

文章编号: 1001-0920(2004)03-0267-05

## 异步电机鲁棒控制器及其 Backstepping 设计

张春朋, 林 飞, 宋文超, 陈寿孙

(清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

**摘要:** 基于异步电机的精确模型, 用 Backstepping 方法设计控制器, 其误差系统在原点全局稳定。然而, 由于反馈量的计算受参数不确定性和“可导条件”的影响, 使得控制器鲁棒性较差。采用扩张状态观测器来增强鲁棒性, 无需电机的精确模型, 即可准确地获得反馈量。新控制器结合了 Backstepping 和扩张状态观测器的优点, 能保证误差系统的稳定性, 并具有很强的抗扰动能力。给出了控制器的详细设计过程和原理框图, 并进行了数值仿真验证。

**关键词:** Backstepping 设计; 扩张状态观测器; 电机控制; 鲁棒控制

中图分类号: TM 13

文献标识码: A

## Backstepping design for robust controller of induction motor

ZHANG Chun-peng, LIN Fei, SONG Wen-chao, CHEN Shou-sun

(Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China. Correspondent: ZHANG Chun-peng, E-mail: ZCP00@mails.tsinghua.edu.cn)

**Abstract:** Based on the exact model of induction motor, a controller is designed using backstepping method. The error system is globally stable at the origin. Unfortunately, because the calculation of feedbacks is influenced by parameter uncertainties and restrictions of “derivable condition”, the controller has inferior robustness. Extended state observer is employed to improve the robustness. Feedbacks can be obtained without the knowledge of the exact model. The novel controller combines advantages of both backstepping and ESO, which guarantees the stability of the error system and the strong capability of disturbance-rejection. Detailed design procedures and theoretic diagrams of the controller are provided. Digital simulation verify the conclusion.

**Key words:** backstepping design; extended state observer; motor control; robust control

### 1 引 言

异步电机工艺简单、价格低廉, 得到了广泛应用。但其数学模型是一个非线性、多变量、强耦合、不确定的对象, 必须借助恰当的控制方法, 才能充分发挥异步电机的机械性能。由于运行中的绕组温升和集肤效应等因素, 绕组参数会发生不同程度的摄动。电机的转动惯量和负载转矩大多不精确, 甚至是未知的。克服不确定性, 实现异步电机高性能控制是具有实际意义的课题。

近年来, 除  $H^{\infty}$  [1], ADRC [2] 和 DFL [1,3] 等控制方法外, 自适应 Backstepping 方法亦在电机控制中

得到了应用 [4~6], 取得了一定的成果。文献 [4] 在负载特性已知的条件下, 设计了具有机械参数更新律的自适应控制器, 并对转子电阻摄动问题进行了专门的讨论。文献 [5] 给出的控制器, 可以对转动惯量和负载转矩进行自适应控制, 但未考虑绕组参数的摄动。文献 [6] 则假设转动惯量已知, 设计了负载转矩和转子电阻的参数更新律。总之, 文献 [4~6] 给出的控制策略只能抵抗部分参数的不确定性。此外, 从本文的分析中还可以看到, 上述控制器的反馈通路中包含某些参数的一阶或二阶导数, 这便为实际应用带来了一定的限制。

收稿日期: 2003-03-17; 修回日期: 2003-04-29

作者简介: 张春朋(1976—), 男, 山东烟台人, 博士生, 从事电机控制的研究; 陈寿孙(1935—), 男, 江苏无锡人, 教授, 博士生导师, 从事动态电力系统和电机控制的研究

本文基于异步电机的精确数学模型和 Backstepping 方法设计了控制器, 然后利用扩张状态观测器 (Extended State Observer)<sup>[7]</sup> 改进控制器, 增强控制器的鲁棒性. 改进后的控制器可以一揽子解决诸多参数的不确定性, 并能避免在反馈通路中出现导数项, 从而具有良好的应用前景

### 2 异步电机数学模型

在  $\alpha\beta$  坐标系下, 异步电机的数学模型为<sup>[4]</sup>:

机械子系统

$$\dot{\omega} = M (\Psi_{\alpha i\beta} - \Psi_{\beta i\alpha}) - N T_L; \quad (2\ 1)$$

电磁子系统

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_\alpha = -R_1 i_\alpha + R_2 \Psi_\alpha + L_2 \omega \Psi_\beta + u_\alpha, \\ L_1 \dot{i}_\beta = -R_1 i_\beta + R_2 \Psi_\beta - L_2 \omega \Psi_\alpha + u_\beta, \\ \dot{\Psi}_\alpha = R_3 i_\alpha - L_3 \Psi_\alpha - \omega \Psi_\beta, \\ \dot{\Psi}_\beta = R_3 i_\beta - L_3 \Psi_\beta + \omega \Psi_\alpha \end{cases} \quad (2\ 2)$$

