

# 速度指定位置跟踪双永磁同步电动机的反推控制

王家军

(杭州电子科技大学 自动化学院, 浙江 杭州 310018)

**摘要:** 随着工业技术的发展, 许多复杂的产品很难利用一台单独的电机进行生产. 多电机系统的协调控制已经成为永磁同步电动机控制系统的一项关键技术. 首先, 将反推控制应用于永磁同步电动机的速度指定位置跟踪控制. 速度指定控制方法可以在永磁同步电动机位置控制中增加一个速度控制自由度. 其次, 利用简化交叉耦合控制方法在双永磁同步电动机同步控制中实现其协调控制. 该方法可以在双电机控制中减小由于速度指定控制而导致的异步问题的影响. 最后, 论文给出的仿真结果证明了设计方法的正确性和有效性.

**关键词:** 速度指定位置跟踪; 永磁同步电动机; 反推控制; 交叉耦合控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

## Backstepping control for double permanent-magnet synchronous motors with speed-assigned position-tracking

WANG Jia-jun

(School of Automation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou Zhejiang 310018, China)

**Abstract:** With the development of the industrial technology, many complex products cannot be manufactured with a single motor. The coordination control for multi-motor systems has become a key technology in permanent-magnet synchronous motor (PMSM) control systems. Firstly, the speed-assigned position-tracking control of PMSM is designed with backstepping control method, in which the speed-assigned position-tracking control is implemented by adding a speed-control freedom in the position control of the PMSM. Secondly, a simplified cross-coupled control (CCC) is employed in the synchronous control of double PMSMs to realize their coordination for reducing the asynchronous effect caused by the speed-assigned method in double-motor control. Simulation results demonstrate the validity and effectiveness of the proposed control design.

**Key words:** speed-assigned position-tracking; permanent-magnet synchronous motor; backstepping control; cross-coupling control

### 1 引言(Introduction)

永磁同步电动机(permanent-magnet synchronous motor, PMSM)作为一种应用非常广泛的交流伺服电动机在精确运动控制领域具有非常重要的作用. 与直流电动机和感应电动机相比, 永磁同步电动机具有效率高、结构紧凑、高转矩电流比、高转矩体积比、机械结构简单和易于维护等优点<sup>[1-2]</sup>. 当前人们对于永磁同步电动机控制的研究主要可以概括为3个方面: 第1是增强驱动系统控制的鲁棒性; 第2是提高系统控制的精度; 第3是提高系统的性价比. 具体永磁同步电动机控制的研究可以分为3类: 位置控制、速度控制和转矩控制. 随着工业技术的发展, 很多复杂的产品很难由一台单独的电机生产制造, 多电机协调控制已经

成为永磁同步电动机控制的一项非常关键的技术<sup>[3-4]</sup>. 本文将一种新颖的速度指定位置控制方法应用于单台永磁同步电动机的位置跟踪控制, 并利用反推控制一步一步实现控制器的设计. 为了实现双永磁同步电动机的控制, 本文采用简化交叉耦合控制方法实现了双永磁同步电动机的同步协调控制.

位置跟踪控制是永磁同步电动机在工业应用中一个非常重要的方面. 众所周知, 采用传统的位置控制方法, 电机的转速是不可以被外部变量所控制的. 也就是说, 电机的转速作为位置的微分, 利用传统的控制方法电机的转速无法进行另外的独立控制. 在永磁同步电动机位置跟踪控制过程中, 如果在位置控制器的设计过程中增加一个速度控制的自由度, 则位置跟

踪控制的灵活性将会大大的增加. 在永磁同步电动机位置跟踪过程中, 如何增加一个速度控制的自由度是本文所要研究的关键问题.

跟踪控制问题是现代控制理论研究的一个重要方面<sup>[5-6]</sup>. 一般情况下, 跟踪控制问题可以分为两类控制问题, 即轨迹跟踪控制和路径跟踪控制<sup>[6-7]</sup>. 轨迹跟踪的目标是使系统的状态到达并跟踪一个基于时间的给定参考信号. 而路径跟踪的目标是使系统状态到达并跟踪一个没有时间约束的路径(即该路径没有时间、速度和加速度的约束)<sup>[8]</sup>. 轨迹跟踪可以看作是路径跟踪的一种即有时间又有速度约束的情况. 在永磁同步电动机位置跟踪控制的过程中, 电动机的位置跟踪误差与跟踪的速度具有直接的关系. 如果在位置跟踪的过程中, 人为地降低跟踪的速度, 通过这种方法则可以提高系统跟踪的精度. 本文在位置控制过程中增加速度控制自由度的思路来源于文献[6]中关于路径跟踪控制的设计.

反推控制是一种非线性反馈递推设计方法<sup>[2,9]</sup>, 其最大的特点是利用虚拟状态变量使得高阶非线性系统的控制设计更加简单, 通过一步一步的李雅普诺夫函数设计获得最终的控制器. 当前反推控制被广泛应用于电机控制系统设计中. 文献[2]将自适应反推控制应用无速度传感器永磁同步电动机控制系统, 反推控制器可以获得良好的动静态性能. 文献[10]基于输入输出反馈线性化将自适应反推控制应用于永磁同步电动机驱动系统, 反推控制器对于系统参数的不确定性和负载转矩干扰具有较好的鲁棒性. 文献[11]利用自适应反推控制实现了永磁同步电动机对于时变信号的跟踪, 跟踪误差不受系统参数变化和外部干扰的影响, 并且能够渐近收敛到给定参考信号. 文献[12]将自适应反推控制应用于压电驱动器的精确轨迹跟踪控制, 反推控制器不但可以实现目标轨迹的渐进跟踪, 并且通过控制参数的调节可以改变跟踪误差的收敛速度.

