

---

---

# ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS E VELOCIDADE DA MÁQUINA ASSÍNCRONA EM ACIONAMENTOS ESTÁTICOS

Luis Antonio de Souza Ribeiro<sup>†</sup>, Cursino Brandão Jacobina<sup>‡</sup> e Antonio Marcus Nogueira Lima<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Centro Federal de Educação Tecnológica - São Luís, MA

<sup>‡</sup>Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - DEE - UFPB

Caixa Postal 10105 - 58109-970 Campina Grande, PB, Caixa Postal 10105

Fone: 083-3101407/1136; Fax: 083-3101418/1015; Email: {jacobina, marcus}@dee.ufpb.br

---

---

**Resumo:** Este trabalho trata da estimação de parâmetros elétricos e da velocidade angular da máquina assíncrona, utilizando modelos dinâmicos em tempo discreto com o operador delta. Em relação à resistência estatórica considera-se tanto o caso em que seu valor é conhecido a priori quanto sua estimação isolada através de um procedimento específico. Estas duas possibilidades são consideradas na estimação conjunta dos parâmetros elétricos e da velocidade angular. Também é considerada a influência dos erros no valor da resistência estatórica, do ponto de operação da máquina, das ordens das séries de potências que determinam o modelo em tempo discreto e do nível de excitação dos sinais de alimentação sobre a qualidade das estimativas dos parâmetros elétricos e da velocidade angular. Estes estudos são, inicialmente, levados a efeito via simulação digital e posteriormente completados através dos testes experimentais de duas máquinas assíncronas trifásicas de rotor bobinado.

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

**Abstract:** This work deals with estimation of electrical parameters and angular shaft speed of the asynchronous machine using discrete time models in delta operator. With respect to the stator resistance it is considered the case where its value is known a priori as well as a specific procedure to solely estimate its value. These two cases are taken into account in the joint estimation of electrical parameters and shaft speed. It is also considered the influences of errors on the value of stator resistance, the machine operating point, the orders of the power series that determine the

discrete time model and the input excitation level over the quality of the estimates of the electrical parameters and speed. These studies were, initially, carried out via digital simulation and further completed through experimental tests of two three phase wound rotor induction machine.

**Keyword:** Parameter Estimation, Induction Machine, Motor Drives

## 1 Introdução

A estimação de parâmetros é uma das tarefas mais importantes no acionamento das máquinas assíncronas com alto desempenho, pois em seus resultados é baseado o cálculo dos controladores utilizados no acionamento da máquina. Particularmente, a estimação de parâmetros é muito importante no cálculo dos controladores baseados no princípio da orientação pelo campo (Lorenz *et alii*, 1994). Geralmente, os parâmetros da máquina são determinados utilizando procedimentos clássicos de medição baseados nos testes de rotor bloqueado e vazio (IEEE Standard Board, 1995). Entretanto, é possível empregar técnicas de identificação de sistemas para automatizar a obtenção dos parâmetros bem como melhorar sua precisão.

Este artigo discute a estimação linear dos parâmetros da máquina assíncrona utilizando modelos dinâmicos lineares em tempo discretos. Na representação discreta utiliza-se o operador delta ( $\delta$ ) já que este operador leva a modelos em tempo discretos numericamente mais estáveis, principalmente quando o período de amostragem é pequeno (Middleton e Goodwin, 1990), e possibilita a obtenção direta dos parâmetros contínuos sem o uso de filtros analógicos, necessários no caso da utilização de modelos contínuos. A partir da modelagem com o operador  $\delta$  são deduzidos mode-

---

<sup>0</sup> Artigo submetido em 05/03/96;

1<sup>a</sup> Revisão em 24/09/96 2<sup>a</sup> Revisão em 21/05/97

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

los, procedimentos e análises para estimação de parâmetros e da velocidade da máquina assíncrona.

Além desta, o artigo é organizado em mais oito Seções. Na Seção 2 é apresentada uma revisão bibliográfica e uma proposta de classificação das técnicas de estimação paramétricas aplicadas à caracterização da máquina assíncrona. Na Seção 3 é apresentado o sistema de acionamento utilizado no trabalho. Na Seção 4 é fornecido o modelo contínuo da máquina e são deduzidos os modelos em tempo discretos equivalentes. Na Seção 5 são deduzidos os modelos utilizados para a estimação. São apresentados diversos modelos, onde a resistência dos enrolamentos do estator  $r_s$  é considerada conhecida, e um procedimento para determinação exclusiva de  $r_s$ . São discutidos a ordem das séries para o cálculo das matrizes discretas, o referencial utilizado para os modelos e os sinais necessários à alimentação da máquina. Na Seção 6 são definidos os sinais de alimentação da máquina e os procedimentos de aquisição e filtragem destes sinais. Nas Seções 7 e 8 são apresentados estudos dos modelos propostos baseados em resultados de simulação e experimentais. Em particular, investiga-se a influência da resistência estatórica, da velocidade e do escorregamento nos modelos de estimação propostos. Na Seção 9 são apresentadas as conclusões finais do artigo.

## 2 Estimação de Parâmetros e Velocidade da Máquina Assíncrona

Estudos recentes têm tratado da determinação de parâmetros da máquina assíncrona, com a modelagem  $dq$ , utilizando técnicas de estimação paramétrica. Uma amostra representativa destes trabalhos é dada nas referências que são discutidas em seguida.

Souza Filho *et alii* (1991), Klaes (1993), Moon e Keyhani (1994) e Zhang *et alii* (1994) utilizam modelos para a estimação dos parâmetros do circuito equivalente da máquina. Souza Filho *et alii* (1991) estimam os parâmetros a partir de modelos de regressão não-lineares, deduzidos do circuito de regime permanente e medindo tensões, correntes e fator de potência nos terminais estatóricos. Klaes (1993) inicialmente faz um estudo da variação paramétrica em função da saturação e da temperatura e então propõe um procedimento iterativo para a estimação *on-line* das indutâncias de dispersão e principal e da resistência rotórica. Neste caso, são medidas as tensões e correntes estatóricas e a defasagem entre elas. Moon e Keyhani (1994) utilizam o método da máxima verossimilhança para determinar os parâmetros da função de transferência e do circuito equivalente de uma máquina com rotor de dupla gaiola. Eles propõem um procedimento para a estimação de parâmetros com a máquina parada aplicando degraus de tensão entre duas fases e medindo a resposta (corrente) e a entrada (degrau de tensão). Zhang *et alii* (1994) utilizam procedimentos para a estimação *on-line* da indutância mútua  $l_m$  e da resistência rotórica de máquinas assíncronas com rotor de barras profundas, considerando que os outros parâmetros da máquina variam pouco e são conhecidos. Eles determinam estes parâmetros através das medições das variações no módulo e ângulo da impedância vista dos terminais estatóricos.

Gorter *et alii* (1995), Holtz e Thimm (1991), Sangwongwanich e Okuma (1991), Silvino *et alii* (1993), Atkinson *et alii* (1991) e Zai *et alii* (1992) utilizam métodos não-lineares para a determinação dos parâmetros da máquina. Gorter *et alii* (1995) calculam os fluxos resolvendo as equações dinâmicas da máquina em tempo real, com o método de Runge-Kutta, e a partir destes fluxos estimam os parâmetros. Holtz e Thimm (1991) propõem uma técnica para identificação *on-line* de parâmetros da máquina ( $r_s$ ,  $x_s$ ,  $x_r$ ,  $r_r$ ) baseada na avaliação da trajetória da corrente estatórica. Um modelo analítico da máquina, com tensões estatóricas e velocidade como entradas, opera em paralelo com a máquina real. A coincidência das duas trajetórias serve como um indicador do erro para o esquema de estimação. Sangwongwanich e Okuma (1991) propõem um modelo para estimar a velocidade e a resistência rotórica através de técnicas adaptativas tipo modelo de referência. Silvino *et alii* (1993), Atkinson *et alii* (1991) e Zai *et alii* (1992) utilizam o filtro de Kalman estendido (FKE) para a estimação de estados e parâmetros. Silvino *et alii* (1993) estimam os fluxos, a resistência rotórica e a indutância mútua. Atkinson *et alii* (1991) utilizam o filtro de Kalman (FK) para estimar os estados do modelo corrente estatórica-corrente rotórica, e estende para a estimação de  $r_r$ . Eles fazem um estudo de sensibilidade paramétrica e concluem que o método é principalmente sensível à  $r_s$ . Também, utilizam o FKE de ordem reduzida, já que as correntes estatóricas podem ser medidas, para reduzir o número de cálculos. Concluem que o FKE de ordem reduzida exibe propriedades de convergência semelhantes ao FKE de ordem completa, porém é mais sensível a ruídos na medição da velocidade. Zai *et alii* (1992) utilizam o FKE para estimar os estados do modelo corrente estatórica-corrente rotórica e a constante de tempo rotórica  $\tau_r$ , mostrando que é possível estimar  $\tau_r$  com velocidade constante ou variável.

