

文章编号: 1000-8152(2005)01-0072-05

异步电动机的无源性跟踪控制 ——转子电阻及负载转矩皆未知时变的情形

马良河¹, 姜建国²

(1. 徐州空军学院 基础部, 江苏 徐州 221002; 2. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200030)

摘要: 研究了负载转矩和转子电阻在一般的未知时变情形时对异步电动机期望时变电磁转矩的渐近跟踪控制问题. 首先给出了转子电阻和负载转矩在时变已知的情形时无源性控制器的设计方法, 然后通过设计负载转矩和转子电阻的在线估计器, 得到了转子电阻和负载转矩在时变但未知的一般情形下无源性控制器的设计. 仿真结果证明了这样设计的控制器具有良好的性能.

关键词: 异步电动机; 无源性控制; 时变期望转矩; 时变负载转矩; 时变转子电阻; 仿真

中图分类号: TM301.2 **文献标识码:** A

Induction motor tracking control based on passivity principle —In case of time-varying and unknown load torque and rotor resistance

MA Liang-he¹, JIANG Jian-guo²

(1. Department of Science, Xuzhou Air Force College, Xuzhou Jiangsu 221002, China;

2. School of Electronic, Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: The induction motor tracking control based on passivity principle is analyzed in case of general unknown time-varying load torque and rotor resistance. First, the passivity-based controller is designed in case the loaded torque and rotor resistance are time-varying but known. Then, by designing appropriate online estimators of load torque and rotor resistance, the passivity-based controller is developed in case of time-varying and unknown load torque and rotor resistance. The simulation result shows the efficiency and high performance of the designed controller.

Key words: induction motor; control based on passivity; time-varying desired torque; time-varying load torque; time-varying rotor resistance; simulation

1 引言 (Introduction)

异步电动机 (AS motor) 具有许多很好的自然特性, 被广泛地用在电力传动的各个领域. 但是因为异步电动机的模型具有多变量、强非线性、系统参数时变等特点, 所以历史上异步电动机一直被用在对其调速性能要求不高的场所. 随着电力电子技术、计算机技术、现代控制理论的发展和运用, 异步电动机的高性能控制逐渐得以实现. 在这个研究过程中, 提出了很多控制器设计方法. 近年来的研究表明, 交流电机的无源性控制 (passivity based control) 具有许多优良的控制性能: 它是基于能量的观点, 是一种全局定义且全局稳定的控制方法, 无奇异点 (适用于电机低速甚至启动的情况), 对未知参数和未建模动态具有很强的鲁棒性, 是一种本质上的非线性控制^[1-3]. 但是关于该方法仍有许多问题需要研究, 例如如何估

计一般情形下未知且时变的负载转矩, 如何估计电机运行中时变但未知的转子电阻等, 见文献[4, 5]. 文献[6, 7]假设负载转矩为形式已知的转速的函数, 用无源性的方法研究了在负载转矩未知时变情形下异步电机的转矩跟踪控制, 然而实际情况远比这复杂得多. 本文基于文献[1~3, 6, 7]的结果, 研究了转子电阻和负载转矩在未知时变情形下期望转矩的快速渐近跟踪控制问题, 给出了一般的控制器设计方法. 仿真证明这种设计方法具有良好的性能.

2 异步电动机的数学模型与控制器设计方法 (mathematical model of AS motor and controller designing method)

在同步旋转 $d-q$ 坐标系中, 电压方程、电磁转矩方程和机械方程为

$$\begin{cases} U_{(d,q)} = L_{(d,q)} \cdot I_{(d,q)}, \\ y = L_{sr}(i_q^s \cdot i_d^r - i_d^s \cdot i_q^r), \\ J\dot{\omega}_r + b\omega_r = y - \gamma_L. \end{cases} \quad (1)$$

$$L_{(d,q)} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -u_3 L_s & L_{sr} p & -u_3 L_{sr} \\ u_3 L_s & R_s + L_s p & u_3 L_{sr} & L_{sr} p \\ L_{sr} p & -(u_3 - \omega_r) L_{sr} & R_r + L_r p & -(u_3 - \omega_r) L_r \\ (u_3 - \omega_r) L_{sr} & L_{sr} p & (u_3 - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix}.$$