在多电机控制系统中, 通常每台电机需要一个独立的控制器. 这种控制方法将会导致不同电机之间控制的异步现象. 在轮廓轨迹跟踪控制的过程中, 系统的运动是多台电机同步协调控制的结果. 独立的电机控制在该情况下不仅会降低整体的系统加工性能, 同时也会降低设备生产的效率<sup>[13]</sup>. 文献[14]提出的交叉耦合控制考虑了多电机控制之间的共同动态性能, 这种控制方法可以提高多电机系统中的同步控制性能. 在双永磁同步电动机的速度指定位置跟踪过程中, 如果两台电机分别采用独立控制器, 在两台电机的位置之间将产生很大的相位差. 因此在双永磁同步电动机之间的协调控制中, 必须解决其位置跟踪的异步问题. 本文将简化交叉耦合控制方法应用于双永磁同步电动机的协调控制, 该方法可以有效解决双永磁同步电

动机控制的异步问题.

## 2 永磁同步电动机的数学模型(Mathematical model of the PMSM)

本文所研究永磁同步电动机为典型隐极式永磁同步电动机. 基于转子 $d$ - $q$ 轴的数学模型如式(1)-(4)所示(假定 $L = L_q = L_d$ )

$$\dot{\theta} = \omega, \quad (1)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} \left( \frac{3p\phi_f}{2} i_q - B\omega - T_L \right), \quad (2)$$

$$\dot{i}_d = -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L} u_d, \quad (3)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L} i_q - p\omega i_d - \frac{p\phi_f}{L} \omega + \frac{1}{L} u_q, \quad (4)$$

其中:  $\theta$ 为转子角度,  $\omega$ 为电机的机械角速度,  $R$ 为定子相电阻,  $L$ 为定子相电感,  $i_d, i_q$ 是 $d$ - $q$ 轴电流,  $u_d, u_q$ 是 $d$ - $q$ 轴电压,  $p$ 是电机的极对数,  $\phi_f$ 为永磁磁通,  $J$ 为转子的转动惯量,  $B$ 为粘滞摩擦系数,  $T_L$ 为负载转矩. 在位置控制中, 负载转矩常常是未知的. 在低速情况下, 位置跟踪的性能受负载转矩的影响很大. 在位置跟踪控制设计的过程中增加对于未知负载转矩的估计, 对于提高位置跟踪的性能具有重要的意义.

在永磁同步电动机磁场定向控制(或者矢量控制)中, 通常直轴电流 $i_d$ 设定为零. 因此永磁同步电动机的模型(1)-(4)可以简化为如下方程式:

$$\dot{\theta} = \omega, \quad (5)$$

$$\dot{\omega} = -a_1\omega + a_2i_q - d, \quad (6)$$

$$\dot{i}_q = -a_3\omega - a_4i_q + bu_q, \quad (7)$$

其中:  $a_1 = \frac{B}{J}$ ,  $a_2 = \frac{k_T}{J}$ ,  $a_3 = \frac{p\phi_f}{L}$ ,  $a_4 = \frac{R}{L}$ ,  $d = \frac{T_L}{J}$ ,  $b = \frac{1}{L}$ ,  $k_T = \frac{3p\phi_f}{2}$ .

**注1** 在永磁同步电动机控制过程中, 除了未知负载转矩 $T_L$ 、转动惯量 $J$ 、相电阻 $R$ 、粘滞摩擦系数 $B$ 、相电感 $L$ 和转子永磁磁通 $\phi_f$ 都存在一定程度的不确定性. 本文只考虑负载转矩 $T_L$ 作为未知量, 其他量都认为是常数. 如果考虑 $J, R, B, L$ 和 $\phi_f$ 的参数自适应设计可以参考文献[11]. 利用自适应反推控制可以很容易实现 $J, R, B, L$ 和 $\phi_f$ 的自适应参数设计, 因此本文可以不考虑 $J, R, B, L$ 和 $\phi_f$ 这些参数的变化.

## 3 速度指定位置跟踪控制(Speed-assigned position tracking control design)

### 3.1 控制器设计(Controller design)

**假设1**  $\theta_d$ 为永磁同步电动机的给定参考位置信号, 假设 $\theta_d$ , 一次微分 $\dot{\theta}_d$ , 二次微分 $\ddot{\theta}_d$ 和三次微分 $\dddot{\theta}_d$ 存在并且有界.

在一般电机控制设计中, 电机转子的位置 $\theta$ 和参考位置 $\theta_d$ 都是时间的函数. 当前的位置跟踪都可以称为时间指定轨迹跟踪控制. 时间指定位置跟踪控制可以解释为控制对象跟踪某一参考信号在某一特定的时

间到达某一特定的位置. 时间指定位置跟踪控制可以用以下方程式描述:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} |\eta(t)| = \lim_{t \rightarrow +\infty} |\theta_d(t) - \theta(t)| = 0, \quad (8)$$

其中 $\eta(t)$ 为位置跟踪误差.

与时间指定位置跟踪相比较, 速度指定位置跟踪是指在某一特定的位置满足某一特别给定的速度. 如果参考位置信号 $\theta_d(t)$ 设定为一个间接时间函数, 假定为 $\gamma(t)$ 的函数. 也就是说, 给定参考位置信号表示为 $\theta_d(\gamma(t))$ , 其中 $\gamma(t)$ 为时间的函数. 通过这种处理方法, 在永磁同步电动机位置跟踪的过程中则可以增加一个速度控制的自由度. 速度指定位置跟踪控制实现的条件可以用如下方程式描述:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} |\eta(t)| = \lim_{t \rightarrow +\infty} |v_d(\theta_d(t), t) - \dot{\gamma}(t)| = 0, \quad (9)$$

其中:  $v_d(\theta_d(t), t)$ 为在不同位置的指定速度,  $\eta(t)$ 为速度指定跟踪误差. 方程式(9)从实现的角度可以表示为

$$\dot{\gamma}(t) = v_d(\theta_d(t), t) - \eta(t). \quad (10)$$

与速度指定位置跟踪控制相对应, 加速度指定位置跟踪控制可以表示为下面方程式:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} |\eta(t)| = \lim_{t \rightarrow +\infty} |a_d(\dot{\theta}_d(t), \theta_d(t), t) - \ddot{\gamma}(t)| = 0, \quad (11)$$

其中 $a_d(\dot{\theta}_d(t), \theta_d(t), t)$ 为在特定位置的指定加速度.

