

文章编号: 1000-8152(2002)02-0253-05

高阶滑模控制在非完整移动机器人鲁棒输出跟踪中的应用*

晁红敏 胡跃明 吴忻生

(华南理工大学自动控制工程系·广州, 510640)

摘要: 给出了移动机器人鲁棒输出跟踪的高阶滑模控制器, 它不仅可以削弱滑模控制系统的抖振问题, 还对系统存在的不确定性具有良好的鲁棒性. 数值仿真表明了该控制器的有效性.

关键词: 高阶滑模控制; 滑动阶; 移动机器人; 参数不确定性; 鲁棒输出跟踪; 抖振削弱

文献标识码: A

Applications of High-Order Sliding Mode Control to Robust Output Tracking of Nonholonomic Mobile Robots

CHAO Hongmin, HU Yueming and WU Xinsheng

(Department of Automatic Control Engineering, South China University of Technology · Guangzhou, 510640, P. R. China)

Abstract: This paper proposes a high order sliding mode (HOSM) controller for robust output tracking of nonholonomic mobile robots. It can reduce the chattering of sliding mode and has certain robustness with respect to uncertainties of robot. Numerical simulations show the effectiveness of the proposed control strategy.

Key words: high-order sliding mode control; sliding order; nonholonomic mobile robots; parameter uncertainty; robust output tracking; chattering reduction

1 引言 (Introduction)

近十多年来, 滑模控制受到了国内外控制界的普遍重视, 它主要有以下优点: 算法简单, 抗干扰性能好, 同时滑模控制也存在着一定的缺陷, 最突出的就是“抖振”问题; 另外, 传统的滑模控制要求切换函数对控制输入的相对阶分量等于 1. 为克服这些缺陷, 并考虑滑动模的高阶动态特性对系统性能的影响, 部分国内外学者提出了高阶滑模控制方法^[1-9]. 高阶滑模控制是对传统滑模控制理论的进一步推广, 有着广泛的实际应用背景^[1,3,4].

轮式移动机器人具有广泛的实际应用背景, 近年来引起国际学术界和工业界的高度重视^[10-15]. 此类系统的轮子与地面间的滚动接触必须满足无打滑条件才能运动, 是典型的非完整力学系统, 其运动控制问题变得非常困难. 特别是移动机器人系统不能采用光滑或时不变反馈控制来实现其渐近运动规划或跟踪这一特性, 使滑模控制方法更具有相当的吸引力^[1-7,15,16].

本文针对两轮驱动的轮式移动机器人, 提出应用于输出跟踪控制的高阶滑模控制方法. 首先基于驱动电机动力学及轮子与地面间的无打滑运动约束, 考虑系统存在的不确定性, 建立相应的移动机器人系统模型, 然后设计高阶滑模控制器实现非完整移动机器人的输出跟踪, 最后对不同阶次的滑模控制器进行了仿真试验研究. 结果表明高阶滑模控制方法的确可以削弱滑模控制系统的抖动; 同时该方法对移动机器人的不确定性具有良好的鲁棒性能.

2 考虑机器人动力学与驱动电机动力学的动态模型 (Dynamic model including dynamics of robot and driving motor)

考虑如图 1 所示的移动机器人, 其包含驱动电机动力学的机器人动力模型^[17,18]为

$$\begin{cases} \dot{q} = S(q)v, \\ H\dot{v} + Bv + Kv = u. \end{cases} \quad (1)$$

其中

* 基金项目: 国家 863 计划智能机器人主题(9805-19), 国家自然科学基金(69974015), 广东省自然科学基金(990583)及广东省教育厅资助项目. 收稿日期: 2000-07-24; 收修改稿日期: 2001-01-08.

$$H = \frac{Rl}{2D \cdot \beta \cdot k_T} \begin{pmatrix} mD & I_0 \\ mD & -I_0 \end{pmatrix},$$

$$B = \frac{Rr}{2D\beta \cdot k_T} \begin{pmatrix} mD & I_0 \\ mD & -I_0 \end{pmatrix},$$

$$K = \frac{K_e \beta}{R} \begin{pmatrix} 1 & D \\ 1 & -D \end{pmatrix},$$

$q = (x, y, \theta)^T$, m 为机器人质量, I_0 为机器人转动惯量, R, D, h, θ 分别见图 1 所示, l, r, k_e 分别为电机电枢的电感、电阻和反电势常数, u 为输入端电压, β 为齿轮头减速比, k_T 为电机电力矩常数。