其中:  $\Psi_\alpha$  和  $\Psi_\beta$  为转子磁链,  $i_\alpha$  和  $i_\beta$  为定子电流,  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  为定子电压,  $\omega$  为电机转速,  $T_L$  为负载转矩. 电压和电流是可量测的, 磁链可通过观测器<sup>[6]</sup> 得到

式(2 2)中的系数定义为:  $R_1 = R_s + R L_m^2 / L_r^2$ ,  $R_2 = R L_m / L_r^2$ ,  $R_3 = R L_m / L_r$ ,  $L_1 = \sigma L_s$ ,  $L_2 = L_m / L_r$ ,  $L_3 = R_r / L_r$ ,  $M = 3n_p^2 L_m / 2J L_r$ ,  $N = n_p / J$ . 其中:  $L_s, L_r, L_m$  和  $\sigma$  分别为定、转子自感、定转子互感和漏感系数;  $R_s$  和  $R_r$  为定、转子电阻;  $n_p$  和  $J$  为极对数和转动惯量

### 3 控制器的 Backstepping 设计

对于异步电机控制系统, 实际控制输入量是定子电压  $u_\alpha$  和  $u_\beta$ , 控制目标是使得电机的转速  $\omega$  跟踪指令值  $\omega_{ref}$  以及磁链幅值或  $(\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2) / 2$  跟踪指令值  $\Psi_{ref}$ . 借助 Backstepping 方法, 可以将上述跟踪问题简化为跟踪误差在原点的稳定问题

Step1 定义转速的跟踪误差为

$$\eta_\omega = \omega_{ref} - \omega, \quad (3\ 1)$$

则可得  $\eta_\omega$  的扰动方程为

$$\begin{aligned} M^{-1} \dot{\eta}_\omega &= W_\omega - (\Psi_{\alpha i\beta} - \Psi_{\beta i\alpha}) = \\ &W_\omega - u_\omega + \eta_r. \end{aligned} \quad (3\ 2)$$

其中

$$W_\omega = M^{-1} (\dot{\omega}_{ref} + N T_L), \quad (3\ 3)$$

$$\eta_r = u_\omega - (\Psi_{\alpha i\beta} - \Psi_{\beta i\alpha}). \quad (3\ 4)$$

定义磁链的跟踪误差为

$$\eta_\psi = \Psi_{ref} - (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2) / 2, \quad (3\ 5)$$

则可得  $\eta_\psi$  的扰动方程为

$$R_3^{-1} \dot{\eta}_\psi = W_\psi - (\Psi_{\alpha i\alpha} + \Psi_{\beta i\beta}) =$$

$$W_\psi - u_\psi + \eta_r. \quad (3\ 6)$$

其中

$$W_\psi = R_3^{-1} \dot{\Psi}_{ref} + L_3 R_3^{-1} (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2), \quad (3\ 7)$$

$$\eta_r = u_\psi - (\Psi_{\alpha i\alpha} + \Psi_{\beta i\beta}). \quad (3\ 8)$$

由于式(3 2)和(3 6)中尚未出现实际的控制输入  $u_\alpha$  和  $u_\beta$ , 可将  $u_\omega$  和  $u_\psi$  看作虚拟控制量. 如果次级跟踪误差  $\eta_r$  和  $\eta_\psi$  为零, 则不难设计恰当的  $u_\omega$  和  $u_\psi$ , 驱动跟踪误差收敛于原点

Step2 为保证  $\eta_r$  和  $\eta_\psi$  趋近于零, 需研究其扰动方程. 对式(3 4)和(3 8)求导可得

$$L_1 \dot{\eta}_r = W_T - (\Psi_{\alpha u\beta} - \Psi_{\beta u\alpha}), \quad (3\ 9)$$

$$L_1 \dot{\eta}_\psi = W_I - (\Psi_{\alpha u\alpha} + \Psi_{\beta u\beta}). \quad (3\ 10)$$

其中

$$\begin{aligned} W_T &= L_1 \dot{u}_\omega + L_2 \omega (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2) + (L_1 L_3 + \\ &R_1) (\Psi_{\alpha i\beta} - \Psi_{\beta i\alpha}) + L_1 \omega (\Psi_{\beta i\beta} + \Psi_{\alpha i\alpha}), \end{aligned} \quad (3\ 11)$$

$$\begin{aligned} W_I &= L_1 u_\psi - R_2 (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2) - L_1 R_3 (i_\alpha^2 + \\ &i_\beta^2) + (R_1 + L_1 L_3) (\Psi_{\alpha i\alpha} + \\ &\Psi_{\beta i\beta}) - L_1 \omega (\Psi_{\alpha i\beta} - \Psi_{\beta i\alpha}). \end{aligned} \quad (3\ 12)$$