为简化书写, 本文后面部分将用 $\gamma, v_d, \eta, \theta_d^\gamma, \theta_d^{\gamma^2}, \theta_d^{\gamma^3}$ 代表 $\gamma(t), v_d(\theta_d(t), t), \eta(t), \frac{\partial \theta_d(\gamma)}{\partial \gamma}, \frac{\partial^2 \theta_d(\gamma)}{\partial \gamma^2}, \frac{\partial^3 \theta_d(\gamma)}{\partial \gamma^3}$ .

基于永磁同步电动机的简化模型(5)–(7), 利用反推控制进行控制器的设计, 速度指定位置控制器的设计可以分为3步.

**步骤1** 永磁同步电动机的位置跟踪误差可以表示为如下形式:

$$x_1 = \theta - \theta_d(\gamma), \quad (12)$$

第1步李雅普诺夫函数可以设计为

$$V_1 = \frac{1}{2}x_1^2. \quad (13)$$

跟踪误差 $x_1$ 的微分可以计算为

$$\dot{x}_1 = \omega - \theta_d^\gamma \dot{\gamma} = \omega - \theta_d^\gamma (v_d - \eta). \quad (14)$$

**注2** 式(14)中的指定速度 $v_d$ 不是永磁同步电动机的实际给定速度, 实际给定速度是 $\theta_d^\gamma v_d$ , 电机速度指定是通过 $v_d$ 间接指定, 也就是说速度指定控制中速度环的外部速度给定还是要受位置环输出的约束. 受实际电机额定速度的约束, 指定速度 $v_d$ 的选择必须满足 $|v_d| \leq |\frac{\omega_N}{\theta_d^\gamma}|$ .

选择 $x_2$ 为虚拟状态变量, 并可以表示为

$$x_2 = k_1 x_1 + \omega - \theta_d^\gamma v_d, \quad (15)$$

其中 $k_1 > 0$ . 则方程式(14)可以表示为如下形式:

$$\dot{x}_1 = -k_1 x_1 + x_2 + \theta_d^\gamma \eta. \quad (16)$$

第1步李雅普诺夫函数的微分可以表示为

$$\dot{V}_1 = -k_1 x_1^2 + x_1 x_2 + x_1 \theta_d^\gamma \eta. \quad (17)$$

**步骤2** 第2步李雅普诺夫函数可以设计为

$$V_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2. \quad (18)$$

第2步李雅普诺夫函数的微分可以计算为

$$\dot{V}_2 = -k_1 x_1^2 + x_1 x_2 + x_1 \theta_d^\gamma \eta + x_2 \dot{x}_2, \quad (19)$$

其中 $x_2$ 的微分可以由式(15)计算得到,

$$\dot{x}_2 = k_1(-k_1 x_1 + x_2 + \theta_d^\gamma \eta) - a_1 \omega + a_2 i_q - d - \theta_d^\gamma \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^2} v_d^2 + \theta_d^{\gamma^2} v_d \eta. \quad (20)$$

选择虚拟状态变量 $x_3$ 如下面形式:

$$x_3 = (1 - k_1^2)x_1 + (k_1 + k_2)x_2 - a_1 \omega + a_2 i_q - \hat{d} - \theta_d^\gamma \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^2} v_d^2, \quad (21)$$

其中 $k_2 > 0$ .  $\tilde{d} = d - \hat{d}$ 为估计误差, 其中 $\hat{d}$ 为 $d$ 的估计值. 由式(6)中 $d$ 的定义可知,  $d$ 的物理意义为电机加速度扰动. 由 $d$ 的估计值 $\hat{d}$ 可以得到负载转矩的估计值为 $\hat{T}_L = J\hat{d}$ .

**假设2** 在机电控制系统中, 机械量的动态变化要大大慢于电气量的变化, 因此可以假定永磁同步电动机的负载转矩满足 $T_L = 0^{[15]}$ , 则可以得到 $\dot{d} = 0$ .

根据前面的计算和假设2, 第2步李雅普诺夫函数可以表示为如下方程式:

$$\dot{V}_2 = -k_1 x_1^2 - k_2 x_2^2 + x_2 x_3 - x_2 \tilde{d} + x_1 \theta_d^\gamma \eta + x_2 (k_1 \theta_d^\gamma + \theta_d^{\gamma^2} v_d) \eta. \quad (22)$$

**步骤3** 第3步李雅普诺夫函数可以设计如下方程式:

$$V_3 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 + \frac{1}{2}x_3^2 + \frac{1}{2}\tilde{d}^2 + \frac{1}{2}\eta^2. \quad (23)$$

第3步李雅普诺夫函数的微分可以计算为

$$\dot{V}_3 = -k_1 x_1^2 - k_2 x_2^2 + x_2 x_3 + x_3 \dot{x}_3 - x_2 \tilde{d} + x_1 \theta_d^\gamma \eta + x_2 (k_1 \theta_d^\gamma + \theta_d^{\gamma^2} v_d) \eta + \tilde{d} \dot{\tilde{d}} + \eta \dot{\eta}. \quad (24)$$

根据方程式(21), 虚拟状态变量 $x_3$ 的微分可以计算为下面方程式:

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 = & (1 - k_1^2)(-k_1 x_1 + x_2 + \theta_d^\gamma \eta) + (k_1 + k_2)[k_1(-k_1 x_1 + x_2 + \theta_d^\gamma \eta) - a_1 \omega + a_2 i_q - d - \theta_d^\gamma \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^2} v_d^2 + \theta_d^{\gamma^2} v_d \eta] - a_1(-a_1 \omega + a_2 i_q - d) + a_2(-a_3 \omega - a_4 i_q + b u_q) - \dot{\tilde{d}} - \theta_d^\gamma \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^2} \dot{v}_d (v_d - \eta) - 2\theta_d^{\gamma^2} v_d \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^3} v_d^2 (v_d - \eta). \end{aligned} \quad (25)$$