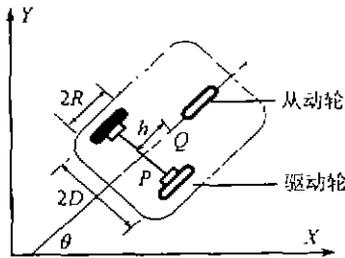


图 1 移动机器人的示意图

Fig. 1 Figure of the mobile robot

3 确定系统的高阶滑模控制设计 (Design of HOSM controller for deterministic systems)

3.1 输入/输出线性化 (I/O linearization)

由(1)式可以得到系统的状态空间描述方程

$$\begin{cases} \dot{q} = S(q)v, \\ v = w, \\ \dot{w} = H^{-1}(u - Kv - Bw). \end{cases} \quad (2)$$

其中 $q = (x \ y \ \theta)^T$, $v = (v_1 \ v_2)^T$, w 为补偿变量, 满足 $w = (w_1 \ w_2)^T = v$. 选取机器人的中心位置为系统输出

$$Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x + h \cos \theta \\ y + h \sin \theta \end{pmatrix}. \quad (3)$$

其中 $h \neq 0$, 考虑系统的输出跟踪问题. 对(3)式求微分得

$$\begin{aligned} \dot{Y} &= D_1(\theta)v, \\ \ddot{Y} &= D_2(\theta)v_2v + D_1(\theta)w, \\ \ddot{Y} &= (D_2(\theta)w_2 - D_1(\theta)v_2^2)v + 2D_2(\theta)v_2w + \\ &D_1(\theta)H^{-1}(u - Kv - Bw). \end{aligned}$$

令

$$P = (D_2(\theta)w_2 - D_1(\theta)v_2^2)v + 2D_2(\theta)v_2w,$$

则有

$$\ddot{Y} = P + D_1(\theta)H^{-1}(u - Kv - Bw).$$

取状态变换 $Z = T(q, v, w)$ 与非线性状态反馈

(v 为辅助控制输入)

$$Z_1 = Y, Z_2 = \dot{Y}, Z_3 = \ddot{Y} (i = 1, 2), z_4 = \theta. \quad (4)$$

$$u = HD_1(\theta)^{-1}(v - P) + Kv + Bw. \quad (5)$$

容易验证 $Z = T(q, v, w)$ 在整个状态空间内为微分同胚. 其中

$$\begin{aligned} D_1(\theta) &= \begin{pmatrix} \cos \theta & -h \sin \theta \\ \sin \theta & h \cos \theta \end{pmatrix}, \\ D_2(\theta) &= \begin{pmatrix} -\sin \theta & -h \cos \theta \\ \cos \theta & -h \sin \theta \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

此时系统可分解为如下两个子系统

I) 线性化部分:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2, \\ \dot{Z}_2 = Z_3, \\ \dot{Z}_3 = v. \end{cases} \quad (6)$$

此为已经解耦的两个 SISO 子系统;

II) 未线性化部分:

$$\dot{z}_4 = \frac{\partial \theta}{\partial q} S(q)v.$$

令 $Z_j = 0 (j = 1, 2, 3)$, 可得其零动态方程为

$$\dot{z}_4 = \frac{\partial \theta}{\partial q} S(q) D_1^{-1}(\theta) Z_2 = 0. \quad (7)$$

其解显然稳定, 但非渐近稳定.

选取机器人重心的位置(3)为系统的输出, 控制的目的是使其跟踪给定轨迹 $Z_d = [z_{1d} \ z_{2d}]^T$; 下面对上述线性化的子系统 I) 设计输出跟踪的动态滑模控制器. 在该子系统中, 有 $Y = Z_1$, 令 $\sigma = Z_1 - Z_d$, 则有

$$\sigma = Z_1 - Z_d, \dot{\sigma} = Z_2 - \dot{Z}_d, \ddot{\sigma} = Z_3 - \ddot{Z}_d. \quad (8)$$

3.2 高阶滑模控制设计 (Design of HOSM controller)

下面按照文[7]的高阶滑模设计思想, 分别设计不同阶次的高阶滑模控制器.

