

非仿射非线性离散系统的数据驱动二阶滑模解耦控制

翁永鹏, 高宪文[†], 刘昕明

(东北大学 信息科学与工程学院, 辽宁 沈阳 110819)

摘要: 针对传统二阶离散滑模变结构控制方法很难应用于模型未知系统的问题, 提出了一种数据驱动二阶滑模解耦控制算法. 该控制算法采用数据驱动的策略, 运用系统的 I/O 数据, 实时计算二阶离散滑模控制(2-DSMC)律. 同时, 运用观测器的思想, 在控制器设计中引入离散扩张状态观测器(DES0), 在线估计系统各回路间耦合、不确定性和外部扰动, 进一步实现系统的解耦, 改善控制品质. 最后的理论分析和仿真结果表明, 所提出的方法对于一般带有扰动和不确定性的非仿射非线性离散多入多出(MIMO)系统具有较好的解耦效果、渐进收敛的稳定性和较强的鲁棒性.

关键词: 数据驱动; 二阶离散滑模变结构控制; 离散扩张状态观测器; 解耦; 鲁棒性

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Data-driven second order sliding mode decoupling control for non-affine nonlinear discrete-time system

WENG Yong-peng, Gao Xian-wen[†], Liu Xin-ming

(College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang Liaoning 110819, China)

Abstract: A data-driven second order sliding mode decoupling control approach is proposed to deal with the varying structure control problem of model-unknown systems, which is intractable for the conventional discrete second order sliding mode control approaches. By applying a data-driven control strategy, a discrete second order sliding mode control (2-DSMC) law is calculated online according to the I/O (input/output) data of the system. Furthermore, according to the idea of observer, a discrete extended state observer (DES0) is introduced into the controller design to estimate the couplings between control loops, uncertainty and external disturbance, and then to realize the decoupling control and improve the control performance. Finally, theoretical analysis and simulation results show that the proposed method has better decoupling effect, asymptotic stability and stronger robustness, even for general non-affine nonlinear discrete multi-input multi-output (MIMO) system with disturbance and uncertainty.

Key words: data-driven; discrete second order sliding mode control; discrete extended state observer; decoupling; robustness

1 引言(Introduction)

作为变结构控制系统的一种特殊形式, 滑模变结构控制由于对系统参数摄动和不确定外扰具有不变性和鲁棒性而引起了国内外学者的广泛关注和研究^[1-7]. 同时, 借助于数字控制技术的优势, 离散滑模变结构控制(DSMC)方法的研究与应用也已经成为研究的热点^[8-10]. 然而, 相比于连续滑模变结构控制方法, 有限频率的采样速率加剧了离散滑模变结构控制的抖振现象, 并且可能激发系统的未建模动态而使系统不稳定^[11-12]. 因此, 许多学者针对此问题提出了改进策略, 但是大多数方法以牺牲系统的鲁棒性为代价来换取抖振现象的缓解^[13]. 近些年来, 文献^[14]借助

高阶滑模变结构控制的思想, 提出了二阶离散滑模变结构控制律, 不仅降低了被控系统的抖振现象, 而且保持了滑模变结构控制的鲁棒性和不变性, 同时对于离散滑模变结构控制方法的研究具有重要的理论意义. 文献^[15-17]为了进一步降低被控系统的抖振现象, 提出了基于多模型的二阶离散滑模变结构控制方法. 但是, 以上这些滑模变结构控制方法均基于系统的精确数学模型, 并且所建模型与实际系统参数之间的距离决定了离散滑模变结构控制律中不连续项的幅值大小^[12]. 然而, 许多实际工业被控系统中存在各种各样的扰动、不确定性、非线性和时变特性等, 很难获得其精确的数学模型^[3, 18]. 因此, 当无法建立被控

系统的精确数学模型或所建模型与实际系统相差较大时,很难将二阶离散滑模变结构控制方法应用到被控系统中。

为了应对现代工业中各种复杂系统建模困难,基于模型的控制(MBC)方法大多很难应用于实际的问题,数据驱动控制方法作为一种无需建立系统数学模型的控制方法应运而生^[19]。无模型自适应控制理论(MFAC)作为数据驱动控制方法中的一种典型控制方法,由侯忠生教授于文献[20]中提出,该方法仅需要系统的输入输出数据,运用非参数动态线性化的方法,便可实现对被控系统内部参数摄动和外部扰动的适应性和鲁棒性[21]。为了进一步提高离散滑模变结构控制方法的适用范围和鲁棒性,文献[22]将MFAC和一阶离散准滑模变结构控制律相结合,提出了新型离散自适应准滑模变结构控制方法。考虑到系统的不确定性和外部扰动,文献[23]在文献[22]的基础上引入RBF神经网络,对系统的综合不确定性进行在线估计,进一步提升了被控系统的控制性能。在文献[23]的基础上,文献[24]同时考虑到系统各回路间的耦合、不确定性和外部扰动,并采用神经网络对这些不确定性进行在线估计,以此改善离散滑模变结构控制系统的动态特性。但是此三种方法中滑模控制律的求取采用了趋近律的概念,并没有从根本上解决离散滑模变结构控制系统的抖振问题,而且文献[23–24]中RBF神经网络的参数较多,每个神经网络的初始权值均取随机数,容易导致控制品质下降。

作为解耦控制方法之一,利用观测器对系统各回路间的耦合、不确定性和外部扰动进行在线估计,进而实现系统广义扰动的去除,在解耦控制器的设计中得到了广泛的应用^[25]。离散扩张状态观测器(DES0)作为一种扰动去除方法,不需要系统的精确数学模型便可以将系统的所有未知动态以扩张状态的形式连同系统状态同时估计出来,因此有关DES0的改进与应用已经得到了广泛的研究^[26]。可见,利用DES0实现复杂未建模被控系统的解耦控制是可行的。

因此,针对一般非仿射非线性离散MIMO系统,为了进一步扩展二阶离散滑模变结构控制方法的应用范围,本文引入非参数动态线性化理论,提出了数据驱动二阶滑模变结构控制算法(简称DES0-SSMDC)。该控制算法不需要已知被控系统的数学模型,仅需系统的输入输出数据,便可实现系统的二阶离散滑模变结构控制,并且相比于文献[22–24],该方法进一步减缓了系统的抖振现象。同时,为了削弱系统各回路间的耦合、不确定性和外部扰动对控制性能的影响,本文进一步引入离散扩张状态观测器,实现了多变量系统的解耦控制,改善了系统动态性能,并且避免了文献[23–24]中神经网络参数多,初始权值随机给定,容

易导致控制品质下降的问题。最后针对本文所提出的方法进行了数学上的理论证明和数值上的仿真验证。

2 问题描述(Problem statement)

考虑如下的非仿射非线性离散MIMO系统:

$$y(k+1) = f(y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k), u(k-1), \dots, u(k-n_u)) + d(k) \quad (1)$$

其中, $u(k) = [u_1(k), \dots, u_n(k)]^T \in R^n$, $y(k) = [y_1(k), \dots, y_n(k)]^T \in R^n$ 是系统在 k 时刻的输入和输出, $f(\cdot) \in R^n$ 是一个广义未知非线性函数, n_u 和 n_y 是系统的未知阶次。 $d(k) \in [d_1(k), \dots, d_n(k)]^T \in R^n$ 表示一个有界的扰动,包括系统的测量噪声和无法测量的扰动,并且假设 $d(k)$ 是有界的,即 $\|d(k)\| \leq d_0$, 其中 $d_0 > 0$ 是一个常数。

