

非线性积分滑模控制方法

李 鹏, 郑志强

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 针对一类不确定非线性系统的滑模控制, 提出了一类具有“小误差放大, 大误差饱和”功能的光滑非线性饱和函数来改进传统的积分滑模控制, 以形成非线性积分滑模控制. 在保持传统积分滑模控制跟踪精度的同时获得更好的暂态性能. 应用Lyapunov稳定性理论和LaSalle不变性原理证明了对最终常值干扰可以完全抑制. 考虑控制受限时, 所设计的饱和控制器类似于一种PD+非线性I控制器. 最后, 仿真算例验证了所提的非线性积分滑模控制方法的有效性.

关键词: 非线性系统; 非线性积分; 滑模控制; 控制受限

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Sliding mode control approach with nonlinear integrator

LI Peng, ZHENG Zhi-qiang

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China)

Abstract: A nonlinear integral sliding mode control approach is proposed for a class of uncertain nonlinear systems. To promote the performance of the traditional integral sliding mode control, this approach incorporates a new nonlinear saturation function which enhances small errors and will be saturated with large errors in shaping the tracking errors. While maintaining the tracking accuracy of the traditional integral sliding mode control, this approach provides better transient performances. Using Lyapunov stability theory and LaSalle invariance principle, we prove that the proposed approach ensures the zero steady-state error in the presence of a constant disturbance or an asymptotically constant disturbance. When the control input is constrained, the saturated controller operates like a PD controller with a nonlinear I term. Simulation example is given to demonstrate the effectiveness and robustness of the proposed approach.

Key words: nonlinear system; nonlinear integrator; sliding mode control; control constraint

1 引言(Introduction)

理想的滑模控制对满足匹配条件的不确定性和外界干扰具有完全鲁棒性, 但是其固有的抖振问题, 限制了它在实际中的应用范围^[1], Slotine等在滑模控制的设计中引入了边界层, 实现了准滑模控制, 为在工程中的应用开辟了道路^[2]. 然而, 在系统不确定性和外界干扰存在时, 边界层方法将会导致较大的稳态误差. Chern首先在滑模面的设计中引入积分项来抑制稳态误差和增强鲁棒性^[3]. Baik将这种积分滑模面应用于永磁同步电机控制器设计中^[4].

积分项的引入一方面可以补偿模型的不确定性提高控制精度, 另一方面, 在大的初始误差条件下, 会导致大的超调和长的调节时间从而使暂态性能恶化, 尤其是在控制输入受限时, 由于积分Windup效应, 会有更大的超调和更长调节时间, 甚至导致整个系统的不稳定. 为此, 对于滑模面中引入积分项受到了广泛的研究^[5~8]. Cho在积分滑模中采用小的积

分增益, 但小的积分增益会使影响系统的快速性^[5]. Lee在对无刷电机的控制中采用了一种全程积分滑模控制方法在抑制稳态误差的同时改善系统的暂态性能^[6].

本文针对一类不确定非线性系统, 采用一种新的饱和函数设计了一种带有非线性积分项的滑模面, 在此基础上提出了非线性积分滑模控制方法, 以改善暂态性能, 同时减小了稳态误差; 当控制输入受限时, 采用带有非线性积分项的滑模面所设计的饱和控制器可类似为一种PD+饱和I(积分)控制器. 理论分析和仿真研究表明了所提的非线性积分滑模控制方法的有效性.

2 问题描述(Problem statement)

为了简便, 本文仅讨论一类典型的2阶SISO非线性系统滑模控制问题, 该问题的讨论结果可以推广到此类型的 n 阶非线性系统.

