

# 基于卡尔曼滤波的自动引导车串级轨迹跟踪控制\*

尹晓红 赵韩 吴焱明 熊丹

(合肥工业大学机械与汽车工程学院, 合肥 230009)

**【摘要】** 针对三轮 AGV 具有不完整约束特性的运动学模型, 提出一种串级轨迹跟踪算法, 把模型转换为两个非线性时变系统, 通过运用串级控制及状态微分反馈控制实现系统全局渐进稳定, 最后再利用卡尔曼滤波算法对带有噪声干扰的状态进行估计, 提高 AGV 自定位精度, 从而进一步提高该控制器的输出精度。该控制策略具有一般性, 对所有 AGV 及其他轮式移动机器人的运动学模型都适用, 且设计方法简单、鲁棒性强。计算机仿真结果表明, 该系统能在较短时间内实现全局渐进稳定, 验证了该控制策略的有效性。

**关键词:** 自动引导车 串级控制 卡尔曼滤波 轨迹跟踪

**中图分类号:** TP24 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2010)02-0180-05

## Cascade Tracking Control for AGV Based on Kalman Filter

Yin Xiaohong Zhao Han Wu Yanming Xiong Dan

(School of Machinery and Automobile Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

### Abstract

Aimed at the trajectory tracking control problem for the kinematics model of three-wheeled AGV with nonholonomic constraint, a cascade tracking control algorithm was proposed. The algorithm broke the system down into two nonlinear time-varying systems and finally realized the global asymptotic stability of the control system using cascade control method and state derivative feedback control method. Furthermore, the noise problem of state estimation was solved successfully by using a Kalman filter, which improved the localization precision and enhanced the control effectiveness. The designed control algorithm is of strong robustness and generality for kinematics model of other wheeled mobile robots. Computer simulation results showed that the system can be stable in a short time which verifies its effectiveness.

**Key words** AGV, Cascade control, Kalman filter, Trajectory tracking

### 引言

随着机器人技术的发展, 对轮式机器人的控制策略研究已经成为当前的一个热点。而自动引导车 (AGV) 作为轮式移动机器人 (WMR) 的一种, 其轨迹跟踪也越来越受到人们的关注<sup>[1]</sup>。围绕轨迹跟踪问题, 国内外学者作了大量的研究工作。现有的轨迹跟踪控制方法主要包括反演控制<sup>[2-4]</sup>、滑模控制<sup>[5]</sup>、自适应控制<sup>[6-7]</sup>、神经网络控制<sup>[8]</sup>、模糊控制<sup>[9]</sup>等。根据 Brockett 光滑镇定条件, 机器人的跟

踪及姿态点镇定控制不能用连续静态状态反馈获得渐进稳定的平衡点, 因此 WMR 的非完整约束使得系统是非线性的, 然而在进行输入变换和状态变换之后, 非完整系统可以转换为链式系统。另外, 位姿估计也一直是 AGV 研究中的一个重要的领域, 运动过程中总是会存在噪声干扰, 包括过程噪声和量测噪声, 使得 AGV 自定位不够准确, 影响轨迹跟踪。本文基于 AGV 不完整约束特性的运动学模型, 把系统模型转化为两个非线性系统, 设计一种串级轨迹跟踪控制算法, 最后用分散 Kalman Filter 方法对

AGV 状态进行估计, 从而进一步提高控制精度。

### 1 AGV 模型

以具有非完整约束的三轮 AGV 作为控制对象, 其前轮既是转向轮又是驱动轮。假设 AGV 的当前实际位姿为  $p_c = [x \ y \ \theta \ \beta]^T$ , 任意给定的期望位姿为  $p_r = [x_r \ y_r \ \theta_r \ \beta_r]^T$ , 其中  $x, y$  表示 AGV 位置坐标,  $\theta$  表示车体方向角,  $\beta$  表示前驱动轮的转向角。位姿误差  $e = [x_e \ y_e \ \theta_e \ \beta_e]^T$ , 当前驱动轮实际驱动速度  $q_c = [v \ \omega_A]^T$ , 期望驱动速度  $q_r = [v_r \ \omega_{Ar}]^T$ , 其中  $v_r$  为参考线速度,  $\omega_{Ar}$  为参考角速度。其结构如图 1 所示。