在式(3 9)和(3 10)中出现了实际控制输入  $u_\alpha$  和  $u_\beta$ . 基于误差向量  $\eta = [\eta_\omega \ \eta_r \ \eta_\psi \ \eta_\psi]^T$ , 选择闭环系统的 Lyapunov 函数  $V_1 = \eta^T \eta / 2$ . 对  $V_1$  求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= M \eta_\omega (W_\omega - u_\omega) + R_3 \eta_\psi (W_\psi - u_\psi) + \\ &\eta_r [L_1^{-1} W_T + M \eta_\omega - L_1^{-1} (\Psi_{\alpha u\beta} - \Psi_{\beta u\alpha})] + \\ &\eta_\psi [L_1^{-1} W_I + R_3 \eta_\psi - L_1^{-1} (\Psi_{\alpha u\alpha} + \Psi_{\beta u\beta})] \end{aligned} \quad (3\ 13)$$

那么, 当满足下列条件时:

$$\begin{cases} u_\omega = W_\omega + M^{-1} k_\omega \eta_\omega, \\ u_\psi = W_\psi + R_3^{-1} k_\psi \eta_\psi, \\ \Psi_{\alpha u\beta} - \Psi_{\beta u\alpha} = W_T + L_1 M \eta_\omega + L_1 k_r \eta_r, \\ \Psi_{\alpha u\alpha} + \Psi_{\beta u\beta} = W_I + L_1 R_3 \eta_\psi + L_1 k_i \eta_\psi, \end{cases} \quad (3\ 14)$$

可以保证  $\dot{V}_1 = -\eta^T k \eta \leq 0$ , 其中对角阵  $k = \text{diag}(k_\omega, k_r, k_\psi, k_i)$  为正定. 由巴尔巴辛-克拉索夫斯基全局稳定性定理<sup>[8]</sup>可知, 误差  $\eta$  在原点处全局稳定, 即实现了电机控制的目标

由式(3 15)可得到实际控制输入  $u_\alpha$  和  $u_\beta$  的表达式. 图 1 给出了控制器的原理框图

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha & \Psi_\beta \\ -\Psi_\beta & \Psi_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha u\alpha} + \Psi_{\beta u\beta} \\ \Psi_{\alpha u\beta} - \Psi_{\beta u\alpha} \end{bmatrix}. \quad (3\ 16)$$

将式(3 14)代入(3 11)和(3 12), 得到如下反

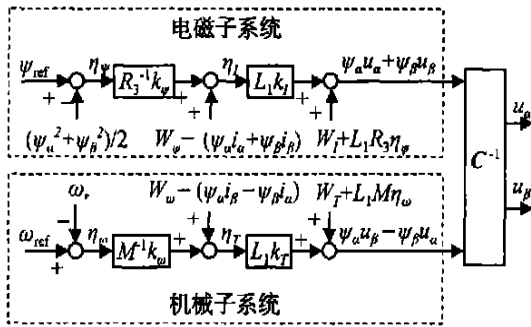


图 1 控制器原理框图

馈量  $W_T$  和  $W_I$  的表达式:

$$W_T = L M^{-1} (\dot{\omega}_{ref} + N T_L) + L_2 \omega (\Psi_\alpha^e + \Psi_\beta^e) + L M^{-1} k_\omega (\dot{\omega}_{ref} + N T_L) + L_1 \omega (\Psi_{\beta i \beta} + \Psi_{\alpha i \alpha}) + (L_1 L_3 + R_1 - L_1 k_\omega) (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}), \quad (3.17)$$

$$W_I = L_1 R_3^{-1} (\dot{\Psi}_{ref} + k_\psi \dot{\Psi}_{ref}) - L_1 \omega (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}) + (3L_1 L_3 - L_1 k_\psi + R_1) (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}) - [R_2 - L_1 L_3 R_3^{-1} (k_\psi - 2L_3)] (\Psi_\alpha^e + \Psi_\beta^e) - L_1 R_3 (i_\alpha^2 + i_\beta^2). \quad (3.18)$$

综合式(3.3), (3.7), (3.17) 和(3.18), 便可得到反馈量  $W = [W_\omega \ W_T \ W_\psi \ W_I]^T$  的表达式, 在参数已知的情况下, 可以直接计算得到  $W$ . 然而, 电机参数是不确定的, 当控制器参数的设定值与实际值不符时,  $W$  的失真(如出现静差) 和控制增益的不合理会降低控制器的性能, 影响系统的稳定性

此外, 在  $W$  的表达式中, 存在磁链指令和速度指令的一阶、二阶导数以及负载转矩的一阶导数. 这意味着, 计算  $W$  有一个“可导条件”, 即控制器的磁链指令和速度指令需具有有界连续的二阶导数<sup>[4-6]</sup>, 负载转矩也需具有有界连续的一阶导数. 这个条件限制了控制器的应用范围