Jacobina *et alii* (1993) e Jacobina e Lima (1994) utilizam modelos de estimação lineares de regime permanente para obter os parâmetros e a velocidade da máquina. A partir das medições das tensões e correntes estatóricas são processados modelos de regressão linear por meio do algoritmo dos mínimos quadrados.

Vélez-Reyes *et alii* (1989), Stephan *et alii* (1994), Ribeiro *et alii* (1995a) e (1995b), Ribeiro (1995), Jacobina *et alii* (1996) e Jacobina (1995) empregam modelos de estimação lineares dinâmicos para estimar os parâmetros da função de transferência corrente-tensão. Os parâmetros básicos  $\tau_r$ ,  $r_s$ ,  $l_s$  e  $\sigma l_s$  são estimados e não pode-se determinar  $l_m$ ,  $l_r$  e  $r_r$  independentemente. Esta característica é um problema inerente da identificação sem conhecimento dos fluxos da máquina. Vélez-Reyes *et alii* (1989) estimam parâmetros e a velocidade, por meio de um modelo de regressão linear dinâmico contínuo, medindo tensões e correntes estatóricas e derivadas das mesmas, obtidas através de filtros analógicos. Stephan *et alii* (1994) utilizam o mesmo método porém com o referencial  $dq$  alinhado ao eixo rotórico. Isto requer o conhecimento da posição rotórica e portanto não se estima velocidade. Ribeiro *et alii* (1995a) e (1995b) e Ribeiro (1995) baseiam-se também no modelo dinâmico da máquina, mas na sua versão discreta com o operador  $\delta$ . Eles estimam os parâmetros e a velocidade a partir da medição das tensões e das correntes es-

tatóricas, obtendo as derivadas a partir de filtros discretos. Para determinar os parâmetros contínuos utilizam períodos de amostragem muito pequenos, ou então determinam os parâmetros através de aproximações da matriz de estados estimada. Jacobina *et alii* (1996) utilizam procedimento semelhante empregando o operador  $q$ . Jacobina (1995) discute a utilização dos operadores  $\delta$  e  $q$  (operador deslocamento unitário) na estimação dinâmica dos parâmetros da máquina.

Baseado na discussão anterior, é possível fazer uma classificação simples dos métodos de estimação dos parâmetros e da velocidade da máquina com a modelagem  $dq$ . Os métodos de estimação podem ser classificados em dois grandes grupos: estimação com modelos de regime permanente e estimação com modelos de regime dinâmico. A estimação com modelos dinâmicos é sub-dividida em modelos contínuos e modelos em tempo discretos. Os vários grupos e sub-grupos podem ainda ser sub-divididos em modelos lineares e não-lineares. Na tabela 1 é apresentada esquematicamente esta classificação.

Tabela 1 - Classificação dos modelos utilizados na estimação de parâmetros da máquina assíncrona.

Estimação de Parâmetros da Máquina Assíncrona			
regime permanente →	linear		
	não-linear		
regime dinâmico →	contínuo →		linear
	discreto →		não-linear
		linear	
		não-linear	

É possível ainda distinguir, dentre os métodos de estimação, dois tipos de implementações possíveis: *on-line* e *off-line*. A utilização destas alternativas depende do tipo de sinal de alimentação da máquina e do tempo de aquisição e processamento dos algoritmos de controle e de estimação utilizados durante a estimação. Os sinais de alimentação necessários dependem do modelo utilizado, sendo em alguns casos diferentes do sinal senoidal trifásico. O tempo de aquisição e processamento é função da dinâmica do sistema, da complexidade computacional e do microprocessador utilizado.

### 3 Sistema de Acionamento

Na figura 1 é apresentado o diagrama de blocos simplificado do sistema de acionamento considerado neste trabalho. Trata-se de um sistema padrão para acionamento com máquina de corrente alternada. A máquina assíncrona é acoplada a uma máquina de corrente contínua para simular a carga mecânica. A alimentação da máquina é fornecida por um inversor de tensão trifásico (VSI). A aquisição das variáveis, o controle e o comando do sistema de acionamento são realizados por um microcomputador.

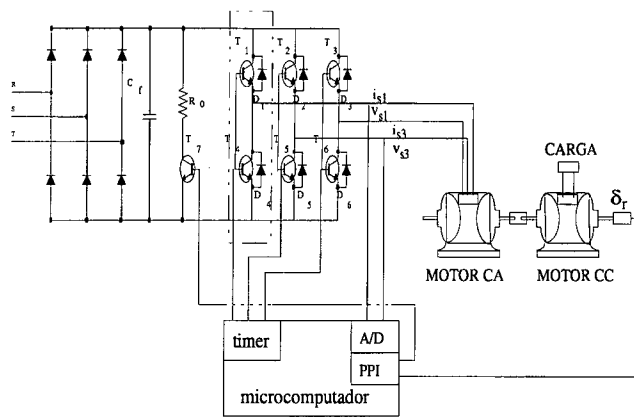


Figura 1 - Sistema de acionamento estático com máquina assíncrona.

## 4 Modelo da Máquina Assíncrona

Nesta seção é apresentado o modelo contínuo da máquina assíncrona e a partir dele são deduzidos os modelos em tempo discretos de estado corrente estatística-fluxo rotórico e matriz de transferência corrente-tensão.

### 4.1 Modelo contínuo da máquina

A máquina assíncrona, suposta simétrica trifásica, com distribuição senoidal de fluxo, sem saturação e enrolamentos em estrela não conectados, pode ser representada por uma máquina assíncrona bifásica  $dq$  equivalente. As equações vetoriais características da máquina segundo um referencial  $dq$  qualquer, indicado pelo expoente  $g$ , podem ser escritas como se segue:

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

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

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

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

$$c_e = P l_m \text{Im}[i_s^g (i_r^g)^-] \quad (5)$$

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

Onde as variáveis  $v_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$ ,  $i_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$ ,  $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$ , são os vetores tensão, corrente e fluxo estático (os vetores do rotor são obtidos trocando-se os índices  $s$  por  $r$ );  $\omega_m$  e  $\omega_g$  representam a velocidade angular da máquina e a velocidade angular dos eixos  $dq$ ;  $c_e$  e  $c_m$  são os conjugados eletromagnético e mecânico. Os parâmetros  $l_s$  e  $l_r$ , são as indutâncias próprias do estator e rotor e  $l_m$  a indutância mútua;  $r_s$  e  $r_r$  são as resistências do estator e do rotor;  $J$ ,  $F$  e  $P$  são o momento de inércia, o coeficiente de atrito e o número de pares de pólos. O expoente " - " e  $\text{Im}$  indicam o complexo conjugado e a parte imaginária e  $j = \sqrt{-1}$ .

A partir das expressões de tensões (1) e (2) e de fluxos (3) e (4) pode-se escrever as equações da máquina assíncrona

em termos das correntes estatóricas e fluxos rotóricos, no referencial estatórico ( $g = s, \omega_g = 0$ ), na forma de estado

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(\omega_m) + Bu(t) \quad (7)$$

onde

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

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$x = [i_{sd}^s \quad i_{sq}^s \quad \phi_{sd}^s \quad \phi_{sq}^s]^T \text{ e}$$

$$u = [v_{sd}^s \quad v_{sq}^s]^T$$

sendo  $\tau_r = l_r/r_r$  e  $\sigma = 1 - l_m^2/(l_s l_r)$  a constante de tempo rotórica e o coeficiente de dispersão da máquina.