定义

$$y_m(k+1) = f(y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k), u(k-1), \dots, u(k-n_u)) \quad (2)$$

于是系统(1)可以写成如下形式:

$$y(k+1) = y_m(k+1) + d(k) \quad (3)$$

对于上述的系统(1),有如下的假设成立:(A1)系统(1)可观可控;(A2)函数 $f(\cdot)$ 对控制系统当前输入 $u(k)$ 的偏导数是连续的;(A3)系统(1)是广义Lipshitz的;

因此针对系统(2),满足以上的假设,根据非参数动态线性化的相关理论,当 $\|\Delta u(k)\| \neq 0$ 时,一定存在伪偏导数 $\Phi(k)$ ^[28],使得

$$\Delta y(k+1) = \Phi(k)\Delta u(k) + \Delta d(k) \quad (4)$$

并且 $\|\Phi(k)\| \leq b$, 其中 b 是一个正常数, $\Delta y(k+1) = y(k+1) - y(k)$, $\Delta y_m(k) = y_m(k) - y_m(k-1)$, $y_m(k) = [y_{m1}(k), y_{m2}(k), \dots, y_{mn}(k)]^T$, $\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$, $\Delta d(k) = d(k) - d(k-1)$, $u(k) = [u_1(k), u_2(k), \dots, u_n(k)]^T$, $\Phi(k) = \begin{bmatrix} \varphi_{11}(k) & \varphi_{12}(k) & \dots & \varphi_{1n}(k) \\ \varphi_{21}(k) & \varphi_{22}(k) & \dots & \varphi_{2n}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{n1}(k) & \varphi_{n2}(k) & \dots & \varphi_{nn}(k) \end{bmatrix}$ 。

关于非参数动态线性化的理论基础和数学证明的详细知识,读者可以参考文献[20]。

考虑如上所述的系统(1),结合上述定理和系统(2),被控系统可以改写成如下的形式:

$$y_i(k+1) = \varphi_{ii}(k)\Delta u_i(k) + y_i(k) + \Delta d'_{NLi}(k), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

其中, $\Delta d'_{NLi}(k) = \sum_{j=1}^n \varphi_{ij}(k)\Delta u_j(k) - \varphi_{ii}(k)\Delta u_i(k) +$

$\Delta d_i(k), i = 1, 2, \dots, n$, 即系统间的耦合作用也被视为扰动, 并且 $\Delta d_i(k) = d_i(k) - d_i(k-1)$.

由于文献[28]已经给出单输入单输出系统所对应伪偏导数的求解公式, 因此类似于文献[28], 本文可以相应给出如下伪偏导数矩阵 $\Phi(k)$ 的递推求解公式:

$$\hat{\Phi}^T(k) = \hat{\Phi}^T(k-1) + \frac{\eta \Delta u(k-1)}{\mu + \|\Delta u(k-1)\|^2} [\Delta y^T(k) - \Delta u^T(k-1) \hat{\Phi}^T(k-1)] \quad (6)$$

定义伪偏导数的参数估计误差 $\delta_{\varphi_{ii}}(k) = \varphi_{ii}(k) - \hat{\varphi}_{ii}(k), i = 1, 2, \dots, n$, 结合(5)式和(6)式可得:

$$y_i(k+1) = \hat{\varphi}_{ii}(k) \Delta u_i(k) + y_i(k) + \Delta d''_{NLi}(k), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (7)$$

此时, 最终的 $\Delta d''_{NLi}(k)$ 中包含了未建模动态、系统间的耦合作用、不确定性、测量误差以及无法测量的扰动, 将其视为广义的扰动信号, 在后续章节通过离散扩张状态观测器进行处理.

3 滑模控制器的设计(Design of the sliding mode controller)

定义第 i 个回路的跟踪误差为

$$e_i(k+1) = y_i(k+1) - y_{ri}(k+1), i = 1, 2, \dots, n \quad (8)$$

其中 $y_{ri}(k+1)$ 是有界的期望给定信号.

定义第 i 个回路的一阶离散滑模面函数为

$$S_i(k) = C_i^T E_i(k) \quad (9)$$

其中, $C_i = [1, c_{0i}]^T, c_{0i}$ 为大于 0 的常数, 并且 $E_i(k) = [e_i(k), e_i(k-1)]^T$.

定义第 i 个回路的全新二阶离散滑模面函数为

$$\sigma_i(k+1) = S_i(k+1) + \beta_i S_i(k) \quad (10)$$

其中 $0 \leq \beta_i \leq 1$, 以确保滑模面 $\sigma_i(k)$ 能够收敛, 并且 $S_i(k+1) = C_i^T E_i(k+1)$.

第 i 个回路的等效控制可以通过下式所示的方程获得

$$\sigma_i(k+1) = \sigma_i(k) = 0 \quad (11)$$

通过式(8)-(11), 可以得出

$$C_i^T E_i(k+1) = -\beta_i S_i(k) \quad (12)$$

即

$$y_i(k+1) - y_{ri}(k+1) = -c_{0i}(y_i(k) - y_{ri}(k)) - \beta_i S_i(k) \quad (13)$$

也即

$$\hat{\varphi}_{ii}(k) \Delta u_{eqi}(k) = y_{ri}(k+1) - y_i(k) - \beta_i S_i(k) - \Delta d''_{NLi}(k) - c_{0i}(y_i(k) - y_{ri}(k)) \quad (14)$$

所以

$$\Delta u_{eqi}(k) = \frac{1}{(\hat{\varphi}_{ii}(k) + m_i)} (y_{ri}(k+1) - y_i(k) - \Delta d''_{NLi}(k) - \beta_i S_i(k) - c_{0i}(y_i(k) - y_{ri}(k))) \quad (15)$$

注 1 当 $\hat{\varphi}_{ii}(k)$ 很小时, 控制输入(15)有可能变得很大甚至无界, 为了避免这种现象的发生引入一个正数 m_i .

注 2 控制律(15)中包含的未知项 $\Delta d''_{NLi}(k)$, 本文采用离散扩张状态观测器(DES0)进行估计, 并最终实现解耦控制.

为了增加控制系统的鲁棒性, 减缓被控系统的抖动现象, 附加不连续控制项

$$\Delta u_{disi}(k) = \frac{-1}{\hat{\varphi}_{ii}(k) + m_i} [T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) - (\hat{\varphi}_{ii}(k-1) + m_i) \Delta u_{disi}(k-1)] \quad (16)$$

因此, 最后的控制输入为

$$\Delta u_i(k) = \Delta u_{eqi}(k) + \Delta u_{disi}(k) \quad (17)$$

注 3 本文只对紧格式的改进二阶离散滑模变结构控制器进行介绍, 对于偏格式的和全格式的非参数动态线性化方法, 本文提出的方法同样适用, 读者可自行推导.

4 基于 DES0 的解耦控制器(Decoupled controller based on the DES0)

本文引入 DES0, 利用 DES0 的在线逼近性能提前对扰动以及其他不确定性 $\Delta d''_{NLi}(k)$ 进行预估, 再与自适应滑模变结构控制方法相结合, 实现对非仿射非线性离散系统的抗扰动解耦控制. 离散扩张状态观测器的引入旨在改善系统动态性能, 减少扰动及不确定性对系统引起的振荡.