对式(1)的3个式子合并整理,得到下列 Euler-Lagrange形式的方程^[1,2]

$$\begin{cases} D\dot{x} + C(x, u_3)x + Rx = [u_{12}^T \ 0 \ 0]^T + h, \\ y = L_{sr}(x_2 x_3 - x_1 x_4). \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T = [i_d^s \ i_q^s \ i_d^r \ i_q^r \ \omega_r]^T = [x_{12}^T \ x_{34}^T \ x_5]^T,$$

$$h = [0 \ 0 \ -v\gamma_L]^T, \quad u_{12} = [u_1 \ u_2]^T,$$

$$u = [u_1 \ u_2 \ u_3] = [V_d^s \ V_q^s \ \omega_a],$$

$$D = \text{diag}\{D_e, vJ\}, \quad R = \text{diag}\{R_e, vb\},$$

$$C(x, u_3) = \begin{bmatrix} C_e(u_3, x_5) & -c(x) \\ c^T(x) & 0 \end{bmatrix},$$

$$D_e = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix}, \quad I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$C_e(u_3, x_5) = \begin{bmatrix} L_s J_2 & L_{sr} J_2 \\ L_{sr} J_2 & L_r J_2 \end{bmatrix} \omega_s,$$

$$R_e = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & R_r I_2 \end{bmatrix}, \quad J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$c(x) = [c^T(x) \ 0]^T,$$

$$c_1(x) = v[L_s x_2 + L_{sr} x_4 \quad -(L_s x_1 + L_{sr} x_3)]^T - v[L_s J_2 \quad L_{sr} J_2 \quad 0]x$$

R_s, R_r 分别是定、转子电阻, L_s, L_r 分别是定、转子电感, L_{sr} 是定转子互感, J 是转动惯量, b 是电机阻尼, v 是电机极对数, i_d^s, i_q^s 是定子电流的 d, q 轴分量(可经测量转换得到), i_d^r, i_q^r 分别是转子电流的 d, q 轴分量(不能测量,需要观测), ω_r 是转子机械角速度, V_d^s, V_q^s 是定子电压的 d, q 轴分量, ω_a 是定子电压频率, γ, γ_L 分别是电磁转矩和负载转矩, $\omega_s = u_3 - vx_5$ 是转差率.

设期望转矩 $\gamma_d = \gamma_d(t)$ 是时变已知的, 负载转矩 $\gamma_L = \gamma_L(t)$ 和转子电阻 R_r 都是时变且未知的. 假定定子电流和转子转速可以准确测量, 在此基本假定下希望同时实现下面两个控制目标:

1) 转矩渐近跟踪:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\gamma - \gamma_d) = 0;$$

其中,

$$I_{(d,q)} = [i_d^s \ i_q^s \ i_d^r \ i_q^r]^T,$$

$$U_{(d,q)} = [u_1 \ u_2 \ 0 \ 0]^T,$$

2) 磁场渐近定向:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (L_{sr} x_2 + L_r x_4) = 0. \quad (3)$$

设 $x_d = [x_{d12}^T \ x_{d34}^T \ x_{d5}]^T$ 为待设计的期望状态变量(称为期望轨道), 它满足

$$L_{sr}(x_{d2} x_{d3} - x_{d1} x_{d4}) = \gamma_d, \quad L_{sr} x_{d2} + L_r x_{d4} = 0. \quad (4)$$

其中, $x_{d12} = [x_{d1} \ x_{d2}]^T, x_{d34} = [x_{d3} \ x_{d4}]^T$.

