

文章编号: 1001-0920(2009)02-0236-04

异步电机的非线性自适应反步控制器设计

武玉强, 裴文卉

(曲阜师范大学 自动化研究所, 山东 曲阜 273165)

摘要: 针对描述异步电机的动态特性方程, 在一些系统参数未知的情况下, 应用分离子系统的方法和反向递推技术, 设计了非线性自适应控制器. 实现了电机对给定转速信号和磁通量信号的输出渐近跟踪控制, 保证了整个系统的全局有界稳定性. 仿真结果验证了该自适应控制策略的有效性.

关键词: 异步电机系统; 参数不确定性; 非线性自适应控制; 渐近跟踪

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Design of nonlinear adaptive backstepping controller for asynchronous motor systems

WU Yurqiang, PEI Wenhui

(Institute of Automation, Qufu Normal University, Qufu 273165, China. Correspondent: WU Yurqiang, E-mail: wyq@qfnu.edu.cn)

Abstract: The nonlinear adaptive controller for the asynchronous motor systems is designed by using the subsystem separation method and the backstepping technique, in which some parameters related to the system feature are unknown. The proposed nonlinear adaptive controller ensures the output asymptotic tracking for the given signals of the rotor speed of the system and the rotor flux linkage. The global stability of the system is guaranteed. The simulation results show the effectiveness of the control scheme.

Key words: Asynchronous motor systems; Parameters uncertainty; Nonlinear adaptive control; Asymptotic tracking

1 引言

在异步电机调速控制中, 存在速度和电流的强耦合性以及转矩方程中的非线性和参数不确定性, 如何在系统参数未知的情况下, 有效地控制异步电机一直是控制工程师面对的难题. 文献[1, 2]提出了解耦控制方法. [3]讨论了参数不确定感应电机系统的非线性自适应反步控制. [4]利用非线性反馈实现了非线性项完全消除, 该方法对系统参数依赖性强且鲁棒性弱, 同时非线性项的消除可能会损失电机的部分特性. [5]的无源性控制方案需要测量转子的加速度, 不利于工程实现. 矢量控制技术^[6]只能实现转速与转子磁链的稳态解耦, 不能实现二者之间的动态解耦. 基于微分几何的非线性反馈解耦控制方法^[7, 8], 虽然能取得系统的精确线性化及输入输出的渐近解耦, 但工程上应用具有一定难度. 由于转子磁链与转速的耦合, 电机的转速与电磁转矩很难直接得到准确的控制, 因此实现异步电机转速与转子磁链的跟踪控制是提高系统调速性能的关键.

本文采用分离子系统和反推技术^[9]相结合, 在负载转矩, 转动惯量及某些电机参数未知的情况下, 通过在线估计未知参数, 设计了自适应控制器, 克服了参数的不确定性, 确保了磁链和转速的渐近跟踪特性和整个系统的全局稳定性. 仿真结果验证了该控制策略的有效性.

2 异步电机模型

由 3 个定子绕阻和 3 个转子绕阻组成的异步电机系统, 在等价互感和线性磁电路的假设下, 所有动态可由 1 个 5 阶模型表示如下:^[9]

$$\begin{cases} \dot{\theta} = (n_p M / (J L_r)) (\dot{\alpha} i_{sb} - \dot{\beta} i_{sa}) - T_L / J, \\ \dot{\alpha} = - (R_r / L_r) \alpha - n_p \dot{\beta} + (R_r / L_r) M i_{sa}, \\ \dot{\beta} = n_p \alpha - (R_r / L_r) \beta + (R_r / L_r) M i_{sb}, \\ \dot{i}_{sa} = (M R_r / (L_s L_r^2)) \alpha + (n_p M / (L_s L_r)) \dot{\beta} - ((M^2 R_r + L_r^2 R_s) / (L_s L_r^2)) i_{sa} + (1 / (L_s)) u_{sa}, \\ \dot{i}_{sb} = (M R_r / (L_s L_r^2)) \beta - (n_p M / (L_s L_r)) \dot{\alpha} - ((M^2 R_r + L_r^2 R_s) / (L_s L_r^2)) i_{sb} + (1 / (L_s)) u_{sb}. \end{cases} \quad (1)$$

收稿日期: 2007-12-04; 修回日期: 2008-04-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60674027).

