

ESTIMAÇÃO LINEAR DE PARÂMETROS E VELOCIDADE DA MÁQUINA ASSÍNCRONA USANDO UM MODELO DINÂMICO DISCRETO CORRENTE-TENSÃO

Cursino Brandão Jacobina¹, Antonio Marcus Nogueira Lima¹ e Luiz Antonio de S. Ribeiro²

¹Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande, PB

²Centro Federal de Educação Tecnológica - São Luis, MA

Resumo: Neste trabalho é proposta e estudada a estimação linear de parâmetros da máquina assíncrona para acionamentos estáticos, utilizando um modelo dinâmico discreto corrente-tensão. Este modelo é caracterizado apenas pelas variáveis terminais da máquina. A partir dos parâmetros estimados do modelo discreto corrente-tensão, obtêm-se alguns parâmetros do modelo discreto de estado elétrico, os pólos discretos, os parâmetros básicos do modelo contínuo elétrico e a velocidade da máquina. A estimação dos parâmetros é estudada utilizando o método dos mínimos quadrados, em baixa e alta velocidades, com dois tipos de sinais de tensão de alimentação. Resultados de simulação e experimentais são apresentados e discutidos.

Palavras Chaves: Estimação de Parâmetros, Máquina Assíncrona, Acionamento Estático

Abstract: The parameter estimation of a induction machine is discussed in this paper. The second order discrete model is used to solve the estimation problem. This model can be entirely identified from the terminal machine quantities. From the obtained discrete parameters it is possible to determine the poles and some discrete parameters of the electrical state model and continuous ones. The parameters are estimated using the least squares method in low and high speeds, with two types of the motor supply waveforms voltage. Simulation and experimental results are presented.

Keyword: Parameter Estimation, Induction Machine, Motor Drives

1 INTRODUÇÃO

A realização de um sistema de acionamento estático passa pelo dimensionamento do conversor estático e o cálculo dos controladores de corrente, velocidade ou posição, que dependem dos parâmetros da máquina elétrica utilizada. Deste modo, a determinação dos parâmetros do modelo da máquina constitui etapa fundamental na implementação dos sistemas de acionamento. Em particular, a estimação de parâmetros é muito importante para a sintonia correta do controle com orientação indireta pelo campo rotórico (Lorenz and Lawson, 1990; Rowan *et alii*, 1989).

Normalmente, os parâmetros da máquina são obtidos utilizando procedimentos clássicos de medição eletromecânicos, que são de difícil automatização e pouco precisos. Estudos recentes tem tratado da determinação de parâmetros da máquina assíncrona utilizando técnicas de estimação paramétricas (Vélez-Reyes *et alii*, 1989; Souza Fl. *et alii*, 1991; Silvino *et alii*, 1993; Jacobina e Lima, 1994; Stephan *et alii*, 1994; Ribeiro *et alii*, 1995). Souza Fl. *et alii* (1991) e Silvino *et alii* (1993) utilizam modelos de estimação não-lineares de regime permanente e dinâmico, respectivamente. Jacobina e Lima (1994) utilizam modelos de estimação lineares de regime permanente. Vélez-Reyes *et alii* (1989) e Stephan *et alii* (1994) empregam modelos de estimação lineares dinâmicos contínuos. Enquanto Ribeiro *et alii* (1995) utilizam modelos de estimação lineares dinâmicos discretos com o operador delta.

Este trabalho apresenta a estimação dos parâmetros da máquina assíncrona utilizando um modelo dinâmico discreto que relaciona a corrente estatórica e a tensão estatórica utilizando o operador q , "shift operator", (Ljung, 1987). A utilização de modelos dinâmicos discretos é importante visto que acionamentos modernos com máquina de corrente alternada utilizam controladores digitais. A par-

⁰Artigo submetido em 29/06/95;

1ª Revisão em 18/10/95 2ª Revisão em 24/01/96

Aceito por recomendação do Ed. Consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

tir destes modelos discretos o cálculo dos controladores é imediato (Jacobina *et alii*, 1992).

A abordagem apresentada neste trabalho permite estimar alguns parâmetros do modelo de estado discreto elétrico, os parâmetros do modelo discreto corrente-tensão, os pólos discretos, os parâmetros contínuos básicos r_s , τ_r , σl_s , l_s e a velocidade da máquina ω_m . O conjunto de parâmetros contínuos estimados são suficientes para caracterizar completamente o modelo de estado elétrico contínuo da máquina assíncrona (9), com a corrente estatórica i_s e a corrente de magnetização ϕ_r/l_m como variáveis de estado. Este modelo de estado é suficiente, p. ex., para a implementação do controle com orientação pelo campo rotórico (Leonhard, 1985).

2 MODELO DINÂMICO DISCRETO CORRENTE-TENSÃO

A máquina assíncrona trifásica, suposta simétrica, com distribuição senoidal de fluxo e sem saturação, pode ser representada por uma máquina assíncrona bifásica equivalente dq (Chatelain, 1983; Leonhard, 1985). Este modelo em um referencial genérico dq , indicado pelo expoente g , é dado por:

$$v_s^g = r_s i_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (1)$$

$$0 = r_r i_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_m)\phi_r^g \quad (2)$$

$$\phi_s^g = l_s i_s^g + l_m i_r^g \quad (3)$$

$$\phi_r^g = l_r i_r^g + l_m i_s^g \quad (4)$$

$$c_\epsilon = P \frac{l_m}{l_r} i_s \phi_r \sin(\delta_{sr}) \quad (5)$$

$$P(c_\epsilon - c_m) = J \frac{d\omega_m}{dt} + F\omega_m \quad (6)$$

Onde $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ e $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ são os vetores tensão estatórica, corrente estatórica e fluxo estatórico, respectivamente. Definições similares são válidas para as grandezas rotóricas. c_ϵ , c_m , ω_m e ω_g são os conjugados eletromagnético e mecânico e as velocidades da máquina e do referencial genérico g em relação ao estator, respectivamente. δ_{sr} é o ângulo entre os vetores corrente estatórica e fluxo rotórico. l_s , l_r , l_m são as indutâncias próprias e mútuas do estator e rotor; r_s , r_r são as resistências do estator e do rotor, respectivamente. P , J e F são o número de pares de pólos, o momento de inércia e o coeficiente de atrito, respectivamente.

