

PEDRO JOSÉ ROSA DE OLIVEIRA, Engenheiro Eletricista

**ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DO MOTOR
DE INDUÇÃO UTILIZANDO UM MODELO
CONTÍNUO NO TEMPO**

Orientadores:

Prof. Dr. PAULO FERNANDO SEIXAS

Prof. Dr. LUÍS ANTÔNIO AGUIRRE

Dissertação apresentada ao Programa
de Pós-graduação em Engenharia
Elétrica, como parte dos requisitos
exigidos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica

BELO HORIZONTE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
ESCOLA DE ENGENHARIA DA UFMG
1998

*A Deus,
aos meus pais,
aos meus irmãos, e
à Fabi.*

Agradecimentos

Aos professores Paulo Fernando Seixas e Luís Antônio Aguirre pela orientação deste trabalho. Em especial quero agradecer ao Prof. Paulo pela amizade, extrema disposição e ensinamentos, e ao Prof. Luís pela amizade, colaboração e sugestões de grande valia durante o decorrer deste trabalho.

Ao Prof. Selênio por me iniciar na área de pesquisa e pelo apoio e incentivo para a realização do Curso de Mestrado.

A todos os professores, funcionários e amigos do CPDEE que, estando ao meu lado nos momentos difíceis ou descontraídos, contribuíram para a realização deste trabalho. Em especial quero agradecer ao Wellington pela montagem do inversor que utilizei e à Zélia pelas constantes discussões e sugestões que enriqueceram este trabalho.

Aos meus pais, Divino e Nalva, e irmãos, Marcos e Laila, pelo apoio, solidariedade e afeição, e à Fabi pelo carinho, paciência e incentivo.

Aos meus padrinhos, parentes e amigos que me apoiaram e incentivaram no decorrer de mais esta etapa.

Ao programa CAPES (Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico) pelo apoio financeiro.

Pedro José Rosa de Oliveira

Universidade Federal de Minas Gerais - Julho, 1998.

Resumo

Este trabalho propõe um procedimento para a estimação recursiva de todos os parâmetros do motor de indução de rotor em gaiola, que se baseia na utilização do modelo contínuo no tempo e no método dos mínimos quadrados recursivo. A forma de regressão linear nos parâmetros para o motor de indução é apresentada através do modelo corrente-tensão da máquina, considerando a velocidade do rotor conhecida. Termos de resíduos são incluídos na matriz de regressores para evitar a polarização das estimativas. O cálculo das derivadas, que aparecem nas equações do modelo contínuo do motor de indução, é obtido através da estimação dos coeficientes de um polinômio, que descreve a função a diferenciar, para posterior diferenciação analítica. Nem todos os parâmetros de interesse são determinados diretamente pelo algoritmo de estimação. Assim, um procedimento para determinação dos parâmetros referentes ao rotor e da indutância mútua é proposto. Os procedimentos apresentados neste trabalho foram comprovados através de dados de simulação e experimentais. Os resultados confirmam o bom desempenho do método proposto.

Abstract

This work describes a method for estimating all electrical parameters of an induction cage motor using a continuous time model and a recursive least squares algorithm. The work presents the linear-in-the-parameters model used by the least squares algorithm. This procedure is based on the motor current-voltage model and assumes that the rotor speed is known. Parameter bias is reduced by including residual terms in the estimation model. Derivatives, which appear in the regressive model, are estimated by fitting a polynomial to a short window of data and subsequently differentiating such a polynomial. Not all parameters are directly estimated by the algorithm, thus, a procedure has been developed to determine the rotor parameters and also the mutual inductance. The procedures presented in this work were validated using both simulated and real data. The results confirm the good performance of the method.

Índice

Agradecimentos	iii
Resumo	iv
Abstract	v
Índice	vi
Lista de Tabelas	viii
Lista de Figuras	ix
Lista de Símbolos	xii
1 - Introdução	1
1.1 Estimação de parâmetros do motor de indução.....	1
1.2 Objetivos.....	5
1.3 Organização do texto.....	7
2 - Estimação de Parâmetros do Modelo Contínuo	10
2.1 Introdução.....	10
2.2 Mínimos Quadrados.....	12
2.2.1 Método dos mínimos quadrados.....	12
2.2.2 Método dos mínimos quadrados recursivo.....	14
2.2.3 Inclusão de termos de resíduos.....	17
2.3 Métodos de Estimação Utilizando o Domínio do Tempo Contínuo.....	18
2.4 Aproximação por Interpolação Polinomial.....	19
2.5 Conclusão.....	28
3 - Estimação dos Parâmetros da Máquina de Indução	30
3.1 Introdução.....	30
3.2 Modelo da Máquina de Indução.....	30
3.3 Estrutura Matemática do Estimador.....	32
3.4 Recuperação de R_r , L_r e L_m	35

3.5 Conclusão.....	38
4 - Resultados de Simulação e Experimentais	39
4.1 Introdução.....	39
4.2 Resultados de simulação.....	41
4.2.1 Robustez com relação ao período de amostragem.....	41
4.2.2 Sensibilidade do algoritmo de estimação às variações dos pa- râmetros elétricos do motor.....	48
4.3 Resultados experimentais.....	50
4.3.1 Partida direta da rede trifásica.....	51
4.3.2 Partida mantendo a relação entre a tensão e a frequência constante.....	62
4.4 Conclusão.....	71
5 - Conclusões	72
5.1 Propostas de Continuidade do Trabalho.....	75
Apêndices	76
Apêndice A - Modelo da máquina de indução no espaço de estados.....	77
Apêndice B - Modelo corrente-tensão da máquina de indução.....	79
Apêndice C - Determinação da relação entre a constante arbitrária, m , e a razão entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor, k	82
Apêndice D - Dados de placa e parâmetros obtidos pelo método clássico dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado do motor de indução.....	85
Referências Bibliográficas	87

Lista de Tabelas

2.1 - Resultados de algumas derivadas calculadas. Cada coluna corresponde a um polinômio ajustado no ponto central da janela indicado na primeira linha.....	22
2.2 - Resultados de algumas derivadas calculadas. Cada coluna corresponde a um polinômio ajustado no último ponto da janela indicado na primeira linha.....	24
4.1 - Parâmetros obtidos pelos ensaios a vazio e com rotor bloqueado para o motor de indução simulado.....	42
4.2 - Parâmetros estimados do motor de indução simulado variando o período de amostragem.....	42
4.3 - Variâncias dos elementos da diagonal principal da matriz P.....	46
4.4 - Parâmetros estimados do motor de indução para partida direta não utilizando termos de resíduos.....	54
4.5 - Parâmetros estimados do motor de indução para partida direta utilizando 7 termos de resíduos.....	54
4.6 - Parâmetros estimados do motor de indução para diferentes velocidades.....	65

Lista de Figuras

1.1 - Curva de magnetização do motor de indução.....	3
2.1 - Esquema para estimação de parâmetros em sistemas contínuos no tempo (Unbehauen e Rao, 1990).....	19
2.2 - Sinal senoidal para a determinação das derivadas.....	21
2.3 - Aproximação polinomial utilizando o ponto central ($t_0 = 1,6$).....	23
2.4 - Curva obtida usando o polinômio estimado e suas derivadas, considerando o ponto central da janela.....	23
2.5 - Aproximação polinomial utilizando o último ponto ($t_0 = 1,6$).....	25
2.6 - Curva obtida usando o polinômio estimado e suas derivadas, considerando o último ponto da janela.....	25
2.7 - Sinal senoidal acrescido de ruído.....	26
2.8 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído calculada pelo método de Euler; (b) - Derivada primeira do sinal com ruído calculada por aproximação polinomial.....	27
2.9 - (a) - Derivada segunda do sinal com ruído calculada pelo método de Euler;(b) - Derivada segunda do sinal com ruído calculada por aproximação polinomial.....	27
2.10 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído com uma janela de 7 pontos; (b) - Derivada segunda do sinal com ruído com uma janela de 7 pontos.....	28
2.11 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído com uma janela de 9 pontos; (b) - Derivada segunda do sinal com ruído com uma janela de 9 pontos.....	28
4.1 - Sistema de acionamento elétrico.....	40
4.2 - Resistências do estator estimadas variando o período de amostragem.....	43

4.3 - Resistências do rotor estimadas variando o período de amostragem..	44
4.4 - Indutâncias próprias do estator estimadas variando o período de amostragem.....	45
4.5 - Parâmetros estimados para $\Delta = 250\mu\text{s}$	47
4.6 - Estimação da indutância mútua para variação em degrau.....	49
4.7 - Efeito dos aumentos do conjugado de carga e da resistência do rotor na velocidade do rotor.....	49
4.8 - Estimação da resistência do rotor para variação em degrau.....	50
4.9 - Tensões da rede aplicadas ao motor de indução, correntes que aparecem em seus terminais e a velocidade angular elétrica do rotor, para partida direta.....	52
4.10 - Derivadas primeiras das tensões de eixo d e q no tempo para partida direta.....	53
4.11 - Derivadas primeiras das correntes de eixo d e q no tempo para partida direta.....	53
4.12 - Derivadas segundas das correntes de eixo d e q no tempo para partida direta.....	53
4.13 - Parâmetros estimados utilizando a partida direta e sem termos de resíduos.....	56
4.14 - Parâmetros estimados do motor de indução utilizando a partida direta e sem termos de resíduos.....	57
4.15 - Parâmetros estimados do motor de indução utilizando a partida direta e 7 termos de resíduos.....	58
4.16 - Estimação da constante de tempo de rotor e indutância transiente de estator utilizando a partida direta.....	59
4.17 - Comparação entre as correntes experimentais, estimadas e obtidas pelo método clássico para partida direta, sem termos de resíduos.....	60
4.18 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico para partida direta, sem termos de resíduos.....	60
4.19 - Comparação entre as correntes experimentais, estimadas e obtidas pelo método clássico para partida direta, com 7 termos de resíduos...	61

4.20 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico para partida direta, com 7 termos de resíduos.....	61
4.21 - Tensões do inversor aplicadas ao motor de indução, correntes que aparecem em seus terminais e a velocidade angular elétrica do rotor, para a partida em rampa.....	63
4.22 - Derivadas primeiras das tensões de eixo d e q no tempo para a partida em rampa.....	64
4.23 - Derivadas primeiras das correntes de eixo d e q no tempo para a partida em rampa.....	64
4.24 - Derivadas segundas das correntes de eixo d e q no tempo para a partida em rampa.....	64
4.25 - Parâmetros estimados do motor de indução para $\omega_r = 314$ rad/s, utilizando 7 termos de resíduos.....	66
4.26 - Estimação de τ_r e σL_s para $\omega_r = 314$ rad/s, utilizando 7 termos de resíduos.....	67
4.27 - Comparação entre as correntes experimentais, estimadas e obtidas pelo método clássico para $\omega_r = 314$ rad/s.....	68
4.28 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico, para $\omega_r = 157$ rad/s, sem utilizar termos de resíduos.....	69
4.29 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico, para $\omega_r = 157$ rad/s, com 7 termos de resíduos.....	69
4.30 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico, para $\omega_r = 78,5$ rad/s, sem utilizar termos de resíduos.....	70
4.31 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada e entre a corrente experimental e a obtida pelo método clássico, para $\omega_r = 78,5$ rad/s, com 7 termos de resíduos.....	70

Lista de Símbolos

Variáveis e parâmetros

- α - coeficiente de temperatura da resistividade;
- β - seqüência ponderada definida como:
- $$\beta(t,k) = \lambda \beta(t-1,k), \quad 1 \leq k \leq t-1;$$
- $$\beta(t,t) = 1 \quad k = t;$$
- χ_i - coeficientes de um polinômio para $i = 0, 1, 2, \dots, n$;
- Δ - período de amostragem;
- ϵ - vetor de erros de observação (ruído);
- $\epsilon(t)$ - erro de observação (ruído) no instante t ;
- φ - vetor de regressores;
- λ - fator de esquecimento;
- λ_m - fluxo de magnetização;
- λ_r - vetor de fluxo de rotor em dq;
- λ_{rd} - fluxo de rotor no eixo d;
- λ_{rq} - fluxo de rotor no eixo q;

λ_s	- vetor de fluxo de estator em dq;
λ_{sd}	- fluxo de estator no eixo d;
λ_{sq}	- fluxo de estator no eixo q;
θ	- vetor de parâmetros reais;
$\bar{\theta}$	- vetor de parâmetros estimados;
ρ	- resistividade de um condutor;
ρ_0	- resistividade de um condutor à temperatura T_0 ;
σ	- coeficiente de dispersão magnética;
σ_x	- desvio padrão da variável x ;
τ_r	- constante de tempo do rotor;
ω	- velocidade angular elétrica do sistema de eixos dq;
ω_r	- velocidade angular elétrica do rotor;
ψ	- matriz de regressores;
A e B	- matrizes de estado e de entrada, respectivamente;
C_a	- coeficiente de atrito viscoso;
c_i	- parâmetros associados aos termos de resíduos do vetor de regressores para $i = 1, 2, \dots, n_e$;
e	- vetor de erro de predição;

$e(t)$	- erro de predição no instante t ;
f	- frequência de alimentação das tensões;
I	- matriz identidade;
i_m	- corrente de magnetização;
i_r	- vetor de corrente de rotor em dq;
i_{rd}	- corrente de rotor no eixo d;
i_{rq}	- corrente de rotor no eixo q;
\tilde{i}_r	- corrente de rotor transformada;
i_s	- vetor de corrente de estator em dq;
i_{sd}	- corrente de estator no eixo d;
i_{sq}	- corrente de rotor no eixo q;
J	- função custo dada pela soma do erro quadrático médio;
j	- operador complexo ($\sqrt{-1}$);
J_m	- momento de inércia do motor;
k	- razão entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor;
1	- vetor de elementos unitários;
l	- comprimento de um condutor;
$L(t)$	- vetor de ganho no instante t ;

L_{lr}	- indutância de dispersão de uma bobina do rotor;
L_{ls}	- indutância de dispersão de uma bobina do estator;
L_m	- indutância mútua entre uma bobina do estator e uma bobina do rotor;
L_r	- indutância própria de uma bobina do rotor;
L_s	- indutância própria de uma bobina do estator;
m	- constante arbitrária para transformação de máquinas equivalentes;
N	- número de amostras;
n	- grau de um polinômio;
n_e	- número de termos lineares de erro (resíduos);
n_r	- dimensão do vetor de regressão φ ;
n_u	- máximo atraso em u ;
n_y	- máximo atraso em y ;
p	- vetor de coeficientes do polinômio;
P	- número de pares de pólos do motor;
$P(t)$	- matriz de covariância;
R	- resistência elétrica;
R_s	- resistência de uma bobina do estator;

R_r	- resistência de uma bobina do rotor;
S	- área de um condutor;
T	- temperatura do material;
T_0	- temperatura de referência de um material;
T_e	- conjugado eletromagnético;
T_l	- conjugado resistente de carga;
\mathbf{u}	- vetor de entradas;
$u(t)$	- entrada no instante t ;
v	- amplitude da tensão de alimentação;
V	- matriz de Vandermonde;
v_r	- vetor de tensão de rotor em dq;
v_{rd}	- tensão de rotor no eixo d;
v_{rq}	- tensão de rotor no eixo q;
v_s	- vetor de tensões de estator em dq;
v_{sd}	- tensão de estator no eixo d;
v_{sq}	- tensão de estator no eixo q;
\mathbf{y}	- vetor de saídas;
$y(t)$	- saída no instante t ;

y_p - vetor de dados medidos para cálculo do polinômio aproximado;

$$a_0 = \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right);$$

$$a_1 = \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} - j\omega_r;$$

$$b_0 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right);$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s};$$

$$F(t) = \sum_{k=1}^t \beta(t,k) \varphi(k) y(k);$$

$$R(t) = \sum_{k=1}^t \beta(t,k) \varphi(k) \varphi^T(k).$$

Subscritos e sobrescritos

s - grandeza de estator;

r - grandeza de rotor;

d, q - eixos direto e quadratura, respectivamente;

T - transposição;

^ - valor estimado;

* - medida gerada a partir do pré-processamento do sinal;

· ou ' - operador diferencial $\frac{d}{dt}$;

k - valor da razão entre as indutâncias de dispersão de estator e rotor.

1 Introdução

1.1 Estimação de parâmetros do motor de indução

Após o surgimento das técnicas de controle vetorial (Leonhard, 1985), houve uma crescente utilização das máquinas de indução em acionamentos de alto desempenho, em detrimento das máquinas de corrente contínua. Estas últimas apresentam uma série de desvantagens relacionadas à existência de comutadores e escovas, tais como: necessidade de manutenção freqüente, sensibilidade a ambientes corrosivos e explosivos, redução de capacidade de comutação em alta velocidade, peso, etc. Por outro lado, as máquinas de indução apresentam maior relação potência/peso, maior robustez, menor custo, menor inércia, etc (Vas, 1990).

A dificuldade em utilizar a máquina de indução em acionamentos, onde anteriormente se empregavam máquinas de corrente contínua, estava associada ao pobre desempenho dinâmico das técnicas de controle até então existentes. O fato das correntes de excitação e de carga na máquina de indução circularem nos mesmos enrolamentos e não em enrolamentos separados como na máquina de corrente contínua, dificultava o controle. Assim, o desenvolvimento das técnicas de controle vetorial tornou possível o controle de motores de corrente alternada com desempenho competitivo com o motor de corrente contínua (Leonhard, 1985).

Dentro dos métodos de controle vetorial, pode-se citar o controle por orientação de campo, que é um dos mais utilizados em acionamentos AC de alto desempenho (Leonhard, 1985). Considerando os esquemas de controle com orientação pelo campo, o método indireto dispensa o uso de sensores ou estimadores de fluxo, o que faz com que sua implementação se torne bastante atrativa. Entretanto, este tipo de controle é

extremamente sensível à variação dos parâmetros da máquina. Desta maneira, o conhecimento de todos os parâmetros elétricos da máquina de indução é de suma importância para a realização do controle vetorial.

A mais antiga técnica para obtenção de tais parâmetros são os ensaios clássicos que consistem dos testes do motor a vazio e com rotor bloqueado (IEEE-112, 1996). Entretanto, são procedimentos normalmente executados em laboratório, que necessitam da intervenção do operador.

Infelizmente, os parâmetros do motor de indução não são constantes, mas variam principalmente com a temperatura e o nível de fluxo no entreferro (Krishnan e Doran, 1987; Slemon, 1989; Goldemberg, 1992; Matheus, 1997). Os fenômenos físicos que provocam essa variação são a temperatura, o efeito pelicular e a saturação magnética. A temperatura e o efeito pelicular fazem variar as resistências de estator e de rotor. A saturação magnética afeta as indutâncias mútua e próprias do motor.

A resistência elétrica de um condutor depende do tipo de material, do comprimento e da área, ou seja, $R = \rho \frac{l}{S}$, onde ρ é a resistividade, característica do material utilizado. A resistividade, que é uma função da temperatura, é dada, aproximadamente por:

$$\rho = \rho_0 [1 + \alpha(T - T_0)], \quad (1.1)$$

onde T_0 é a temperatura de referência, ρ_0 é a resistividade à temperatura T_0 , T a temperatura do material e α o coeficiente de temperatura da resistividade. Como exemplo, uma elevação de 80°C em um enrolamento de cobre provoca um acréscimo de 30% sobre os valores de resistência a 25°C (Goldemberg, 1992).

Quando se injeta uma corrente alternada em um condutor, a corrente que corta a seção reta daquele, não se distribui uniformemente e sim tende a se concentrar nas suas extremidades. Tal fenômeno é chamado efeito pelicular. Assim, a resistência de um

condutor aumenta com o aumento da frequência, pois quanto maior a frequência, maior a concentração de cargas nas camadas externas, tendo como consequência a redução da área útil da seção do condutor. Uma importante observação é a respeito da utilização da técnica de controle PWM. Apesar desta produzir componentes de tensão em altas frequências, o efeito pelicular, nestas frequências pode ser considerado desprezível, pois as amplitudes das componentes de corrente correspondentes são bastante reduzidas.

As indutâncias de uma máquina de indução dependem da geometria do rotor e estator e também do nível de corrente em seus enrolamentos.

Em geral, os motores utilizam materiais magnéticos de alta permeabilidade, e a relação fluxo-corrente nestes materiais não é linear. A curva típica de magnetização de uma máquina de indução é mostrada na Fig. 1.1, onde também aparece a variação da indutância de magnetização. $|\lambda_m|$ e $|i_m|$ são módulos dos vetores fluxo resultante no entreferro e corrente de magnetização, respectivamente. As escalas estão exageradas para maior clareza. Pode-se observar que a parte mais linear da curva de magnetização corresponde ao valor constante da indutância de magnetização.

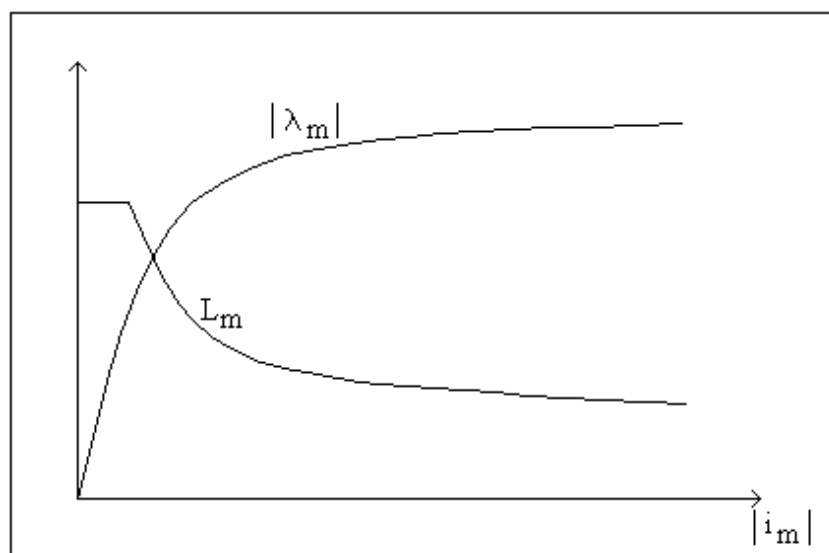


Fig. 1.1 - Curva de magnetização do motor de indução.

Por razões econômicas, as máquinas de indução são projetadas para trabalhar na região linear em condições nominais. Mas em determinadas condições de operação, durante regimes transitórios, a máquina opera na região de saturação. Neste caso, o valor da indutância de magnetização é grandemente reduzida.

Nem todo fluxo produzido é concatenado com os enrolamentos de estator e rotor. Estes fluxos não concatenados são chamados de fluxos de dispersão. Estes fluxos dispersos se fecham pelo ar e conseqüentemente variam linearmente com a corrente. Isto significa que os seus valores serão constantes e independentes das condições de operação da máquina.

Nos ensaios clássicos, a determinação dos parâmetros é feita apenas para um ponto de operação. Assim, novas técnicas para a estimação dos parâmetros elétricos do motor de indução, durante sua operação, tornaram-se um fértil campo de pesquisa.

Vários métodos de estimação de parâmetros da máquina de indução podem ser encontrados na literatura. Goldemberg (Goldemberg, 1992) determinou de forma aproximada todos os parâmetros através da solução analítica de equações que envolviam dados de placa e de catálogos dos fabricantes de motores. Grzesiak e Reichert (Grzesiak e Reichert, 1992) utilizaram procedimentos semelhantes através de dados de catálogos, valores da corrente a vazio e da resistência do estator. A estimação não-linear dos parâmetros do modelo em regime permanente da máquina de indução foi proposta por Lima *et al.* (1997), e se baseou na minimização, por mínimos quadrados, das diferenças entre as características corrente x escorregamento e potência de entrada x escorregamento.

Acarney *et al.* (1991 e 1992) propuseram um algoritmo que se baseou na análise espectral para estimação dos parâmetros do motor de indução. Holtz e Thimm (Holtz e Thimm, 1991) propuseram um método para correção dos parâmetros no controle por orientação de campo, através do erro entre as correntes de rotor de um modelo analítico e as correntes reais. Sangwongwanich e Okuma (Sangwongwanich e Okuma, 1991) propuseram um método para a estimação das resistências e velocidade do motor de

indução baseado no sistema adaptativo de modelo de referência (MRAS—*Model Reference Adaptive System*) que une o conceito de realização não-mínima e o modelo de erro de equação. Utilizando os harmônicos de chaveamento do inversor, Gorter *et al.* (1995) identificaram todos os parâmetros da máquina, exceto a resistência de estator.

Minami *et al.* (1994) determinaram uma combinação de parâmetros e a resistência de estator através de um estimador de três estágios baseado em modelos de regressão linear derivados da função de transferência que relaciona tensões e correntes do estator. Jacobina *et al.* (1994), Ribeiro *et al.* (1995 e 1996) e Matheus (Matheus, 1997) utilizaram o modelo corrente-tensão e o algoritmo dos mínimos quadrados para a determinação dos parâmetros do motor de indução. O método de máxima verossimilhança - *maximum likelihood* - foi aplicado por Moon e Keyhani (Moon e Keyhani, 1994) para a estimação de todos os parâmetros do motor de indução parado. Filtros de Kalman foram utilizados por Zai *et al.* (1992) e por Atkinson *et al.* (1991) para a estimação da constante de tempo do rotor e da resistência de rotor, respectivamente. Já Marino *et al.* (1996) uniram o algoritmo dos mínimos quadrados e o filtro de Kalman para estimar a resistência do rotor e o fluxo de rotor. Redes Neurais foram empregadas por Ba-Razzouk *et al.* (1996) e Oliveira *et al.* (1997) para adaptação da constante de tempo do rotor em acionamentos por controle indireto orientado pelo campo.

1.2 Objetivos

Com a grande utilização dos computadores na solução de problemas de sistemas dinâmicos, há uma tendência de se trabalhar principalmente com modelos discretos. Observa-se que a grande parte dos trabalhos na literatura sobre a estimação de parâmetros da máquina de indução são abordados no domínio discreto no tempo (Atkinson *et al.*, 1991; Silvino, 1992; Zai *et al.*, 1992; Jacobina *et al.*, 1994; Ribeiro, 1995; Marino *et al.*, 1996; Matheus, 1997). Neste caso, depara-se com alguns problemas como a discretização dos modelos por aproximações, a dificuldade da escolha do

período de amostragem, consideráveis erros na recuperação dos parâmetros discretos, entre outros.

No presente trabalho, o problema da estimação de parâmetros da máquina de indução será abordado no domínio de tempo contínuo (Vélez-Reyes *et al.*, 1989). Devido à dificuldade da obtenção das derivadas dos sinais medidos, o desenvolvimento da identificação de sistemas utilizando modelos contínuos foi deixada em segundo plano. Mas alguns trabalhos encontrados na literatura (Unbehauen e Rao, 1990; Sinha e Rao, 1991) sugerem novos métodos para superar o problema de obtenção das derivadas em sistemas contínuos. Alguns fatores, além desses novos métodos, levaram à escolha da estimação de sistema contínuo (Ribeiro, 1995): a escolha do período de amostragem não é uma tarefa fácil quando não se tem informação, *a priori*, sobre os sistemas; em muitos casos, como no acionamento das máquinas assíncronas, há a necessidade do conhecimento dos parâmetros do modelo contínuo no tempo.