到此, 控制变量 $u_q$ 则可以设计为如下形式:

$$u_q = -\frac{1}{a_2 b} [-k_1(1 + k_1 k_2)x_1 + (k_1 k_2 + 2)x_2 + (k_1 + k_2 - k_3 - a_1)x_3 + (a_1^2 - k_1 a_1 - k_2 a_1 - a_2 a_3)\omega + (k_1 a_2 + k_2 a_2 - a_1 a_2 - a_2 a_4)i_q - (k_1 + k_2)(\theta_d^\gamma \dot{v}_d + \theta_d^{\gamma^2} v_d^2) - \theta_d^\gamma \ddot{v}_d - 3\theta_d^{\gamma^2} v_d \dot{v}_d - \theta_d^{\gamma^3} v_d^3 - (k_1 + k_2 - a_1)\hat{d}], \quad (26)$$

其中  $k_3 > 0$ . 同时未知量  $d$  的估计  $\hat{d}$  和速度指定跟踪误差  $\eta$  满足如下两个方程式:

$$\dot{\hat{d}} = -x_2 - (k_1 + k_2 - a_1)x_3, \quad (27)$$

$$\dot{\eta} = -k_4 \eta - x_1 \theta_d^\gamma - x_2 (k_1 \theta_d^\gamma + \theta_d^{\gamma^2} v_d) - x_3 [(1 + k_1 k_2) \theta_d^\gamma + (k_1 + k_2) \theta_d^{\gamma^2} v_d + \theta_d^{\gamma^2} \dot{v}_d + \theta_d^{\gamma^3} v_d^2], \quad (28)$$

其中  $k_4 > 0$ . 利用式(26)–(28), 第3步李雅普诺夫函数可以表示为

$$\dot{V}_3 = -k_1 x_1^2 - k_2 x_2^2 - k_3 x_3^2 - k_4 \eta^2. \quad (29)$$

由式(29), 可得  $\dot{V}_3 \leq 0$ . 根据Barbalat's引理<sup>[16]</sup>, 可以得到当  $t \rightarrow +\infty$  时,  $V_3 \rightarrow 0$ . 因此可以实现  $\theta - \theta_d \rightarrow 0$ , 并且速度指定跟踪误差  $\eta \rightarrow 0$ .

根据前面的控制设计, 可以得出如下定理:

**定理 1** 对于永磁同步电动机简化模型方程(5)–(7)(26)中的控制器  $u_q$  以及不确定估计方程(27)和速度指定位置跟踪误差方程(28)可以实现永磁同步电动机的速度指定位置跟踪控制.

定理1的证明可以由前面的推导过程直接获得, 本文不做进一步的证明.

### 3.2 仿真结果与分析(Simulation result and analysis)

永磁同步电动机的参数如表1所示. 由表1可得出

电机的模型参数:  $a_1 = 0.5, a_2 = 4900, a_3 = 26.13, a_4 = 80, b = 40$ .

控制参数  $k_1, k_2, k_3$  和  $k_4$  的选择对于实现速度指定位置跟踪控制的性能是非常重要的. 控制参数的选择可以分为3步:

1) 将参数  $k_3$  和  $k_4$  设定为零. 调整参数  $k_1$  和  $k_2$ , 实现永磁同步电动机的普通反推控制位置跟踪.

2) 将参数  $k_4$  设定为零. 调整参数  $k_3$ , 在实现负载转矩估计的基础上实现普通位置跟踪控制.

3) 调整参数  $k_4$ , 实现速度指定位置跟踪控制.

根据上面的控制参数调整原则, 控制参数数据选择为  $k_1 = 8, k_2 = 250, k_3 = 3200, k_4 = 20000$ .

永磁同步电动机速度指定位置跟踪控制的结构图如图1所示. 下面给出了3种情况的仿真, 在仿真中, 给定参考位置设定为  $\theta_d(\gamma) = \sin \gamma \text{ rad}$ ,  $\gamma(0)$  的初始值设定为零. 电机的初始位置设定为  $\theta(0) = 1 \text{ rad}$ . 未知负载转矩  $T_L$  假定为一个周期为5 s的梯形波.

表1 永磁同步电动机参数  
Table 1 Parameters of the PMSM

参数	额定数据
额定功率 $P_N$	0.75 kW
额定电压 $V_N$	220 V
额定电流 $I_N$	2.3 A
额定转速 $\omega_N$	3000 r · min <sup>-1</sup>
额定转矩 $T_N$	2.4 N · m
转矩常数 $k_T$	0.98 N · m · A <sup>-1</sup>
极对数 $p$	4
定子相电阻 $R$	2 Ω
定子相电感 $L$	25 mH
摩擦系数 $B$	0.0001 N · m · s · rad <sup>-1</sup>
转动惯量 $J$	0.0002 kg · m <sup>2</sup>

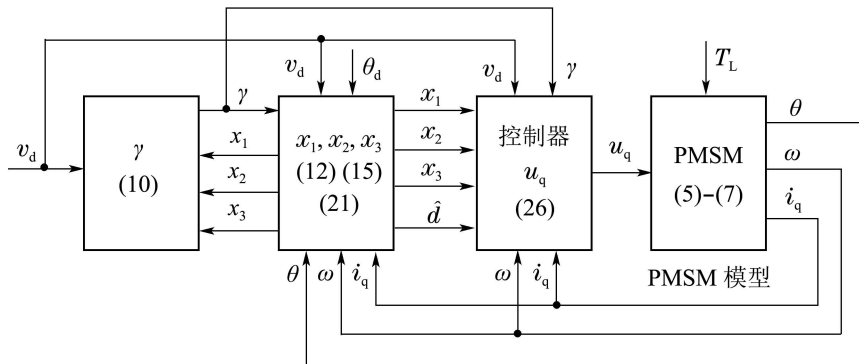


图 1 永磁同步电动机速度指定位置跟踪的结构图

Fig. 1 The structure of the speed-assignment position tracking control of PMSM

为了进行位置的跟踪, 可以根据实际位置的需求对于指定速度  $v_d$  进行设定, 本文假定给定速度为正弦函数的方式. 在第1种情况, 速度指定值为  $v_d =$

$15 \sin t \text{ rad/s}$ . 仿真结果如图2所示. 在第2种情况, 速度指定值为  $v_d = 10 \sin t \text{ rad/s}$ , 仿真结果如图3所示. 在第3种情况, 速度指定值为  $v_d = 5 \sin t \text{ rad/s}$ ,

仿真结果如图4所示.