### 4 控制器的鲁棒设计

如前所述, 利用 Backstepping 法基于精确模型设计的控制器, 虽然推导严密, 但存在抗参数摄动能力差和需满足“可导条件”两个缺陷. 本文利用 ESO<sup>[7]</sup> 改进控制器, 无需反馈量具体的数学表达式, 避免了直接计算, 可以克服诸多参数的不确定性. 本文提出的控制器解除了“可导条件”对控制器的限制, 能抵抗电机参数的摄动, 具有很强的鲁棒性

#### 4.1 机械子系统反馈量的 ESO

记  $M$  和  $L_1$  的设定值分别为  $\bar{M}$  和  $\bar{L}_1$ . 与实际值的差为:  $\tilde{M} = \bar{M} - M$ ,  $\tilde{L}_1 = \bar{L}_1 - L_1$ . 式(3.2) 可改写为  $\hat{\eta}_\omega = \eta_\omega + \tilde{M} W_\omega - \tilde{M} (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha})$ . (4.1)

其中  $W_\omega = W_\omega - [W_\omega - (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}) \tilde{M} / \bar{M}]$ .

根据式(3.1) 和(4.1), 构造  $W_\omega$  的 ESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \bar{M} z_2 - \bar{M} (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}) - \beta_1 g(z_1 - \eta_\omega), \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 g(z_2 - \eta_\omega). \end{cases} \quad (4.2)$$

其中: 状态变量  $z_1, z_2$  分别为  $\eta_\omega$  和  $W_\omega$  的估计值  $\hat{\eta}_\omega, \hat{W}_\omega$ ;  $g(\cdot)$  为非线性函数;  $\beta_1$  和  $\beta_2$  为增益<sup>[7]</sup>. 于是  $\eta_\omega$  的扰动方程可写为

$$\bar{M}^{-1} \dot{\hat{\eta}}_\omega = \hat{W}_\omega - \tilde{W}_\omega - u_\omega + \eta_\omega. \quad (4.3)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{W}_\omega &= \hat{W}_\omega - W_\omega \\ \eta_\omega &= u_\omega - (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}). \end{aligned} \quad (4.4)$$

对式(4.4) 求导, 得到  $\eta_\omega$  的扰动方程为

$$\bar{L}_1 \dot{\hat{\eta}}_\eta = W_T - (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}). \quad (4.5)$$

其中

$$W_T = \bar{L}_1 u_\omega - \bar{L}_1 [(\Psi_{\alpha i \beta} + \Psi_{\alpha i \alpha}) - (\Psi_{\beta i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta})] + L_2 \omega (\Psi_\alpha^e + \Psi_\beta^e) + L_1 \omega (\Psi_{\beta i \beta} + \Psi_{\alpha i \alpha}) + (L_1 L_3 + R_1) (\Psi_{\alpha i \beta} + \Psi_{\beta i \alpha}). \quad (4.6)$$

根据式(4.4) 和(4.5), 可以构造  $W_T$  的 ESO 为

$$\begin{cases} \dot{z}_3 = \bar{L}_1^{-1} z_4 - \bar{L}_1^{-1} (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}) - \beta_3 g(z_3 - \eta_\eta), \\ \dot{z}_4 = -\beta_4 g(z_4 - \eta_\eta). \end{cases} \quad (4.7)$$

其中: 状态变量  $z_3, z_4$  分别为  $\eta_\eta$  和  $W_T$  的估计值  $\hat{\eta}_\eta, \hat{W}_T$ ;  $\beta_3$  和  $\beta_4$  为增益<sup>[7]</sup>. 于是  $\eta_\eta$  的扰动方程可写为

$$\bar{L}_1 \dot{\hat{\eta}}_\eta = \hat{W}_T - \tilde{W}_T - (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}), \quad (4.8)$$

其中  $\tilde{W}_T = W_T - W_T$ .

#### 4.2 电磁子系统反馈量的 ESO

电磁子系统的 ESO 构造方法与机械子系统类似. 记  $R_3$  的控制器设定值为  $\bar{R}_3$ , 设定值与实际值的差值为  $\tilde{R}_3 = \bar{R}_3 - R_3$ . 将式(3.5) 改写为

$$\hat{\eta}_\psi = \eta_\psi + \tilde{R}_3 W_\psi - \tilde{R}_3 (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}), \quad (4.9)$$

其中  $W_\psi = W_\psi - [W_\psi + (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}) \tilde{R}_3 / \bar{R}_3]$ .