## 4.2 Modelo em tempo discreto da máquina

Admitindo que durante o período de amostragem  $h$  as tensões e a velocidade são mantidas constantes, o modelo em tempo discreto da máquina com o operador  $\delta$  é dado por

$$\delta x(t) = Fx(t) + Hu(t) \quad (8)$$

O operador  $\delta$  nesta relação é definido por

$$\delta x(t) = [x(t+h) - x(t)]/h \quad (9)$$

O modelo em tempo discreto com o operador  $\delta$  apresenta condicionamento numérico superior ao modelo em tempo discreto com o operador  $q$ , principalmente, quando o período de amostragem é pequeno (Middleton e Goodwin, 1990), e tende ao seu equivalente contínuo quando  $h$  tende para zero. Esta última propriedade pode ser observada da equação (9), quando  $h \rightarrow 0$  então  $\delta x(t) \rightarrow dx(t)/dt$ , ou seja,  $\delta x(t)$  tende para a derivada de  $x(t)$ .

Pode-se definir a transformada delta, variável de transformação  $\gamma$ , a partir da transformada  $Z$ . Se  $F(z)$  é a transformada  $Z$  da função  $f(t)$  então a transformada delta desta função  $F_\Delta(\gamma)$  é dada por

$$F_\Delta(\gamma) = F(z)|_{z=h\gamma+1} \quad (10)$$

Observa-se que a relação entre as variáveis de transformação  $\gamma = (z-1)/h$  é análoga a relação entre os operadores  $\delta = (q-1)/h$ .

Quando um segurador de ordem zero é usado na entrada do sistema, os pólos do modelo em tempo discreto com o operador  $q$  é expresso por

$$z_i = e^{hp_i} \quad (11)$$

e com operador  $\delta$  é dado por

$$\gamma_i = \frac{e^{hp_i} - 1}{h} \quad (12)$$

onde  $p_i, i = 1, \dots, n$  são os pólos do sistema contínuo. Observa-se de (11) e (12) que o  $\lim_{h \rightarrow 0} \gamma_i = p_i$ , para o caso em delta, e que o  $\lim_{h \rightarrow 0} z_i = 1$ , para o caso em  $z$ . Na figura 2 mostra-se as regiões de estabilidade para os modelos com os operadores  $q$  e  $\delta$ . Os pólos da função de transferência dos respectivos modelos devem estar dentro dessas regiões a fim de que as respostas dos sistemas sejam assintoticamente estáveis (Middleton e Goodwin, 1990). Note que a medida que  $h \rightarrow 0$ , a região de estabilidade com o operador  $\delta$  expande-se por toda a região esquerda do plano complexo. Esta é a região de estabilidade dos sistemas contínuos, o que mostra novamente que os modelos em  $\delta$  convergem para os modelos contínuos a medida que o período de amostragem tende a zero.

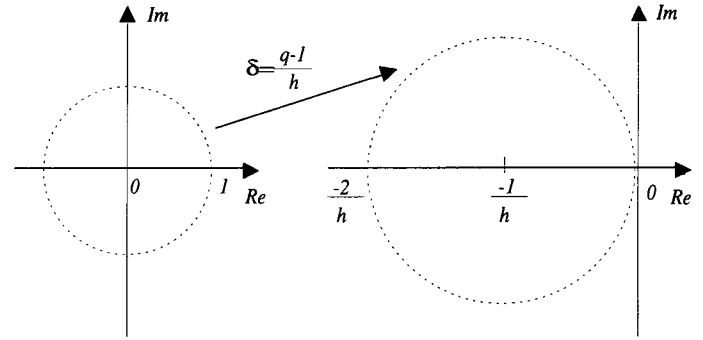


Figura 2 - Regiões de estabilidade para os pólos com os operadores  $q$  e  $\delta$ .

As matrizes  $F$  e  $H$  em (8) são definidas por meio de

$$F = A + \frac{A^2 h}{2!} + \frac{A^3 h^2}{3!} + \frac{A^4 h^3}{4!} + \dots \quad (13)$$

$$H = (I + \frac{Ah}{2!} + \frac{A^2 h^2}{3!} + \frac{A^3 h^3}{4!} + \dots)B \quad (14)$$

onde  $I$  é a matriz identidade de ordem 4. Também, observa-se que  $A = \lim_{h \rightarrow 0} F$  e  $B = \lim_{h \rightarrow 0} H$ , denominada aproximação de primeira ordem.

Em termos das submatrizes, a equação (8) pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} \delta x_1 \\ \delta x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_{11} \\ H_{21} \end{bmatrix} [u] \quad (15)$$

onde  $x_1 = [i_{sd}^s \quad i_{sq}^s]^T$  e  $x_2 = [\phi_{sd}^s \quad \phi_{sq}^s]^T$ .

Os fluxos magnéticos não são mensuráveis diretamente em máquinas usuais, então eles são eliminados da equação (15). Aplicando-se a transformada delta e utilizando as definições

$$F_1 = F_{11} + F_{12}F_{22}F_{12}^{-1} = F_{11} + F_{22} \quad (16)$$

$$F_0 = -F_{12}F_{22}F_{12}^{-1}F_{11} + F_{12}F_{21} = -F_{22}F_{11} + F_{12}F_{21} \quad (17)$$

$$H_1 = H_{11} \quad (18)$$

$$H_0 = F_{12}H_{21} - F_{12}F_{22}F_{12}^{-1}H_{11} = F_{12}H_{21} - F_{22}H_{11} \quad (19)$$

pode-se eliminar os termos de fluxo em (15), obtendo-se a seguinte relação entre corrente e tensão nos terminais da máquina:

$$I_s(\gamma) = G_s(\gamma)V_s(\gamma) \quad (20)$$

onde a matriz de transferência  $G_s(\gamma)$  é dada por

$$G_s(\gamma) = [I\gamma^2 - F_1\gamma - F_0]^{-1}(H_1\gamma + H_0) \quad (21)$$

As simplificações nas equações (16)-(19) devem-se a propriedade de multiplicação comutativa das submatrizes de  $F$  e  $H$ . De fato, estas submatrizes são do tipo  $\begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix}$  que são comutativas para a multiplicação.

Introduzindo-se os elementos das matrizes  $F_1$ ,  $F_0$ ,  $H_1$  e  $H_0$  e aplicando-se a transformada delta inversa em (20), chega-se à seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s \\ \delta^2 i_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1a} & f_{1b} \\ -f_{1b} & f_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta i_{sd}^s \\ \delta i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{0a} & f_{0b} \\ -f_{0b} & f_{0a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{1a} & h_{1b} \\ -h_{1b} & h_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta v_{sd}^s \\ \delta v_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{0a} & h_{0b} \\ -h_{0b} & h_{0a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (22)$$

Observa-se que é possível obter algumas das submatrizes do modelo de estado (15) a partir de  $F_1$ ,  $F_0$ ,  $H_1$ ,  $H_0$ . De fato, utilizando as equações (16)-(19) pode-se escrever as seguintes relações:

$$H_{11} = H_1 \quad (23)$$

$$F_{11} = F_1 + H_0 H_1^{-1} \quad (24)$$

$$F_{22} = -H_0 H_1^{-1} \quad (H_{21} \cong 0) \quad (25)$$

$$F_{12} F_{21} = F_d = F_0 - H_0 H_1^{-1} (F_1 + H_0 H_1^{-1}) \quad (26)$$

Se  $h \rightarrow 0$  as matrizes de (21) podem ser calculadas empregando-se a aproximação de 1ª ordem para  $F$  e  $H$  e as equações (16)-(19), obtendo-se

$$F_1 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s l_r + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} & -\omega_m \\ \omega_m & -\frac{r_s l_r + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$F_0 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s} & -\frac{r_s \omega_m}{\sigma l_s} \\ \frac{r_s \omega_m}{\sigma l_s} & -\frac{r_s}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$H_1 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$H_0 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & \frac{\omega_m}{\sigma l_s} \\ -\frac{\omega_m}{\sigma l_s} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad (30)$$

## 5 Modelos para Estimação Paramétrica

Para propósitos de estimação, utilizando os mínimos quadrados (LS), o modelo do sistema deve ser escrito na forma de uma regressão linear (Middleton e Goodwin, 1990)

$$\hat{y}(t|\theta) = \Gamma(t)\theta \quad (31)$$

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

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

$$V_N(\theta) = \frac{1}{2N} \sum_{t=1}^N \lambda^{N-t} e(t, \theta)^T e(t, \theta) \quad (32)$$

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

Para estimar os parâmetros da máquina usando o algoritmo LS é necessário re-escrever (22) como um modelo de regressão linear na forma dada em (31).