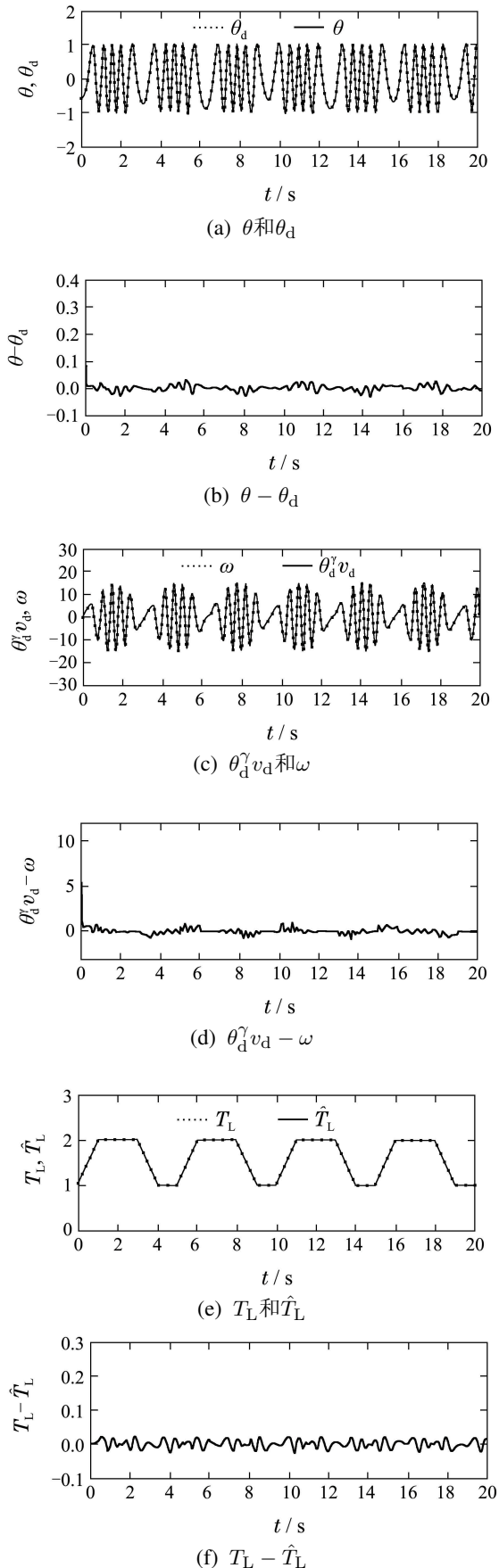


图2  $v_d = 15 \sin t \text{ rad/s}$ 时的仿真结果

Fig. 2 Simulation results with  $v_d = 15 \sin t \text{ rad/s}$ .

