ESTIMAÇÃO DA VELOCIDADE DA MÁQUINA ASSÍNCRONA EM ACIONAMENTOS ESTÁTICOS

PARTE II: ESTIMAÇÃO COM O MODELO CORRENTE-TENSÃO

Luiz Antonio de S. Ribeiro[†], Cursino B. Jacobina[‡] e Antonio Marcus N. Lima[†]

[†]Centro Federal de Educação Tecnológica - São Luís, MA

Fone: 098-2189080; Fax: 098-2189019; E-mail: lantonio@cefet-ma.br

[‡]Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - DEE - UFPB

Fone: 083-3101407/1136; Fax: 083-3101418/1015; E-mail: jacobina@dee.ufpb.br

Resumo - Este trabalho trata da estimação da velocidade angular da máquina assíncrona. Nesta segunda parte do artigo é apresentado um método de estimação da velocidade e da constante de tempo rotórica baseado na função de transferência corrente-tensão da máquina.

Abstract - This work concerns with the estimation of the induction machine speed. In this second part is presented a method to estimate the speed and the rotor time constant based on the transfer function voltage-current of the machine.

I. INTRODUÇÃO

A estimação de velocidade é uma pesquisa de grande interesse nos últimos anos. A principal vantagem de se estimar a velocidade é a eliminação do sensor associado a esta grandeza e, conseqüentemente, a possibilidade de redução de custo e aumento da confiabilidade do sistema de acionamento que resultariam da substituição deste sensor. Por outro lado, a precisão da estimação da velocidade utilizando a função de transferência $\mathbf{i}_s/\mathbf{v}_s$ é influenciada pelos parâmetros da máquina assíncrona, principalmente pela constante de tempo rotórica. Portanto, nesta segunda parte do artigo é apresentado um método de estimação da velocidade e da constante de tempo rotórica baseado na função de transferência $\mathbf{i}_s/\mathbf{v}_s$ da máquina assíncrona. Embora o modelo não possa operar em velocidades baixa e nula, ele pode ser combinado com as técnicas de injeção de sinais de alta frequência para a operação em uma ampla faixa de velocidade. A vantagem da estimação com o modelo proposto é que não é preciso a injeção contínua de sinais adicionais para a estimação de velocidade.

II. 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:

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\phi_s^g}{dt} + j\omega_g \phi_s^g \quad (1)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\phi_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \phi_r^g \quad (2)$$

$$\phi_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (3)$$

$$\phi_r^g = l_m \mathbf{i}_s^g + l_r \mathbf{i}_r^g \quad (4)$$

$$T_e = Pl_m Im[\mathbf{i}_s^g (\mathbf{i}_r^g)^*] \quad (5)$$

$$P(T_e - T_m) = J \frac{d\omega_r}{dt} + b\omega_r \quad (6)$$

Onde as variáveis $\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $\phi_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$, são os vetores tensão, corrente e fluxo estatórico, respectivamente (os vetores do rotor são obtidos trocando-se os subscritos 's' por 'r'); ω_r , ω_g , θ_m representam a velocidade angular da máquina, a velocidade angular dos eixos dq e o ângulo elétrico de posição rotórica; T_e , T_m são os conjugados eletromagnético e mecânico. Os parâmetros l_s , l_r , são as indutâncias próprias do estator e rotor e l_m a indutância mútua; r_s , r_r são as resistências do estator e do rotor; J , F , P são o momento de inércia, coeficiente de atrito e o número de pares de pólos. A sigla Im indica a parte imaginária, o expoente '*' significa o complexo conjugado e $j = \sqrt{-1}$.

A partir das expressões (1)-(4) pode-se escrever as equações da máquina assíncrona em termos das correntes estatóricas e fluxos rotóricos, no referencial estatórico ($g \leftarrow s$, $\omega_g = 0$), na forma de estado

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

onde:

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

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad x(t) = [i_{sd}^g \ i_{sq}^g \ \phi_{rd}^g \ \phi_{rq}^g]^T, \quad e \quad u(t) = [v_{sd}^g \ v_{sq}^g]^T.$$

III. MODELO DISCRETO DA MÁQUINA

Assumindo que durante o período de amostragem (h) as tensões e a velocidade são mantidas constantes, o modelo discreto da máquina no operador δ é dado por:

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

O operador δ é definido por $\delta x(t) = [x(t+h) - x(t)]/h$ e as matrizes F e H são definidas por:

$$F = A + \frac{A^2 h}{2!} + \frac{A^3 h^2}{3!} + \frac{A^4 h^3}{4!} + \dots \quad (9)$$

$$H = (I + \frac{Ah}{2!} + \frac{A^2h^2}{3!} + \frac{A^3h^3}{4!} + \dots)B \quad (10)$$

onde I é a matriz identidade de ordem adequada, neste caso ordem 4. A escolha do operador δ deve-se ao seu melhor condicionamento numérico em relação ao operador de deslocamento q e, principalmente, o sistema discreto se aproxima do seu contínuo equivalente a medida que o período de amostragem diminui [1]. Esta característica permite se estimar diretamente a velocidade quando o período de amostragem é suficientemente pequeno, quando comparado à dinâmica da máquina.

Aplicando-se a transformada- γ , definida em [1], e eliminando-se os termos de fluxo em (8), obtém-se a seguinte função de transferência:

$$\frac{I_s(\gamma)}{V_s(\gamma)} = G_s(\gamma) = \frac{H_1\gamma + H_0}{I\gamma^2 - F_1\gamma - F_0} \quad (11)$$

Utilizando-se as matrizes F_1 , F_0 , H_1 , H_0 e aplicando-se a transformada- γ inversa em (11), chega-se à seguinte expressão:

$$\delta^2 \mathbf{i}_s^s = F_1 \delta \mathbf{i}_s^s + F_0 \mathbf{i}_s^s + H_1 \delta \mathbf{v}_s^s + H_0 \mathbf{v}_s^s \quad (12)$$

Pode ser notado ainda que $A = \lim_{h \rightarrow 0} F$ e $B = \lim_{h \rightarrow 0} H$ [1]. Assim, se h é muito pequeno, esta aproximação de 1ª ordem permite escrever as seguintes expressões para as matrizes F_1 , F_0 , H_1 , H_0 :

$$F_1 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s l_r + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{r_s l_r + r_r l_s}{\sigma l_s l_r} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$F_0 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r} & -\frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} \\ \frac{r_s \omega_r}{\sigma l_s} & -\frac{r_s}{\sigma l_s \tau_r} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$H_1 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$H_0 \cong \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} & \frac{\omega_r}{\sigma l_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma l_s} & \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} \end{bmatrix} \quad (16)$$

IV. ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO

Para propósitos de estimação, utilizando-se os mínimos quadrados (LS), o modelo do sistema deve ser escrito na forma de uma regressão linear [1]:

$$y(t|\theta) = \Gamma(t)\theta \quad (17)$$

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-se uma função de custo, geralmente dada por:

$$V_N(\theta) = \frac{1}{2N} \sum_{t=1}^N \lambda^{N-t} [e(t, \theta)]^2 \quad (18)$$

onde $e(t, \theta) = y(t) - \hat{y}(t|\hat{\theta})$ é o erro de predição, $\hat{y}(t|\hat{\theta}) = \Gamma(t)\hat{\theta}$, λ é o fator de esquecimento e N é o número de amostras. O algoritmo dos mínimos quadrados para o cálculo de θ pode ser encontrado em [2].

Para estimar os parâmetros da máquina usando o algoritmo LS é necessário reescrever (12) como um modelo de regressão linear na forma dada em (17).

V. MODELOS DE ESTIMAÇÃO

A partir de (12) e considerando-se as expressões de primeira ordem (13)-(16), obtém-se dois modelos discretos para a estimação de ω_r , baseados no operador δ . Estes modelos estão na forma de uma regressão linear, necessária para a estimação utilizando o algoritmo dos mínimos quadrados, como mostrados abaixo:

- Modelo A: estimação de ω_r - τ_r conhecido

$$y(t) = \begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sd}^s + \frac{1}{\sigma \tau_r} \delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} u_{sd}^s \\ \delta^2 i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sq}^s + \frac{1}{\sigma \tau_r} \delta i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s \tau_r} u_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} -\delta i_{sq}^s + \frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s \\ \delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\hat{\theta}(t) = [\omega_r] \quad (21)$$

onde $u_{sd}^s = v_{sd}^s - r_s i_{sd}^s$ e $u_{sq}^s = v_{sq}^s - r_s i_{sq}^s$.