令跟踪误差为

$$e = x - x_d = [e_{12}^T \ e_{34}^T \ e_5]^T,$$

则容易得到误差系统的动态方程为

$$\begin{cases} D\dot{e} + [C(x, u_3) + R]e = g, \\ g = [u_{12}^T \ 0 \ 0]^T - \{D\dot{x}_d + [C(x, u_3) + R]x_d\} + h. \end{cases} \quad (5)$$

显然, 只要 $\lim_{t \rightarrow \infty} x = x_d$, 即可实现目标(3). 取式

(5) 能量函数为 $H_d = \frac{1}{2} e^T D e$, 由于 $C(x, u_d)$ 是反对称的, 有 $\dot{H}_d = -e^T R e + e^T g$. 设计控制变量 $u = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ 如下. 根据 $g \equiv -K e$ 设计 u 和 x_d , 其中待定矩阵 $K = \text{diag}\{k_1, k_1, 0, 0, k_2\}$, $k_1, k_2 > 0$. 从而 \dot{H}_d 变为 $\dot{H}_d = -e^T (R + K) e$. 由 H_d 和 \dot{H}_d 的符号得 $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$, 从而实现目标(3). 此时调节矩阵 K 可提高 $e \rightarrow 0$ 的速度.

3 R_r, γ_L 时变但已知时的控制器设计 (Controller designing in case of time-varying but known R_r, γ_L)

定理 1 控制变量设计为

$$u_{12} = L_s \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} + L_{sr} \begin{bmatrix} \dot{x}_{d3} \\ \dot{x}_{d4} \end{bmatrix} + \omega_s L_s \begin{bmatrix} -x_{d2} \\ x_{d1} \end{bmatrix} + \omega_s L_{sr} \begin{bmatrix} -x_{d4} \\ x_{d3} \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - v \begin{bmatrix} L_s x_2 + L_{sr} x_4 \\ -(L_s x_1 + L_{sr} x_3) \end{bmatrix} x_{d5} - k_1 \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$u_3 = -\frac{R_r x_{d4}}{L_{sr} x_{d1} + L_r x_{d3}} + vx_5. \quad (7)$$

期望轨道 x_d 由下列方程组(其中 x_{d3} 预先任意给定, 一般取为零)计算得到

$$\begin{cases} \dot{x}_{d2} - \left(\frac{\dot{y}_d}{y_d} + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} \frac{x_{d2} x_{d3}}{y_d} \right) x_{d2} = 0, \\ x_{d1} = \frac{L_r}{L_{sr}^2} \frac{y_d}{x_{d2}} - \frac{L_r}{L_{sr}} x_{d3}, \\ x_{d4} = -\frac{L_{sr}}{L_r} x_{d2}, \end{cases} \quad (8)$$

$$J\dot{x}_{d5} + bx_{d5} + (L_s x_2 + L_{sr} x_4) x_{d1} - (L_s x_1 + L_{sr} x_3) x_{d2} = -\dot{y}_L + k_2, \quad (9)$$

则按此方法设计的控制器一定能使得目标(3)成立,即实现转矩的渐近跟踪和磁场的渐近定向。

证 将方程(5)中的 g 展开,并令 $g = -Ke$. 由 $g = -Ke$ 和方程(4),经计算容易得到式(6),(7)和方程(8),(9).详细的证明略. 证毕.

4 R_r 和 y_L 皆时变未知情形下的控制器设计(Controllor designing in case of time-varying but unknown R_r, y_L)

在此情形下,转子电阻和负载转矩皆时变未知,转子电流是不可测量的.因此,需要转子电流观测器,需要对负载转矩和转子电阻做实时估计.此种情形下的控制器设计见定理2.

定理2 只要 k_1, k_2, k_3, k_5 充分大, $k_4 > 0$ 且充分小,则下列控制器就能实现控制目标(3).

