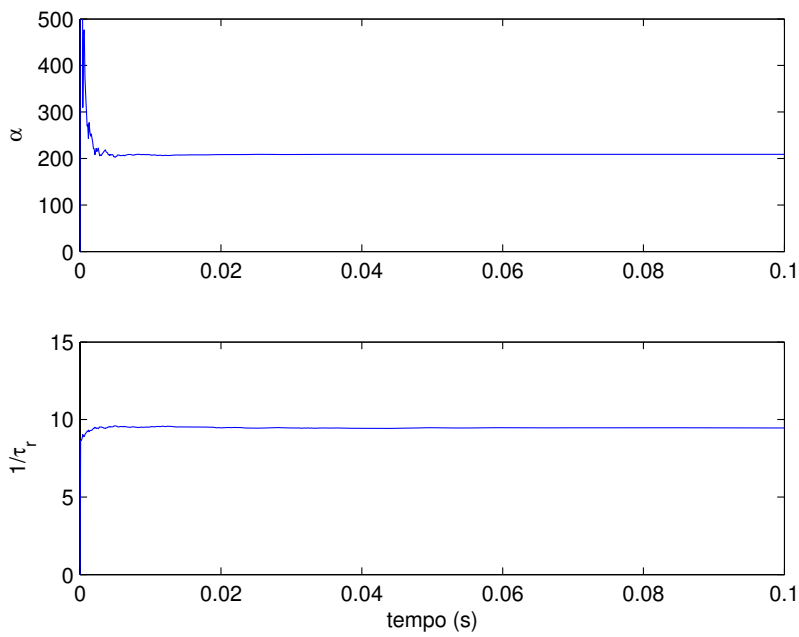
O controle do fluxo usando a estratégia IFOC sem nenhuma variação paramétrica está representado na Figura 6.21a. Observando a Figura 6.21a, nota-se que o fluxo rotórico está controlado em torno do fluxo de referência ($\phi_r^* = 0,4$). Portanto, quando não se tem variações nos parâmetros do motor de indução, esta estratégia apresenta um bom desempenho.

Realizou-se um outro experimento onde a constante de tempo rotórica foi variada e nenhum algoritmo de adaptação foi utilizado para compensar essas variações. O resultado deste experimento está mostrado na Figura 6.21b. Note na Figura 6.21b que tanto o fluxo rotórico quanto o conjugado não conseguem seguir as referências quando há variação na constante de tempo rotórica.

Foi realizado também um novo experimento com variações paramétricas, porém o algoritmo de adaptação apresentado no Método III foi utilizado. Na Figura 6.22 são mostrados o controle de fluxo e conjugado eletromagnético obtidos com variações na constante de tempo rotórica. Essa variação foi provocada usando um valor errado para a resistência rotórica na implementação do IFOC. É importante frisar que o motor de



(a)



(b)

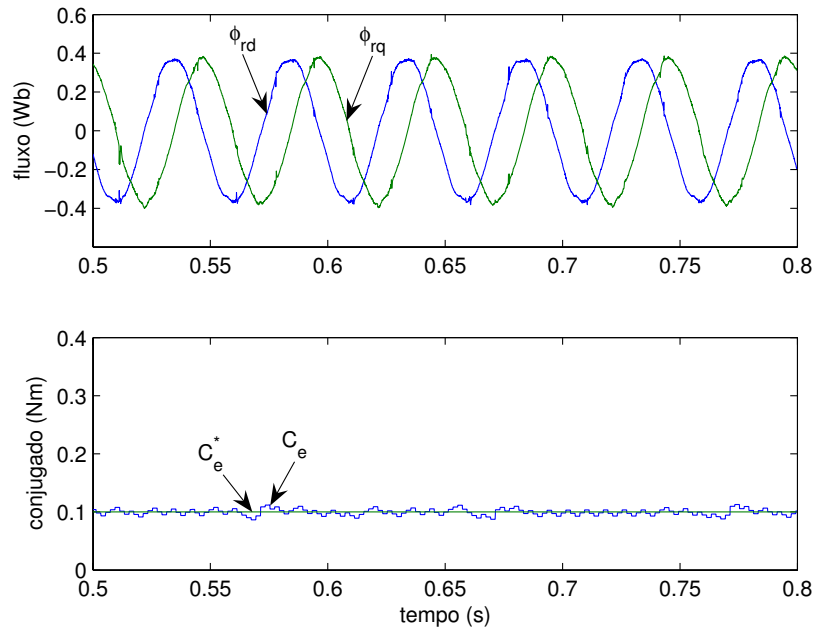
Figura 6.20: Parâmetros estimados pelo método III.