- Modelo B: estimação de ω_r - independente de τ_r

$$y(t) = \begin{bmatrix} (\delta^2 i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sq}^s) (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sd}^s) - \\ (\delta^2 i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sd}^s) (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sq}^s) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} (\delta i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s) (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sd}^s) - \\ (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \delta i_{sq}^s) (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sd}^s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\hat{\theta}(t) = [\omega_r] \quad (24)$$

O modelo A, (19)-(21), depende da constante de tempo rotórica, enquanto o modelo B, (22)-(24), não depende. A utilização do modelo B é interessante, uma vez que τ_r varia bastante com as condições de funcionamento da máquina. O inconveniente é que em regime permanente senoidal, é impossível estimar a velocidade independentemente de τ_r . Em alguns casos, o sinal senoidal gerado pelo comando PWM é suficiente para excitar a máquina adequadamente. Entretanto, em velocidade muito baixa a utilização deste modelo só é possível caso se injete continuamente um sinal de frequência diferente da fundamental. Também, este modelo apresenta produtos de variáveis na formação de $y(t)$ e $\Gamma(t)$, o que pode introduzir polarizações, mesmo que os ruídos de medição apresentem valores médios nulos.

Como τ_r é um dos parâmetros que mais variam com as condições de operação da máquina, é importante estimar este parâmetro juntamente com ω_r . Dois modelos podem ser deduzidos para a estimação de τ_r . Um com conhecimento da velocidade (25)-(27) e outro sem necessidade do conhecimento da velocidade (28)-(30).

- Modelo C: estimação de τ_r - ω_r conhecido

$$y(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sd}^s \\ \frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (25)$$

Figura 1 Diagrama de blocos do esquema para a estimação conjunta de ω_r e τ_r

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} \delta^2 i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sd}^s - \omega_r \left(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \delta i_{sq}^s \right) \\ \delta^2 i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sq}^s + \omega_r \left(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \delta i_{sd}^s \right) \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\hat{\theta}(t) = [\tau_r] \quad (27)$$

- Modelo D: estimação de τ_r - independente de ω_r

$$y(t) = \left[\left(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \frac{1}{\sigma} \delta i_{sq}^s \right) \left(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \delta i_{sq}^s \right) - \left(\frac{1}{\sigma} \delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s \right) \left(\delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s \right) \right] \quad (28)$$

$$\Gamma(t) = \left[\left(\delta^2 i_{sq}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sq}^s \right) \left(\frac{1}{\sigma l_s} (u_{sq}^s - \delta i_{sq}^s) - \left(\delta^2 i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} \delta u_{sd}^s \right) \left(\delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s \right) \right] \quad (29)$$

$$\hat{\theta}(t) = [\tau_r] \quad (30)$$

Os mesmos comentários referentes ao modelo B são válidos para o modelo D.

Em todos os modelos, para se estimar a velocidade ou a constante de tempo rotórica considera-se que os parâmetros r_s , σl_s e l_s são conhecidos. Estes parâmetros, em geral, variam menos que a constante de tempo rotórica e podem ser obtidos utilizando um procedimento de estimação adequado [3].

Quando o modelo B não pode ser utilizado, propõe-se dois esquemas para a estimação conjunta da velocidade e da constante de tempo rotórica. O primeiro baseia-se na estimação utilizando os modelos A e C. Neste caso, a velocidade é estimada com o modelo A e o valor de $\hat{\omega}_r$ é usado na estimação de τ_r , usando o modelo C. Este esquema é ilustrado na Figura 1.

No segundo esquema são utilizados os modelos A e D. Devido a impossibilidade de se estimar ω_r e τ_r simultaneamente em regime permanente, a estimação de τ_r com este modelo só é possível com a injeção de um sinal de frequência diferente da fundamental nas correntes de referência da máquina. Portanto, neste segundo método estima-se continuamente a velocidade e periodicamente injeta-se um sinal para que se possa estimar τ_r e atualizar o seu valor no algoritmo de estimação de velocidade

e no cálculo do controle vetorial. A vantagem deste segundo esquema é que a estimação de τ_r independe da velocidade, que pode variar bastante.