Outro item, a ser tratado neste trabalho, será a determinação de todos os parâmetros do circuito elétrico da máquina de indução: as resistências de estator e de rotor, as indutâncias próprias de estator e de rotor e a indutância mútua. A contribuição da estimação de todos os parâmetros elétricos está no fato de que algumas técnicas de controle vetorial utilizam alguns parâmetros que não são normalmente estimados, como por exemplo, a indutância mútua necessária para o controle vetorial indireto.

Portanto, o objetivo deste trabalho é desenvolver um procedimento para a estimação recursiva de todos os parâmetros da máquina de indução a partir de sinais amostrados de tensão, corrente e velocidade. Apesar das dificuldades inerentes ao procedimento proposto, resultados preliminares tanto em simulação quanto com dados reais mostram-se promissores (Oliveira *et al.*, 1998a; Oliveira *et al.*, 1998b). Também, quando comparado a outras técnicas, o método aqui proposto tem diversas vantagens.

As principais contribuições pretendidas por este trabalho são:

- Utilização das equações do motor de indução abordando o domínio de tempo contínuo;
- Implementação de um método para o cálculo das derivadas de correntes e tensões;
- Obtenção de todos os parâmetros elétricos do motor de indução, incluindo a indutância própria e a resistência do rotor e a indutância mútua, que normalmente não são estimadas;
- Obtenção de resultados simulados e experimentais utilizando-se o método proposto.

1.3 Organização do texto

Este trabalho foi dividido em cinco capítulos e quatro apêndices. O presente capítulo apresenta uma introdução geral, onde é descrita a importância da estimação dos parâmetros do motor de indução, a abordagem utilizada e o objetivo básico do trabalho e as contribuições pretendidas.

O capítulo 2 apresenta a estimação dos parâmetros de sistemas dinâmicos de forma geral. São apresentadas as vantagens e desvantagens em se utilizar o modelo discreto ou o contínuo no tempo. Neste trabalho, foi feita a opção por utilizar o modelo contínuo devido à facilidade de recuperação dos parâmetros físicos do motor, uma vez que os parâmetros do modelo contínuo guardam uma relação mais direta com estes parâmetros. No entanto, a estimação utilizando o modelo contínuo do sistema exige o cálculo das derivadas dos sinais de entrada e saída. O problema da obtenção destas derivadas é tratado com a proposta de um método, baseado na descrição polinomial das variáveis que deseja-se diferenciar. Neste trabalho utiliza-se o método dos mínimos quadrados em todas as estimações. Desta forma, no capítulo 2, este método é descrito tanto na versão não-recursiva quanto na recursiva. O algoritmo, que inclui os termos de

resíduos no vetor de regressores para melhorar o desempenho da estimação, também é apresentado.

O modelo matemático do motor de indução é apresentado no capítulo 3. Este modelo é apresentado, inicialmente, utilizando como variáveis de estado, as correntes de estator e os fluxos de rotor. Como os fluxos de rotor não são diretamente disponíveis para medição, opta-se em utilizar o modelo dinâmico corrente-tensão do motor para desenvolver o modelo de regressão linear nos parâmetros, para posterior aplicação do algoritmo dos mínimos quadrados. De modo geral, não é possível obter todos os parâmetros físicos a partir dos parâmetros estimados. No entanto, fazendo-se as mesmas considerações dos ensaios clássicos, é possível obter todos os parâmetros do motor de indução. Com este objetivo, é introduzido no capítulo 3, o conceito de máquinas equivalentes e através dele todos os parâmetros físicos do motor de indução são então obtidos.

Finalmente, com o objetivo de analisar e validar o método proposto, é demonstrado, através de resultados de simulação e experimentais no capítulo 4, que a estimação de parâmetros da máquina de indução, utilizando o seu modelo contínuo no tempo, apresenta bom desempenho. Inicialmente, descreve-se o sistema de acionamento elétrico utilizado no LAEEP (Laboratório de Acionamentos Elétricos e Eletrônica de Potência) para os ensaios experimentais. Os testes de simulação são realizados para analisar a influência do período de amostragem na estimação dos parâmetros, bem como a resposta do algoritmo de estimação às variações dos parâmetros elétricos do motor. Conclui-se que diferentes períodos de amostragem conduzem a resultados de estimação muito próximos, comprovando uma das vantagens em se trabalhar com o modelo contínuo no tempo. O algoritmo de estimação também percebe corretamente as variações de parâmetros durante o regime de operação do motor. Para isto, é necessário diminuir o valor do fator de esquecimento (parâmetro de grande importância) para reduzir a dependência dos dados mais distantes no tempo.

Os resultados experimentais, ainda no capítulo 4, são realizados para os ensaios de partida direta da rede e de partida com alimentação por inversor de tensão, mantendo a relação entre a tensão e frequência de alimentação constante. A estimação dos parâmetros é feita sem e com a adição de termos resíduos na matriz de regressores. A inclusão de termos de resíduos faz diminuir a diferença entre os parâmetros estimados e os obtidos através dos ensaios clássicos, mas isto provoca aumentos dos desvios padrões dos parâmetros estimados se comparados com as estimações sem resíduos. Enfim, os resultados obtidos com dados experimentais mostram o bom desempenho do método de estimação proposto neste trabalho.

2 Estimação de Parâmetros do Modelo Contínuo

2.1 Introdução

Ao longo dos anos diferentes métodos de identificação e estimação de parâmetros para processos dinâmicos têm sido descritos na literatura (Ljung, 1987; Sinha e Rao, 1991).

Métodos de identificação podem ser classificados, de acordo com o tipo de modelo resultante, da seguinte maneira:

- Métodos não-paramétricos. Resultam em modelos não-paramétricos, ou seja, representações “gráficas” de um sistema. Como exemplo, pode-se citar a resposta ao impulso e a resposta em frequência. As ferramentas mais usadas são a transformada de Fourier, análises espectrais, análises de resposta em frequência e análises de correlação (Sinha e Rao, 1991);
- Métodos paramétricos. Objetivam a identificação de modelos matemáticos que incluem parâmetros, tais como os modelos ARMAX, funções de transferência, representações de estados, etc.

Estes últimos são divididos em métodos paramétricos lineares e métodos paramétricos não-lineares. Em um sistema não-linear, os procedimentos para determinar as soluções do problema de estimação são, em geral, mais complicados. Devido a esta dificuldade matemática, inerente a sistemas não-lineares, normalmente é necessário introduzir sistemas lineares equivalentes no lugar daqueles não-lineares. Estes sistemas lineares equivalentes somente são válidos dentro de uma faixa de operação. No caso da

máquina de indução, o modelo linear para a sua representação não inclui a saturação magnética do ferro da máquina.

Com o aumento da utilização de computadores e processadores de sinais nos problemas que envolvem a análise, o controle, a observação e a estimação de sistemas lineares, houve a necessidade de modelar os sistemas em estados na forma discreta no tempo. Essa abordagem fez surgir os métodos de estimação discretos no tempo, baseados em equações a diferenças. Já a estimação de sistemas com modelos contínuos se baseia em equações diferenciais.

A utilização de modelos discretos no tempo apresenta as seguintes conveniências (Sinha e Rao, 1991):

- Elimina a necessidade da estimação das derivadas que aparecem no modelo contínuo e, com isso, reduz o número de cálculos a serem realizados;
- Fácil implementação das estratégias de controle dos sistemas em tempo real. Esta pode ser feita envolvendo apenas operações aritméticas e elementos de atrasos;
- O auxílio da conhecida teoria da estabilidade no domínio de tempo discreto em situações determinísticas e estocásticas para os sistemas.

Por outro lado, o tratamento no domínio do tempo contínuo oferece as seguintes vantagens:

- A modelagem dos diversos sistemas físicos é baseada em leis estabelecidas no domínio de tempo contínuo. As equações diferenciais estão mais próximas dos fenômenos físicos se comparadas às equações a diferenças;
- Muitos conceitos da teoria de sistemas, sinais e controle ainda se relacionam com os sistemas contínuos no tempo;
- Na prática, a forma discreta no tempo é obtida unicamente para substituir a versão de tempo contínuo. O inverso não é verdade, apesar de possível;

- Geralmente os parâmetros físicos do sistema estão relacionados aos parâmetros do modelo de regressão de forma complexa. A recuperação dos parâmetros físicos pode acarretar erros, principalmente quando se trabalha com o modelo discreto, pois a recuperação envolve o período de amostragem e parte de expressões matemáticas mais complexas;

- A não dependência com a período de amostragem, torna o método mais robusto, pois a escolha do intervalo de amostragem não é trivial quando não se tem informação, *a priori*, sobre o sistema .

Como esse trabalho refere-se à estimação no domínio do tempo contínuo, somente essa abordagem será descrita. As diversas técnicas para obter um modelo discreto de um sistema contínuo são detalhadas em Sinha e Zhou (Sinha e Zhou, 1983).

2.2 Mínimos Quadrados

Antes de iniciar o estudo dos métodos de estimação utilizando o domínio do tempo contínuo, será feita uma breve descrição do método dos mínimos quadrados, que será usado neste trabalho para a estimação dos parâmetros do motor de indução.

2.2.1 Método dos mínimos quadrados

Os sistemas lineares nos parâmetros podem ser descritos por estruturas de modelos de regressão linear. Para o problema da estimação de parâmetros, a regressão linear pode assumir a seguinte representação:

$$y(t|\theta) = \varphi(t)^T \theta + \varepsilon(t), \quad (2.1)$$

que é linear em θ . $y(t | \theta)$ é a saída no instante t , θ é o vetor de parâmetros e ε é o erro de observação (ruído). $\varphi(t)$ é o vetor de regressores com medições até o instante $t - 1$, inclusive. Para uma estrutura ARX (Ljung, 1987), este vetor é dado por:

$$\varphi(t) = \left[-y(t-1) \quad -y(t-2) \quad \Lambda \quad -y(t-n_y) \quad u(t-1) \quad \Lambda \quad u(t-n_u) \right]^T, \quad (2.2)$$

onde $u(t)$ é a entrada no instante t e n_y e n_u são os máximos atrasos em y e u .

Se (2.1) for utilizada para um conjunto de N amostras medidas em instantes diferentes, esta equação assume a forma vetorial

$$\mathbf{y} = \Psi \theta + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (2.3)$$

onde $\mathbf{y} \in \Re^{N \times 1}$, $\Psi \in \Re^{N \times n_r}$, $\theta \in \Re^{n_r \times 1}$ e $\boldsymbol{\varepsilon} \in \Re^{N \times 1}$ e n_r é a dimensão do vetor de regressores φ .

Nota-se que os valores de ruído não são conhecidos, mas supondo que tal ruído é branco e de média zero, pode-se desprezá-lo no seguinte desenvolvimento.

O vetor de erro de predição de (2.3) é representado por:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \Psi \bar{\theta}, \quad (2.4)$$

e para estabelecer o critério para minimizar o erro entre a saída medida e a estimada, define-se a função custo que é dada pela soma do erro quadrático médio:

$$J(\bar{\theta}) = \frac{1}{N} \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{e} = \frac{1}{N} \frac{1}{2} [\mathbf{y} - \Psi \bar{\theta}]^T [\mathbf{y} - \Psi \bar{\theta}]. \quad (2.5)$$

Derivando (2.5) em relação a $\bar{\theta}$ e igualando a zero, encontra-se um ponto de máximo ou mínimo da função custo:

$$\frac{\partial J}{\partial \bar{\theta}} = -\psi^T \mathbf{y} + \psi^T \psi \bar{\theta}. \quad (2.6)$$

$$\bar{\theta} = (\psi^T \psi)^{-1} \psi^T \mathbf{y}. \quad (2.7)$$

Tomando a derivada segunda de (2.5), verifica-se que o vetor (2.7) minimiza a função custo, $J(\bar{\theta})$.

O vetor $\bar{\theta}$ dado por (2.7) é chamado de valor estimado de θ por mínimos quadrados e só é definido se a inversa de $\psi^T \psi$ existir. Isto pode ser garantido se o sinal de excitação for persistente, isto é, o sinal consiga excitar todas as dinâmicas do sistema e se não houver regressores linearmente dependentes.

2.2.2 Método dos mínimos quadrados recursivo

O algoritmo desenvolvido em 2.2.1 processa todas as observações de \mathbf{y} e \mathbf{u} simultaneamente e produz uma estimativa única do vetor de parâmetros. Este é chamado de algoritmo em batelada e é usado quando as estimativas são necessárias somente uma vez e processadas *off-line*. Por outro lado, os métodos recursivos processam as observações e adaptam os parâmetros estimados a cada intervalo de amostragem (*on-line*). Estes últimos são utilizados, preferencialmente, em sistemas variantes no tempo e em aplicações de monitorização, controle e predição em tempo real.

A idéia básica é derivar de (2.7) um conjunto de equações equivalentes para estimar novos parâmetros a cada nova observação do sistema (Ljung, 1987).

O algoritmo básico do método dos mínimos quadrados recursivo para o modelo dado pela forma (2.1) calcula os parâmetros de tal forma que a função custo é minimizada da seguinte forma (Ljung, 1987):

$$J(\bar{\theta}) = \sum_{k=1}^t \beta(t, k) \left[y(k) - \varphi^T(k) \bar{\theta} \right]^2, \quad (2.8)$$

onde $\beta(t, k)$ é uma sequência ponderada, definida como:

$$\begin{aligned} \beta(t, k) &= \lambda \beta(t-1, k), & 1 \leq k \leq t-1 \\ \beta(t, t) &= 1 & k = t \end{aligned}, \quad (2.9)$$

e λ é o fator de esquecimento.

Definindo a matriz $R(t)$ e o vetor $F(t)$, pode-se reescrever (2.7) como:

$$\bar{\theta} = R^{-1}(t)F(t), \quad (2.10)$$

onde:

$$R(t) = \sum_{k=1}^t \beta(t, k) \varphi(k) \varphi^T(k), \quad (2.11)$$

$$F(t) = \sum_{k=1}^t \beta(t, k) \varphi(k) y(k). \quad (2.12)$$

Aplicando (2.9) em (2.11) e (2.12) tem-se:

$$R(t) = \lambda R(t-1) + \varphi(t) \varphi^T(t), \quad (2.13)$$

$$F(t) = \lambda F(t-1) + \varphi(t) y(t). \quad (2.14)$$

Com as equações acima, determina-se o novo valor estimado de θ por mínimos quadrados recursivo:

$$\begin{aligned}
 \bar{\theta}(t) &= R^{-1}(t)[\lambda F(t-1) + \varphi(t)y(t)] = R^{-1}(t)[\lambda R(t-1) \bar{\theta}(t-1) + \varphi(t)y(t)] \\
 &= R^{-1}(t)\left\{ [R(t) - \varphi(t)\varphi^T(t)]\bar{\theta}(t-1) + \varphi(t)y(t) \right\} \\
 &= \bar{\theta}(t-1) + R^{-1}(t)\varphi(t)[y(t) - \varphi^T(t)\bar{\theta}(t-1)].
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Para evitar a inversão de $R(t)$ a cada passo, é conveniente introduzir

$$P(t) = R^{-1}(t), \tag{2.16}$$

e aplicar o lemma da inversão de matriz (Ljung, 1987)

$$[A + BCD]^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B[DA^{-1} + C^{-1}]^{-1}DA^{-1}, \tag{2.17}$$

em (2.13). Fazendo $A = \lambda R(t-1)$, $B = D^T = \varphi(t)$ e $C = 1$, finalmente chega-se às equações do algoritmo dos mínimos quadrados recursivo definido por:

$$\bar{\theta}(t) = \bar{\theta}(t-1) + L(t)[y(t) - \varphi^T(t)\bar{\theta}(t-1)], \tag{2.18}$$

$$L(t) = P(t-1)\varphi(t)[\lambda I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t)]^{-1}, \tag{2.19}$$

$$P(t) = \frac{P(t-1) - L(t)\varphi^T(t)P(t-1)}{\lambda}, \tag{2.20}$$

onde $\bar{\theta}(t)$ é o vetor de parâmetros estimado no instante t , $L(t)$ é o vetor de ganho no instante t e $P(t)$ é a matriz de covariância proporcional ao erro de estimação. λ e I são o fator de esquecimento e a matriz identidade, respectivamente. O fator de esquecimento é usado para reduzir a dependência das estimativas das medidas mais distantes no tempo isto é, ele cria uma memória que cai exponencialmente para o estimador. λ é escolhido de tal forma que a constante de tempo da variação dos parâmetros é maior que a *memória* do algoritmo (Minami *et al.*, 1991). Tipicamente, o algoritmo começa com o valor inicial $P(0) = \frac{I}{\eta}$ onde $\eta \ll 1$.

2.2.3 Inclusão de termos de resíduos

Diversas modificações são introduzidas ao algoritmo básico de mínimos quadrados recursivo para melhorar seu desempenho. Uma maneira é utilizar a inclusão de termos de resíduos no vetor de regressores com seus respectivos coeficientes acrescidos no vetor de parâmetros (Norton, 1986). Tal procedimento é usado para evitar a polarização dos parâmetros estimados, uma vez que o modelo matemático do motor de indução (ver capítulo 3) não representa fielmente o motor real. Com isso, espera-se que aquilo que o modelo matemático da máquina não consiga explicar seja absorvido pelos parâmetros associados aos termos de resíduos. Um exemplo do uso de tais termos na estimação de parâmetros de processo real é discutido em Camargo (Camargo, 1997).

Assim o vetor de regressores (2.2) e o vetor de parâmetros estimados (2.18) ficam:

$$\varphi(t) = \left[-y(t-1) \quad \Lambda \quad -y(t-n_y) \quad u(t-1) \quad \Lambda \quad u(t-n_u) \quad e(t-1) \quad e(t-2) \quad \Lambda \quad e(t-n_e) \right]^T, \quad (2.21)$$

$$\bar{\theta} = \left[\bar{\theta}_1 \quad \bar{\theta}_2 \quad \Lambda \quad \bar{\theta}_n \quad c_1 \quad c_2 \quad \Lambda \quad c_{n_e} \right]^T, \quad (2.22)$$

onde $e(t)$ é o erro de predição no instante t , n_e é o número de termos lineares de erro, c_i ($i = 1, 2, \dots, n_e$) são os parâmetros associados aos termos de resíduos do vetor de regressores (2.21).

2.3 Métodos de Estimação Utilizando o Domínio do Tempo Contínuo

Um esquema simples para a estimação dos parâmetros de um modelo contínuo no tempo com uma entrada e uma saída é representado pela Fig. 2.1. Neste esquema o

critério para a estimação é a minimização de uma função custo do erro (e^*), isto é, uma medida do erro de modelo é minimizada em relação ao conjunto de parâmetros do modelo contínuo no tempo de uma estrutura matemática preestabelecida. Na Fig. 2.1, as medidas representadas por “*” são geradas a partir do pré-processamento do sinal. Em geral será necessário pré-processar (*PP*) o sinal para estimar as derivadas dos sinais de entrada e saída medidos. Existem várias maneiras de formular o *PP* do sinal (Unbehauen e Rao, 1990; Ribeiro, 1995). As mais conhecidas são:

- Métodos das funções modulantes, que são utilizadas em estimações *off-line*;
- Filtros lineares, que requerem o pré-processamento *on-line* dos sinais. Estes podem ser realizados através filtros de variáveis de estado, cadeia de integradores e momentos funcionais de Poisson, que são utilizados em forma de cadeia, com estágios idênticos.
- Caracterização espectral dos sinais, que são usados em estimações não-paramétricas. Neste caso, as componentes espectrais dos sinais medidos representam suas medidas. Fazem parte dessa classe a conhecida análise de Fourier, as funções ortogonais de base do tipo constante por partes (funções de Walsh, funções bloco de pulsos, funções de Haar) e os polinômios ortogonais (Jacobi, Chebyshev, Legendre, Laguerre e sistemas de Hermite) (Unbehauen e Rao, 1990).

Este trabalho usa um método alternativo para o cálculo das derivadas na estimação de parâmetros do motor de indução: *aproximação por interpolação polinomial* (Gouesbet *et al.*, 1997).

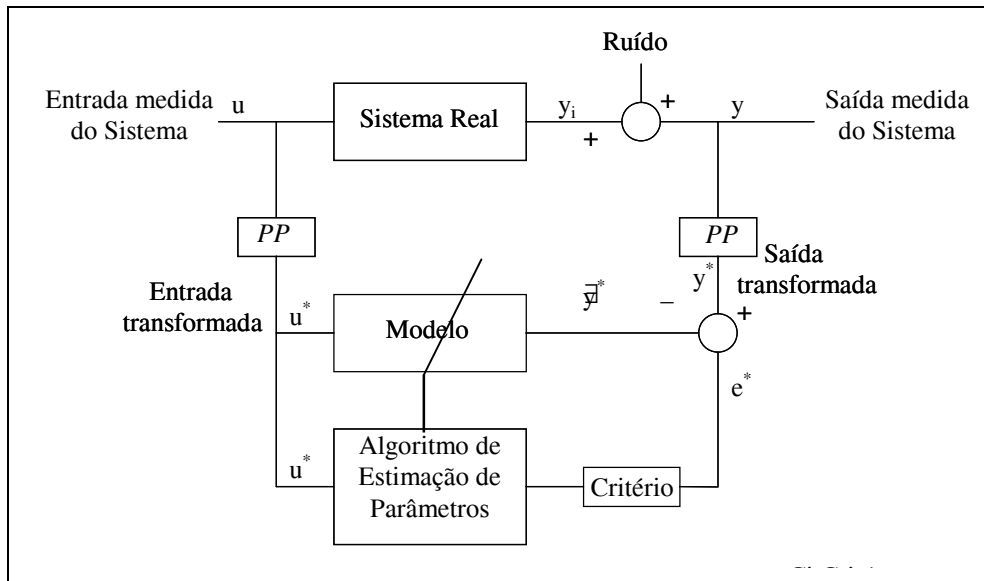


Fig. 2.1 - Esquema para estimação de parâmetros em sistemas contínuos no tempo (Unbehauen e Rao, 1990).

2.4 Aproximação por Interpolação Polinomial

Como dito anteriormente, o grande problema para a aplicação do modelo contínuo no tempo do motor de indução, é a estimação das derivadas dos sinais de tensões e correntes presentes na matriz de regressores. A seguir será descrito o procedimento para a resolução deste problema.

Seja $y(t)$ o sinal medido. Deseja-se calcular $\frac{dy}{dt}$ e $\frac{d^2y}{dt^2}$. O primeiro passo será aproximar o sinal medido $y(t)$, numa janela relativamente estreita, por uma função analítica $g(t)$, utilizando um método de interpolação, a fim de obter $y^{(n)}(t) \approx g^{(n)}(t)$, onde n representa o grau do polinômio.

A função de interpolação $g(t)$ pode ser qualquer uma que descreva corretamente o comportamento da função $y(t)$ no intervalo de interesse (ou seja, $g(t)$ é uma

aproximação local) e melhor se ajusta ao conjunto de dados. Neste trabalho $g(t)$ será uma função polinomial de grau n que aproximará $y(t)$ em torno do ponto t_0 , ou seja:

$$g(t) = \chi_n t^n + \chi_{n-1} t^{n-1} + \Lambda + \chi_1 t + \chi_0, \quad (2.23)$$

onde n indica a ordem e χ_i os coeficientes do polinômio.

Após estimar o polinômio, o cálculo de derivadas pode ser feito analiticamente diferenciando o tal polinômio, ou seja, para encontrar os valores de $g'(t_0)$ e $g''(t_0)$, no ponto t_0 , basta diferenciar o polinômio (2.23). Como mencionado anteriormente, espera-se que $g'(t_0) \approx y'(t_0)$ e $g''(t_0) \approx y''(t_0)$.

A determinação dos coeficientes do polinômio é feita através do método de mínimos quadrados. O problema de regressão será tratado na forma matricial como:

$$y_p = V \cdot p, \quad (2.24)$$

onde y_p é o vetor que contém os dados medidos, p é o vetor de coeficientes do polinômio e V , a matriz de Vandermonde que é definida por:

$$V = \begin{bmatrix} t^n & t^{n-1} & \Lambda & t & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.25)$$

onde t é o vetor de dados de entrada e 1 , um vetor onde todos os elementos são 1.

Assim (2.24) fica:

$$y_p = \begin{bmatrix} t^n & t^{n-1} & \Lambda & t & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi_n & \chi_{n-1} & \Lambda & \chi_1 & \chi_0 \end{bmatrix}^T. \quad (2.26)$$

Desta forma, o vetor de coeficientes pode ser calculado segundo o modelo de regressão definido na seção 2.2.1:

$$\bar{p} = (V^T V)^{-1} V^T y_p, \quad (2.27)$$

sendo \bar{p} o vetor de parâmetros estimados.

Uma vez determinados os parâmetros do polinômio de (2.23), as derivadas primeira e segunda de $g(t)$, no ponto de interesse, são:

$$g'(t_0) = n\chi_n(t_0)^{n-1} + (n-1)\chi_{n-1}(t_0)^{n-2} + \Lambda + 2\chi_2 t_0 + \chi_1, \quad (2.28)$$

$$g''(t_0) = n(n-1)\chi_n(t_0)^{n-2} + (n-1)(n-2)\chi_{n-1}(t_0)^{n-3} + \Lambda + 6\chi_3 t_0 + 2\chi_2. \quad (2.29)$$

Para ilustrar este método serão feitos e analisados alguns exemplos.

Exemplo 1

Neste exemplo a curva original a qual deseja-se calcular as derivadas em alguns pontos é mostrada na Fig. 2.2. Escolheu-se uma senóide por esta ser bastante parecida com as curvas de tensões e correntes do motor. É composta por 64 pontos, gerados com um intervalo de 0,1 s entre as amostras.

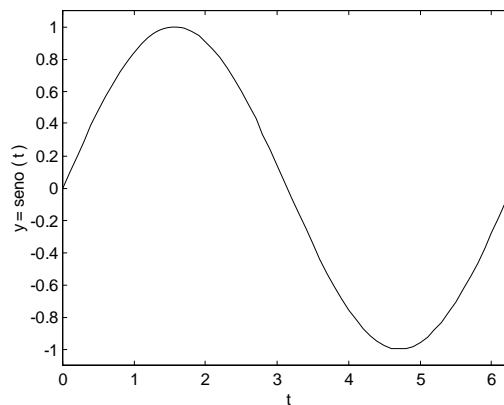


Fig. 2.2 - Sinal senoidal para a determinação das derivadas.