控制系统结构图如图 1 所示(以两输入两输出情形为例). 其中, $\Delta u_i(k), y_i(k), y_{ri}(k+1)$ 分别是被控系统的控制输入信号、输出信号和期望给定信号. $\xi_i(k)$ 是第 i 个离散扩张状态观测器的输出, 也即 $\Delta d''_{NLi}(k)$ 的估计值.

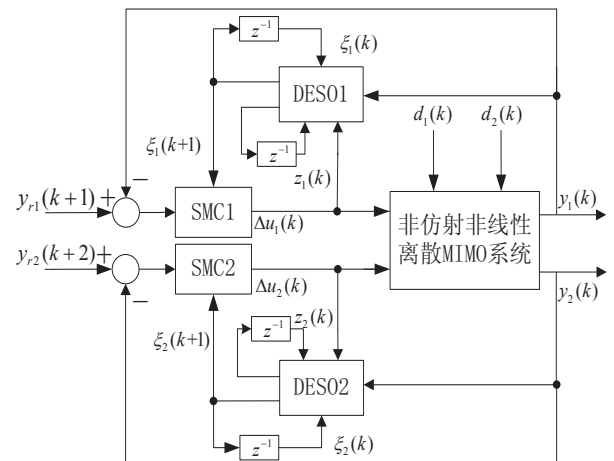


图 1 控制系统结构图

Fig. 1 The configuration of the control system

结合本文所提出的控制律(17),对于被控系统(7)的第*i*个回路进行如下转换

$$y_i(k+1) = y_i(k) + (\hat{\varphi}_{ii}(k) + m_i)\Delta u_i(k) + \Delta d_{NLi}(k) \quad (18)$$

其中, $\Delta d_{NLi}(k) = (\delta_{\varphi_{ii}}(k) - m_i)\Delta u_i(k) + \Delta d_{NLi}''(k)$.

对于上述系统作如下假设^[29]: 采样时间足够小,以至于扰动在两个相邻采样周期内变化不是很大,也即

$$\Delta d_{NLi}(k+1) - \Delta d_{NLi}(k) \in O(T) \quad (19)$$

而且,如下关系式成立

$$O(T^n) + O(T^{n+1}) \approx O(T^n) \forall n \in N \quad (20)$$

于是基于上述假设,由系统(7),并结合控制律(17),可以设计如下的线性离散扩张状态观测器

$$\begin{aligned} z_i(k+1) &= z_i(k) + (\hat{\varphi}_{ii}(k) + m_i)\Delta u_i(k) + \\ &\quad \xi_i(k) + L_{1i}(y_i(k) - z_i(k)) \\ \xi_i(k+1) &= \xi_i(k) + L_{2i}(y_i(k) - z_i(k)) \end{aligned} \quad (21)$$

假设系统的输出估计误差 $e_i(k) = y_i(k) - z_i(k)$,广义扰动估计误差 $\eta_i(k) = \Delta d_{NLi}(k) - \xi_i(k)$,于是可以得到系统的扩张状态估计误差方程

$$\begin{bmatrix} e_i(k+1) \\ \eta_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_i - L_{1i} & I_i \\ -L_{2i} & I_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_i(k) \\ \eta_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta d_{NLi}(k+1) - \Delta d_{NLi}(k) \end{bmatrix} \quad (22)$$

根据上述假设,系统的扩张状态估计误差方程可以改写为

$$\begin{bmatrix} e_i(k+1) \\ \eta_i(k+1) \end{bmatrix} = H_i \begin{bmatrix} e_i(k) \\ \eta_i(k) \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中, $H_i = \begin{bmatrix} I_i - L_{1i} & I_i \\ -L_{2i} & I_i \end{bmatrix}$.

为了便于参数的整定,将离散特征方程的极点放在同一个位置^[30],即

$$\lambda(z) = |zI - H_i| = (z - \beta)^2 \quad (24)$$

由此可得, $L_{1i} = 2 - 2\beta$, $L_{2i} = (\beta - 1)^2$, 并且 $\beta = e^{-w_0 T}$.

5 稳定性分析(Stability analysis)

假设 1 如果线性扩张状态观测器的参数按照(24)式选择,则根据上述的分析,它能够保证估计误差在 $O(T)$ 范围内^[29].

由上面的分析,结合方程(18)形式的转换以及控制律(17),对系统(1)的任意回路*i*可以进行如下的推

导

$$\begin{aligned} y_i(k+1) &= \\ y_i(k) &+ (\hat{\varphi}_{ii}(k) + m_i)(\Delta u_{eqi}(k) + \Delta u_{disi}(k)) \end{aligned} \quad (25)$$

也即

$$\begin{aligned} y_i(k+1) &= \\ y_{ri}(k+1) &- \beta_i S_i(k) - c_{0i}(y_i(k) - y_{ri}(k)) - \\ \xi_i(k) &+ (\hat{\varphi}_{ii}(k-1) + m_i)\Delta u_{disi}(k-1) + \\ \Delta d_{NLi}(k) &- T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) \end{aligned} \quad (26)$$

于是

$$\begin{aligned} S_i(k+1) &= \\ (\hat{\varphi}_{ii}(k-1) &+ m_i)\Delta u_{disi}(k-1) - \xi_i(k) - \\ \beta_i S_i(k) &+ \Delta d_{NLi}(k) - T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) \end{aligned} \quad (27)$$

记

$$\bar{d}(k) = \Delta d_{NLi}(k) - \xi_i(k) \quad (28)$$

同理可得

$$\begin{aligned} S_i(k) &= \bar{d}(k-1) - \beta_i S_i(k-1) + (\hat{\varphi}_{ii}(k-1) + \\ m_i) &\Delta u_{disi}(k-1) \end{aligned} \quad (29)$$

于是由式(27)-(29),可以得出

$$\begin{aligned} S_i(k+1) - S_i(k) &= -\beta_i(S_i(k) - S_i(k-1)) + \\ (\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)) &- T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) \end{aligned} \quad (30)$$

所以

$$\begin{aligned} S_i(k+1) + \beta_i S_i(k) &= S_i(k) + \beta_i S_i(k-1) + \\ (\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)) &- T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) \end{aligned} \quad (31)$$

也即,上式可以转换成如下形式

$$\begin{aligned} \sigma(k+1) &= \\ \sigma(k) &+ (\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)) - T_e M \text{sign}(\sigma_i(k)) \end{aligned} \quad (32)$$

假设 2 对于任意时刻*k*, $|\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)|$ 是有界的,也即

$$|\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)| < \bar{d}_0 \quad (33)$$

由假设1得知,对于任意时刻*k*, $\bar{d}(k)$ 是有界的,因此 $|\bar{d}(k) - \bar{d}(k-1)|$ 是有界的,所以上述假设是成立的.

定理 1 如果满足假设(A1)(A3)和假设1,被控系统(1)采用控制律(17),时变参数 $\Phi_i(k)$ 采用算法(6)估计,期望给定信号 $y_{ri}(k+1)$ 有界,并且控制输入信号中不连续项的幅值 $T_e M$ 满足如下条件

$$T_e M > \bar{d}_0 \quad (34)$$

那么被控系统(1)在控制律(17)作用下,将进入收敛

准滑动模态.

