

# 双耦合直驱力矩电机自适应 RBF 网络反演控制策略研究

王泰华 王坤非 陈凯彬 姚学召

(河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454000)

**摘要:** 电机作为机械手臂的核心元器件,已成为现代工业应用研究必不可少的技术,而双电机协同运动一直是该研究领域的一大热点。因此为解决多电机协同运动、精确位置跟踪和抗干扰等问题,以当下热门的直驱力矩电机组成双耦合电机系统作为研究对象;首先,进行了精确模型下的反演控制器设计和稳定性分析,证明所设计控制律稳定;其次,在未知模型下进行 RBF 网络反演控制器的设计,通过 Lyapunov 稳定性证明得到所设计系统稳定可靠;最后,以未知模型下的自适应 RBF 网络反演控制器为例,进行 MTALAB/Simulink 仿真分析可知:所设计控制器实现能够较好的位置跟踪、响应速度快,具有很好的应用研究价值。

**关键词:** 直驱力矩电机;双耦合电机;RBF 网络反演控制;位置跟踪

**中图分类号:** TP24; TM273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Study on adaptive RBF inversion control strategy for dual coupled direct drive torque motor system

Wang Taihua Wang Kunfei Chen Kaibin Yao Xuezhao

(Henan Polytechnic University, School of Electrical Engineering and Automationng, Jiaozuo 454000, China)

**Abstract:** Motor as the core components of mechanical arm, has become an indispensable technology in modern industrial applications, and dual motor co-movement has been a hot spot in the field of research. Therefore, in order to solve the problem of multi-motor cooperative motion, precise position tracking and anti-jamming, the current dual-coupled motor system is made as the research object. At first, the inversion controller design and stability Secondly, the design of the RBF network inversion controller is carried out under the unknown model, and the designed system is proved to be stable and reliable by Lyapunov stability. Finally, the adaptive RBF network is modeled by the unknown model. In this paper, Controller, for example, MTALAB / Simulink simulation analysis shows that the design of the controller to achieve a better location tracking, fast response, has a good application of research value.

**Keywords:** direct drive torque motor; dual coupling motor; adaptive RBF inversion control; position tracking

## 0 引言

随着科学和工业技术的不断发展,消费者对产品的性能和质量要求也越来越高,电机作为工业生产中不可或缺的基本元件,相应地人们对多电机同步控制的研究也越来越多<sup>[1]</sup>。文献[2-3]提出了基于模糊 PID 的交差耦合同步控制方式,但不能实现对不确定性双耦合电机系统的精确控制。文献[4]结合不依赖于模型的模糊控制算法,提出一种同步补偿加跟踪补偿的控制策略,而作为非先进控制策略其难以满足对高精度电机耦合系统的控制。文献[5]采用自适应模糊 PID 控制算法,但本文是在单台电机仿真的基础上采用了偏差耦合控制方式,同样也难以实现对该系

统的精确控。

通过对文献[6-7]的查阅和分析,本文提出把力矩电机应用在机械手上,从而构成双耦合电机控制系统。文献[8]针对工程中双馈感应电机转子电流控制器参数整定的问题,提出一种鲁棒控制方法,最后取得了高精度的稳态跟踪和快速的动态响应,并且具有较好的鲁棒性。文献[9]针对多关节机械手轨迹跟踪问题,提出一种神经网络的鲁棒控制,并取得较好的控制效果。文献[10-11]采用基于 Backstepping 的方法,针对不同的机器人模型进行理论和控制器设计,验证了控制算法的可行性。为此,本文通过对文献[12]的控制方法的解析,研究一类双耦合直驱力矩电