Parâmetros	Padrão	Estimados
$r_s (\Omega)$	1,90	1,70
$r_r (\Omega)$	2,55	2,36
$l_s (H)$	0,290	0,273
$l_r (H)$	0,290	0,262
$l_m (H)$	0,279	0,257
$l_{ls} (mH)$	10,50	15,50
$l_{lr} (mH)$	10,50	4,60

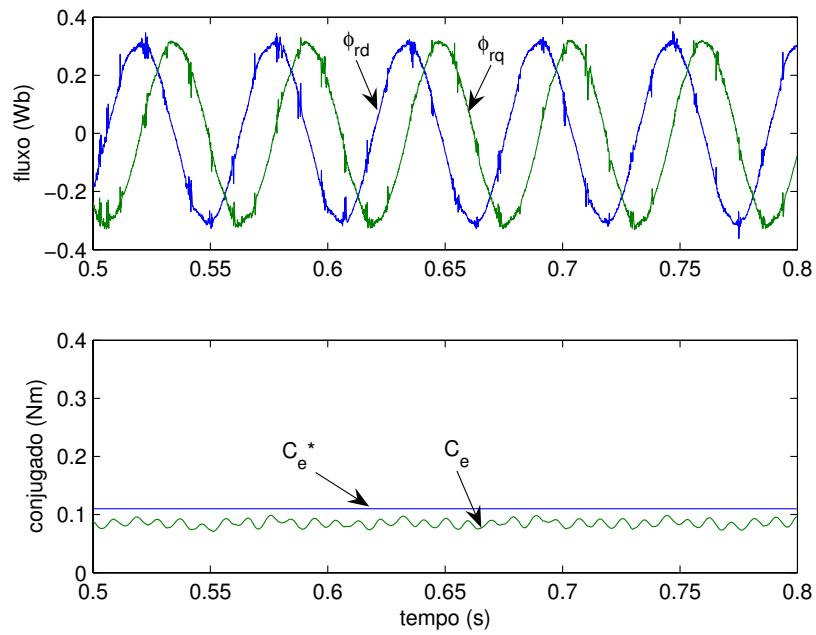
Tabela 6.6: Parâmetros obtidos por testes padrões e seus valores estimados usando o Método III para a máquina II.

indução que estava disponível para realização destes experimentos não possuía acesso as bobinas do rotor. Portanto, ficando inviável aplicar outra estratégia para variação paramétrica.

Note na Figura 6.22 que apesar da variação da constante de tempo rotórica tanto o fluxo como o conjugado eletromagnético seguem as referências. Portanto, o estimador de malha fechada compensou as variações paramétricas que são críticas no caso do controle indireto com orientação pelo campo.



(a)



(b)

Figura 6.21: IFOC a) sem variação paramétrica. b) com variação paramétrica.

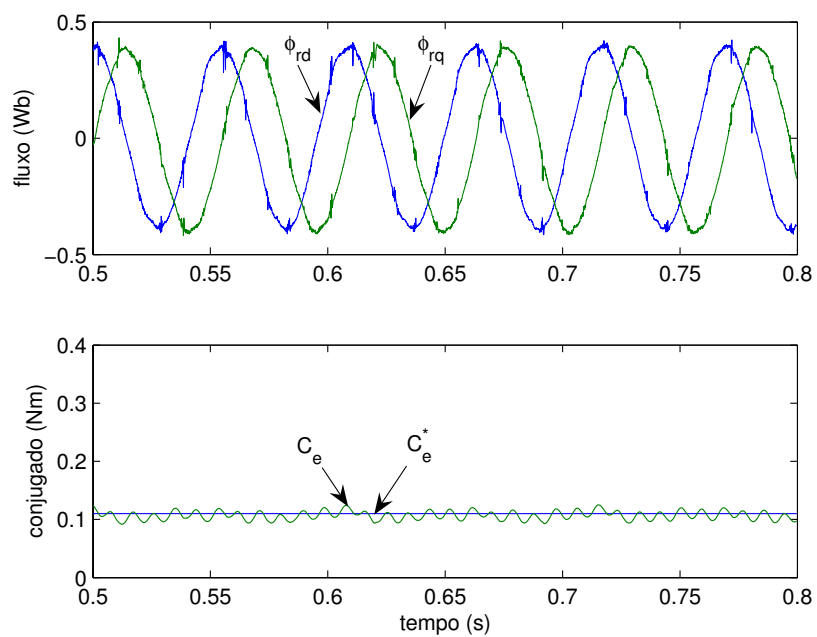


Figura 6.22: Controle do fluxo-conjugado com variações paramétricas e utilização do estimador de malha fechada.