A ordem do polinômio usado na aproximação foi três. Selecionou-se uma janela com cinco amostras para t e $g(t)$, isto é, tomaram-se cinco elementos da abscissa e

ordenada da curva em torno do ponto central que se deseja conhecer o valor das derivadas. A Tabela 2.1 foi construída através da estimação do polinômio aproximado (segunda linha) e do cálculo analítico das derivadas de alguns pontos de interesse (terceira e quarta linhas).

Tabela 2.1 - Resultados de algumas derivadas calculadas. Cada coluna corresponde a um polinômio ajustado no ponto central da janela indicado na primeira linha

t	0,50	0,80	1,10	1,60	3,10	4,70	6,30
g(t)	0,479	0,717	0,891	1,000	0,042	-1,000	0,017
g'(t ₀)	0,878	0,697	0,454	-0,029	-0,999	-0,012	1,000
g''(t ₀)	-0,478	-0,715	-0,888	-0,996	-0,041	0,996	-0,017

A Fig. 2.3 mostra os pontos do sinal original e a curva interpolada por aproximação polinomial em $t_0 = 1,6$. Os erros de aproximação dos pontos estimados, para esta janela, com relação aos pontos medidos são inferiores a $8,56 \times 10^{-6}$. O polinômio aproximado e suas derivadas, para este ponto, foram:

$$g(t_0) = 0,0049t_0^3 - 0,5212t_0^2 + 1,6015t_0 - 0,2483,$$

$$g'(t_0) = 0,0146t_0^2 - 1,0425t_0 + 1,6015,$$

$$g''(t_0) = 0,0291t_0 - 1,0425.$$

São apresentadas na Fig.2.4 as curvas do polinômio estimado e das derivadas primeira e segunda para todo intervalo de tempo considerado.

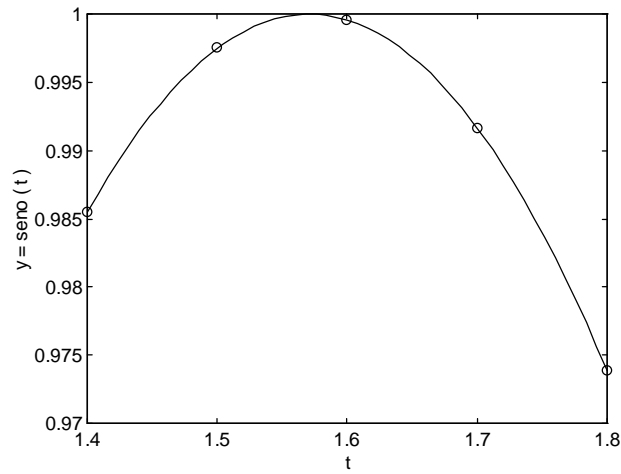


Fig. 2.3 - Aproximação polinomial utilizando o ponto central ($t_0 = 1.6$). Os círculos representam os pontos do sinal e a linha contínua é a curva obtida usando o polinômio estimado, $g(t)$.

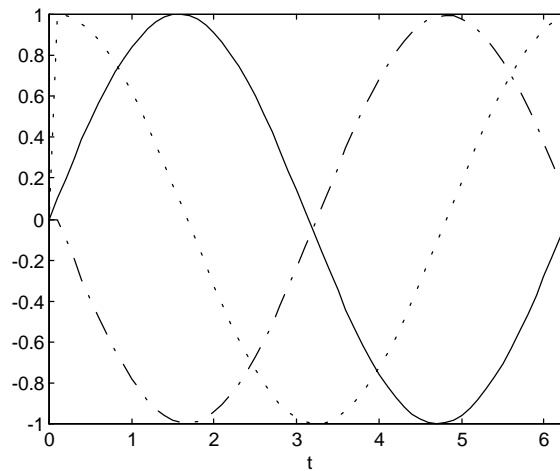


Fig. 2.4 - Curva obtida usando o polinômio estimado e suas derivadas, considerando o ponto central da janela;

(\longrightarrow) $g(t)$, ($- -$) $g'(t)$ e ($- \cdot -$) $g''(t)$.

Exemplo 2

Se o objetivo é estimar os parâmetros do modelo em tempo real, *on line*, a aproximação não será feita no ponto central da janela de dados, e sim no último ponto, porque não se conhecem os pontos futuros. A análise feita anteriormente será descrita

para este caso. As mesmas condições do exemplo anterior são utilizadas neste exemplo. Os resultados para alguns pontos de interesse são mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 - Resultados de algumas derivadas calculadas. Cada coluna corresponde a um polinômio ajustado no último ponto da janela indicado na primeira linha

t	0,50	0,80	1,10	1,60	3,10	4,70	6,30
g(t)	0,479	0,717	0,891	1,000	0,042	-1,000	0,017
g'(t ₀)	0,877	0,696	0,453	0,030	-0,999	0,012	1,000
g''(t ₀)	-0,485	-0,727	-0,904	-1,016	-0,045	1,016	-0,015

A forma analítica para o polinômio aproximado e suas derivadas, em $t_0 = 1,6$, foram:

$$g(t_0) = -0,0283t_0^3 - 0,3722t_0^2 + 1,3784t_0 - 0,1372,$$

$$g'(t_0) = -0,0849t_0^2 - 0,7444t_0 + 1,384,$$

$$g''(t_0) = -0,1698t_0 - 0,7444.$$

As Fig. 2.5 e Fig. 2.6 mostram os pontos do sinal junto a curva do polinômio estimado por aproximação polinomial em $t_0 = 1,6$ e as curvas de derivadas para todo intervalo de tempo, respectivamente. Os erros de aproximação dos pontos para a janela com $t_0 = 1,6$ em relação aos originais são inferiores a $8,43 \times 10^{-6}$. Os erros no cálculo da derivada segunda aumentam um pouco, mas não são significativos.

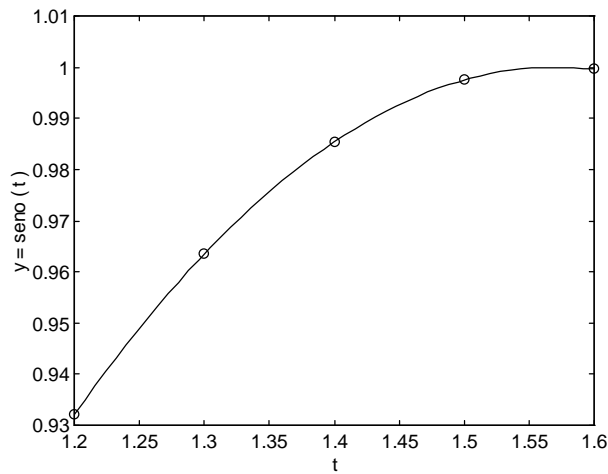


Fig. 2.5 - Aproximação polinomial utilizando o último ponto ($t_0 = 1,6$). Os círculos representam os pontos do sinal e a linha contínua é a curva obtida usando o polinômio estimado.

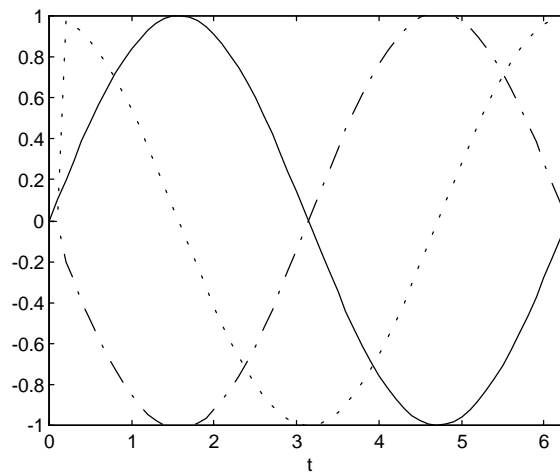


Fig. 2.6 - Curva obtida usando o polinômio estimado e suas derivadas, considerando o último ponto da janela;
 $(\text{—}) g(t)$, $(- -) g'(t)$ e $(- \cdot -) g''(t)$.

Exemplo 3

Quando a estimação de parâmetros é feita com sinais que contêm ruído, a diferenciação normalmente amplificará o ruído durante os cálculos. Este exemplo mostrará o efeito do ruído no cálculos das derivadas quando utilizado o método proposto e irá compará-lo com o método clássico de Euler (Conte e Boor, 1988).

A senóide com ruído pode ser vista na Fig. 2.7. Também é composta por 64 pontos gerados com um intervalo de 0,1 s entre as amostras. A janela para cálculo das derivadas é de cinco amostras e a ordem do polinômio aproximado é 3. O ruído acrescido tem efeito aditivo e é branco, com média zero. A relação sinal/ruído (SNR) (Cubberly, 1988) é igual a 50,0 db. Este número é dado por:

$$SRN = 20 \log_{10} \frac{\sigma_y^2}{\sigma_r^2} \quad (2.30)$$

onde σ_y^2 e σ_r^2 são respectivamente as variâncias do sinal que contém informação (a saída) e do sinal que não contém informação (ruído).

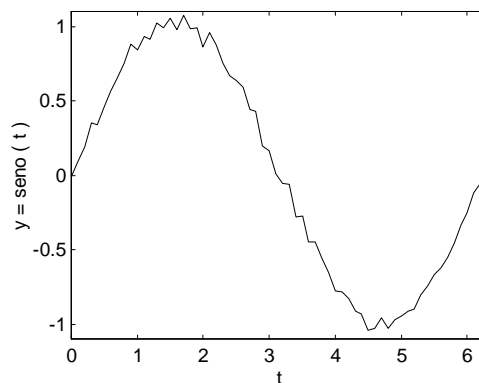


Fig. 2.7 - Sinal senoidal acrescido de ruído.

A Fig. 2.8a mostra a derivada primeira da Fig. 2.7 calculada pelo método de Euler, enquanto que a Fig. 2.8b mostra a derivada primeira do mesmo sinal, porém calculada analiticamente por aproximação polinomial. O mesmo pode ser visto na Fig. 2.9 para a derivada segunda.

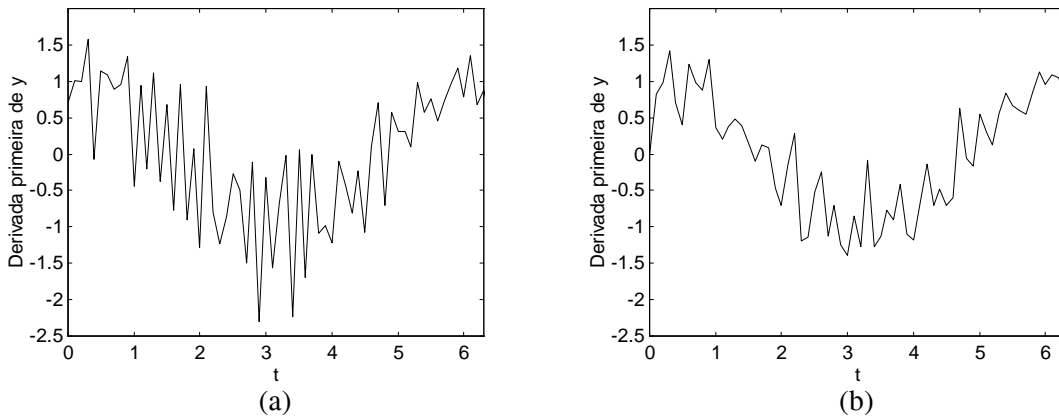


Fig. 2.8 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído calculada pelo método de Euler; (b) - Derivada primeira do sinal com ruído calculada por aproximação polinomial.

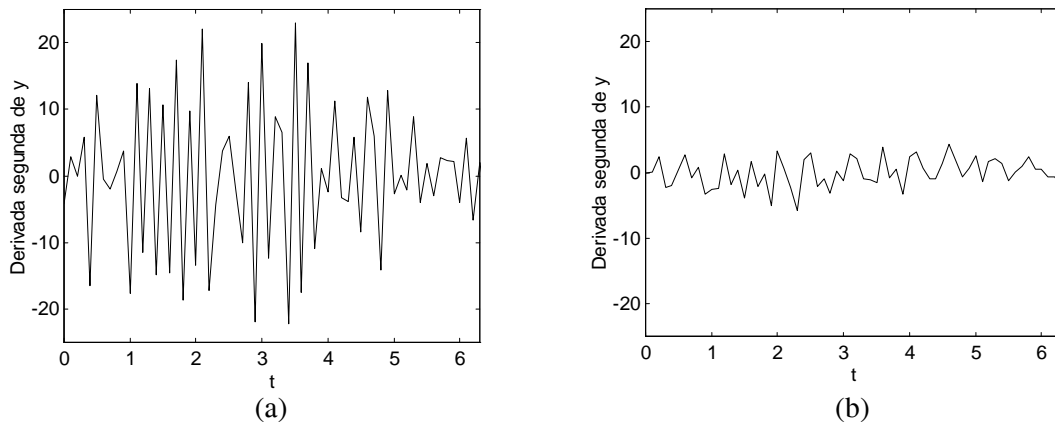


Fig. 2.9 - (a) - Derivada segunda do sinal com ruído calculada pelo método de Euler; (b) - Derivada segunda do sinal com ruído calculada por aproximação polinomial.

Para diminuir o efeito do ruído no cálculo das derivadas aumentou-se o número de pontos da janela. Quando o número de pontos é pequeno, algoritmo dos mínimos quadrados não reduz satisfatoriamente o efeito do ruído e a aproximação é pobre. Neste exemplo para estimar quatro coeficientes ($n = 3$) foram usados cinco pontos e isto não produziu resultados satisfatórios na presença de ruído. Aumentou-se o número de pontos da janela para 7 e 9, e isto resultou em melhorias conforme constatado nas Fig.2.10 e Fig. 2.11, respectivamente. Observa-se claramente o “alisamento” das curvas de derivadas com o aumento da janela de pontos. A derivada segunda se aproxima da

curva esperada, que seria a Fig.2.7 com sinal invertido, como pode ser visto pela Fig.2.11b.

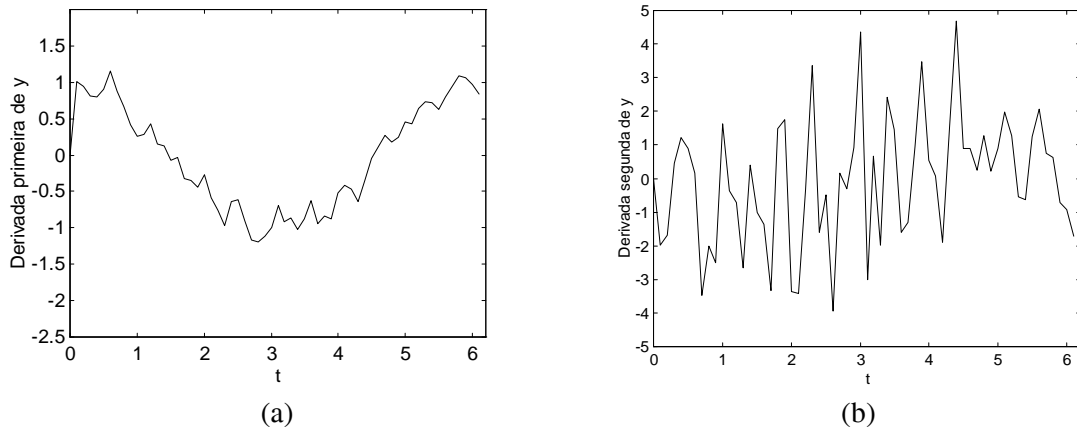


Fig. 2.10 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído com uma janela de 7 pontos;
 (b) - Derivada segunda do sinal com ruído com uma janela de 7 pontos.

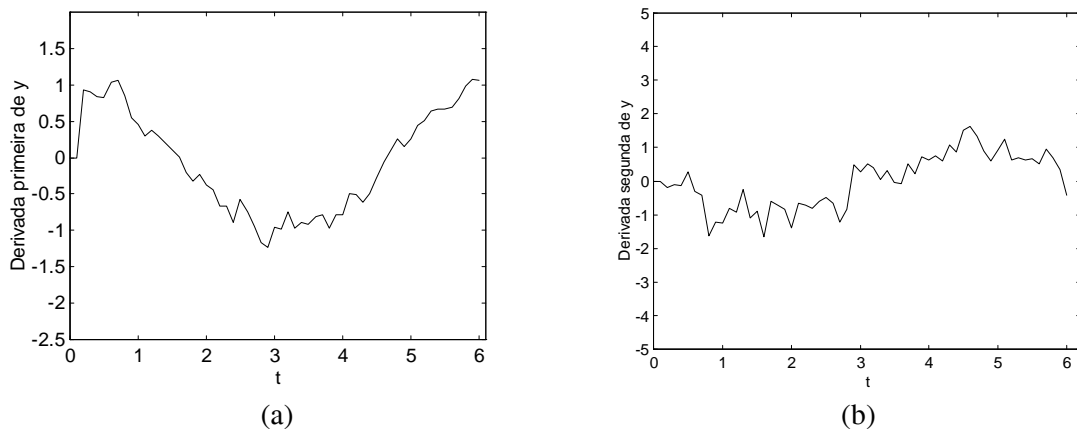


Fig. 2.11 - (a) - Derivada primeira do sinal com ruído com uma janela de 9 pontos;
 (b) - Derivada segunda do sinal com ruído com uma janela de 9 pontos.

2.5 Conclusão

Este capítulo discutiu a estimação dos parâmetros. O método dos mínimos quadrados foi descrito, tanto a versão não-recursiva quanto a recursiva, para o posterior uso na estimação dos parâmetros do motor de indução. O algoritmo que inclui os termos

referentes aos erros no vetor de regressores para melhorar o desempenho da estimação também foi apresentado. É interessante ressaltar que apesar dos dados serem coletados em intervalos discretos no tempo, a estimação dos parâmetros será feita utilizando o modelo contínuo do motor de indução, conforme a proposta original do trabalho. Finalmente, foi apresentado um método para a obtenção das derivadas que aparecem no modelo dinâmico do motor de indução. Este método se baseou em uma interpolação por aproximação polinomial.

3 Estimação dos Parâmetros da Máquina de Indução

3.1 Introdução

Para se utilizar o algoritmo dos mínimos quadrados apresentado no capítulo anterior é necessário representar o modelo do motor de indução na forma de regressão linear nos parâmetros. Isto será feito através do modelo corrente-tensão, pois estas grandezas são medidas com maior facilidade. A velocidade do rotor que aparece na matriz de regressores é considerada conhecida. Nem todos os parâmetros elétricos da máquina são estimados usando o modelo de regressão proposto. Assim, para determinar todos os parâmetros será introduzido o conceito de máquinas equivalentes.

3.2 Modelo da Máquina de Indução

A modelagem de uma máquina de indução é uma teoria bem estabelecida e Krause (Krause, 1986), Novotny e Lipo (Novotny e Lipo, 1996) fornecem uma boa descrição desse modelo. Na máquina de indução idealizada, as bobinas do estator são distribuídas de forma a produzir uma onda espacial de força magnetomotriz senoidal. Além disto, assume-se que a máquina seja magneticamente linear e alimentada por tensões senoidais trifásicas equilibradas. Aplicando-se ao modelo desta máquina de indução ideal, a transformação de Park, obtém-se o modelo de dois eixos (dq) da máquina de indução. Com o sistema de eixos fixo no estator ($\omega = 0$), este modelo é descrito pelas seguintes equações vetoriais:

- Subsistema elétrico:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s, \quad (3.1)$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \lambda_r - j\omega_r \lambda_r, \quad (3.2)$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r, \quad (3.3)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s. \quad (3.4)$$

- Subsistema mecânico:

$$T_e = \frac{3P}{2} (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}), \quad (3.5)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{C_a}{J_m} \omega_r + \frac{(T_e - T_l)}{J_m}, \quad (3.6)$$

onde $v_s = v_{sd} + j v_{sq}$, $i_s = i_{sd} + j i_{sq}$, $\lambda_s = \lambda_{sd} + j \lambda_{sq}$ são, respectivamente, os vetores bi-dimensionais de tensão, de corrente e de fluxo do estator (o análogo ocorre com os vetores de rotor, trocando-se s por r); ω_r é a velocidade angular elétrica do rotor. T_e e T_l representam os conjugados eletromagnético e resistente de carga, respectivamente; L_s e L_r , as indutâncias próprias do estator e do rotor; L_m , a indutância mútua entre estator e rotor; R_s e R_r , as resistências do estator e do rotor; P , o número de pares de pólos, J_m , o momento de inércia e C_a , o coeficiente de atrito.

A partir das equações elétricas (3.1-3.4) e após algumas manipulações algébricas (Apêndice A), chega-se a uma forma mais conveniente para representar, no espaço de estados, as equações de um motor:

$$\frac{d}{dt}i_s = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_s + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \lambda_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_s, \quad (3.7)$$

$$\frac{d}{dt}\lambda_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_s + \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \right) \lambda_r, \quad (3.8)$$

sendo:

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (3.9)$$

Por conveniência, o modelo acima utiliza as correntes de estator e os fluxos de rotor como variáveis de estado. Observa-se que a velocidade angular do rotor está presente nas equações (3.7) e (3.8), o que torna o modelo elétrico do motor em um sistema linear variante no tempo (Minami, 1991; Ribeiro, 1995).

3.3 Estrutura Matemática do Estimador

A fim de aplicar o algoritmo dos mínimos quadrados, descrito no capítulo 2, o modelo dinâmico da máquina de indução deve estar na forma de regressão linear nos parâmetros (2.3), ou seja:

$$y = \varphi \theta. \quad (3.10)$$

Para isto, é necessário que os termos da matriz de regressores φ sejam correntes e tensões do estator, uma vez que estas grandezas podem ser medidas facilmente e o mesmo não ocorre com as variáveis do rotor. Assim, um modelo dinâmico, envolvendo apenas as correntes e tensões do estator, deve ser obtido para a realização da estimação.

O modelo corrente-tensão (Jacobina *et al.*, 1994) é descrito no Apêndice B, em que é apresentada a equação diferencial de segunda ordem, no domínio do tempo, do motor de indução:

$$\mathbf{f}_s + a_1 \mathbf{f}_s + a_0 i_s = b_1 \mathbf{f}_s + b_0 v_s, \quad (3.11)$$

onde:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right), \\ a_1 &= \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} - j\omega_r, \\ b_0 &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right), \\ b_1 &= \frac{1}{\sigma L_s}. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Rescrevendo (3.11) na forma matricial, tem-se:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{sd} \\ \mathbf{f}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{sd} \\ \mathbf{f}_{sq} \end{bmatrix} + \\ + \begin{bmatrix} \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} & \omega_r \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ -\omega_r \frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{sd} \\ \mathbf{f}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} & \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \\ -\omega_r \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

A expressão acima pode então ser colocada na forma de regressão linear nos parâmetros conforme (3.10), onde:

$$y = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{sd} \\ \mathbf{f}_{sq} \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} -\mathbf{f}_{sd} & -\mathbf{f}_{sq} & -i_{sd} & -i_{sq} & \mathbf{f}_{sd} & v_{sd} & v_{sq} \\ -\mathbf{f}_{sq} & \mathbf{f}_{sd} & -i_{sq} & i_{sd} & \mathbf{f}_{sq} & v_{sq} & -v_{sd} \end{bmatrix}, \quad (3.15)$$

$$\theta = \left[\frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \quad \omega_r \quad \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \omega_r \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \quad \omega_r \frac{1}{\sigma L_s} \right]^T. \quad (3.16)$$

O modelo de regressão acima, pode ser usado para estimar tanto os parâmetros elétricos, quanto a velocidade angular do motor. O objetivo do presente trabalho é a estimação dos parâmetros elétricos com o conhecimento da velocidade, que é medida. Com esta consideração, o modelo de regressão linear é modificado, obtendo-se finalmente:

$$y = \begin{bmatrix} \mathcal{E}_{sd} + \omega_r \mathcal{E}_{sq} \\ \mathcal{E}_{sq} - \omega_r \mathcal{E}_{sd} \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\varphi = \begin{bmatrix} -\mathcal{E}_{sd} & -i_{sd} & -\omega_r i_{sq} & \mathcal{E}_{sd} + \omega_r v_{sq} & v_{sd} \\ -\mathcal{E}_{sq} & -i_{sq} & \omega_r i_{sd} & \mathcal{E}_{sq} - \omega_r v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

$$\theta = \left[\frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} \quad \frac{R_s}{\sigma L_s \tau_r} \quad \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \right]^T. \quad (3.19)$$

Os parâmetros físicos do motor de indução podem ser recuperados a partir do vetor de parâmetros estimados $\bar{\theta} = [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3 \quad \theta_4 \quad \theta_5]^T$, da seguinte forma:

$$\sigma \bar{E}_s = \frac{1}{\bar{\theta}_4},$$

$$\bar{\tau}_r = \frac{\bar{\theta}_4}{\bar{\theta}_5} \text{ ou } \bar{\tau}_r = \frac{\bar{\theta}_3}{\bar{\theta}_2}, \quad (3.20)$$

$$\bar{R}_s = \frac{\bar{\theta}_3}{\bar{\theta}_4} \text{ ou } \bar{R}_s = \frac{\bar{\theta}_2}{\bar{\theta}_5},$$

$$\bar{E}_s = \sigma \bar{E}_s \left(\bar{\theta}_1 - \frac{\bar{R}_s}{\sigma \bar{E}_s} \right) \bar{\varphi}_r.$$

3.4 Recuperação de R_r , L_r e L_m

Como pode ser observado pelas expressões (3.20), não é possível determinar diretamente todos os parâmetros do motor de indução a partir daqueles estimados. Pode-se no entanto, definir máquinas que sejam eletricamente equivalentes, e a partir deste conceito, determinar todos os parâmetros do motor.