O modelo dinâmico elétrico da máquina assíncrona dq em termos dos vetores corrente estatórica e fluxo rotórico pode ser obtido das equações (1)-(4). Este modelo, no referencial estatórico ou estacionário (expoente s), se escreve:

$$v_s^s = \left(r_s + \frac{l_s - \sigma l_s}{\tau_r}\right) i_s^s + \sigma l_s \frac{di_s^s}{dt} + (j\omega_m - \frac{1}{\tau_r})(l_s - \sigma l_s) \frac{\phi_r^s}{l_m} \quad (7)$$

$$\frac{1}{\tau_r} i_s^s = \frac{1}{\tau_r} \frac{\phi_r^s}{l_m} + \frac{1}{l_m} \frac{d\phi_r^s}{dt} - j\omega_m \frac{\phi_r^s}{l_m} \quad (8)$$

onde $\tau_r = l_r/r_r$ e $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$ são as constante de

tempo rotórica e o coeficiente de dispersão da máquina, respectivamente.

Escrevendo-se as equações (7) e (8) na forma de estado, $x = [i_s^s \quad \phi_r^s/l_m]^T$ e $u = v_s^s$, obtém-se:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (9)$$

com

$$A = \begin{bmatrix} -[r_s + (l_s - \sigma l_s)/\tau_r]/\sigma l_s & (1/\tau_r - j\omega_m)(l_s - \sigma l_s)/\sigma l_s \\ 1/\tau_r & -1/\tau_r + j\omega_m \end{bmatrix}$$

$$B = [1/\sigma l_s \quad 0]^T$$

Assumindo que durante o intervalo de amostragem h o vetor tensão estatórica é mantido constante (segurador de ordem zero) e a velocidade angular da máquina ω_m permanece constante (constante de tempo mecânica muito superior as constantes de tempo elétricas), pode-se deduzir o modelo discreto equivalente ao modelo de estado contínuo dado em (9):

$$x(t+h) = Fx(t) + Hu(t) \quad (10)$$

com

$$F = I + Ah + \frac{A^2 h^2}{2!} + \frac{A^3 h^3}{3!} + \frac{A^4 h^4}{4!} + \dots \quad (11)$$

$$H = (hI + \frac{Ah^2}{2!} + \frac{A^2 h^3}{3!} + \frac{A^3 h^4}{4!} + \dots)B \quad (12)$$

onde I é a matriz identidade de dimensão 2.

O modelo dado pela equação (10) pode ser reescrito explicitando-se os termos de F e H , obtendo-se:

$$\begin{bmatrix} i_s^s(t+h) \\ \phi_r^s(t+h)/l_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s(t) \\ \phi_r^s(t)/l_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{bmatrix} v_s(t) \quad (13)$$

onde $f_{mn} = f_{mna} + jf_{mnb}$, $h_{m1} = h_{m1a} + jh_{m1b}$, $m = 1, 2$, $n = 1, 2$.

É possível definir um modelo de estimação a partir da equação (13), mas isto requer que ϕ_r^s/l_m seja medido ou estimado. Para simplificar o processo de estimação, elimina-se esta variável. Por meio de manipulações algébricas, ϕ_r^s/l_m pode ser eliminado da equação (13), obtendo-se:

$$i_s^s(t+h) = f_{11} i_s^s(t) + f_{01} i_s^s(t-h) + h_{11} v_s^s(t) + h_{01} v_s^s(t-h) \quad (14)$$

onde

$$f_1 = f_{1a} + jf_{1b} = f_{11} + f_{22} \quad (15)$$

$$f_0 = f_{0a} + jf_{0b} = f_{12} f_{21} - f_{22} f_{11} \quad (16)$$

$$h_1 = h_{1a} + jh_{1b} = h_{11} \quad (17)$$

$$h_0 = h_{0a} + jh_{0b} = f_{12} h_{21} - f_{22} h_{11} \quad (18)$$

Explicitando-se os componentes reais e imaginários de i_s^s e v_s^s , o modelo dado pela equação (14) pode ser reescrito

como se segue:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}^s(t+h) \\ i_{sq}^s(t+h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1a} & -f_{1b} \\ f_{1b} & f_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) \\ i_{sq}^s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{0a} & -f_{0b} \\ f_{0b} & f_{0a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t-h) \\ i_{sq}^s(t-h) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{1a} & -h_{1b} \\ h_{1b} & h_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) \\ v_{sq}^s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{0a} & -h_{0b} \\ h_{0b} & h_{0a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s(t-h) \\ v_{sq}^s(t-h) \end{bmatrix} \quad (19)$$

A expressão (19) será empregada nas próximas seções para se obter os modelos de regressão linear para a estimação dos parâmetros da máquina.

3 ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS

Para propósitos de estimação, utilizando os mínimos quadrados (LS), o modelo do sistema deve ser escrito na forma de uma regressão linear (Ljung, 1987):

$$y(t|\theta) = \Gamma(t)\theta \quad (20)$$

onde $y(t|\theta)$, $\Gamma(t)$ e θ são o vetor de predição, a matriz de regressão e o vetor paramétrico, respectivamente.

O vetor paramétrico é obtido minimizando uma função de custo dada por:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{2N} \sum_{t=1}^N \lambda^{N-t} [e(t, \theta)]^2 \quad (21)$$

onde $e(t, \theta) = y(t) - y(t|\theta)$ é o erro de predição, λ é o fator de esquecimento e N é o número de amostras. O algoritmo dos mínimos quadrados para o cálculo θ pode ser encontrado em Ljung (1987).

Para estimar os parâmetros da máquina usando o algoritmo LS é necessário reescrever (19) como um modelo de regressão linear na forma dada em (20). A maneira de reescrever o modelo e as aproximações usadas para calcular os parâmetros determinam vários modelos conforme apresentado a seguir.