机系统自适应反演控制器设计理论分析和稳定性证明,实现对双耦合电机系统的位置期望跟踪的及精确控制。

## 1 双耦合直驱力矩电机数学模型

该双耦合直驱力矩电机运动系统由直驱力矩电机、驱动器、旋转阻尼器以及负载等组成,双耦合直驱力矩电机运动系统示意图如图1所示。

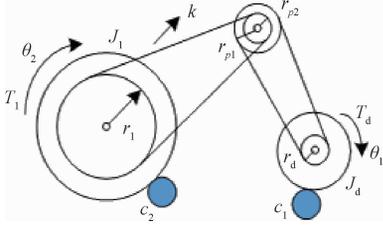


图1 双耦合直驱力矩电机运动系统示意图

如图1所示该运动系统的数学模型为:

$$\begin{cases} J_1 \ddot{\theta}_2 + c_2 \dot{\theta}_2 + k(\theta_2 - g_r^{-1} \theta_1) + T_1 = 0 \\ J_d \ddot{\theta}_1 + c_1 \dot{\theta}_1 - k g_r^{-1} (\theta_2 - g_r^{-1} \theta_1) = T_d \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $J_1$  为负载转动惯量,  $J_d$  为驱动器转动惯量,  $\theta_1$  为驱动器转动角度,  $\theta_2$  为负载转动角度,  $g_r = \frac{r_1 r_{p1}}{r_{p2} r_d}$  为齿轮齿数比,  $T_1$  为外加扰动,  $T_d$  为控制输入,  $c_1$  为驱动器阻尼,  $c_2$  为负载阻尼,  $k = 2k_1 r_1^2$  为扭弹性常数。

外加扰动  $T_1$  的上界为:

$$|T_1| \leq K_B \quad (2)$$

现定义如下:

$$\begin{cases} e = \theta_{2d} - \theta_2 \\ r = \dot{e} + \lambda e \\ \dot{r} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中,  $\theta_{2d}$  为理想负载角度,  $\lambda$  为实数。

由式(1)和(3)可得:

$$\dot{\theta}_2 = \dot{\theta}_{2d} - \dot{e} = \dot{\theta}_{2d} - r + \lambda e$$

$$J_1 \dot{r} = J_1 (\ddot{e} + \lambda \dot{e}) = J_1 (\ddot{\theta}_{2d} - \ddot{\theta}_2) + \lambda J_1 (\dot{\theta}_{2d} - \dot{\theta}_2) = J_1 \ddot{\theta}_{2d} +$$

$$c_2 (\dot{\theta}_{2d} - r + \lambda e) + k(\theta_2 - g_r^{-1} \theta_1) + T_1 + \lambda J_1 (\dot{\theta}_{2d} - \dot{\theta}_2)$$

则:

$$J_1 [\ddot{\theta}_{2d} - \dot{r} + \lambda (\dot{\theta}_{2d} - \dot{\theta}_2)] + T_1 + c_2 (\dot{\theta}_{2d} - r + \lambda e) + k \theta_2 - k g_r^{-1} \theta_1 = 0$$

即:

$$-J_1 \dot{r} + J_1 (\dot{\theta}_{2d} + \lambda \dot{e}) + c_2 (\dot{\theta}_{2d} + \lambda e) -$$

$$c_2 r + k \theta_2 - k g_r^{-1} \theta_1 + T_1 = 0$$

令  $F_1 = J_1 (\dot{\theta}_{2d} + \lambda \dot{e}) + c_2 (\dot{\theta}_{2d} + \lambda e)$ , 则上式可变形为:

$$J_1 \dot{r} = F_1 - c_2 r + k \theta_2 - k g_r^{-1} \theta_1 + T_1 \quad (4)$$

## 2 控制器设计

### 2.1 精确对象的反演控制

1) 考虑误差函数  $r$ , 定义 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} J_1 r^2 \quad (5)$$

则:

$$\dot{V}_1 = r J_1 \dot{r} = r(F_1 - c_2 r + k \theta_2 - k g_r^{-1} \theta_1 + T_1) = -c_2 r^2 + r[F_1 + k(\theta_2 - g_r^{-1} \theta_1) + T_1]$$