VI. MEDIÇÃO E FILTRAGEM

Os componentes de tensão (v_{sd}^s, v_{sq}^s) e corrente (i_{sd}^s, i_{sq}^s) são obtidos 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 *antialiasing* e convertidos utilizando-se conversores A/D. Os sinais na saída dos conversores A/D são filtrados digitalmente, o que permite a obtenção direta das derivadas das tensões e correntes ($\delta v_{sd}^s, \delta v_{sq}^s, \delta i_{sd}^s, \delta i_{sq}^s, \delta^2 v_{sd}^s, \delta^2 v_{sq}^s, \delta^2 i_{sd}^s, \delta^2 i_{sq}^s$), 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

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)^3} \quad (31)$$

com $\omega_c = 5\omega_e$, onde ω_e é a frequência de pulsação fundamental da tensão estatórica de alimentação. A Figura 2 mostra a implementação destes filtros utilizando o operador δ . Observa-se uma clara interpretação física do processo: no lugar de se usar as grandezas diretamente medidas $u(t)$ e $y(t)$ (representadas pela variável genérica $x(t)$), utilizam-se as suas medidas após o filtro $f, f_1 \dots$. Como estes estados são relacionados somente por uma aproximação de integral ($1/\gamma$), têm-se que $f_1 \simeq df/dt$, $f_2 \simeq df_1/dt$ e assim sucessivamente. Conclui-se que f é o valor filtrado de $u(t)$ ou $y(t)$ e que $f_1, f_2, \dots$ são uma medida aproximada de suas derivadas. A aproximação é cada vez melhor a medida que se diminui o período de amostragem.

Figura 2 Implementação do filtro de variáveis de estado

VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os estudos por simulação foram realizados utilizando-se o modelo dinâmico da máquina (7). Este modelo é discretizado na forma dada por (8), utilizando as séries (9) e (10) 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 $h = 50 \mu s$ ou $h = 100 \mu s$. O ruído de medição foi considerado aditivo. A fonte de ruído possui média nula e é uniformemente distribuída no intervalo $[-r_v \max(v_{sd}^s, v_{sq}^s), r_v \max(v_{sd}^s, v_{sq}^s)]$ e $[-r_i \max(i_{sd}^s, i_{sq}^s), r_i \max(i_{sd}^s, i_{sq}^s)]$, onde $r_v = 0.1$ e $r_i = 0.1$. Embora o ruído adicionado seja branco, o processo de filtragem para a obtenção das derivadas torna-o colorido.

Nas Figuras 3 e 4 são mostrados os resultados de simulação do procedimento apresentado na Figura 1. Nestas curvas a velocidade de referência é mantida constante em 50 rad/s . O período de amostragem utilizado nos controladores de corrente, no controle com orientação pelo campo, nos filtros digitais e nos algoritmos de estimação foi de $100 \mu s$. A largura de faixa dos filtros digitais para a obtenção das derivadas é adaptativamente variada de acordo com a largura de faixa da máquina, ou seja de acordo com velocidade da máquina.

Nas Figuras 3a e 3b são apresentados os resultados da estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e C, respectivamente. Neste caso, em $t = 3 \text{ s}$ a resistência rotórica começou a variar a uma taxa de $5 \%/s$ até alcançar uma variação máxima de 40% . Observa-se que o erro na velocidade é pequeno (máximo de 1.5%) durante a fase transitória da estimação de τ_r . Conforme mostrado na Figura 3b, o valor de $\hat{\tau}_r$ converge para o valor real.

Figura 3 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e C. Velocidade de referência 50 rad/s e variação de r_r a uma taxa de $5 \%/s$

Nas Figuras 4a e 4b são mostrados os resultados com os mesmos modelos A e C, porém a resistência rotórica varia abruptamente de 40% em $t = 3 \text{ s}$. Neste caso, o erro máximo na velocidade é de 8.4% . Observa-se que mesmo com variações bruscas de τ_r o valor estimado converge para o real.

Nas Figuras 5a e 5b são mostrados os resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e D, respectivamente. Neste caso, observa-se que a estimação de τ_r segue instantaneamente as variações do valor real. Isto evita grandes erros de estimação de ω_r durante o transitório das variações em τ_r . Observa-se ainda que a estimação de τ_r é ligeiramente polarizada, erro médio de aproximadamente 5% , devido aos produtos nas equações

Figura 4 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e C. Velocidade de referência 50 rad/s e variação abrupta de 40% em r_r

(28) e (29).

