

---

# ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS DE UM MOTOR DE INDUÇÃO EM MALHA FECHADA

**Antonio Jeronimo Netto**<sup>†\*</sup>  
netto@dee.ufcg.edu.br

**Cursino Brandão Jacobina**<sup>†</sup>  
jacobina@dee.ufcg.edu.br

**Péricles Rezende Barros**<sup>†</sup>  
prbarros@dee.ufcg.edu.br

**Antonio Marcus Nogueira Lima**<sup>†</sup>  
amnlima@dee.ufcg.edu.br

\*Departamento de Ciência da Computação - DCC  
Universidade Regional de Gurupi - UNIRG  
Gurupi, Tocantins, Brasil

†Departamento de Engenharia Elétrica - DEE  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Campina Grande - UFCG  
Campina Grande, Paraíba, Brasil

---

## ABSTRACT

In this paper it is proposed a method for estimating in real-time and in closed-loop all the parameters of an induction motor. The parameters are determined by solving a recursive least squares minimization problem. The model for the least-squares problem is derived for the case where the stator currents of the motor are regulated via a linear feedback controller. Selected experimental results are used to demonstrate the feasibility and performance of the proposed method.

**KEYWORDS:** Closed-Loop Estimation, Induction Motor, PI Controller.

## RESUMO

Neste artigo é proposto um método para estimar todos os parâmetros elétricos do motor de indução em tempo-real e em

malha fechada. Os parâmetros são estimados resolvendo o problema de minimização dos mínimos quadrados recursivo (RLS). O modelo para o RLS é derivado para o caso onde as correntes do estator do motor são reguladas via um controlador com realimentação linear. Resultados experimentais selecionados são usados para demonstrar a possibilidade e desempenho do método proposto.

**PALAVRAS-CHAVE:** Estimação em Malha Fechada, Motor de indução, Controlador PI.

## 1 INTRODUÇÃO

Durante os últimos anos, muitos artigos tem sido publicados sobre identificação de parâmetros do motor de indução baseado em diferentes tipos de algoritmos de estimação dos mínimos quadrados (Velez-Reyes et al., 1989; Moons and Moor, 1995; Alonge et al., 1998; Koning et al., 2000).

Em geral, o uso de técnicas de estimação baseado na dinâmica do modelo do motor de indução, escrito em termos de referência  $dq$ , não permite determinar todos os parâmetros elétricos da máquina. Com este tipo de modelo pode-se

---

### ARTIGO CONVIDADADO:

Versão completa e revisada de artigo apresentado no CBA-2004

Artigo submetido em 16/12/04

1a. Revisão em 09/05/05

Aceito sob recomendação do Editor Associado

Prof. José Antenor Pomilio

apenas estimar quatro parâmetros (Alonge et al., 1998; Cirrincione et al., 2002; Ribeiro et al., 1999; Velez-Reyes et al., 1989), como resistência estatórica,  $r_s$ , indutância estatórica,  $l_s$ , indutância transitória,  $\sigma l_s$ , e constante de tempo rotórica,  $\tau_r$ .

Existem outras técnicas que exploram a estimação de todos os parâmetros elétricos da máquina (Jacobina et al., 2002; Koning et al., 2000; Moons and Moor, 1995), porém em condições de operação especiais ou às custas de um esforço computacional relativamente alto para aplicações em tempo-real. Em particular, em (Jacobina et al., 2002) todos os parâmetros elétricos foram estimados com o rotor bloqueado. Por outro lado, em (Koning et al., 2000; Moons and Moor, 1995) os algoritmos apresentados são complexos e envolvem muitos parâmetros nas equações diferenciais. Isto pode causar a não convergência do algoritmo ou múltiplas soluções.

Embora muitas soluções diferentes de estimação de parâmetros elétricos do motor de indução tenham sido propostas, um número relativamente pequeno de artigos tem sido focalizado no uso de técnicas de identificação em malha fechada para determinação desses parâmetros do motor de indução (Besançon-Voda and Titiliuc, 2001).

Entretanto, técnicas de identificação em malha fechada já têm sido reconhecidas como ferramentas de projeto poderosas provendo melhores modelos e controladores mais simples. De fato, identificação iterativa e o re-projeto do controlador em tempo-real podem ser considerados uma alternativa mais confiável para alcançar um alto desempenho em sistemas de controle com realimentação. Recentemente, alguns resultados de simulação preliminares sobre identificação de parâmetros elétricos em malha fechada do motor de indução foram apresentados em (Besançon-Voda and Titiliuc, 2001).