为保证  $F_1$  项被消去, 且满足  $\dot{V}_1$  必须小于 0, 则需要使  $(\theta_2 - g_r^{-1} \theta_1)$  项逼近  $-\frac{1}{k}(F_1 + k_1 r)$ 。令  $z = \theta_2 - g_r^{-1} \theta_1$ ,  $z_d = -\frac{1}{k}(F_1 + k_1 r)$ , 则逼近误差为:

$$\eta_1 = z_d - z \quad (6)$$

2) 由式(6), 定义 Lyapunov 函数可得:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \eta_1^2 \quad (7)$$

则:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \eta_1 \dot{\eta}_1 = \eta_1 \dot{\eta}_1 - c_2 r^2 + r[F_1 + k(z_d - \eta_1) + T_1] \quad (8)$$

引入误差  $\eta_2 = u_1 - \dot{z}$ , 取  $F_2 = \dot{z}_d$ , 则:

$$\dot{\eta}_1 = \dot{z}_d - \dot{z} = \dot{z}_d - u_1 + \eta_2 = F_2 - u_1 + \eta_2 \quad (9)$$

设控制律为:

$$\begin{cases} z_d = -\frac{1}{k}(F_1 + k_1 r) \\ u_1 = F_2 + k_2 \eta_1 - k r \\ T_d = -F_3 - k_3 \eta_2 - \eta_1 \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $k_1$ ,  $k_2$  和  $k_3$  均为常数。

由式(9)和(10)得:

$$\dot{V}_2 = r\{F_1 + k[-\frac{1}{k}(F_1 + k_1 r) - \eta_1] + T_1\} + \eta_1(F_2 - u_1 + \eta_2) - c_2 r^2 = -c_2 r^2 - k_1 r^2 - k_2 \eta_1^2 + r T_1 + \eta_1 \eta_2 \quad (11)$$

3) 考虑误差  $\eta_2$ , 定义 Lyapunov 函数可得:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} J_d g_r \eta_2^2 \quad (12)$$

则:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + J_d g_r \eta_2 \dot{\eta}_2 \quad (13)$$

由  $\ddot{z} = \ddot{\theta}_2 - g_r^{-1} \ddot{\theta}_1$  和式(1)所得:

$$T_d = J_d g_r (\ddot{\theta}_2 - \ddot{z}) + c_1 \dot{\theta}_1 - k g_r^{-1} z \quad (14)$$

由  $\eta_2 = u_1 - \dot{z}$  得  $\dot{\eta}_2 = \dot{u}_1 - \ddot{z}$ , 代入式(14)中, 最终得:

$$J_d g_r \dot{\eta}_2 = F_3 + T_d \quad (15)$$

式中:  $F_3 = J_d g_r \dot{u}_1 - J_d g_r \ddot{\theta}_2 - c_1 \dot{\theta}_1 + k g_r^{-1} z$ 。

则由式(11)、(13)和(15)得:

$$\dot{V}_3 = -c_2 r^2 - k_1 r^2 - k_2 \eta_1^2 + r T_1 + \eta_1 \eta_2 + \eta_2 (F_3 + T_d)$$

将控制律(10)代入上式得:

$$\dot{V}_3 = -c_2 r^2 - k_1 r^2 - k_2 \eta_1^2 + r T_1 + \eta_1 \eta_2 + \eta_2 (F_3 - F_3 - k_3 \eta_2 - \eta_1) = -c_2 r^2 - k_1 r^2 - k_2 \eta_1^2 + r T_1 - k_3 \eta_2^2$$

定义:

$$\zeta = [r \quad \eta_1 \quad \eta_2]^T \quad (16)$$

$$K_v = \begin{bmatrix} c_2 + k_1 & & \\ & k_2 & \\ & & k_3 \end{bmatrix} \quad (17)$$