### 5.1 Modelo A: Estimação sem a priori

Re-escrevendo o modelo corrente-tensão dado por (22) na forma de uma regressão linear (31), obtém-se o seguinte modelo:

$$y = [\delta^2 i_{sd}^s \quad \delta^2 i_{sq}^s]^T \quad (33)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \delta i_{sd}^s & \delta i_{sq}^s & i_{sd}^s & i_{sq}^s & \delta v_{sd}^s & \delta v_{sq}^s & v_{sd}^s & v_{sq}^s \\ \delta i_{sq}^s & -\delta i_{sd}^s & i_{sq}^s & -i_{sd}^s & \delta v_{sq}^s & -\delta v_{sd}^s & v_{sq}^s & -v_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\theta = [f_{1a} \quad f_{1b} \quad f_{0a} \quad f_{0b} \quad h_{1a} \quad h_{1b} \quad h_{0a} \quad h_{0b}]^T \quad (35)$$

Em Ribeiro *et alii* (1995a) é mostrado como obter os parâmetros contínuos  $\tau_r$ ,  $l_s$ ,  $\sigma l_s$ ,  $r_s$  e a velocidade  $\omega_m$  a partir de  $\theta$ , por meio de aproximações de primeira e segunda ordem para as séries  $F$  e  $H$  (13)-(14). Entretanto,  $r_s$  é estimado com uma precisão ruim, assim é interessante desenvolver modelos para estimar somente  $r_s$  e retirá-lo do modelo (33)-(35), melhorando a precisão da estimação dos demais parâmetros. O modelo e o procedimento para a estimação específica de  $r_s$  é apresentado na Seção 5.4 (Modelo D). Nos dois itens seguintes são apresentados o Modelo B, para a estimação de  $\tau_r$ ,  $l_s$ ,  $\sigma l_s$  e  $\omega_m$ , e o Modelo C, para a estimação de  $\tau_r$ ,  $l_s$ ,  $\sigma l_s$  com  $\omega_m = 0$ , assumindo, em ambos os casos, que  $r_s$  é conhecido.

### 5.2 Modelo B: estimação de $\tau_r$ , $l_s$ , $\sigma l_s$ e $\omega_m$ com $r_s$ conhecido

Considerando que  $r_s$  é conhecido, estimado usando o Modelo D, pode-se desenvolver, a partir de (33)-(35), um modelo para determinar  $\tau_r$ ,  $l_s$ ,  $\sigma l_s$  e  $\omega_m$ . Este modelo é deduzido utilizando a aproximação de primeira ordem ( $F = A$  e  $H = B$ ). Neste caso, tem-se

$$y = [\delta^2 i_{sd}^s \quad \delta^2 i_{sq}^s]^T \quad (36)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -\delta i_{sd}^s & -\delta i_{sq}^s & v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s & \delta v_{sd}^s - r_s \delta i_{sd}^s & v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s \\ -\delta i_{sq}^s & \delta i_{sd}^s & v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s & \delta v_{sq}^s - r_s \delta i_{sq}^s & -v_{sd}^s + r_s i_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\theta = \left[ \frac{l_s}{\sigma l_s \tau_r} \quad \omega_m \quad \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \quad \frac{1}{\sigma l_s} \quad \frac{\omega_m}{\sigma l_s} \right]^T \quad (38)$$

Os parâmetros contínuos são obtidos diretamente de (38)

$$\hat{\omega}_m = \theta(2), \quad \hat{\sigma l_s} = 1/\theta(4), \quad \hat{\tau}_r = \theta(4)/\theta(3), \quad \hat{l_s} = \theta(1)/\theta(3)$$

Também, os parâmetros discretos  $f_{1a}$ ,  $f_{1b}$ ,  $f_{0a}$ ,  $f_{0b}$ ,  $h_{1a}$ ,  $h_{0a}$  e  $h_{0b}$  podem ser obtidos, a partir de (38) e de  $r_s$ , por meio de

$$f_{1a} = -\theta(1) - r_s \theta(4), \quad f_{1b} = -\theta(2), \quad f_{0a} = -r_s \theta(3) \\ f_{0b} = -r_s \theta(5), \quad h_{1a} = \theta(4), \quad h_{1b} = 0, \quad h_{0a} = \theta(3), \quad h_{0b} = \theta(5)$$

Conforme será mostrado, a estimação de  $\tau_r$  e  $l_s$  em alta velocidade só é possível caso a aproximação de 2ª ordem seja usada ( $F = A + A^2h/2$  e  $H = B + ABh/2$ ). Então, a partir dos parâmetros estimados com (36)-(38) e de  $r_s$  obtêm-se os parâmetros discretos  $f_{1a}$ ,  $f_{1b}$ ,  $f_{0a}$ ,  $f_{0b}$ ,  $h_{1a}$ ,  $h_{0a}$  e  $h_{0b}$  ( $h_{1b} = 0$ ) e por meio de (23)-(26) recupera-se as matrizes discretas  $H_{11}$ ,  $F_{11}$ ,  $F_{22}$  e o produto  $F_{12}F_{21} = F_d$ . Os novos parâmetros contínuos podem ser calculados a partir das seguintes expressões:

$$\widehat{\sigma l_s} = \frac{2 + \Delta \widehat{F}_{11}(1,1)}{2\widehat{H}_{11}(1,1)} \quad (39)$$

$$\widehat{\tau}_r = \frac{-b_\tau \pm \sqrt{b_\tau^2 - 2ha_\tau}}{2a_\tau} \quad (40)$$

$$\widehat{l}_s = \widehat{\sigma l_s} \left[ 1 - \frac{\widehat{F}_d(1,2)\widehat{\tau}_r}{\widehat{F}_{22}(1,2)} \right] \quad (41)$$

$$\widehat{\omega}_m = -\widehat{F}_{22}(1,2) \quad (42)$$

com

$$a_\tau = \widehat{F}_{22}(1,1) + \frac{h}{2}\widehat{F}_{22}(1,2)^2, \quad b_\tau = 1 + \frac{h}{2}(\widehat{F}_d(1,2)/\widehat{F}_{22}(1,2))$$

A razão desta aproximação de 2ª ordem vem do fato que expandindo-se a matriz  $F$  até o segundo termo da série (13) tem-se que o elemento correspondente a  $\tau_r$  é dado por

$$F_{22}(1,1) = -\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_r^2} \frac{h}{2} + \frac{l_m^2}{\sigma l_s l_r \tau_r^2} \frac{h}{2} - \omega_m^2 \frac{h}{2} \quad (43)$$

Observa-se em (43) que existe um termo em  $\omega_m^2$ . Se a aproximação de 1ª ordem for usada, este termo e todos os outros em  $h$  desaparecerão. Porém em altas velocidades o termo  $\omega_m^2 \frac{h}{2}$  não é desprezível, mesmo para pequenos períodos de amostragem. Daí a necessidade de se utilizar a aproximação de 2ª ordem. Uma possibilidade de se evitar este problema é alinhar o eixo de referência  $d$ , do modelo  $dq$  da máquina, com o eixo rotórico ( $\omega_q = \omega_m$ ), neste caso tem-se

$$F_{22}(1,1) = -\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_r^2} \frac{h}{2} + \frac{l_m^2}{\sigma l_s l_r \tau_r^2} \frac{h}{2} \quad (44)$$

Contudo, para alinhar o eixo  $d$  ao eixo rotórico é necessário o conhecimento do ângulo de posição mecânica, o que nem sempre é disponível.

Por outro lado, em velocidades baixas pode-se estimar os parâmetros contínuos diretamente de (38). Isto se deve ao fato de que o termo em  $\omega_m^2$  é desprezível em baixa velocidade.