考虑如下SISO非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(\mathbf{x}, t) + u(t) + d(t), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T \in \mathbb{R}^2$, $u(t) \in \mathbb{R}$, $y \in \mathbb{R}$ 分别是系统状态、控制输入和输出. 对系统(1)作如下假设:

假设 1 $f(\mathbf{x}, t)$ 是不确定的有界函数, 其估计函数为 $\hat{f}(\mathbf{x}, t)$, $\Delta f(\mathbf{x}, t) = f(\mathbf{x}, t) - \hat{f}(\mathbf{x}, t)$, 且满足

$$|\Delta f(\mathbf{x}, t)| \leq F(\mathbf{x}, t). \quad (2)$$

假设 2 $d(t)$ 是外部有界干扰, 满足

$$|d(t)| \leq D(t). \quad (3)$$

定义系统跟踪误差为

$$e = y - y_r. \quad (4)$$

式中 y_r 是参考信号, 系统控制的目的是使系统的输出 y 跟踪参考信号.

3 非线性积分滑模面设计(Nonlinear integral sliding surface design)

对于系统(1), 若采用传统的滑模控制方法, 其滑模面设计为^[2]

$$S = \dot{e} + k_P e, \quad (5)$$

式中 $k_P \in \mathbb{R}^+$. 为了减小稳态误差, 在式(5)中引入跟踪误差的积分项 $\int_0^t e d\tau$ 构成传统积分滑模面^[2]

$$S = \dot{e} + k_P e + k_I \int_0^t e d\tau, \quad (6)$$

式中 $k_I \in \mathbb{R}^+$. 为了提高系统的鲁棒性, 在传统积分滑模面的基础上, Slotine 提出了一种全程积分滑模面^[2,6], 使得系统的初始状态就处在滑模面上, 即 $S(0) = 0$, 消除了到达过程. 全程积分滑模面的形式如下:

$$S = \dot{e} + k_P e + k_I \int_0^t e d\tau - \dot{e}(0) - k_P e(0). \quad (7)$$

式(6)和(7)两种形式的滑模面由于采用了积分控制, 在大的初始误差条件下, 会导致暂态性能恶化, 尤其是执行器饱和时, 会产生积分 Windup 效应, 甚至导致系统的不稳定. 为此, 本文设计了一种非线性积分滑模面, 形式如下:

$$\begin{cases} S = \dot{e} + k_P e + k_I \sigma, \\ \dot{\sigma} = g(e). \end{cases} \quad (8)$$

式中 $g(e)$ 为一类具有“小误差放大, 大误差饱和”功能的光滑非线性函数, 为了对 $g(e)$ 进行分析, 首先引入如下一种类势能函数:

$$G(e) = \begin{cases} \frac{2\beta^2}{\pi} (1 - \cos \frac{\pi e}{2\beta}), & |e| < \beta, \\ \beta e - \frac{\pi - 2}{\pi} \beta^2, & e \geq \beta, \\ -\beta e - \frac{\pi - 2}{\pi} \beta^2, & e \leq -\beta, \end{cases} \quad (9)$$

式中 $\beta \in \mathbb{R}^+$ 为设计参数. 将式(9)对 e 求导, 可得如下所示的一类非线性函数:

$$g(e) = \begin{cases} \beta \sin \frac{\pi e}{2\beta}, & |e| < \beta, \\ \beta, & e \geq \beta, \\ -\beta, & e \leq -\beta. \end{cases} \quad (10)$$

对于式(9)和(10)所示的非线性函数, 有如下引理.

引理 1 函数 $G(e)$ 和 $g(e)$ 有如下性质:

1) 若 $e \neq 0$, 则 $G(e) > 0$; 若 $e = 0$, 则 $G(e) = 0$ 和 $g(e) = 0$;

2) $G(e)$ 是连续二次可微的, 当 $|e| < \beta$ 时, $g(e)$ 是严格单调递增函数, 当 $|e| \geq \beta$ 时, $g(e)$ 饱和.

证 通过简单运算可以证明上述性质.

图1给出了 $\beta = 2$ 时的 $G(e)$ 和 $g(e)$ 函数曲线.