(1,1)阶: 选取切换函数为 $S = \ddot{\sigma} + m_2\dot{\sigma} + m_1\sigma$, 则 $\Sigma = S$, 选取到达律为

$$\dot{\Sigma} = -k_1 \text{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma, \quad k_1, k_2 > 0,$$

可得(1,1)阶的滑模控制规律为

$$v = \ddot{Z}_d - m_2\ddot{\sigma} - m_1\dot{\sigma} - k_1 \text{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma. \quad (9)$$

(2,2)阶: 选取切换函数为 $S = \dot{\sigma} + \mu_1\sigma$, 则 $\Sigma = \dot{S} + \mu_1 S$, 选取到达律为

$$\dot{\Sigma} = -k_1 \text{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma, \quad k_1, k_2 > 0,$$

可得(2,2)阶的高阶滑模控制规律为

$$v = \ddot{Z}_d - m_1\ddot{\sigma} - \mu_1(\dot{\sigma} + m_1\sigma) - k_1 \text{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma. \quad (10)$$

(3,3)阶: 选取切换函数为 $S = \sigma$, 则 $\Sigma = \ddot{S} + \mu_2 \dot{S} + \mu_1 S$, 选取到达律为

$$\dot{\Sigma} = -k_1 \operatorname{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma, \quad k_1, k_2 > 0.$$

可得(3,3)阶的高阶滑模控制规律为

$$v = \ddot{Z}_d - \mu_2 \ddot{\sigma} - \mu_1 \dot{\sigma} - k_1 \operatorname{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma. \quad (11)$$

将得到的新控制 $v = (v_1 \ v_2)^T$ 代入到原系统动态方程 u 中, 即可构成系统的动态滑模控制器, 进而实现控制目标, 对其他情形, 可类似讨论.

4 参数不确定性情形下高阶滑动模的设计 (Design of HOSM controller in the presence of parameter uncertainties)

显然, 由于机器人轮子磨损、负载变化等原因, 式(2)中的系数矩阵 H, B, K 是不确定的. 设机器人的轮半径、质量与转动惯量的变化量分别为:

$$\frac{\Delta R}{R} = a, \quad \frac{\Delta m}{m} = b, \quad \frac{\Delta I_0}{I_0} = c. \quad (12)$$

为简单起见, 不考虑驱动电机的不确定性, 则模型(2)可改写为下列不确定系统形式

$$\begin{cases} \dot{q} = S(q)v, \\ \dot{v} = w, \\ \dot{w} = \bar{H}^{-1}(u - \bar{K}v - \bar{B}w). \end{cases} \quad (13)$$

其中 $q = (x \ y \ \theta)^T, v = (v_1 \ v_2)^T, w$ 为中间变量, 满足 $w = (w_1 \ w_2)^T = \dot{v}$; 而

$$\begin{aligned} \bar{H} &= H \begin{pmatrix} (1+a)(1+b) & 0 \\ 0 & (1+a)(1+c) \end{pmatrix}, \\ \bar{B} &= B \begin{pmatrix} (1+a)(1+b) & 0 \\ 0 & (1+a)(1+c) \end{pmatrix}, \\ \bar{K} &= K(1+a)^{-1}. \end{aligned}$$

记

$$\Delta_1 = \begin{pmatrix} 1 - (1+a+b+ab)^{-1} & 0 \\ 0 & 1 - (1+a+c+ac)^{-1} \end{pmatrix},$$

$$\Delta_2 = \begin{pmatrix} a+b+ab & 0 \\ 0 & a+c+ac \end{pmatrix},$$

$$\Delta_3 = \frac{1}{1+a},$$

则有 $\bar{H}^{-1} = H^{-1} - \Delta_1 H^{-1}, \bar{B} = B + B\Delta_2, \bar{K} = K - \Delta_3 K$. 此时, 式(13)中的第三个方程可化为

$$\begin{aligned} \dot{w} &= \bar{H}^{-1}(u - \bar{K}v - \bar{B}w) = \\ & (H^{-1} - \Delta_1 H^{-1})[u - (K - \Delta_3 K)v - (B + \Delta_2 B)w] = \\ & H^{-1}(-Kv - Bw) - \Delta_1 H^{-1}(-\bar{K}v - \bar{B}w) + \\ & H^{-1}(\Delta_3 Kv - \Delta_2 Bw) + H^{-1}u - \Delta_1 H^{-1}u. \end{aligned} \quad (14)$$

此时, 原系统可化为非线性不确定系统形式

$$\dot{x} = f(x) + \Delta f(x) + G(x)u + \Delta G(x)u. \quad (15)$$

很明显, 此种形式的扰动是满足匹配条件的.