Capítulo 7

Conclusões e Observações Gerais

7.1 Conclusão geral

Neste trabalho foram propostas três técnicas para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução em condições de operações em malha aberta e malha fechada. Os parâmetros foram obtidos utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo.

Pelos resultados obtidos, conclui-se que, diferentemente da maioria das técnicas presentes na literatura, todos os parâmetros elétricos do motor podem ser identificados a partir de estimações da resistência estatórica e indutância de dispersão juntamente com a estimação de um conjunto de parâmetros.

Em particular, os Métodos propostos em malha fechada podem ser facilmente incluídos no programa de acionamento do motor de indução para melhorar o desempenho do controlador de corrente e sintonizar em tempo-real o controlador de fluxo e conjugado. Além disso, o algoritmo é fácil de implementar e tem um esforço computacional relativamente baixo, já que converge rapidamente para os valores estimados. De fato, o projeto do experimento não é crítico em termos de persistência de excitação, ou seja, apenas com sinais de alimentação normal da máquina (sinal PWM senoidal) é possível estimar os parâmetros elétricos do motor de indução. Isto é muito útil em aplicações industriais.

Em adição, também é importante comentar que nos Métodos II e III não são necessárias as medições das tensões estatóricas para estimar os parâmetros elétricos do modelo dq do motor de indução, justificando assim, a eliminação de sensores de tensão. Entretanto, é necessário o conhecimento do modelo da fonte de alimentação, que para este trabalho foi considerado um modelo de fonte ideal.

Quanto à sintonia do controlador, ficou claro pelos resultados apresentados que o desempenho da malha de corrente é significativamente melhorado quando o re-projeto do controlador é empregado.

Por outro lado, uma estratégia de controle para o fluxo rotórico e o conjugado eletro-

magnético de um motor de indução também foi apresentada neste trabalho. Na estratégia proposta foi utilizado um estimador em malha fechada (Método III) de parâmetros elétricos para compensar as variações paramétricas. Pelos resultados obtidos, é possível utilizar o IFOC para controlar o fluxo e o conjugado da máquina mesmo na presença de variações paramétricas.

7.2 Propostas para trabalhos futuros

As contribuições deste trabalho, principalmente, na área de estimação em malha fechada de parâmetros elétricos de motores de indução ficaram evidentes ao longo do texto. No entanto, como propostas para trabalhos futuros pode-se ainda destacar alguns pontos descritos a seguir:

1. Análise da estabilidade dos algoritmos propostos;
2. Propor um método iterativo para estimar a velocidade em malha fechada usando os estimadores propostos;
3. Estudo detalhado sobre o efeito da saturação magnética na estimação de parâmetros dos motores de indução;
4. Desenvolvimento de técnicas de projeto de controladores usando os parâmetros estimados em malha fechada;

Referências Bibliográficas

ALONGE, F.; D'IPPOLITO, S. L. B. F.; RAIMONDI, F. M. Parameter identification of a mathematical model of induction motors via least-square technics. In: *in Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications*. Trieste, Italy: [s.n.], 1998. p. 491–496.

AZEVEDO, C. C. de. *Sistemas de Acionamento de Máquinas de Indução: Controle Indireto Orientado pelo Campo Independente da Velocidade e da Constante de Tempo Rotórica e Eliminação da Tensão de Modo Comum*. Dissertação (Mestrado) — Copele, UFPB, Campina Grande, PB, Outubro 2001.

BESANCON-VODA, A.; TITILIUC, M. Issues on identification in closed-loop of induction motors. In: *European Control Conference*. [S.l.: s.n.], 2001. p. 1940–1945.

BLASCHKE, F. A new method for the structural decoupling of ac induction machines. In: *Proceedings 2nd IFAC Symposium*. Dusseldorf, Germany: [s.n.], 1971. p. 1–15.

BLASCHKE, F.; BURT, J. V. D.; VANDENPUT, A. Sensorless direct field orientation at zero flux frequency. In: *Conf. Rec. IAS*. San Diego - CA, USA: [s.n.], 1996. p. 189–196.