根据式(3.5) 和(4.9), 构造  $W_\psi$  的 ESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_5 = \bar{R}_3 z_6 - \bar{R}_3 (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}) - \beta_5 g(z_5 - \eta_\psi), \\ \dot{z}_6 = -\beta_6 g(z_6 - \eta_\psi). \end{cases} \quad (4.10)$$

其中: 状态变量  $z_5, z_6$  分别为  $\eta_\psi$  和  $W_\psi$  的估计值  $\hat{\eta}_\psi, \hat{W}_\psi$ ;  $\beta_5$  和  $\beta_6$  为增益<sup>[7]</sup>. 于是  $\eta_\psi$  的扰动方程可写为

$$\bar{R}_3^{-1} \dot{\hat{\eta}}_\psi = \hat{W}_\psi - \tilde{W}_\psi - u_\psi + \eta_\psi. \quad (4.11)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{W}_\psi &= \hat{W}_\psi - W_\psi, \\ \eta_\psi &= u_\psi - (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}). \end{aligned} \quad (4.12)$$

对式(4.12) 求导, 得到  $\eta_\psi$  的扰动方程为

$$\bar{L}_1 \hat{\eta} = W_I - (\Psi_{\alpha u \alpha} + \Psi_{\beta u \beta}). \quad (4\ 13)$$

其中

$$W_I = \bar{L}_1 u \psi - \bar{L}_1 [(\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\alpha i \alpha}) - (\Psi_{\beta i \beta} + \Psi_{\beta i \beta})] - R_2 (\Psi_{\alpha}^2 + \Psi_{\beta}^2) - L_1 \omega (\Psi_{\alpha i \beta} - \Psi_{\beta i \alpha}) + (R_1 + L_1 L_3) (\Psi_{\alpha i \alpha} + \Psi_{\beta i \beta}) - L_1 R_3 (i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2). \quad (4\ 14)$$

根据式(4 12)和(4 13),可以构造 $W_I$ 的ESO为

$$\begin{cases} \dot{z}_7 = \bar{L}_1^{-1} z_8 - \bar{L}_1^{-1} (\Psi_{\alpha u \alpha} + \Psi_{\beta u \beta}) - \beta_7 g (z_7 - \eta), \\ \dot{z}_8 = -\beta_8 g (z_7 - \eta). \end{cases} \quad (4\ 15)$$

其中:状态变量 $z_7, z_8$ 分别为 $\eta$ 和 $W_I$ 的估计值 $\hat{\eta}, \hat{W}_I$ ;  $\beta_7$ 和 $\beta_8$ 为增益<sup>[7]</sup>.于是 $\eta$ 的扰动方程可写为

$$\bar{L}_1 \dot{\eta} = \hat{W}_I - \hat{W}_I - (\Psi_{\alpha u \alpha} + \Psi_{\beta u \beta}), \quad (4\ 16)$$

其中 $\hat{W}_I = \hat{W}_I - W_I$ .

### 4 3 新的误差动态方程

通过构造相应的ESO,原控制器的反馈量 $W$ 变为新的反馈量 $W = [W_{\omega} \ W_T \ W_{\psi} \ W_I]^T$ .无需考虑 $W$ 的具体表达式,直接利用ESO便可得到其观测值 $\hat{W} = [\hat{W}_{\omega} \ \hat{W}_T \ \hat{W}_{\psi} \ \hat{W}_I]^T$ ,并记 $W$ 的观测误差为 $\tilde{W} = [\tilde{W}_{\omega} \ \tilde{W}_T \ \tilde{W}_{\psi} \ \tilde{W}_I]^T$ .这样便避免了参数摄动带来的计算误差,也突破了“可导条件”的限制

系统的误差向量由原来的 $\eta$ 变为新的误差向量 $\eta = [\eta_{\omega} \ \eta_T \ \eta_{\psi} \ \eta_I]^T$ .式(4 3), (4 5), (4 11)和(4 16)即为考虑参数摄动时系统的新的扰动方程

### 4 4 控制器的改造

基于新的误差向量 $\eta$ ,选择新的闭环Lyapunov函数 $V_2 = \eta^T \eta / 2$ ,并对其求导,得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \bar{M}^{-1} \eta_{\omega} [\hat{W}_{\omega} - \tilde{W}_{\omega} - u_{\omega}] + \bar{R}_3^{-1} \eta_{\psi} [\hat{W}_{\psi} - \tilde{W}_{\psi} - u_{\psi}] + \bar{L}_1^{-1} \eta_T [\hat{W}_T - \tilde{W}_T + \bar{L} \bar{M}^{-1} \eta_{\omega} - (\Psi_{\alpha u \beta} - \Psi_{\beta u \alpha})] + \\ & \bar{L}_1^{-1} \eta_I [\hat{W}_I - \tilde{W}_I + \bar{L}_1 \bar{R}_3^{-1} \eta_{\psi} - (\Psi_{\alpha u \alpha} + \Psi_{\beta u \beta})] \end{aligned} \quad (4\ 17)$$