4.1 不确定系统的输入输出线性化(I/O linearization of uncertain systems)

对(3)式求微分, 并结合式(13), (14), 有

$$\dot{Y} = D_1(\theta)v,$$

$$\dot{Y} = D_2(\theta)v_2 v + D_1(\theta)w,$$

$$\dot{Y} = (D_2(\theta)w_2 - D_1(\theta)v_2^2)v +$$

$$2D_2(\theta)v_2 w + D_1(\theta)\bar{H}^{-1}(u - \bar{K}v - \bar{B}w) =$$

$$P + D_1[H^{-1}(-Kv - Bw) - \Delta_1 H^{-1}(-\bar{K}v - \bar{B}w) +$$

$$H^{-1}(\Delta_3 Kv - \Delta_2 Bw) + H^{-1}u - \Delta_1 H^{-1}u].$$

其中 $D_1(\theta), D_2(\theta), P$ 同上定义. 选取与上述确定系统相同的输出(3), 微分同胚变换(4)与非线性输入变换(5), 可将系统(13)化为如下子系统:

1) 线性化部分:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2, \\ \dot{Z}_2 = Z_3, \\ \dot{Z}_3 = v - D_1 \Delta_1 D_1^{-1} v + D_1 \Delta_1 D_1^{-1} P + \\ \quad D_1 \bar{H}^{-1}(\Delta_3 Kv - B\Delta_2 w). \end{cases} \quad (16)$$

式中 $(q, v, w) = T^{-1}(Z), v$ 为新的辅助控制输入.

2) 未线性化部分同上, 即: $\dot{z}_4 = \frac{\partial \theta}{\partial q} S(q)v$.

4.2 用高阶滑模控制实现系统的输出跟踪(Output tracking via HOSM control)

我们的控制目标: 选取机器人重心的位置为系统的输出

$$Y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x + h \cos \theta \\ y + h \sin \theta \end{pmatrix}, \quad h \neq 0,$$

使其跟踪给定轨迹 $Z_d = [z_{1d} \ z_{2d}]^T$.

为简单起见, 令

$$\Delta E = -D_1 \Delta_1 D_1^{-1},$$

$$\Delta F = D_1 \Delta_1 D_1^{-1} P + D_1 \bar{H}^{-1}(\Delta_3 Kv - B\Delta_2 w).$$

由于系统的状态(包括位置, 速度等)有界, 故可假设存在已知的 f_M, e_M , 使得

$$\|\Delta F\| \leq f_M, \quad \|\Delta E\| \leq e_M,$$

在该子系统中, 有 $Y = Z_1$; 如(8)式定义

$$\sigma = Z_1 - Z_d, \quad \dot{\sigma} = Z_2 - \dot{Z}_d, \quad \ddot{\sigma} = Z_3 - \ddot{Z}_d.$$

下面对不确定子系统(16)设计各阶滑模控制器^[7].

(1,1)阶: 选取切换函数为: $S = \ddot{\sigma} + m_2 \dot{\sigma} + m_1 \sigma$, 则 $\Sigma = S$; 其中 m_1, m_2 如前所述; 考虑下列滑模控制规律

$$v = Z_d^{(3)} - m_2 \ddot{\sigma} - m_1 \dot{\sigma} - k_1 \operatorname{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma =$$