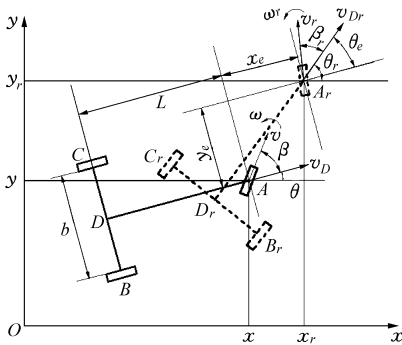


图 1 三轮 AGV 结构示意图  
Fig. 1 Structural model of AGV

AGV 的运动学方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \\ \tan\beta/L \\ 0 \end{bmatrix} v_D + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_A \quad (1)$$

为了避免奇异, 用前驱动轮的驱动线速度  $v$  代替  $v_D$  作为控制输入, 则

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta + \theta) \\ \sin(\beta + \theta) \\ \sin\beta/L \\ 0 \end{bmatrix} v + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \omega_A \quad (2)$$

AGV 在坐标内描述的位姿误差为

$$e = T(p_r - p_c) \quad (3)$$

其中

$$T = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式中  $T$ ——坐标转换矩阵

$$\begin{cases} x_e = (x_r - x) \cos\theta + (y_r - y) \sin\theta \\ y_e = -(x_r - x) \sin\theta + (y_r - y) \cos\theta \\ \theta_e = \theta_r - \theta \\ \beta_e = \beta_r - \beta \end{cases}$$

把笛卡尔坐标系的速度转换成 AGV 坐标系的速度。AGV 位姿误差微分方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_e & \dot{y}_e & \dot{\theta}_e & \dot{\beta}_e \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_r \cos(\theta_e + \beta_r) - v \cos(\beta_r - \beta_e) + y_e v \sin(\beta_r - \beta_e) / L \\ v_r \sin(\theta_e + \beta_r) - v \sin(\beta_r - \beta_e) - x_e v \sin(\beta_r - \beta_e) / L \\ v_r \sin\beta_r / L - v \sin(\beta_r - \beta_e) / L \\ \omega_{Ar} - \omega_A \end{bmatrix} \quad (4)$$

### 2 串级轨迹跟踪控制器的算法设计

控制实质是: 寻找控制律  $(v \ \omega_A)$ , 使对任意初始误差  $e(0)$ , 系统在该控制输入的作用下, 误差  $e = [x_e, y_e, \theta_e, \beta_e]^T$  有界, 且  $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$ 。

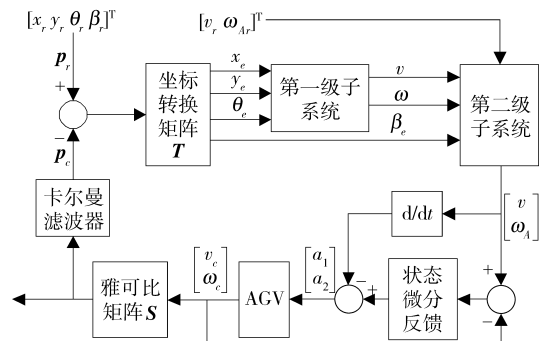


图 2 控制器结构框图

Fig. 2 Structure diagram of the controller

首先利用坐标变换, 引入中间变量  $\omega$ , 则

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_e \\ y_e \\ \theta_e \\ \frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} v - \omega \end{bmatrix} \quad (5)$$

位姿误差微分方程式 (4) 转换为链式系统

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 & \dot{z}_2 & \dot{z}_3 & \dot{z}_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_r \cos(z_3 + \beta_r) - v + z_2 \omega + z_2 z_4 \\ v_r \sin(z_3 + \beta_r) - v \sin(\beta_r - \beta_e) - z_1 \omega - z_1 z_4 \\ \frac{v_r \sin\beta_r}{L} - \omega - z_4 \\ \frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} v + \frac{v \omega_A \cos(\beta_r - \beta_e)}{L} - \dot{\omega} \end{bmatrix} \quad (6)$$

上述系统可以理解为在第一级子系统上加上状态变量构成第二级子系统, 形成串联非线性系统

$$\begin{cases} \dot{z}_i = \Psi_i + F_i(z, z_4) \quad (i = 1, 2, 3) \\ \dot{z}_4 = \frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} v + \frac{v \omega_A \cos(\beta_r - \beta_e)}{L} - \dot{\omega} \end{cases} \quad (7)$$