因为 $\hat{W}$ 是收敛于实际值的,因此 $\tilde{W}$ 不断衰减,可看作系统的连续有界的非线性扰动.该扰动的衰减与 $\hat{W}$ 有关.将 $\tilde{W}$ 与 $\hat{W}$ 的关系描述为

$$\tilde{W} = (\hat{W}, \mathcal{Q}), \quad (4\ 18)$$

其中 $\mathcal{Q} = [\mathcal{Q}_{\omega} \ \mathcal{Q} \ \mathcal{Q}_{\psi} \ \mathcal{Q}_I]^T$ 为具有衰减性质的非线性函数.基于上述描述,构造各个控制量如下:

$$\begin{cases} u_{\omega} = \hat{W}_{\omega} + \bar{M}^{-1} k_{\omega} \eta_{\omega} + c_{\omega} \eta_{\omega} \hat{W}_{\omega}^2, \\ u_{\psi} = \hat{W}_{\psi} + \bar{R}_3^{-1} k_{\psi} \eta_{\psi} + c_{\psi} \eta_{\psi} \hat{W}_{\psi}^2, \end{cases} \quad (4\ 19)$$

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha u \beta} - \Psi_{\beta u \alpha} = \hat{W}_T + L_1 k_T \eta_T + L \bar{M}^{-1} \eta_{\omega} + c_T \eta_T \hat{W}_T^2, \\ \Psi_{\alpha u \alpha} + \Psi_{\beta u \beta} = \hat{W}_I + L_1 k_I \eta_I + L_1 \bar{R}_3^{-1} \eta_{\psi} + c_I \eta_I \hat{W}_I^2. \end{cases} \quad (4\ 20)$$

则有

$$\dot{V}_2 = -\eta^T k \eta + 4 \mathcal{Q} c \mathcal{Q}, \quad (4\ 21)$$

其中对角阵 $c = \text{diag}(c_{\omega}, c_T, c_{\psi}, c_I)$ 正定.给定区域

$$R_j = \{\eta; |\eta| \leq \mathcal{Q} / 2 \sqrt{k_j c_j}, j = \omega, T, \psi, I\}$$

并令 $R = R_{\omega} \ R_T \ R_{\psi} \ R_I$ .那么,当 $\eta$ 落在区域 $R$ 的边界及外部时,有 $\dot{V}_2 < 0$ ,从而保证 $\eta$ 全局有界,并向 $R$ 收敛.此时, $\eta$ 的上界为<sup>[9]</sup>

$$|\eta_j(t)| \leq |\eta_j(0)| e^{-k_j t} + \mathcal{Q} / 2 \sqrt{k_j c_j}, j = \omega, T, \psi, I.$$

区域 $R$ 会随着增益 $k$ 和 $c$ 的增大以及扰动 $\mathcal{Q}$ 的衰减而向原点紧缩,从而 $\eta$ 也逐渐趋近于原点.当 $\mathcal{Q}$ 衰减至零时,由巴尔巴辛-克拉索夫斯基全局稳定性定理<sup>[8]</sup>可知,式(4 19)和(4 20)给出的控制策略可以保证 $\eta$ 在零点处全局稳定.

根据式(4 19)和(4 20),图2给出了新控制器的原理框图.可以看到,控制器的增益由原来不确定的 $\bar{R}_3^{-1} k_{\psi}, L_1 k_{\psi}$ 和 $\bar{M}^{-1} k_{\omega}, L_1 k_{\omega}$ 变为确定的 $\bar{R}_3^{-1} k_{\psi}, \bar{L}_1 k_{\psi}$ 和 $\bar{M}^{-1} k_{\omega}, \bar{L}_1 k_{\omega}$ ,不确定的系数 $L_1 R_3$ 和 $L \bar{M}$ 也变为确定的 $\bar{L}_1 \bar{R}_3$ 和 $\bar{L} \bar{M}$ .

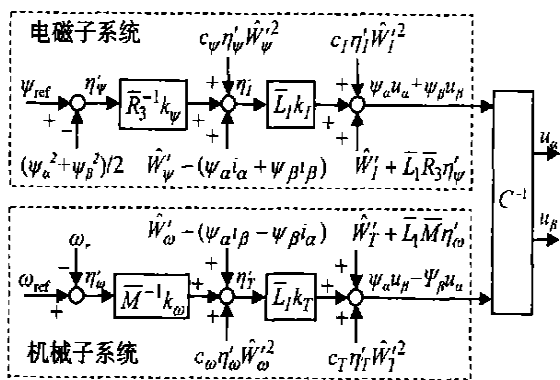
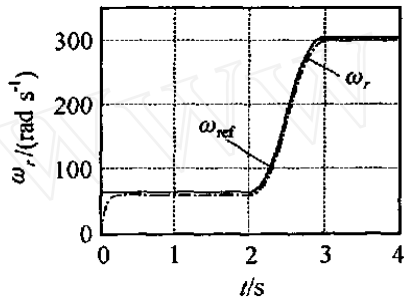