作者简介: 武玉强(1962—), 男, 山东沂水人, 教授, 博士生导师, 从事变结构控制、控制系统仿真等研究; 裴文卉(1982—), 女, 山东菏泽人, 博士生, 从事非线性系统控制及应用的研究.

其中:状态变量 (ψ_a, ψ_b) 为转子磁通, (i_{sa}, i_{sb}) 为定子电流, ω 为转速, u_{sa} 和 u_{sb} 表示输入定子电压;而常数参数 J 为转子转动惯量, T_L 为负载转矩, L_s 和 L_r 为定子和转子的感抗, M 为互感, R_s 和 R_r 为定子和转子的阻抗, n_p 为极对数, $\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r)$.

本文假定 σ 的符号已知,不妨设为正数.为方便记

$$\bar{x} = [\omega, \psi_a, \psi_b, i_{sa}, i_{sb}]^T = [\omega, \psi_a, \psi_b, i_a, i_b]^T, \quad (2)$$

$p = (p_1, p_2)^T = (T_L - T_{LN}, R_r - R_{rN})^T$. (3)
 p 为负载转矩 T_L 和转子电阻 R_r 与其对应的基值 T_{LN} 和 R_{rN} 的未知参数之差向量. T_L 一般是未知的, R_r 通常在一个标称值周围 50% 的变化范围.令 $u = (u_a, u_b)^T$ 为控制向量,记

$$\begin{aligned} \mu &= R_{rN} / L_r, \quad \nu = M / (L_s L_r), \quad \mu = n_p M / (J L_r), \\ \lambda &= M^2 R_{rN} / L_s L_r^2 + R_s / (L_s). \end{aligned}$$

控制器的设计目的是通过调节定子电压 u_a 和 u_b , 使得速度 ω 和磁链幅值 $\psi = \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2}$ 分别渐近地跟踪到理想的速度 ω_{ref} 和磁链幅值 ψ_{dref} . 首先将定子坐标 (a, b) 上的向量 (i_a, i_b) , (ψ_a, ψ_b) 变换为沿着磁通向量 (ψ_a, ψ_b) 转动的坐标 (d, q) 上的向量. 定义 $\theta = \arctan(\psi_b / \psi_a)$. 取坐标变换为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)得

$$\begin{cases} i_d = (\psi_a i_a + \psi_b i_b) / \psi, \\ i_q = (\psi_b i_a - \psi_a i_b) / \psi, \\ \psi = \sqrt{\psi_a^2 + \psi_b^2} = \psi_d, \\ \psi_q = 0. \end{cases} \quad (5)$$

取状态反馈为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b \\ -\psi_b & \psi_a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (6)$$

为简单计,这里只考虑 T_L 和 R_r 为基值(即 $p = 0$) 的情况,则系统(1)变成

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \mu i_q - (T_{LN} / J), \\ \dot{\psi}_d = -\lambda \psi_d + M i_d, \\ \dot{i}_d = -i_d + \omega \psi_q + M i_q^2 / \psi_d + (1 / L_s) u_d, \\ \dot{i}_q = -i_q - n_p \omega \psi_d - n_p i_d - M i_q i_d / \psi_d + (1 / L_s) u_q, \\ \dot{\psi}_q = n_p \omega \psi_d + M i_q / \psi_d. \end{cases} \quad (7)$$

记 $x = (\omega, \psi_d, i_d, i_q)^T$, 则式(7)可化为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \mu x_2 x_4 - T_{LN} / J, \\ \dot{x}_4 &= -x_4 - n_p x_1 x_2 - n_p x_1 x_3 - M x_3 x_4 / x_2 + (1 / L_s) u_q, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -\lambda x_2 + M x_3, \\ \dot{x}_3 &= -x_3 + \omega x_2 + n_p x_1 x_4 + M (x_4^2 / x_2) + (1 / L_s) u_d, \end{aligned} \quad (9)$$

$$\dot{x}_5 = n_p x_1 + M x_4 / x_2. \quad (10)$$

3 控制器设计

非线性系统(8)~(10)划分原系统为具有耦合的子系统,下面分别设计自适应控制器.整个系统全局渐近稳定性的证明采用统一的Lyapunov函数.