3.1 Modelo A: Estimação dos parâmetros discretos

Reescrevendo o modelo corrente-tensão dado pela equação (19) na forma de uma regressão linear, equação (20), obtem-se o seguinte modelo:

$$y(t+h) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t+h) \\ i_{sq}^s(t+h) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\Gamma(t+h) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) & -i_{sq}^s(t) & i_{sd}^s(t-h) & -i_{sq}^s(t-h) \\ i_{sq}^s(t) & i_{sd}^s(t) & i_{sq}^s(t-h) & i_{sd}^s(t-h) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) & -v_{sq}^s(t) & v_{sd}^s(t-h) & -v_{sq}^s(t-h) \\ v_{sq}^s(t) & v_{sd}^s(t) & v_{sq}^s(t-h) & v_{sd}^s(t-h) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\theta = [f_{1a} \quad f_{1b} \quad f_{0a} \quad f_{0b} \quad h_{1a} \quad h_{1b} \quad h_{0a} \quad h_{0b}]^T \quad (24)$$

Com o modelo corrente-tensão escrito na forma das equações (22)-(24), pode-se utilizar o algoritmo LS para estimar os parâmetros que formam o vetor θ .

O conhecimento dos parâmetros do modelo discreto corrente-tensão permite obter outros parâmetros suplementares importantes: os pólos do modelo discreto e, portanto do modelo contínuo elétrico da máquina, e alguns termos do modelo de estado discreto.

Aplicando-se a transformada "z" à equação (19) pode-se obter o polinômio característico dinâmico discreto da máquina:

$$\Delta(z) = z^4 - 2f_{1a}z^3 + (f_{1a}^2 + f_{1b}^2 - 2f_{0a})z^2 + 2(f_{1a}f_{0a} + f_{1b}f_{0b})z + f_{0a}^2 + f_{0b}^2 \quad (25)$$

As raízes deste polinômio são os pólos discretos do modelo elétrico (1)-(4), função dos parâmetros do modelo discreto corrente-tensão (24).

Os termos f_{11} , f_{22} , h_{11} , h_{21} e o produto $f_{12}f_{21}$ podem ser obtidos dos parâmetros estimados do modelo discreto (22)-(24). Assim, das equações (17), (18), (15) e (16) obtem-se, respectivamente:

$$\hat{h}_{11} = \hat{h}_1 \quad (26)$$

$$\hat{f}_{22} = -\hat{h}_0/\hat{h}_1 \quad (27)$$

$$\hat{f}_{11} = \hat{f}_1 + \hat{h}_0/\hat{h}_1 \quad (28)$$

$$\hat{f}_{12}\hat{f}_{21} = \hat{f}_d = \hat{f}_0 - (\hat{h}_0/\hat{h}_1)(\hat{f}_1 + \hat{h}_0/\hat{h}_1) \quad (29)$$

No cálculo de f_{22} utilizou-se a aproximação $h_{21} \cong 0$, válida para pequenos valores de h . Nestas expressões e ao longo de todo o artigo, o símbolo "hat" é utilizado para indicar valores estimados.

3.2 Modelo B: Estimação dos parâmetros contínuos (aproximação de primeira ordem)

Considerando-se uma aproximação de primeira ordem no cálculo de F ($F = I + Ah$) e H ($H = hB$) e utilizando as equações (15)-(19) escreve-se o seguinte modelo para a estimação direta dos parâmetros contínuos:

$$y(t+h) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t+h) \\ i_{sq}^s(t+h) \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\Gamma(t+h) = \begin{bmatrix} i_{sd}^s(t) & i_{sq}^s(t) & i_{sd}^s(t-h) & i_{sq}^s(t-h) \\ i_{sq}^s(t) & -i_{sd}^s(t) & i_{sq}^s(t-h) & -i_{sd}^s(t-h) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s(t) & v_{sd}^s(t-h) & v_{sq}^s(t-h) \\ v_{sq}^s(t) & v_{sq}^s(t-h) & -v_{sd}^s(t-h) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} 2 - \frac{(r_s + l_s/\tau_r)h}{\sigma l_s} & -\omega_m h & \frac{(r_s + l_s/\tau_r)h}{\sigma l_s} - \frac{r_s h^2}{\sigma l_s \tau_r} - 1 \\ \omega_m h - \frac{r_s \omega_m h^2}{\sigma l_s} & \frac{h}{\sigma l_s} & \frac{h^2}{\sigma l_s \tau_r} - \frac{h}{\sigma l_s} & \frac{\omega_m h^2}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (32)$$

Os parâmetros contínuos podem ser calculados da equação (32) como se segue:

$$\hat{\omega}_m = -\hat{\theta}_2/h \quad (33)$$

$$\widehat{\sigma l_s} = h/\widehat{\theta_5} \quad (34)$$

$$\widehat{\tau_r} = h\widehat{\theta_5}/(\widehat{\theta_5} + \widehat{\theta_6}) \quad (35)$$

$$\widehat{r_s} = (\widehat{\theta_2} + \widehat{\theta_4})/(\widehat{\theta_2}\widehat{\theta_5}) \quad (36)$$

$$\widehat{l_s} = \left[\widehat{\sigma l_s}(2 - \widehat{\theta_1})/h - \widehat{r_s} \right] \widehat{\tau_r} \quad (37)$$

3.3 Modelo C: Estimação dos parâmetros contínuos (aproximação de segunda ordem)

Quando o período de amostragem não permite utilizar a aproximação de primeira ordem para determinar todos os parâmetros contínuos com precisão aceitável, então alguns deles podem ser determinados usando uma aproximação de segunda ordem. Neste caso utiliza-se $F = I + Ah + A^2h^2/2$ e $H = Bh + ABh^2/2$ para calcular σl_s e τ_r por meio de (38) e (39), respectivamente. A partir destes valores e usando-se a aproximação de primeira ordem obtêm-se r_s , l_s e ω_m através de (40) (41) e (42), respectivamente.

$$\widehat{\sigma l_s} = \frac{h(1 + \widehat{f}_{11a})}{2\widehat{h}_{1a}} \quad (38)$$

$$\widehat{\tau_r} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 + 2h^2a}}{2a} \quad (39)$$

$$\widehat{r_s} = (\widehat{f}_{1b} + \widehat{f}_{0b}) \frac{\widehat{\sigma l_s}}{h\widehat{f}_{1b}} \quad (40)$$

$$\widehat{l_s} = \left(\frac{\widehat{\sigma l_s}(2 - \widehat{f}_{1a})}{h} - \widehat{r_s} \right) \widehat{\tau_r} \quad (41)$$

$$\widehat{\omega_m} = \widehat{f}_{1b}/h \quad (42)$$

com $a = -1 + f_{22a} + f_{22b}^2/2$ e $b = h[1 + f_{db}/(2f_{22b})]$.