1) 控制量设计为

$$u_{12} = L_s \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1} \\ \dot{x}_{d2} \end{bmatrix} + L_{sr} \begin{bmatrix} \dot{x}_{d3} \\ \dot{x}_{d4} \end{bmatrix} + \omega_s L_s \begin{bmatrix} -x_{d2} \\ x_{d1} \end{bmatrix} + \omega_s L_{sr} \begin{bmatrix} -x_{d4} \\ x_{d3} \end{bmatrix} + R_r \begin{bmatrix} x_{d1} \\ x_{d2} \end{bmatrix} - v \begin{bmatrix} L_s x_2 + L_{sr} x_4 \\ -(L_s x_1 + L_{sr} x_3) \end{bmatrix} x_{d5} - k_1 \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$u_3 = -\frac{\hat{R}_r x_{d4}}{L_{sr} x_{d1} + L_r x_{d3}} + vx_5 \quad (11)$$

2) 期望轨道设计器.期望轨道 x_d 由下列方程组(其中 x_{d3} 预先任意给定,一般取为零)得到

$$\begin{cases} \dot{x}_{d2} - \left(\frac{\dot{y}_d}{y_d} + \frac{\hat{R}_r L_{sr}}{L_r} \frac{x_{d2} x_{d3}}{y_d} \right) x_{d2} = 0, \\ x_{d1} = \frac{L_r}{L_{sr}^2} \frac{y_d}{x_{d2}} - \frac{L_r}{L_{sr}} x_{d3}, \\ x_{d4} = -\frac{L_{sr}}{L_r} x_{d2} \end{cases} \quad (12)$$

$$J\dot{x}_{d5} + bx_{d5} + (L_s x_2 + L_{sr} x_4) x_{d1} - (L_s x_1 + L_{sr} x_3) x_{d2} = -\dot{y}_L + k_2 e_5 \quad (13)$$

其中, $\hat{y}_L, \hat{x}_{34}, \hat{R}_r$ 分别是负载转矩 y_L 的估计值、转子电流 x_{34} 的观测值、转子电阻 R_r 的估计值.

3) 转子电流观测器.转子电流估计值 \hat{x}_3, \hat{x}_4 由

下列观测器得到:

$$\begin{cases} D_e \dot{\hat{I}} + C_A(x_5, u_3) \hat{I} + \hat{R}_e \hat{I} = [u_{12} \quad 0]^T + F(\hat{I} - I), \\ I = [x_{12}^T \quad x_{34}^T]^T, \\ \hat{I} = [\hat{x}_{12}^T \quad \hat{x}_{34}^T]^T \end{cases} \quad (14)$$

$$C_A = \begin{bmatrix} L_s u_3 J_2 & L_{sr} u_3 J_2 \\ L_{sr} \omega_s J_2 & L_r \omega_s J_2 \end{bmatrix},$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -L_{sr} vx_5 J_2 & -L_r vx_5 J_2 \end{bmatrix}, \hat{R}_e = \begin{bmatrix} R_s I_2 & 0 \\ 0 & \hat{R}_r I_2 \end{bmatrix}.$$

4) 转子电阻估计器.利用定子电流观测值和测量值的差别得到如下转子电阻估计

$$\begin{cases} R_r(t) = \hat{R}_r(t) + \bar{R}_r(t), \\ \dot{\hat{R}}_r = -k_3 \bar{R}_r + k_4 \bar{x}_{12}^T x_{12}. \end{cases} \quad (15)$$

5) 负载转矩估计器为

$$\begin{cases} y_L(t) = \hat{y}_L(t) + \bar{y}_L(t), \\ \dot{\hat{y}}_L = ve_5 - k_5 \bar{y}_L. \end{cases} \quad (16)$$

证 容易证明, $c_1(x) = c_1(\hat{x}) - vL_{sr} J_2 \bar{x}_{34}$, 其中 $\hat{x} = [x_{12}^T \quad \hat{x}_{34}^T \quad x_5]^T, \hat{x}_{34}$ 为转子电流观测值, $\bar{x}_{34} = x_{34} - \hat{x}_{34}$ 为观测误差.将方程(5)中的 g 展开,当设计控制变量为式(10),(11),期望轨道为式(12),(13)时, g 变为

$$g = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -v\bar{y}_L \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & vL_{sr} J_2 \bar{x}_{34} \\ 0 & \bar{R}_r I_2 & 0 \\ vL_{sr} \bar{x}_{34}^T J_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_d - K \begin{bmatrix} e_{12} \\ e_{34} \\ e_5 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