O objetivo deste artigo é propor um método para estimar todos os parâmetros elétricos do motor de indução em tempo-real e em malha fechada, permitindo o re-projeto do controlador de corrente e a sintonia 'on-line' do controlador de fluxo e conjugado. Os parâmetros são estimados resolvendo o problema de minimização dos mínimos quadrados recursivo (RLS). O modelo para o RLS é derivado para o caso onde as correntes do estator do motor são reguladas via um controlador com realimentação linear. O procedimento de estimação é dividido em duas partes. Na primeira, a indutância do estator e a resistência estatórica são estimadas usando o modelo homopolar da máquina. Então, usando os parâmetros previamente estimados e o modelo  $dq$ , todos os outros parâmetros são determinados. Resultados experimentais selecionados são usados para demonstrar a possibilidade e desempenho do método proposto. Uma das vantagens desta técnica é a eliminação de sensores de tensão para estimar os parâmetros elétricos do modelo  $dq$  do motor de indução.

## 2 MODELO DO MOTOR DE INDUÇÃO

O motor de indução é descrito, no referencial estatórico, pelo seguinte modelo (Leonhard, 1996):

$$\mathbf{v}_s = r_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \Phi_s; \quad (1)$$

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

$$\Phi_s = l_s \mathbf{i}_s + l_m \mathbf{i}_r; \quad (3)$$

$$\Phi_r = l_r \mathbf{i}_r + l_m \mathbf{i}_s; \quad (4)$$

$$T_e = P \frac{l_m}{l_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}); \quad (5)$$

$$P(T_e - T_l) = J_m \frac{d}{dt} \omega_r + F_m \omega_r; \quad (6)$$

$$v_{so} = r_s i_{so} + l_{ls} \frac{d}{dt} i_{so} \quad (7)$$

As variáveis e parâmetros usados nas expressões acima são definidos como seguem: i)  $\mathbf{v}_s = v_{sd} + jv_{sq}$ ,  $\mathbf{i}_s = i_{sd} + ji_{sq}$ ,  $\mathbf{i}_r = i_{rd} + ji_{rq}$ ,  $\Phi_s = \phi_{sd} + j\phi_{sq}$  e  $\Phi_r = \phi_{rd} + j\phi_{rq}$  são os vetores: tensão do estator, corrente do estator, corrente do rotor, fluxo estatórico e fluxo rotórico, respectivamente; ii)  $\omega_r$ ,  $T_e$  e  $T_l$  são a velocidade angular, o torque eletromagnético e o conjugado da carga, respectivamente e iii)  $P$ ,  $J_m$ ,  $F_m$ ,  $r_s$ ,  $r_r$ ,  $l_s$ ,  $l_r$  e  $l_m$  são o número de par de pólos, o momento de inércia, o coeficiente de atrito, a resistência estatórica, a resistência rotórica referida ao estator, a indutância própria do estator, a indutância própria do rotor referida ao estator e a indutância de magnetização entre o estator e o rotor, respectivamente.

A tensão e a corrente homopolar, obtidas transformando  $v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, i_{s1}, i_{s2}$  e  $i_{s3}$ , são dadas por

$$v_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_{s1} + v_{s2} + v_{s3}) \quad (8)$$

$$i_{so} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}) \quad (9)$$

## 3 ESTIMAÇÃO DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS

O uso das técnicas de estimação dos mínimos quadrados recursivo exige que o modelo do sistema deve ser definido como uma equação de regressão tal como

$$\hat{y}(t|\theta) = \Psi(t) \Theta(t) \quad (10)$$

onde  $\hat{y}(t|\theta)$ ,  $\Psi(t)$  e  $\Theta(t)$  são: o vetor predição, matriz de regressão e vetor paramétrico, respectivamente. As equações

básicas do algoritmo RLS usado para calcular  $\theta$  pode ser definido como (Ljung, 1999):

$$\hat{\Theta}(k) = \hat{\Theta}(k-1) + \mathbf{K}(k)e(k) \quad (11)$$

$$e(k) = y(k) - \Psi(k)\hat{\Theta}(k-1) \quad (12)$$

$$\mathbf{K}(k) = \frac{\mathbf{P}(k-1)\Psi^T(k)}{\lambda(k) + \Psi(k)\mathbf{P}(k-1)\Psi^T(k)} \quad (13)$$

$$\mathbf{P}(k) = \frac{(\mathbf{I} - \mathbf{K}(k)\Psi(k))\mathbf{P}(k-1)}{\lambda(k)} \quad (14)$$

A partir das equações (1)-(4) e (7) é possível derivar um modelo de regressão linear como (10).

O procedimento de estimação é dividido em duas partes. Na primeira parte, a resistência do estator e a indutância de dispersão do estator são estimadas baseadas no modelo homopolar (veja (7)). Na segunda parte, todos os outros parâmetros elétricos são estimados em malha fechada baseado no modelo  $dq$  (veja (1)-(4)).