首先考虑由第 1 和第 4 个动态组成的子系统(8).作非线性变换

$$z_1 = x_1 - x_1^*, \quad z_2 = x_2 x_4, \quad (11)$$

其中 x_1^* 为额定转速.引入如下新的未知参数向量和回归向量:

$$\begin{aligned} \theta_{11} &\triangleq \mu > 0, \quad \theta_{12} \triangleq (-T_{LN} / (\mu J) - 1 / \mu)^T, \\ \theta_{13} &\triangleq L_s > 0, \quad \theta_{14} \triangleq (-n_p - n_p)^T, \end{aligned}$$

$$f_{11}(t) = (1 - \dot{x}_1^*)^T,$$

$$f_{12}(t) = (z_4 - x_1 x_2 x_3 - x_1 x_2^2)^T.$$

则式(8)可简化为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \theta_{11} z_2 + \theta_{11}^T f_{11}(t), \\ \dot{z}_2 = (1 / \theta_{13}) z_2 u_q + \theta_{14}^T f_{12}(t). \end{cases} \quad (12)$$

作变换 $\bar{z}_1 = z_1, \bar{z}_2 = z_2 - \bar{z}_2$;取中间控制量 $\bar{u} = -c_1 \bar{z}_1 - \hat{\theta}_{11}^T f_{11}(t)$, c_1 为一正常数; $\hat{\theta}_{1i}$ 为 θ_{1i} 的估计, $\tilde{\theta}_{1i} = \theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}, i = 1, 2$. 选取 Lyapunov 函数

$$V_{11} = \frac{1}{2} \bar{z}_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_{11}^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_{12}^2,$$

则

$$\dot{V}_{11} = \bar{z}_1 \dot{\bar{z}}_1 - \tilde{\theta}_{11} \dot{\hat{\theta}}_{11} - \tilde{\theta}_{12} \dot{\hat{\theta}}_{12}. \quad (13)$$

将式(11), (12)代入(13),得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{11} &= \bar{z}_1 (\bar{z}_2 + \bar{z}_2) + \bar{z}_1 \theta_{11}^T f_{11}(t) - \tilde{\theta}_{11} \dot{\hat{\theta}}_{11} - \tilde{\theta}_{12} \dot{\hat{\theta}}_{12} = \\ &= \bar{z}_1 \bar{z}_2 \hat{\theta}_{11} - c_1 \bar{z}_1 \bar{z}_1 + \tilde{\theta}_{11} (\bar{z}_1 \bar{z}_2 - \dot{\hat{\theta}}_{11}) + \tilde{\theta}_{12} (\bar{z}_1 f_{11}(t) - \dot{\hat{\theta}}_{12}). \end{aligned} \quad (14)$$

选取 Lyapunov 函数

$$V_{12} = V_{11} + \frac{1}{2} \bar{z}_2^2 + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_{14}^2,$$

$$\bar{V}_1 = V_{12} + \frac{1}{2 l_1} \tilde{\theta}_{13}^2, \quad l_1 > 0,$$

$\hat{\theta}_{1i}$ 为 θ_{1i} 的估计, $\tilde{\theta}_{1i} = \theta_{1i} - \hat{\theta}_{1i}, i = 3, 4$. 令 $u_q = \hat{\theta}_{13} \bar{u}_q$, 取控制律

$$u_q = \hat{\theta}_{13} \frac{1}{x_2} \left\{ -c_2 \bar{z}_2 - \bar{z}_1 \hat{\theta}_{11} - \hat{\theta}_{14}^T f_{12}(t) + \right.$$

$$\frac{\partial}{\partial z_1} (\hat{\Lambda}_{11} \bar{z}_2 + \hat{\Lambda}_{11}^- + \hat{\Lambda}_{11} \Lambda_{12}^T f_{11}(t)) + \frac{\partial}{\partial \Lambda_{12}^T} \hat{\Lambda}_{12}^T - \frac{\partial}{\partial t}, \quad (15)$$

其中 c_2 为一正常数. 选取自适应律为

$$\dot{\hat{\Lambda}}_{11} = \bar{z}_1 \bar{z}_2 - \frac{\partial}{\partial z_1} \bar{z}_2 \Lambda_{12}^T f_{11}(t) - \frac{\partial}{\partial z_1} \bar{z}_2^2 - \frac{\partial}{\partial z_1} \bar{z}_2, \quad (16)$$

$$\dot{\hat{\Lambda}}_{12} = \bar{z}_1 f_{11}(t) - \frac{\partial}{\partial z_1} \bar{z}_2 f_{11}(t), \quad (17)$$

$$\dot{\hat{\Lambda}}_{13} = -l_1 \bar{z}_2 \bar{u}_q x_2, \quad \dot{\hat{\Lambda}}_{14} = \bar{z}_2 f_{12}(t), \quad (18)$$

