

文章编号:1006-2467(2020)09-0898-06

DOI: 10.16183/j.cnki.jsjtu.2020.169

单输入单输出系统离散积分滑模预测控制

刘 邱, 赵东亚

(中国石油大学(华东) 新能源学院, 山东 青岛 266580)

摘 要: 基于离散滑模控制理论和模型预测控制理论, 针对一类带有外界干扰的单输入单输出控制系统提出了一种离散时间积分滑模预测控制算法. 该控制算法结合了滑模控制和预测控制的优点, 利用积分滑模降低了干扰对系统的影响, 保证了系统的整体鲁棒性. 并且该控制算法具有预测控制不需要严格的模型形式以及对系统输出进行滚动优化的特点, 从而降低了控制器对系统模型的要求, 增强了其控制性能. 最后通过稳定性分析以及 MATLAB 软件仿真验证了该控制算法的有效性.

关键词: 单输入单输出; 积分滑模控制; 预测控制; 鲁棒性

中图分类号: TP 273

文献标志码: A

Discrete-Time Integral Sliding Mode Predictive Control for Single Input Single Output Systems

LIU Qiu, ZHAO Dongya

(College of New Energy, China University of Petroleum (East China),

Qingdao 266580, Shandong, China)

Abstract: Based on the theories of discrete-time sliding mode control and model predictive control, a discrete-time integral sliding mode predictive control algorithm is proposed for a class of single input single output (SISO) control systems with disturbance. The control algorithm proposed combines the advantages of sliding mode control and model predictive control. The integral sliding mode reduces the disturbance effect of the system, which ensures the robustness of the whole system. The design method reduces the requirement on the controller of the system model, and enhances the control performance because the control algorithm does not require strict model forms as well as the characteristics of the system output rolling optimization. The stability analysis and MATLAB software simulations verify the effectiveness of the control algorithm.

Key words: single input single output (SISO); integral sliding mode control; predictive control; robustness

滑模控制最早出现于 20 世纪 50 年代, 由 Utkin 提出^[1]. 经过几十年的发展, 滑模控制已成为一

个相对独立的研究分支, 广泛适用于线性 and 非线性系统、确定和不确定系统以及连续和离散系统等^[2].

收稿日期: 2019-12-11

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61973315)

作者简介: 刘 邱(1995-), 男, 重庆市人, 硕士生, 从事滑模控制和预测控制的研究.

通信作者: 赵东亚, 男, 教授, 博士生导师, 电话(Tel.): 0532-86980028; E-mail: dyzhao@upc.edu.cn.

随着现代计算机技术的发展,越来越多的场合利用计算机来控制,因此,离散滑模控制的研究得到了更多的关注和发展.普通的滑模控制在跟踪轨迹时,如果有外部扰动,易产生稳态误差,难以达到预期的性能指标.针对上述问题,Slotine 等^[3]提出了一种积分滑模控制器策略,通过该积分非线性滑模面削弱了系统抖振并减小了系统误差.文献[4]提出了一种可以更加自由地选取滑模面参数的一般形式积分滑模面.文献[5]提出了一种新的积分滑模控制方法,解决了对象的局限性问题,并将其成功应用于最小相位系统和非最小相位系统.因为积分滑模良好的控制表现,越来越多的学者投身于积分滑模的研究.此外,积分滑模控制器的设计也得以推广到带有匹配以及非匹配不确定性连续或离散系统中^[5-7].相对一般滑模控制而言,在积分滑模面中,系统具有和状态空间一样的维数.在设计积分滑模控制器时,可以通过合理设计状态初始值,保证系统的状态轨线总是处于滑模面上,从而消除了不具备鲁棒性的趋近阶段,保证了系统的整体鲁棒性^[8].