$$-P_1 - k_1 \text{sgn}(\Sigma) - k_2 \Sigma \quad (k_1 > 0, k_2 \geq 0),$$

则有

$$\begin{aligned} \Sigma^T \dot{\Sigma} = & \Sigma^T [-P_1 - k \text{sgn}(\Sigma) - w \Sigma + \Delta E [P_1 - \\ & k \text{sgn}(\Sigma) - w \Sigma] + \Delta F - \ddot{Z}_d + m_2 \ddot{\sigma} + m_1 \dot{\sigma}] = \\ \Sigma^T [-k \text{sgn}(\Sigma) - w \Sigma + & \Delta E [P_1 - k \text{sgn}(\Sigma) - w \Sigma] + \Delta F] \leq \\ -k \|\Sigma\| - w \|\Sigma\|^2 + \|\Delta \Sigma\| (\|P_1\| \|\Sigma\| + & k \|\Sigma\| + w \|\Sigma\|^2) + \|\Sigma\| \|\Delta F\| \leq \\ -k \|\Sigma\| - w \|\Sigma\|^2 + e_M (\|P_1\| \|\Sigma\| + & k \|\Sigma\| + w \|\Sigma\|^2) + f_M \|\Sigma\| \leq \\ -\|\Sigma\| [(1 - e_M)k - (e_M \|P_1\| + f_M)] - w(1 - e_M) \|\Sigma\|^2. \end{aligned}$$

因此当扰动界限 e_M 满足条件

$$e_M < 1$$

时,取 k 和 w 满足

$$k > \frac{e_M \|P_1\| + f_M}{1 - e_M}, \quad w \geq 0$$

时,滑动模的到达条件 $\Sigma^T \dot{\Sigma} < 0$ 成立,从而可以在有限时间内实现期望的滑动模运动.其中

$$P_1 = -\ddot{Z}_d^{(3)} + m_2 \ddot{\sigma} + m_1 \dot{\sigma}.$$

(2,2)阶:选取切换函数为 $S = \dot{\sigma} + m_1 \sigma$, 则 $\Sigma = \dot{S} + \mu_1 S$, 其中 $m_1, \mu_1 > 0$; 考虑下列滑模控制规律

$$\begin{aligned} v = & \ddot{Z}_d - m_1 \ddot{\sigma} - \mu_1 (\dot{\sigma} + m_1 \sigma) - \\ & k \text{sgn}(\Sigma) - w \Sigma \quad (w \geq 0, k > 0), \end{aligned}$$

同理,当扰动界限 e_M 满足条件

$$e_M < 1$$

时,取 k 和 w 满足

$$k > \frac{e_M \|P_2\| + f_M}{1 - e_M}, \quad w \geq 0$$

时,滑动模的到达条件 $\Sigma^T \dot{\Sigma} < 0$ 成立,从而可以在有限时间内实现期望的滑动模运动.其中

$$P_2 = -\ddot{Z}_d + m_1 \ddot{\sigma} + \mu_1 (\dot{\sigma} + m_1 \sigma).$$

(3,3)阶:选取切换函数为 $S = \sigma$, 则 $\Sigma = \dot{S} + \mu_2 \dot{S} + \mu_1 S$, 其中 μ_1, μ_2 如前所述,考虑下列滑模控制规律:

$$\begin{aligned} v = & -\ddot{Z}_d - \mu_2 \ddot{\sigma} - \mu_1 \dot{\sigma} - k \text{sgn} \Sigma - w \Sigma, \\ & k, w > 0. \end{aligned}$$

同理,当扰动界限 e_M 满足条件

$$e_M < 1$$

时,取 k 和 w 满足

$$k > \frac{e_M \|P_2\| + f_M}{1 - e_M}, \quad w \geq 0$$

时,滑动模的到达条件 $\Sigma^T \dot{\Sigma} < 0$ 成立,从而可以在有限时间内实现期望的滑动模运动.其中

$$P_3 = -\ddot{Z}_d + \mu_2 \ddot{\sigma} + \mu_1 \dot{\sigma}.$$

将以上得到的新的控制输入 $v = (v_1 \ v_2)^T$ 代入到非线性的状态变换 u 以及原系统动态方程中,即可实现系统的各阶滑模运动,进而实现控制目标.