则得到

$$\dot{V}_1 = -c_1 \hat{\Lambda}_{11} \bar{z}_1^2 - c_2 \bar{z}_2^2 \leq 0. \quad (19)$$

下面考虑第 2 个子系统(9). 定义跟踪误差为 $x_{2e} = x_2 - x_2^*$, 其中 x_2^* 为期望的理想磁链信号, 并记

$$\begin{aligned} z_{21} &\triangleq M, \quad z_{22} \triangleq (-1/M, -1/(M))^T, \\ z_{23} &\triangleq L_s, \quad z_{24} \triangleq (-, , n_p, M)^T, \\ f_{21}(t) &= (x_2 \dot{x}_2^*)^T, \\ f_{22}(t) &= (x_3 \ x_2 \ x_1 \ x_4 \ x_4^2/x_2)^T. \end{aligned}$$

则系统(9)可划为

$$\begin{cases} \dot{x}_{2e} = z_{21} x_3 + z_{21} \Lambda_{22}^T f_{21}(t), \\ \dot{x}_3 = 1/z_{23} u_d + \Lambda_{24}^T f_{22}(t). \end{cases} \quad (20)$$

定义新的状态变换 $z_3 = x_{2e}, z_4 = x_3 - \hat{\Lambda}$, 其中 $\hat{\Lambda}$ 为中间控制量, 选取为

$$\hat{\Lambda} = -c_3 z_3 - \Lambda_{22}^T f_{21}(t), \quad (21)$$

其中 c_3 为一正常数. $\hat{\Lambda}_{2i}$ 为 z_{2i} 的估计, 令 $\tilde{z}_i = z_{2i} - \hat{\Lambda}_{2i} (i = 1, 2, 3, 4)$. 选取 Lyapunov 函数

$$V_{21} = \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} \tilde{z}_{21}^2 + \frac{z_{21}}{2} \tilde{z}_{22} \tilde{z}_{22},$$

$$V_{22} = V_{21} + \frac{1}{2} z_4^2 + \frac{1}{2} \tilde{z}_{24} \tilde{z}_{24},$$

$$\bar{V}_2 = V_{22} + \frac{1}{2l_2} \tilde{z}_{23}^2 + \frac{1}{2} \tilde{z}_{23} \tilde{z}_{23}.$$

其中 l_1 为一大于零的常数, $\tilde{z}_{21} = [z_{21}, z_{21} \Lambda_{22}^T]^T, \tilde{z}_{22} = \hat{\Lambda} - \Lambda_{22}^T, u_d = \hat{\Lambda}_{23} \bar{u}_d$. 取信号

$$\begin{aligned} \bar{u}_d &= -c_4 z_4 - z_3 \hat{\Lambda}_{21} - \Lambda_{24}^T f_{22}(t) + \frac{\partial}{\partial z_3} (\hat{\Lambda}_{21} z_4 + \hat{\Lambda}_{21} + \hat{\Lambda}_{21} \Lambda_{22}^T f_{21}(t)) + \frac{\partial}{\partial \Lambda_{22}^T} \hat{\Lambda}_{22}^T + \frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial t} + \\ &\frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial x_2} \dot{x}_2^* + \frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial x_2} [x_3, f_{21}(t)] \hat{\Lambda}(t), \end{aligned} \quad (22)$$

其中 c_4 为一正常数. 令参数适应律为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\Lambda}}_{21} &= z_3 z_4 - \frac{\partial}{\partial z_3} z_4^2 - \frac{\partial}{\partial z_3} z_4 - \\ &\frac{\partial}{\partial z_3} z_4 \Lambda_{22}^T f_{21}(t), \end{aligned} \quad (23)$$

$$\dot{\hat{\Lambda}}_{22} = z_3 f_{21}(t) - \frac{\partial}{\partial z_3} z_4 f_{21}(t), \quad (24)$$

$$\dot{\hat{\Lambda}}_{24} = z_4 f_{22}(t), \quad \dot{\hat{\Lambda}}_{23} = -l_2 z_4 \bar{u}_d,$$

$$\dot{\hat{\Lambda}} = z_4 \frac{\partial \hat{\Lambda}}{\partial x_2} [x_3, f_{21}(t)]^T, \quad (25)$$

则得到

$$\dot{\bar{V}}_2 = -c_3 z_{21} z_3^2 - c_4 z_4^2 \leq 0. \quad (26)$$

定理 1 对异步电机系统模型(1)及变换后的等价系统(7), 在系统参数未知的情况下, 选取控制律(15)及(22), 自适应律由(16)~(18), (23)~(25)给出, 则整个系统全局稳定, 并且 \bar{z}_1, \bar{z}_2 分别跟踪到给定的理想的转速和磁链.