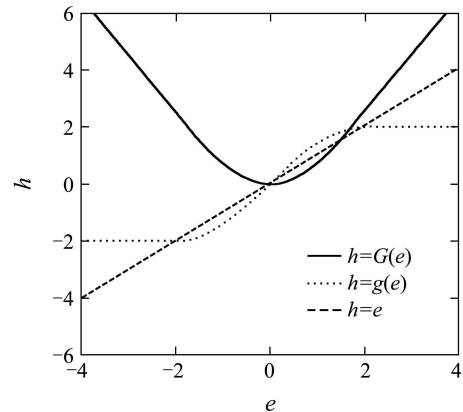


图1 类势能函数 $G(e)$ 及其导数 $g(e)$ 的曲线 ($\beta = 2$)

Fig. 1 Plots of the quasi potential function $G(e)$ and its first derivative $g(e)$ ($\beta = 2$)

图1中给出了 $h = g(e)$ 和线性函数 $h = e$ 的对比, 形象地说明了所提出的非线性函数 $g(e)$ 具有“小误差放大、大误差饱和”功能, 也就是说, 当误差较小时(即当时 $|e| \leq \beta$), $|g(e)| \geq |e|$; 而当误差较大的时(即当 $|e| > \beta$ 时), $|g(e)| < |e|$ 且饱和于 $\pm\beta$. 其中 β 为误差成型的设计参数. 这种“小误差放大, 大误差饱和”的非线性函数可以方便地通过选择不同的 β 来获得期望的误差性能.

4 滑模控制律设计(Sliding mode control law design)

根据所设计的非线性积分滑模面设计控制律, 分两种情形进行设计: 1) 控制输入无约束的情形; 2) 控制输入受限的情形.

4.1 控制输入无约束情形(Case of control input without constraints)

根据滑模存在且可达的条件 $S\dot{S} \leq -\eta|S|$, $\eta > 0$, 并采用饱和函数 $\text{sat}(\cdot)$ 来平滑控制量, 下述定理1给出了控制输入无约束情形时的滑模控制律.

定理 1 对于式(1)所描述的系统, 取式(8)形式的滑模面, 如果控制律为

$$u(t) = \hat{u} - c(\mathbf{x}, t)\text{sat}(S/\mu), \quad (11)$$

式中: 等效控制 $\hat{u} = -\hat{f}(\mathbf{x}, t) - k_P \dot{e} - k_I g(e) + \dot{y}_r$, 切换增益 $c(\mathbf{x}, t) = F(\mathbf{x}, t) + D(t) + \eta, \eta > 0, \mu$ 为边界层厚度, 则滑模变量 S 可以在有限时间内到达边界层.

证 当滑模变量 S 在边界层外时, 式(11)可以写成

$$u(t) = \hat{u} - c(\mathbf{x}, t)\text{sgn} S. \quad (12)$$

上式中 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数. S 对时间 t 求导

$$\dot{S}(t) = \ddot{e} + k_P \dot{e} + k_I g(e). \quad (13)$$

备选Lyapunov函数 $V_1 = \frac{1}{2} S^2$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= S(\ddot{e} + k_P \dot{e} + k_I \dot{e}) = \\ &S(f(\mathbf{x}, t) + u + d(t) - \ddot{y}_r + k_P \dot{e} + k_I g(e)) = \\ &S(f(\mathbf{x}, t) + \hat{u} - c(\mathbf{x}, t)\text{sgn}(S/\mu) + d(t) - \\ &\ddot{y}_r + k_P \dot{e} + k_I g(e)) \leq \\ &|S|(|\Delta f(\mathbf{x}, t) + d(t)| - (F(\mathbf{x}, t) + D(t) + \eta)) \leq \\ &-\eta|S|, \end{aligned}$$

所以, S 可以在有限时间 t_r 内到达边界层内

$$t_r \leq \frac{|S(0)| - \mu}{\eta}.$$

证毕.