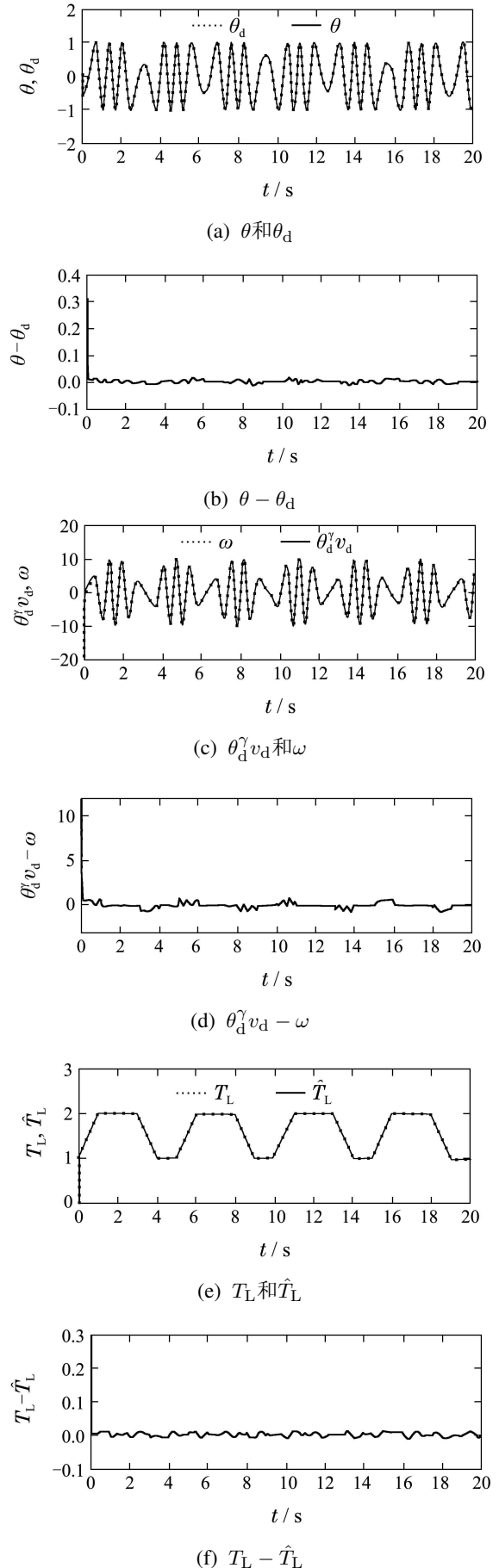


图3  $v_d = 10 \sin t \text{ rad/s}$ 时的仿真结果

Fig. 3 Simulation results with  $v_d = 10 \sin t \text{ rad/s}$

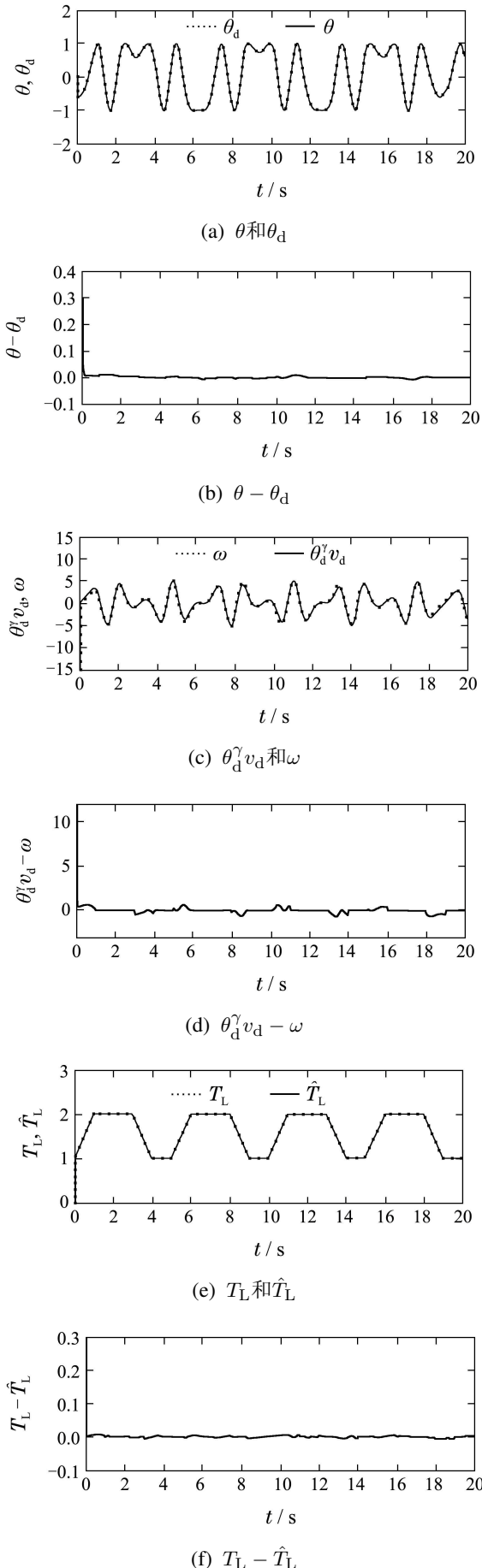


图 4  $v_d = 5 \sin t \text{ rad/s}$ 时的仿真结果

Fig. 4 Simulation results with  $v_d = 5 \sin t \text{ rad/s}$

在图2-4中, 图(a)表示电机的实际位置和给定参考位置 $\theta$ 和 $\theta_d$ , 图(b)表示位置跟踪误差 $\theta - \theta_d$ , 图(c)表示 $\theta_d^\gamma v_d$ 和 $\omega$ , 图(d)表示速度指定跟踪误差 $\theta_d^\gamma v_d - \omega$ , 图(e)表示实际负载转矩和估计负载转矩 $T_L$ 和 $\hat{T}_L$ , 图(f)表示 $T_L - \hat{T}_L$ .

根据以上仿真结果, 可以看出永磁同步电动机速度指定位置跟踪具有良好的位置跟踪性能. 电动机的速度可以指定为特定的时间函数或者固定值. 在保证位置跟踪的情况下, 电动机能够实现指定速度的跟踪控制. 负载转矩的估计也具有较高的精度. 图5中的仿真结果表明在位置跟踪的过程中, 通过降低跟踪速度可以提高位置跟踪的精度. 这种控制策略对于永磁同步电动机的位置跟踪具有非常重要的应用价值.

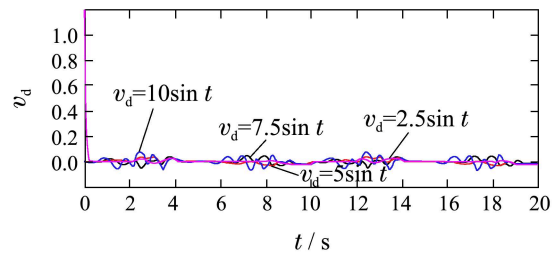
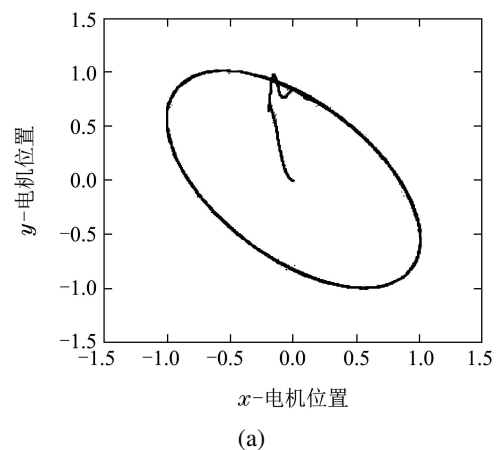
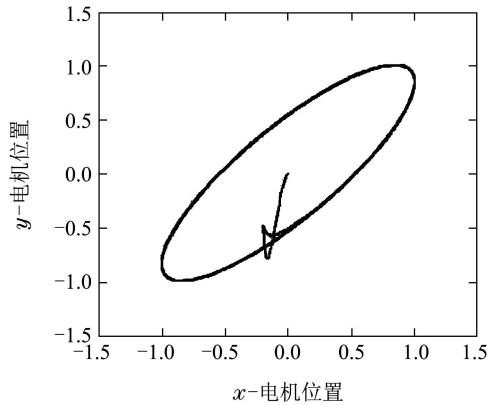