预测控制是一种在工业应用中发展起来的一种控制技术,其控制的3项基本组成为:预测模型、滚动优化和反馈校正^[9],即通过状态空间、阶跃响应这样的预测模型得到未来的动态行为,对未来的输出进行预测以及在线优化,对未来的误差做出预测和补偿^[10].预测控制的优点在于对模型的要求不高,简化了系统建模的工作,并且滚动优化的策略保证了系统的动态特性.近年来,研究人员在预测控制在理论及应用方面都取得了极其显著的成果,突破了早期的框架,与鲁棒控制、滑模控制、自适应控制等相结合,形成了更为先进的控制策略^[11].文献[12]将预测控制和滑模控制结合,以系统名义模型为预测模型,将滚动优化、反馈校正的思想引入离散滑模控制器的设计中,既削弱了抖振又加强了鲁棒性.文献[13]将滑模控制与非线性模型预测控制结合,利用切换函数使滑动模态渐进稳定,在有限预测时域的基础上,对切换函数施加等式约束.结果显示,该方法结合了预测控制处理约束和滑模控制对干扰不变性的优点.

考虑到滑模控制与模型控制的特点,本文将离散积分滑模控制与模型预测控制结合,设计了一种离散积分滑模预测控制器,所提出的控制算法具有积分滑模控制的强鲁棒性,削弱了预测控制的超调,还解决了滑模控制不能处理约束的问题.

1 离散积分滑模设计

考虑一个不确定离散系统

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}[u(k) + f(k)] \\ y(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}(k) \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ 为状态向量; $u(k)$ 为控制输入; $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n \times 1}$ 可控; $\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{1 \times n}$; $f(k)$ 为输入的干扰.

离散积分滑模设计:

$$\sigma(k) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) - \mathbf{G}\mathbf{x}(0) + b(k) \quad (2)$$

$$b(k) = b(k-1) -$$

$$[\mathbf{G}\mathbf{B}u_0(k-1) + \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}(k-1)] \quad (3)$$

式中: $\sigma \in \mathbf{R}$, $b \in \mathbf{R}$, $b(0) = 0$, $\mathbf{G} \in \mathbf{R}^{1 \times n}$.

由式(2)和(3)可得

$$\sigma(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{G}\mathbf{x}(0) + b(k+1) \quad (4)$$

$$b(k+1) = b(k) - [\mathbf{G}\mathbf{B}u_0(k) + \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}(k)] \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)得

$$\sigma(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k+1) - \mathbf{G}\mathbf{x}(0) + b(k) - [\mathbf{G}\mathbf{B}u_0(k) + \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}(k)] \quad (6)$$

将等式(6)变形

$$\sigma(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{G}\mathbf{x}(k) - \mathbf{G}\mathbf{x}(0) + b(k) - \mathbf{G}\mathbf{x}(k) - [\mathbf{G}\mathbf{B}u_0(k) + \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}(k)] \quad (7)$$

由积分滑模性质可知

$$\sigma(k+1) = \sigma(k) = 0 \quad (8)$$

则式(7)可化为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G}\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \\ &[\mathbf{G}\mathbf{B}u_0(k) + \mathbf{G}\mathbf{A}\mathbf{x}(k)] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{A} + \mathbf{I})\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}u_0(k)$$

将 $u_0(k)$ 写为

$$u_0(k) = u_1(k) + u_2(k) + u_3(k) \quad (10)$$

式中: $u_1(k)$ 由预测控制设计; $u_2(k)$ 设计为状态反馈的形式; $u_3(k)$ 为克服干扰项; \mathbf{I} 为单位矩阵.

$$\left. \begin{aligned} u_2(k) &= -\mathbf{K}\mathbf{x}(k) \\ u_3(k) &= -\eta \text{sgn}(\sigma) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中: $\mathbf{K} \in \mathbf{R}^{1 \times n}$, $\eta \in \mathbf{R}$. 这里状态反馈增益 \mathbf{K} 和滑模控制增益不同.

2 预测控制设计

基于模型预测控制系统未来的动态,默认系统全部状态可测,将状态空间模型(式(1))改写为增量模型

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\Delta u(k) \\ y(k) &= y(k-1) + \mathbf{C}\Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中:

$$\Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}(k-1)$$

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$$

预测控制的原理首先是以最新测量值为初始条件的,并基于模型(式(1))来预测未来系统状态. 设控制时域为 m , 预测时域为 p , 且 $m < p$. 为了后续预测控制方程的推导, 此处给出预测控制的两个基本假设.