定理1保证了系统状态可以在有限时间 t_r 内到达边界层内. 为了叙述简便, 定义 $\omega(\mathbf{x}, t) = \Delta f(\mathbf{x}, t) + d(t), \gamma = c(\mathbf{x}, t)/\mu$. 下述定理2将说明: 当系统若受到常值或最终常值干扰时, 在边界层内的非线性积分可以完全消除稳态误差.

定理 2 对于系统(1), 取式(8)形式的滑模面, 如果控制律取为式(11), 若 $\omega(\mathbf{x}, t)$ 为常值或最终常值时, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(\mathbf{x}, t) = l$ (l 为常数), 则 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$.

证 系统(1)在边界层内部 $|S| \leq \mu$ 的轨迹可以描述为

$$\dot{S}(t) = \ddot{e} + k_P \dot{e} + k_I g(e) = \omega(t) - \gamma S(t). \quad (14)$$

由上式可得

$$S(s) = \frac{1}{s + \gamma} \cdot \omega(s). \quad (15)$$

式中 s 是Laplace算子. 根据终值定理有

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} S(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} \left(\frac{s}{s + \gamma} \cdot \omega(s) \right) = \\ &\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + \gamma} \cdot \lim_{s \rightarrow 0} s \omega(s) = \\ &\lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + \gamma} \cdot \lim_{t \rightarrow \infty} \omega(t) = \frac{l}{\gamma}. \end{aligned} \quad (16)$$

显然 $\dot{S}(t)$ 一致连续, 由Barbalat引理有, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $\dot{S}(t) \rightarrow 0$, 则由式(14)可知, 当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$\ddot{e} + k_P \dot{e} + k_I g(e) = 0. \quad (17)$$

备选Lyapunov函数为

$$V_2 = \frac{1}{2} \dot{e}^2 + k_I G(e). \quad (18)$$

注意到 $G(e)$ 为径向无界函数, 且由引理 1 可知 $G(0) = 0$, 因此式(18)所定义的函数是一个径向无界正定函数. 式(18)沿式(17)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{e} \ddot{e} + k_I g(e) \dot{e} = \\ &\dot{e}(-k_P \dot{e} - k_I g(e)) + k_I g(e) \dot{e} = \\ &-k_P \dot{e}^2 - k_I g(e) \dot{e} + k_I g(e) \dot{e} = \\ &-k_P \dot{e}^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (19)$$

而且 $\dot{V}_2 \equiv 0$ 意味着 $\dot{e} \equiv 0$. 根据LaSalle不变性原理可知 ($e = 0, \dot{e} = 0$) 为式(17)的全局渐进稳定平衡点, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{e}(t) = 0$. 证毕.

注 1 若 $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(\mathbf{x}, t) = l$, 当采用传统滑模面时, 在边界层内 $\dot{S}(t) = \ddot{e} + k_P \dot{e} = \omega(t) - \gamma S(t)$, 则有按照文献[9]的思路采用终值定理可求得: $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{l}{k_P \gamma}$; 当采用传统积分滑模面和全程积分滑模面时 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$. 由定理2可知: 本文所设计的非线性积分滑模面保持了积分滑模的优点, 能够消除最终常值干扰.

4.2 控制输入受限情形(Case of control input constraints)

从式(11)可以见, 等效控制 \hat{u} 的量值和系统的状态相关, 导致估计困难. 在控制输入受限的情况下, 最常用的控制方式是饱和控制^[10, 11]. 对于系统(1), 考虑控制输入的限制

$$|u| \leq u_{\max}, u_{\max} > 0. \quad (20)$$

式中 u_{\max} 为执行机构的饱和值, 则饱和控制律为

$$u = -u_{\max} \text{sat}(S/\mu). \quad (21)$$

若采用传统积分滑模面(6), 则控制律(21)可进行如下变形:

$$\begin{aligned} u &= -u_{\max} \text{sat} \left(\frac{(\dot{e} + k_P e + k_I \int_0^t e d\tau) \frac{u_{\max}}{\mu}}{u_{\max}} \right) = \\ &-u_{\max} \text{sat} \left(\frac{\frac{u_{\max}}{\mu} \dot{e} + \frac{u_{\max}}{\mu} k_P e + \frac{u_{\max}}{\mu} k_I \int_0^t e d\tau}{u_{\max}} \right) = \\ &u_{\max} \cdot \\ &\text{sat} \left(\frac{\frac{u_{\max}}{\mu} (-\dot{e}) + \frac{u_{\max}}{\mu} k_P (-e) + \frac{u_{\max}}{\mu} k_I \int_0^t (-e) d\tau}{u_{\max}} \right). \end{aligned} \quad (22)$$

由上式可知,饱和控制律(21)可以等效为下图2所示的控制受限时的经典PID控制^[12].

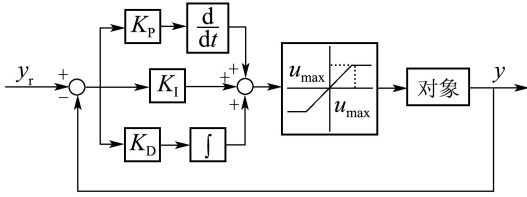


图2 采用滑模面(6)时的饱和控制器(21)的结构
Fig. 2 The configuration of the saturated controller (21) using integral sliding surface (6)

上图中: $K_P = k_P u_{max}/\mu$, $K_I = k_I u_{max}/\mu$, $K_D = u_{max}/\mu$.

若采用非线性积分滑模面(8),分析式(8)中的非线性积分项有

$$u = -u_{max} \text{sat}\left(\frac{(\dot{e} + k_P e + k_I \int_0^t g(e) d\tau) \frac{u_{max}}{\mu}}{u_{max}}\right) = u_{max} \text{sat}\left(\left(\frac{u_{max}}{\mu}(-\dot{e}) + \frac{u_{max}}{\mu} k_P(-e) + \frac{u_{max}}{\mu} k_I \int_0^t g(-e) d\tau\right) / (u_{max})\right), \quad (23)$$

则控制律(21)可等效为控制受限时的线性PD(比例微分)+非线性I(积分)控制,如图3所示.

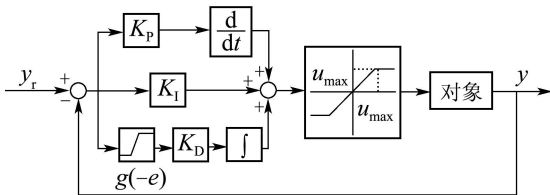


图3 采用滑模面(8)时的饱和控制器(21)的结构
Fig. 3 The configuration of the saturated controller using nonlinear integral sliding surface (8)

上图中: K_P , K_I , K_D 和图2中的定义相同.此时,控制量的限制 u_{max} 确定后,可通过调节非线性函数 $g(e)$ 的设计参数 β 来对输入到积分器中的误差 e 的进行限幅,以达到抑制Windup现象的目的^[13,14].

5 仿真算例(Simulation examples)

仿真的目的是比较传统滑模,传统积分滑模,全程积分滑模,非线性积分滑模控制的暂态和稳态性能.考虑如下二阶非线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = 5.2x_1 + (1 + 0.3 \sin(2t))x_2^2 + 10 + u, \\ y = x_1. \end{cases} \quad (24)$$

式中:

$$f(\mathbf{x}) = 5.2x_1 + (1 + 0.3 \sin 2t)x_2^2,$$

$$\begin{aligned} \hat{f}(\mathbf{x}) &= 5x_1 + x_2^2, \Delta f(\mathbf{x}) = 0.2x_1 + 0.3x_2^2 \sin 2t, \\ |\Delta f(\mathbf{x})| &= |0.2x_1 + 0.3x_2^2 \sin 2t| \leq \\ &0.2|x_1| + 0.3x_2^2 = F(\mathbf{x}), \end{aligned}$$

$$d = 10, |d| \leq D = 10.5.$$

系统的初始状态为 $x_1(0) = -0.5, x_2(0) = -5$,参考信号 $y_r = 0.5$.分别设计4种控制器:

控制器a: 采用传统滑模控制,滑模面为 $S = \dot{e} + 4e$;

控制器b: 采用传统积分滑模控制,滑模面为 $S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t e(\tau) d\tau$;

控制器c: 采用全程积分滑模控制,滑模面为 $S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t e d\tau - \dot{e}(0) - 4e(0)$.