其中  $\Psi_1 = v_r \cos(z_3 + \beta_r) - v + z_2 \omega$

$$\Psi_2 = v_r \sin(z_3 + \beta_r) - v \sin(\beta_r - \beta_e) - z_1 \omega$$

$$\Psi_3 = \frac{v_r \sin \beta_r}{L} - \omega$$

$$F_1 = z_2 z_4 \quad F_2 = -z_1 z_4 \quad F_3 = -z_4$$

式中  $\Psi_i$ ——非变异变换系数

## 2.1 针对第一级子系统

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_r \cos(z_3 + \beta_r) - v + z_2 \omega \\ v_r \sin(z_3 + \beta_r) - v \sin(\beta_r - \beta_e) - z_1 \omega \\ \frac{v_r \sin \beta_r}{L} - \omega \end{bmatrix} \quad (8)$$

设计控制律

$$\begin{bmatrix} v \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{z_1 \cos(z_3 + \beta_r) + z_2 \sin(z_3 + \beta_r)}{z_1 + z_2 \sin(\beta_r - \beta_e)} v_r + \\ k_1 (z_1 + z_2 \sin(\beta_r - \beta_e)) \\ \omega_r + \frac{\sin z_3}{k_2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中  $k_1, k_2$ ——正常数

可以使第一级子系统达到全局渐近稳定。

证明:构造 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2) + \frac{1}{k_2}(1 - \cos z_3) \quad (10)$$

对  $V_1$  求时间导数可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + \frac{1}{k_2} \dot{z}_3 \sin z_3 = \\ & z_1 (v_r \cos(z_3 + \beta_r) - v + z_2 \omega) + z_2 (v_r \sin(z_3 + \beta_r) - \\ & v \sin(\beta_r - \beta_e) - z_1 \omega) + \frac{1}{k_2} \sin z_3 \left( \frac{v_r \sin \beta_r}{L} - \omega \right) \end{aligned} \quad (11)$$

将控制律式(9)代入式(11)可得  $\dot{V}_1 \leq 0$ 。

## 2.2 针对第二级子系统

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 & \dot{z}_2 & \dot{z}_3 & \dot{z}_4 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_r \cos(z_3 + \beta_r) - v + z_2 \omega + z_2 z_4 \\ v_r \sin(z_3 + \beta_r) - v \sin(\beta_r - \beta_e) - z_1 \omega - z_1 z_4 \\ \frac{v_r \sin \beta_r}{L} - \omega - z_4 \\ \frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} \dot{v} + \frac{v \omega_A \cos(\beta_r - \beta_e)}{L} - \dot{\omega} \end{bmatrix} \quad (12)$$

构造 Lyapunov 函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_4^2 \quad (13)$$

故  $\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \left( \sum_{i=1}^3 \frac{\partial V_1}{\partial z_i} f_i + \dot{z}_4 \right) z_4$ , 要使  $V_2 \leq 0$ , 应该使

$$\dot{z}_4 = - \sum_{i=1}^3 \frac{\partial V_1}{\partial z_i} f_i - k_4 z_4 \quad (i=1, 2, 3), \text{ 又根据式(7)}$$

可知

$$\dot{z}_4 = \frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} \dot{v} + \frac{v \omega_A \cos(\beta_r - \beta_e)}{L} - \dot{\omega}$$

故有

$$- \sum_{i=1}^3 \frac{\partial V_1}{\partial z_i} f_i - k_4 z_4 =$$

$$\frac{\sin(\beta_r - \beta_e)}{L} \dot{v} + \frac{v \omega_A \cos(\beta_r - \beta_e)}{L} - \dot{\omega} \quad (14)$$

其中  $\sum_{i=1}^3 \frac{\partial V_1}{\partial z_i} f_i = z_1 z_2 + z_2 (-z_1) + \frac{1}{k_2} \sin z_3 (-1)$

$$f_1 = z_2 \quad f_2 = -z_1 \quad f_3 = -1$$

解方程式(14), 最后可得控制参数

$$\omega_A = \frac{(L \sin z_3) / k_2 - k_4 L z_4 - \dot{v} \sin(\beta_r - \beta_e) + L \dot{\omega}}{v \cos(\beta_r - \beta_e)} \quad (15)$$

## 2.3 引入状态微分反馈

定义速度跟踪误差  $[e_v \quad e_{\omega_A}]^T$  为理想速度  $[v \quad \omega_A]^T$  与实际速度  $[v_c \quad \omega_{Ac}]^T$  之间的差值。构造 Lyapunov 函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}(e_v^2 + e_{\omega_A}^2) \quad (16)$$