### 3.1 Estimando $r_s$ e $l_{ls}$ usando o modelo homopolar

Tem sido estabelecido que estimando a resistência estatórica,  $r_s$ , juntamente com outros parâmetros elétricos do motor de indução, em geral, pode causar um problema numérico de mau condicionamento (Velez-Reyes et al., 1989). Uma alternativa para estimar a resistência do estator foi apresentado em (Jacobina et al., 2002). A técnica apresentada em (Jacobina et al., 2002) também provê uma estimativa da indutância de dispersão do estator,  $l_{ls}$ . É importante notar que, para medir a corrente homopolar, o neutro da máquina é conectado ao ponto central do banco de capacitor (veja a Figura 2) e as tensões e as correntes da máquina necessitam ser medidas. Entretanto, esse procedimento de estimação é realizado apenas uma vez.

De (7) um modelo de regressão pode ser escrito para estimar  $r_s$  e  $l_{ls}$ . Este modelo é dado por

$$y(t) = v_{so} \quad (15)$$

$$\Psi(t) = \begin{bmatrix} i_{so} & pi_{so} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} r_s & l_{ls} \end{bmatrix}^T \quad (17)$$

Aqui ou em qualquer Seção deste artigo,  $p = \frac{d}{dt}$  e as derivadas dos sinais são obtidas usando filtro de variáveis de estado (FVS) (Landau, 1979).

### 3.2 Estimando $\alpha$ , $\tau_r$ e $\frac{l_r}{\beta}$ em malha fechada

Em geral, um sistema de controle do motor de indução é um sistema de multi-malhas em cascata. Neste artigo a estimação em malha fechada será formulada para a malha de controle de corrente do estator do motor de indução. A Figura 1 é

uma representação genérica da malha de controle de corrente do estator do motor.

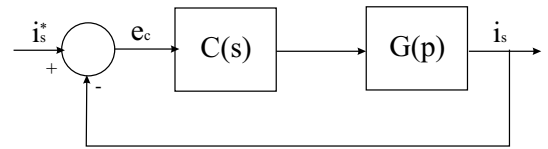


Figura 1: Configuração de malha fechada.

A função de transferência

$$G(p) = \frac{\frac{l_r}{\beta}p + \frac{l_r}{\beta} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)}{p^2 + (\alpha - j\omega_r)p + \frac{r_s l_r}{\beta} \left( \frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right)} \quad (18)$$

representa a relação entre  $i_s/u_s$  obtida à partir do modelo  $dq$ , equações (1)-(4), considerando a velocidade do rotor constante (Velez-Reyes et al., 1989), onde  $\alpha = \frac{r_s l_r + r_r l_s}{\beta}$ ,  $\tau_r = \frac{l_r}{r_r}$ ,  $\beta = l_r l_s - l_m^2$ . Note que o operador derivada ( $p$ ) foi utilizado em  $G(p)$  devido a velocidade ser um parâmetro variável no tempo. Na Figura 1, o controlador

$$C(s) = \frac{k_p s + k_i}{s} \quad (19)$$

é um controlador PI padrão. Os valores iniciais para os ganhos do controlador  $k_p$  e  $k_i$  são considerados conhecidos. Os valores destes ganhos podem ser calculados considerando que os parâmetros do motor foram determinados a partir dos resultados obtidos com a realização dos ensaios clássicos de rotor bloqueado e a vazio.

Assim, considerando conhecidos os parâmetros do modelo homopolar e que as correntes do estator e velocidade rotórica são mensuráveis, um modelo de regressão para estimação em malha fechada pode ser derivado (Netto et al., 2004). O modelo de regressão que será empregado para estimação de parâmetros elétricos do motor em malha fechada é dado por

$$y(t) = p^3 i_s - j\omega_r p^2 i_s \quad (20)$$

$$\Psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_1(t) & \psi_2(t) & \psi_3(t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} \alpha & \frac{l_r}{\beta \tau_r} & \frac{l_r}{\beta} \end{bmatrix}^T \quad (22)$$

com

$$\psi_1(t) = -p^2 i_s$$

$$\psi_2(t) = k_p p \left( e_c - \frac{r_s}{k_p} i_s \right) + k_i e_c$$

$$\psi_3(t) = k_p \left( p^2 e_c - j\omega_r p \left( e_c + \frac{r_s}{k_p} i_s \right) \right) + k_i (p e_c - j\omega_r e_c)$$

onde  $\mathbf{e}_c = \mathbf{i}_s^* - \mathbf{i}_s$ . O erro de corrente,  $\mathbf{e}_c$ , é a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida, ambas referidas ao estator.

É importante observar que o vetor de regressão,  $\psi(t)$ , não depende das tensões medidas. Sendo assim, não são necessários sensores de tensões para estimar os parâmetros elétricos do modelo  $dq$  do motor de indução.