结合上面的推导、假设以及文献[16]中的证明可知, 本文所设计的离散二阶滑模控制律完全满足Bartoszewicz^[31]所给出的系统进入收敛准滑动模态的充分必要条件, 因此定理1得证, 其余的证明过程读者可以参阅文献[16].

$$\begin{aligned}
 y_1(k+1) &= -0.8 \sin(y_1(k)) - (0.2 + a(k)) \cos(y_1(k-1)) + 1.8u_1(k-1) + u_1(k) - 0.3u_3(k-1) + \\
 &\quad 0.4u_2(k-1)/(1 + u_2^2(k-1)) + c(k) \\
 y_2(k+1) &= -0.8y_2(k) - (0.2 + b(k)) \cos(y_2(k-1)) + 0.5u_2(k-1) + u_2(k) + 0.4u_3(k-1) + \\
 &\quad 0.4u_1(k-1)/(1 + u_1^2(k-1)) + f(k) \\
 y_3(k+1) &= -0.8y_3(k) - 0.2y_3(k-1) + 1.2u_3(k-1) + u_1(k) + 0.3u_2(k-1)/(1 + u_2^2(k-1))
 \end{aligned} \tag{35}$$

期望给定信号:

$$\begin{aligned}
 y_{r1}(k+1) &= 1 - 0.02 \bmod(k, 100) \\
 y_{r2}(k+1) &= \sin(k\pi/100) \\
 y_{r3}(k+1) &= 0.5(-1)^{\text{round}(k/200)}
 \end{aligned} \tag{36}$$

扰动信号:

$$\begin{aligned}
 a(k) &= 0.2 \cos(k\pi/25) \\
 b(k) &= 0.2 \cos(k\pi/125) \\
 c(k) &= 0.4 \cos(k\pi/125) \\
 f(k) &= 0.1 \sin(k\pi/130)
 \end{aligned} \tag{37}$$

对比分析1:

针对非仿射非线性离散MIMO系统(35), 这里将本文所提出的方法与文献[24]中的方法(NN-SMDC)分别应用于其中, 并进行仿真对比分析, 同时采用性能评价指标IAE和ITAE进行数值对比分析, NN-SMDC的仿真参数为: $u(1:3) = 0$, $y(1:4) = 0$, $\Phi(4) = [4, 0, 0; 0, 2, 0; 0, 0, 3]$, $q_1 = 0.6$, $q_2 = 0.9$, $q_3 = 0.6$, $\sigma_1 = 3$, $\sigma_2 = 3$, $\sigma_3 = 3$, $\varepsilon_1 = 0.0001$, $\varepsilon_2 = 0.0001$, $\varepsilon_3 = 0.0001$, $\mu = 0.75$, $\eta = 0.3$. DESO-SSMDC的仿真参数为: $m_{11} = 10$, $m_{22} = 1$, $m_{33} = 3$, $\beta_1 = 0.7$, $\beta_2 = 0.7$, $\beta_3 = 0.7$, $Te_1 = 0.003$, $Te_2 = 0.01$, $Te_3 = 0.009$, $L_{11} = 0.2$, $L_{12} = 0.01$, $L_{21} = 0.2$, $L_{22} = 0.01$, $L_{31} = 0.2$, $L_{32} = 0.01$, 其余仿真参数同NN-SMDC, 并且两种方法中的神经网络均取随机数. 两种方法所对应的仿真结果见图2-7和表1.

图2-7分别是采用NN-SMDC和DESO-SSMDC两种方法时系统输入、输出和跟踪误差的3维曲线, 表1是两种方法所对应的性能评价指标对比结果. 从仿真曲线和数值对比分析结果可以看出, 本文所提出的方法保留了滑模控制方法固有的对系统外部扰动和不确定性所具有不变性, 尽管系统(35)中存

6 仿真实验(Simulation validation)

为了验证上述所提出方法的有效性, 本文采用数值仿真的方法对其进行仿真分析, 并与其他相关的控制方法进行对比分析.

6.1 仿真示例1(Simulation example 1)

考虑如下的非仿射非线性离散MIMO系统:

在参数不确定性、外部扰动和系统间的耦合, 本文所提出的方法仍能取得较理想的控制效果. 同时, 由于二阶离散滑模控制方法固有的优于准滑模控制(QSMC)方法的特性, 使得系统的抖振得到了减缓, 并且进一步提高了系统的控制性能.

表 1 两种算法性能指标比较

Table 1 Performance index comparison of two methods

指标	算法		
	DESO-SSMDC	NN-SMDC	
IAE	y1	43.8162	72.3181
	y2	3.8133	28.6952
	y3	20.2751	53.0216
ITAE	y1	10024	17628
	y2	834	7798
	y3	4402	11938

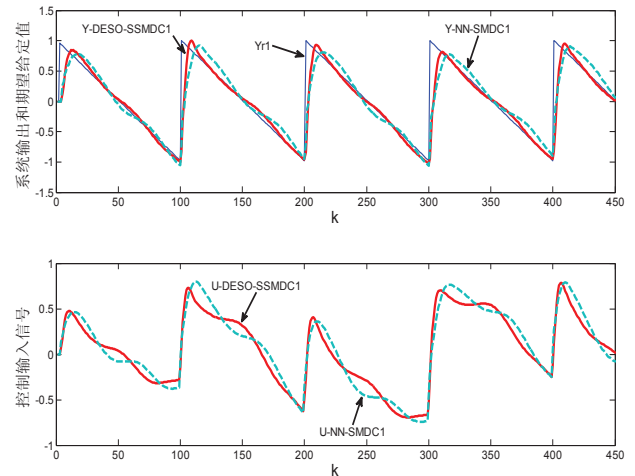


图 2 两种方法所对应系统输出 y_1 和系统输入 u_1 的对比曲线
Fig. 2 Comparative curves of the system output y_1 and system input u_1 based on the two presented methods

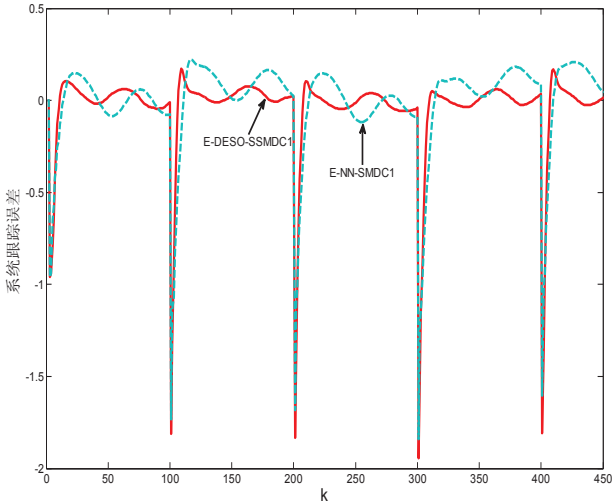


图3 两种方法所对应系统跟踪误差 e_1 的对比曲线
Fig. 3 Comparative curves of the system tracking error e_1 based on the two presented methods