Observa-se que neste modelo os parâmetros contínuos são determinados empregando-se os parâmetros discretos obtidos utilizando o modelo A.

4 TENSÕES ESTATÓRICAS DE ALIMENTAÇÃO E FILTRAGEM

Em um experimento de estimação, o sinal de alimentação deve excitar os modos do sistema em estudo. Véles-Reyes (1989) utilizou um sinal de tensão estatórica de seis degraus para alimentar a máquina no processo de estimação. Contudo, os estudos apresentados neste trabalho mostram que para baixa velocidade o uso da tensão seis degraus não permite uma estimação muito boa dos parâmetros da máquina assíncrona.

Neste trabalho foi investigado o uso do sinal proposto por Schroeder (1970) para gerar a tensão estatórica de alimentação. Este sinal possui baixo fator de pico, baixa autocorrelação e espectro plano numa dada faixa. O sinal de Schroeder $r(t)$ é um sinal periódico definido por (Schroeder, 1970):

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \left(\frac{p_k}{2} \right)^{1/2} \cos \left(\frac{2\pi kt}{T} + \psi_k \right) \quad (43)$$

onde p_k é peso relativo do k -ésimo componente harmônico e ψ_k é sua fase. A fase ψ_k e peso relativo p_k são projetados para minimizar $\max(r(t)) - \min(r(t))$.

As formas de onda da tensão estatórica utilizadas neste artigo foram dos seguintes tipos: seis degraus (S_g) e seis degraus + Schroeder (S_s). No caso da forma de onda S_s o sinal de Schroeder foi sintetizado com $K = 5$, $\sqrt{p_k/2} = 0,2 \max(S_g)$.

Neste trabalho as componentes de tensão (v_{sd}^s, v_{sq}^s) e corrente (i_{sd}^s, i_{sq}^s) são obtidas diretamente por meio da medição das tensões e correntes estatóricas em duas das tres fases da máquina. Estes sinais são filtrados por meio de filtros de "antialiasing" e convertidos por meio de conversores A/D. Normalmente, os sinais na saída dos conversores A/D apresentam ruídos de medição e quantização e devem ser filtrados digitalmente, antes de serem utilizados no algoritmo de estimação. Neste trabalho foram utilizados quatro filtros digitais idênticos de terceira ordem, um para cada variável $v_{sd}^s, v_{sq}^s, i_{sd}^s$ e i_{sq}^s . Estes filtros digitais foram obtidos pela discretização de um filtro contínuo de terceira ordem cuja função de transferência é dada por:

$$G_f(s) = \frac{\omega_n^3}{(s + \omega_n)^3} \quad (44)$$

com $\omega_n = 5\omega_s$, onde ω_s é a frequência de pulsação fundamental da tensão estatórica de alimentação.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O estudo por simulação foi realizado utilizando-se o modelo dinâmico da máquina (1)-(6). Este modelo é discretizado na forma dada por (10), utilizando as séries (11) e (12) truncadas no termo em h^5 com $h = 5\mu s$, e calculado recursivamente. Os algoritmos de estimação são executados com os dados obtidos da simulação da máquina.

O ruído de medição foi assumido ser aditivo. A fonte de ruído possui média zero, uniformemente distribuída no intervalo:

$$\begin{aligned} &[-r_v \max(v_{sd}^s, v_{sq}^s), r_v \max(v_{sd}^s, v_{sq}^s)] \\ &[-r_i \max(i_{sd}^s, i_{sq}^s), r_i \max(i_{sd}^s, i_{sq}^s)] \end{aligned}$$

onde $r_v = 0,05$ e $r_i = 0,2$.

O nível de ruído foi sobredimensionado quando comparado aos níveis de ruídos presentes nos sinais experimentais, principalmente para a medição de corrente. Este nível de ruído foi colocado propositalmente alto para testar a robustez dos modelos de estimação propostos.

Foram realizados sete ensaios de 4000 pontos cada. Para preservar a independência estatística entre ensaios consecutivos do simulador, o número do gerador pseudo-aleatório em cada ensaio foi inicializado com valores diferentes. Os valores dos erros apresentado nas tabelas 1-5 foram computados com se segue

$$\Delta\theta(i) = 100 \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left| \frac{\theta_m(i) - \theta(i)}{\theta(i)} \right| \quad (45)$$

$\theta(i)$	$\Delta\theta(i)$					
	$S_g(h_1)$	$S_g(h_2)$	$S_g(h_3)$	$S_s(h_1)$	$S_s(h_2)$	$S_s(h_3)$
f_{1a}	0,0145	0,0408	0,1100	0,0089	0,0168	0,0368
f_{1b}	3,1132	8,4459	4,7585	0,5208	1,3484	3,1313
f_{0a}	0,0294	0,0821	0,2294	0,0178	0,0349	0,0753
f_{0b}	3,1030	8,5159	4,7662	0,5606	1,3933	3,1987
h_{1a}	0,8666	1,4108	1,4808	0,5834	0,4061	0,4283
h_{1b}	10609	1329,7	806,79	9632,9	1634,1	253,05
h_{0a}	0,8685	1,4069	1,4377	0,5832	0,4130	0,4305
h_{0b}	19,967	5,2865	7,8214	17,895	5,9875	1,9111

Tabela 1 - Parâmetros Discretos - Sinal S_g e S_s - $60Hz$, $375rad/s$ - ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$)

onde $\theta(i)$ é o valor real do parâmetro do i -ésimo componente de θ , $\theta_m(i)$ é o valor do i -ésimo parâmetro estimado no m -ésimo ensaio e M é o número de ensaios. O número de pontos experimentais processados com o algoritmo LS foi $N = 4000$ e o número de ensaios foi $M = 7$.

Os parâmetros discretos reais utilizados para calcular os erros apresentados nas tabelas 1 e 4 foram obtidos empregando-se também as séries truncadas no termo em h^5 , com h igual ao período de amostragem especificado nas tabelas.

