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 freqüência 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:

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

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

$$\boldsymbol{\phi}_s^g = l_s\mathbf{i}_s^g + l_m\mathbf{i}_r^g \qquad (3)$$

$$\boldsymbol{\phi}_r^g = l_m\mathbf{i}_s^g + l_r\mathbf{i}_r^g \qquad (4)$$

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

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

Onde as variáveis $\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$, $\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$, $\boldsymbol{\phi}_s^g = \phi_{sd}^g + j\phi_{sq}^g$, 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 ' $\star$ ' 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

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

onde:

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

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

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:

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

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

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

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

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:

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

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:

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

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

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

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

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

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

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]:

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

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:

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

onde $e(t,\theta) = y(t) - \hat{y}(t|\widehat{\theta})$ é o erro de predição, $\hat{y}(t|\widehat{\theta}) = \Gamma(t)\widehat{\theta}$, 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

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

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

$$\widehat{\theta}(t) = [\omega_r] \qquad (21)$$

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

$$y(t) = \Big[(\delta^2 i_{sq} - \frac{1}{\sigma l_s}\delta u_{sq}^s)(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma}\delta i_{sd}) - (\delta^2 i_{sd} - \frac{1}{\sigma l_s}\delta u_{sd}^s)(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \frac{1}{\sigma}\delta i_{sq}^s)\Big] \qquad (22)$$

$$\Gamma(t) = \Big[(\delta i_{sd}^s - \frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s)(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sd}^s - \frac{1}{\sigma}\delta i_{sd}^s) - (\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \delta i_{sq}^s)(\frac{1}{\sigma l_s} u_{sq}^s - \frac{1}{\sigma}\delta i_{sq}^s)\Big] \qquad (23)$$

$$\widehat{\theta}(t) = [\omega_r] \qquad (24)$$

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 freqüência 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

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

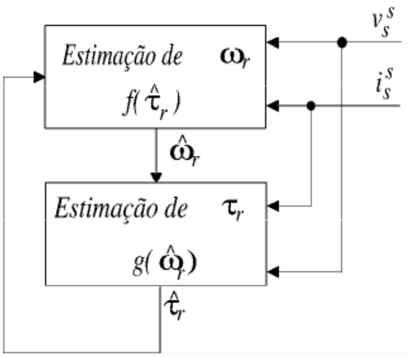

Figura 1 Diagrama de blocos do esquema para a estimação conjunta de ω_r e τ_r

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

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

- Modelo D: estimação de τ_r - independente de ω_r

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

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

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

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 $\widehat{\omega}_r$ 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 freqüência 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 freqüência 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 ... 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, ... são uma medida aproximada de suas derivadas. A aproximação é cada vez melhor a medida que se diminui o período de amostragem.

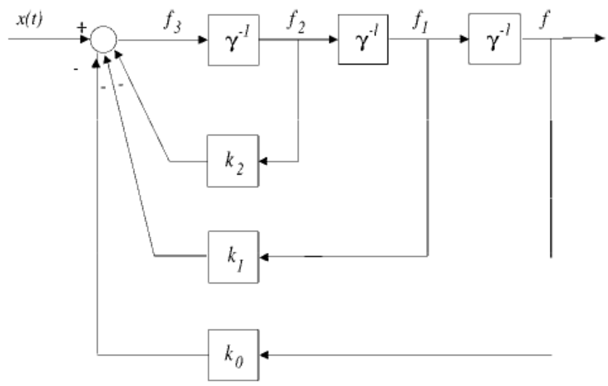

Figura 2 Implementação do filtro de variáveis de estado

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 $[-r_v \max(v^s_{sd}, v^s_{sq}), r_v \max(v^s_{sd}, v^s_{sq})]$ e $[-r_i \max(i^s_{sd}, i^s_{sq}), r_i \max(i^s_{sd}, i^s_{sq})]$, 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 μs. 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 $t = 3\ s$ 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.

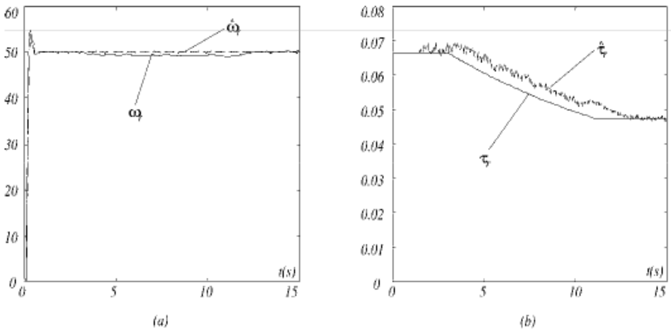

Figura 3 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e C. Velocidade de referência 50 rad/s e variação de r_r a uma taxa de 5 %/s

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 $t = 3\ s$. 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

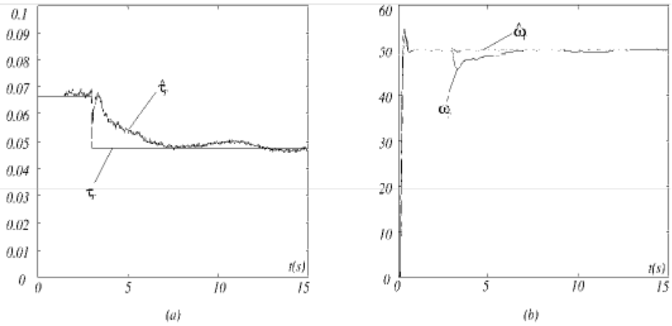

Figura 4 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e C. Velocidade de referência 50 rad/s e variação abrupta de 40% em r_r

(28) e (29).