### 5.3 Modelo C: estimação de $\tau_r$ , $l_s$ , $\sigma l_s$ com $r_s$ conhecido e $\omega_m = 0$

A estimação de  $\tau_r$ ,  $l_s$ ,  $\sigma l_s$  à velocidade nula é importante para o processo de auto-comissionamento da máquina. Utilizando um sinal apropriado é possível manter a máquina parada e excitá-la de forma persistente (Ljung, 1987) para a estimação. Fazendo-se  $\omega_m = 0$  em (36)-(38) obtêm-se o seguinte modelo:

$$y = \begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s & \delta^2 i_{sq}^s \end{bmatrix}^T \quad (45)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -\delta i_{sd}^s & v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s & \delta v_{sd}^s - r_s \delta i_{sd}^s \\ -\delta i_{sq}^s & v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s & \delta v_{sq}^s - r_s \delta i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} \frac{l_s}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix}^T \quad (47)$$

### 5.4 Modelo D: estimação isolada de $r_s$

Como foi mostrado por Ribeiro *et alii* (1995a) e Jacobina *et alii* (1996) a estimação de  $r_s$  baseada no modelo dinâmico, não é satisfatória. Isto ocorre porque ela depende dos termos sem derivada (sem o operador  $\delta$ ). Como os demais termos são dominantes na matriz de regressão  $\Gamma$ , uma melhor estimação de  $r_s$  pode ser obtida excitando-se a máquina com tensões CC, implicando derivadas (termos em  $\delta$ ) nulas.

Com a alimentação CC tem-se:  $\delta v_s^s = 0$ . Assumindo que a velocidade varia lentamente, então  $\delta^2 i_s^s = 0$  e  $\delta i_s^s = 0$ , e o modelo dado por (33)-(35), com a aproximação de primeira ordem, em termos dos componentes  $dq$  se escreve

$$0 = -\frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r} i_{sd}^s - \frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} i_{sq}^s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} v_{sd}^s + \frac{\omega_r}{\sigma l_s} v_{sq}^s \quad (48)$$

$$0 = -\frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r} i_{sq}^s + \frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} i_{sd}^s + \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} v_{sq}^s - \frac{\omega_r}{\sigma l_s} v_{sd}^s \quad (49)$$

Manipulando estas expressões obtêm-se um resultado esperado

$$v_{sd}^s = r_s i_{sd}^s \quad (50)$$

$$v_{sq}^s = r_s i_{sq}^s \quad (51)$$

Destas equações fica evidente que com alimentação CC, só se pode estimar a resistência estática. Assim, em velocidade muito baixa, quando a frequência de alimentação é próxima de zero, a estimação dos outros parâmetros e da velocidade da máquina é mais difícil de ser obtida.

A partir das equações (50) e (51) escreve-se o seguinte modelo de regressão:

$$y = \begin{bmatrix} v_{sd}^s & v_{sq}^s \end{bmatrix}^T \quad (52)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} i_{sd}^s & i_{sq}^s \end{bmatrix}^T \quad (53)$$

$$\theta = \begin{bmatrix} r_s \end{bmatrix} \quad (54)$$

Para se considerar o efeito das variações da resistência em funcionamento contínuo da máquina, propõe-se um ensaio onde à tensão senoidal trifásica de alimentação, responsável pela imposição da frequência e da velocidade de operação da máquina, é adicionado um sinal de tensão CC trifásico. O sinal CC deve ser de amplitude pequena para não perturbar muito a operação da máquina. Um filtro passa baixa é utilizado para extrair as parcelas de tensão e corrente CC a serem processadas, segundo o modelo (52)-(54), com o algoritmo LS.

## 6 Sinais de Alimentação e Filtragem

Os sinais utilizados para a alimentação da máquina nos ensaios de estimação de parâmetros e velocidade foram: seis degraus ( $S1$ ), vetores ativos com média nula ( $S2$ ), nível CC puro ( $S3$ ) e senoidal+nível CC ( $S4$ ). Como será visto, estes sinais podem ser facilmente gerados por meio de um inversor de tensão.

No caso do ensaio a velocidade nula, nenhum meio mecânico é utilizado para manter a máquina parada. A operação com velocidade zero é obtida alimentando-se a máquina com tensões específicas para este fim. Dados os vetores ativos criados pelo inversor de tensão no plano  $dq$ , seis vetores de mesma amplitude e com defasagem entre vetores adjacentes de  $60^\circ$  (cf. figura 3) (Van der Broeck, 1988), e a frequência de alimentação  $f_s$ , a seguinte seqüência de vetores ( $S2$ ) é empregada em cada ciclo  $\tau_s = 1/f_s$

$$\begin{aligned} & [V_{s1}^s V_{s4}^s V_{s4}^s V_{s1}^s]_{\tau_s/6} [V_{s2}^s V_{s5}^s V_{s5}^s V_{s2}^s]_{\tau_s/6} [V_{s3}^s V_{s6}^s V_{s6}^s V_{s3}^s]_{\tau_s/6} \\ & [V_{s4}^s V_{s1}^s V_{s1}^s V_{s4}^s]_{\tau_s/6} [V_{s5}^s V_{s2}^s V_{s2}^s V_{s5}^s]_{\tau_s/6} [V_{s6}^s V_{s3}^s V_{s3}^s V_{s6}^s]_{\tau_s/6} \end{aligned}$$

Comparando-se esta seqüência com o sinal seis degraus, que é definida por

$$[V_{s1}^s]_{\tau_s/6} [V_{s2}^s]_{\tau_s/6} [V_{s3}^s]_{\tau_s/6} [V_{s4}^s]_{\tau_s/6} [V_{s5}^s]_{\tau_s/6} [V_{s6}^s]_{\tau_s/6}$$

pode-se compreender melhor como ele foi sintetizado. Por exemplo, na forma de onda seis degraus o vetor  $V_{s1}^s$  permanece ativo por  $\tau_s/6$ , enquanto na seqüência proposta ele é substituído pela combinação  $[V_{s1}^s V_{s4}^s V_{s4}^s V_{s1}^s]_{\tau_s/6}$ , que fornece tensão média nula no período  $\tau_s/6$ . Com a seqüência proposta o valor médio do conjugado eletromagnético é zero e a máquina permanece parada. Também, a forma de onda desta tensão possui conteúdo harmônico adequado para excitar a máquina de forma persistente.

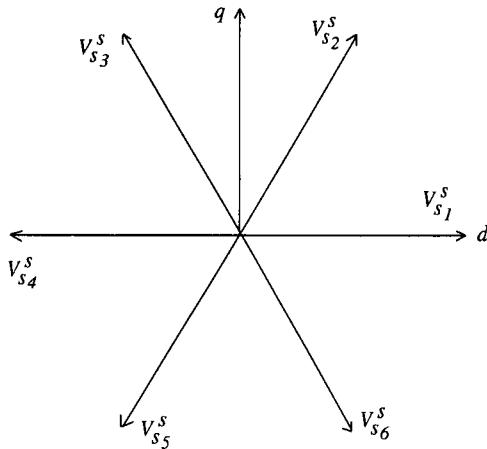


Figura 3 - Vetores tensão ativos gerados pelo inversor de tensão no plano  $dq$ .

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 três fases da máquina. Estes sinais são filtrados por meio de filtros de *antialiasing* e convertidos por meio de conversores A/D. Os sinais na saída dos conversores A/D são filtrados digitalmente, o que permite a obtenção direta das derivadas ( $\delta v_{sd}^s, \delta v_{sq}^s, \delta i_{sd}^s, \delta i_{sq}^s, \delta^2 v_{sd}^s, \delta^2 v_{sq}^s, \delta^2 i_{sd}^s, \delta^2 i_{sq}^s$ ) das tensões e

correntes, antes de serem utilizados no algoritmo de estimação (Ribeiro, 1995). 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

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)^3} \quad (55)$$

com  $\omega_c = 5\omega_s$ , onde  $\omega_s$  é a frequência de pulsação fundamental da tensão estatórica de alimentação. Este mesmo filtro, com  $\omega_c = 12\pi rad/s$  foi utilizado na estimação de  $r_s$ .

## 7 Estudos por Simulação

Os estudos por simulação foram realizados utilizando-se o modelo dinâmico da máquina (1)-(6). Este modelo é discretizado na forma dada por (8), utilizando as séries (13) e (14) 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 amostrados com  $h = 50\mu s$ .

O ruído de medição foi considerado aditivo. A fonte de ruído possui média zero e é 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  $r_i = 0,2$ .