### 3.3 Estimando $r_r, l_r, l_s, l_m$ e $l_{ls}$

A partir do vetor paramétrico dado em (22) pode-se determinar  $\alpha, \tau_r$  e  $\frac{l_r}{\beta}$  por

$$\alpha = \theta(1) \quad (23)$$

$$\tau_r = \frac{\theta(3)}{\theta(2)} \quad (24)$$

$$\frac{l_r}{\beta} = \theta(3) \quad (25)$$

Assumindo que  $r_s, l_{ls}, \alpha, \tau_r$  e  $\frac{l_r}{\beta}$  já estão estimados e que as indutâncias estatórica e rotórica são dadas por

$$l_s = l_{ls} + l_m \quad (26)$$

$$l_r = l_{lr} + l_m \quad (27)$$

onde  $l_{lr}$  é a indutância de dispersão do rotor referida ao estator. Então, os outros parâmetros podem ser derivados por

$$l_s = \frac{\theta(1) - r_s \theta(3)}{\theta(2)} \quad (28)$$

$$l_m = l_s - l_{ls} \quad (29)$$

$$l_r = \frac{\theta(3) l_m^2}{\theta(3) l_s - 1} \quad (30)$$

$$r_r = \frac{l_r}{\tau_r} \quad (31)$$

$$l_{lr} = l_r - l_m \quad (32)$$

Assim, todos os parâmetros elétricos do motor de indução são estimados.

## 4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os testes experimentais foram realizados usando o sistema de acionamento da Figura 2. O motor foi alimentado com um inversor trifásico a IGBT sem carga. O sistema de acionamento é controlado através de um PC-Pentium equipado com placas de aquisição de dados. A frequência de chaveamento utilizada nos experimentos foi de  $10\text{KHz}$  e o programa utilizado para o sistema de acionamento foi elaborado em linguagem de programação C.

A técnica de modulação de largura de pulso utilizada nos experimentos foi a escalar. A expressão da lei de modulação

é dada por (Jacobina et al., 1997):

$$\tau_i = \left( \frac{v_{i0}}{E} + \frac{1}{2} \right) \tau, \quad i = 1, 2, 3 \quad (33)$$

onde  $v_{i0} = v_{si}^* + v_{N0}$ ,  $v_{N0}$  é a tensão entre o neutro do motor e o ponto  $O$  (veja Figura 2),  $v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*$ , são os valores instantâneos das tensões senoidais de referência das fases,  $E$  representa a amplitude de tensão do barramento cc,  $\tau$  é o período de chaveamento e  $\tau_1, \tau_2$  e  $\tau_3$  definem os períodos de conduções das chaves superiores  $q_1, q_2$  e  $q_3$ . A tensão  $v_{N0}$  é escolhida de forma a reduzir a distorção harmônica introduzida pela modulação.

O algoritmo de identificação utilizado para estimar os parâmetros elétricos do motor de indução foi o RLS com fator de esquecimento (11)-(14). O período de amostragem de aquisição dos dados experimentais foi de  $100\mu\text{s}$  e o fator de esquecimento utilizado no algoritmo foi de 0,999. O valor inicial da matriz de covariância, Eq. (14), foi de  $10^8 I$  na etapa de estimação dos parâmetros, onde  $I$  é a matriz identidade de ordem do comprimento do vetor paramétrico.

Como mencionado antes, as derivadas dos sinais são obtidas utilizando filtro de variáveis de estado (SVF). Esses filtros são projetados obtendo o equivalente discreto no tempo de

$$G_f(s) = \frac{\omega_c^3}{(s + \omega_c)^3} \quad (34)$$

onde  $G_f(s)$  representa um filtro analógico passa-baixa de terceira ordem com frequência de corte  $\omega_c = 502,64\text{ rad/s}$ .

O experimento realizado foi dividido em duas partes. Na primeira parte, a máquina foi alimentada por uma tensão PWM trifásica simétrica. O sinal modulante empregado no primeiro teste é composto de uma componente fundamental ( $f_e = 60\text{ Hz}$ ) e uma tensão homopolar de  $f_0 = 10\text{ Hz}$  com amplitude sendo 10% da componente fundamental. O neutro da máquina foi conectado ao ponto central do banco de capacitor. Na Figura 3 estão representados os sinais medidos tensão homopolar e corrente homopolar, respectivamente. As curvas de evoluções no tempo dos parâmetros estimados em (17), resistência estatórica e indutância de dispersão, estão representadas pelas Figuras 4 e 5, respectivamente. É importante citar que a primeira parte do experimento só é realizada uma vez, já que os parâmetros elétricos do modelo homopolar da máquina não variam com o tempo.

A segunda parte do experimento foi realizada em malha fechada utilizando um controlador PI de corrente com ganhos  $k_p = 115$  e  $k_i = 14000$ . Estes ganhos foram obtidos pelo procedimento de sintonia tentativa e erro.