对时间求导可得

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_v \dot{e}_v + e_{\omega_A} \dot{e}_{\omega_A} \quad (17)$$

定义加速度  $[a_1 \quad a_2]^T$  为当前实际速度的微分, 作为系统的另一个虚拟控制量。

假设

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_v \\ \dot{e}_{\omega_A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_v e_v \\ -k_{\omega_A} e_{\omega_A} \end{bmatrix} \quad (18)$$

虚拟量

$$U = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v}_c \\ \dot{\omega}_{Ac} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v} + \dot{e}_v \\ \dot{\omega}_A + \dot{e}_{\omega_A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{v} - k_v e_v \\ \dot{\omega}_A - k_{\omega_A} e_{\omega_A} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中  $k_v, k_{\omega_A}$ ——正常数

将式(18)、(19)代入式(17)可得  $\dot{V}_3 \leq 0$ 。由  $\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_v \dot{e}_v + e_{\omega_A} \dot{e}_{\omega_A} \leq 0$  可知系统误差  $[x_e \quad y_e \quad \theta_e \quad \beta_e \quad e_v \quad e_{\omega_A}]^T$  一致有界, 结合 Barbalat 引理可以得到  $\lim \| [x_e \quad y_e \quad \theta_e \quad \beta_e \quad e_v \quad e_{\omega_A}]^T \| = 0$ 。说明上述轨迹跟踪控制算法可以使系统误差渐进收敛于零, 达到系统全局稳定。

最后可以得到移动机器人的实际速度为

$$\begin{bmatrix} v^{(t+1)} \\ \omega_A^{(t+1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^{(t)} + a_1 \Delta t \\ \omega_A^{(t)} + a_2 \Delta t \end{bmatrix} \quad (20)$$

### 3 卡尔曼滤波

选用 Kalman Filter 对 AGV 进行自定位, 解决带有噪声干扰的状态估计问题。由于 AGV 在  $x, y$  方向上的运动耦合不强, 故可以采用  $x, y$  轴分散卡尔曼滤波形式。下面以  $x$  轴为例, 给出卡尔曼滤波的具体算法:

取系统的状态变量

$$\mathbf{X} = [x \quad v_x \quad a_{1x}]$$

式中  $x$ ——AGV 在全球坐标轴的横坐标

$v_x$ ——在  $x$  轴方向的速度分量

$a_{1x}$ ——在  $x$  轴方向的加速度分量

系统的状态方程为

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{X}_k + \mathbf{W}_k \quad (21)$$

其中系统状态转移矩阵

$$\mathbf{F}_{k+1,k} = \begin{bmatrix} 1 & t_s & t_s^2/2 \\ 0 & 1 & t_s \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式中  $\mathbf{W}_k$ ——协方差矩阵为  $\mathbf{Q}$  的系统噪声矩阵, 即

$$\mathbf{P}(\mathbf{W}): (0, \mathbf{Q})$$

$t_s$ ——采样周期

系统的量测方程为

$$\mathbf{Z}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{V}_k \quad (22)$$

其中  $\mathbf{H}_k = [1 \quad 0 \quad 0]$

式中  $\mathbf{H}_k$ ——系统量测矩阵

$\mathbf{V}_k$ ——协方差矩阵为  $\mathbf{R}$  的量测噪声矩阵, 即

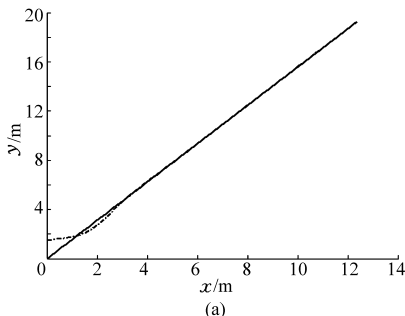
$$\mathbf{P}(\mathbf{V}): (0, \mathbf{R})$$

(1) 滤波初始化。假定系统噪声和量测噪声为零均值的高斯白噪声, AGV 的初始状态为  $\mathbf{X}_0$ , 初始协方差为  $\mathbf{P}_0$ 。

(2) 预测。状态传递方程

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1,k} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{X}_{k,k} \quad (23)$$