控制器d: 采用非线性积分滑模控制,滑模面为 $S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t g(e) d\tau$;非线性函数 $g(e)$ 的设计参数 $\beta = 0.05$.

以上4种控制律均为“等效控制+切换项”的形式,其中边界层厚度均为 $\mu = 0.2$,切换增益均为 $K = F + D + 1$.仿真结果如图4所示.

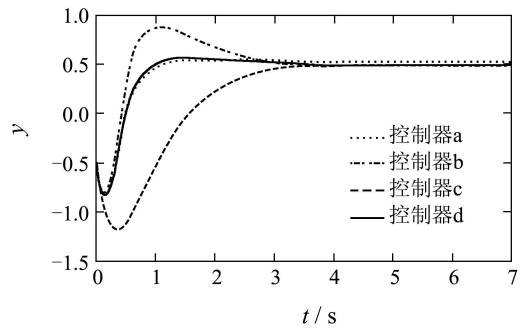


图4 状态 x_1 的响应曲线
Fig. 4 The response curves of state x_1

由仿真结果可以看出,控制器a由于没有积分项,有稳态跟踪误差0.0435,按照注1中的

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = \frac{l}{k_P \gamma} = \frac{10.1}{4 \times \frac{0.1 + 10 + 1}{0.2}} = 0.0435,$$

两者是相符的;而控制器b, c, d消除了稳态误差,这和定理2以及注1中的结论是相符的.控制器d和控制器b, c相比,其暂态性能更好,现从定性的角度对其分析:当采用传统积分滑模面、全程积分滑模面和非线性积分滑模面时,在边界层内都有 $\dot{S}(t) = \omega(t) - \gamma S(t)$,则 $t \rightarrow \infty$ 时,有 $S(t) = \frac{l}{\gamma}, e = \dot{e} = 0$.根据滑模面的定义有

1) 采用传统积分滑模面

$$S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t e d\tau,$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$\int_0^t e d\tau = \frac{l}{4\gamma};$$

2) 采用全程积分滑模面

$$S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t e d\tau - \dot{e}(0) - 4e(0),$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$\int_0^t e d\tau = \frac{l}{4\gamma} + \frac{\dot{e}(0) + 4e(0)}{4};$$

3) 采用非线性积分滑模面

$$S = \dot{e} + 4e + 4 \int_0^t g(e) d\tau,$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时,

$$\int_0^t g(e) d\tau = \frac{l}{4\gamma}.$$

采用控制器b时的跟踪误差曲线图5所示.

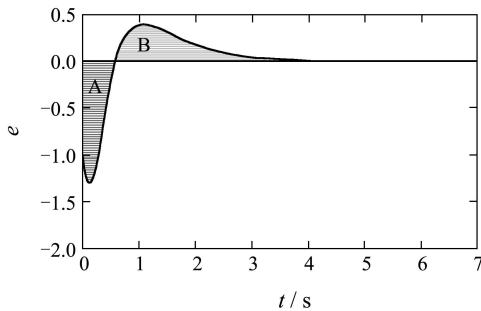


图5 采用控制器b时的跟踪误差曲线
Fig. 5 Plots of tracking error (Controller b)

图中 S_A 和 S_B 分别表示区域A和B的面积, 由积分的几何意义可知

$$\int_0^\infty e d\tau = S_B - S_A = \frac{l}{4\gamma},$$

有

$$S_B = \frac{l}{4\gamma} + S_A,$$

而由于边界层厚度 μ 较小, $\gamma = c(x, t)/\mu$ 通常是个较大的数, 故 $S_B \approx S_A$, 当初始误差 $e(0)$ 较大时, 则 S_A 较大, 故 S_B 也较大. 这从误差积分的几何意义上解释了传统积分滑模产生较大超调的原因. 采用控制器c时的跟踪误差曲线图6所示.