A realização deste experimento foi baseada na Figura 2. Note que o neutro da máquina foi desconectado do ponto central

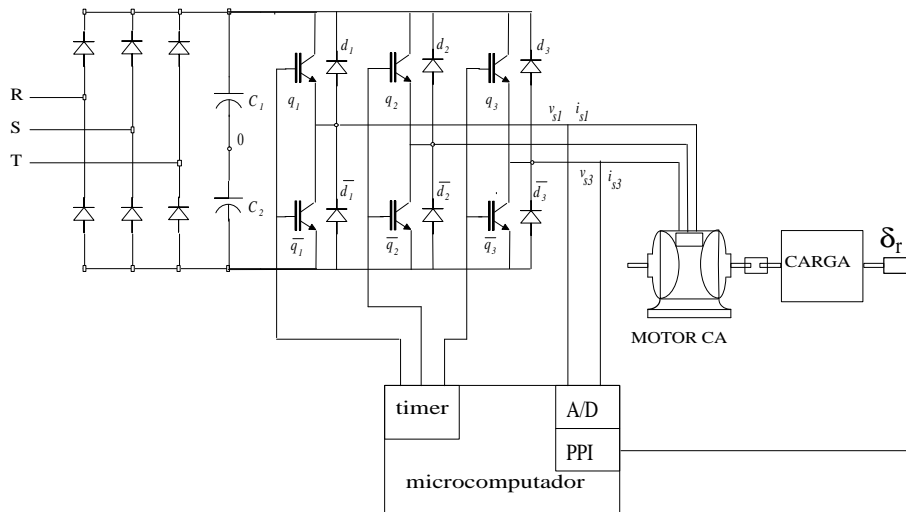


Figura 2: Sistema de acionamento.

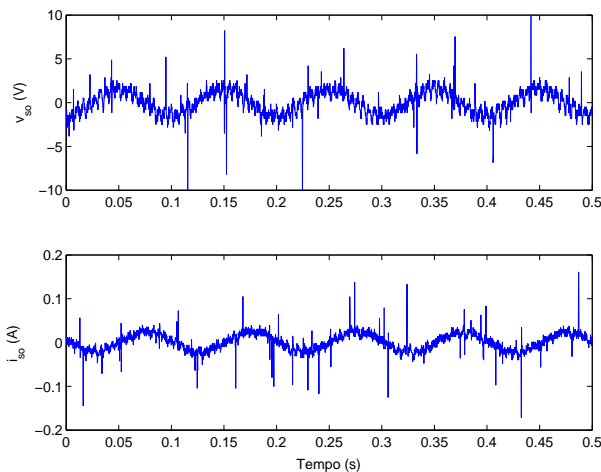


Figura 3: Tensão homopolar e corrente homopolar.

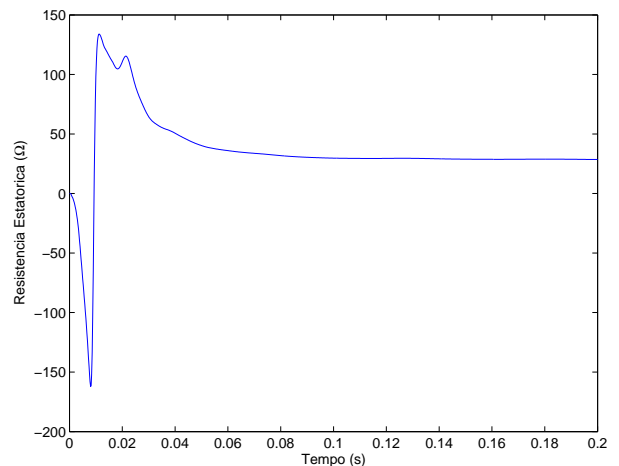


Figura 4: Resistência estática estimada.

do banco de capacitores. A frequência fundamental da corrente senoidal de referência,  $i_s^*$ , foi de  $f_e = 10\text{Hz}$ . Nas Figuras 6 e 7 estão representadas as correntes reais e de referências na referencial  $dq$ . A velocidade do rotor obtida no experimento de malha fechada está representada pela Figura 8. As curvas das evoluções no tempo dos parâmetros estimados obtidos pela equação (22) estão representados pela Figura 9. As condições iniciais dos vetores paramétricos foram nulas, explicando assim, o transitório ocorrido nos parâmetros apresentados na Figura 9. Contudo, para aplicar a técnica proposta em ajustes "on-line" basta informar ao preditor os parâmetros iniciais, que podem ser obtidos através de ensaios clássicos.

É importante notar que os dados obtidos durante o transitório da velocidade do rotor tem sido explorado para estimar os três parâmetros elétricos dado em (22). Na Tabela 1 estão apresentados os valores padrões (obtidos através de ensaios a vazio e de curto circuito) e estimados de todos os parâmetros elétricos do motor de indução sob teste experimental. O erro apresentado na Tabela 1 foi calculado em regime permanente dos parâmetros elétricos.