将式(17)代入方程(5)得到

$$D\dot{e} + C(x, u_3)e = -(R + K)e - S(x_d)\bar{I} + \begin{bmatrix} 0 & -\bar{R}_r x_{d34}^T & -v\bar{y}_L \end{bmatrix}^T. \quad (18)$$

其中

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ S_{12}^T & 0 & S_{32}^T \end{bmatrix}, S_{12} = vL_{sr} x_{d5} J_2, S_{32} = -vL_{sr} x_{d2}^T J_2.$$

由方程(2)的前两行得

$$D_e \dot{I} + C_A(x_5, u_3)I + R_e I = [u_{12}^T \quad 0]^T. \quad (19)$$

式(19)减去式(14)的第一式得

$$D_e \dot{\bar{I}} + (C_A - F)\bar{I} = -R_e \bar{I} - \bar{R}_r [0 \quad \hat{x}_{34}^T]^T. \quad (20)$$

定义正定二次型能量函数为

$$H_T = \frac{1}{2} \bar{I}^T D_e \bar{I} + \frac{1}{2} e^T D e + \frac{1}{2} \bar{y}_L^2 + \frac{1}{2} \bar{R}_r^2. \quad (21)$$

由于 $C(x, u_3)$ 与 $C_A(x_5, u_3) - F$ 是反对称的, H_T 沿方程(15),(16),(18),(20)的导数为

$$\dot{H}_T = -e^T (R + K)e - \bar{I}^T R_e \bar{I} - e^T S \bar{I} -$$

$$k_3 \bar{R}_r^2 + [k_4 \bar{x}_{12}^T x_{12} - (\bar{x}_{34}^T \hat{x}_{34} + e_{34}^T x_{d34})] \bar{R}_r - k_5 \bar{y}_L^2 = -z^T Q z, \quad z = [e^T \quad \bar{I}^T \quad \bar{R}_r \quad \bar{y}_L]^T \quad (22)$$

其中

$$Q = \begin{bmatrix} R + K & \frac{1}{2} S & Q_{13} & 0 \\ \frac{1}{2} S^T & R_e & Q_{23} & 0 \\ Q_{13}^T & Q_{23}^T & k_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & k_5 \end{bmatrix},$$

$$Q_{13} = \frac{1}{2} [0 \quad x_{d34}^T \quad 0]^T,$$

$$Q_{23} = \frac{1}{2} [-k_4 x_{12}^T \quad \hat{x}_{34}^T]^T.$$

容易证明,只要参数 k_1, \dots, k_5 满足定理的要求,就一定能保证 Q 正定. Q 正定则保证了以指数速度 $e, \bar{I}, \bar{R}_r, \bar{y}_L \rightarrow 0$, 即实现了磁场渐近定向和转矩的渐近跟踪. 证毕.

定理 2 所给出的无源性控制器的结构见图 1.

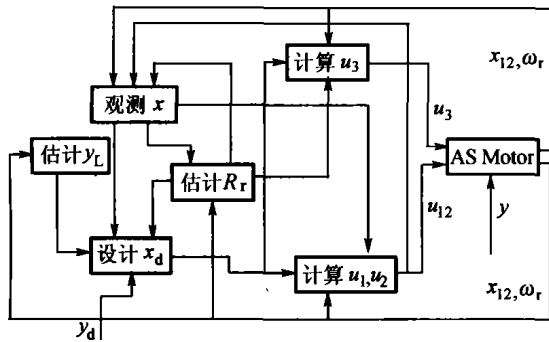


图 1 无源性控制器的结构

Fig. 1 Structure of passivity based controller to AS motor

5 仿真 (Simulation)

下面给出仿真结果.对转子电阻初值为 $R_r = 0.842$, 其他参数为

$$R_s = 0.687, L_{sr} = 0.0813, L_s = 0.084,$$

$$L_r = 0.0852, J = 0.03, b = 0.01, v = 4$$

的异步电动机,应用 Matlab 进行仿真,得到的仿真曲线见图 2~5.