式中  $\mathbf{X}_{k+1,k}$ ——由  $k$  时刻估计  $k+1$  时刻的状态预测值



预测协方差阵

$$\mathbf{P}_{k+1,k} = \mathbf{F}_{k+1,k} \mathbf{P}_{k,k} \mathbf{F}_{k+1,k}^T + \mathbf{Q} \quad (24)$$

滤波增益阵

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1,k} \mathbf{H}_{k+1}^T [\mathbf{H}_{k+1} \mathbf{P}_{k+1,k} \mathbf{H}_{k+1}^T + \mathbf{R}]^{-1} \quad (25)$$

(3) 更新。状态更新方程

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1,k+1} = \hat{\mathbf{X}}_{k+1,k} + \mathbf{K}_{k+1} [\mathbf{Z}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1} \hat{\mathbf{X}}_{k+1,k}] \quad (26)$$

其中  $\mathbf{P}_{k+1,k+1} = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}_{k+1}] \mathbf{P}_{k+1,k}$  (27)

式中  $\hat{\mathbf{X}}_{k+1,k+1}$ ——由  $k+1$  时刻的观测值  $\mathbf{Z}_{k+1}$  和  $k$  时刻的状态预测值  $\hat{\mathbf{X}}_{k+1,k}$  得到的状态更新值

$\mathbf{P}_{k+1,k+1}$ ——更新的滤波协方差阵

同理, 可以得到  $Y$  轴方向上滤波方法。

### 4 仿真

为验证控制算法的正确性和有效性, 在 Matlab 环境下, 用本文所设计控制算法对 AGV 分别进行了轨迹为直线和圆周运动的仿真试验和比较。取控制器参数为  $k_1 = k_2 = k_3 = 4, k_v = k_{\omega_A} = 5$ 。

当 AGV 期望轨迹取  $v_r = 5.0 \text{ m/s}, \omega_r = 0 \text{ m/s}$  即期望轨迹为直线运动时, AGV 小车初始值取为  $x_{r(0)} = 0 \text{ m}, y_{r(0)} = 0 \text{ m}, \theta_{r(0)} = 1.0 \text{ rad}, \beta_{r(0)} = 0 \text{ rad}; x_{(0)} = 0 \text{ m}, y_{(0)} = 1.5 \text{ m}, \theta_{(0)} = 0.2 \text{ rad}, \beta_{(0)} = 0 \text{ rad}$ 。当 AGV 期望轨迹取  $v_r = 5.0 \text{ m/s}, \omega_r = 1.0 \text{ m/s}$  即期望轨迹为圆弧运动时, AGV 小车初始值取为  $x_{r(0)} = 0 \text{ m}, y_{r(0)} = 0 \text{ m}, \theta_{r(0)} = 0 \text{ rad}, \beta_{r(0)} = 0 \text{ rad}; x_{(0)} = 0 \text{ m}, y_{(0)} = 3.0 \text{ m}, \theta_{(0)} = 0.2 \text{ rad}, \beta_{(0)} = 0 \text{ rad}$ 。AGV 的初始状态为  $\mathbf{x}_0 = (0 \quad 1 \quad 0)$ , 初始  $X$  轴偏移为  $0.1 \text{ m}$ ,  $v_x$  线速度偏移  $0.1 \text{ m/s}, u_{1x}$  加速度偏移  $0.01 \text{ m/s}^2$ , 即协方差为  $\mathbf{P}_0 = (0.01 \quad 0.01 \quad 0.01^2)$ 。仿真结果如图 3 和图 4 所示。

由图可以看出, 利用所设计控制律的跟踪效果好, 表现为跟踪路径平滑, 跟踪快, 速度平稳。说明了所设计控制算法的有效性和正确性。

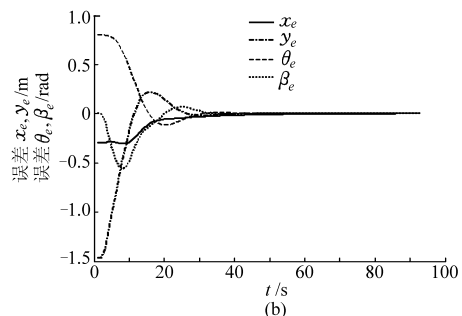


图 3 仿真结果(直线)

Fig. 3 Simulink result (line)