则:

$$\dot{V}_3 = -\zeta^T K_v \zeta + r T_1$$

$$\dot{V}_3 \leq -K_{\min} \|\zeta\|^2 + \|\zeta\| K_B$$

为了使  $\dot{V}_3 \leq 0$ , 需要满足以下条件:

$$\|\zeta\| > \frac{K_B}{K_{\min}} \quad (18)$$

即只要满足式(18)条件。则该控制系统稳定且收敛。

### 2.2 未知模型信息的 REF 神经网络反演控制

由以上对精确模型的分析可知,假如  $F_1, F_2$  和  $F_3$  均是未知情况时,控制式(10)是无法实现的。故针对无模型信息时,引入能够以任意精度实现对非线性函数逼近的 RBF 神经网络<sup>[13-14]</sup>,以实现对  $F_1, F_2$  和  $F_3$  进行逼近。

取

$$\begin{cases} F_1 = W_1^T \varphi_1 + \varepsilon_1 \\ F_2 = W_2^T \varphi_2 + \varepsilon_2 \\ F_3 = W_3^T \varphi_3 + \varepsilon_3 \end{cases}$$

其中  $W_1, W_2, W_3$  分别为 3 个 RBF 网络的权值,  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$  分别为 3 个 RBF 网络的高斯基函数向量,  $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3$  分别为 3 个 RBF 网络的逼近误差,  $\|[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3]\| < \varepsilon_n$  且  $\varepsilon_n$  为正实数。

假设理想的 RBF 网络权值有界,即  $\|W_i\|_F \leq W_M$ 。设计控制律为:

$$\begin{cases} z_d = -\frac{1}{k}(\hat{F}_1 + k_1 r) \\ u_1 = \hat{F}_2 + k_2 \eta_1 - kr \\ T_d = -\hat{F}_3 - k_3 \eta_2 - \eta_1 \end{cases} \quad (19)$$

其中,3 个 RBF 网络的输出分别为  $\hat{F}_1 = \hat{W}_1^T \varphi_1, \hat{F}_2 = \hat{W}_2^T \varphi_2, \hat{F}_3 = \hat{W}_3^T \varphi_3$ 。令实际  $F_i$  与 RBF 网络输出  $\hat{F}_i$  之差为  $\tilde{F}_i = F_i - \hat{F}_i$ 。

则:

$$\tilde{W}_i = W_i - \hat{W}_i$$

定义:

$$\zeta = [r \quad \eta_1 \quad \eta_2]^T$$

$$D = \begin{bmatrix} J_l & & \\ & 1 & \\ & & J_d g_r \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{bmatrix}, \|Z\|_F \leq Z_M$$

$$\hat{Z} = \begin{bmatrix} \hat{W}_1 \\ \hat{W}_2 \\ \hat{W}_3 \end{bmatrix}, \tilde{Z} = Z - \hat{Z}$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_1 & & \\ & \Gamma_2 & \\ & & \Gamma_3 \end{bmatrix}$$

其中,  $\Gamma_i = \Gamma_i^T > 0$ 。

RBF 网络权值自适应律设计为:

$$\dot{\hat{Z}} = \Gamma \varphi \zeta^T - m \Gamma \|\zeta\| \hat{Z} \quad (20)$$

式中:  $\varphi = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \phi_3]^T, m > 0$ 。

证明:

参考 2.1 节对精确模型反演控制律设计过程,这里针对不精确模型,该控制系统中误差包含误差函数  $r$ 、误差  $\eta_1$  和  $\eta_2$  以及 RBF 网络逼近误差  $\tilde{F}_i$ 。故,定义 Lyapunov 函数为:

$$L = \frac{1}{2} \zeta^T D \zeta + \frac{1}{2} tr(\tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \tilde{Z}) \quad (21)$$

则:

$$\dot{L} = J_l \dot{r} + J_d g_r \eta_2 \dot{\eta}_2 + \eta_1 \dot{\eta}_1 + tr(\tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{Z}}) \quad (22)$$