假设 1 在控制时域以外, 控制量不变, 即 $\Delta u(k+i) = 0, m \leq i < p$;

假设 2 可测干扰在 k 时刻后不变, 即 $\Delta u(k+i) = 0, 1 \leq i < p$.

在当前时刻 k , 可以预测未来 p 个时刻的状态增量:

$$\Delta \mathbf{x}(k+1 | k) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \Delta u(k)$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+2 | k) =$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) + \mathbf{B} \Delta u(k+1) =$$

$$\mathbf{A}^2 \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{A} \mathbf{B} \Delta u(k) + \mathbf{B} \Delta u(k+1)$$

$$\vdots$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+p | k) =$$

$$\Delta \mathbf{x}(k+2) + \mathbf{B} \Delta u(k+2) =$$

$$\mathbf{A}^p \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}^{p-1} \mathbf{B} \Delta u(k) +$$

$$\mathbf{A}^{p-2} \mathbf{B} \Delta u(k+1) + \cdots + \mathbf{B} \Delta u(k+p-1)$$

同理, 可以预测未来 p 个时刻的输出为

$$y(k+1 | k) = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}(k+1 | k) + y(k) =$$

$$\mathbf{C} \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{C} \mathbf{B} \Delta u(k) + y(k)$$

$$y(k+2 | k) = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}(k+2 | k) + y(k+1 | k) =$$

$$(\mathbf{C} \mathbf{A}^2 + \mathbf{C} \mathbf{A}) \Delta \mathbf{x}(k) + y(k) +$$

$$(\mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{B} + \mathbf{C} \mathbf{B}) \Delta u(k) + \mathbf{C} \mathbf{B} \Delta u(k+1)$$

$$\vdots$$

$$y(k+p | k) =$$

$$\mathbf{C} \Delta \mathbf{x}(k+p | k) + y(k+p-1 | k) =$$

$$\sum_{i=1}^p \mathbf{C} \mathbf{A}^i \Delta \mathbf{x}(k) + \sum_{i=1}^p \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} \Delta u(k) +$$

$$\sum_{i=1}^{p-1} \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} \Delta u(k+1) + y(k) + \cdots +$$

$$\sum_{i=1}^{p-m+1} \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} \Delta u(k+m-1)$$

将预测输出(p 步)以及输入(m 步)写成向量的形式:

$$\mathbf{Y}(k+1 | k) = \begin{bmatrix} y(k+1 | k) \\ y(k+2 | k) \\ \vdots \\ y(k+p | k) \end{bmatrix}_{p \times 1} \quad (13)$$

$$\Delta \mathbf{U}(k) = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \vdots \\ \Delta u(k+m-1) \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (14)$$

由此可以得到预测未来 p 步输出的预测方程

$$\mathbf{Y}(k+1 | k) = \mathbf{S} \Delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{I}_y y(k) + \mathbf{Q} \Delta \mathbf{U}(k) \quad (15)$$

式中:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \mathbf{A} \\ \sum_{i=1}^2 \mathbf{C} \mathbf{A}^i \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^p \mathbf{C} \mathbf{A}^i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{n \times n} \\ \mathbf{I}_{n \times n} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{n \times n} \end{bmatrix}_{p \times 1}$$

$$\mathbf{Q} =$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} \mathbf{B} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \sum_{i=1}^2 \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} & \mathbf{C} \mathbf{B} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^m \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} & \sum_{i=1}^{m-1} \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} & \cdots & \cdots & \mathbf{C} \mathbf{B} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^p \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} & \sum_{i=1}^{p-1} \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} & \cdots & \cdots & \sum_{i=1}^{p-m+1} \mathbf{C} \mathbf{A}^{i-1} \mathbf{B} \end{bmatrix}$$

为求解控制律, 选取目标函数如下:

$$J = \sum_{i=1}^p \| \Gamma_{y,i} (y(k+i | k)) - r(k+i) \|^2 + \sum_{i=1}^m \| \Gamma_{u,i} \Delta u(k+i-1) \|^2 \quad (16)$$