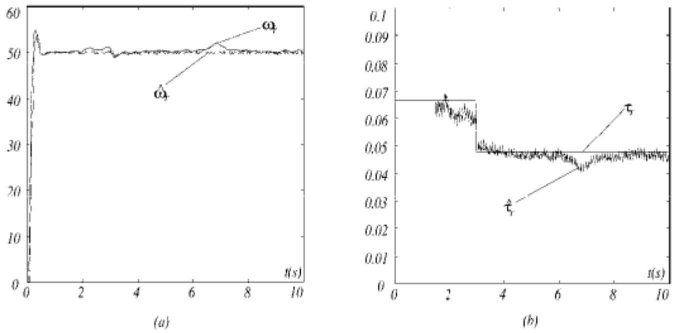

Figura 5 Resultados de estimação de ω_r e τ_r com os modelos A e D. Velocidade de referência 50 rad/s e variação abrupta de 40% em r_r

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 $\pm 10\ rad/s$ 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 conseqüência 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

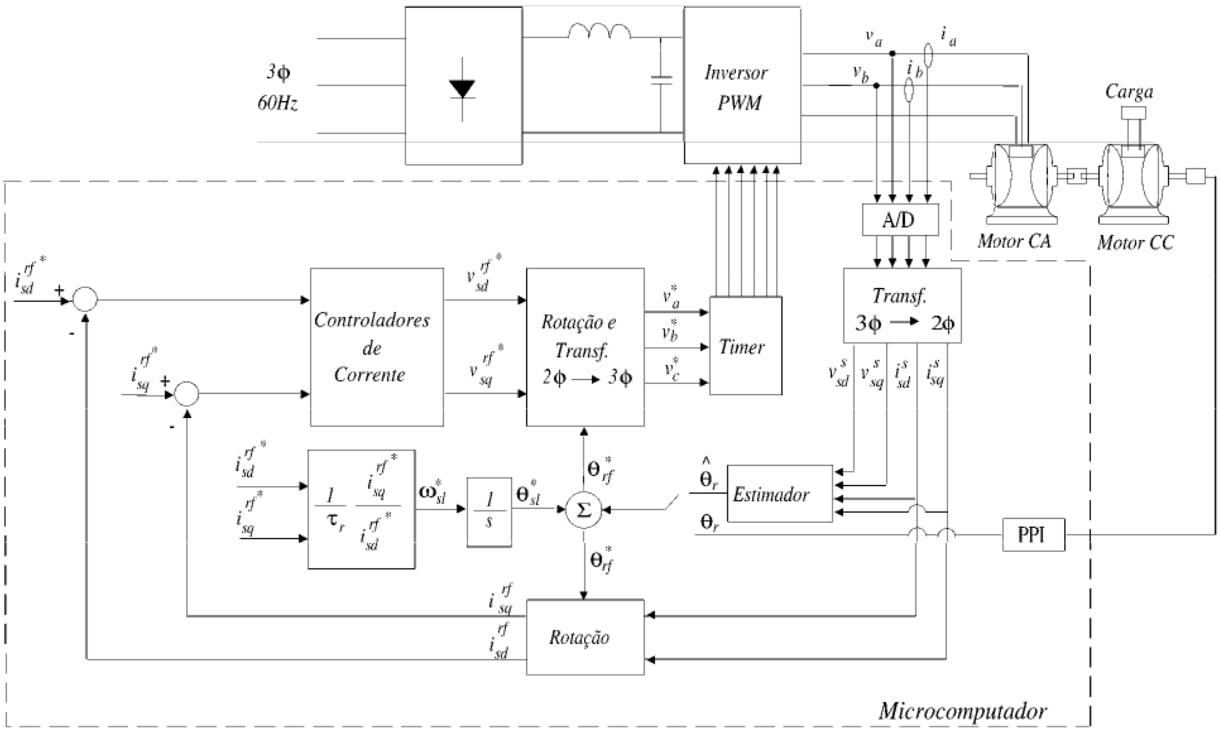

Figura 7 Sistema de acionamento estático com máquina assíncrona

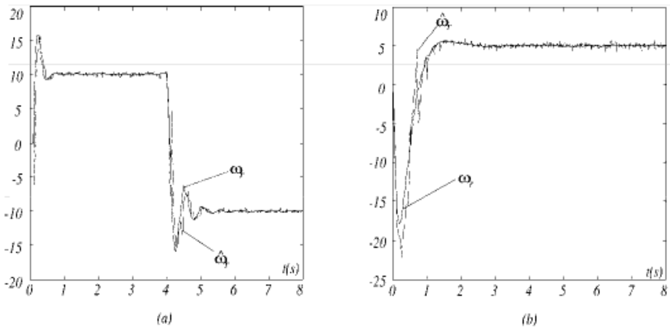

Figura 6 Resultados do acionamento sem sensor de velocidade: a) inversão de velocidade $\pm 10\ rad/s$; b) $5\ rad/s$