(a) 直线轨迹跟踪 (b) 直线轨迹位姿误差

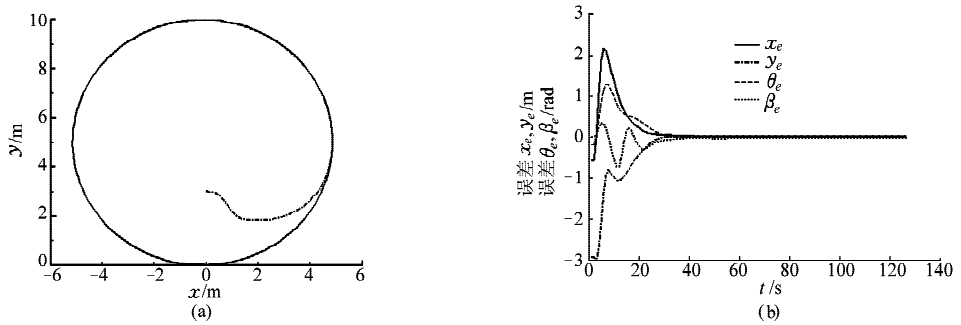


图4 仿真结果(圆周)

Fig.4 Simulink result (circle)

(a) 圆周轨迹跟踪 (b) 圆周轨迹姿态误差

## 5 结束语

以三轮 AGV 为研究对象,结合反演设计思想,提出了一种基于串级控制及状态微分反馈控制的移动小车轨迹跟踪控制算法,最后结合 AGV 的运

动模型,使用卡尔曼滤波对含噪声的动态系统进行状态估计,把卡尔曼滤波应用到 AGV 定位中,进一步增强轨迹跟踪控制的效果,实现了系统全局渐进稳定。仿真结果证实了所设计轨迹跟踪算法的有效性。

## 参 考 文 献

- 1 Kanayama Y, Kimura Y, Miyazaki F, et al. A stable tracking control method for an autonomous mobile robot [C] // Proceedings of the 1990 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Cincinnati, USA: IEEE, 1990, 1: 384 ~ 389.
- 2 吴卫国, 陈辉堂, 王月娟. 移动机器人的全局轨迹跟踪控制[J]. 自动化学报, 2001, 27(3): 326 ~ 331.  
Wu Weiguo, Chen Huitang, Wang Yuejuan. Global trajectory tracking control of mobile robots[J]. Acta Automatica Sinica, 2001, 27(3): 326 ~ 331. (in Chinese)
- 3 Fierro R, Lewis F L. Control of a nonholonomic mobile robot; backstepping kinematics into dynamics [C] // Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control. New Orleans, LA. USA: IEEE, 1995, 4: 3 805 ~ 3 810.
- 4 Dierks T, S. Jagannathan. Control of nonholonomic mobile robot; backstepping kinematics into dynamics [C] // 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control, Singapore, 2007: 94 ~ 99.
- 5 吴青云, 闫茂德, 贺昱曜. 移动机器人的快速终端滑模轨迹跟踪控制[J]. 系统工程与电子技术, 2007, 29(12): 2 127 ~ 2 130.  
Wu Qingyun, Yan Maode, He Yuyao. Fast terminal sliding mode tracking controller design for nonholonomic mobile robot [J]. Systems Engineering and Electronics, 2007, 29(12): 2 127 ~ 2 130. (in Chinese)
- 6 Fukao T, Nakagawa H, Adachi N. Adaptive tracking control of a nonholonomic mobile robot [J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 2000, 16(5): 609 ~ 615.
- 7 Farzad Pourboghhrat, Mattias P, Karlsson. Adaptive control of dynamic mobile robots with nonholonomic constraints [J]. Computers and Electrical Engineering, 2002, 28(4): 241 ~ 253.
- 8 Sheng Lin, Goldenberg A A. Neural-network control of mobile manipulators [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2001, 12(5): 1 121 ~ 1 133.
- 9 Horikawa S, Furuhashi T, Uchikawal Y. On fuzzy modeling using fuzzy neural networks with the back-propagation algorithm [J]. IEEE Trans Neural Network, 1992, 3(5): 801 ~ 806.
- 10 周建军, 张漫, 汪懋华, 等. 基于模糊控制的农用车辆路线跟踪[J]. 农业机械学报, 2009, 40(4): 151 ~ 156.  
Zhou Jianjun, Zhang Man, Wang Maohua, et al. Path tracking for agricultural vehicle based on fuzzy control [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2009, 40(4): 151 ~ 156. (in Chinese)