式中: r 为参考轨迹. 为方便求解, 将式(16)写成矩阵向量形式

$$J = \| \Gamma_y (\mathbf{Y}(k+1 | k)) - \mathbf{R}(k+1) \|^2 + \| \Gamma_u \Delta \mathbf{U}(k) \|^2 \quad (17)$$

式中:

$$\Gamma_y = \text{diag}(\Gamma_{y,1}, \Gamma_{y,2}, \cdots, \Gamma_{y,p})$$

$$\Gamma_u = \text{diag}(\Gamma_{u,1}, \Gamma_{u,2}, \cdots, \Gamma_{u,m})$$

$$\mathbf{R}(k+1) = \begin{bmatrix} r(k+1) \\ r(k+2) \\ \vdots \\ r(k+p) \end{bmatrix}_{p \times 1}$$

为方便求解, 定义辅助变量

$$\boldsymbol{\rho} = \begin{bmatrix} \Gamma_y (\mathbf{Y}(k+1 | k) - \mathbf{R}(k+1)) \\ \Gamma_u \Delta \mathbf{U}(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

则目标函数变为

$$J = \boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\rho} \quad (19)$$

将式(13)和(14)代入式(18)得

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\rho} = & \left[\begin{array}{c} \mathbf{I}_y(\mathbf{S}\Delta\mathbf{x}(k) + \mathbf{I}_y\mathbf{y}(k) + \mathbf{Q}\Delta\mathbf{U}(k) - \mathbf{R}(k+1)) \\ \mathbf{I}_u\Delta\mathbf{U}(k) \end{array} \right] = \\ & \underbrace{\left[\begin{array}{c} \mathbf{I}_y\mathbf{Q} \\ \mathbf{I}_u \end{array} \right]}_{\boldsymbol{\Phi}} \Delta\mathbf{U}(k) - \underbrace{\left[\begin{array}{c} \mathbf{I}_y\mathbf{E}(k+1|k) \\ \mathbf{0} \end{array} \right]}_{\boldsymbol{\Omega}} = \\ & \boldsymbol{\Phi}\mathbf{z} - \boldsymbol{\Omega} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\mathbf{E}(k+1|k) =$$

$$\mathbf{R}(k+1) - \mathbf{S}\Delta\mathbf{x}(k) - \mathbf{I}_y\mathbf{y}(k) \quad (21)$$

求解问题在于使目标函数最小化,即

$$\min \boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\rho} \quad (22)$$

对式(22)求导:

$$\begin{aligned} \frac{d(\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\rho})}{dz} = & 2\left(\frac{d\boldsymbol{\rho}}{dz}\right)^T \boldsymbol{\rho} = 2\boldsymbol{\Phi}^T(\boldsymbol{\Phi}\mathbf{z} - \boldsymbol{\Omega}) = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

求得极值解为

$$\mathbf{z}^* = (\boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi})^{-1} \boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Omega} \quad (24)$$

二阶导数

$$\frac{d^2(\boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\rho})}{dz^2} = 2\boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi} > 0 \quad (25)$$

所以 \mathbf{z}^* 为目标函数取得最小值的解。

则得到 k 时刻的最优控制序列为:

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{U}^*(k) = & (\mathbf{S}^T \mathbf{I}_y^T \mathbf{I}_y \mathbf{S} + \mathbf{I}_u^T \mathbf{I}_u)^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{I}_y^T \mathbf{I}_y \mathbf{E}(k+1|k) \end{aligned} \quad (26)$$

根据模型预测控制的原理,只有最优控制序列的第一个元素作用于系统,即:

$$\Delta u(k) = [\mathbf{I} \ \mathbf{0} \ \cdots \ \mathbf{0}]_{1 \times m} \Delta\mathbf{U}^*(k) \quad (27)$$

为简化形式,定义控制增益为

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{\text{mpc}} = & [\mathbf{I} \ \mathbf{0} \ \cdots \ \mathbf{0}]_{1 \times m} \times \\ & (\mathbf{S}^T \mathbf{I}_y^T \mathbf{I}_y \mathbf{S} + \mathbf{I}_u^T \mathbf{I}_u)^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{I}_y^T \mathbf{I}_y \end{aligned} \quad (28)$$