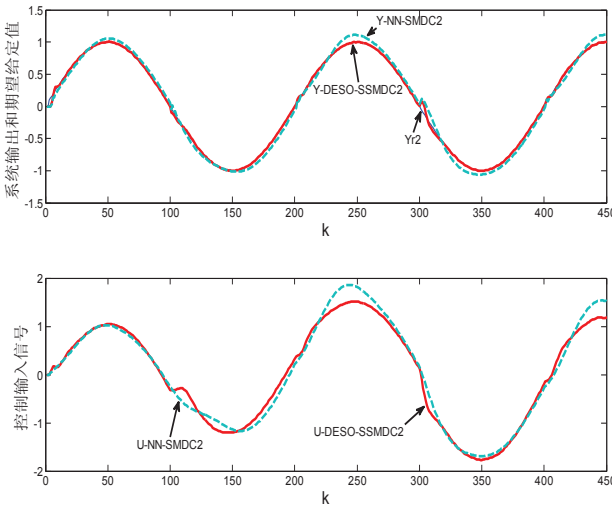


图4 两种方法所对应系统输出 y_2 和系统输入 u_2 的对比曲线
Fig. 4 Comparative curves of the system output y_2 and system input u_2 based on the two presented methods

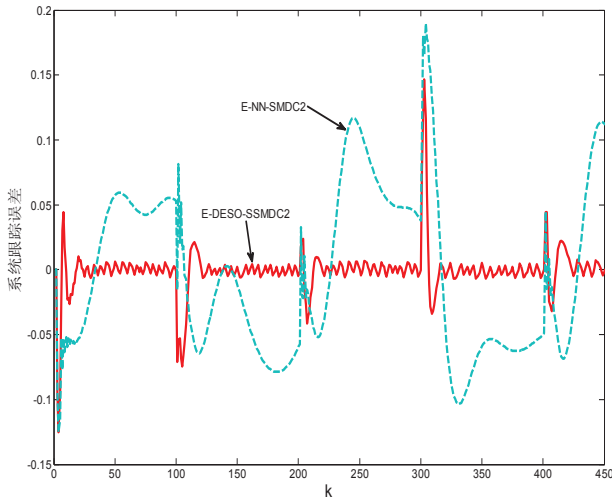


图5 两种方法所对应系统跟踪误差 e_2 的对比曲线
Fig. 5 Comparative curves of the system tracking error e_2 based on the two presented methods

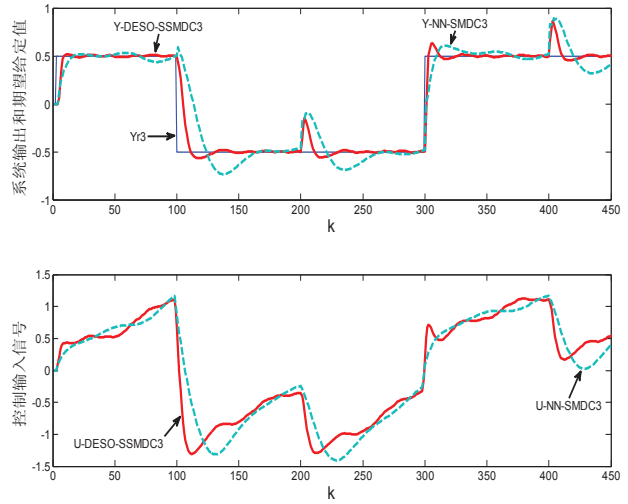


图6 两种方法所对应系统输出 y_3 和系统输入 u_3 的对比曲线
Fig. 6 Comparative curves of the system output y_3 and system input u_3 based on the two presented methods

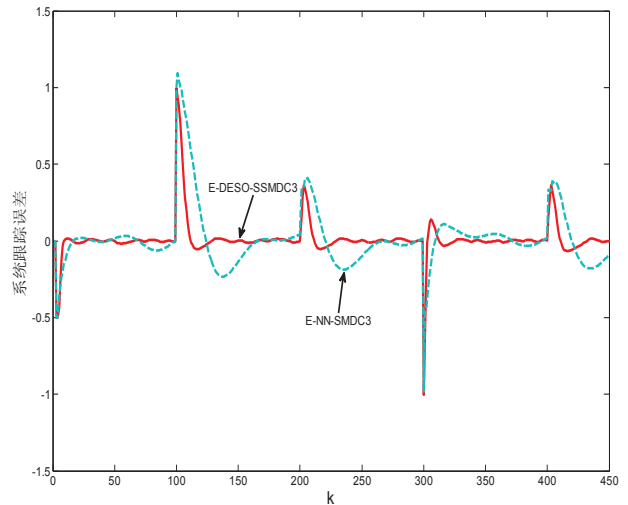


图7 两种方法所对应系统跟踪误差 e_3 的对比曲线
Fig. 7 Comparative curves of the system tracking error e_3 based on the two presented methods

对比分析2:

为了验证本文提出的方法中所采用的DESO的有效性,这里将DESO-SSMDC与基于神经网络补偿的新型自适应二阶离散滑模解耦控制器(RBF-SSMDC)应用于系统(35)进行仿真对比分析,同时采用性能评价指标IAE和ITAE进行数值对比分析,为了节省空间,加之论文已经对DESO-SSMDC做详细的介绍,因此这里省略对RBF-SSMDC的详细说明. RBF-SSMDC的仿真参数为: $u(1:3) = 0, y(1:4) = 0, \Phi(4) = [4, 0, 0; 0, 2, 0; 0, 0, 3], m_{11} = 10, m_{22} = 1, m_{33} = 3, \beta_1 = 0.7, \beta_2 = 0.7, \beta_3 = 0.7, T_{e1} = 0.003, T_{e2} = 0.01, T_{e3} = 0.009,$

$c_1 = [1, 0.3], c_2 = [1, 0.3], c_3 = [1, 0.3], \mu = 0.75, \eta = 0.3$. DESO-SSMDC的仿真参数同对比分析1, 并且两种方法中的神经网络均取随机数. 两种方法所对应的仿真结果见图8-13和表2.

图8-13分别是采用RBF-SSMDC和DESO-SSMDC两种方法时系统输入、输出和跟踪误差的3维曲线, 表4是两种方法所对应的性能评价指标对比结果. 从仿真曲线和数值对比分析结果可以看出, 本文采用DESO对系统间的耦合和不确定性进行补偿可以达到RBF神经网络在控制器中所起到的效果, 同时避免了引入神经网络时所带来的参数多, 随机给定, 可能导致被控系统不稳定的问题.