Nas tabelas 2 e 3 estão os resultados de simulação com o Modelo B, considerando que o valor de  $r_s$  é conhecido corretamente. Foram feitos dois ensaios: um com a máquina em vazio e outro com 10% de escorregamento. O sinal de alimentação foi seis degraus ( $S1$ ) com frequência de 60Hz. Observa-se que os erros de estimação aumentam com o aumento do escorregamento. Com o escorregamento de 10% os erros em  $\tau_r$  e  $l_s$  são maiores que 15%. Para efeito de comparação, são mostrados nas tabelas 4 e 5 os resultados obtidos com o Modelo A, equações (33)-(35) e aproximação de segunda ordem (Ribeiro *et alii* 1995a, 1995b), para o cálculo dos parâmetros contínuos. Observa-se que todas as variâncias obtidas com o Modelo B (tabela 2) são menores e que os parâmetros contínuos (tabela 3) também são estimados com erros menores, principalmente com escorregamento de 10%. Além disso, o número de condicionamento da matriz de covariância (Ljung, 1987) obtido com o Modelo B é da ordem de  $10^6$  enquanto que o número de condicionamento com o modelo completo (33)-(35) é da ordem de  $10^{10}$ .

Os resultados em baixa velocidade são apresentados nas tabelas 6 e 7. Embora as covariâncias da estimação sejam maiores que aquelas obtidas em alta velocidade (tabela 2), os erros na estimação dos parâmetros contínuos são menores. Observa-se ainda que o efeito do escorregamento é desprezível em baixa velocidade. Por outro lado, é possível estimar-se os parâmetros contínuos em baixa velocidade com o sinal seis degraus. Isto não é conseguido com

Tabela 2 - Modelo B: parâmetros discretos, sinal S1, 60Hz,  $h = 50\mu s$ .

$\theta_i$	vazio		10% esc.	
	erro (%)	variância	erro (%)	variância
$f_{1a}$	-1.049	$5.8 \times 10^{-7}$	-0.9275	$6.4 \times 10^{-7}$
$f_{1b}$	3.8087	$1.6 \times 10^{-6}$	4.8178	$1.6 \times 10^{-6}$
$h_{1a}$	0.4384	$8.0 \times 10^{-9}$	0.5149	$8.1 \times 10^{-9}$
$h_{0a}$	-0.57	$8.9 \times 10^{-5}$	11.95	$1.3 \times 10^{-3}$
$h_{0b}$	0.7031	$2.1 \times 10^{-3}$	1.1352	$2.3 \times 10^{-3}$

Tabela 3 - Modelo B: parâmetros contínuos, sinal S1, 60Hz,  $h = 50\mu s$ , aproximação de 2ª ordem.

Parâmetros		vazio - $\omega_m = 374$	10% esc. - $\omega_m = 339$
$\theta_i$	real	erro (%)	erro (%)
$r_s$	0.39	0	0
$\tau_r$	0.0667	1.8804	-15.4705
$\sigma l_s$	0.0059	-0.5079	-0.5800
$l_s$	0.094	1.0791	-16.2561
$\omega_m$	-	0.3465	0.7028

o modelo com a estimação simultânea de  $r_s$ , propostos por Ribeiro *et alii* (1995a, 1995b).

Para dar uma indicação da robustez do Modelo B à incertezas no valor de  $r_s$ , foram feitas uma série de estimações com os mesmos dados de simulação. Para cada valor de  $r_s$  na faixa de  $\pm 50\%$  do valor nominal, os outros parâmetros foram estimados utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados em lote com 4000 amostras. Os resultados são mostrados na figura 4 para baixa velocidade (10Hz) e na figura 5 para alta velocidade (60Hz). Nestas figuras são apresentados os erros de estimação ( $erro = 100(\theta_i - \theta_{io})/\theta_i$ ) dos parâmetros ( $\tau_r, l_s, \sigma, \omega_m$ ) em função dos valores de  $r_s$ . Observa-se que à exceção de  $\tau_r$  todos os outros parâmetros são estimados com boa precisão, mesmo com erros de 50% em  $r_s$ . Por outro lado, os erros de estimação aumentam pouco quando a velocidade diminui.

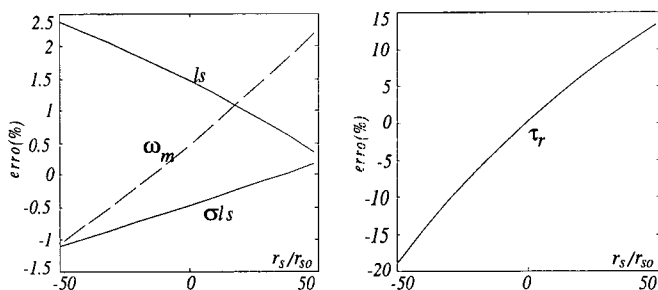


Figura 4 - Sensibilidade do Modelo B à variações em  $r_s$  - 10Hz.

## 8 Estudos Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos utilizando o sistema de acionamento disponível no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas (LEIAM) do DEE-UFPB-Campus II, conforme o diagrama apresentado na figura 1. Neste sistema, a unidade central de processamento (CPU) é um 80486DX2-66 com placa mãe compatível com o padrão IBM/PC. Uma placa especialmente

Tabela 4 - Modelo A: parâmetros discretos, sinal S1, 60Hz,  $h = 50\mu s$

$\theta_i$	vazio		10% esc.	
	erro (%)	variância	erro (%)	variância
$f_{1a}$	-0.8501	$1.7 \times 10^{-6}$	-4.02	$2.2 \times 10^{-6}$
$f_{1b}$	2.9612	$1.7 \times 10^{-6}$	4.81	$2.2 \times 10^{-6}$
$f_{0a}$	-1085.5	1.6295	-1691	1.6535
$f_{0b}$	6.0613	1.6295	41.35	1.6535
$h_{1a}$	0.7134	$1.0 \times 10^{-8}$	0.883	$9.9 \times 10^{-9}$
$h_{1b}$	-2582.3	$1.0 \times 10^{-8}$	-5303	$9.9 \times 10^{-9}$
$h_{0a}$	-1.3303	0.0026	-41.65	0.0123
$h_{0b}$	0.342	0.0026	1.6239	0.0123

Tabela 5 - Modelo A: parâmetros contínuos, sinal S1,  $h = 50\mu s$ , 60Hz, aproximação de 2ª ordem.

Parâmetros		vazio - $\omega_m = 374$	10% esc. - $\omega_m = 339$
$\theta_i$	real	erro (%)	erro (%)
$r_s$	0.39	5.13	39.56
$\tau_r$	0.0667	3.79	34.34
$\sigma l_s$	0.0059	-0.7899	-0.9571
$l_s$	0.094	2.697	24.3889
$\omega_m$	-	-0.2873	0.8357

projetada, ligada ao barramento do computador, realiza as funções de aquisição e comando. A placa possui um temporizador programável (PIT8254), uma interface paralela programável (PPI8255), uma unidade de conversão analógica/digital (cinco canais com amostragem simultânea AD573/582) e uma unidade de conversão digital analógica (DAC1008). As tensões e correntes da máquina são medidas através de dispositivos de efeito Hall, que garantem uma banda de passagem de 300kHz e isolamento elétrica apropriada. Duas correntes de fase e duas tensões de fase são medidas. Após o estágio de ajuste de ganho e antes da conversão analógica/digital, estes sinais são filtrados por filtros ativos de segunda ordem (filtros de *antialiasing*). Um encoder óptico absoluto (AE65S), conectado a interface paralela programável, mede a posição angular do eixo da máquina. A velocidade angular é obtida das leituras do encoder. O inversor trifásico que alimenta a máquina, emprega chaves de potência do tipo transistor bipolar. Os sinais de comando para ligar e desligar as chaves são gerados pela unidade de intervalo de tempo programável. A isolamento galvânica entre o microcomputador e o circuito de comando da base é assegurada por optoacopladores de alta velocidade (HPCL2601).

Na figura 6 mostram-se os resultados experimentais de estimação de  $r_s$  com um sinal CC puro (S3) e um sinal CC+senoide (S4) para uma máquina assíncrona cujo valor da resistência estática obtida com medição direta é 1.8Ω. Na figura 6 é apresentado a evolução de  $r_s$  estimado a velocidade nula e com um sinal S3 ( $v_{s1}^s = -5V, v_{s2}^s = 10V$  e  $v_{s3}^s = -5V$ ), sem a utilização de filtro. Também na figura 6 é apresentado a estimação de  $r_s$  à frequência  $f_s = 60Hz$  e com o sinal S4 obtido acrescentando ao sinal CC anterior tensões senoidais trifásicas de 60Hz e 150V. Neste último caso, o filtro foi calculado para  $\omega_c = 12\pi rad/s$ . Os valores médios obtidos para  $r_s$  nos dois ensaios, mostrados na figura 6, são bastante próximos: 1.87Ω, sinal S4 com filtro,



Tabela 6 - Modelo B: parâmetros discretos, sinal S1, 10Hz,  $h = 50\mu s$ .