图 5 不同指定速度情况下的仿真结果

Fig. 5 Simulation results with different assigned speed

在双永磁同步电动机位置跟踪控制的过程中, 时间或者相位的同步是非常重要的. 然而由仿真结果可以看出, 在速度指定位置跟踪的过程中, 双永磁同步电动机之间会存在一定的时间或者相位的不同步. 在图6中, 两台电机的初始时间函数都设定为 $\gamma(0) = 0$ , 速度指定为 $v_d = 10 \text{ rad/s}$ , 跟踪的轮廓为一个单位圆. 图6(a)为一个左高右低的椭圆, 这种情况下在稳态时 $x$ 轴电机滞后于 $y$ 轴电机 $0.4 \text{ rad}$ . 当 $y$ 轴电机的初始时间函数设定为 $\gamma(0) = -\pi$ 时, 仿真结果如图6(b), 电机运行的轮廓为左低右高的椭圆. 在这种情况下, 在稳态时 $x$ 轴电机超前于 $y$ 轴电机 $2.15 \text{ rad}$ .





(b)

图6 存在异步问题的双电机速度指定位置跟踪控制的仿真  
Fig. 6 Simulation results of speed-assigned position tracking control of double motor with asynchronous problem

**注3** 在双永磁同步电动机位置跟踪的过程中, 速度指定方法将导致两台电机之间运行的异步问题. 这种情况在多电机协调控制中必须有效解决.

#### 4 双电机速度指定位置跟踪控制的设计 (Control design of double motors with speed-assigned position tracking)

图7中给出了双永磁同步电动机速度指定位置跟踪交叉耦合控制的结构. 在图7中, 耦合增益 $c_x$ ,  $c_y$ 和 $c_k$ 为 $\gamma_x$ 和 $\gamma_y$ 的非线性函数. 耦合增益不但与时间有关, 同时也和电机的位置有关, 关于耦合增益的调节可以参考文献[13].

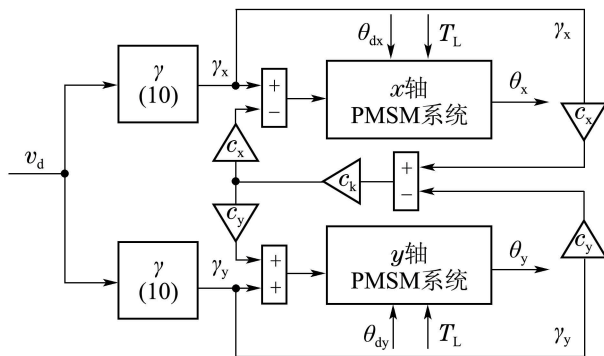


图7 双电机速度指定位置跟踪的交叉耦合控制结构

Fig. 7 Cross-coupled control structure of double motors with speed-assigned position tracking

为了简化交叉耦合控制的设计, 交叉耦合增益给定 $c_x = c_y = 1$ ,  $c_k = 0.5$ . 这仅仅说明简化交叉耦合控制可以解决双永磁同步电动机速度指定位置导致的两台电动机控制中的异步问题. 进一步的研究可以在此基础上展开.

为了验证交叉耦合控制的有效性, 两台永磁同步电动机的数据如表1所示. 两台电机用于协调控

制实现单位圆的跟踪. 给定参考位置信号如下面两式所示:

$$\theta_x = \sin(\gamma_x(v_d(t), t)), \quad (30)$$

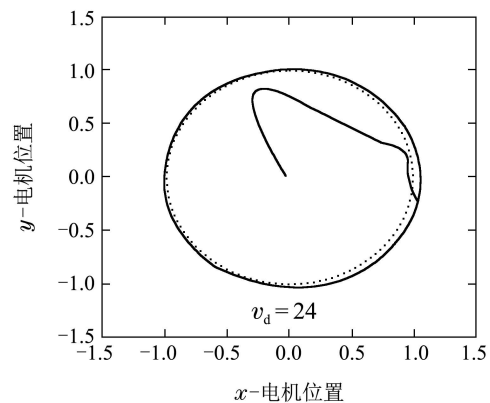
$$\theta_y = \cos(\gamma_y(v_d(t), t)), \quad (31)$$

其中:  $v_d(t)$ 分别设定为24 rad/s, 18 rad/s, 12 rad/s和6 rad/s 4种速度指定值. 图8(a)-(d)给出了不同速度指定情况下的仿真波形. 为了比较4种情况下的跟踪误差情况, 假定 $e_R$ 为如下形式:

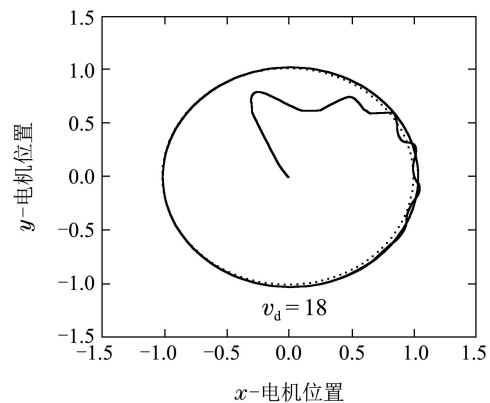
$$e_R = 1 - \theta_x^2 - \theta_y^2. \quad (32)$$

图9为4种速度指定情况下的跟踪误差对比. 由交叉耦合控制设计与仿真结果, 可以得出如下3点:

- 1) 简化交叉耦合可以解决双永磁同步电动机速度指定位置跟踪导致的控制异步问题. 交叉耦合控制具有很多种实现方法, 为了进一步提高双电机控制的性能可以采用更加先进的交叉耦合控制方法.
- 2) 速度指定位置跟踪控制优点是在位置跟踪的过程中增加一个速度控制自由度, 这对于提高位置跟踪的精度是非常有意义的.
- 3) 尽管速度指定位置跟踪在多电机协调控制中存在其缺点, 这可以通过适当的控制方法进行解决. 它的优点使其可以应用于很多运动控制的场合.