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 $50\ \mu s$ ou $100\ \mu s$. Quatro conversores A/D (10 bit/25 μs) 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 utilidados 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 freqüências de alimentação com o modelo B. O período de amostragem foi de $h = 100\ \mu s$ 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 freqüência 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 freqüência estatórica, a freqüência é comutada de $60\ Hz$ a $50\ Hz$, com o modelo B. O período de amostragem foi de $h = 50\ \mu s$ 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

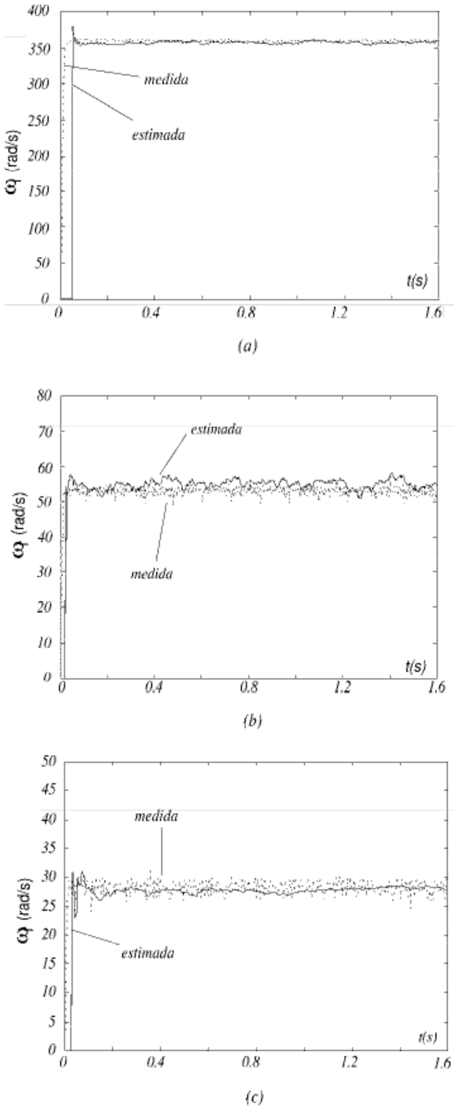

Figura 8 Estimação da velocidade com o modelo B: a) tensão senoidal, 60 Hz; b) tensão senoidal, 10 Hz; c) tensão seis degraus, 10 Hz

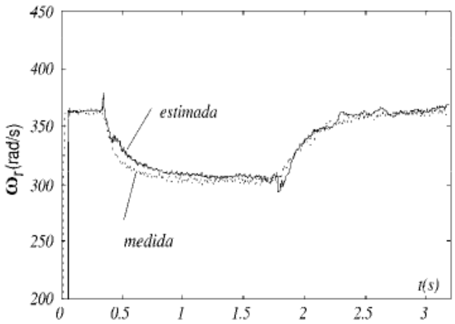

Figura 9 Estimação da velocidade com o modelo B para um transitório da frequência de alimentação em alta velocidade

C e D. Neste experimento, adicionou-se três resistores externos de 2.8 Ω, em $t = 0.35\ s$, em série com os enrolamentos rotóricos da máquina. O período de amostragem foi de $h = 50\ \mu s$, a freqüência de alimentação foi 60 Hz e o fator de esquecimento $\lambda = 0.999$. Observa-se que salvo o transitório inicial do estimador ($\widehat{\tau}_r$ 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.

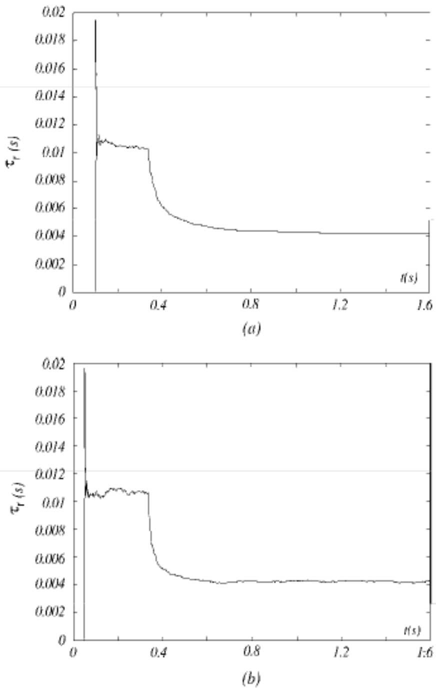

Figura 10 Estimação da constante de tempo rotórica no transitório de inserção de resistência rotórica: a) modelo C ; b) modelo D

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 $\widehat{\omega}_r$. 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 - Lousiana, 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 título 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.