由式(4)和  $z$  以及  $\eta_1$  的相关定义可知:

$$J_l \dot{r} = F_1 - c_2 r + k z + T_1 = F_1 - c_2 r + k(z_d - \eta_1) + T_1$$

将上式和式(9)、式(15)代入式(22)得:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & r[F_1 - c_2 r + k(z_d - \eta_1) + T_1] + \eta_2(F_3 + T_d) + \\ & \eta_1(\eta_2 - u_1 + F_2) + tr(\tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{Z}}) \end{aligned}$$

将控制律式(19)代入上式,得:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & -c_2 r^2 - k_1 r^2 - k_2 \eta_1^2 - k_3 \eta_2^2 + r T_1 + r_1(\tilde{W}_1 \varphi_1 + \varepsilon_1) + \\ & \eta_1(\tilde{W}_2 \varphi_2 + \varepsilon_2) + \eta_2(\tilde{W}_3 \varphi_3 + \varepsilon_3) + tr(\tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{Z}}) \end{aligned}$$

由  $K_v$  和  $\zeta$  定义可知:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & -\zeta^T K_v \zeta + r T_1 + \xi^T \varepsilon + \xi^T \tilde{Z}^T \Phi + tr(\tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{Z}}) \quad \text{其中,} \\ & \varepsilon = [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \varepsilon_3]^T. \end{aligned}$$

因为  $\xi^T \tilde{Z}^T \Phi = tr(\tilde{Z}^T \Phi \xi^T)$ , 所以:

$$\begin{aligned} \dot{L} = & -\xi^T K_v \xi + r T_1 + \xi^T \varepsilon + tr(\tilde{Z}^T \Phi \xi^T + \tilde{Z}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{Z}}) = \\ & -\xi^T K_v \xi + r T_1 + \xi^T \varepsilon + tr(m \tilde{Z}^T \|\xi\| \dot{\tilde{Z}}) = -\xi^T K_v \xi + r T_1 + \\ & \xi^T \varepsilon + m \|\xi\| tr(\tilde{Z}^T (Z - \tilde{Z})) \end{aligned}$$

采用 Schwarz 不等式,则:

$$tr(\tilde{Z}^T (Z - \tilde{Z})) \leq \|\tilde{Z}\|_F \|Z\|_F - \|\tilde{Z}\|_F^2$$

由  $\|\varepsilon(x)\| < \varepsilon_n, |T_1| \leq K_B$ , 且  $\zeta = [r \quad \eta_1 \quad \eta_2]^T, r \leq \|\xi\|$ 。

$$r T_1 + \xi^T \varepsilon \leq K_B \|\xi\| + \varepsilon_n \|\xi\| = \|\xi\| (K_B + \varepsilon_n)$$

$\dot{L} \leq -K_{\min} \|\xi\|^2 + (\varepsilon_n + K_B) \|\xi\| + m \|\xi\| (\|\tilde{Z}\|_F Z_M - \|\tilde{Z}\|_F^2) = -\|\xi\| [K_{\min} \|\xi\| - (\varepsilon_n + K_B) + m \|\tilde{Z}\|_F (\|\tilde{Z}\|_F - Z_M)]$

$K_{\min} \|\xi\| - (\varepsilon_n + K_B) + m \|\tilde{Z}\|_F (\|\tilde{Z}\|_F - Z_M) = K_{\min} \|\xi\| - (\varepsilon_n + K_B) + m (\|\tilde{Z}\|_F - \frac{1}{2} Z_M)^2 - \frac{m}{4} Z_M^2$  所以要使

$\dot{L} < 0$ , 需要满足  $K_{\min} \|\xi\| - (\varepsilon_n + K_B) + m (\|\tilde{Z}\|_F - \frac{1}{2} Z_M)^2 -$

$$\frac{m}{4} Z_M^2 > 0, \text{ 即 } \|\xi\| > \frac{(\varepsilon_n + K_B) + \frac{m}{4} Z_M^2}{K_{\min}}$$