Como pode ser observado pela Tabela 1, os testes experimentais tem demonstrado que é possível estimar todos parâmetros elétricos do motor de indução com uma boa precisão. Mais ainda, o projeto do experimento não é um assunto crítico desde que bons resultados foram alcançados com sinais

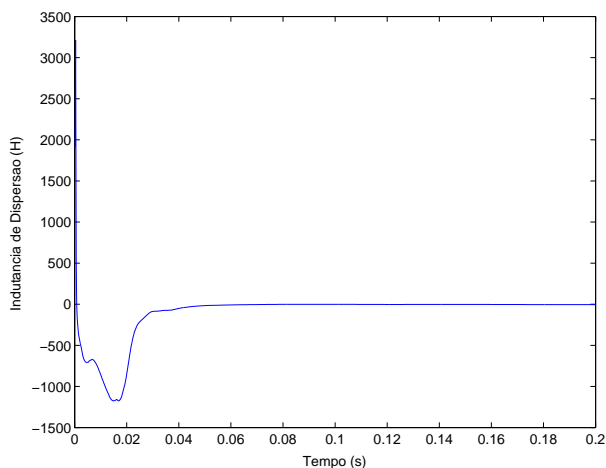


Figura 5: Indutância de dispersão estimada.

Parâmetros	Padrão	Estimados	Erro (%)
$r_s (\Omega)$	29	28,1	3,1
$r_r (\Omega)$	30	30,8	2,6
$l_s (H)$	0,83	0,85	2,4
$l_r (H)$	0,83	0,85	2,4
$l_m (H)$	0,8	0,82	2,5
$l_{ls} (mH)$	32,5	30	7,6
$l_{lr} (mH)$	32,5	30	7,6

Tabela 1: Comparando os parâmetros obtidos a partir de testes padrões (vazio e curto-circuito) e a técnica de estimação proposta em malha fechada.

de pouca persistência e de alimentação normal da máquina (sinal PWM senoidal).

Em adição, o desempenho da malha de controle de corrente, no referencial estático, é significativamente melhorado quando os novos parâmetros estimados em malha fechada são aplicados no re-projeto do controlador.

Para validar a técnica proposta neste artigo, o controlador PI da equação (19) foi sintonizado utilizando os novos parâmetros elétricos estimados em malha fechada. O método escolhido para sintonizar o controlador foi o projeto de alocação de pólos (Middleton and Goodwin, 1990), onde o polinômio característico desejado de malha fechada foi determinado por

$$A^*(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (35)$$

com  $\xi = 0,9$  e  $\omega_n = 62,8 \text{ rad/s}$ . Para o projeto do controlador foi utilizado o modelo do motor de indução com o rotor bloqueado ( $\omega_r = 0$ ). A função de transferência desse

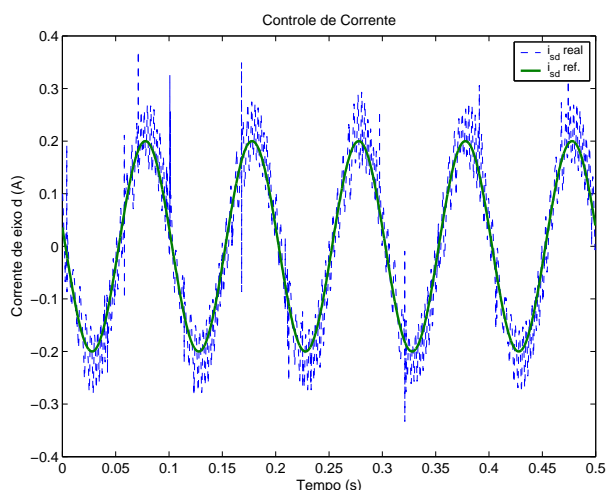


Figura 6: Correntes do estator no eixo  $d$ .

modelo é dada por

$$G(s) = \frac{b}{s+a} \quad (36)$$

com  $a = 18,9$  e  $b = 3,62$ . A equação (36) foi obtida substituindo os parâmetros estimados na equação (18) com  $\omega_r = 0$ . Além disso, o modelo foi aproximado por um sistema de primeira ordem, devido a característica do sistema. Isto é, o modelo apresenta um pólo muito rápido e outro lento, sendo possível essa aproximação.

Assim, resolvendo a Equação Diophantina (Middleton and Goodwin, 1990), pode-se determinar os ganhos do controlador pelas seguintes equações

$$k_p = \frac{2\xi\omega_n - a}{b} \quad (37)$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2}{b} \quad (38)$$

Dessa forma os novos ganhos do controlador obtidos a partir das Equações (37) e (38) foram  $k_p = 26,3$  e  $k_i = 1089,4$ . Nas Figuras 10 e 11 estão representadas as correntes reais e de referência no referencial estático, utilizando o controlador sintonizado.