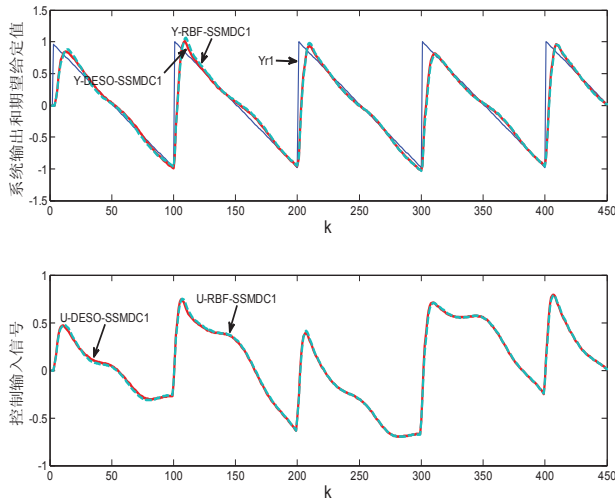


图 8 两种方法所对应系统输出 y_1 和系统输入 u_1 的对比曲线
Fig. 8 Comparative curves of the system output y_1 and system input u_1 based on the two presented methods

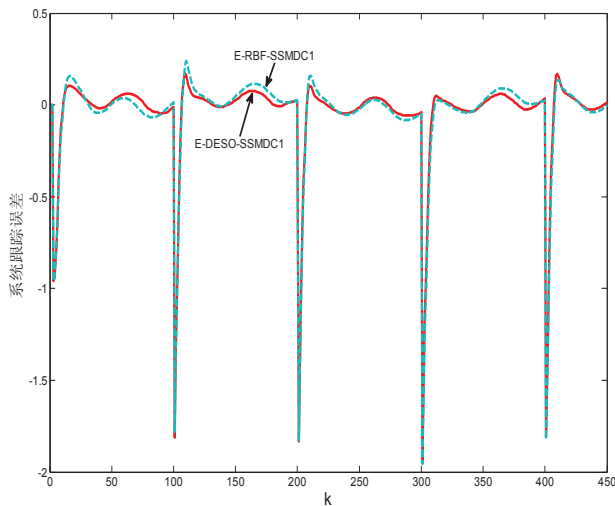


图 9 两种方法所对应系统跟踪误差 e_1 的对比曲线
Fig. 9 Comparative curves of the system tracking error e_1 based on the two presented methods

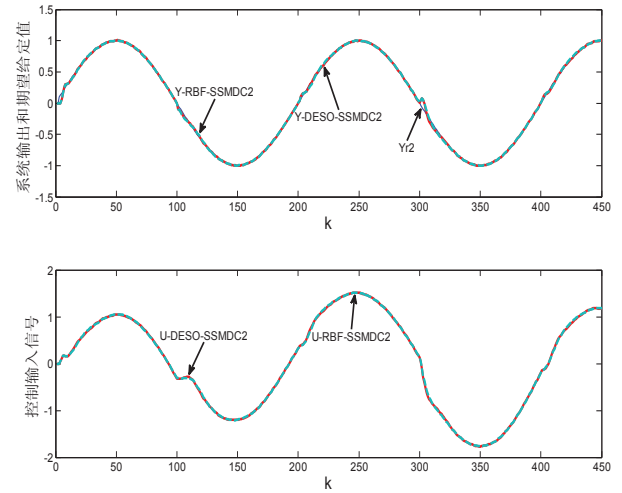


图 10 两种方法所对应系统输出 y_2 和系统输入 u_2 的对比曲线
Fig. 10 Comparative curves of the system output y_2 and system input u_2 based on the two presented methods

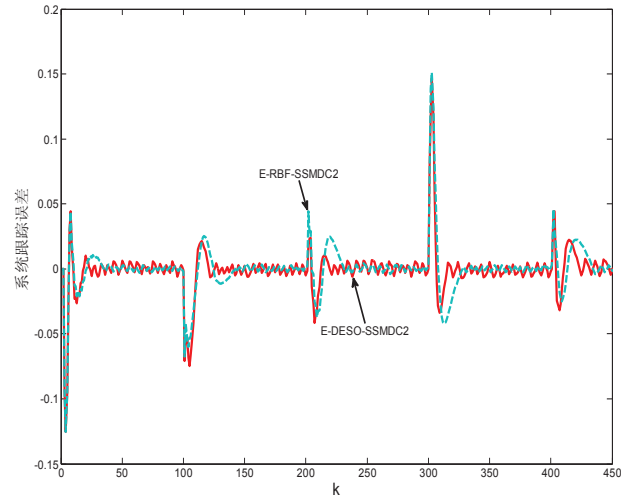


图 11 两种方法所对应系统跟踪误差 e_2 的对比曲线
Fig. 11 Comparative curves of the system tracking error e_2 based on the two presented methods

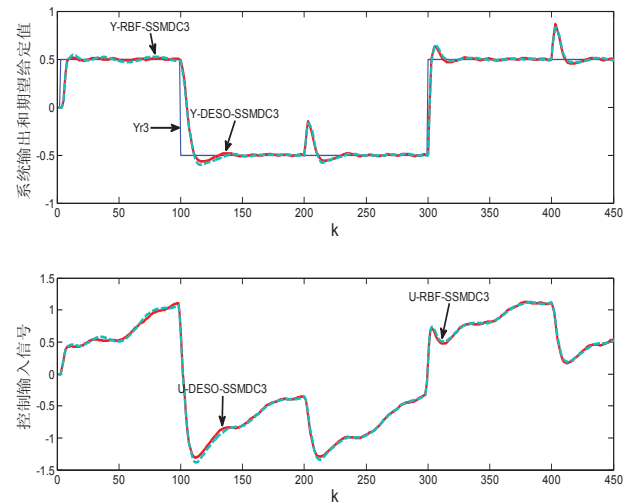


图 12 两种方法所对应系统输出 y_3 和系统输入 u_3 的对比曲线
Fig. 12 Comparative curves of the system output y_3 and system input u_3 based on the two presented methods

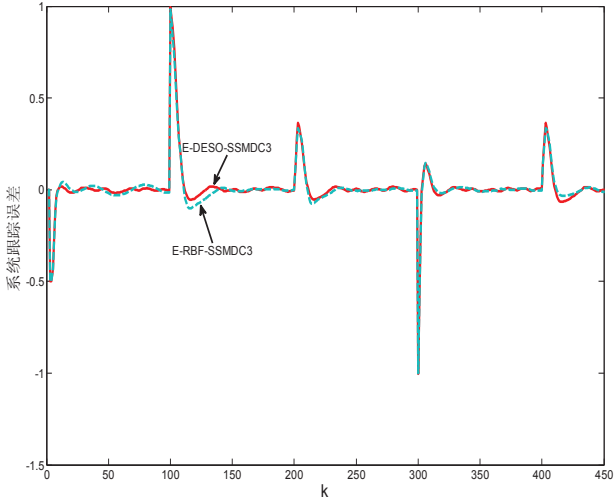


图 13 两种方法所对应系统跟踪误差 e_3 的对比曲线

Fig. 13 Comparative curves of the system tracking error e_3 based on the two presented methods

$$y_1(k+1) = -0.8 \sin(y_1(k)) - (0.16 + a(k)) \cos(y_1(k-1)) + 1.7u_1(k-1) + u_1(k) - 0.9u_2(k-1) + 2u_2(k-1)/(1 + u_2^2(k-1))$$

$$y_2(k+1) = -0.8 \sin(y_2(k)) - (0.16 + b(k)) \sin(y_2(k-1)) + 2u_2(k-1) + u_2(k) + 0.8u_1(k-1) + 2u_1(k-1)/(1 + u_1^2(k-1))$$

(38)

期望给定信号:

$$\begin{aligned} y_{r1}(k+1) &= 0.5(-1)^{\text{round}(k+1/200)} \\ y_{r2}(k+1) &= \sin((k+1)\pi/100) \end{aligned} \quad (39)$$

扰动信号:

$$\begin{aligned} a(k) &= 0.2 \cos(k\pi/25) \\ b(k) &= 0.2 \cos(k\pi/125) \end{aligned} \quad (40)$$

为了进一步验证本文所提出的解耦控制器的有效性,针对非仿射非线性离散MIMO系统(38),这里将本文所提出的方法与未经过DESO补偿解耦的新型自适应二阶离散滑模控制器(NSSMC)分别应用于其中,并进行仿真对比分析,同时采用性能评价指标IAE和ITAE进行数值对比分析,NSSMC的仿真参数为: $u(1:3) = 0, y(1:4) = 0, \Phi(4) = [4, 0, 0; 0, 2, 0; 0, 0, 3], m_{11} = 10, m_{22} = 1, m_{33} = 3, \beta_1 = 0.7, \beta_2 = 0.7, \beta_3 = 0.7, Te_1 = 0.003, Te_2 = 0.01, Te_3 = 0.009, c_1 = [1, 0.3], c_2 = [1, 0.3], c_3 = [1, 0.3], \mu = 0.75, \eta = 0.3$. DESO-SSMDC的仿真参数同对比分析1,并且两种方法中的神经网络均取随机数.两种方法所对应的仿真结果见图14-17和表3.