A tabela 1 apresenta os erros obtidos na estimação dos parâmetros discretos com o modelo A quando a máquina é alimentada com os sinais S_g e S_s , para três valores diferentes do período de amostragem ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$). A frequência de alimentação (f_s) e a velocidade da máquina assíncrona nestes ensaios foram $60Hz$ e $375rad/s$, respectivamente. Observa-se que o parâmetro h_{1b} não é estimado. O erro extremamente elevado encontrado na estimação deste parâmetro deve-se ao fato que ele é desprezível face aos demais. Ele é aproximadamente zero, exatamente zero se a aproximação de primeira ordem for utilizada. O parâmetro h_{0b} apresenta erro pouco inferior a 20% com o período de amostragem de $50\mu s$. Observa-se que os parâmetros discretos h_{1b} e h_{0b} não são utilizados nem na determinação dos pólos discretos, nem na determinação dos parâmetros contínuos com o modelo B . Também, eles influenciam pouco a determinação dos parâmetros contínuos com o modelo C , conforme será visto em seguida. Os erros de estimação com o sinal S_s são em geral menores que com o sinal S_g . Para ambos os sinais, em geral, os erros aumentam com o aumento do período de amostragem.

As tabelas 2 e 3 apresentam os erros na estimação dos parâmetros contínuos correspondentes aos ensaios da tabela 1 obtidos com os modelos B e C , para os sinais S_g e S_s , respectivamente. Os erros de estimação dos parâmetros contínuos são maiores que erros de estimação dos parâmetros discretos. Os erros obtidos com o modelo B , aproximação de primeira ordem, são maiores que os erros obtidos com o modelo C , aproximação de segunda ordem, principalmente para τ_r e l_s . Isto, demonstra claramente a vantagem de usar a aproximação de segunda ordem no cálculo de (11) e (12). Contudo os estudos de simulação mostraram que para baixa velocidade, $\omega_m \in [0, 200rad/s]$, os erros de estimação obtidos com o modelo C são similares aos obtidos com o modelo B . Para ambos os sinais S_g e S_s ,

na maioria dos casos, os erros aumentam com o aumento do período de amostragem. Um exemplo de exceção é o erro em r_s , com ambos os modelos (B e C) e sinais (S_g e S_s). O parâmetro r_s , seguido de τ_r e l_s , apresentam os maiores erros de estimação. Os parâmetros ω_m e σl_s apresentam os menores erros de estimação. Isto pode ser justificado observando o modelo B : a estimação de ω_m e σl_s depende apenas dos termos em h , já a estimação de r_s , τ_r e l_s depende dos termos em h^2 , de menor valor.

$\theta(i)$	$\Delta\theta(i)$					
	$B(h_1)$	$C(h_1)$	$B(h_2)$	$C(h_2)$	$B(h_3)$	$C(h_3)$
r_s	34,484	34,134	10,967	10,596	3,9959	4,2346
τ_r	21,361	9,8831	29,963	3,4669	47,560	1,5453
σl_s	1,6816	0,9470	2,9828	1,5478	4,5464	1,7228
l_s	18,524	2,7114	30,248	2,3822	46,178	6,4528
ω_m	0,4262	0,4262	0,6868	0,6868	0,6854	0,6854

Tabela 2 - Parâmetros Contínuos - Sinal S_g - $60Hz$, $375rad/s$ - ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$)

$\theta(i)$	$\Delta\theta(i)$					
	$B(h_1)$	$C(h_1)$	$B(h_2)$	$C(h_2)$	$B(h_3)$	$C(h_3)$
r_s	16,933	16,704	11,921	11,534	3,7801	5,1237
τ_r	20,622	3,2620	31,714	1,9505	48,613	3,5681
σl_s	1,2353	0,5048	1,9340	0,4871	3,4407	0,5675
l_s	19,150	3,0591	30,837	3,4921	45,798	6,6478
ω_m	0,6512	0,6512	0,2016	0,2016	0,2729	0,2729

Tabela 3 - Parâmetros Contínuos - Sinal S_s - $60Hz$, $375rad/s$ - ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$)

A tabela 4 apresenta os erros obtidos na estimação dos parâmetros discretos com o modelo A quando a máquina é alimentada com os sinais S_g e S_s , com $f_s = 10Hz$ e $\omega_m = 61rad/s$, respectivamente. Em geral, os comentários feitos para a tabela 1 são válidos para esta tabela. Entretanto, observa-se que os erros de estimação em baixa velocidade são maiores que aqueles em alta velocidade.

$\theta(i)$	$\Delta\theta(i)$					
	$S_g(h_1)$	$S_g(h_2)$	$S_g(h_3)$	$S_s(h_1)$	$S_s(h_2)$	$S_s(h_3)$
f_{1a}	0,0411	0,1349	0,2732	0,0221	0,0640	0,1570
f_{1b}	9,4696	13,928	15,313	9,9563	5,0793	8,9232
f_{0a}	0,0842	0,2825	0,5968	0,0452	0,1341	0,3446
f_{0b}	9,4762	13,619	14,722	9,9194	4,9925	8,8881
h_{1a}	4,3312	6,9534	7,3833	2,2957	3,5233	4,6808
h_{1b}	217650	41659	8044,2	100460	24393	12043
h_{0a}	4,3214	6,9238	7,3366	2,2932	3,5143	4,6641
h_{0b}	405,69	158,29	53,292	186,43	88,913	86,544

Tabela 4 - Parâmetros Discretos - Sinal S_g e S_s - $10Hz$, $61rad/s$ - ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$)

A tabela 5 apresenta os erros na estimação dos parâmetros contínuos correspondentes aos ensaios da tabela 4 obtidos com o modelo C para os sinais S_g e S_s . Os comentários feitos para as tabelas 2 e 3 são em geral válidos para a tabela 5. Contudo, em baixa velocidade a estimação com o sinal S_s é claramente melhor que aquela com o sinal S_g .