则控制增量为

$$\Delta u(k) = \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{E}(k+1|k) \quad (29)$$

可得控制律:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) \quad (30)$$

3 稳定性分析

考虑系统的增量模型:

$$\Delta\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\Delta u(k) \quad (31)$$

推导闭环系统表达式,将式(21)和(28)代入式(29)

可得

$$\Delta u(k) =$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{K}_{\text{mpc}} [\mathbf{R}(k+1) - \mathbf{S}\Delta\mathbf{x}(k) - \mathbf{I}_y\mathbf{y}(k)] = \\ & \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{R}(k+1) - \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{S}\Delta\mathbf{x}(k) - \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{I}_y \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (32)$$

将式(32)代入(31)得

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{x}(k+1) = & \mathbf{A}\Delta\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{R}(k+1) - \\ & \mathbf{B}\mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{S}\Delta\mathbf{x}(k) - \mathbf{B}\mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{I}_y \mathbf{C} \mathbf{x}(k) = \\ & (\mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{S}) \Delta\mathbf{x}(k) + \\ & \mathbf{B}\mathbf{K}_{\text{mpc}} [\mathbf{R}(k+1) - \mathbf{I}_y \mathbf{C} \mathbf{x}(k)] \end{aligned} \quad (33)$$

由自动控制稳定性条件可知,如果矩阵 $(\mathbf{A} - \mathbf{K}_{\text{mpc}} \mathbf{S})$ 所有特征值都位于单位圆内,则闭环系统(式(33))是名义渐近稳定的。

4 仿真研究

研究如下的 SISO 系统:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_p [u(k) + f(k)] \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (34)$$

当采样时间 $T=0.01$ s 时,

$$f(k) = 0.5 \sin(kT) \quad (35)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} 1 & 0.01 \\ 0.01 & 1.01 \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_p = [1 \ 0] \end{cases} \quad (36)$$

预测时域 $p=30$, 控制时域 $m=4$,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(0) &= [2 \ 3]^T \\ u(0) &= 0, \mathbf{y}(0) = 2 \end{aligned}$$