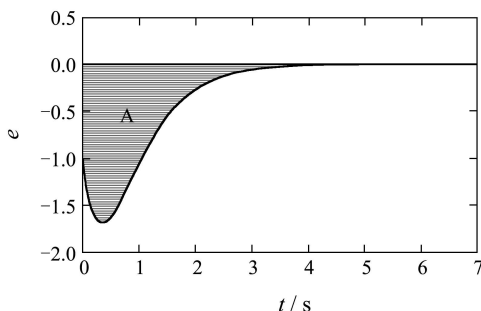


图6 采用控制器c时的跟踪误差曲线
Fig. 6 Plots of tracking error (Controller c)

同理,

$$\int_0^\infty e d\tau = S_B - S_A = \frac{l}{4\gamma} + \frac{\dot{e}(0) + 4e(0)}{4} \approx -\frac{9}{4}.$$

在本例中:

$$S_B = 0, S_A \approx -\frac{\dot{e}(0) + 4e(0)}{4}.$$

虽然没有产生超调, 但其上升时间较长, 同时也可见全程滑模的暂态过程和初始条件密切相关, 若 $\dot{e}(0) + 4e(0) = 0$, 则其暂态过程将和采用传统滑模面时一样; 若 $\dot{e}(0) + 4e(0) > 0$, 则其暂态过程比采用传统积分滑模时更差, 其超调量将很大. 采用控制器c时的跟踪误差曲线图7所示.

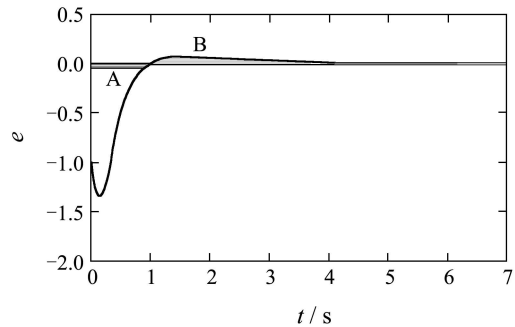


图7 采用控制器d时的跟踪误差曲线
Fig. 7 Plots of tracking error (Controller d)

图7中:

$$S_B - S_A = \int_0^\infty g(e) d\tau = \frac{l}{4\gamma},$$

而由于 $g(e)$ 对大误差有饱和作用, 故 S_A 较小, 而 $S_B = S_A + \frac{l}{4\gamma}$ 也较小, 故在消除稳态误差的同时也不会产生大的超调, 具有较好的暂态性能.

6 结论(Conclusion)

对于一类不确定非线性系统的滑模跟踪控制, 提出了一种非线性积分滑模面, 在此基础上分两种情形设计了非线性积分滑模控制器滑模控制器: 1) 控制输入无约束时, 所设计的控制器(“等效控制+切换项”形式)具有传统积分滑模控制能减小稳态误差的优点, 同时又具有良好的暂态性能; 2) 控制输入受限时, 所设计的控制器(“饱和控制”)可等效为一种Anti-Windup线性PD+非线性I控制器. 由仿真算例可知所设计的滑模控制器的有效性.

参考文献(References):

- [1] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究与进展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407 - 418.
(LIU Jinkun, SUN Fuchun. Research and development on the theory and algorithms of sliding mode control[J]. *Control Theory & Applications*, 2007, 24(3): 407 - 418.)
- [2] SLOITINE J J, LI W P. *Application Nonlinear Control*[M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1991.