5 数值仿真(Numerical simulation)

为了验证以上控制器的有效性,进行轨迹跟踪目的的数字仿真.设期望轨迹为:

$$Z_d(t) = \begin{pmatrix} z_{1d} \\ z_{2d} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3\sin(t) \\ -5\cos(t) \end{pmatrix}.$$

我们设计的移动机器人平台,拟采用如下参数: $m = 50\text{kg}$, $R = 0.1\text{m}$, $D = 0.3\text{m}$, $I_0 = 0.6\text{kg}\cdot\text{m}^2$, 采用两台 80W DC 伺服电机经减速齿轮(减速比为 $\beta = 71$) 驱动小车,电机参数 $r = 5.41\Omega$, $k_e = 0.02$, $L = 2.03\text{mH}$, 电流力矩常数 $k_T = 0.191\text{Nm/A}$. 我们分别对确定系统与不确定系统进行了数字仿真,在不确定性中转动惯量的变化率为 1%. 为便于比较,我们选取合适的参数,使得各阶系统的 Σ 具有同样的动态特性.仿真结果见图 2,3 所示:

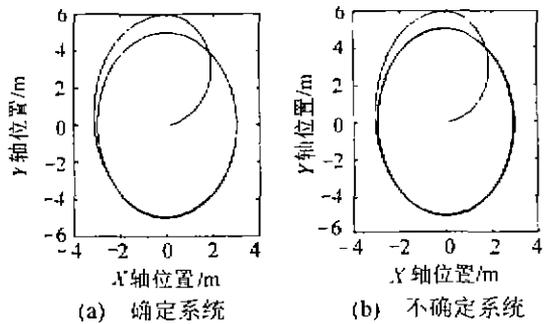


图2 输出跟踪轨迹
Fig. 2 Output tracking

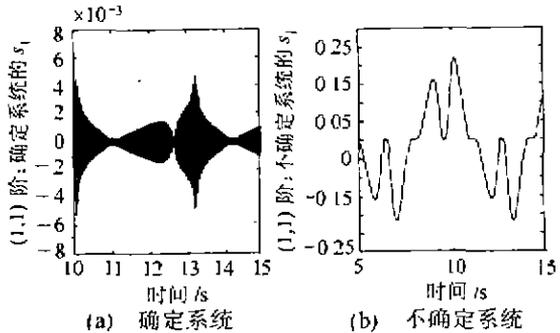


图3 (1,1)阶滑模 s_1
Fig. 3 (1,1) order s_1

从仿真结果可以看出,该控制器成功地实现了机器人对给定轨迹的跟踪.滑动模的阶次越高,跟踪

精度越高,滑模的抖动越微弱,大大削弱了滑模系统的抖振.同时,该控制器对参数变化,初始状态误差有一定的鲁棒性,即使在初始误差很大的情况下,跟踪效果也很好.

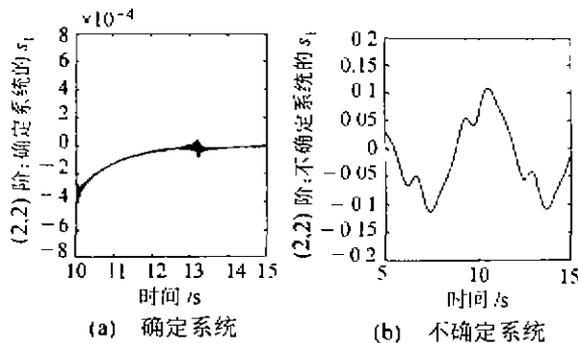


图4 (2,2) 阶滑模 s_1
Fig. 4 (2,2) order s_1

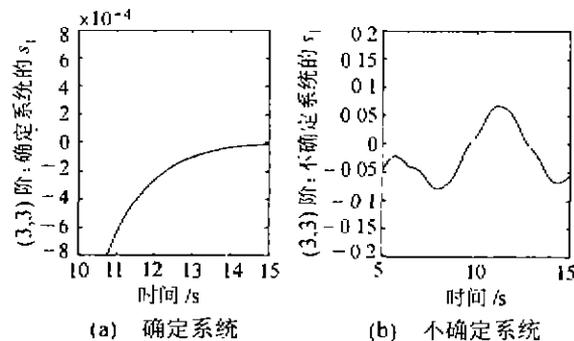


图5 (3,3) 阶滑模 s_1
Fig. 5 (3,3) order s_1

6 结论(Conclusion)

本文把高阶滑模控制的设计方法应用于机器人的输出跟踪问题.仿真结果表明,该控制方法不但能很好地实现机器人的输出轨迹跟踪,对消除抖振,提高控制精度具有明显的作用.另外,该控制方法对初始状态误差、参数变化都有一定的鲁棒性.