只要满足上述条件,则所设计的控制系统稳定可靠,符合设计要求。

### 3 仿真分析

为验证该控制算法的有效性以及先进性,取双耦合直驱

力矩电机运动系统为研究对象,其动态方程如式(1)所示,并在 MATLAB/Simulink 环境下进行仿真实验<sup>[15]</sup>。本文双耦合直驱力矩电机的数学模型参数如下:  $J_1 = 0.3575, J_d = 0.000425, g_r = 4, c_1 = 0.004, c_2 = 0.05, k = 8.45$ 。

### 3.1 仿真1

针对精确模型,即  $F_1, F_2, F_3$  均为未知时,采用控制律式(10),取  $k_1 = 3.0, k_2 = 3.0, k_3 = 2.0$ 。得到如图2所示位置跟踪图形。

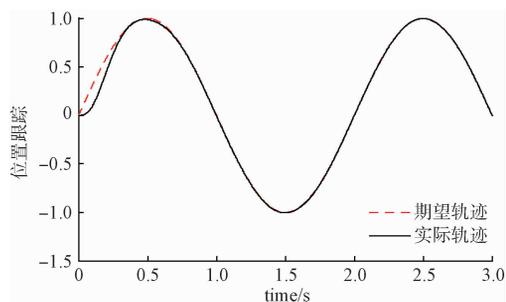


图2 精确模型下的位置跟踪

### 3.2 仿真2

当在未知模型情况下,即  $F_1, F_2, F_3$  是未知时,采用所设计的控制律式(19),令  $k_1 = 9, k_2 = 9, k_3 = 6$ 。所设计的RBF神经网络权值自适应律式(20)中,令  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_3 = 0.01, m = 0.01$ 。取网络输入  $x = [r \quad z \quad \dot{z}]^T$ ,仿真结果如图3~5所示。

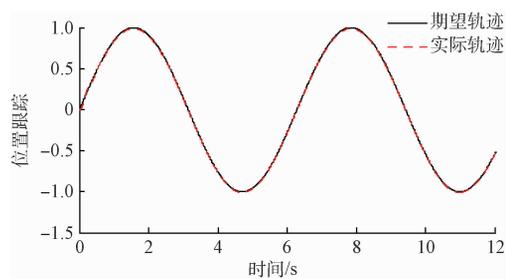


图3 未知模型下的位置跟踪

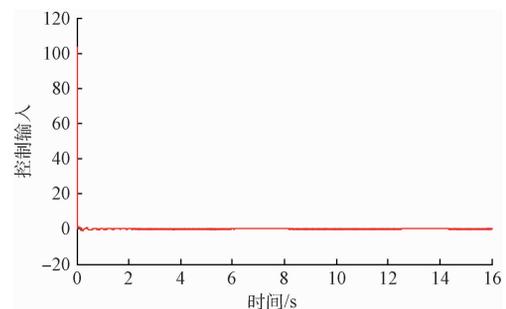


图4 未知模型下的控制输入

针对仿真对象数学模型式(1),进行了以上两种仿真实验:仿真1对精确模型进行反演控制器设计,并用

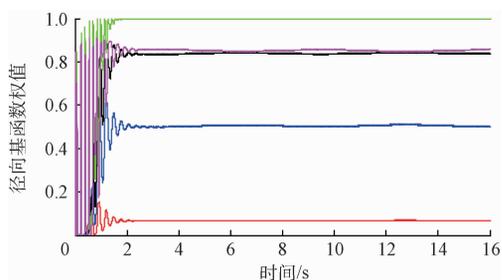


图5 未知模型下的权值变化

Lyapunov 函数进行证明所设计系统稳定收敛,从图1可以看到在 0.32 s 左右开始跟踪目标,从整体来看该控制器对目标函数位置跟踪良好,响应快捷;仿真2对未知模型进行控制器设计,并针对函数逼近问题引入 RBF 神经网络,且通过 Lyapunov 函数证明所设计的控制算法稳定,由图2~4的信息可知,该算法对未知模型的跟踪问题能取得很好的效果。