图 2 新控制器的原理框图

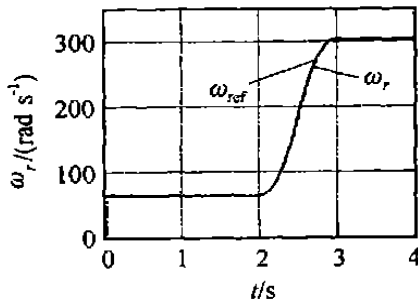
### 5 数值仿真

异步电机参数为: $R_s = 0.435 \ \Omega, R_r = 0.816 \ \Omega, L_s = L_r = 0.0713 \ \text{H}, L_m = 0.06931 \ \text{H}, n_p = 2, J = 0.3 \ \text{kg} \cdot \text{m}^2, \omega_N = 97\pi \ \text{rad/s}$ .根据图1和图2,建立基于精确模型的控制器和具有ESO的控制器.两控制器中相应的增益和参数均相等. $t = 0$ 时,

转速指令和磁链指令分别为  $\omega_{ref} = 20\pi \text{ rad/s}$  及  $\Psi_{ref} = 0.4 \text{ Wb}^2$ , 负载转矩  $T_L = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$ ; 在  $t = 0.5 \sim 1.5 \text{ s}$ ,  $\omega_{ref}$ ,  $\Psi_{ref}$  和  $T_L$  光滑地过渡到  $100\pi \text{ rad/s}$ ,  $0.2 \text{ Wb}^2$  和  $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ . 图 3 给出了  $R_r$  增大 50%, 同时  $L_r$  减少 10% 时控制器的转速跟踪曲线. 若初始条件和参数摄动同上, 而在  $t = 1 \text{ s}$  时,  $\omega_{ref}$ ,  $\Psi_{ref}$  和  $T_L$  阶跃至  $50\pi \text{ rad/s}$ ,  $0.2 \text{ Wb}^2$  和  $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 并在  $t = 2 \text{ s}$  时又阶跃至  $20\pi \text{ rad/s}$ ,  $0.4 \text{ Wb}^2$  和  $10 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 那么显然  $\omega_{ref}$ ,  $\Psi_{ref}$  和  $T_L$  在跳变处均“违背可导条件”. 此时, 控制器 1 无法完成对反馈量的计算, 而控制器 2 仍可正常工作.



(a) 电机参数摄动时, 控制器 1 的转速跟踪曲线



(b) 电机参数摄动时, 控制器 2 的转速跟踪曲线

图 3 控制器转速跟踪曲线

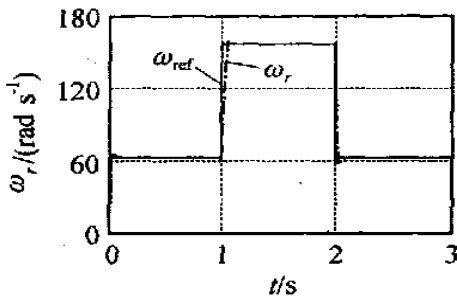


图 4 电机参数摄动和“违背可导条件”同时发生时, 控制器 2 的转速跟踪曲线

从图 3(a) 可以看到, 参数摄动为控制器 1 的跟踪引入了明显的静差. 而图 3(b) 中, 除起动阶段短暂的过渡过程外, 转速跟踪曲线与指令曲线几乎重

合, 也就是说, 控制器 2 完全抵抗了参数摄动的影响.

图 4 给出了控制器 2 的转速跟踪曲线. 图中, 因为电机有一定的转动惯量, 因此实际转速不可能是阶跃性质, 在指令值跳变时, 会出现短暂的过渡过程. 尽管如此, 仍不难从图中看出, 在参数摄动和“违背可导条件”同时发生时, 控制器 2 仍然可以准确地跟踪转速指令.

图 3(a) 说明, 对于基于精确模型设计的控制器, 电机参数摄动和“可导条件”等因素, 会引入稳态误差, 明显降低控制器 1 的跟踪精度. 图 3(b) 和图 4 表明, 由“Backstepping+ ESO”得到的控制器 2, 无需反馈量的具体数学表达式, 即可一揽子解决参数不确定性和“可导条件”的问题, 并能保证稳态跟踪误差收敛于零.

## 6 结 论

本文从设计原理和数字仿真两个方面, 研究了异步电机鲁棒控制器的 Backstepping 设计. Backstepping 设计方法, 可以变换并简化异步电机转速和磁链的跟踪问题. 然而, 在问题得到简化的同时, 扰动方程却变得比较复杂, 涉及诸多的不确定参数. ESO 的引入, 避免了参数辨识, 只利用较少的模型信息, 就可以观测出各个反馈量, 大大增强了控制器的鲁棒性. 将 Backstepping 和 ESO 二者的优势结合起来解决异步电机的鲁棒控制问题, 是具有良好工程应用前景的新途径.