Como conclusão desta seção sugere-se um procedimento para estimação dos parâmetros contínuos: i) em alta velocidade: período de amostragem $h = 50\mu s$, modelo C e sinais S_s ou S_g (com preferência tenue para S_s); ii) em

$\theta(i)$	$\Delta\theta(i)$					
	$S_g(h1)$	$S_g(h2)$	$S_g(h3)$	$S_s(h1)$	$S_s(h2)$	$S_s(h3)$
r_s	57,250	77,036	45,438	18,559	20,457	9,7060
τ_r	34,141	31,974	14,394	5,6815	4,8827	3,1271
σl_s	4,6793	7,7161	8,3994	2,4114	3,8107	5,2166
l_s	3,2595	2,9827	6,3871	2,1665	3,8043	6,5263
ω_m	9,6547	16,437	15,326	4,9160	7,0777	8,6050

Tabela 5 - Parametros Contínuos - Sinal S_g e S_s - 10Hz, 61rad/s - ($h_1 = 50\mu s$, $h_2 = 100\mu s$, $h_3 = 200\mu s$)

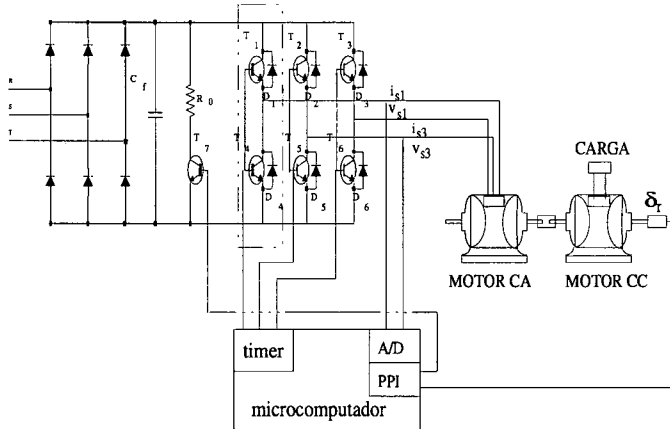


Figure 1 - Sistema de acionamento.

baixa velocidade: período de amostragem $h = 50\mu s$, modelos B ou C (com preferência para o modelo B , mais simples) e sinal S_s . Assim, mesmo para o nível de ruído utilizado, seguindo-se o procedimento proposto tem-se que: i) os erros de estimação dos parâmetros discretos, a exceção de h_{1b} e h_{0b} , são inferiores a 1% em alta velocidade e em baixa velocidade eles variam de um máximo de 10% a um mínimo de menos de 1%; ii) os erros de estimação de τ_r , σl_s , l_s e ω_m são inferiores a 4% em alta velocidade e inferiores a 6% em baixa velocidade, apenas o erro r_s pode chegar a 20% em baixa velocidade.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema experimental, apresentado na figura 1, consiste de uma máquina assíncrona com rotor bobinado, um inversor trifásico a transistores bipolares e um microcomputador 486DX2-66MHz com placa de aquisição e comando. As tensões estatóricas foram geradas pelo inversor empregando uma modulação de largura de pulso (PWM) (Seixas, 1988; Souza Fl., 1993). O período de amostragem h e o período de chaveamento do inversor foram iguais a $50\mu s$ e $100\mu s$, respectivamente. As medições analógicas das correntes e tensões estatóricas foram realizadas utilizando sensores de efeito Hall. Na conversão analógica/digital foram utilizados quatro conversores A/D (10bit/25 μs), dois para as correntes e dois para as tensões. A velocidade angular foi obtida a partir de um encoder ótico absoluto de 9bit. Os valores apresentados nas tabelas desta seção foram calculados usando o algoritmo dos mínimos quadrados em lote com o número de amostras $N = 4000$. Nas figuras os parâmetros foram determinados usando o algoritmo dos mínimos quadrados na forma recursiva com valores iniciais nulos, $\lambda = 0.999$ e covariância inicial igual à $1000I$.

$\theta(i)$	$\hat{\theta}(i)$		
	rbv	S_g	S_s
r_s	2,0	2,52	2,42
τ_r	0,0427	0,0114	0,0115
σl_s	0,0213	0,0197	0,0197
l_s	0,1279	0,1127	0,1121
ω_m	---	364,01	365,84

Tabela 6 - Parametros Contínuos (Unidades MKS) - Sinal S_g e S_s - 60Hz, 366rad/s - ($h = 50\mu s$)

$\theta(i)$	$\hat{\theta}(i)$		
	rbv	S_g	S_s
r_s	2,0	1,20	2,34
τ_r	0,0427	0,0211	0,0222
σl_s	0,0213	0,0204	0,0205
l_s	0,1279	0,1178	0,1163
ω_m	---	53,97	56,14

Tabela 7 - Parametros Contínuos (Unidades MKS) - Sinal S_g e S_s - 10Hz, 57,6rad/s - ($h = 50\mu s$)

A tabela 6 apresenta os valores dos parâmetros da máquina obtidos com o método clássico de rotor bloqueado e em vazio (rbv) e com o modelo C usando os sinais de tensão S_g e S_s a 60Hz e 366rad/s. A tabela 7 apresenta resultados semelhantes para 10Hz e 57,6rad/s. O modelo C em alta velocidade com os sinais S_g e S_s (tabela 6) apresenta valores para os parâmetros estimados bastante próximos. Em baixa velocidade (tabela 7) o valor estimado para r_s com o sinal S_g é bastante diferente do valor medido no teste rbv .

A figura 2 apresenta os resultados experimentais da evolução dos parâmetros contínuos estimados obtidos com o modelo C em alta velocidade utilizando o sinal S_g ($f_s = 60Hz$). A velocidade estimada segue bem a velocidade medida. A resistência r_s , seguida de τ_r , são os parâmetros estimados que apresentam maior ondulação, indicando uma maior variancia. O tempo de convergência nos piores casos, parâmetros r_s e τ_r , é de cerca de 0,2s. Os resultados obtidos com o sinal S_s , nas mesmas condições de operação, são bastante semelhantes aos da figura 2.

As figuras 3 e 4 apresentam os resultados experimentais com o modelo C em baixa velocidade utilizando os sinais S_g ($f_s = 10Hz$) e S_s ($f_s = 10Hz$), respectivamente. A velocidade estimada segue bem a velocidade medida, principalmente na figura 4. Na figura 3, o valor da resistência r_s é bem diferente do valor medido no teste rbv . As variancias dos parâmetros estimados e o tempo de convergência com o sinal S_g são maiores que aqueles com o sinal S_s . O tempo de convergência nos piores casos, parâmetros r_s e τ_r com o sinal S_g , é de cerca de 0,8s. Os tempos de convergência em baixa velocidade (figuras 3 e 4) são maiores que seus equivalentes em alta velocidade (figura 2).