A partir de (3.1) e (3.2) e substituindo-se as equações relativas ao enlace de fluxo de estator e rotor, tem-se:

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{d}{dt} i_s + L_m \frac{d}{dt} i_r, \quad (3.21)$$

$$v_r = R_r i_r + L_r \left(\frac{d}{dt} i_r - j\omega_r i_r \right) + L_m \left(\frac{d}{dt} i_s - j\omega_r i_s \right). \quad (3.22)$$

Multiplicando ambos os lados da equação de rotor por um fator m arbitrário, pode-se escrever:

$$m v_r = m^2 R_r \frac{i_r}{m} + m^2 L_r \left(\frac{d}{dt} \frac{i_r}{m} - j\omega_r \frac{i_r}{m} \right) + m L_m \left(\frac{d}{dt} i_s - j\omega_r i_s \right). \quad (3.23)$$

Finalmente, definindo a corrente de rotor transformada $\tilde{i}_r = \frac{i_r}{m}$ e substituindo-a em (3.21) e (3.23):

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{d}{dt} i_s + mL_m \frac{d}{dt} \tilde{i}_r, \quad (3.24)$$

$$mv_r = m^2 R_r \tilde{i}_r + m^2 L_r \left(\frac{d}{dt} \tilde{i}_r - j\omega_r \tilde{i}_r \right) + mL_m \left(\frac{d}{dt} i_s - j\omega_r i_s \right). \quad (3.25)$$

Observa-se que quando o valor de m é igual a relação entre o número de espiras de rotor e estator, a transformação acima corresponde a referir as grandezas do rotor ao estator. No entanto, as equações dadas pelas expressões (3.24) e (3.25) definem uma máquina elétrica semelhante à máquina descrita pelas equações (3.21) e (3.22) para qualquer valor de m . Ou seja, as grandezas de estator, o conjugado eletromagnético, perdas no rotor são invariantes na transformação das variáveis de rotor. Em outras palavras, se não há interesse nos valores reais das correntes do rotor, a máquina com parâmetros R_s , L_s , R_r , L_r e L_m e a máquina com parâmetros R_s , L_s , $m^2 R_r$, $m^2 L_r$ e $m L_m$ são equivalentes. A constante m é arbitrária, com $m \neq 0$ e $m \neq \infty$. A escolha de tal constante corresponde exatamente em arbitrar a relação entre as indutâncias de dispersão de rotor e de estator – $k = \frac{L_{ls}}{L_{lr}}$ – como é feito na determinação dos parâmetros através dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado.

Particularmente, se m é feito igual a $m = \sqrt{\frac{L_s}{L_r}}$, uma máquina equivalente é obtida com indutâncias próprias de estator e de rotor iguais, correspondendo portanto a fazer $k = 1$. Levando-se a consideração $L_s = L_r$ nas expressões (3.20), os outros parâmetros do motor de indução são determinados, ou seja:

$$\begin{aligned} \vec{E}_r &= \vec{E}_s, \\ \vec{R}_r^1 &= \frac{\vec{E}_r}{\vec{I}_r}, \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\bar{E}_m^k = \sqrt{\bar{E}_r^k (\bar{E}_s - \sigma \bar{E}_s)},$$

onde o sobrescrito indica o valor do parâmetro k, que para no caso das expressões acima é $k = 1$.

Na norma técnica do IEEE para testes de motores de indução (IEEE-112, 1996), a relação entre as indutâncias de dispersão k, utilizada na determinação dos parâmetros, é definida de acordo com as diversas classes de motores, a saber:

- $k = 1$ para motores de classes A e D e aqueles de rotor bobinado;
- $k = 0,67$ para motores de classe B;
- $k = 0,43$ para motores de classe C.

As equações em (3.26) são portanto adequadas para motores classe A e D e de rotor bobinado. Os parâmetros para máquinas classes B e C podem ser encontrados transformando a máquina equivalente com $k = 1$, em uma nova máquina equivalente com o apropriado valor de k especificado acima. O valor de m para esta transformação é dado pela relação (3.27) deduzida no apêndice C.

$$m = \frac{(k-1)L_m^1 + \sqrt{[(k-1)L_m^1]^2 + 4k(L_r^1)^2}}{2kL_r^1}. \quad (3.27)$$

Desta forma, os parâmetros físicos transformados, para um k arbitrário, são:

$$\bar{E}_r^k = m^2 \bar{E}_r^1,$$

$$\bar{R}_r^k = m^2 \bar{R}_r^1, \quad (3.28)$$

$$\bar{E}_m^k = m \bar{E}_m^1.$$

3.5 Conclusão

Neste capítulo apresentou-se o modelo matemático do motor de indução. Uma forma mais conveniente para representar as equações de um motor no espaço de estados foi abordada. Utilizou-se o modelo dinâmico corrente-tensão do motor para desenvolver o modelo de regressão linear para ser usado no algoritmo dos mínimos quadrados. Foi apresentada uma transformação das variáveis de rotor do modelo da máquina de indução, que a partir da qual, pode-se obter todos os parâmetros do motor de indução. Assim, foi desenvolvida uma metodologia para determinação dos parâmetros de rotor, que leva em consideração a relação entre as indutâncias de dispersão entre rotor e estator, encontrada em catálogos de ensaios de motores de indução. É importante ressaltar que esta consideração é equivalente a estipular um valor para a razão entre as indutâncias de dispersão nos tradicionais ensaios a vazio e com rotor bloqueado, e não constitui portanto nenhuma aproximação.

4 Resultados de Simulação e Experimentais

4.1 Introdução

Neste capítulo, o modelo proposto no capítulo anterior será utilizado para estimar os parâmetros de um motor de indução. Os resultados serão obtidos a partir de dados simulados e experimentais. Em ambos os casos, a estimação é desenvolvida em ambiente MATLAB. Empregou-se uma janela de cinco pontos e um polinômio de terceira ordem para a estimação dos coeficientes dos polinômios de tensão e corrente usados no cálculo das derivadas (ver a seção 2.4 para maiores detalhes). Escolheu-se este número considerando o compromisso entre a precisão dos cálculos e o tempo de processamento.

Para obter os dados de simulação, foi desenvolvido um programa em linguagem C, que integra as equações dinâmicas do modelo do motor numericamente através do método de Runge-Kutta de quarta ordem. O intervalo de integração para resolução das equações foi de 1 μ s para conseguir boa precisão. Não foi incluído ruído de medição no programa de simulação do motor de indução.

Os resultados experimentais foram obtidos através do sistema de acionamento disponível no LAEEP (Laboratório de Acionamentos Elétricos e Eletrônica de Potência) do GAEEP-CPDEE/UFMG, representado pela Fig. 4.1. O primeiro bloco consiste de um retificador trifásico a diodos. O inversor é do tipo fonte de tensão VSI (*Voltage Source Inverter*), a IGBT. A técnica de comando empregada no inversor é a modulação por largura de pulso - PWM (*Pulse Width Modulation*).

A máquina CA, a ser acionada pelo inversor, é uma máquina de indução trifásica de quatro pólos, com rotor em gaiola e de 2 hp de potência nominal (dados de placa e parâmetros mecânicos e elétricos são fornecidos no apêndice D).

Um microcomputador (PC) Pentium 133 MHz, responsável pelo controle do sistema de acionamento, é equipado com interfaces para geração dos sinais de comando modulados por largura de pulso e para aquisição de sinais analógicos. Esta interface de aquisição de dados, desenvolvida por Lacerda (Lacerda, 1994) possui 12 bits de resolução, 8 canais diferenciais de entrada analógica, 2 saídas analógicas e taxa de amostragem máxima de 50 kHz.

A medição das tensões fase-fase aplicadas ao motor é feita diretamente através de amplificadores diferenciais. Para evitar a leitura de harmônicos de tensão de ordem superior, são acoplados às saídas destes amplificadores filtros ativos tipo Butterworth de segunda ordem com frequência de corte de 600 Hz. A medição das correntes é feita por sensores de efeito Hall. A velocidade angular da máquina é obtida por um taco-gerador CC, conectado ao eixo. Como a tensão de saída do taco-gerador apresenta ruído significativo devido ao comutador, é necessária a filtragem deste sinal. Esta filtragem foi realizada por um filtro digital.

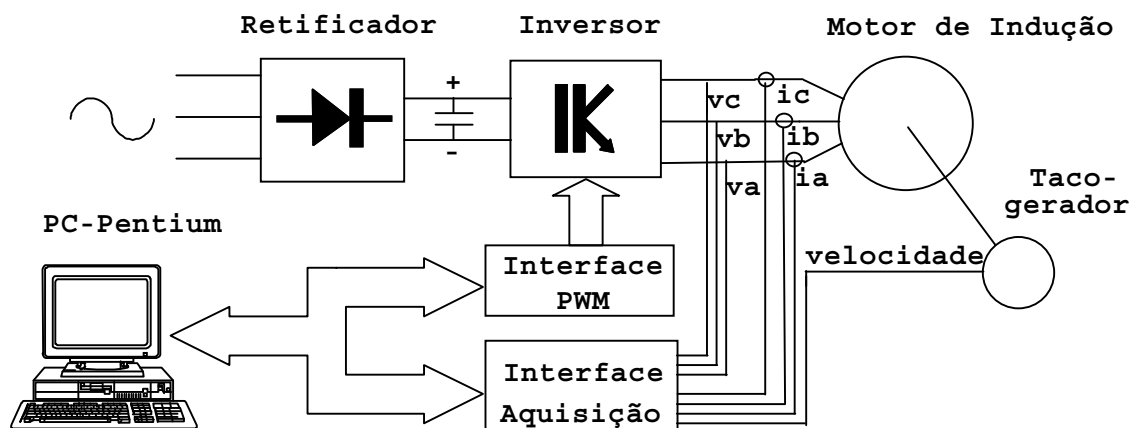


Fig 4.1 - Sistema de acionamento elétrico.

4.2 Resultados de simulação

Os resultados de simulação serão utilizados para analisar a influência do período de amostragem na estimativa dos parâmetros do motor de indução. A sensibilidade do método às variações destes parâmetros também é verificada, onde então, fica demonstrada a eficácia do algoritmo de estimação.

4.2.1 Robustez com relação ao período de amostragem

Os modelos de estimação que utilizam o modelo discreto no tempo apresentam uma forte dependência com o período de amostragem (Δ). Muitos deles necessitam de intervalos de amostragem bem pequenos para que a estimação dos parâmetros seja conseguida com sucesso (Ribeiro, 1995; Matheus, 1997). Uma das vantagens da utilização do modelo contínuo no tempo, é a pouca sensibilidade do procedimento de estimação ao período de amostragem.

Serão analisadas quatro simulações com intervalos de amostragem de 100 μ s, 250 μ s, 500 μ s e 1000 μ s. O motor foi alimentado com tensões senoidais, simulando uma partida direta da rede. O tempo total de simulação foi de 1,0 s para todos os períodos de amostragem. Os parâmetros elétricos do motor simulado estão na Tabela 4.1. Empregou-se o fator de esquecimento igual a 1,0 e não se utilizou termos de resíduos no algoritmo de estimação. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 4.2. O erro percentual que aparece na tabela foi calculado da seguinte forma:

$$\text{erro}(\%) = \frac{100 \times |\text{valor real} - \text{valor estimado}|}{\text{valor real}}. \quad (4.1)$$

Observa-se na Tabela 4.2 que a variação do período de amostragem não provoca variações significativas nos erros dos parâmetros estimados, sugerindo que o procedimento é pouco sensível ao período de amostragem. As Fig. 4.2, Fig. 4.3 e

Fig. 4.4 mostram, respectivamente, as respostas dinâmicas do estimador para a resistência do estator, R_s , a resistência do rotor, R_r , e a indutância própria do estator, L_s . Não estão apresentadas as curvas referentes às indutâncias própria do rotor, L_r , e mútua, L_m , porque o comportamento dos estimadores destas é bastante semelhante à dinâmica da indutância própria do estator. Por questões de clareza, as curvas foram traçadas até 0,5 s.

Tabela 4.1 - Parâmetros obtidos pelos ensaios a vazio e com rotor bloqueado para o motor de indução simulado

R_s (Ω)	R_r (Ω)	L_s (H)	L_r (H)	L_m (H)	τ_r (s)	σL_s (H)
3,63	3,55	0,2983	0,3054	0,2843	0,0860	0,0336

Tabela 4.2 - Parâmetros estimados do motor de indução simulado variando o período de amostragem

parâmetro	$\Delta = 100\mu s$		$\Delta = 250\mu s$		$\Delta = 500\mu s$		$\Delta = 1000\mu s$	
	estim.	erro (%)	estim.	Erro (%)	estim.	erro (%)	estim.	erro (%)
R_s (Ω)	3,56	2,06	3,57	1,83	3,60	0,97	3,73	2,72
R_r (Ω)	3,61	1,80	3,61	1,59	3,58	0,84	3,46	2,43
L_s (H)	0,3007	0,78	0,3006	0,75	0,3002	0,61	0,2987	0,10
L_r (H)	0,3077	0,75	0,3076	0,73	0,3072	0,63	0,3057	0,12
L_m (H)	0,2866	0,82	0,2865	0,78	0,2861	0,60	0,2845	0,06
τ_r (s)	0,0851	1,03	0,0853	0,85	0,0858	0,24	0,0883	2,61
σL_s (H)	0,0336	0,04	0,0336	0,02	0,0337	0,28	0,0340	0,98

Nota-se, em todas as figuras, que o tempo de convergência das estimações foi praticamente o mesmo para os quatro períodos de amostragem utilizados. Ocorrem grandes picos no início da estimação dos parâmetros (devido principalmente a

transientes numéricos) que não foram mostrados para não prejudicar a visualização precisa dos valores estimados.

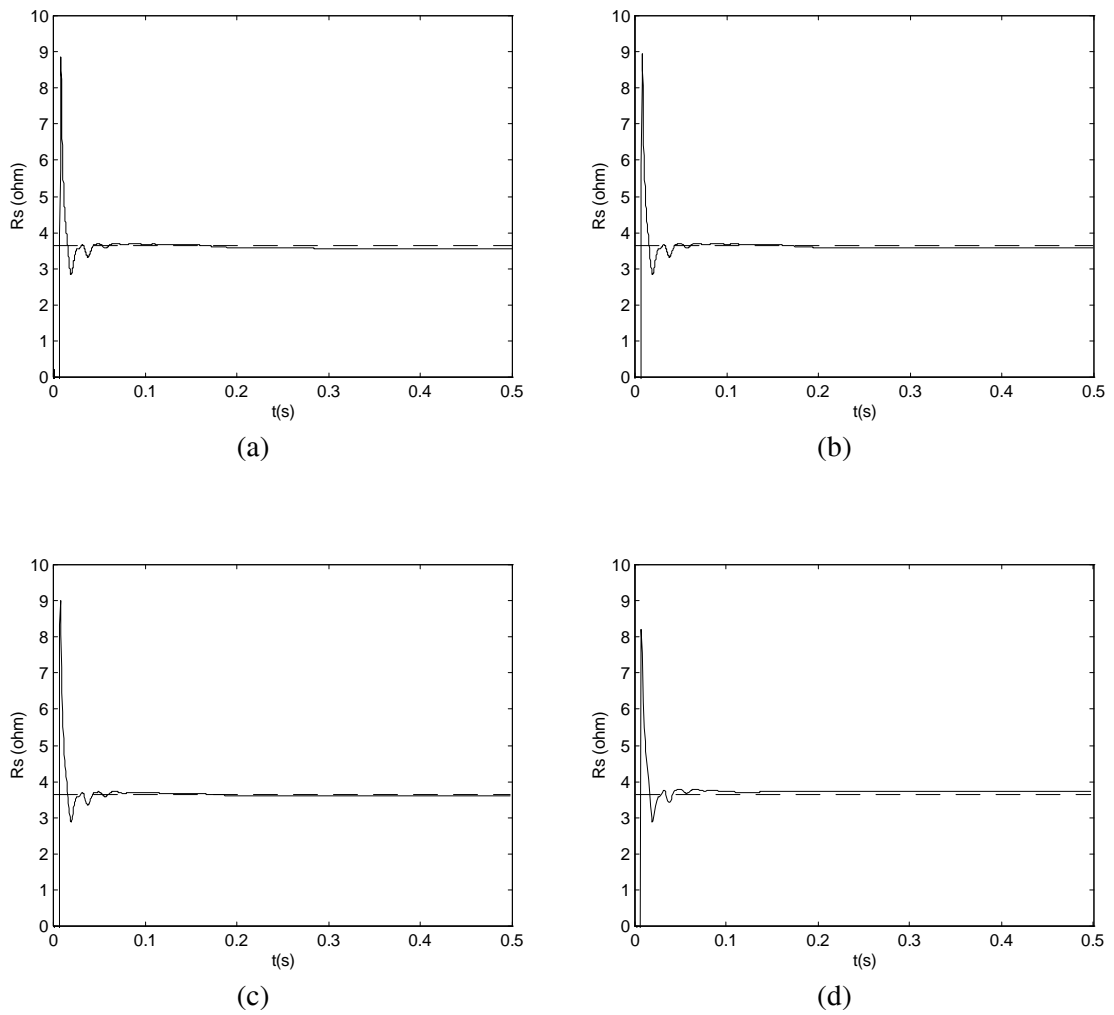


Fig. 4.2 - Resistências do estator estimadas variando o período de amostragem;
 (- -) valor real e (—) valor estimado.
 (a) $\Delta = 100\mu\text{s}$, (b) $\Delta = 250\mu\text{s}$, (c) $\Delta = 500\mu\text{s}$ e (d) $\Delta = 1000\mu\text{s}$.

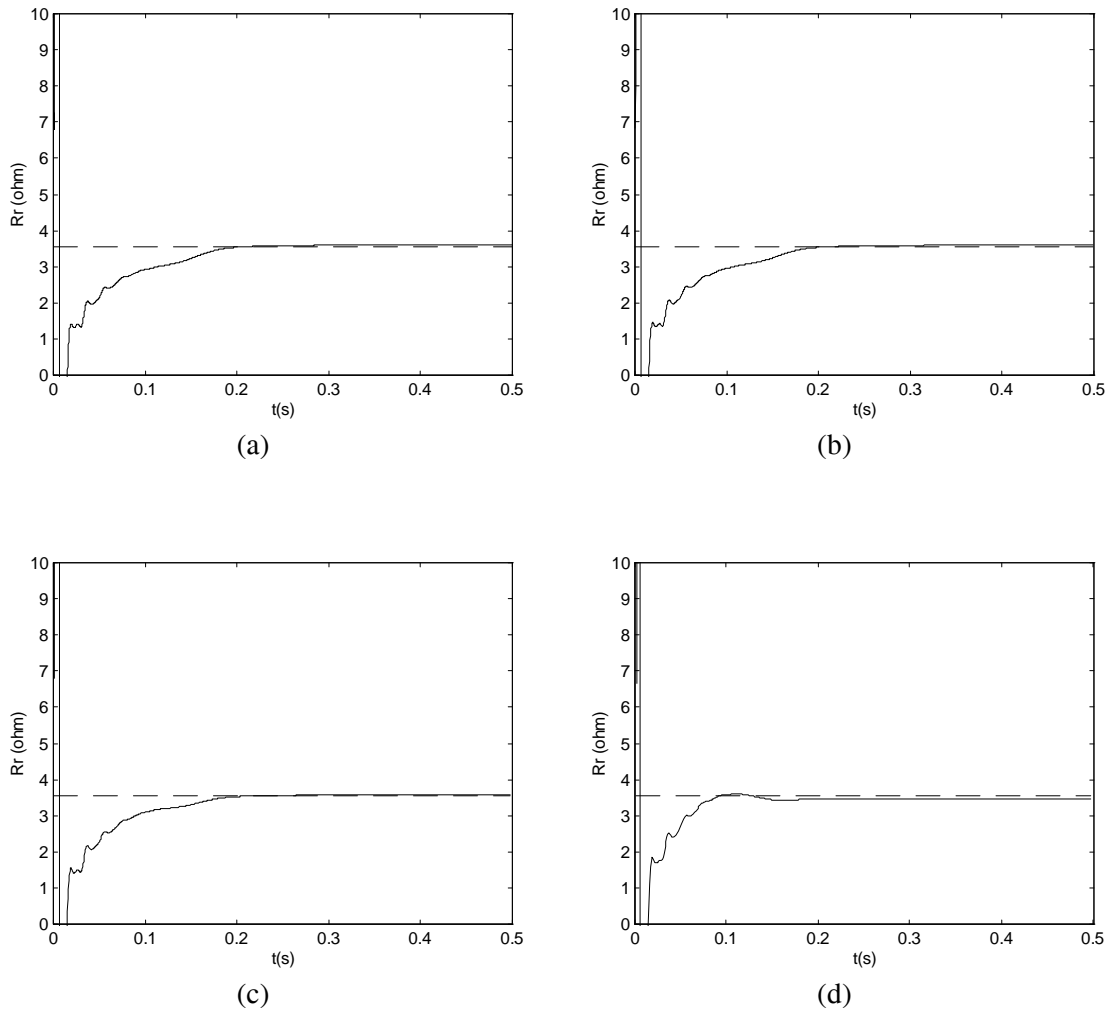


Fig. 4.3 - Resistências do rotor estimadas variando o período de amostragem;

(- -) valor real e (—) valor estimado.

(a) $\Delta = 100\mu\text{s}$, (b) $\Delta = 250\mu\text{s}$, (c) $\Delta = 500\mu\text{s}$ e (d) $\Delta = 1000\mu\text{s}$.

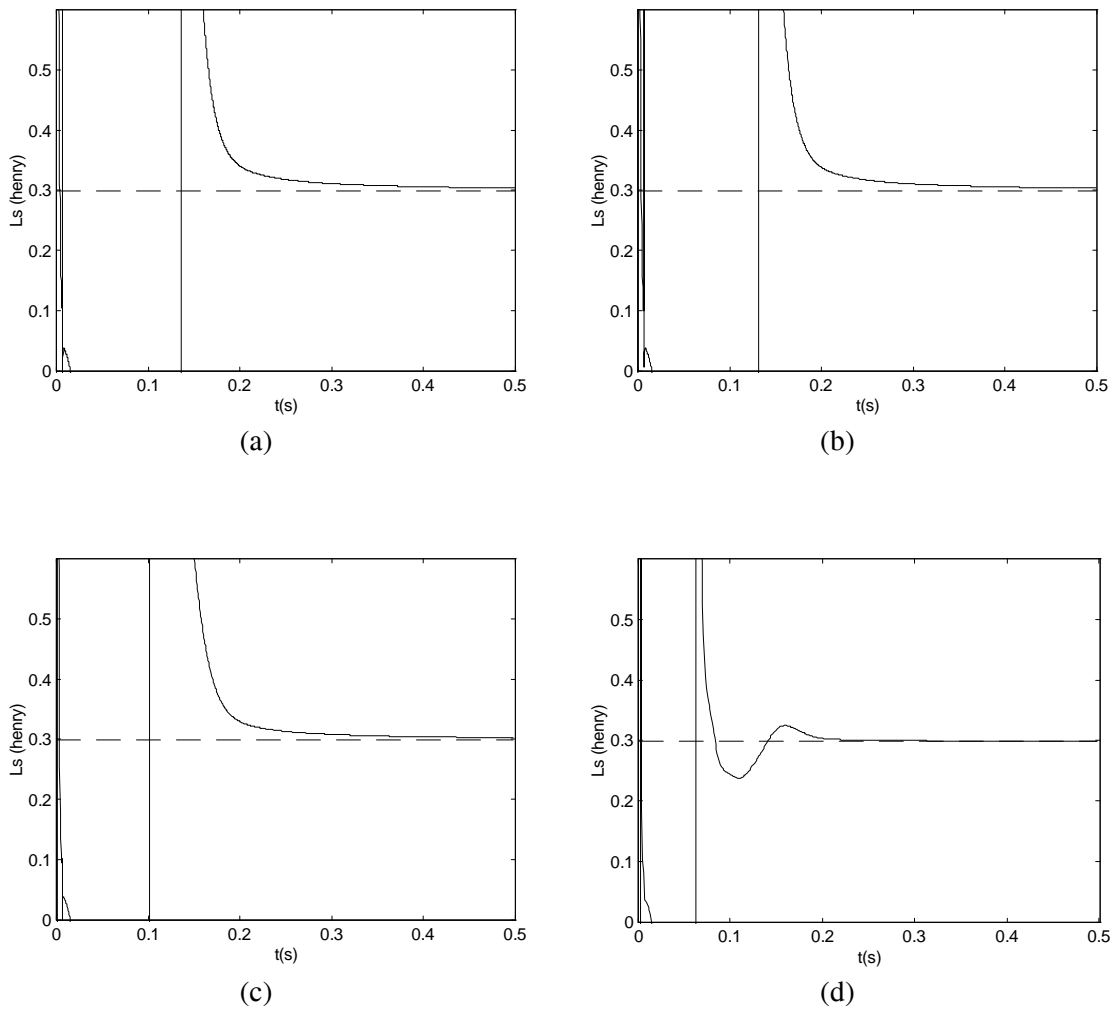


Fig. 4.4 - Indutâncias próprias do estator estimadas variando o período de amostragem;
 (- -) valor real e (—) valor estimado.
 (a) $\Delta = 100 \mu\text{s}$, (b) $\Delta = 250 \mu\text{s}$, (c) $\Delta = 500 \mu\text{s}$ e (d) $\Delta = 1000 \mu\text{s}$.

No capítulo 3, foram apresentadas duas formas para determinar R_s e τ_r , a saber (ver equação (3.24)):

$$\bar{\tau}_r = \frac{\bar{\theta}_4}{\bar{\theta}_5} \text{ ou } \bar{\tau}_r = \frac{\bar{\theta}_3}{\bar{\theta}_2}, \quad (4.2)$$

$$\bar{R}_s = \frac{\bar{\theta}_3}{\bar{\theta}_4} \text{ ou } \bar{R}_s = \frac{\bar{\theta}_2}{\bar{\theta}_5}.$$

A escolha da combinação a ser utilizada foi feita através das variâncias obtidas a partir dos elementos da diagonal principal da matriz de covariância P e através da polarização dos parâmetros estimados. A Tabela 4.3 apresenta as variâncias para a simulação realizada com $\Delta = 250\mu\text{s}$ (os valores das simulações com outros períodos de amostragem são muito próximos). Estas variâncias correspondem à média dos 100 últimos valores dos elementos da diagonal principal da matriz de covariância dada pela equação (2.20). A Fig. 4.5 mostra os resultados para a estimação dos parâmetros θ 's.

Tabela 4.3 - Variâncias dos elementos da diagonal principal da matriz P

	$\bar{\theta}_1$	$\bar{\theta}_2$	$\bar{\theta}_3$	$\bar{\theta}_4$	$\bar{\theta}_5$
$\text{var}(\sigma^2)$	$1,953 \times 10^{-10}$	$2,260 \times 10^{-5}$	$6,842 \times 10^{-10}$	$1,957 \times 10^{-12}$	$1,450 \times 10^{-8}$

Pelos resultados obtidos na Tabela 4.3 e Fig. 4.5, conclui-se que os parâmetros elétricos do motor estimados através de $\bar{\theta}_2$ não são confiáveis, pois este parâmetro apresenta significativamente uma variância maior que os demais e não converge para o valor esperado, isto é, ele está polarizado.