参考文献(References)

- [1] Young K D, Utkin V I and Ozguner U. A control engineer's guide to sliding mode [J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 1999, 7(3):328 - 342
- [2] Levant A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control [J]. Int. J. Control, 1993, 58(6):1247 - 1263
- [3] Chiacchiarini H G, Desages A C, Romagnoli J A, et al. Variable structure control with a second order sliding condition: application to a steam generator [J]. Automatica, 1995, 31(8):1157 - 1168
- [4] Jiang Y A, Hesketh T and Clements D J. High order sliding mode control of uncertain linear systems [A]. Proc. of the 14th IFAC World Congress [C], Beijing, 1999, G:437 - 442

- [5] Bartolini G, Ferrara A and Giacomini L. A robust control design for a class of uncertain nonlinear systems featuring a second-order sliding mode [J]. Int. J. Control, 1999, 72(4):321 - 331
- [6] Bartolini G, Ferrara A and Usai E. Chattering avoidance by second-order sliding mode control [J]. IEEE Trans. Automat. Contr., 1998, 43(2):241 - 246
- [7] Hu Y M and Chao H M. High order sliding mode control of nonlinear affine systems [J]. Chinese Journal of Automation, 2002, 28(2):284 - 289
- [8] Franso G and Luigi G. Robust Control via Variable Structure and Lyapunov Techniques [M]. London: Springer, 1996
- [9] Emali H and Olgac N. Robust output tracking control of nonlinear MIMO systems via sliding mode technique [J]. Automatica, 1992, 28(1):145 - 151
- [10] Canudas de Wit C, Siciliano B and Bastin G. Theory of Robot Control [M]. London: Springer-Verlag, 1998
- [11] Sarkar N, Yun X P and Kumar V. Control of mechanical systems with rolling constraints: application to dynamic control of mobile robots [J]. Int. J. Robot. Res., 1994, 13(1):55 - 69
- [12] Wang C L and Huo W. Stabilization of a class of uncertain nonholonomic dynamic systems with applications to mobile robots [J]. Robotics, 1998, 20(6):442 - 447 (in Chinese)
- [13] Hu Y M, Zhou Q J and Pei H L. Theory and applications of non-holonomic control systems [J]. Control Theory & Applications, 1996, 13(1):1 - 10 (in Chinese)
- [14] Dong W J and Huo W. Time-varying stabilization of a class of uncertain nonholonomic dynamic systems [J]. Journal of Automation, 1999, 25(3):402 - 405 (in Chinese)
- [15] Li Q X, Hu Y M, Pei H L, et al. Robust output tracking for mobile robot [J]. Control Theory & Applications, 1998, 13(4):515 - 524
- [16] Yang J M and Kim J K. Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots [J]. IEEE Trans. on Robotics and Automation, 1999, 15(3):578 - 587
- [17] Chao H M and Hu Y M. Dynamical sliding mode control with applications to output tracking of mobile robots [J]. Control & Decision, 2001, 16(5):565 - 568 (in Chinese)
- [18] Hu Y M and Huo W. Robust and adaptive control of nonholonomic mechanical systems with applications to mobile robots [A]. Leung T P and Qun H S, ed. Advanced Topics in Nonlinear Control Systems [M]. Singapore: World Scientific Publishing Co. Ltd., 2001

本文作者简介

晁红敏 1976年生,现为华南理工大学自动控制工程系博士生.研究方向为非线性系统,机器人运动规划与控制.

胡跃明 1960年生,分别于1982年,1985年和1991年获学士,硕士和博士学位.曾任香港理工大学电子系副研究员和研究员等职,现为华南理工大学自动控制工程系教授,博士生导师.目前主要研究兴趣为非线性控制理论及在机器人控制中的应用,模式识别技术及应用,计算机辅助优化设计,智能医疗器械等

吴忻生 1961年生,分别于1983年和1990年在华南理工大学和北京理工大学获学士和硕士学位.研究兴趣为计算机控制系统,智能系统集成及先进控制算法应用.