- [3] CHERN T L, WU Y C. Design of integral variable structure controller and application to electrohydraulic velocity servosystems[J]. *IEEE Proceedings-D*, 1991, 138(5): 439 – 444.
- [4] BAIK I C, KIM K H, YOUN M J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique[J]. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 2000, 8(1): 47 – 54.
- [5] CHO D, KATO Y, SPILMAN D. Sliding mode and classical controller in magnetic levitation systems[J]. *IEEE Control System Magazine*, 1993, 13(1): 42 – 48.
- [6] LEE J H. Highly robust position control of BLDDSM using an improved integral variable structure systems[J]. *Automatica*, 2006, 42(6): 929 – 935.
- [7] LU Y S. Integral variable-structure control with variable-structure sliding dynamics for antireset windup[J]. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 2008, 222(3): 209 – 216.
- [8] MAKOTO Y, YUZURU T, KIYOHIGE S. A design method of sliding mode controller for servo-systems subject to actuator saturation[J]. *JSME International Journal. Series C, Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing*, 2003, 46(3): 960 – 966.
- [9] 冯勇, 安澄全, 李涛. 采用双滑模平面减小一类非线性系统稳态误差[J]. *控制与决策*, 2000, 15(3): 361 – 364.
(FENG Yong, AN Chengquan, LI Tao. Steady state error reduction using two sliding surfaces in a class of nonlinear systems[J]. *Control and Decision*, 2000, 15(3): 361 – 364.)
- [10] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1998.
(GAO Weibing. *The Foundation Theory and Design Method of Variable Structure Control*[M]. Beijing: Science Press, 1998.)
- [11] OKABAYASHI R, FURUTA K. Design of sliding mode control systems with constrained inputs[C]//*Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control*. New York: IEEE, 1996: 3492 – 3497.
- [12] KHALIL H K. Universal integral controllers for minimum-phase nonlinear systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2000, 45(3): 490 – 494.
- [13] KOTHARE M V, CAMPO P J, MORARI M, et al. A unified framework for study of the anti-windup designs[J]. *Automatica*, 1994, 30(12): 1869 – 1883.
- [14] PENG Y, VRANIR D, HANUS R. Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers[J]. *IEEE Control System Magazine*, 1996, 16(4): 48 – 57.

作者简介:

李鹏 (1982—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为精确制导与控制, E-mail: lipeng0327@nudt.edu.cn;

郑志强 (1965—), 男, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为精确制导与控制、多机器人协同控制等, E-mail: xyzheng@sohu.com.

(上接第420页)

- [22] KIM B K, CHUNG W K, CHOI H T, et al. Robust internal loop compensator design for motion control of precision linear motor[C]//*IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Piscataway, NJ: IEEE, 1999: 1045 – 1050.
- [23] KIM B K, CHUNG W K. Unified analysis and design of robust disturbance attenuation algorithms using inherent structural equivalence[C]//*Proceedings of the 2001 American Control Conference*. New York: IEEE, 2001: 4046 – 4051.
- [24] BEAVEN R W, WRIGHT M T, SEAWARD D R. Weighting function selection in the H_∞ design process[J]. *Control Engineering Practice*, 1996, 4(5): 625 – 633.
- [25] FUJIMOTO H, HORI Y, KAWAMURA A. Perfect tracking control method based on multirate feedforward control[J]. *Transaction of the Society of Instrument and Control Engineers*, 2000, 36(9): 766 – 772(in Japanese).
- [26] LI F, LU J, ZHAO X, et al. Perfect tracking control of nonminimum phase systems in magnetic levitation system[J]. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 2006, E89-A(5): 1437 – 1445.

作者简介:

吴云洁 (1969—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 目前研究方向为伺服控制、仿真技术等, E-mail: wyjmip@buaa.edu.cn;

田大鹏 (1984—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为伺服技术、触觉论、鲁棒自适应控制等, E-mail: patrick_tian@yahoo.cn;

刘佑民 (1985—), 男, 博士研究生, 目前研究方向为伺服技术、智能控制等, E-mail: snakelym1985@163.com.