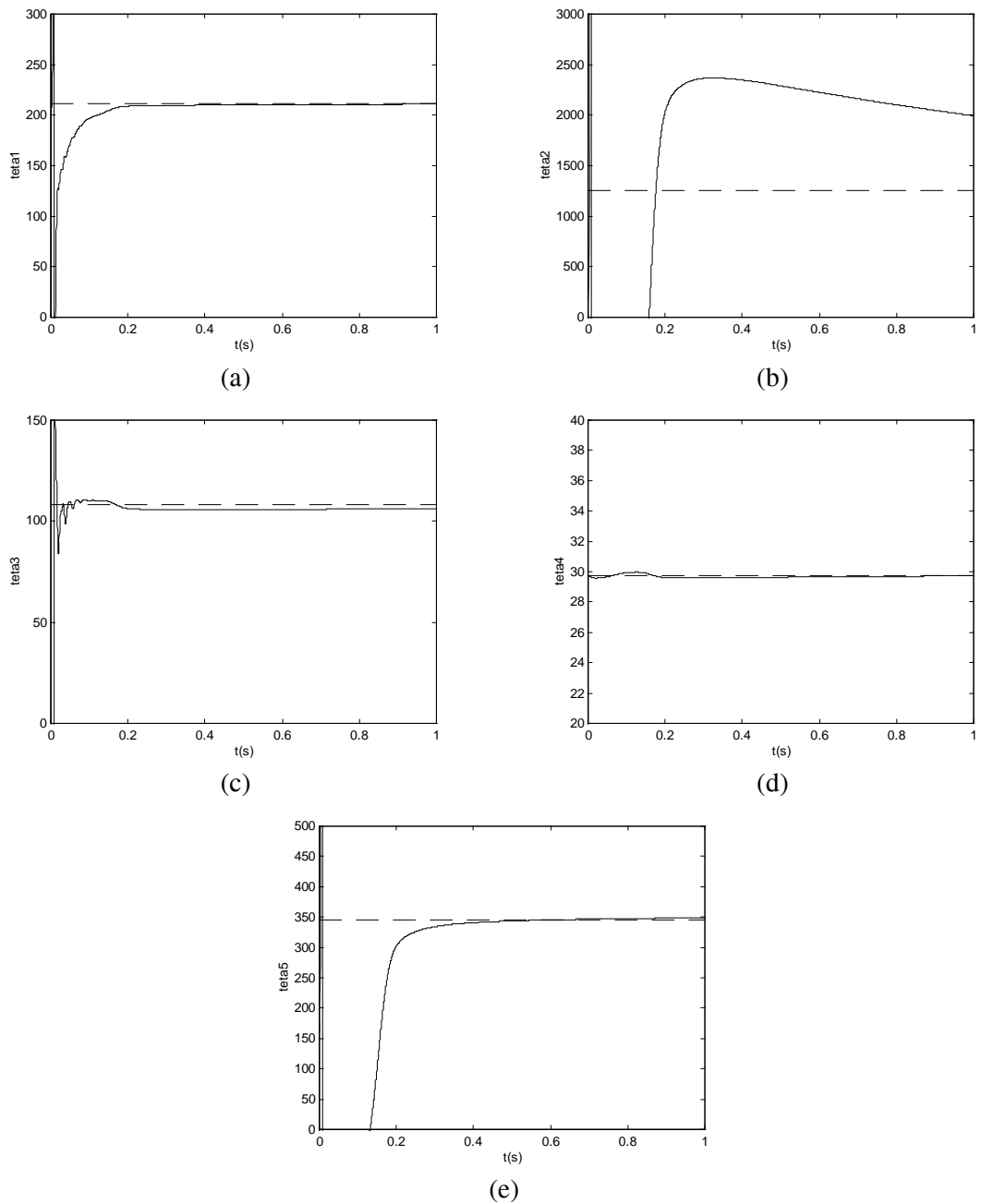


Fig. 4.5 - Parâmetros estimados para $\Delta = 250\mu\text{s}$;
 (- -) valor real e (—) valor estimado.
 (a) $\bar{\theta}_1$, (b) $\bar{\theta}_2$, (c) $\bar{\theta}_3$, (d) $\bar{\theta}_4$ e (e) $\bar{\theta}_5$.

4.2.2 Sensibilidade do algoritmo de estimação às variações dos parâmetros elétricos do motor

Para avaliar o desempenho do método de estimação proposto realizaram-se simulações em que a resistência de rotor e a indutância mútua foram variadas. Em ambas simulações, o período de amostragem foi de 500 μ s e o tempo total de simulação foi de 3,0 s.

O primeiro caso analisado foi a variação em degrau da indutância mútua. Alimentou-se o motor com tensões senoidais e em $t = 1,0$ s, acrescentou-se à indutância mútua 50% de seu valor inicial (Fig. 4.6). Na Fig. 4.6a, o fator de esquecimento (λ) é igual a 1,0 e erro percentual da estimativa em relação ao valor real, aos 3,0 s, foi de 16,36%. Este erro caiu para 0,18% quando se utilizou $\lambda = 0,994$, como pode ser visto na Fig. 4.6b. Estes resultados mostram a importância do emprego do fator de esquecimento nas estimações em que se deseja perceber variações rápidas dos parâmetros do sistema. No primeiro resultado, o algoritmo não convergiu rapidamente para o valor real porque os dados antigos ainda influenciavam bastante na estimação. O mesmo não ocorre no segundo resultado, pois o fator de esquecimento permite que o algoritmo perceba as alterações ocorridas por dar mais peso a dados recentes.

No segundo caso estudado, provocou-se uma variação em degrau na resistência do rotor. Em $t = 1,0$ s, aumentou-se esta resistência para o dobro do seu valor inicial. Para que esta variação se tornasse significativa na dinâmica do motor de indução, foi necessário colocar carga no eixo do motor, depois da partida a vazio. O conjugado de carga foi aplicado em $t = 0,5$ s, com o valor de 25% do nominal, ou seja, 2,0 Nxm. O efeito dos aumentos do conjugado de carga e da resistência do rotor pode ser observado na velocidade do motor (Fig. 4.7).

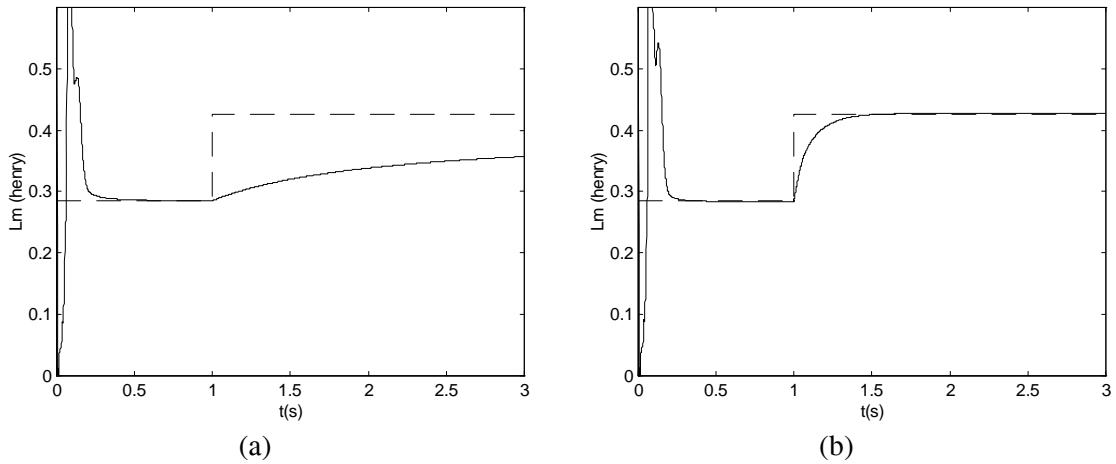


Fig. 4.6 - Estimação da indutância mútua para variação em degrau;
 (- -) valor real e (—) valor estimado.
 (a) $\lambda = 1,000$ e (b) $\lambda = 0,994$.

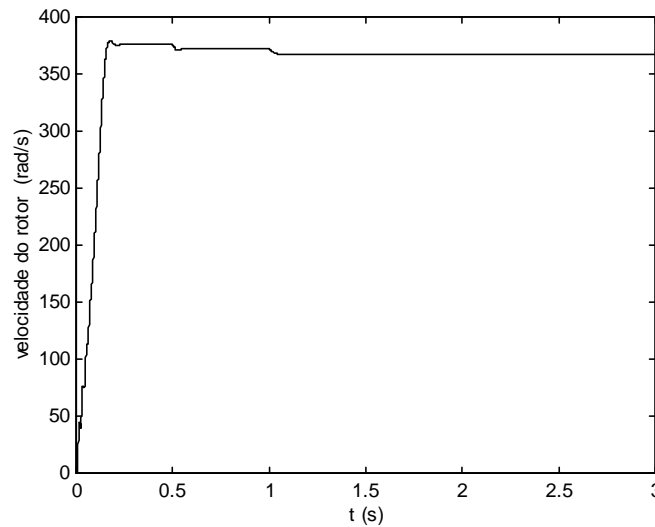


Fig. 4.7 - Efeito dos aumentos do conjugado de carga e da resistência do rotor na velocidade do rotor

É apresentado, também neste caso, o efeito do fator de esquecimento na convergência do valor estimado. Para $\lambda = 1,000$, erro percentual da estimativa, aos 3,0s, em relação ao valor real foi de 43,97 % e para $\lambda = 0,994$, este erro foi de 0,70 % (Fig. 4.8). Deve-se destacar também que o método de estimação apresenta bons resultados quando se aplica conjugado de carga no eixo do rotor.

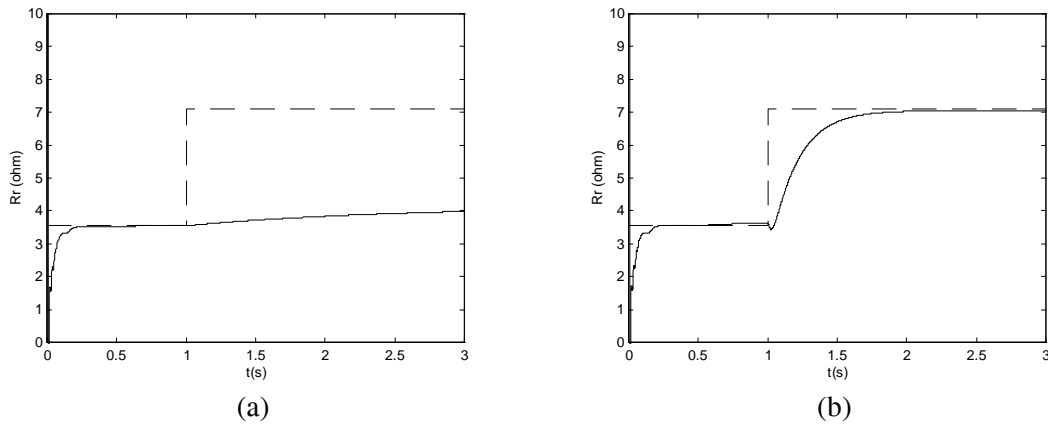


Fig. 4.8 - Estimação da resistência do rotor para variação em degrau;
 (- -) valor real e (—) valor estimado.
 (a) $\lambda = 1,000$ e (b) $\lambda = 0,994$.

4.3 Resultados experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados experimentais relativos ao método de estimação proposto no capítulo 3. A estimação a partir dos dados experimentais foi desenvolvida em ambiente MATLAB e em todos os experimentos realizados armazenou-se 8000 pontos para cada variável. A interface de aquisição de dados, descrita na seção 4.1, utilizou 5 canais, sendo dois para as medições de tensões (v_{sa} e v_{sb}), dois para as medições de correntes (i_{sa} e i_{sb}) e um para medição da velocidade do rotor (ω_r). As outras variáveis (v_{sc} e i_{sc}) foram obtidas considerando-se que o sistema é equilibrado. O período de amostragem foi mantido constante em todos os ensaios com o valor de 250 μ s. O motor foi conectado em ligação do tipo triângulo.

Foram realizados dois tipos de ensaios com o motor de indução:

- partida direta da rede trifásica;
- partida utilizando um inversor, mantendo a relação entre a tensão e a frequência, $\frac{v}{f}$, constante.

A seguir são apresentados os resultados referentes a estes ensaios.

4.3.1 Partida direta da rede trifásica

A realização da partida direta da rede é fácil quando a potência do motor de indução utilizado é pequena. Para motores de grande potência, este ensaio é mais difícil. Mas devido à sua simplicidade, ele foi empregado para a estimação dos parâmetros elétricos da máquina de indução. A Fig. 4.9 mostra as tensões da rede trifásica aplicadas ao motor de indução, as correntes que aparecem em seus terminais e a velocidade angular elétrica do rotor. A queda de tensão que aparece no início da partida ocorre nas indutâncias de dispersão do transformador que alimenta o retificador.

As derivadas dos sinais de tensão e corrente (do sistema bifásico dq) necessárias ao algoritmo de estimação podem ser vistas nas Fig. 4.10, Fig. 4.11 e Fig. 4.12. Estas derivadas foram calculadas conforme descrito na seção 2.4 com uma janela de cinco pontos para um polinômio de terceira ordem.

O algoritmo de estimação utilizou o fator de esquecimento unitário. Nesta situação, realizou-se a estimação com e sem termos de resíduos. Como já foi dito no capítulo 2, a utilização de termos de resíduos é para garantir que o resíduo seja o mais branco possível. As Tabela 4.4 e Tabela 4.5 apresentam os resultados da estimação sem termos de resíduos e com 7 termos de resíduos, respectivamente. Este número de termos de resíduos foi escolhido empiricamente, depois de vários testes, observando a convergência da estimação dos parâmetros. Nestas tabelas foram realizados 10 experimentos (x) e calculados a média (\bar{x}) e o desvio padrão (σ_x) para os parâmetros estimados com estes 10 experimentos. O termo *drmc* representa a diferença em relação aos parâmetros determinados através dos ensaios clássicos (ver apêndice D).

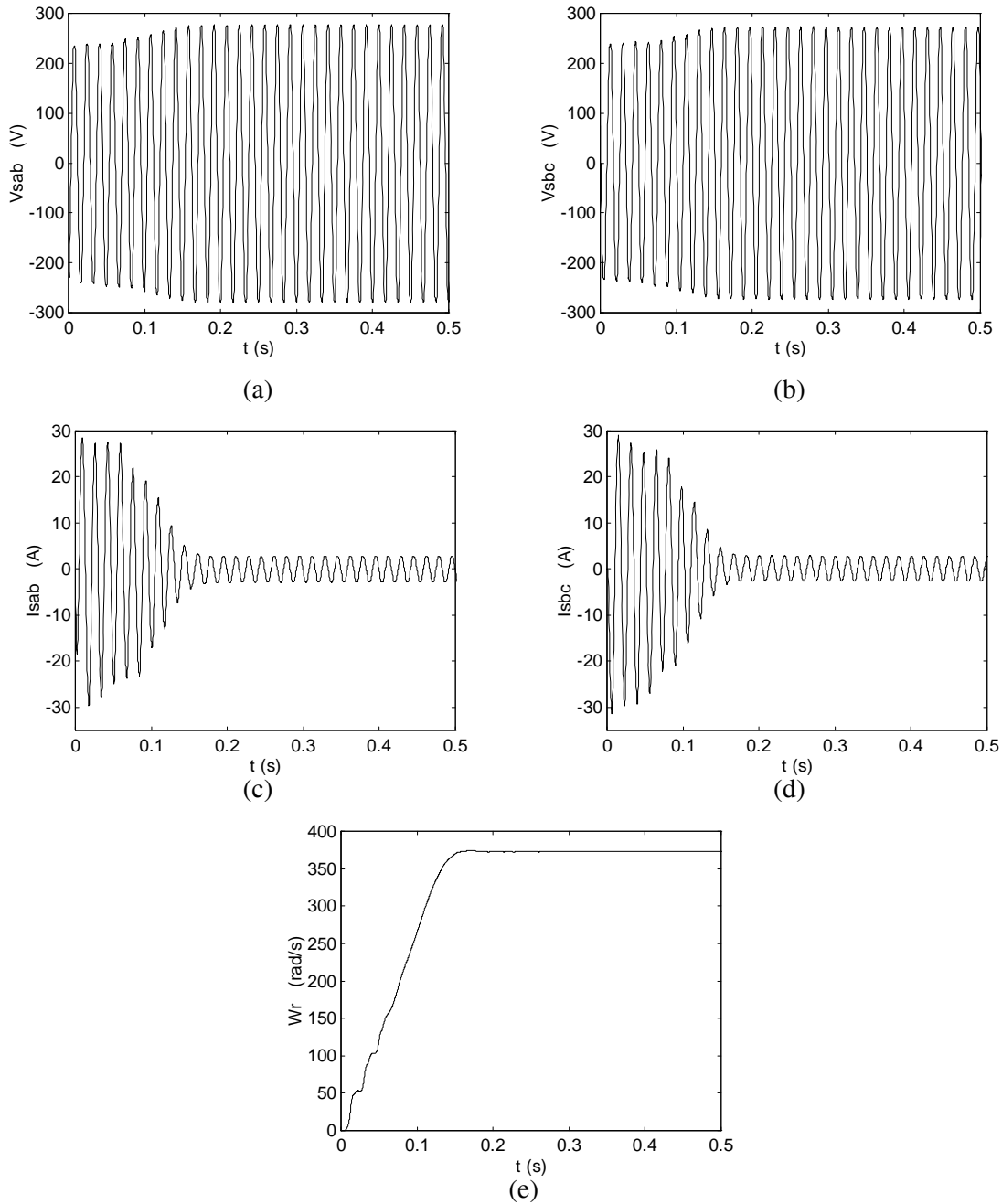


Fig. 4.9 - Tensões da rede aplicadas ao motor de indução, correntes que aparecem em seus terminais e a velocidade angular elétrica do rotor, para partida direta.

(a) v_{sab} , (b) v_{sbc} , (c) i_{sab} , (d) i_{sbc} e (e) ω_r .

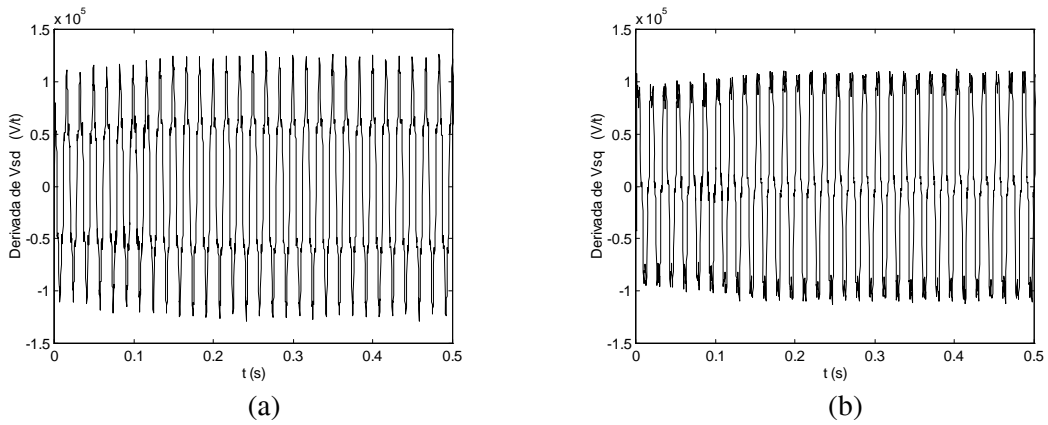


Fig. 4.10 - Derivadas primeiras das tensões de eixo d e q para partida direta.
(a) \dot{V}_{sd} e (b) \dot{V}_{sq} .

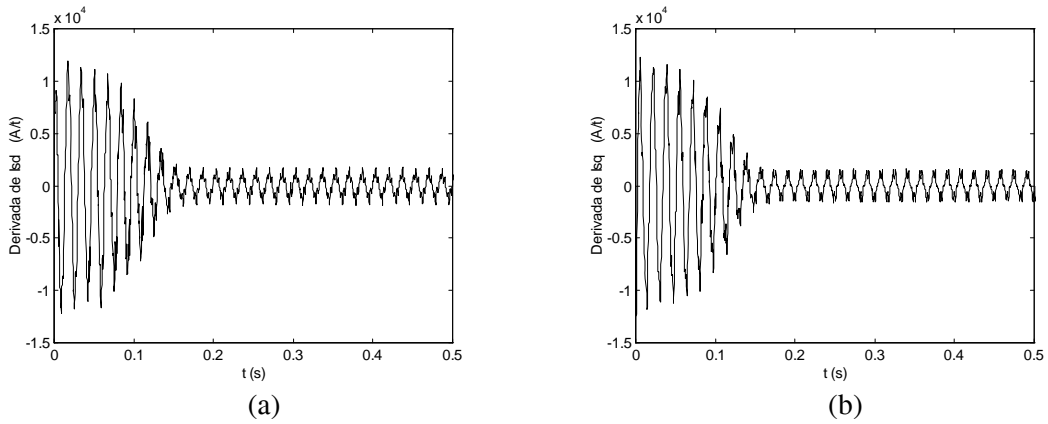


Fig. 4.11 - Derivadas primeiras das correntes de eixo d e q para partida direta.
(a) \dot{I}_{sd} e (b) \dot{I}_{sq} .

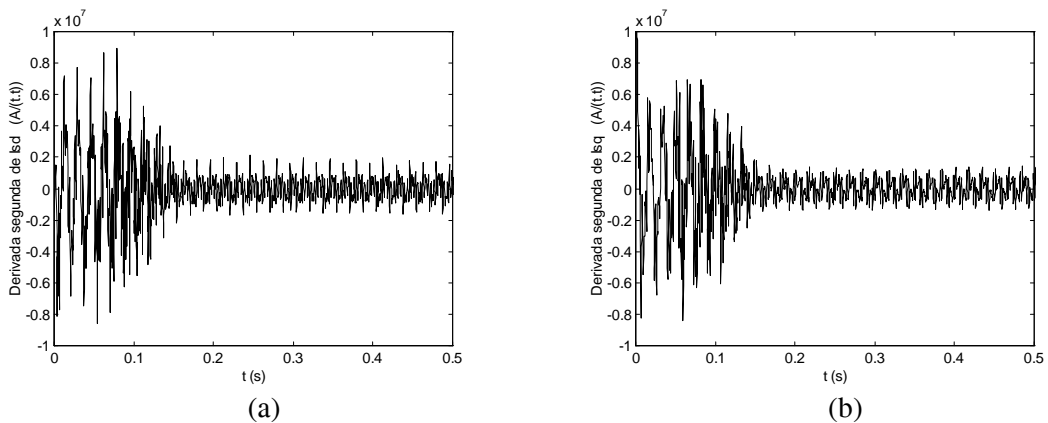


Fig. 4.12 - Derivadas segundas das correntes de eixo d e q para partida direta.
(a) \ddot{I}_{sd} e (b) \ddot{I}_{sq} .

Tabela 4.4 - Parâmetros estimados do motor de indução para partida direta, não utilizando termos de resíduos

x	$\bar{R}_s (\Omega)$	$\bar{R}_r (\Omega)$	$\bar{E}_s (H)$	$\bar{E}_r (H)$	$\bar{E}_m (H)$	$\bar{\tau}_r (s)$	$\sigma \bar{E}_s (H)$
1	2,35	4,37	0,2359	0,2415	0,2246	0,0552	0,0271
2	2,51	4,26	0,2354	0,2410	0,2243	0,0565	0,0267
3	2,16	4,48	0,2348	0,2405	0,2232	0,0537	0,0276
4	2,34	4,38	0,2349	0,2406	0,2234	0,0549	0,0273
5	2,26	4,42	0,2352	0,2410	0,2236	0,0545	0,0277
6	2,60	4,26	0,2347	0,2404	0,2233	0,0564	0,0272
7	2,67	4,20	0,2347	0,2404	0,2234	0,0572	0,0271
8	2,80	4,13	0,2343	0,2400	0,2228	0,0581	0,0273
9	2,16	4,47	0,2372	0,2427	0,2260	0,0543	0,0267
10	2,90	4,11	0,2337	0,2394	0,2223	0,0582	0,0274
\bar{x}	2,47	4,31	0,2351	0,2408	0,2237	0,0559	0,0272
σ_x	0,26	0,13	0,0009	0,0009	0,0010	0,0016	0,0003
<i>drmc (%)</i>	31,91	21,41	21,21	21,16	21,32	35,01	19,10

Tabela 4.5 - Parâmetros estimados do motor de indução para partida direta, utilizando 7 termos de resíduos

x	$\bar{R}_s (\Omega)$	$\bar{R}_r (\Omega)$	$\bar{E}_s (H)$	$\bar{E}_r (H)$	$\bar{E}_m (H)$	$\bar{\tau}_r (s)$	$\sigma \bar{E}_s (H)$
1	4,92	2,57	0,2811	0,2846	0,2741	0,1107	0,0171
2	3,66	3,26	0,2632	0,2667	0,2563	0,0819	0,0170
3	1,45	4,79	0,2417	0,2477	0,2298	0,0517	0,0285
4	2,78	4,15	0,2358	0,2416	0,2243	0,0582	0,0275
5	3,52	3,60	0,2445	0,2497	0,2341	0,0694	0,0250
6	3,91	3,21	0,2573	0,2610	0,2501	0,0814	0,0176
7	2,37	4,36	0,2370	0,2429	0,2251	0,0557	0,0283
8	3,00	3,97	0,2413	0,2468	0,2303	0,0622	0,0263
9	3,30	3,76	0,2557	0,2610	0,2451	0,0695	0,0255
10	4,25	2,89	0,2690	0,2722	0,2625	0,0942	0,0158
\bar{x}	3,32	3,66	0,2527	0,2574	0,2432	0,0735	0,0229
σ_x	0,98	0,69	0,0151	0,0141	0,0172	0,0187	0,0053
<i>drmc (%)</i>	8,87	2,97	15,31	15,71	14,47	14,60	32,06

Observando-se as tabelas anteriores, conclui-se que a inclusão de termos de resíduos aproxima os resultados estimados daqueles obtidos através dos ensaios clássicos, mas como penalidade, os desvios padrões aumentam quando comparados com as estimativas sem resíduos.

A Fig. 4.13 mostra a dinâmica do algoritmo de estimação para a situação em que não se empregou os termos de resíduos (utilizou-se os dados do experimento 2 para as figuras desta seção). Novamente o parâmetro $\bar{\theta}_2$ (3.20) encontrou-se mais longe do valor de referência e possuiu uma variância maior que os demais. Desta forma não se utilizou este parâmetro para a estimação dos parâmetros do motor de indução, que estão apresentados na Fig. 4.14. Os mesmos parâmetros do motor estimados com a inclusão de termos de resíduos podem ser vistos na Fig. 4.15. As estimativas da constante de tempo de rotor e da indutância transiente (combinação dos coeficiente de dispersão magnética e indutância própria) do estator são mostradas na Fig. 4.16 para as duas situações. Nota-se que o acréscimo de termos de resíduos fez com que $\bar{\tau}_r$ se aproximasse do valor obtido através dos ensaios clássicos. Mas para σE_g , a não utilização de termos de resíduos produziu um resultado mais próximo do valor de referência.