证明 由

$$\dot{V}_1 = -c_1 \hat{\Lambda}_{11} \bar{z}_1^2 - c_2 \bar{z}_2^2 \leq 0,$$

$$\dot{\bar{V}}_2 = -c_3 z_{21} z_4^2 - c_4 z_4^2 \leq 0,$$

可知 $\bar{z}_1, \bar{z}_2, z_3, z_4$ 有界. 由于 $\dot{V}_1 \leq 0, \dot{\bar{V}}_2 \leq 0$, 则对任意时间 $t > 0$, 满足

$$\bar{V}_1(t) \leq \bar{V}_1(0), \quad \bar{V}_2(t) \leq \bar{V}_2(0),$$

同时

$$c_1 \hat{\Lambda}_{11} \int_0^t \bar{z}_1^2(s) ds + c_2 \int_0^t \bar{z}_2^2(s) ds \leq \bar{V}_1(0).$$

所以 $\bar{z}_1 \leq l_2, \bar{z}_2 \leq l_2$. 同理 $z_3, z_4 \leq l_2$. 又 $f_{11}(t) = (1 \ x_1^*)^T, f_{21}(t) = (x_2 \ \dot{x}_2^*)^T$, 所以 $f_{11}(t), f_{21}(t) \leq l$. 类似地可以证明 $\hat{\Lambda}_{ij} (i = 1, 2, j = 1, 2, 3, 4), \hat{\Lambda}$ 均是有界的. 故

$$\bar{z}_1 = -c_1 \bar{z}_1 - \Lambda_{12}^T f_{11}(t) \leq l,$$

$$\hat{\Lambda} = -c_3 z_3 - \Lambda_{22}^T f_{21}(t) \leq l.$$

由此可得到 $\dot{z}_1, \dot{z}_3 \leq l$, 并且 $\bar{z}_1(z_1), z_3$ 均收敛到 0, 即 $x_1 \rightarrow x_1^*, x_2 \rightarrow x_2^*$. 因为 $\bar{z}_2 = z_2 - \bar{z}_1$, 所以 $z_2 \leq l$, 又因为 $z_2 = x_2 \ x_4$, 所以 $x_4 = z_2/x_2 \leq z_2/x_2^* \leq l$. 因 $z_4 = x_3 - \hat{\Lambda}$, 所以 $x_3 \leq l$. 所有状态信号和自适应估计信号的有界性保证了控制信号 $\bar{u}_q, \bar{u}_d \leq l$. 因 $u_q = \hat{\Lambda}_{13} \bar{u}_q, u_d = \hat{\Lambda}_{23} \bar{u}_d$, 所以 $u_q, u_d \leq l$. 即证得 x_1, x_2 分别跟踪到额定的转速 x_1^* 和额定的磁链 x_2^* , 并且电流 x_3, x_4 和控制量 u_q, u_d 均为有界信号.

磁通角的动态方程为

$$\dot{\theta} = n_p \omega + M i_q / \lambda_d, \quad (27)$$

磁通角速度 $\dot{\theta}$ 和转子角速度 $n_p \omega$ 之差常被称为滑差速度 s . 由于 λ_d 渐近收敛到 λ_{dref}, i_q 有界, 则存在 T , 当 $t > T$ 时, $\dot{\theta} - n_p \omega = s$ 为有界的量.

4 数值仿真

对于给定的电机系统(1)以及变换后的电机模型(7), 为了验证反步算法的有效性, 仿真时异步电机模型中参数设置如下: 定子电阻 $R_s = 0.18$, 转

子电阻 $R_r = 0.15$, 互电感 $M = 0.068$ H, 负载转矩 $T_L = 1$ N·m, 转动惯量 $J = 0.586$ kg·m², 电机极对数 $n_p = 2$, 定子等效电感 $L_s = 0.0699$ H, 转子等效电感 $L_r = 0.0699$ H. 仿真中给定的磁链幅值 $\psi_{ref} = x_2^* = 1$ Wb 是阶跃信号, 同时, 速度给定信号为常值信号 $\omega_{ref} = x_1^* = 220$ rad/s. 反步控制器的设计过程中参数选取为 $c_1 = 0.1$, $c_2 = 30$, $c_3 = 0.1$, $c_4 = 0.5$, $l_1 = 0.5$, $l_2 = 1$. 图 1 给出了转子磁链和电机转速的跟踪误差随时间的变化曲线, 可以看出转速和磁链能较好地收敛到给定参考值. 图 2 为沿磁通向量转动的坐标 (d, q) 上的定子电压信号 u_d, u_q 随时间的变化曲线, 均为有界信号.