Figura 5 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e D. Velocidade de referência 50 rad/s e variação abrupta de 40% em r_r

Nas Figura 6a e 6b estão os resultados do controle sem sensor de velocidade na região de baixa velocidade. Na Figura 6a é mostrada a inversão de velocidade entre os valores de referência de $\pm 10 \text{ rad/s}$ e na Figura 6b é mostrado o resultado na velocidade de 5 rad/s . Estes resultados mostram que, com o modelo proposto é possível acionar a máquina na região de baixa velocidade. Embora seja possível a estimação de velocidade nesta região, a largura de faixa do filtro diretamente limita a largura de faixa da estimação. Portanto, é necessário diminuir a largura de faixa do controlador de velocidade para se garantir estabilidade quando se fecha a malha com a velocidade estimada. A consequência é que a rejeição a perturbação é bastante afetada nesta faixa de velocidade.

Além de τ_r , os modelos de estimação de velocidade e da constante de tempo rotórica são influenciados por r_s , σl_s e l_s . Estes parâmetros podem ser atualizados segundo o procedimento descrito em Ribeiro *et alii* [3],[4].

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema de acionamento utilizado na realização dos estudos experimentais é composto pelos seguintes subsistemas: retificador trifásico não-controlado; inversor trifásico a transistores bipolares; máquina assíncrona

Figura 7 Sistema de acionamento estático com máquina assíncrona

Figura 6 Resultados do acionamento sem sensor de velocidade: a) inversão de velocidade $\pm 10 \text{ rad/s}$; b) 5 rad/s

com rotor bobinado; carga, representada por um gerador CC acoplado a resistores variáveis; sensores de corrente, tensão e posição; microcomputador PC-486 – DX2 – 66MHz com placas de aquisição de dados e geração de sinais de comando do inversor. Um *encoder* ótico (absoluto) de 9 bits, conectado a *interface* paralela programável, mede a posição angular do eixo da máquina. A velocidade angular medida é obtida das leituras do *encoder*. A Figura 7 mostra o diagrama do sistema de acionamento. A geração dos sinais de comando para o inversor, a aquisição de dados e as tarefas de controle são feitas pelo microcomputador, contendo uma placa para aquisição de dados e comando. As formas de onda da tensão estatórica foram sintetizadas utilizando um PWM (*Pulse Width Modulator*) que gera o padrão de chaveamento para o inversor. O período de amostragem e período de chaveamento do inversor foram de $50 \mu\text{s}$ ou $100 \mu\text{s}$. Quatro conver-

sores A/D ($10 \text{ bit}/25 \mu\text{s}$) foram empregados, sendo dois para i_a e i_b e dois para v_a e v_b . O sistema opera com controle *IFO* onde a informação de velocidade pode ser obtida do *encoder* ou do estimador com o procedimento proposto neste trabalho. Dois controladores de corrente são utilizados para controlar as correntes de eixos d e q no referencial síncrono. Maiores informações sobre o sistema de acionamento podem ser encontradas em Oliveira [5]. Os resultados apresentados em seguida foram obtidos em malha aberta, sem controle de fluxo e conjugado da máquina.

Na figura 8 são apresentados os resultados de estimação da velocidade para várias frequências de alimentação com o modelo *B*. O período de amostragem foi de $h = 100 \mu\text{s}$ e o fator de esquecimento $\lambda = 0.999$. Nas curvas 'a' e 'b' a máquina é alimentada com tensões senoidais, obtidas por meio do comando PWM. Na curva 'c' a máquina é alimentada por meio de tensões seis degraus. Apesar da estimação na frequência estatórica de 10 Hz ser boa (curva 'b'), ela é claramente menos precisa que em alta velocidade (curva 'a'). Em 5 Hz estimação é precisa, mas a tensão não é mais senoidal, o que impossibilita a operação com o controle vetorial.

Na figura 9 são apresentados os resultados da estimação da velocidade para um transitório na frequência estatórica, a frequência é comutada de 60 Hz a 50 Hz , com o modelo *B*. O período de amostragem foi de $h = 50 \mu\text{s}$ e o fator de esquecimento $\lambda = 0.999$. Observa-se que a velocidade segue com precisão razoável a velocidade medida.