Nas figuras 5 são apresentadas as formas de ondas da corrente estatórica da máquina, referentes a uma alimentação com o sinal de tensão S_g ($f_s = 60Hz$). Na figura 5a são mostradas a superposição das correntes de eixo d medida (i_{sd}^s) e simulada (\hat{i}_{sd}^s), utilizando os parâmetros estimados da tabela 6 com o sinal S_s , e o erro entre elas

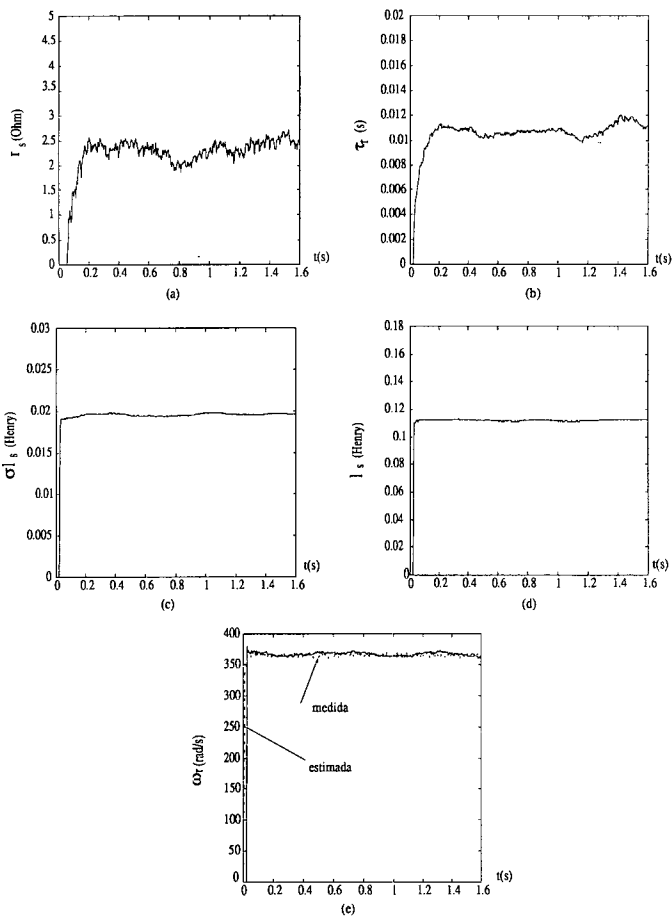


Figure 2 - Estimação com o modelo C em alta velocidade e sinal S_g ($f_s = 60Hz$).

($e_i = i_{sd}^s - \hat{i}_{sd}^s$). A corrente \hat{i}_{sd}^s foi obtida pela simulação da máquina baseada no modelo (7)-(8), com a tensão estatórica igual a medida experimentalmente. Na figura 5b são apresentadas a superposição da mesma corrente medida (i_{sd}^s) à corrente simulada (\hat{i}_{sd}^s), agora usando os parâmetros rbv , e o erro entre elas (e_i). Observa-se claramente destas figuras que o erro e_i entre a corrente medida e a corrente simulada com os parâmetros estimados com o método proposto é pequeno e bastante inferior ao erro obtido com os parâmetros do teste rbv .

7 CONCLUSÃO

Neste artigo foi proposta e estudada uma técnica de estimação linear de parâmetros da máquina assíncrona. Esta técnica utiliza o modelo dinâmico discreto corrente-tensão e o método dos mínimos quadrados. Foram propostos tres modelos de estimação: modelo para a estimação dos parâmetros e pólos do modelo discreto da máquina; modelos para estimação dos parâmetros contínuos e da velocidade com aproximação de primeira e segunda ordem. A estimação foi realizada alimentando-se a máquina com sinais de tensão seis degraus e seis degraus mais sinal de Schroeder. Os resultados de simulação e experimentais foram concordantes. As principais conclusões dos estudos por simulação e experimentais foram:

Os parâmetros discretos, à exceção de h_{1b} e h_{0b} , os parâmetros contínuos, à exceção de r_s , e a velocidade são

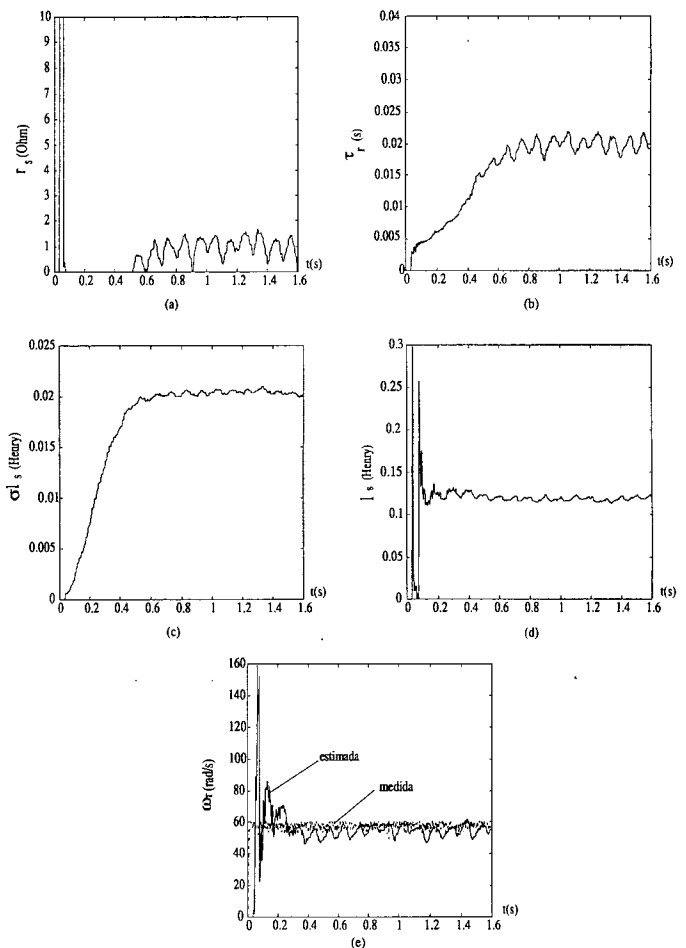


Figure 3 - Estimação com o modelo C em baixa velocidade e sinal S_g ($f_s = 10Hz$).