图14-17分别是采用NSSMC和DESO-SSMDC两种方法时系统输入、输出和跟踪误差的2维曲线,表6是两种方法所对应的性能评价指标对比结果.

表 2 两种算法性能指标比较

Table 2 Performance index comparison of two methods

指标	算法	
	DESO-SSMDC	RBF-SSMDC
IAE	y1	43.8162
	y2	3.8133
	y3	20.2751
ITAE	y1	10024
	y2	834
	y3	4402

6.2 仿真示例2(Simulation example 2)

考虑如下的非仿射非线性离散MIMO系统:

表 3 两种算法性能指标比较

Table 2 Performance index comparison of two methods

指标	算法	
	DESO-SSMDC	RBF-SSMDC
IAE	y1	11.8885
	y2	28.3842
ITAE	y1	2864.8
	y2	6586.0

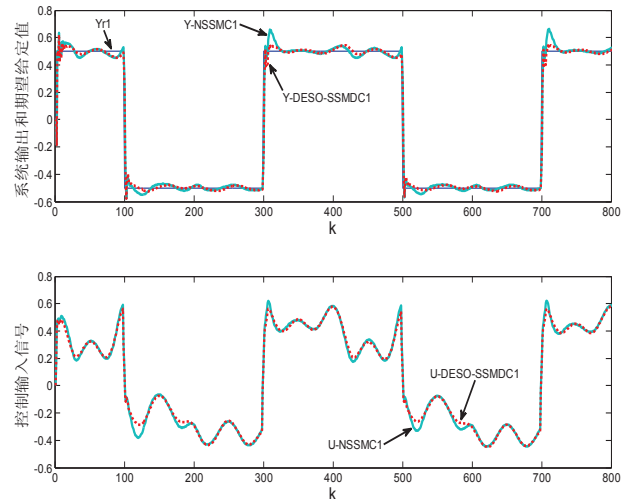
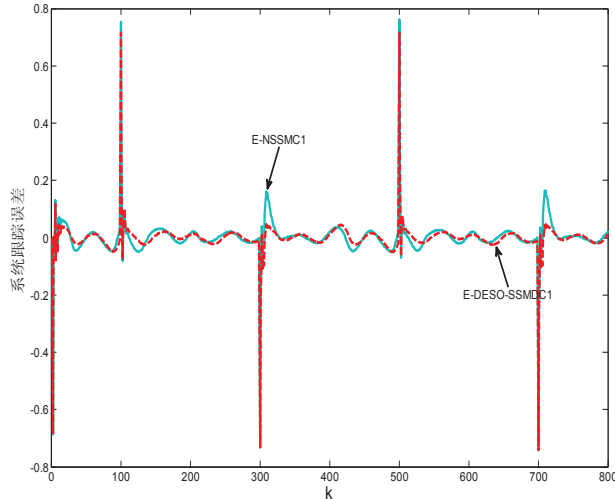
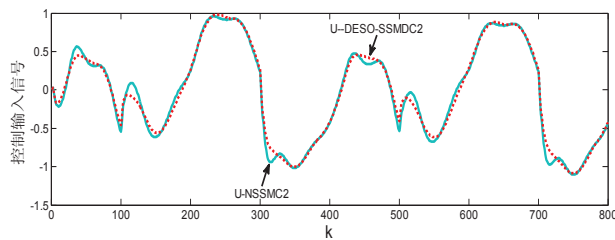
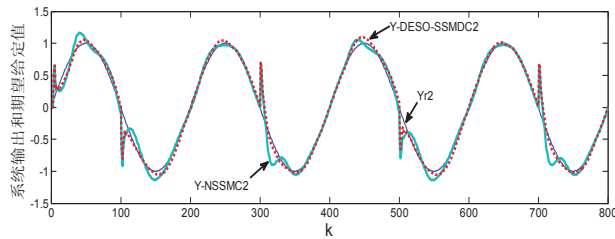
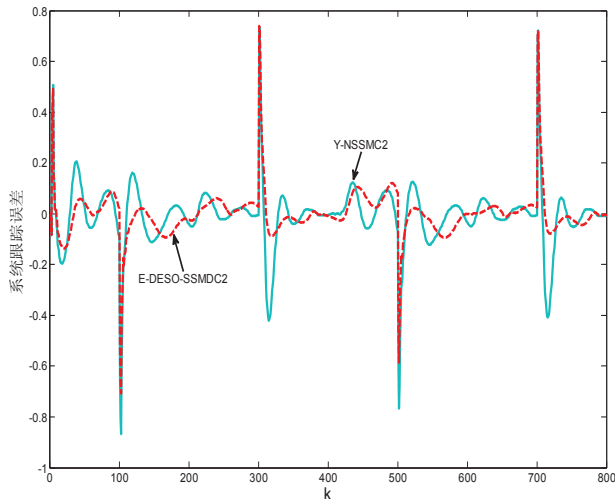


图 14 两种方法所对应系统输出 y_1 和系统输入 u_1 的对比曲线

Fig. 14 Comparative curves of the system output y_1 and system input u_1 based on the two presented methods

图 15 两种方法所对应系统跟踪误差 e_1 的对比曲线Fig. 15 Comparative curves of the system tracking error e_1 based on the two presented methods图 16 两种方法所对应系统输出 y_2 和系统输入 u_2 的对比曲线
Fig. 16 Comparative curves of the system output y_2 and system input u_2 based on the two presented methods图 17 两种方法所对应系统跟踪误差 e_2 的对比曲线Fig. 17 Comparative curves of the system tracking error e_2 based on the two presented methods

从仿真曲线和数值对比分析结果可以看出, 本文采用的DESO可以对系统各回路间的耦合和不确定性进行估计、补偿, 以此削弱系统各回路间的耦合影响, 达到解耦的效果, 提升被控系统的控制性能。

7 结论(Conclusions)

本文主要研究了二阶离散滑模变结构控制方法在一般非仿射非线性离散MIMO系统中的控制问题, 采用数据驱动的思想, 使得控制器不需要已知被控系统的精确数学模型, 仅需要系统的输入输出数据, 便可实现自适应二阶离散滑模变结构控制, 进一步拓宽了二阶离散滑模变结构控制方法在模型未知系统中的适用范围。同时, 离散扩张状态观测器的引入, 不仅实现了数据驱动情况下的广义扰动预估、解耦, 而且避免了神经网络情况下的参数多、随机给定、容易导致控制品质下降的问题。最后的理论分析和数值仿真均表明本文所提出方法的有效性。