$\theta_i$	vazio		10% esc.	
	erro (%)	variância	erro (%)	variância
$f_{1a}$	0.1688	$2.3 \times 10^{-4}$	0.1854	$2.4 \times 10^{-4}$
$f_{1b}$	5.2161	$2.3 \times 10^{-4}$	5.061	$2.2 \times 10^{-4}$
$h_{1a}$	0.3637	0.0235	0.3437	0.0374
$h_{0a}$	0.2207	$4.0 \times 10^{-5}$	0.6249	$4.1 \times 10^{-5}$
$h_{0b}$	0.6974	0.2821	0.6682	0.2505

Tabela 7 - Modelo B: parâmetros contínuos, sinal S1, 10Hz,  $h = 50\mu s$ .

Parâmetros	vazio - $\omega_m = 61$	10% esc.- $\omega_m = 56.51$
$\theta_i$	real	erro (%)
$r_s$	0.39	0.0
$\tau_r$	0.0667	0.7416
$\sigma l_s$	0.0059	-0.4423
$l_s$	0.094	1.5316
$\omega_m$	-	0.4477

e  $1.82\Omega$ , sinal S3 sem filtro.

Obtido o valor de  $r_s$ , utilizam-se os Modelos B e C para a estimação dos outros parâmetros. Num primeiro estágio utiliza-se o Modelo C com o sinal S2. Os resultados com velocidade nula utilizando o Modelo C (45)-(47) são apresentados na figura 7. O algoritmo utilizado foi o dos mínimos quadrados recursivo, com fator de esquecimento  $\lambda = 0.999$ . Comparando os resultados desta figura com aqueles apresentados por Ribeiro *et alii* (1995b), observa-se uma nítida melhora em termos da covariância das estimativas e transi-tório de estimação.

Para avaliar as variações paramétricas utiliza-se o Modelo B com o sinal S1 em velocidades diferentes de zero. Os resultados são apresentados na tabela 8 para uma máquina de  $1.5kW$  e tabela 9 para uma máquina de  $2.2kW$ . Nestas tabelas a coluna *rbv* fornece os parâmetros da máquina obtidos por meio dos testes clássicos de rotor bloqueado e vazio. Na tabela 8 são mostrados os parâmetros estimados e as variâncias em duas velocidades diferentes. Observa-se que as variâncias aumentam com a diminuição da velocidade. Também, o valor mínimo da função de custo aumenta com a diminuição velocidade (13% em  $366rad/s$  e 17.5% em  $57.63rad/s$ ). Isto revela a dificuldade de estimar parâmetros em velocidades baixas.

Tabela 8 - Modelo B: sinal S1, máquina de  $1.5kW$ .

Parâmetros	$\omega_m = 366rad/s$			$\omega_m = 57.63rad/s$		
	rbv	estim.	variância	estim.	variância	
$r_s$	1.8	-	-	-	-	
$\tau_r$	0.0427	0.0119	$2.4 \times 10^{-4}$	0.0243	$29 \times 10^{-3}$	
$\sigma l_s$	0.0213	0.0192	$3.5 \times 10^{-9}$	0.0209	$4.1 \times 10^{-6}$	
$l_s$	0.1279	0.1124	$4.7 \times 10^{-6}$	0.1096	$4.5 \times 10^{-4}$	
$\omega_m$	-	366.5	$9.6 \times 10^{-6}$	56.37	$3.6 \times 10^{-4}$	

Na tabela 9 são apresentados os resultados para uma máquina de  $2.2kW$ . Para esta máquina observa-se que as variâncias são menores que aquelas da tabela 8, porém o valor da função de custo é maior (19%).

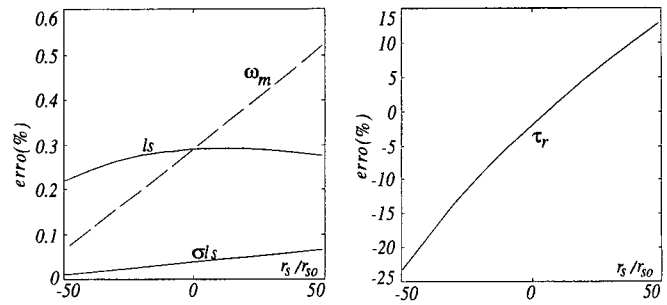


Figura 5 - Sensibilidade do Modelo B à variações em  $r_s$  -  $60Hz$ .

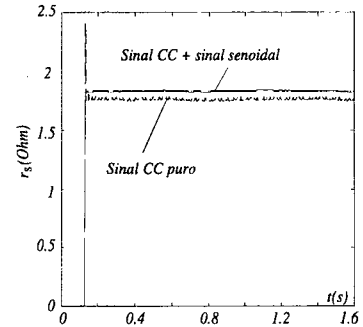


Figura 6 - Estimação de  $r_s$  com o modelo D: sinais S3 e S4.

Na figura 8 mostra-se a estimação dos parâmetros contínuos para esta máquina. Observa-se que os parâmetros são estimados com boa precisão e que o parâmetro que apresenta maior variância é  $\tau_r$ .

Para validar a estimação, na figura 9 tem-se as formas de onda da corrente medida ( $i_{sd}^*$ ), simulada ( $\hat{i}_{sd}^*$ ) e o erro entre elas para os parâmetros estimados de acordo com os dados da tabela 8 (figura 9a) e para os parâmetros obtidos dos testes de rotor bloqueado e em vazio (figura 9b). Observa-se na figura 9a que o erro entre as corrente é menor, comprovando que os parâmetros estimados são os mais corretos para esta condição de operação.

## 9 Conclusão

Neste trabalho foram propostos modelos para estimação de  $r_s$  e para a estimação de  $\sigma l_s$ ,  $\tau_r$ ,  $l_s$  e  $\omega_m$  com  $r_s$  conhecido. Apresentou-se uma revisão bibliográfica e uma classificação para a estimação de parâmetros da máquina assíncrona. Mostrou-se que a inclusão de  $r_s$  no algoritmo de estimação, produz um mal condicionamento na estimação dos outros parâmetros e requer em baixa velocidade sinais mais ricos em harmônicos. Mostrou-se que as incertezas no valor de  $r_s$  praticamente não influenciam a estimação dos outros parâmetros, a exceção de  $\tau_r$ . Foi mostrado que o aumento do escorregamento aumenta os erros de estimação em alta velocidade, principalmente de  $\tau_r$  e  $l_s$ . Foi demonstrada a importância da utilização da aproximação de segunda ordem na estimação em altas velocidades nos modelos no referencial estático. Os resultados de simulação e experimentais mostraram que é possível estimar  $r_s$ , isoladamente, e os outros parâmetros com boa precisão.

Tabela 9 - Modelo B: sinal S1, 10Hz, máquina de 2.2kW.

Parâmetros	$\omega_m = 59.90\text{rad/s}$		
	rbv	estim.	variância
$r_s$	2.0	—	—
$\tau_r$	0.0898	0.0828	$1.5 \times 10^{-3}$
$\sigma l_s$	0.0329	0.0216	$1.5 \times 10^{-7}$
$l_s$	0.2517	0.2322	$1.9 \times 10^{-5}$
$\omega_m$	—	58.83	$1.7 \times 10^{-5}$

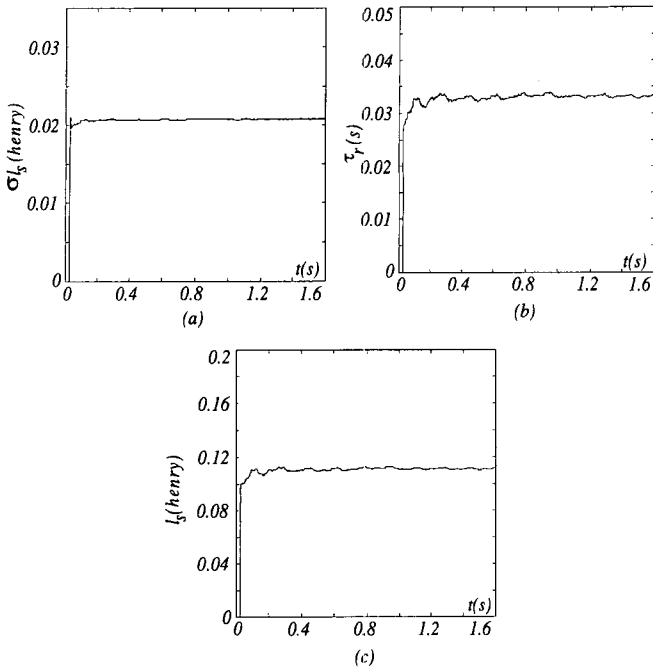


Figura 7 - Estimação com  $\omega_m = 0$  sinal S2 e máquina de 1.5kW: a)  $\sigma l_s$ ; b)  $\tau_r$ ; c)  $l_s$ .