A fim de validar os resultados de estimação obtidos, fez-se um programa de simulação com as equações dinâmicas do motor de indução onde as tensões, efetivamente aplicadas ao motor nos testes de laboratório, e a velocidade do rotor, medida por taco-gerador, foram empregadas como sinais de entrada para a simulação. A partir destes sinais de entrada, dos parâmetros estimados e do modelo do motor de indução, o programa de simulação gerou correntes que foram comparadas com aquelas obtidas em laboratório. O mesmo procedimento foi realizado com os parâmetros obtidos através dos ensaios clássicos. Os resultados desta validação estão apresentados nas Fig. 4.17, Fig. 4.18, Fig. 4.19 e Fig. 4.20. Apesar de existir uma diferença entre as correntes produzidas com os parâmetros estimados e as correntes obtidas com os parâmetros dos ensaios clássicos, ambos conseguem representar adequadamente a máquina real. Observa-se que as curvas obtidas com os parâmetros estimados aproximam-se melhor das correntes reais se comparadas àquelas obtidas com os parâmetros dos ensaios clássicos, o que mostra o bom desempenho do método proposto para estimação. É importante ressaltar que as grandes diferenças entre as correntes reais e as correntes obtidas por simulação, que aparecem no período transitório, ocorrem

devido a não inclusão no programa de simulação do efeito da saturação magnética e perdas no entreferro.

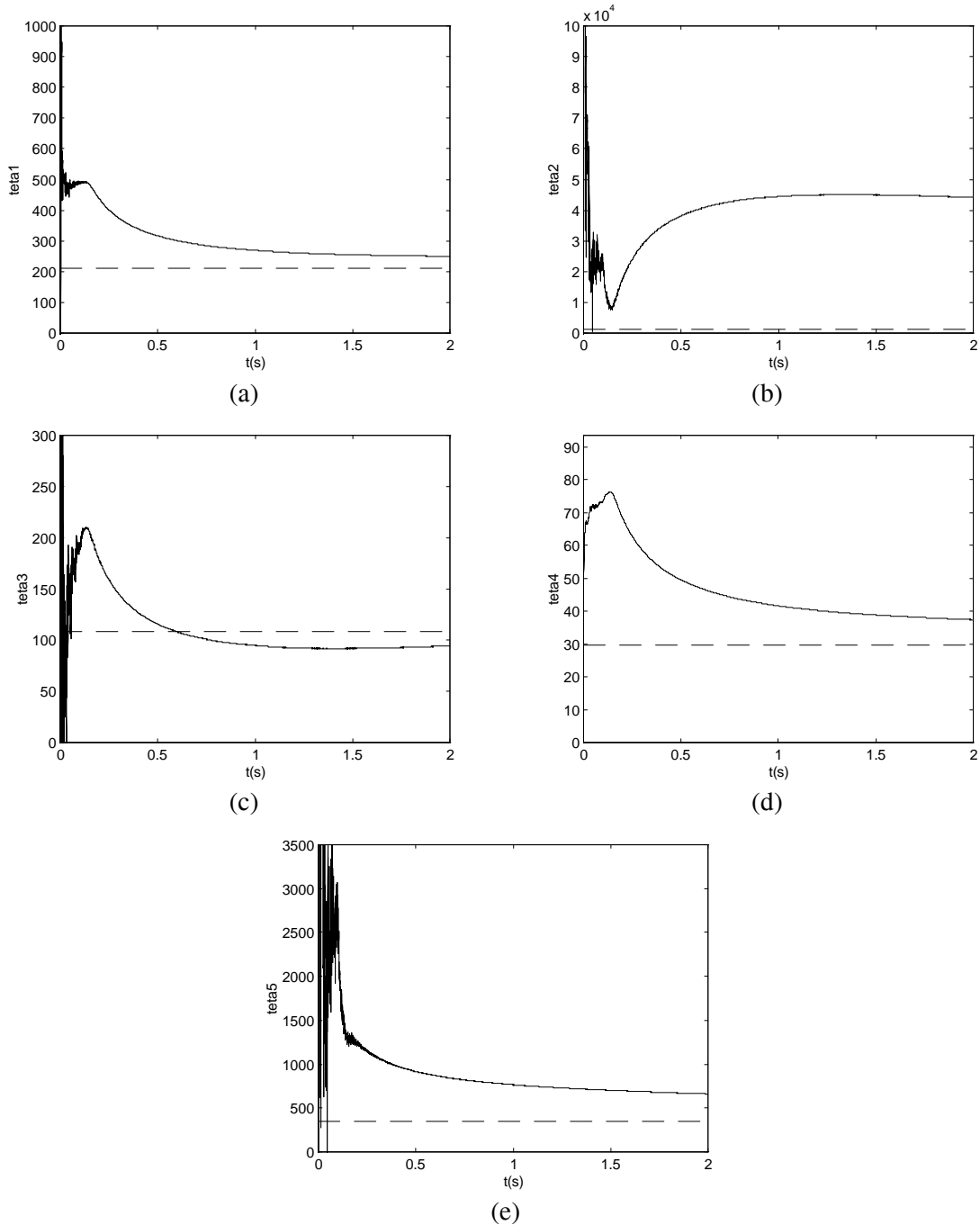


Fig. 4.13 - Parâmetros estimados utilizando a partida direta e sem termos de resíduos; (- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado.

(a) $\bar{\theta}_1$, (b) $\bar{\theta}_2$, (c) $\bar{\theta}_3$, (d) $\bar{\theta}_4$ e (e) $\bar{\theta}_5$.

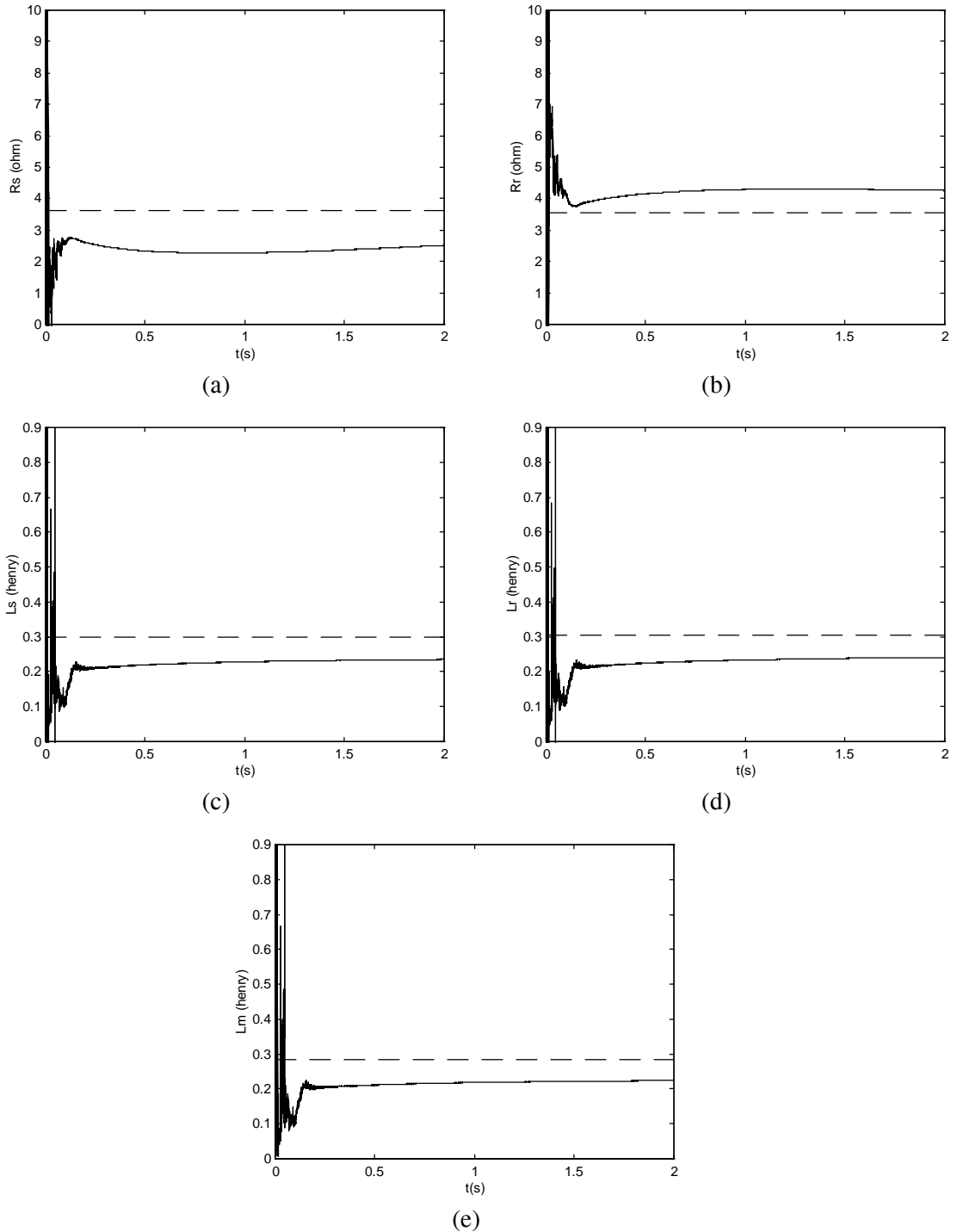


Fig. 4.14 - Parâmetros estimados do motor de indução utilizando a partida direta e sem termos de resíduos; (- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado.

(a) \bar{R}_s , (b) \bar{R}_r , (c) \bar{E}_s , (d) \bar{E}_r e (e) \bar{E}_m .

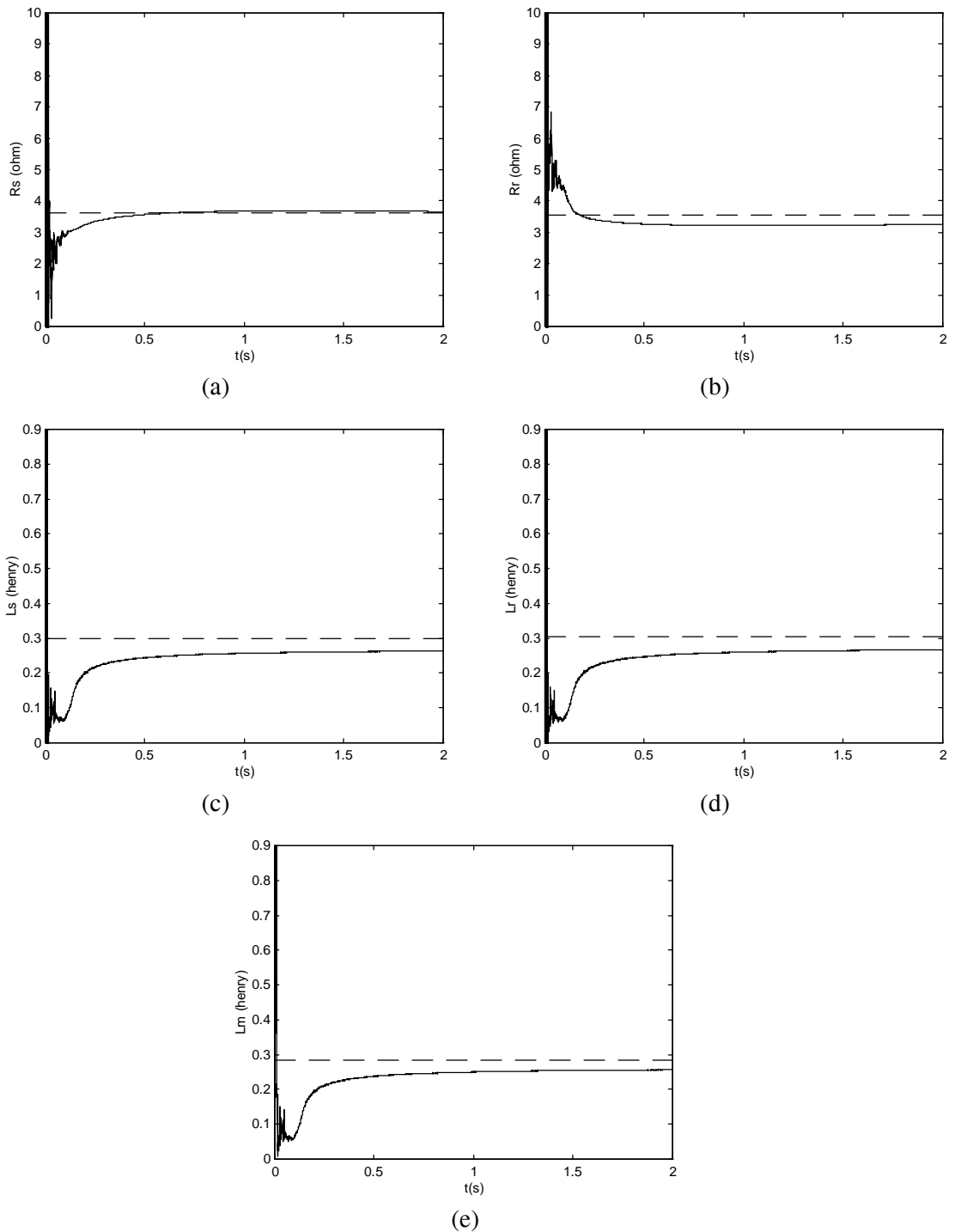


Fig. 4.15 - Parâmetros estimados do motor de indução utilizando a partida direta e 7 termos de resíduos; (- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado.

(a) \hat{R}_s , (b) \hat{R}_r , (c) \hat{L}_s , (d) \hat{L}_r e (e) \hat{L}_m .

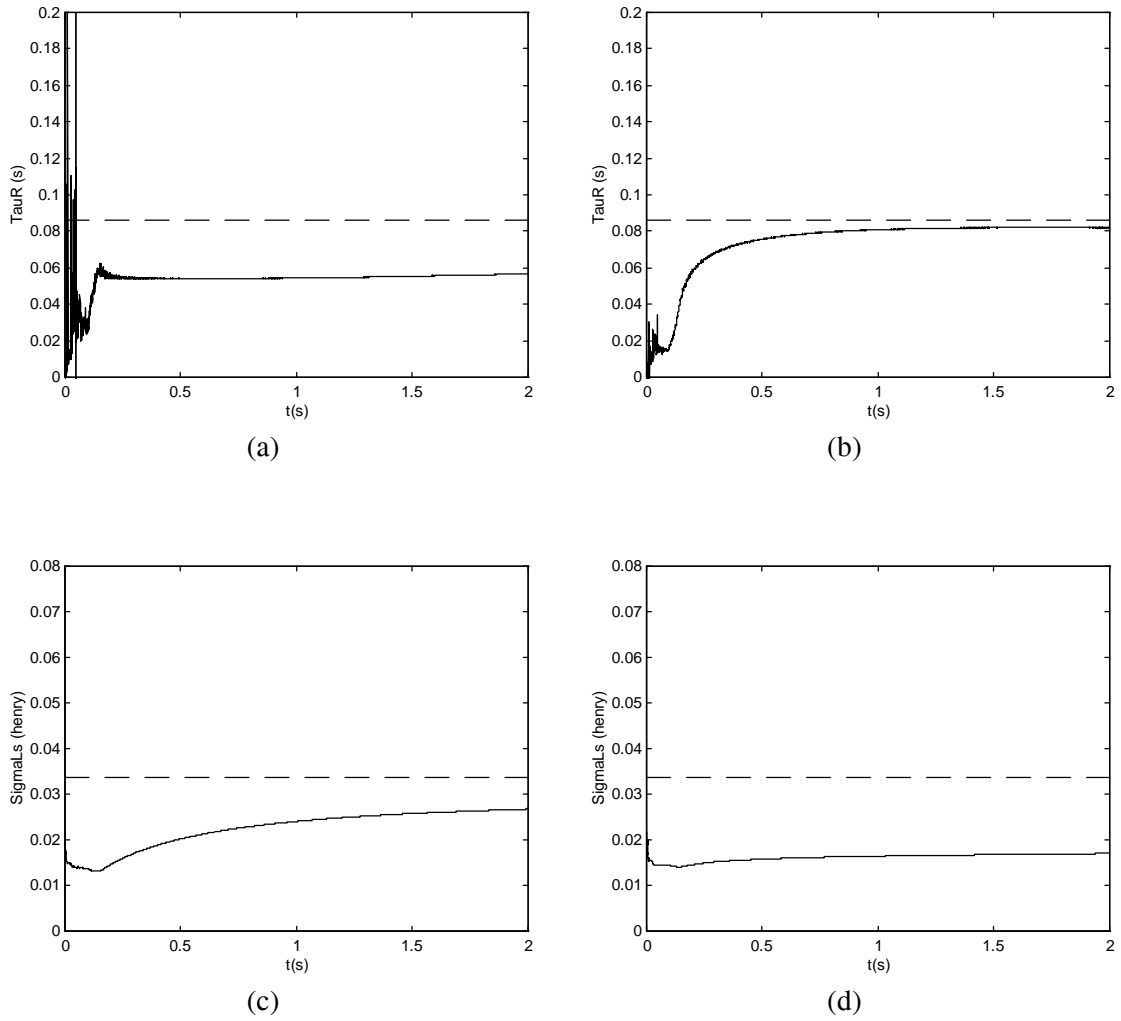


Fig. 4.16 - Estimação da constante de tempo de rotor e da indutância transiente do estator utilizando a partida direta;

(- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado.

(a) τ_r , sem resíduos; (b) τ_r , com 7 resíduos; (c) σE_s , sem resíduos; e (d) σE_s , com 7 resíduos

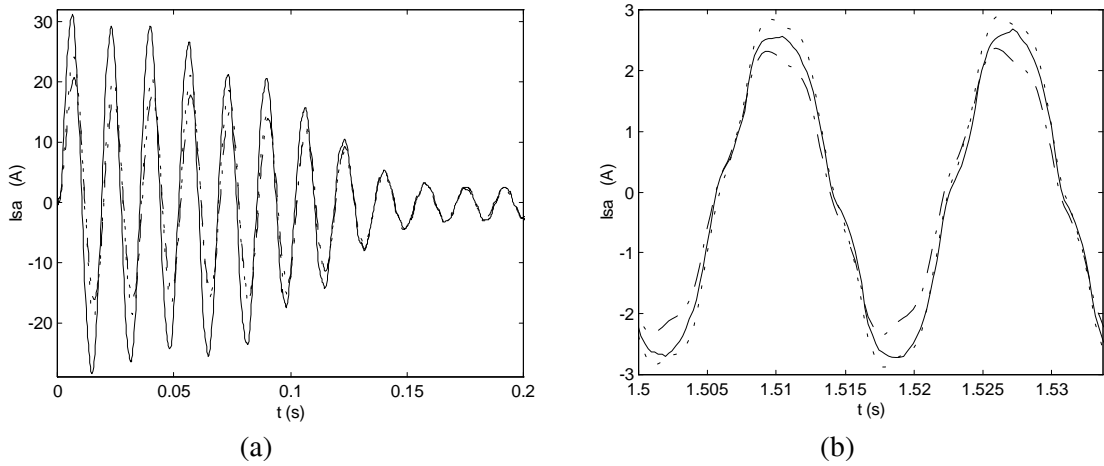


Fig. 4.17 - Comparação entre as correntes experimentais (—), estimadas (- -) e obtidas com parâmetros dos ensaios clássicos (- . -) para partida direta, sem termos de resíduos; (a) período transitório e (b) regime permanente.

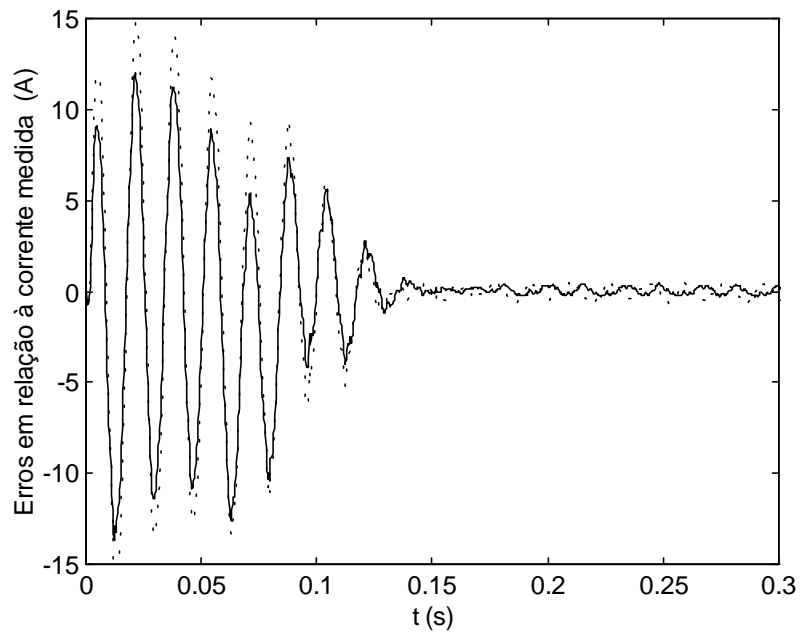


Fig. 4.18 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -) para partida direta, sem termos de resíduos.

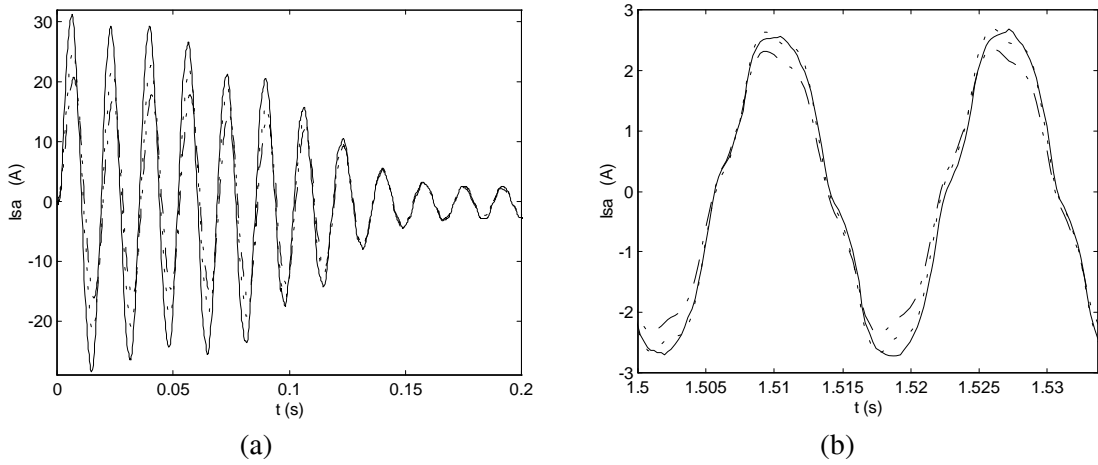


Fig. 4.19 - Comparação entre as correntes experimentais (—), estimadas (- -) e obtidas com parâmetros dos ensaios clássicos (- - -) para partida direta, com 7 termos de resíduos; (a) período transitório e (b) regime permanente.

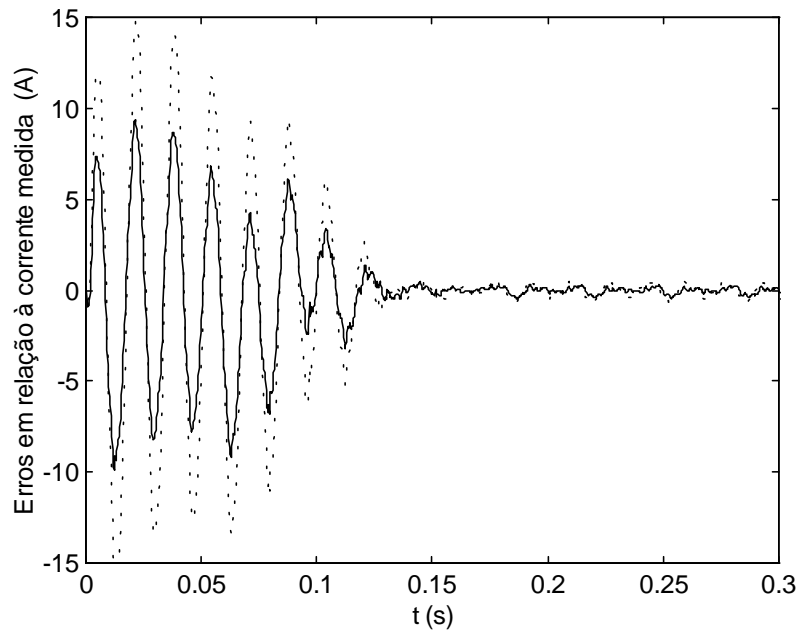


Fig. 4.20 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -) para partida direta, com 7 termos de resíduos.

4.3.2 Partida mantendo a relação entre a tensão e a frequência constante

A operação em que se mantém a razão entre a tensão e a frequência de alimentação do motor de indução constante é um controle escalar ainda muito utilizado nos acionamentos de motores de indução (Bose, 1986). É um controle em malha aberta de simples realização, no qual o fluxo magnético é mantido aproximadamente constante durante todo o funcionamento do motor. Utiliza-se um inversor para a imposição das frequências e amplitudes das tensões aplicadas ao motor. A frequência de chaveamento do sinal de comando PWM foi fixada em 8 kHz para todos experimentos apresentados a seguir.

Foram realizados testes com três diferentes frequências das tensões aplicadas ao motor, a saber, 50 Hz, 25 Hz e 12,5 Hz. O objetivo destes testes era analisar a aplicabilidade do método de estimação nas diferentes velocidades de operação do motor. Não se efetuou o teste na condição nominal (60 Hz) porque as instalações do laboratório não permitiram. Era necessário 360 V no barramento CC e o máximo conseguido foi de 330 V. O tempo de subida da rampa, isto é, o tempo gasto para atingir o valor máximo da frequência desejada foi de 0,25 s para todos os testes. As tensões com frequência de 50 Hz que alimentaram o motor, as correntes em seus terminais e sua velocidade estão apresentadas na Fig. 4.21. Valores estimados das derivadas das tensões de eixo dq estão na Fig. 4.22. As Fig. 4.23 e Fig. 4.24 mostram, respectivamente, as derivadas primeira e segunda das correntes bifásicas. O tempo total para a coleta de dados foi de 2,0 s, mas nestas figuras foram mostrados apenas 1,0 s.

Na Tabela 4.6 são mostrados os resultados para as três velocidades correspondentes às frequências de alimentação mencionadas anteriormente. O procedimento executado aqui, foi o mesmo para os testes com partida direta, ou seja, realizaram-se 10 experimentos, que não estão apresentados, e os valores médios, desvios padrões e diferenças percentuais em relação aos parâmetros obtidos através dos ensaios clássicos foram calculados.