BOSE, B. K. Scalar decoupled control of induction motor. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, v. 20, p. 216–225, 1984.

BOSE, B. K. *Power Electronics and AC Drive*. New York, USA: Englewood Cliffs, Prentice Hall, Inc, 1986.

CILIA, J.; ASHER, G. M.; BRADLEY, K. J. Sensorless position detection for vector controlled induction motor drives using an asymmetric outer-section cage. In: *Conf. Rec. IAS*. San Diego - CA, USA: [s.n.], 1996. p. 286–292.

CIRRINCIONE, M.; PUCCI, M.; VITALE, G. A least-square based methodology for estimating the electrical parameters of induction machine at standstill. In: *in Proc. IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control (AMC)*. Maribor, Slovenia: [s.n.], 2002. p. 541–547.

CORLEY, M. J.; LORENZ, R. D. Rotor position and velocity estimation for permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds. In: *Conf. Rec. IAS*. San Diego - CA, USA: [s.n.], 1996. p. 34–41.

DEGNER, M. W.; LORENZ, R. D. Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonic and carrier frequency signal injection. In: *Conf. Rec. PCC*. Nagoaka - Japan: [s.n.], 1997. p. 69–72.

DEGNER, M. W.; LORENZ, R. D. Wide bandwidth flux, position, and velocity estimation in ac machines at any speed (including zero) using multiple saliencies. In: *Conf. Rec. IAS*. New Orleans - Louisiana, USA: [s.n.], 1997. p. 760–767.

DIXON, J. W.; RIVAROLA, J. N. Induction motor speed and synchronous motor position estimator based on a fixed carrier frequency signal. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 43, n. 4, p. 505–509, aug 1996.

DONCKER, R. W. D.; NOVOTNY, D. W. The universal field oriented controller. In: *IEEE - Industry Applications Society Annual Meeting*. Orleans, USA: [s.n.], 1988.

FALB, P. L.; WOLOVICH, W. A. Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. *IEEE Trans. on Automatic Control*, v. 12, p. 651–659, 1967.

HA, J.; SUL, S. Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection. In: *Conf. Rec. IAS*. New Orleans - Louisiana, USA: [s.n.], 1997. p. 426–432.

HABETLER, T. G.; DIVAN, D. M. Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation. *IEEE Trans. Ind. Application*, v. 27, p. 893–901, 1991.

JACOBINA, C. B. *Máquinas Elétricas*. 1999.

JACOBINA, C. B.; FILHO, J. E. C.; LIMA, A. M. N. Estimating the parameters of induction machines at standstill. In: *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17. [S.l.: s.n.], 2002. p. 85–89.

JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Estratégias de controle para sistemas de acionamento com máquina assíncrona. *SBA Controle e Automação*, v. 7, p. 15–28, 1996.

JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N.; SILVA, E. R. C. da. Pwm space vector based in digital scalar modulation. In: *Power Electronics Specialists Conference - PESC*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 606–611.

JACOBINA, C. B. et al. Vector and scalar control of a four switch three phase inverter. In: *Conf. Rec. IEEE IAS Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1995.

JANSEN, P. L.; LORENZ, R. D. Transducerless position and velocity estimation in induction machines an salient ac machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 2, p. 240–247, mar-apr 1995.

JúNIOR, I. C. F. de P. *Controle de Corrente e Estimação de Posição em Máquinas Assíncronas*. Dissertação (Mestrado) — COPELE, UFPB, Campina Grande, PB, Julho 2000.

JúNIOR, R. O. de C. *Controle de Corrente Digital de Sistemas de Potência Desequilibrados Contendo Conversores Estáticos*. Dissertação (Mestrado) — Copele, UFPB, Campina Grande, PB, Maio 2000.

KONING, R. F. F. et al. A novel approach on parameter identification for inverter driven induction machines. In: *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 8, NO. 6. [S.l.: s.n.], 2000. p. 873–882.

LANDAU, I. D. *Adaptive Control: The Model Reference Approach*. Marcel Dekker, Inc.: Prentice Hall, 1979.

LEONHARD, W. *Control of Electrical Drives*. Second. Berlin, Alemanha: Springer-Verlag, Inc, 1996.

LIMA, A. M. N. *Commande Numerique d'une machine asynchrone*. Tese (Doutorado) — Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France., 1989.

LIPO, T. A.; CHANG, K. C. A new approach to flux and torque-sensing in induction machines. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, v. 22, n. 4, p. 731–737, 1986.