(a)  $v_d = 24$



(b)  $v_d = 18$

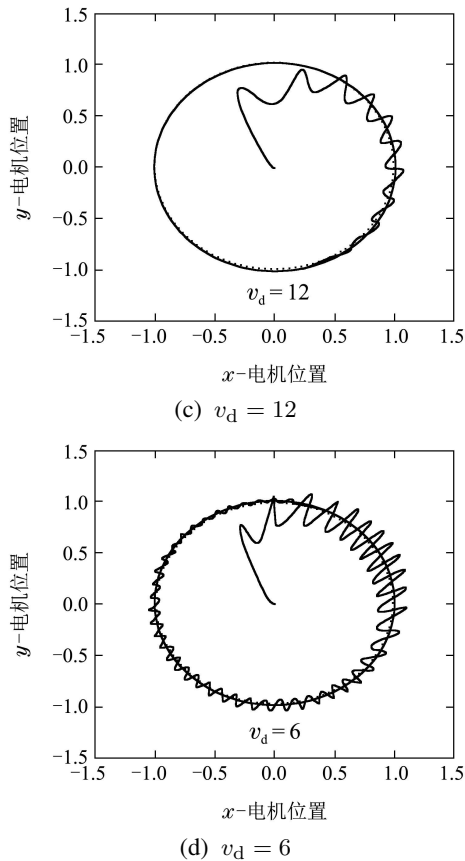


图 8 双电机速度指定位置跟踪的交叉耦合控制仿真

Fig. 8 Simulation of cross-coupled control structure of double motors with speed-assigned position tracking

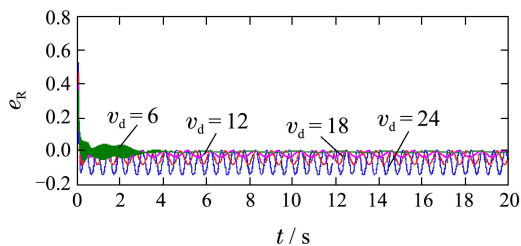


图 9 双电机速度指定位置跟踪的交叉耦合控制误差对比

Fig. 9 Simulation comparison of cross-coupled control error of double motors with speed-assigned position tracking

### 5 结论(Conclusions)

本文将反推控制应用于永磁同步电动机速度指定位置跟踪, 通过对于给定位置信号的处理, 可以在位置跟踪过程中增加一个速度控制自由度. 速度指定控制方法可以提高位置控制的精度. 在双永磁同步电动机同步协调控制的过程中, 速度指定位置跟踪将导致电机之间的异步问题. 交叉耦合控制可以解决速度指定位置跟踪导致的异步问题.

本文的主要贡献可以总结为如下3点:

1) 将新颖的速度指定方法成功应用于双永磁同步电动机的位置跟踪控制.

2) 将反推控制应用于永磁同步电动机的速度指定位置跟踪的控制器设计. 该控制方法可以实现永磁同步电动机的位置跟踪、速度指定和负载转矩的

估计.

3) 交叉耦合控制可以有效降低速度指定方法在双永磁同步电动机位置跟踪过程中导致的异步问题.

### 参考文献(References):

- [1] GUEMES J A, IRAOLAGOITIA A M, DEL HOYO J I, et al. Torque analysis in permanent-magnet synchronous motors: a comparative study [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013, 26(1): 55 – 63.
- [2] MORAWIEC M. The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Infomation*, 2013, 9(2): 1047 – 1055.
- [3] XIAO Y, ZHU K Y. Optimal synchronization control of high-precision motion systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(4): 1160 – 1169.
- [4] YES S S, HSU P L. Analysis and design of integrated control for multi-axis motion systems [J]. *IEEE Transactions on Control System and Technology*, 2003, 11(3): 375 – 382.
- [5] AL-HIDDABI S A, MCCLAMROCH N H. Tracking and maneuver regulation control for nonlinear nonminimum phase systems: application to flight control [J]. *IEEE Transactions on Control System and Technology*, 2002, 10(6): 780 – 792.
- [6] SKJETNE R, FOSSEN T I, KOKOTOVI P V. Robust output maneuvering for a class of nonlinear systems [J]. *Automatica*, 2004, 40(3): 373 – 383.
- [7] AGUIAR A P, HESPANHA J P. Trajectory-tracking and path-following of underactuated autonomous vehicles with parametric modeling uncertainty [J]. *IEEE Transactions on Automation Control*, 2007, 52(8): 1362 – 1379.
- [8] ALTAFINI C. Following a path of varying curvature as an output regulation problem [J]. *IEEE Transactions on Automation Control*, 2002, 47(9): 1551 – 1556.
- [9] KOKOTOVIC P V. The joy of feedback: nonlinear and adaptive [J]. *IEEE Control System Magazine*, 1992, 12(3): 7 – 17.
- [10] ZHOU J, WANG Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor [J]. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, 2002, 149(2): 165 – 172.
- [11] KARABACAK M, ESKIKURT H I. Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control [J]. *Mathematical and Computer Modelling*, 2011, 53(9/10): 2015 – 2030.
- [12] SHIEH H J, HSU C H. Precise trajectory tracking of a piezoactuator-driven stage using an adaptive backstepping control [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 2007, 54(4): 705 – 714.
- [13] BARTON K L, ALLEYNE A G. A cross-coupled iterative learning control design for precision motion control [J]. *IEEE Transactions on Control System and Technology*, 2008, 16(6): 1218 – 1231.
- [14] YOREN Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems [J]. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1980, 102(4): 265 – 272.
- [15] TOMEI P, VERRELLI C M. Observer-based speed tracking control for sensorless permanent magnet synchronous motors with unknown load torque [J]. *IEEE Transactions on Automation Control*, 2011, 56(6): 1484 – 1488.
- [16] ASTROM K J, WITTENMARK B. *Adaptive Control* [M]. New York: Addison-Wesley, 1995.

### 作者简介:

王家军 (1975-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为非线性控制及其在运动系统中的应用, E-mail: wangjiajun@hdu.edu.cn.