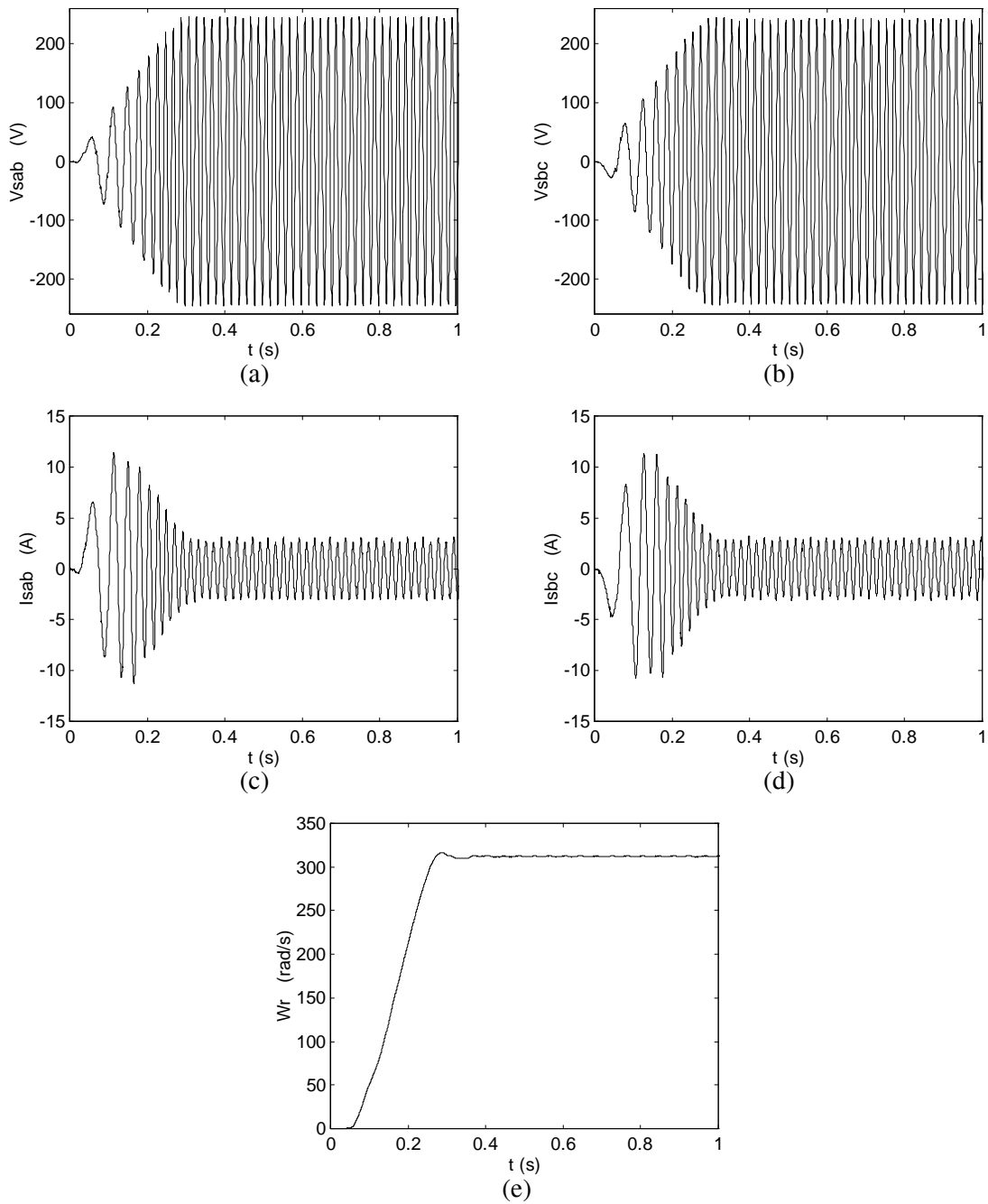


Fig. 4.21 - Tensões do inversor aplicadas ao motor de indução, correntes que aparecem em seus terminais e a velocidade angular elétrica do rotor, para a partida em rampa.

(a) v_{sab} , (b) v_{sbc} , (c) i_{sab} , (d) i_{sbc} e (e) ω_r .

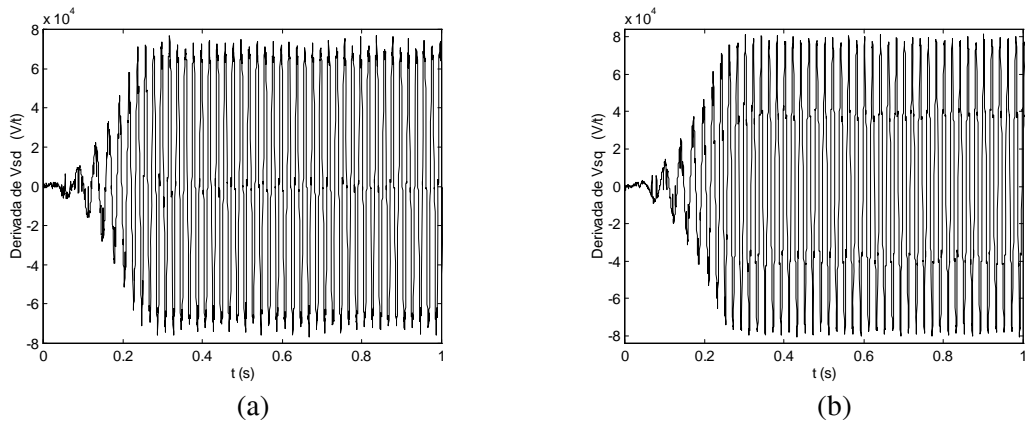


Fig. 4.22 - Derivadas primeiras das tensões de eixo d e q para a partida em rampa.
(a) \dot{V}_{sd} e (b) \dot{V}_{sq} .

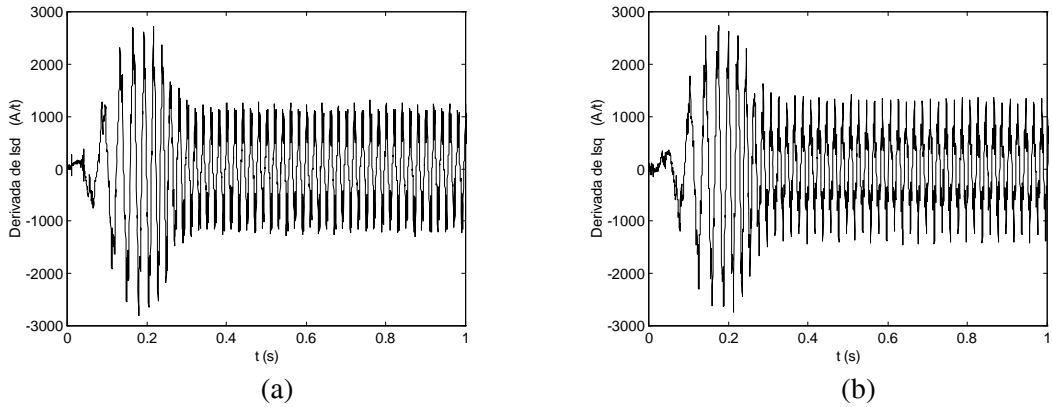


Fig. 4.23 - Derivadas primeiras das correntes de eixo d e q para a partida em rampa.
(a) \dot{I}_{sd} e (b) \dot{I}_{sq} .

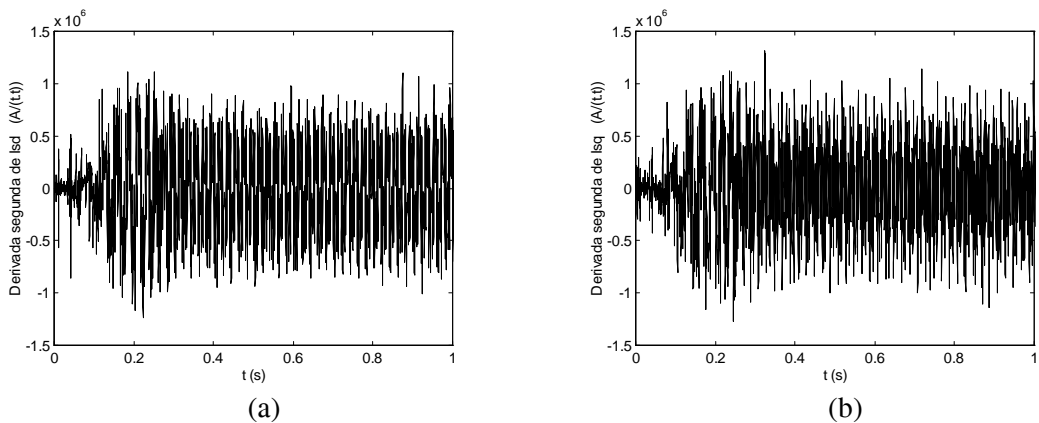


Fig. 4.24 - Derivadas segundas das correntes de eixo d e q no tempo para a partida em rampa.
(a) \ddot{I}_{sd} e (b) \ddot{I}_{sq} .

Tabela 4.6 - Parâmetros estimados do motor de indução para diferentes velocidades

ω_r			$\bar{R}_s (\Omega)$	$\bar{R}_r (\Omega)$	$\bar{E}_s (H)$	$\bar{E}_r (H)$	$\bar{E}_m (H)$	$\bar{\tau}_r (s)$	$\sigma \bar{E}_s (H)$
314 rad/s	sem resí- duos	\bar{x}	6,35	2,18	0,2701	0,2743	0,2616	0,1260	0,0206
		σ_x	0,15	0,04	0,0007	0,0008	0,0006	0,0022	0,0003
		$drmc(\%)$	74,75	38,68	9,47	10,17	7,99	46,53	38,74
	com resí- duos	\bar{x}	3,95	3,37	0,2846	0,2889	0,2758	0,0867	0,0213
		σ_x	0,80	0,33	0,0221	0,220	0,0222	0,0121	0,0007
		$drmc(\%)$	8,57	5,15	4,62	5,38	3,00	0,82	36,62
157 rad/s	sem resí- duos	\bar{x}	5,09	2,21	0,2743	0,2793	0,2642	0,1264	0,0244
		σ_x	0,16	0,06	0,0012	0,0013	0,0010	0,0028	0,0004
		$drmc(\%)$	40,10	37,71	8,07	8,53	7,08	46,92	27,39
	com resí- duos	\bar{x}	3,91	4,15	0,3205	0,3261	0,3094	0,0812	0,0270
		σ_x	0,76	0,89	0,0304	0,0307	0,0298	0,0149	0,0024
		$drmc(\%)$	7,57	16,79	7,44	6,80	8,82	5,61	19,65
78,5 rad/s	sem resí- duos	\bar{x}	5,14	1,72	0,2880	0,2942	0,2757	0,1708	0,0298
		σ_x	0,09	0,05	0,0006	0,0007	0,0006	0,0050	0,0004
		$drmc(\%)$	41,55	51,43	3,46	3,66	3,04	98,50	11,55
	com resí- duos	\bar{x}	3,48	3,65	0,3167	0,3230	0,3042	0,0936	0,0302
		σ_x	0,74	0,93	0,0370	0,0372	0,0369	0,0248	0,0031
		$drmc(\%)$	4,18	2,71	6,15	5,75	6,98	8,86	10,21

A inclusão de termos de resíduos fez aproximar, novamente, os valores estimados daqueles obtidos através dos ensaios clássicos, porém os desvios padrões das estimativas aumentaram. O teste que resultou em parâmetros estimados mais próximos dos valores obtidos através dos ensaios clássicos foi à baixa velocidade (78,5 rad/s). Este resultado se deve ao fato de que esta condição de operação da máquina é mais próxima daquele teste com rotor bloqueado (velocidade nula). As Fig. 4.25 e Fig. 4.26 mostram a dinâmica dos estimadores dos parâmetros elétricos do motor de indução para a velocidade de 314 rad/s, com a inclusão de 7 termos de resíduos (os picos no período transitório não são mostrados).

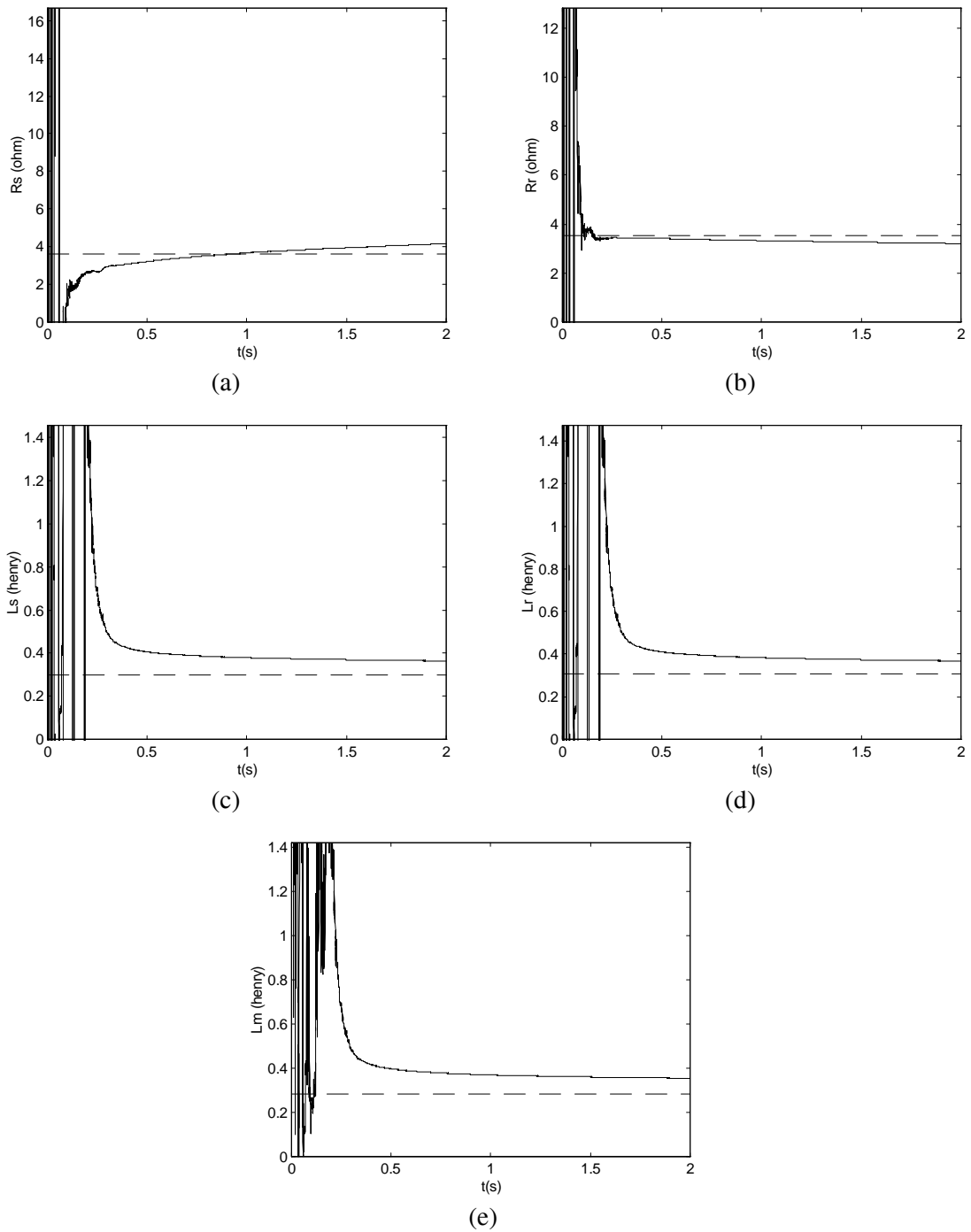


Fig. 4.25 - Parâmetros estimados do motor de indução para $\omega_r = 314$ rad/s, utilizando 7 termos de resíduos; (- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado.

(a) \hat{R}_s , (b) \hat{R}_r , (c) \hat{L}_s , (d) \hat{L}_r e (e) \hat{L}_m .

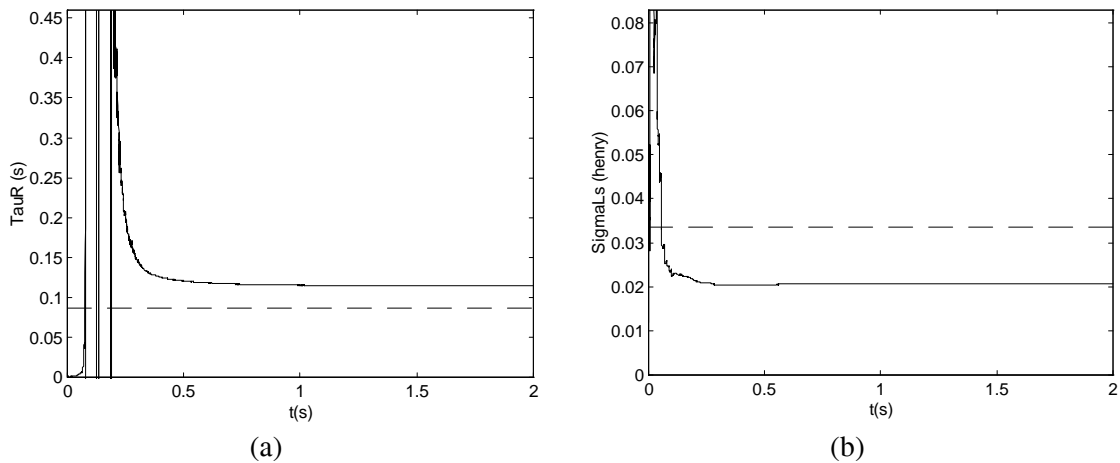


Fig. 4.26 - Estimação de τ_r e σL_s para $\omega_r = 314$ rad/s, utilizando 7 termos de resíduos; (- -) valor obtido através dos ensaios clássicos e (—) valor estimado. (a) τ_r e (b) σL_s .

Os testes de validação utilizando as tensões e velocidade como entradas e as correntes como saídas permitiram concluir, através de comparações, que os resultados das estimações foram satisfatórios. Na Fig. 4.27 são comparadas as correntes reais, as correntes obtidas com os parâmetros estimados e aquelas obtidas através dos ensaios clássicos, para o período transitório e o regime permanente para a velocidade de 314 rad/s. Observa-se que as curvas obtidas com os parâmetros estimados estão mais próximas da curva real em todas as situações. Para as outras velocidades, foram traçadas as diferenças entre os valores da corrente real e os valores da corrente obtida com os parâmetros estimados (Fig. 4.28, Fig. 4.29, Fig. 4.30 e Fig. 4.31). Também as diferenças entre a corrente real e a simulada com os parâmetros obtidos através dos ensaios clássicos foram traçadas nestas figuras. Para a velocidade de 78,5 rad/s, os erros foram praticamente iguais.

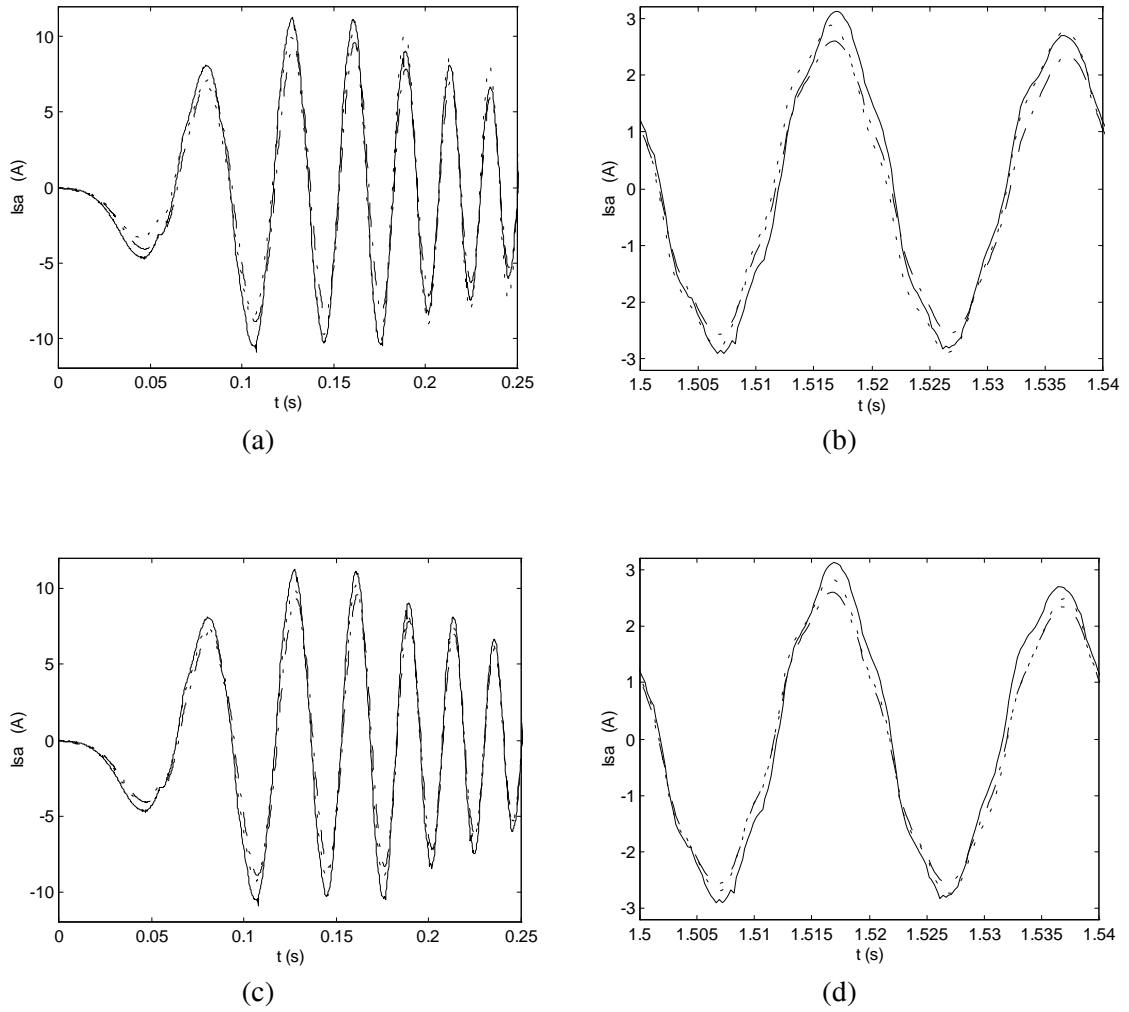


Fig. 4. 27 - Comparação entre as correntes experimentais (—), estimadas (- -) e obtidas com parâmetros dos ensaios clássicos (- · -), para $\omega_r = 314$ rad/s;
 (a) período transitório, sem termos de resíduos, (b) regime permanente, sem termos de resíduos,
 (c) período transitório, com termos de resíduos e (d) regime permanente, com termos de resíduos.

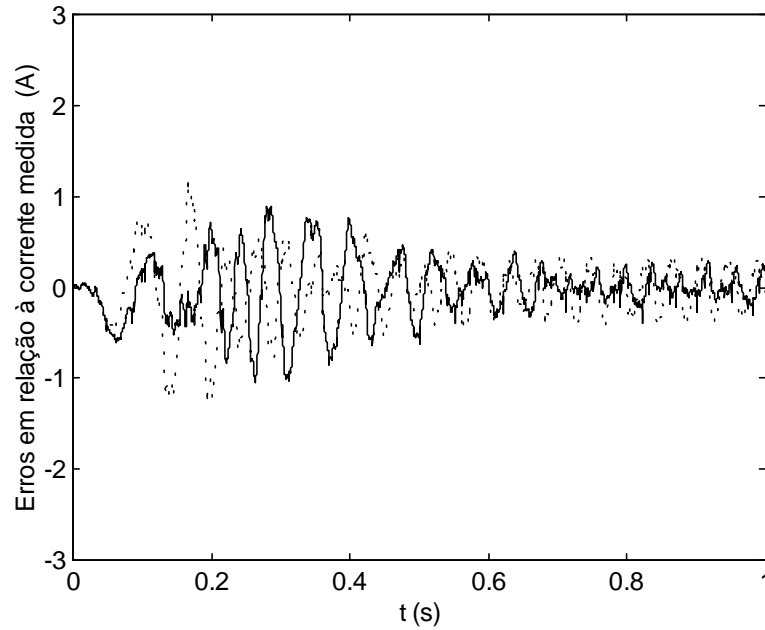


Fig. 4.28 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -), para $\omega_r = 157$ rad/s, sem utilizar termos de resíduos.

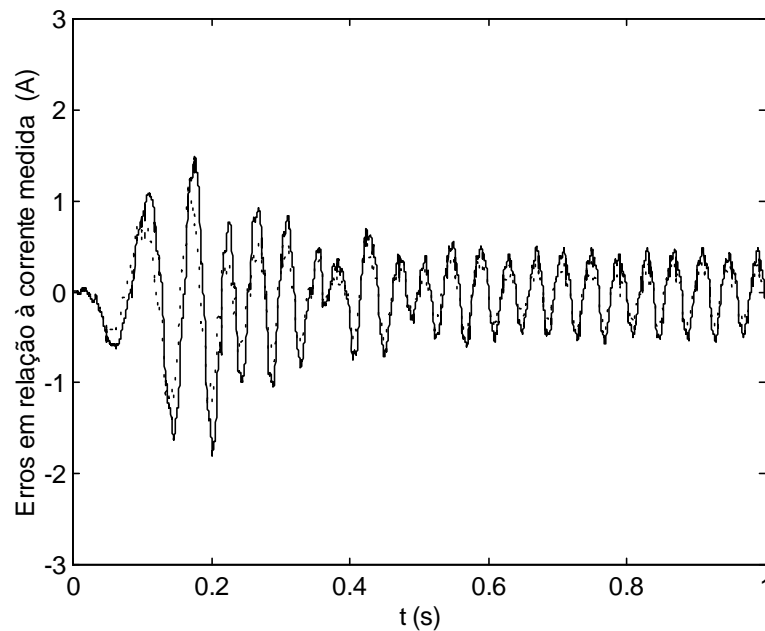


Fig. 4.29 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -), para $\omega_r = 157$ rad/s, com 7 termos de resíduos.

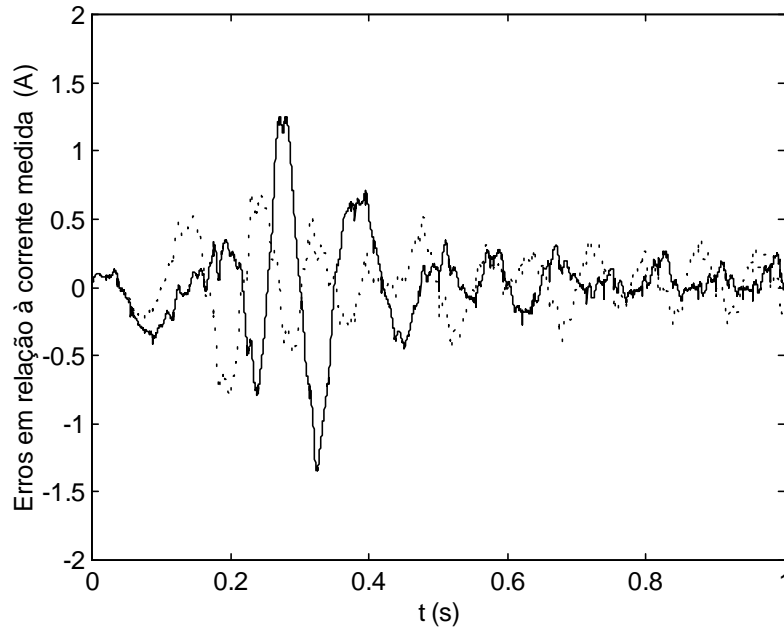


Fig. 4.30 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -), para $\omega_r = 78,5$ rad/s, sem utilizar termos de resíduos.