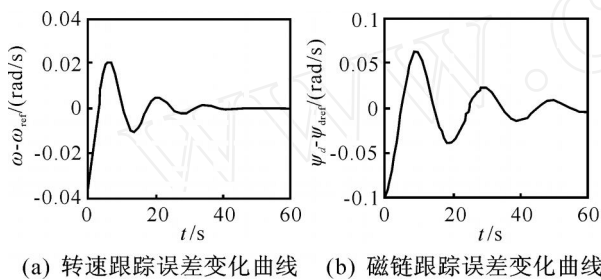


图 1 转速与磁链的跟踪误差变化曲线

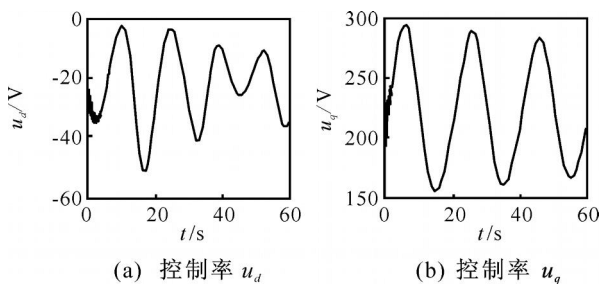


图 2 控制律随时间的变化曲线

5 结 论

本文采用分离子系统方法和自适应反推技术, 在电机系统参数、负载转矩和转动惯量均未知的情况下, 对未知参数进行实时估计. 在控制器的设计中将电机系统分为两个二阶子系统, 并分别设计了自适应控制器, 克服了系统参数的不确定性, 确保了磁链和转速的渐近跟踪特性和整个系统的全局有界稳定性, 以此来获得期望的鲁棒性及响应性能. 数值仿真结果验证了控制策略的有效性.

参考文献(References)

- [1] 刘国海, 戴先中. 感应电动机调速系统的解耦控制[J]. 电工技术学报, 2001, 16(5): 30-34.
(Liu G H, Dai X Z. Decoupling control of an induction motor speeding control [J]. Trans on China Electrotechnical Society, 2001, 16(5): 30-34.)
- [2] 林飞, 张春朋, 宋文超, 等. 基于转子磁场定向的异步电机输入输出解耦控制[J]. 清华大学学报, 2003, 43(9): 1153-1156.
(Lin F, Zhang C P, Song W C, et al. Input output decoupling control of induction motors based on rotor-field-oriented control [J]. J of Tsinghua University, 2003, 43(9): 1153-1156.)
- [3] 张兴华. 具有参数和负载不确定性的感应电机自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2006, 21(12): 1379-1382.
(Zhang X H. Adaptive backstepping control of induction motors with parameter and load uncertainties [J]. Control and Decision, 2006, 21(12): 1379-1382.)
- [4] Baik I C, Kim K H, Youn M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2000, 8(1): 47-54.
- [5] Kaddouri S, Akhrif O, Le-Huyh. Adaptive nonlinear control for speed regulation of a permanent magnet synchronous motor[C]. Proc of the 25th Annual Conf of the IEEE Industrial electronics Society. San Jose: IEEE, 1999: 1079-1084.
- [6] Peresada S, Tonielli A, Morici R. High-performance indirect field-oriented output-feedback control of induction motors [J]. Automatica, 1999, 35(9): 1033-1047.
- [7] John Chiasson. A new approach to dynamic feedback linearization control of an induction motor [J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1998, 3(3): 391-397.
- [8] Marino R, Persada S, Tomei D, et al. Adaptive output feedback control of current-fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque [J]. Automatica, 1998, 34(5): 617-624.
- [9] Marino R, Tomei D. Nonlinear Control, Design, Geometric, Adaptive and Robust [M]. New York: Prentice Hall, 1995.