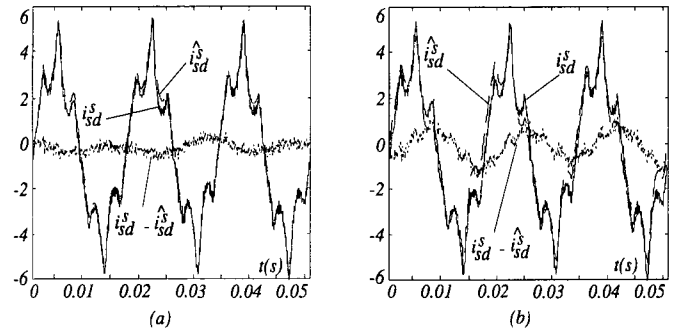


Figura 9 - Formas de onda de  $i_{sd}^s$ ,  $\hat{i}_{sd}^s$  e  $e_i$  da máquina de 1.5kW: a) parâmetros estimados; b) parâmetros obtidos dos testes *rbv*.

Os métodos de estimação propostos podem ser utilizados com um sistema de acionamento padrão, necessitando apenas que o inversor seja comandado em malha aberta de forma a gerar os sinais de tensão adequados. Particularmente, o ensaio a velocidade nula, utilizando o valor de  $r_s$  obtido no ensaio com o Modelo D, é indicado para a determinação inicial dos parâmetros e permite um procedimento simples para o auto-comissionamento da máquina.

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

### Referências Bibliográficas

Atkinson, D. J., P.P. Acarnley and J.W. Finch (1991). Observers for induction motor state and parameter estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, n° 6, pp. 1119–1127.

Gorter, R. J.A., P. P. J. Van den Bosh and S. Weiland (1995). Simultaneous estimation of induction machine parameters and velocity. *Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, Georgia, USA*, pp. 1295–1301.

Holtz, J. and T. Thimm (1991). Identification of the machine parameters in a vector-controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, n° 6, pp. 1111–1118.

IEEE Standards Board (1995). *Electric machinery - IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators*. Piscataway, New Jersey. IEEE Press.

Jacobina, C.B., A.M.N. Lima and A.L.R. Medeiros (1993). Linear parameter estimation of an induction machine.

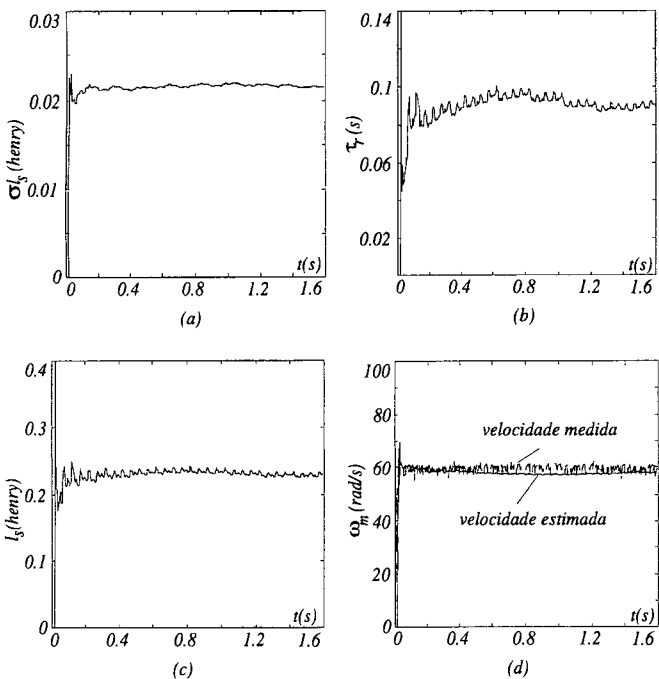


Figura 8 - Modelo B, sinal S1, 10Hz, máquina de 2.2kW: a)  $\sigma l_s$ ; b)  $\tau_r$ ; c)  $l_s$ ; d)  $\omega_m$

- Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, Seattle, USA, pp. 913–918.
- Jacobina, C.B. and A.M.N. Lima (1994). Parameter estimation models for induction machines. Proceedings of the Industry Applications Society Conference, Denver, Colorado, USA, pp. 726–733.
- Jacobina, C.B. (1995) Contribuição a estimação e ao controle em acionamentos estáticos com máquina assíncrona. Tese para concurso de professor titular, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica.
- Jacobina, C.B., A.M.N. Lima e L.A.S. Ribeiro (1996). Estimação linear de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona usando um modelo discreto corrente-tensão. *Revista Controle e Automação*, Vol. 7, n° 3, pp. 147–155.
- Klaes, N.R. (1993). Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, n° 6, pp. 1135–1140.
- Ljung, L. (1987). *System identification: theory for the user*. Massachusetts Institute of Technology, Englewood Cliffs, New Jersey.
- Lorenz, R.D., T.A. Lipo and D.W. Novotny (1994). Motion control with induction motors. Proceedings of IEEE: Special Issue on Power Electronic and Motion Control, Vol. 82, n° 8, pp.1215–1240.
- Middleton, R. and G. Goodwin (1990). *Digital control and estimation. A unified approach*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey.
- Moon, S.-I. and A. Keyhani (1994). Estimation of induction machine parameters from standstill time-domain data. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, n° 6, pp. 1609–1615.
- Ribeiro, L. A.S. (1995). Estimação dinâmica de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona. Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE.
- Ribeiro, L.A.S., C.B. Jacobina and A.M.N. Lima (1995a). Dynamic estimation of the induction machine parameters and speed. Proceedings of the Power Electronics Specialists Conference, Atlanta, Georgia, USA, pp. 1281–1287.
- Ribeiro, L. A.S., C.B. Jacobina and A.M.N. Lima (1995b). Parameter and speed estimation of induction machine based on dynamic models. Proceedings of the Conference on European Power Electronics and Applications, Sevilla, Spain, pp. 1496–1501.
- Sangwongwanich, S. and S. Okuma (1991). A unified approach to speed and parameter identification of induction motor. Proceedings of the Industrial Electronics Society Conference (IECON), Kobe-Japan, pp. 712–715.
- Silvino, J.L., C. P. Bottura. e P. Resende (1993). Observadores de fluxo e estimação de parâmetros da máquina de indução via modelamento discreto não estacionário. *Revista Controle e Automação*, Vol. 4, n° 1, pp. 11–22.
- Sousa Fl., E. B., A.M.N. Lima and C.B. Jacobina (1991). Parameter estimation induction machines via non-linear least squares method. Proceedings of the Industrial Electronics Society Conference (IECON), Kobe, Japan, pp. 639–643.
- Stephan, J., M. Bodson and J. Chiasson (1994). Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, n° 3, pp. 746–759.
- Van der Broeck, H.W., H.-C. Skudelny and G.V. Stanke (1988). Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 24, n° 1, pp. 142–150.
- Vélez-Reyes, M.V., K. Minami and G.C. Verghese (1989). Recursive speed and parameter estimation for induction machines. Proceedings of the Industry Applications Society Conference, pp. 607–611.
- Zai, L.-C., C.L. DeMarco and T.A. Lipo (1992). An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in pwm induction motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, n° 1, pp. 96–104.
- Zhang, Z., G.E. Dawson and T.R. Eastham (1994). Evaluation of dynamic parameters and performance of deep-bar induction machines. Proceedings of the Industry Applications Society Conference, Denver, Colorado, USA, pp. 62–66.