LJUNG, L. *System Identification. Theory for the User*. Second. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Inc, 1999.

MIDDLETON, R. H.; GOODWIN, G. C. *Digital Control and Estimation. A unified approach*. University of Newcastle, Australia: Prentice Hall International, INC, 1990.

MOONS, C.; MOOR, B. D. Parameter identification of induction motor drives. In: *Automatica*, Vol. 31. [S.l.: s.n.], 1995. p. 1137–1146.

MURPHY, J. M. D.; TURNBULL, F. G. Power electronics control of ac motors. In: *Pergamom Press*. [S.l.: s.n.], 1988.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Trans. Ind. Application*, v. 17, p. 518–523, 1986.

- NASAR, S. A.; BOLDEA, I. *Electric Machines - Steady-State Operation*. Third. [S.l.]: Taylor and Francis, 1990.
- NETTO, A. J. *Projeto Iterativo de Controladores para Motor de Indução*. Dissertação (Mestrado) — COPELE, UFPB, Campina Grande, PB, Junho 2002.
- NETTO, A. J. et al. Estimaco em tempo real dos parâmetros elétricos de um motor de induco em malha fechada. In: *XV Congresso Brasileiro de Automática - CBA*. Gramado - RS: [s.n.], 2004.
- NETTO, A. J. et al. Estimating the parameters of an induction motor in open-loop and closed-loop operation. In: *IEEE - Industry Applications Society Annual Meeting*. Seattle, USA: [s.n.], 2004.
- NETTO, A. J. et al. Estimating the parameters of induction motor in closed-loop. In: *VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais - IEEE Induscon*. Joinville, SC: [s.n.], 2004.
- NETTO, A. J. et al. Estimaco dos parâmetros elétricos de um motor de induco em malha fechada. *SBA: Controle e Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, v. 16, n. 4, p. 495–502, 2005.
- NETTO, A. J. et al. Indirect field-oriented control of an induction motor by using closed-loop identification. In: *IEEE - Industry Applications Society Annual Meeting*. Hong Kong: [s.n.], 2005.
- OLIVEIRA, T. M. *Projeto de Pesquisa: Sistema Estático de Potência Utilizando Máquinas Síncronas*. 1997.
- PIETRZAK-DAVID, M. et al. Digital control of an induction motor drive by stochastic estimator and airgap magnetic flux feedback loop. *IEEE Trans. Power Electron.*, v. 7, n. 2, p. 393–403, 1992.
- RIBEIRO, L. A. S. *Estimaco e controle da Máquina Assíncrona para sistemas de acionamento de alto desempenho*. Tese (Doutorado) — Copele, UFPB, Campina Grande, PB, Junho 1998.
- RIBEIRO, L. A. S.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Parameter sensitivity of the mrac models employed in ifo controlled ac motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 536–545, 1997.

- RIBEIRO, L. A. S.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions. In: *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, NO. 1. [S.l.: s.n.], 1999. p. 62–73.
- RIBEIRO, L. A. S.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Parameter estimation of induction machines under sinusoidal pwm excitation. In: *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 14, NO. 4. [S.l.: s.n.], 1999. p. 1218–1223.
- RIBEIRO, L. A. S. et al. Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal pwm voltage waveforms. In: *IEEE Trans. on Ind. Applications*, vol. 36, NO. 3. [S.l.: s.n.], 2000. p. 743–754.
- ROSSI, R. D. F.; MENEZES, B. R.; SILVA, S. R. Vector control of voltage fed three-phase inverters: Variable switching regions. In: *Proc. IEEE PESC*. [S.l.: s.n.], 1994. p. 219–224.
- SALVADORI, F.; JACOBINA, C. B.; LIMA, A. M. N. Decoupled flux and torque control schemes for high performance induction drive system: A comparative study with new strategies. In: *IEEE Int. Conf. on Ind. Electron. Contr. and Instrum, (IECON-91)*. Kobe: [s.n.], 1991. p. 481–486.
- TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Trans. Ind. Application*, v. 22, n. 5, p. 820–827, 1986.
- VELEZ-REYES, M.; MINAMI, K.; VERGHESE, G. C. Recursive speed and parameter estimation for induction machines. In: *In Conf. Rec Ias*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 607–611.
- XU, X.; DONCKER, R. de; NOVOTNY, D. W. A stator flux oriented induction machine drive. In: *Proceedings IEEE PESC*. [S.l.: s.n.], 1988. p. 870–876.