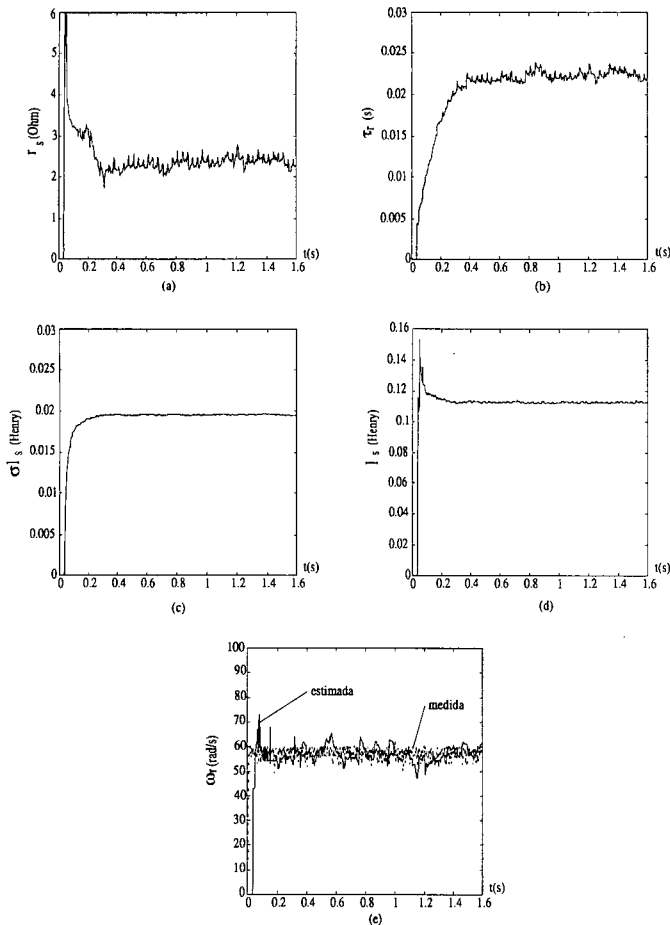


Figure 4 - Estimação com o modelo C' em baixa velocidade e sinal S_s ($f_s = 10Hz$).

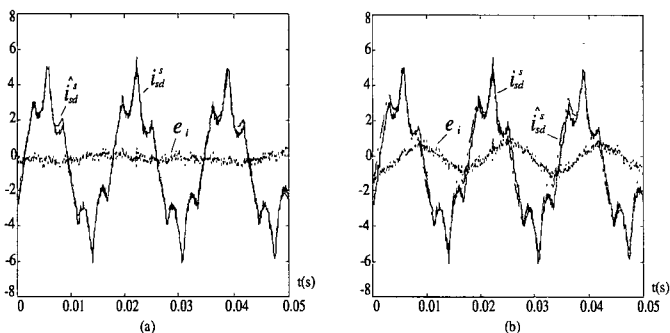


Figure 5 - Correntes estáticas medida e simulada e o erro entre elas: (a) parâmetros estimados e (b) parâmetros rvb .

estimados com boa precisão. Os parâmetros ω_m e σl_s são os parâmetros estimados com melhor precisão. Os parâmetros r_s , τ_r e l_s , nesta ordem, são os parâmetros estimados com menor precisão.

O modelo de segunda ordem é indicado para estimação dos parâmetros da máquina em alta velocidade. Enquanto, em baixa velocidade o modelo de primeira ordem, mais simples, é indicado.

A estimação com sinais de tensão do tipo seis degraus mais sinal de Schroeder apresenta melhores resultados, principalmente em baixa velocidade.

Os erros de estimação e o tempo de convergência aumentam com a diminuição da velocidade. O aumento do período de amostragem, na faixa de $50\mu s$ a $200\mu s$, em geral aumenta os erros de estimação.

A resistência estática é o parâmetro contínuo estimado com menor precisão, procedimentos alternativos para sua estimação estão sendo investigados e serão reportados em futuras comunicações técnicas.

Agradecimentos: Os autores agradecem ao CNPq pelo apoio a realização deste trabalho.

REFERÊNCIAS

- Chatelain, J. (1983). *Machines Electriques*. Vol. 1, Presses Polytechnique Romandes - Dunod, Lausanne.
- Jacobina, C.B., E.B. de Souza Fl., A.M.N. Lima and J.D.P. Rolim (1992). Current Control for Induction Motor Drives Based on Input-Output Dynamic Discrete Model. *Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*. San Diego, USA, pp.133-137.
- Jacobina, C.B. and A.M.N. Lima (1994). Parameter Estimation Models for Induction Machines. *Proc. of the Industry Applications Society Annual Meeting*, Denver, USA, pp. 726-733.
- Leonhard, W. (1985). *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, Berlin.
- Ljung, L. (1987). *System Identification: Theory for the User*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- Lorenz, R.D. and B.D. Lawson (1990). A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Machine Drives. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 26, n°3, pp. 420-424.
- Ribeiro, L.A.S. C.B. Jacobina and A.M.N. Lima (1995). Dynamic Estimation of the Induction Machine Parameters and Speed. *Proc. of the Power Electronics Specialists Conference*, Atlanta, USA, pp. 1281-1287.
- Rowan, T.M., R.J. Kerkman and D.Leggate (1989). A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 27, n°4, pp. 720-727.

- Schroeder, M.R. (1970). Synthesis of Low-Peak-Factor Signals and Binary Sequences with Low Autocorrelation. *IEEE Trans. Inf. Theory*. Vol.16, n°1, pp. 85-89.
- Seixas, P.F. (1988). Commande Numerique d'une Machine Synchrone Autopilotee. These de Docteur de L'Institut National Polytechnique de Toulouse, France.
- Silvino, J. L., C.P. Bottura e P. Resende (1993). Observadores de Fluxo e Estimacao de Parametros da Máquina de Indução Via Modelamento Discreto Não-Estacionário. *Controle & Automação*, Vol. 4, n°1, pp. 11-22.
- Souza Fl., E.B. de, A.M.N. Lima e C.B. Jacobina (1991). Parameter Estimation Induction Machines Via Non-Linear Squares Method. *Proc. of the International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, Kobe, Japan, pp. 639-643.
- Souza Fl., E.B. de (1993). Estimacao e Controle em Acionamentos com Máquinas Assíncronas em Campo Orientado, Tese de Doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, PB.
- Stephan, J., M. Bodson and J. Chiasson (1994). Real-Time Estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motors. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 30, n°3, pp 746-759.
- Vélez-Reyes, M., K. Minami and G.C. Verghese (1989). Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines. *Proc. of the Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 607-611.