## 4 结 论

本文以现在热门的直驱技术为背景,查阅相关资料可知:直驱力矩电机可以替代传统的“电动机+减速器”伺服系统,这为我国机器人产业的创新发展提供了参考建议,并应用在该机械臂上的双耦合直驱力矩电机为研究对象;分别进行了精确模型下的反演控制算法研究和未知模型下的 RBF 神经网络反演控制算法研究,经理论证明和 MATLAB/Simulink 仿真取得如下结论。

1)通过对直驱力矩电机的相关研究可知,该技术在工业机器人方面的应用拥有广阔的前景,其中直驱力矩电机是取代减速器、增加机器人产业值以及带动机器人产业创新的理想器件。

2)依据稳定性证明,可知本文所设计的控制算法合理且稳定可靠,适合该类系统的相关研究。

3)针对精确模型和未知模型本文分别进行控制算法研究,且在未知模型时引入 RBF 神经网络,所设计控制器响应速度快、对位置跟踪效果较好,相关学习人员可以针对实际需要进行选择适合的算法。

## 参考文献

- [1] LIN F J, CHOU P H, HEN C S, et al. DSP-based cross-coupled synchronous control for dual linear motors via intelligent complementary sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 1061-1073.
- [2] 杨晨娜,张怡. 双电机同步控制系统的设计与仿真[J]. 工业控制计算机, 2009(1): 36-37.
- [3] 潘亮. 基于模糊控制的多电机同步控制方法研究[D]. 上海: 东华大学, 2016.

- [4] 王延博, 佃松宜, 向国菲. 基于新型模糊补偿器的多电机同步控制研究[J]. 计算机仿真, 2016(2): 389-392, 437.
- [5] 王桂英, 程向向. 双无刷直流电机同步系统的仿真研究[J]. 电气传动自动化, 2015(1): 1-5.
- [6] 王延觉, 杨凯. 低速大力矩直接驱动电动机研究与应用进展[J]. 微特电机, 2007(5): 46-49.
- [7] 贾帅. 工业机器人直接驱动技术研究[D]. 太原: 中北大学, 2015.
- [8] 马晓阳, 杨洪耕, 曾果, 等. 采用内模控制理论的双馈感应风机鲁棒控制器设计[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(11): 2528-2535.
- [9] 杨金龙. 双关节机械手的神经网络鲁棒控制仿真研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2012.
- [10] 徐传忠, 王永初, 杨冠鲁. 多关节机器人的反演自适应模糊滑模控制[J]. 电气自动化, 2011, 33(2): 28-31.
- [11] 张晓霞. 基于 Backstepping 的几类机器人控制研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2012.
- [12] OGNJEN K, NITIN S, FRANK L L, et al. Design and implementation of industrial neural network controller using backstepping[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(1): 193-201.
- [13] 邵婷婷, 张博超, 周美丽, 等. 基于 RBF 神经网络的测斜仪方位角校正研究[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(2): 77-79.
- [14] 严玥, 江赞, 严实. 利用 RBF 网络的火电厂氮氧化物浓度检测方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 30(1): 45-50.
- [15] 王坤非, 王泰华, 姚学召, 等. 基于 MATLAB/Simulink FIR 数字滤波器设计不同实现方法研究[J]. 电子测量技术, 2017, 40(1): 17-20.

### 作者简介

**王泰华**, 1976 年出生, 硕士, 副教授、硕士生导师、教研办主任, 研究方向为工业过程控制、工矿自动化。

E-mail: wangth@hpu.edu.cn

**王坤非**, 1991 年出生, 硕士研究生, 研究方向为工业过程控制、机器人智能控制和图像处理与识别。

E-mail: wkfzyx@163.com