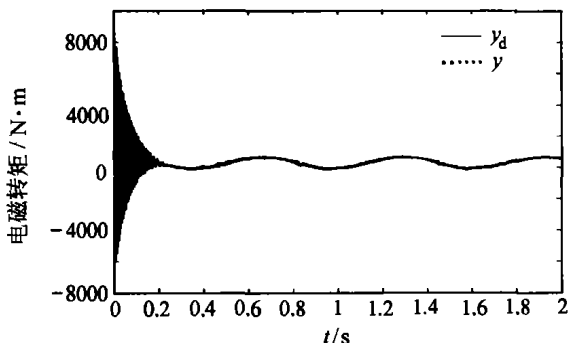


图 2 对期望转矩的跟踪

Fig. 2 Tracking the desired torque

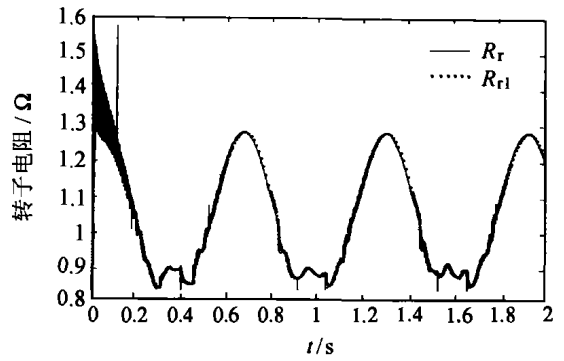


图 3 对转子电阻的估计

Fig. 3 Estimation of rotor resistance

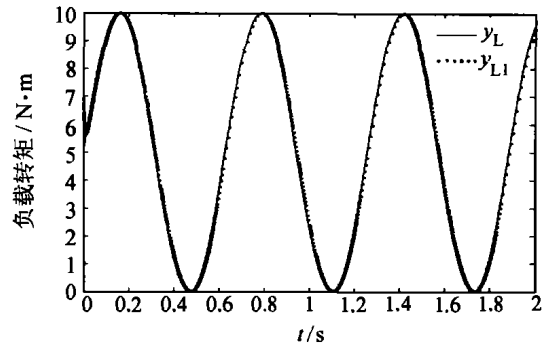


图 4 对负载转矩的估计

Fig. 4 Estimation of load torque

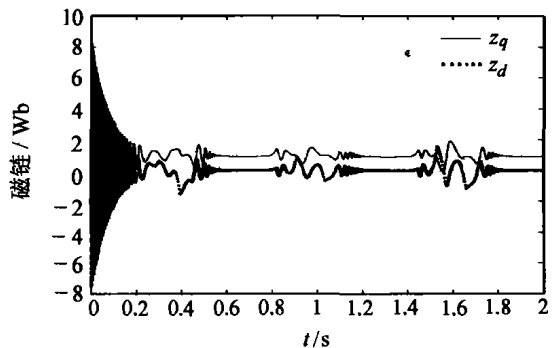


图 5 两轴上的转子磁链

Fig. 5 Rotor flux in d and q axis

其中,负载转矩取为 $y_L = 5 + 5\sin 10t$, 仿真中采用的反馈系数 $k_1 = k_2 = 2 \times 10^5, k_3 = k_5 = 150, k_4 = 10^{-5}$. 由仿真曲线可以看出对期望转矩的跟踪效果很好,实现了对负载转矩和转子电阻的快速高精度估计,同时也实现了按转子磁链的定向控制,即 d 轴磁链衰减为零, q 轴磁链渐近稳定于正常数. 仿真结果证明了此控制器能够实现期望的控制效果,而且跟踪和估计的速度和精度都很好. 理论和仿真都证明,适当增大反馈系数 k_1, k_2, k_3, k_5 一定可以提高跟踪及估计的速度和精度.