## 参考文献 (References):

- [1] 王勋先, 丁刚, 韩曾晋. 基于反馈线性化的感应电机  $H$  鲁棒控制[J]. 控制与决策, 1999, 14(5): 413-417. (Wang X X, Ding G, Han Z J.  $H$  control approach for induction motors based on the feedback linearization [J]. *Control and Decision*, 1999, 14(5): 413-417.)
- [2] Guang Feng, Lipai Huang, Dongqi Zhu. A robust controller for improving disturbance rejection in speed control of induction motors [A]. *Int Conf on Power Electronics and Drive Systems, Proceedings of PEDS 99* [C]. Hong Kong, 1999. 1: 432-437.
- [3] 张春朋, 林飞, 宋文超, 等. 基于直接反馈线性化的异步电动机非线性控制[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 99-102. (Zhang C P, Lin F, Song W C, et al. Nonlinear control of induction motors based on direct feedback linearization [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(2): 99-102.)

(下转第 289 页)

给出整体解决方案指导下的企业集成平台实施步骤后, 对基于模型的企业集成平台演进进行了讨论 本文的工作对促进企业信息化整体解决方案和集成平台技术的研究具有一定的参考价值

#### 参考文献(References):

- [1] 范玉顺 信息时代企业综合发展框架和信息化整体解决方案[J] 航空制造技术, 2002, (8): 17-22  
(Fan Y S Enterprise development framework in the information age and total solution for information system implementation [J] Aviation Manufacturing Technology, 2002, (8): 17-22 )
- [2] David S L inthicum. Mercator: Next generation application integration [EB/OL] <http://www.mercator.com>, 2002-05-20

- [3] 范玉顺, 吴澄, 石伟 CMS 应用集成平台技术发展现状与趋势[J]. 计算机集成制造系统, 1997, 3(5): 3-8  
(Fan Y S, Wu C, Shi W. The current technical state and development trend of CMS application integration platform [J] Computer Integrated Manufacturing Systems, 1997, 3(5): 3-8 )
- [4] Scheer A W. Architecture of Integrated Information System-Foundations of Enterprise Modeling [M] Berlin: Springer-Verlag, 1992
- [5] Rodin E. Dynamic Enterprise Innovation: Establishing Continuous Improvement in Business [M]. Netherland: BAAN Business Innovation B V, 1998
- [6] 范玉顺, 王刚, 高展 企业建模理论与方法学导论[M] 北京: 清华大学出版社, 2001.

#### (上接第 271 页)

- [4] Darren M Dawson, Jun Hu, Timothy C Burg Nonlinear Control of Electric Machinery [M] New York: Dekker, 1998
- [5] Hualin Tan, Jie Chang Adaptive backstepping control of induction motor with uncertainties [A] Proc of the American Control Conf [C] San Diego, 1999. (1): 1-5
- [6] Hualin Tan, Jie Chang Field orientation and adaptive backstepping for induction motor control [A] IAS Annual Meeting [C] Phoenix, 1999. (4): 2357-2363
- [7] 韩京清 一类不确定对象的扩张状态观测器[J] 控制

与决策, 1995, 10(1): 85-88

(Han J Q. The "extended state observer" of a class of uncertain systems [J] Control and Decision, 1995, 10 (1): 85-88 )

- [8] 高为炳 非线性控制系统导论[M] 北京: 科学出版社, 1988
- [9] Miroslav Krstic, Ioannis Kanellakopoulos, Petar Kokotovic Nonlinear and Adaptive Control Design [M] New York: John Wiley & Sons Inc, 1995

#### (上接第 280 页)

#### 参考文献(References):

- [1] Anderson B D O, Vangpanitlerd S New York Analysis and Synthesis: A Modern Systems Theory Approach [M] NJ: Prentice-Hall, 1973
- [2] Vidyasagar M. Nonlinear Systems Analysis [M] NJ: Prentice-Hall, 1993
- [3] Hadad W M, Bernstein D S Explicit construction of quadratic Lyapunov functions for the small gain, positive, circle and Popov theorems and their application to robust stability [A] Proc of the 30th conf on Decision and Control [C] Brighton, 1991. 2618-2623
- [4] Rolf Johansson, Anders Robertsson Observer-based strict positive real feedback control system design [J] Automatica, 2002, 38, 1557-1564
- [5] Sun W, Khargoneker P P, Shim D. Solution to the

positive real control problem for linear time-invariant systems [J] IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39(10): 2034-2046

- [6] Molander P, Willem s J C Synthesis of state feedback control law with a specified gain and phase margin [J] IEEE Trans on Automatic Control, 1980, 25: 928-931.
- [7] Xie L, Soh Y C Positive real control problem for uncertain linear time-invariant systems [J] Systems Control Letter, 1995, 24: 265-271.
- [8] Xie L, Soh Y C Robust control of linear system with generalized positive real uncertainty [J] Automatica, 1997, 33(5): 963-967.
- [9] Shim D. Equivalence between positive real and norm-bounded uncertainty [J] IEEE Trans on Automatic Control, 1996, 41(8): 1190-1193