参考文献(References):

- [1] Decarlo R A, Zak H S, Matthews G P. Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial[J]. *Proceeding of the IEEE*, 1988, 76(3): 212 – 232.
- [2] 李鹏, 郑志强. 非线性积分滑模控制方法[J]. *控制理论与应用*, 2011, 28(3): 421 – 426.
(Li Peng, Zheng Zhiqiang. Sliding mode control approach with nonlinear integrator[J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(3): 421 – 426.)
- [3] Khadija D, Majda L, Said N A. Discrete Second Order Sliding Mode Control for Nonlinear Multivariable Systems [C] // *IEEE MELECON 2012. 16th Mediterranean*. Yasmine Hammamet, Tunisia: IEEE Press, 2012: 387 – 390.
- [4] Zhao D Y, Zou T. A finite-time approach for multiple mobile robots formation control with terminal sliding mode [J]. *International Journal of Systems Science*, 2012, 43(11): 1998 – 2014.
- [5] Zhao D., Li C., Zhu Q.. Low Pass Filter Based Position Synchronization Sliding Mode Control for Multiple Robotic Manipulators Systems [J]. *Proceedings of Institution of Mechanical Engineers, Part I, Journal of Systems and Control Engineering*, 2011, 225(18): 1136 – 1148.
- [6] Zhao D Y, Li S Y, Zhu Q M. Output Feedback Terminal Sliding Mode Control for a Class of Second Order Nonlinear Systems [J]. *Asian Journal of Control*, 2013, 15(1): 237 – 247.
- [7] Zhao D., Zou T, Li S., Zhu Q.. Adaptive Backstepping Sliding Mode Control for Leader-Follower Multi-Agent Systems [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2012, 6(8): 1109 – 1117.
- [8] Castillo-Toledo B, Di Gennaro S, Loukianov A G, Rivera J. Discrete time sliding mode control with application to induction motors [J]. *Automatica*, 2008, 44(12): 3036 – 3045.
- [9] Gao W, Wang Y, Homaifan H. Discrete-time variable structure control systems [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1995, 42(2): 117 – 122.
- [10] Furuta K, Pan Y. Variable structure control with sliding sector [J]. *Automatica*, 2000, 36(2): 211 – 228.

- [11] Utkin V I. *Sliding mode in control and optimization*[M]. Berlin: Springer, 1992.
- [12] Khandekar A A, Malwatkar G M, Patre B M. Discrete sliding mode control for robust tracking of higher order delay time systems with experimental application [J]. *ISA transactions*, 2013, 52(1): 36 – 44.
- [13] Young K D, Utkin V I, Ozguner U. A control engineer's guide to sliding mode control [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1996, 7(3), 328 – 342.
- [14] Mihoub M, Nouri A S, Abdennour R B. Real-time application of discrete second order sliding mode control to a chemical reactor [J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(9): 1089 – 1095.
- [15] Mihoub M, Nouri A S, Ben Abdennour R. A real time application of discrete second order sliding mode control to a semi-batch reactor: a multi model approach [J]. *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 2009, 6(2): 156 – 163.
- [16] Mihoub M, Nouri A S, Ben Abdennour R. *Multimodel Discrete Second Order Sliding Mode Control: Stability Analysis and Real Time Application on a Chemical Reactor*[M]. // Bartoszewicz A, Sliding Mode Control, Rijeka, Croatia: InTech, 2011, 473 – 490.
- [17] Mihoub M, Nouri A S, Ben Abdennour R. The multi model approach for a numerical second order sliding mode control of highly non stationary systems [C] // *Proceedings of American Control Conference*. Seattle, USA: IEEE Press, 2008: 4721 – 4726.
- [18] Liu X M, Gao X W, Wang W, Wang J S. Survey on coke oven gas-collector pressure control [C] // *Proceedings of the 2011 Chinese Control and Decision Conference*. Mianyang, China: IEEE Press, 2011: 528 – 533.
- [19] Hou Z S, Wang Z. From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective [J]. *Information Sciences*, 2013, 235(20): 3 – 35.
- [20] 侯忠生. 非线性系统参数辨识, 自适应控制及无模型学习自适应控制[D]. 沈阳: 东北大学, 1994.
(Hou Zhongsheng. *The parameter identification, adaptive control and model free learning adaptive control for nonlinear system*[D]. Shenyang: Northeastern University of China, 1994.)
- [21] 侯忠生. 非参数模型及其自适应控制理论[M]. 北京: 科学出版社, 1999.
(Hou Zhongsheng. *Nonparametric models and its adaptive control theory*[M]. Beijing: Science Press, 1999.)
- [22] Wang W H, Hou Z S. New adaptive quasi-sliding mode control for nonlinear discrete-time systems [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2008, 19(1): 154 – 160.
- [23] 侯忠生, 王卫红, 金尚泰. 一类非线性离散系统自适应准滑模控制[J]. *控制理论与应用*, 2009, 26(5): 505 – 509.
(Hou Zhongsheng, Wang Weihong, Jin Shangtai. Adaptive quasi-sliding-mode control for a class of nonlinear discrete-time systems [J]. *Control Theory & Applications*, 2009, 26(5): 505 – 509.)
- [24] 王卫红. 无模型自适应控制理论几类问题的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2008.
(Wang Weihong. *Issues on model-free adaptive control theory*[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University of China, 2008.)
- [25] Zheng Q, Chen Z Z, Gao Z Q. A practical approach to disturbance decoupling control [J]. *Engineering Practice*, 2009, 17(9): 1016 – 1025.
- [26] Wu D, Chen K, Wang X. Tracking control and active disturbance rejection with application to noncircular machining [J]. *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, 2007, 47(15): 2207 – 2217.
- [27] Su Y X, Zheng C H, Duan B Y. Automatic disturbances rejection controller for precise motion control of permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52(3): 814 – 823.
- [28] Bu X H, Hou Z S, Yu F S, F Z Y. Model Free Adaptive Control with Disturbance Observer [J]. *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, 2012, 14(4): 42 – 49.
- [29] 邵立伟, 廖晓钟, 夏元清, 韩京清. 三阶离散扩张状态观测器的稳定性分析及其综合[J]. *信息与控制*, 2008, 37(2): 135 – 139.
(Shao Liwei, Liao Xiaozhong, Xia Yuanqing, Han Jingqing. Stability analysis and synthesis of third order discrete extended state observer [J]. *Information and Control*, 2008, 37(2): 135 – 139.)
- [30] Miklosovic R, Radke A, Gao Z. Discrete Implementation and Generalization of the Extended State Observer [C] // *Proceedings of American Control Conference*. Minneapolis, USA: IEEE Press, 2006: 2209 – 2214.
- [31] Bartoszewicz A. Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1998, 45(4): 633 – 637.

作者简介:

翁永鹏 (1986—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为复杂工业过程建模与控制, E-mail: wengyongpengneu@163.com;

高宪文 (1955—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为复杂工业过程建模与控制, E-mail: gaioxianwen@ise.neu.edu.cn;

刘昕明 (1984—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为复杂工业过程建模与预测控制, E-mail: liuxin_ming@163.com.