Para avaliar os desempenhos dos controladores, utilizou-se como critério o erro médio quadrático das correntes reais e de referência, definido pela seguinte equação

$$E(C_i) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N [\mathbf{i}_s^*(t) - \mathbf{i}_s(t)]^2, i = 0, 1, 2, \dots \quad (39)$$

onde  $N = 5000$  é o número de amostras. Os erros obtidos

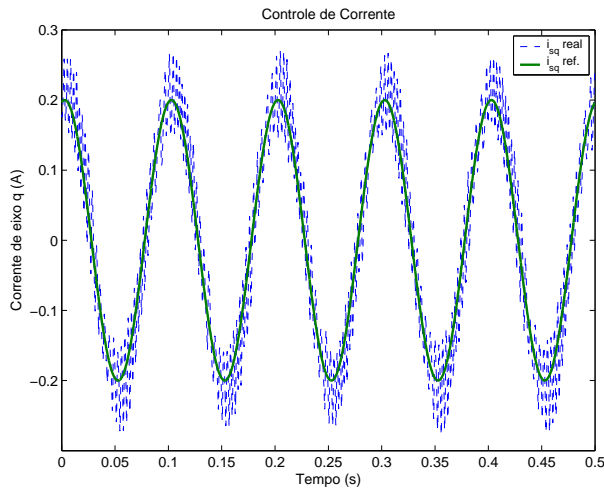


Figura 7: Correntes do estator no eixo  $q$ .

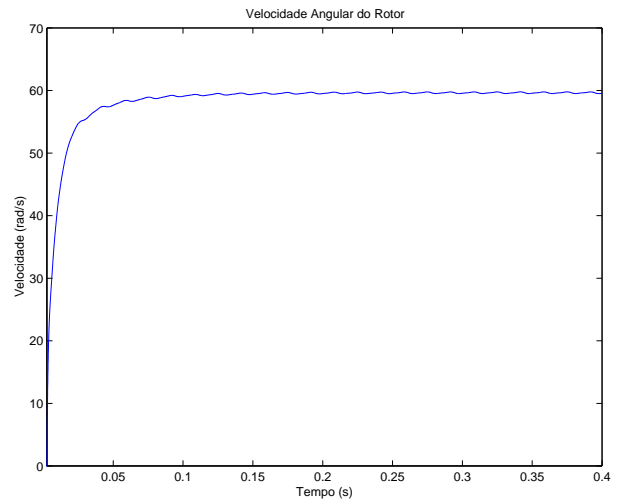


Figura 8: Velocidade angular do rotor.

referentes ao desempenho dos controladores foram

$$E(C_0) = 0,00540 \quad (40)$$

$$E(C_1) = 0,00024 \quad (41)$$

onde  $E(C_0)$  é calculado para o controlador inicial e  $E(C_1)$  é calculado para o controlador sintonizado. Assim, analisando os erros, está claro que o desempenho de malha fechada é muito melhorado quando o controlador re-projetado é empregado.

A técnica proposta possibilita o re-projeto do controlador de corrente a partir dos parâmetros estimados obtidos em malha fechada. Também, os parâmetros estimados são utilizáveis diretamente para sintonizar 'on-line' o controle de fluxo e conjugado (controle mais externo do sistema de acionamento, não apresentado no artigo), que é realizado na maioria dos casos em malha aberta (p.ex., na estratégia de controle com orientação indireta pelo campo rotórico) e é, portanto, muito sensível a variação paramétrica.

## 5 CONCLUSÕES

Neste artigo uma técnica para identificar em malha fechada os parâmetros elétricos do motor de indução por meio dos mínimos quadrados recursivo foi apresentado. Pelos resultados obtidos, conclui-se que, diferentemente da maioria das técnicas presentes na literatura, todos os parâmetros elétricos do motor podem ser identificados a partir de estimações da resistência estatórica e indutância de dispersão juntamente com a estimativa de apenas três parâmetros. Além disso, a técnica proposta pode ser facilmente incluída no programa de acionamento do motor de indução para melhorar o desempenho do controlador de corrente e sintonizar 'on-line'

o controlador de fluxo e conjugado. Em adição, o algoritmo é fácil de implementar e tem um esforço computacional relativamente baixo. Também, é importante comentar que na técnica proposta não são necessárias as medições das tensões para estimar os parâmetros elétricos do modelo  $dq$  do motor de indução. Por fim, o projeto do experimento não é crítico em termos de persistência de excitação, que é muito útil em aplicações industriais.

## AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a Capes, CNPq e a UNIRG pelo apoio financeiro para a realização desse trabalho.

## REFERÊNCIAS

- Alonge, F., D'Ippolito, F., Barbera, S. L. and Raimondi, F. M. (1998). Parameter identification of a mathematical model of induction motors via least-square technics., *Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications*, Trieste, Italy, pp. 491–496.
- Besaçon-Voda, A. and Titiliuc, M. (2001). Issues on identification in closed-loop of induction motors., *European Control Conference*, pp. 1940–1945.
- Cirincione, M., Pucci, M. and Vitale, G. (2002). A least-square based methodology for estimating the electrical parameters of induction machine at standstill., *Proc. IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control (AMC)*, Maribor, Slovenia, pp. 541–547.