单纯的预测控制仿真结果如图 1~4 所示:单纯的预测控制能够使系统在有限时间内稳定,但面对干扰系统控制不太平稳,存在超调现象,控制输入的波动也比较大。

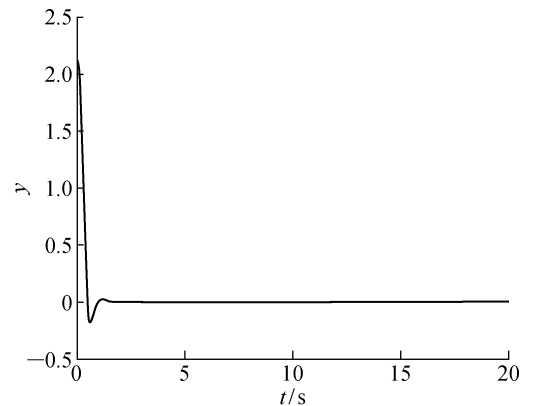


图 1 纯预测控制无干扰的输出

Fig. 1 Output of predictive control without disturbance

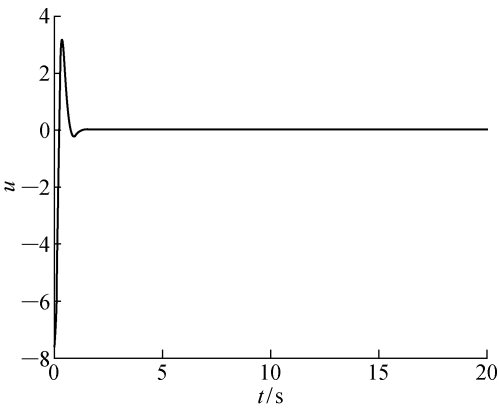


图 2 纯预测控制无干扰的输入
Fig. 2 Input of predictive control without disturbance

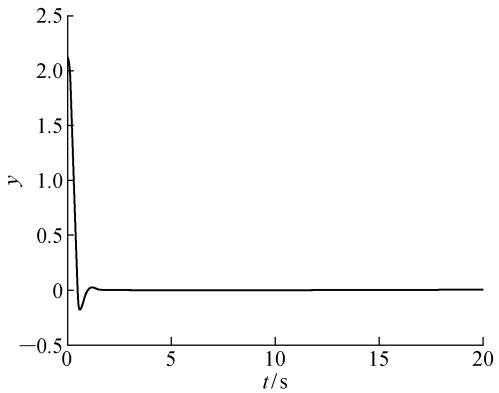


图 3 纯预测控制有干扰的输出
Fig. 3 Output of predictive control with disturbance

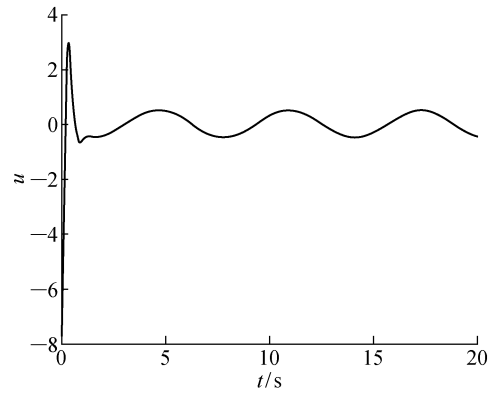


图 4 纯预测控制有干扰的输入
Fig. 4 Input of predictive control with disturbance

积分滑模预测控制: 反馈控制增益 $\mathbf{K} = [2 \ 3], \eta = 1, b(0) = -5$. 仿真结果如图 5~8 所示. 由图可见: 加入了积分滑模之后, 控制比较平稳, 超调被极大地削弱, 甚至消失, 同时输入的干扰波动也比较小. 滑模预测控制的输入在仿真的初期有高

频的振动, 这是由于滑模切换所造成的抖振. 这一仿真结果验证了该离散积分滑模控制算法的有效性. 此外, 本算法都是在系统为最小相位系统的基础上进行的.

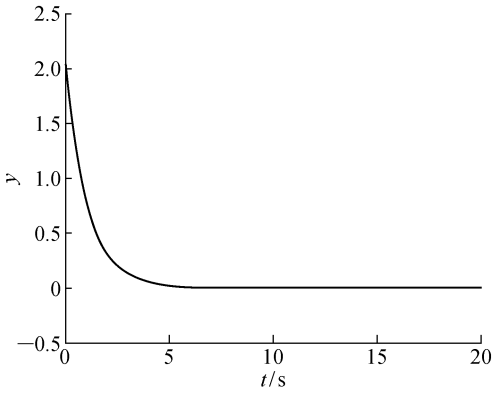


图 5 滑模预测控制无干扰的输出
Fig. 5 Output of sliding mode predictive control without disturbance

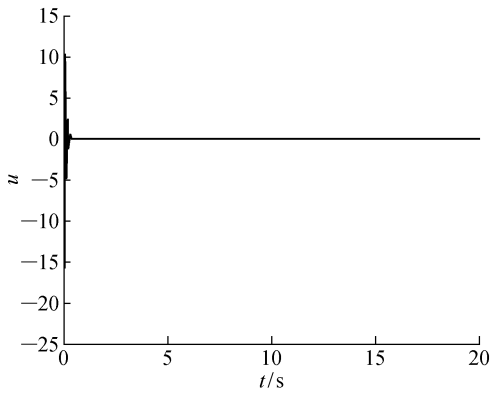


图 6 滑模预测控制无干扰的输入
Fig. 6 Input of sliding mode predictive control without disturbance