Na figura 10 são apresentados os resultados da estimação da constante de tempo rotórica com os modelos

Figura 8 Estimação da velocidade com o modelo *B*: a) tensão senoidal, 60 *Hz*; b) tensão senoidal, 10 *Hz*; c) tensão seis degraus, 10 *Hz*

Figura 9 Estimação da velocidade com o modelo *B* para um transitório da frequência de alimentação em alta velocidade

C e *D*. Neste experimento, adicionou-se três resistores externos de 2.8Ω , em $t = 0.35$ s, em série com os enrolamentos rotóricos da máquina. O período de amostragem foi de $h = 50 \mu s$, a frequência de alimentação foi 60 *Hz* e o fator de esquecimento $\lambda = 0.999$. Observa-se que salvo o transitório inicial do estimador ($\hat{\tau}_r$ é inicializado em zero), a constante de tempo rotórica estimada segue a variação causada pela introdução da resistência. O tempo de convergência para o novo valor da constante de tempo rotórica é 0.3 s para o modelo *C* e 0.25 s para o modelo *D*.

Figura 10 Estimação da constante de tempo rotórica no transitório de inserção de resistência rotórica: a) modelo *C*; b) modelo *D*

IX. CONCLUSÕES

As principais conclusões deste trabalho são:

- O modelo *B* permite a estimação de ω_r independentemente de τ_r para velocidades média e alta com o sinal senoidal PWM. Entretanto, em velocidade muito baixa é necessário excitar a máquina continuamente com um sinal mais persistente. Assim, nesta faixa de velocidade este modelo não é adequado.
- O modelo *A* permite a estimação de ω_r em velocidade baixa (5 *rad/s*) com tensão senoidal PWM e em malha fechada com a velocidade estimada. Entretanto, ele necessita do conhecimento de τ_r , que pode ser obtido com os modelos *C* ou *D*.
- O modelo *D* permite estimação de τ_r independentemente de ω_r , enquanto o modelo *C* depende da velocidade estimada $\hat{\omega}_r$. O modelo *D* segue mais rápido as variações de τ_r , mas é o mais sensível aos ruídos devido aos produtos de variáveis no modelo de regressão.

- Os resultados apresentados neste artigo mostram que os modelos e procedimentos propostos permitem estimar a velocidade da máquina mesmo para velocidades baixas. Sendo que o limite mínimo está diretamente limitado pela rejeição a perturbação que pode ser atingida quando se fecha a malha de velocidade com a velocidade estimada.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. Middleton, G. Goodwin, Digital control and estimation. A unified approach, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 1990.
- [2] L. Ljung, System identification: theory for the user, Massachusetts Institute of Technology, Englewood Cliffs, New Jersey 1987.
- [3] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, "Estimação de parâmetros e velocidade da máquina assíncrona em acionamentos estáticos," in *Conf. Rec. CBA*, pp. 779-784 1996.
- [4] L. A. S. Ribeiro, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, "Real-time estimation of the electrical parameters of an induction machine using sinusoidal PWM voltage waveforms," in *Conf. Rec. IAS*, pp. 746-752, New Orleans - Louisiana, USA 1997.
- [5] A. C. Oliveira, Controle digital de sistemas de acionamento com máquina assíncrona, Dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba, Departamento de Engenharia Elétrica - COPELE Dezembro 1995.

X. DADOS BIOGRÁFICOS

Luiz Antonio de Souza Ribeiro, nasceu em São Luís - Maranhão, em 26 de outubro de 1967. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Maranhão (UFMA). Obteve os títulos de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, em 1995 e 1998, respectivamente. No período de dezembro/1996 à fevereiro/1998 participou do programa de doutorado Sanduíche (CNPq) na Universidade de Wisconsin - Madison, EUA. Atualmente é Professor do Departamento de Eletro-Eletrônica do Centro Federal de Educação Tecnológica do Maranhão. Sua área de maior interesse é estimação de parâmetros, posição e velocidade de motores de indução e acionamentos com máquinas elétricas. É Membro do IEEE.

Cursino Brandão Jacobina, nasceu em Correntes - Pernambuco, em 17 de abril de 1955. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1978. Obteve o Diplôme d'Études Approfondies (DEA) pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França em 1980 e o título de Docteur Ingénieur pelo mesmo instituto em 1983. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seu principal interesse é na área de pesquisa de sistemas de acionamento com máquinas elétricas. É Membro da SOBRAEP,

da SBA e do IEEE.

Antonio Marcus Nogueira Lima, nasceu em Recife - Pernambuco, em 15 de março de 1958. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba (UFPB), Campina Grande, PB, em 1982 e obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela mesma instituição em 1985. Obteve o grau de doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), França, em 1989. Atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFPB. Seus principais interesses de pesquisa são sistemas de acionamento com máquinas elétricas, instrumentação eletrônica e sistemas de controle. É Membro da SBA e do IEEE.