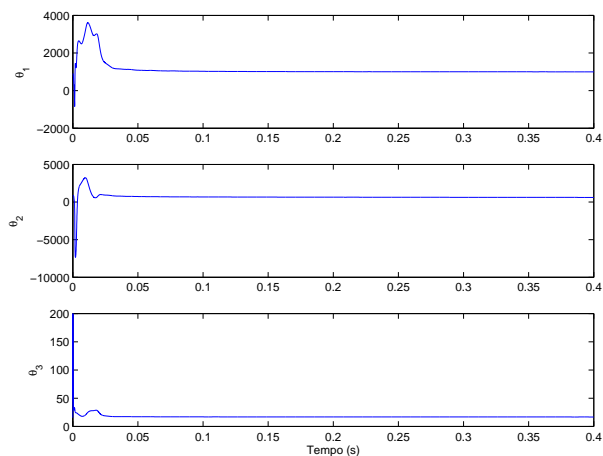


Figura 9: Parâmetros estimados em malha fechada.

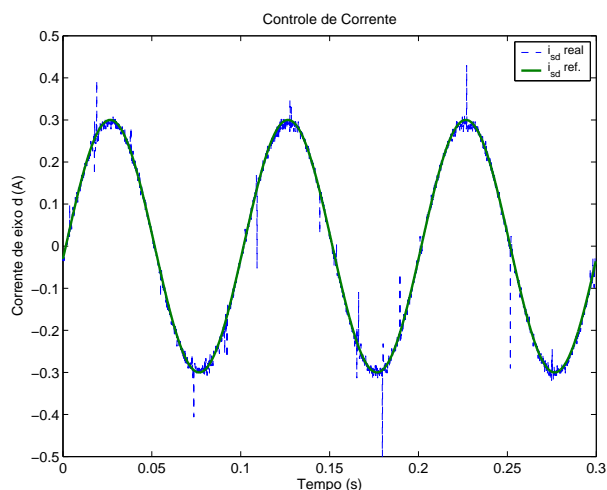


Figura 10: Corrente de eixo  $d$ , após a sintonia do controlador.

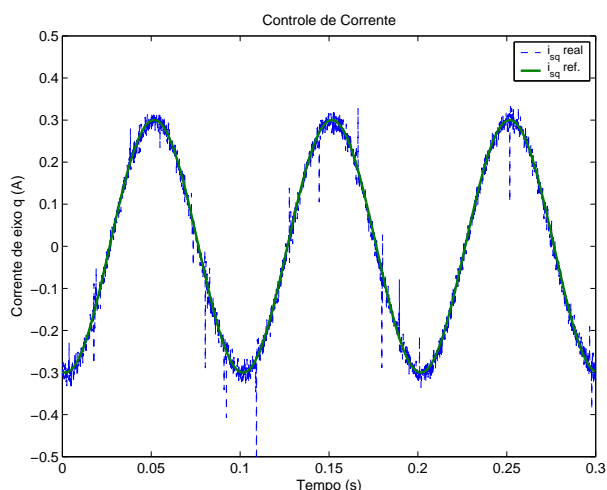


Figura 11: Corrente de eixo  $q$ , após a sintonia do controlador.

Jacobina, C. B., Filho, J. E. C. and Lima, A. M. N. (2002). Estimating the parameters of induction machines at standstill, *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 17, pp. 85–89.

Jacobina, C. B., Lima, A. M. N. and da Silva, E. R. C. (1997). Pwm space vector based in digital scalar modulation., *Power Electronics Specialists Conference - PESC*, pp. 606–611.

Koning, R. F. F., Chou, C. T., Verhaegen, M. H. G., Klaassens, J. B. and Uittenbogaart, J. R. (2000). A novel approach on parameter identification for inverter driven induction machines., *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 8, no. 6, pp. 873–882.

Landau, I. D. (1979). *Adaptive Control: The Model Reference Approach.*, Prentice Hall, Marcel Dekker, Inc.

Leonhard, W. (1996). *Control of Electrical Drives.*, second edn, Springer-Verlag, Inc, Berlin, Germany.

Ljung, L. (1999). *System Identification. Theory for the User.*, second edn, Prentice Hall, Inc, Upper Saddle River, New Jersey.

Middleton, R. H. and Goodwin, G. C. (1990). *Digital Control and Estimation. A unified approach.*, Prentice Hall International, INC, University of Newcastle, Australia.

Moons, C. and Moor, B. D. (1995). Parameter identification of induction motor drives., *Automatica*, Vol. 31, pp. 1137–1146.

Netto, A. J., Barros, P. R., Jacobina, C. B. and Lima, A. M. N. (2004). Estimação em tempo-real dos parâmetros elétricos de um motor de indução em malha fechada., *XV Congresso Brasileiro de Automática - CBA*.

Ribeiro, L. A. S., Jacobina, C. B. and Lima, A. M. N. (1999). Linear parameter estimation for induction machines considering the operating conditions, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 62–73.

Velez-Reyes, M., Minami, K. and Verghese, G. C. (1989). Recursive speed and parameter estimation for induction machines., *Conf. Rec Ias*, pp. 607–611.