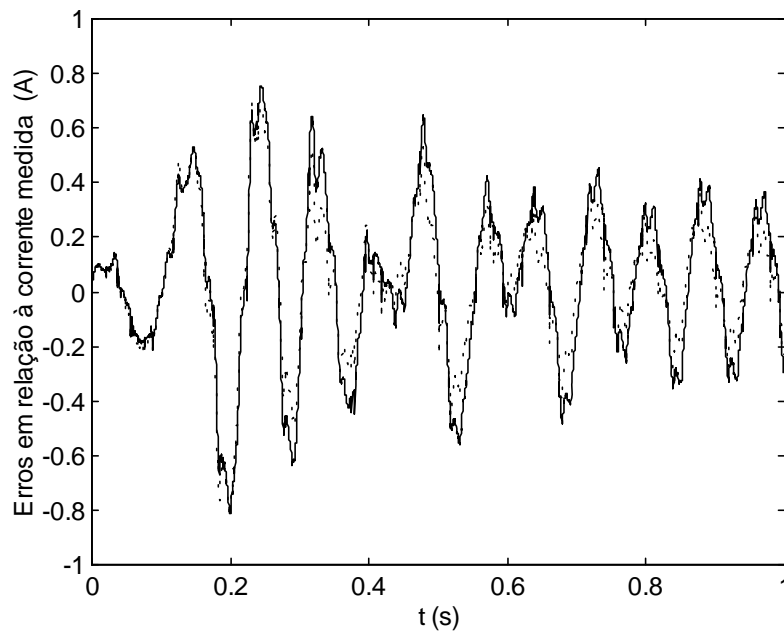


Fig. 4.31 - Diferença entre a corrente experimental e a estimada (—) e entre a corrente experimental e a obtida com parâmetros dos ensaios clássicos (- -), para $\omega_r = 78,5$ rad/s, com 7 termos de resíduos.

4.4 Conclusão

Neste capítulo apresentaram-se os resultados de simulação e experimentais para estimação dos parâmetros do modelo da máquina de indução descrito no capítulo 3. Inicialmente descreveu-se o sistema de acionamento elétrico utilizado no laboratório para os resultados experimentais. Nos resultados de simulação foram analisadas a pouca influência do período de amostragem na estimação dos parâmetros e a resposta do algoritmo de estimação às variações dos parâmetros elétricos do motor. Para os diferentes períodos de amostragens, os resultados foram bons, até mesmo para o intervalo de 1000 μs , que na estimação discreta geralmente não conduz a bons resultados. O fator de esquecimento é um parâmetro de suma importância, quando se deseja perceber variações rápidas dos parâmetros do motor e deve ser usado em situações em que é necessário conhecer os valores dos parâmetros em tempo real (*on-line*). Também foi observada a resposta do algoritmo de estimação à aplicação de carga. Concluiu-se que um dos parâmetros estimados pelo método dos mínimos quadrados ($\bar{\theta}_2$) encontra-se polarizado e assim não foi utilizado na determinação dos parâmetros do motor de indução.

Os resultados experimentais foram obtidos através de dois tipos de ensaios: partida direta da rede e partida com inversor, mantendo a relação entre a tensão e frequência de alimentação constante. Foram mostradas as derivadas de tensão e corrente, calculadas pelo método proposto no capítulo 2. Apresentaram-se os parâmetros estimados com acréscimo e sem acréscimo de termos de resíduos. Foi possível obter uma diferença menor entre os parâmetros estimados e os obtidos através dos ensaios clássicos, incluindo termos de resíduos na matriz de regressores, mas isto provocou aumentos dos desvios padrões dos parâmetros estimados se comparados com as estimações sem resíduos. De uma forma global, os resultados obtidos com dados experimentais mostram o bom desempenho do método de estimação proposto neste trabalho.

5 Conclusão

Este trabalho investigou técnicas de estimação de parâmetros aplicadas à máquina de indução. Acredita-se que os resultados obtidos são uma contribuição interessante para esta importante área. O objetivo básico desta estimação era determinar os parâmetros do modelo físico do motor com os seguintes propósitos:

1. Obter ensaios equivalentes aos ensaios clássicos, porém mais breves, sem a necessidade da intervenção do operador e em condições normais de operação;
2. Aplicação do algoritmo de estimação na determinação dos parâmetros do motor durante a operação do sistema de acionamento em malha fechada para uma possível correção dos parâmetros dos controladores e observadores.

Tendo em vista os resultados de simulação e experimentais, apresentados no capítulo 4, pode-se afirmar que o primeiro objetivo foi alcançado satisfatoriamente. Os resultados de validação confirmaram que os parâmetros obtidos pelo procedimento de estimação proposto neste trabalho, conduzem a uma melhor fidelidade com relação aos dados reais. Já em relação ao segundo objetivo, algumas etapas ainda devem ser alcançadas. Embora tenha sido mostrado, em simulação, que o algoritmo dos mínimos quadrados é capaz de adaptar-se às variações bruscas dos parâmetros do motor, ainda não foram realizados testes em laboratório que permitam comprovar, com dados experimentais, esta adaptação. A etapa de utilização dos parâmetros na sintonia de um controle vetorial indireto não foi realizada e seria um bom teste para utilização do método proposto.

Uma técnica alternativa aos métodos existentes para o cálculo das derivadas dos sinais de tensão e corrente foi testada no contexto da máquina de indução. O procedimento utiliza o método dos mínimos quadrados. Um pequeno número de amostras é necessário para que o cálculo da derivada, no ponto de interesse, conduza a um bom resultado. Verificou-se que, mesmo na presença de ruídos, este método para estimar derivadas produz resultados aceitáveis.

Como nem todos os parâmetros da máquina foram determinados diretamente pela estimação, foi desenvolvido um procedimento para a recuperação dos parâmetros restantes. Este procedimento se baseou em uma relação que permite a transformação dos parâmetros obtidos de acordo com a classe do motor. Os resultados destas considerações são satisfatórios, uma vez que o objetivo do modelo obtido não é determinar o valor real das variáveis do rotor. Do ponto de vista de obtenção dos parâmetros em substituição aos ensaios clássicos a vazio e com rotor bloqueado, demonstrou-se que as considerações assumidas são as mesmas sugeridas pelas normas técnicas.

Os resultados obtidos com dados de simulação e experimentais confirmam o bom desempenho do método de estimação, que utiliza o modelo contínuo no tempo. A robustez em relação ao período de amostragem foi verificada através de resultados de simulação, comprovando umas das vantagens em se trabalhar com o modelo contínuo no tempo. Mesmo com um período de amostragem grande, que geralmente não conduz a bons resultados na estimação com o modelo discreto no tempo, conseguiu-se resultados satisfatórios. Foi investigado, através de resultados simulados, o desempenho do algoritmo de estimação quando se varia os parâmetros e, como já foi dito, o algoritmo de estimação adapta-se corretamente a tais variações. Um importante parâmetro deste algoritmo, para esta situação, é o fator de esquecimento. Sua escolha ainda constitui uma dificuldade sem conhecimento, *a priori*, dos valores dos parâmetros a serem estimados.

Os resultados experimentais para os ensaios de partida direta da rede e de partida com inversor, mantendo a relação entre a tensão e a frequência de alimentação constante

também foram satisfatórios. A inclusão de termos de resíduos fez diminuir a diferença entre os parâmetros estimados e os obtidos através dos ensaios clássicos, mas isto provocou aumentos dos desvios padrões dos parâmetros estimados se comparados com as estimações sem resíduos. A opção pela utilização ou não, ou mesmo a escolha de quantos termos de resíduos, é sugerida como proposta de continuidade do trabalho. A estimação a baixas velocidades foi conseguida com êxito, o que não ocorre normalmente com outros métodos, a não ser que estes utilizem sinais de excitação mais complexos ou considerem conhecidos alguns parâmetros.

Portanto, concluindo, as principais vantagens do método proposto neste trabalho são:

- utilização direta do modelo contínuo no tempo do motor de indução;
- obtenção das derivadas mesmo na presença de ruídos por um procedimento simples;
- recuperação de todos os parâmetros do motor de indução;
- obtenção dos parâmetros do motor durante transitórios típicos da operação normal do sistema de acionamento;
- pouca sensibilidade ao período de amostragem; e
- estimação dos parâmetros do motor mesmo a baixas velocidades.

e as principais dificuldades são:

- a escolha do número de termos de resíduos utilizados na estimação;
- o ajuste do fator de esquecimento, que constitui um empecilho não só para o método proposto, como também para qualquer estimação recursiva; e
- o cálculo das derivadas pode tornar-se demorado quando se utilizar um grande número de amostras na janela dados.

5.1 Propostas de Continuidade do Trabalho

Como continuação do trabalho desenvolvido sugere-se:

- teste do algoritmo na estimação *on-line*, utilizando os parâmetros obtidos na sintonia de um controlador ou um observador, ou mesmo, em um esquema de controle vetorial indireto, inclusive em condições normais de operação, na presença de distúrbios de carga, entre outros. Neste caso, é ainda necessário pesquisar métodos para garantir a persistência da excitação durante a operação normal;
- utilização da estimação em uma gama de motores com potências e características diferentes, para permitir a generalização dos resultados apresentados;
- comparação da técnica proposta de cálculo de derivadas com outras técnicas descritas na literatura;
- implementação de novos sinais de alimentação do motor de indução, buscando encontrar sinais adequados que excitem todos os modos de interesse da máquina em estudo (Ribeiro, 1995);
- estudo mais detalhado sobre a inclusão de termos de resíduos, objetivando encontrar um procedimento que defina o número de termos de resíduos para determinada tensão de entrada; e
- investigação e emprego de outros algoritmos de estimação, como por exemplo a utilização de Filtros de Kalman (Atkinson *et al.*, 1991; Zai *et al.*, 1992), do método de máxima verossimilhança (Moon e Keyhani, 1994), de redes neurais (Bazzouk *et al.*, 1996; Oliveira *et al.*, 1997) e de algoritmos genéticos (Clerc *et al.*, 1997).

Apêndices

Apêndice A

Modelo da máquina de indução no espaço de estados

Rescrevendo as equações (3.1) a (3.4), tem-se:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s, \quad (\text{A.1})$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d}{dt} \lambda_r - j\omega_r \lambda_r, \quad (\text{A.2})$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r, \quad (\text{A.3})$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s. \quad (\text{A.4})$$

Explicitando i_r em (A.2) e substituindo o resultado em (A.4), chega-se a:

$$\lambda_r = L_r \frac{1}{R_r} \left(-\frac{d}{dt} \lambda_r + j\omega_r \lambda_r \right) + L_m i_s. \quad (\text{A.5})$$

Inserindo τ_r na equação acima e isolando-se $\frac{d}{dt} \lambda_r$, obtém uma das equações de estado (fluxo de rotor):

$$\frac{d}{dt} \lambda_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_s + \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \right) \lambda_r. \quad (\text{A.6})$$

Substituindo (A.3) em (A.1) tem-se:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} (L_s i_s + L_m i_r). \quad (\text{A.7})$$

Explicitando i_r em (A.4) e substituindo-a na equação anterior:

$$v_s = R_s i_s + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \frac{d}{dt} i_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{d}{dt} \lambda_r. \quad (\text{A.8})$$

Inserindo a constante σ e explicitando $\frac{d}{dt} \lambda_r$ de (A.5), (A.8) é modificada em:

$$v_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (-R_r i_r + j\omega_r \lambda_r). \quad (\text{A.9})$$

Novamente explicitando i_r em (A.4), substituindo-a em (A.9) e reagrupando os termos em comum, finalmente chega-se à outra equação de estado para a variável vetor corrente de estator:

$$\frac{d}{dt} i_s = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_s + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \lambda_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_s. \quad (\text{A.10})$$

Apêndice B

Modelo corrente-tensão da máquina de indução

Em velocidade constante, o modelo do motor de indução descrito pelas equações (3.7) e (3.8) constitui um sistema linear, invariante no tempo (LTI) (Minami *et al.*, 1994). Para este sistema, a função de transferência entre o vetor corrente de estator e o vetor tensão do estator pode ser desenvolvida.

Assim a partir das equações (3.7) e (3.8) e utilizando-se a transformada de Laplace nestas equações, tem-se (o termo (s) será desprezado para simplificação de nomenclatura):

$$sI_s = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_s + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \Lambda_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_s, \quad (\text{B.1})$$

$$s\Lambda_r = \frac{L_m}{\tau_r} I_s + \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \right) \Lambda_r, \quad (\text{B.2})$$

onde Λ_r é a transformada de Laplace do fluxo.

Seja:

$$A_L = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right), \quad B_L = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right), \quad C_L = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad (\text{B.3})$$

$$D_L = \frac{L_m}{\tau_r} \quad \text{e} \quad E_L = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \right).$$

Explicitando-se Λ_r em (B.2) e substituindo-o em (B.1):

$$sI_s = A_L I_s + \left(\frac{B_L D_L}{s - E_L} \right) I_s + C_L V_s. \quad (\text{B.4})$$

Desenvolvendo a expressão acima chega-se a:

$$s^2 I_s - (A_L + E_L) s I_s + (A_L E_L - B_L D_L) I_s = C_L s V_s - C_L E_L V_s. \quad (\text{B.5})$$

Definindo, novamente, novas variáveis:

$$\begin{aligned} A_1 &= -(A_L + E_L) & A_0 &= A_L E_L - B_L D_L \\ B_1 &= C_L & B_0 &= -C_L E_L, \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

obtêm-se a função de transferência do modelo corrente-tensão do motor de indução:

$$\frac{I_s}{V_s} = \frac{B_1 s + B_0}{s^2 + A_1 s + A_0}, \quad (\text{B.7})$$

onde:

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{R_s}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right), \\ A_1 &= \frac{R_s \tau_r + \frac{L_m^2}{L_r} + \sigma L_s}{\sigma L_s \tau_r} - j\omega_r = \frac{R_s L_r + R_r L_s}{\sigma L_s L_r} - j\omega_r, \\ B_0 &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right), \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s}.$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (B.5) com os parâmetros de (B.6), obtêm-se a equação diferencial de segunda ordem associada ao modelo corrente-tensão do motor de indução:

$$L_s \ddot{\theta}_s + A_1 \dot{\theta}_s + A_0 \theta_s = B_1 \ddot{\theta}_s + B_0 v_s. \quad (\text{B.9})$$

Deve-se ressaltar que a função de transferência derivada da equação (B.9) é válida para operação a velocidade constante. Sua validade como modelo de regressão linear para a estimação dos parâmetros do motor é justificada, se o tempo de convergência do algoritmo de estimação é menor que a constante mecânica da máquina (Minami *et al.*, 1994; Novotny e Lipo, 1996). Além disto, neste trabalho, a velocidade é considerada conhecida e só serão estimados os termos constantes dos parâmetros das expressões (B.8).

Apêndice C

Determinação da relação entre a constante arbitrária, m , e a razão entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor, k

No capítulo 3 foram obtidos os parâmetros de uma máquina elétrica equivalente, supondo a relação entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor igual a um. Os parâmetros deste modelo são representados por:

$$R_s, R_r^1, L_s, L_r^1 \text{ e } L_m^1, \quad (\text{C.1})$$

onde o sobrescrito indica o valor do parâmetro k , definido como:

$$k = \frac{L_{ls}}{L_{lr}}. \quad (\text{C.2})$$

Deseja-se determinar o fator de transformação m , que modifique os valores dados em (C.1), obtendo-se os parâmetros de uma máquina equivalente com fator k arbitrário. Os parâmetros assim obtidos são denominados como:

$$R_s, R_r^k, L_s, L_r^k \text{ e } L_m^k, \quad (\text{C.3})$$

onde:

$$R_r^k = m^2 R_r^1, \quad L_r^k = m^2 L_r^1, \quad L_m^k = m L_m^1. \quad (\text{C.4})$$

Para a máquina equivalente com $k = 1$ podemos escrever:

$$L_r^1 = L_{lr}^1 + L_m^1 = L_s. \quad (\text{C.5})$$

Considerando-se que a indutância própria de estator permanece constante na transformação, tem-se:

$$L_s = L_{ls}^k + L_m^k = kL_{lr}^k + L_m^k = kL_{lr}^k + mL_m^1. \quad (C.6)$$

Igualando as expressões (C.5) e (C.6) e explicitando L_{lr}^k , obtém-se:

$$L_{lr}^k = \frac{L_m^1(1-m) + L_{lr}^1}{k}. \quad (C.7)$$

Conforme a equação (C.4), $L_r^k = m^2 L_r^1$. Resolvendo esta expressão em função de m e utilizando (C.7) encontra-se:

$$m^2 = \frac{L_{lr}^k + L_m^k}{L_r^1} = \frac{\frac{L_m^1(1-m) + L_{lr}^1}{k} + mL_m^1}{L_r^1}. \quad (C.8)$$

Manipulando-se algebricamente a equação (C.8), chega-se à seguinte equação de segundo grau, em função de m:

$$kL_r^1 m^2 - (k-1)L_m^1 m - L_r^1 = 0. \quad (C.9)$$

Resolvendo-se esta equação de segundo grau, obtém-se as raízes de (C.9):

$$m = \frac{(k-1)L_m^1 \pm \sqrt{[(k-1)L_m^1]^2 + 4k(L_r^1)^2}}{2kL_r^1}. \quad (C.10)$$

Dos possíveis valores para m dados por (C.10), toma-se a raiz positiva, que conduz a parâmetros fisicamente realizáveis:

$$m = \frac{(k-1)L_m^1 + \sqrt{[(k-1)L_m^1]^2 + 4k(L_r^1)^2}}{2kL_r^1}. \quad (C.11)$$

Esta última equação demonstra que estabelecer a relação entre as indutâncias de dispersão de estator e de rotor, corresponde a estabelecer uma máquina equivalente, como definida no capítulo 3.

Apêndice D

Dados de placa e parâmetros obtidos através dos ensaios clássicos a vazio e com rotor bloqueado do motor de indução

Dados de placa:

Potência:	2 hp;
Tensão nominal:	220 / 380 V;
Corrente nominal:	6,5 / 3,8 A;
Número de pólos:	4;
Frequência:	60 Hz;
Velocidade:	1720 rpm;
Classe B.	

Parâmetros obtidos pelo método clássico dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado:

Resistência de estator (R_s):	3,63 Ω ;
Resistência de rotor (R_r):	3,55 Ω ;
Indutância própria de estator (L_s):	0,2983 H;
Indutância própria de rotor (L_r):	0,3054 H;

Indutância mútua (L_m): 0,2843 H;

Momento de inércia (J_m): 0,012 kgxm²;

Coefficiente de atrito viscoso (C_a): $1,497 \times 10^{-3}$ Nxmxs.

Referências Bibliográficas

- ACARNLEY, P.P., CHAI, H. e ATKINSON, D.J., (1991), *Induction Motor Parameter Estimation Using On-line Spectral Analysis*, in Proceedings of EPE'91, Firenze, Italy, pp. 338-342.
- ATKINSON, D.J., ACARNLEY, P.P. e FINCH, J.W., (1991), *Method for the Estimation of Rotor Resistance in Induction Motors*, in Proceedings of EPE'91, Firenze, Italy, pp. 326-331.
- BA-RAZZOUK, A., CHÉRITI, A. e OLIVIER, G., (1996), *Artificial Neural Networks Rotor Time Constant Adaptation in Indirect Field Oriented Control Drives*, in Proceedings of PESC'96, Baveno, Italy, pp. 701-707.
- BOSE, B.K., (1986), *Power Electronics and AC Drives*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- CAMARGO, H.A., (1997), *Detecção e Isolação de Falhas Utilizando Estimação de Parâmetros de Modelos Contínuos e Limites de Cofiança Adaptativos - Aplicação a uma Planta Piloto*, Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais.
- CHAI, H. e ACARNLEY, P.P., (1992), *Induction Motor Parameter Estimation Algorithm Using Spectral Analysis*, in IEE Proceedings-B, Vol. 139, nº 3, pp. 165-174.
- CLERC, G., CHOUIER, D.R., BESSON, C., BELLAJ M'RABET, N. e RÉTIF, J.M., (1997), *Comparative study of identification methods for Induction Machines*, in Proceedings of EPE'97, Thondhem, Norway, pp. 1524-1529.
- CONTE, S.D. e De BOOR, C., (1988), *Elementary Numerical Analysis - An Algorithmic Approach*, McGraw-Hill, Singapore.
- CUBBERLY, W.H., (1988), *Comprehensive Dictionary of Instrumentation and Control*, ISA, Research Triangle Park.
- GOLDEMBERG, C., (1992), *Determinação dos Parâmetros Funcionais de Motores de Indução a Partir de Catálogos de Fabricantes*, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, São Paulo.

- GORTER, R.J.A., DUARTE, J.L. e VAN DE BOSCH, P.P.J., (1995), *Parameter Estimation for Induction Machines*, in Proceedings of EPE'95, Sevilla, Spain, pp. 3627-3632.
- GOUESBET, G., (1997), *Reconstructing Dynamics from a Scalar Time Series*, Annals News York Academy of Sciences, Vol. 808, pp. 25-50.
- GRZESIAK, L.M. e REICHERT, K., (1992), *Equivalent Circuit Determination of an AC-Machine Based on Catalogue Data and Values of No-load Current and Stator Resistance*, in Proceedings of IECEN'92, Manchester, U.K., pp. 303-306.
- HOLTZ, J. e THIMM, T., (1991), *Identification of the Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive*, in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, nº 6, pp. 1111-1118.
- IEEE-112, (1996), *Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*.
- JACOBINA, C.B., FILHO, E.B.S. e LIMA, A.M.N., (1994), *Estimação de Parâmetros da Máquina de Indução Assíncrona Utilizando um Modelo Dinâmico Discreto Corrente-Tensão*, X CBA, Rio de Janeiro, Vol.2, pp. 801-806.
- KRAUSE, P.C., (1986), *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill Book Company, U.S.A.
- KRISHNAN, R. e DORAN, F.C., (1987), *Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drives Systems*, in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-30, nº 4, pp. 623-635.
- LACERDA, S.W., (1994), *Sistema de Desenvolvimento para Acionamentos Elétricos - Aplicação ao Controle de Posição de um Máquina Síncrona a Ímãs Permanentes*, Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais.
- LEONHARD, W., (1985), *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Berlin, Germany.
- LIMA, A.M.N., JACOBINA, C.B., FILHO, E.B.S., (1997), *Nonlinear Parameter Estimation of Steady-State Induction Machine Models*, in IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, nº 3, pp. 390-397.
- LJUNG, L., (1987), *System Identification - Theory for the user*; Prentice-Hall.

- MARINO, P., MUNGIGUERRA, V., RUSSO, R. e VASCA, F., (1996.), *Parameter and State Estimation for Induction Motors via Interlaced Least Squares Algorithm and Kalman Filter*, in Proceedings of PESC'96, Baveno, Italy, pp. 1235-1241.
- MATHEUS, L.R., (1997), *Estimação Discreta dos Parâmetros Elétricos do Motor de Indução*, Dissertação de Mestrado, UFMG, Belo Horizonte, Minas Gerais.
- MINAMI, K., VÉLEZ-REYES, M., ELTEN, D., VERGHESE, G.C. e FILBERT, D., (1991), *Multi-Stage Speed and Parameter Estimation for Induction Machines*, in IEEE Proceeding of IAS'91, Grenoble, França, pp. 596-604.
- MOON, S. e KEYHANI, A., (1994), *Estimation of Induction Machine Parameters from Standstill Time-Domain Data*, in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, nº 6, pp. 1609-1615.
- NORTON, J.P.,(1986), *An Introduction to Identification*, Academic Press, , London.
- NOVOTNY, D.W. & LIPO, T.A., (1996), *Dynamics and Control of Induction Motor Drives*, Clarendon Press, Oxford University Press.
- OLIVEIRA, P.J.R., PEIXOTO, Z.M.A., SEIXAS, P.F. e BRAGA, A.P., (1997), *Estimação da Constante de Tempo Rotórica em Máquinas de Indução através de Redes Neurais Artificiais*, IV Simpósio Brasileiro de Redes Neurais, Goiânia, pp. 77-80.
- OLIVEIRA, P.J.R., PEIXOTO, Z.M.A., SEIXAS e AGUIRRE, L.A., (1998a), *Parameter Estimation of an Induction Machine Using a Continuous Time Model*, IECON'98, Aachen, Germany.
- OLIVEIRA, P.J.R., PEIXOTO, Z.M.A., SEIXAS e AGUIRRE, L.A., (1998b), *Aplicação do Modelo Contínuo no Tempo à Estimação de Parâmetros da Máquina de Indução*, XII Congresso Brasileiro de Automática, Uberlândia.
- RIBEIRO, L.A.S., (1995), *Estimação Dinâmica de Parâmetros e Velocidade da Máquina de Indução*, Dissertação de Mestrado, Campina Grande, Paraíba.
- RIBEIRO, L.A.S., JACOBINA, C.B. e LIMA, A.M.N., (1996), *Parameter And Speed Estimation for Induction Machines Based on Dynamic Models*, in Proceedings of EPE'95, Sevilla, Spain, pp. 1496-1501.

- SANGWOUNGWANICH, S. e OKUMA, S., (1991), *A Unified Approach to Speed and Parameter Identification of Induction Machines*, in Proceedings of IECON'91, Kobe, Japan, pp. 712-715.
- SILVINO, J.L., (1992), *Modelamento e Observador Discreto e Não-estacionário para a Máquina de Indução*, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, São Paulo.
- SINHA, N.K. e ZHOU Qi-Jie, (1983), *Discrete-Time Approximation of Multivariable Continuous-Time Systems*, IEE Proceedings, Vol. 130, n° 3, pp. 103-110.
- SINHA, N.K. e RAO, G.P., (1991), *Identification of Continuous-Time Systems - Methodology and Computer Implementation*, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands.
- SLEMON, G.R., (1989), *Modelling of Induction Machine for Electric Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, n° 6, pp. 1126-1131.
- UNBEHAUEN, H. and RAO, G.P, (1990), *Continuous-time Approaches to System Identification - A Survey*, Automatica, Vol. 26, n° 1, pp. 23-35.
- VAS, P., (1990), *Vector Control of AC Machines*, Oxford University Press.
- VÉLEZ-REYES, M., MINAMI, K. E VERGHESE, G.C., (1989), *Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines*, in IEEE Proceedings Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 607-611.
- ZAI, L., DEMARCO, C.L. e LIPO, T.A., (1992), *An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives*, in IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n° 1, pp. 96-104.