(下转第 95 页)

程而得到估计增益矩阵,与现有结果相比较^[5,6],本文的算法得到很大简化。

致谢:本文在整理期间张焕水博士给予了很大的帮助和有意义的建议。

参考文献(References):

- [1] LEWIS F L, MERTZIOS V G. (Eds.). Recent advances in singular systems [J]. *Special Issue Circuits, Systems and Signal Processing*, 1989, 8(1): 111 - 116.
- [2] CAMPBELL S L. *Singular Systems of Differential Equations* [M]. London: Pitman, 1980.
- [3] DAI L. *Singular Control Systems, Lecture Notes in Control and Information Sciences* [M]. Berlin: Springer-Verlag, 1989.
- [4] DAROUACH M, BOUTAGEB M. Recursive state and parameter estimation of SISO singular systems [J]. *IEE Proceedings-D*, 1992, 139(2): 204 - 206.
- [5] ZHANG H S, CHAI T Y, LIU X J. A unified approach to optimal estimation for discrete-time stochastic singular linear systems [J]. *Automatica*, 1998, 34(6): 777 - 781.
- [6] ZHANG H S, XIE L H, SOH Y C. Optimal recursive filtering, predic-

tion and smoothing for singular stochastic discrete-time systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, 44(11): 2154 - 2157.

- [7] DAI L. Observers for discrete singular systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1988, 33(2): 187 - 191.
- [8] DAI L. Filtering and LQG problems for discrete-time stochastic singular systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1989, 34(3): 1105 - 1108.
- [9] 王恩平. 广义离散随机线性系统的次优滤波[J]. 科学通报, 1989, 34(15): 1186 - 1188.
(WANG Enping. The suboptimal filtering for linear stochastic singular systems [J]. *Chinese Science Bulletin*, 1989, 34(15): 1186 - 1188.)
- [10] NIKOUKHAH R, WILLISKY A S, LEVY B C. Kalman filtering and Riccati equations for descriptor systems [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1992, 37(9): 1325 - 1342.
- [11] ASTROM K J. *Introduction to Stochastic Control Theory* [M]. New York and London: Academic Press, 1970.

作者简介:

郇正良 (1964—), 男, 副教授, 硕士研究生, 主要研究方向为计算机应用与状态估计, 最优滤波等, E-mail: HZL097918@sina.com;

崔进平 (1955—), 男, 副教授, 主要研究方向为计算机应用及机器人控制, 智能控制等。

(上接第 75 页)

6 结论(Conclusion)

本文在文献[1~3, 6, 7]的基础上进一步从理论上研究了转矩跟踪控制和磁场渐近定向问题。其中, 给定的期望转矩是时变的, 负载转矩和转子电阻具有任意时变未知的形式。中间环节的期望轨道是一般形式的。从理论上给出了一般性的控制器设计方法。这些都发展了文献[1~3, 6, 7]的相应结果。仿真结果证明了这种无源性控制器具有优良的跟踪性能, 达到了期望的设计目标。

参考文献(References):

- [1] ORTEGA R, ANTONIO L, NICKLASSON P J, et al. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems—Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications* [M]. London: Springer, 1998, 241 - 441.
- [2] ORTEGA R, ESPINOSA G. Torque regulation of induction motors [J]. *Automatica*, 1999, 29(3): 621 - 633.
- [3] ORTEGA R, NICKLASSON P J, ESPINOSA G. On speed control of

induction motors [J]. *Automatica*, 1996, 32(3): 445 - 460.

- [4] MARINO R, TOMEI P, PERESADA S. Adaptive output feedback control of current-fed induction motors with uncertain rotor resistance and load torque [J]. *Automatica*, 1998, 34(5): 617 - 624.
- [5] MARINO R, TOMEI P, PERESADA S. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, 44(5): 967 - 982.
- [6] ORTEGA R, CANUDAS C, SELEME S I. Nonlinear control of induction motors: torque tracking with unknown disturbance [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1993, 38(11): 1675 - 1680.
- [7] CECATI C. Position control of the induction motor using a passivity-based controller [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2000, 36(5): 1277 - 1284.

作者简介:

马良河 (1963—), 男, 中国人民解放军徐州空军学院副教授, 电力电子与电力传动专业博士, 主要研究领域为交流电机的高性能控制, E-mail: mlh0307_cn@sina.com;

姜建国 (1958—), 男, 上海交通大学电子信息与电气工程学院教授, 博士生导师, 主要研究领域为电力电子与电力传动。