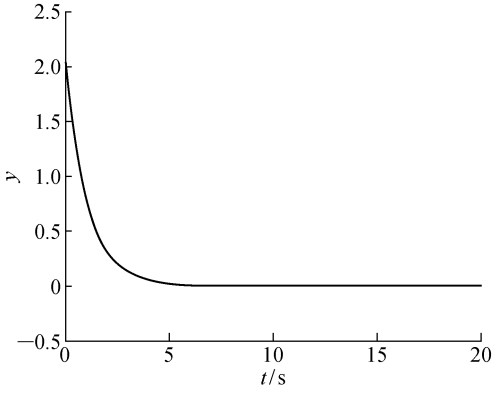


图 7 滑模预测控制有干扰的输出
Fig. 7 Output of sliding mode predictive control with disturbance

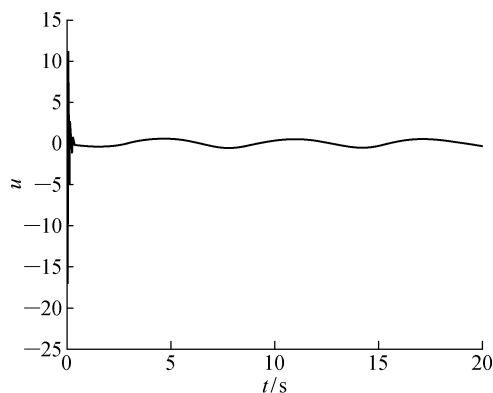


图8 滑模预测控制有干扰的输入

Fig. 8 Input of sliding mode predictive control with disturbance

5 结语

滑模控制和预测控制算法都是工业应用中比较成熟的控制算法. 本文利用滑模控制对干扰的鲁棒性和预测控制能够利用丰富的动态信息多步预测输出状态的优点, 提出了一种积分滑模预测控制算法. 该方法结合了两种控制算法的优点, 具有控制平稳、超调量小的优点, 为处理约束问题和提高控制鲁棒性提供了一种新的思路.

参考文献:

- [1] UTKIN V. Variable structure systems with sliding modes[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1977, 22(2): 212-222.
- [2] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
LIU Jinkun. MATLAB simulation for sliding mode control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005.
- [3] SLOTINE J J E, LI W. Applied nonlinear control [M]. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1991.
- [4] HUNG C P. Integral variable structure control of nonlinear system using a CMAC neural network learning approach[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—Part B: Cybernetics*, 2004,

34(1): 702-709.

- [5] WANG J D, LEE T L, JUANG Y T. New methods to design an integral variable structure controller[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1996, 41(1): 140-143.
- [6] CASTANOS F, FRIDMAN L. Analysis and design of integral sliding manifolds for systems with unmatched perturbations[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2006, 51(5): 853-858.
- [7] CAO W J, XU J X. Nonlinear integral-type sliding surface for both matched and unmatched uncertain systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2004, 49(8): 1355-1360.
- [8] XI Z, HESKETH T. Discrete time integral sliding mode control for systems with matched and unmatched uncertainties[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2010, 4(5): 889-896.
- [9] 陈虹. 模型预测控制[M]. 北京: 科学出版社, 2013.
CHEN Hong. Model predictive control[M]. Beijing: Science Press, 2013.
- [10] STEINBERGER M, CASTILLO I, HORN M, *et al.* Model predictive output integral sliding mode control [C] // *International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*. Nanjing, China: IEEE, 2016: 228-233.
- [11] ROBERTS P D. A brief overview of model predictive control[J]. *Computing & Control Engineering Journal*, 1999, 10(5): 186-188.
- [12] 宋立忠, 陈少昌, 姚琼荟. 多输入离散时间系统滑模预测控制[J]. *电机与控制学报*, 2005, 9(2): 128-132.
SONG Lizhong, CHEN Shaochang, YAO Qionghui. Sliding mode predictive control for multi-input discrete-time systems[J]. *Electric Machines and Control*, 2005, 9(2): 128-132.
- [13] 周建锁, 刘志远, 裴润. 约束非线性系统的滑模预测控制方法[J]. *控制与决策*, 2001, 16(2): 207-210.
ZHOU Jiansuo, LIU Zhiyuan, PEI Run. Sliding mode predictive control scheme for constrained nonlinear systems [J]. *Control and Decision*, 2001, 16(2): 207-210.

(本文编辑: 仪小梅)