

基于扰动观测器的不确定非线性系统非奇异终端滑模控制

袁雷¹, 肖飞¹, 沈建清¹, 陈明亮¹, 侍乔明²

(1. 海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室,
武汉 430033; 2. 西安交通大学 电气工程学院, 西安 710049)

摘要: 针对一类 SISO 非线性不确定系统, 提出一种基于扰动观测器的非奇异终端滑模 (NTSM) 控制策略. 在保证控制器非奇异性的情况下, 设计了一种改进的 NTSM 函数, 理论分析证明了到达滑模面的时间小于传统 NTSM 控制算法的到达时间. 同时为了消除系统扰动量对控制器抖振的影响, 设计了一种线性扰动观测器以降低滑模切换项的增益, 并采用 Sigmoid 函数来替代传统的符号函数. 仿真结果表明了所得结论的正确性和有效性.

关键词: 扰动观测器; 终端滑模; 奇异问题; 抖振

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Nonsingular terminal sliding mode control with disturbance observer for uncertain nonlinear systems

YUAN Lei¹, XIAO Fei¹, SHEN Jian-qing¹, CHEN Ming-liang¹, SHI Qiao-ming²

(1. National Key Laboratory of Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. College of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China.

Correspondent: YUAN Lei, E-mail: lei.yuan.v@gmail.com)

Abstract: A nonsingular terminal sliding mode (NTSM) control scheme with the disturbance observer is presented for second order uncertain SISO nonlinear systems. An improved NTSM function is proposed to improve the convergence rate of reaching the sliding surface, and it is proved that the reaching time of the proposed method is smaller than the traditional NTSM. To estimate the chattering phenomenon caused by disturbance influence variable in the system, a linear disturbance observer is employed to reduce the switching term gain of sliding mode control, and a Sigmoid function is used to replace the traditional sign function. Simulation results show the effectiveness and correctness of these conclusions.

Key words: disturbance observer; terminal sliding mode; singular problem; chattering

0 引言

滑模变结构控制作为一类特殊的非线性控制, 其本质是通过控制量的切换, 使系统状态按照预定的“滑动模态”轨迹运动, 从而保证系统在受到参数扰动和外干扰时具有不变性, 因此受到控制界的广泛关注^[1-3]. 但是, 对于传统的滑模控制技术, 通常选取线性滑模面作为系统的“滑动模态”. 虽然线性滑模面决定了系统状态与给定轨迹之间的偏差以指数形式渐近收敛, 意味着系统状态不断趋近于给定轨迹, 但永远无法到达给定轨迹, 并且控制量存在抖振现象. 终端滑模 (TSM) 控制通过在滑模面的设计中引入非线性项, 使得在滑模面上跟踪误差能够在有限时间内收

敛到零^[4-5]. 该方法主要是通过设计一种动态非线性滑模面函数实现的, 即在保证滑模控制稳定性的基础上, 使系统状态在指定的有限时间内达到对期望状态的完全跟踪, 但 TSM 存在奇异性问题^[6-9], 同时控制量仍然存在抖振现象.

非奇异终端滑模 (NTSM) 控制是在避免 TSM 奇异性问题的基础上演变而来. 它直接在滑模面设计中避免了控制奇异区域, 并且保留了 TSM 的有限时间收敛特性^[7-9], 相对于线性滑模控制而言具有更高的控制精度, 但是在稳态情况下会产生较大的控制信号, 并且存在抖振现象. 为了降低控制量抖振的影响, 文献 [10] 提出了一种改进的高阶滑模微分器方法, 利用

收稿日期: 2012-09-08; 修回日期: 2012-12-16.

基金项目: 国家973计划项目(2012CB215103); 国家自然科学基金创新研究群体科学基金项目(50721063); 教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-11-0871).

作者简介: 袁雷(1985-), 男, 博士生, 从事电力电子及电气传动、非线性控制的研究; 沈建清(1964-), 男, 研究员, 博士生导师, 从事电力电子及电气传动、电力集成等研究.

Terminal 吸引子函数代替原来的不连续函数, 避免了抖振现象的产生, 但计算较复杂; 文献 [11] 采用非线性扰动观测器方法取得了满意的效果.

本文针对一类 SISO 二阶非线性不确定系统, 提出一种基于扰动观测器的非奇异终端滑模控制策略. 在保证控制非奇异性的情况下, 设计了一种改进的非奇异终端滑模面函数, 使系统能够在更短的时间内收敛到零, 并具有较好的鲁棒性. 同时为了消除系统扰动量对控制器抖振的影响, 设计了一种线性扰动观测器以降低滑模切换项的增益, 并且采用 Sigmoid 函数来替代传统的符号函数. 仿真结果表明, 所设计的控制律能够使系统在较短的时间内收敛到零, 消除了控制器中的抖振现象.

1 NTSM 控制

考虑如下 2 阶 SISO 线性不确定系统:

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

其中: $x = [x_1, x_2]^T \in R^2$ 、 $u \in R$ 和 $y \in R$ 分别为系统的状态变量、控制输入和输出; $f(x)$ 和 $b(x) \neq 0$ 为 x 的光滑非线性函数; $g(x)$ 为不确定性因素及扰动量, 且满足 $\|g(x)\| < l_g, l_g > 0$.

对于系统 (1), 采用文献 [8] 提出的 NTSM 控制方法, 可得到滑模面为

$$s = e_1 + \frac{1}{\beta} e_2^{\frac{p}{q}}. \quad (2)$$

其中: $e_1 = x_1 - x_d$ 为跟踪误差, $e_2 = x_2 - \dot{x}_d$, x_d 为给定信号; $\beta > 0$ 为设计常数; p, q 为正奇数, 且满足 $1 < p/q < 2$. 控制器 u 设计为

$$u = -b(x)^{-1} \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) - \ddot{x}_d \right], \quad (3)$$

其中 $\eta > 0$ 为设计常数. 因 e_2 的指数大于 0, 故控制器完全非奇异. 但是当系统处于滑动模态时, 有

$$\dot{e}_1 = -\left(\frac{1}{\beta}\right)^{\frac{q}{p}} e_1^{\frac{q}{p}}. \quad (4)$$

由式 (4) 可知, e_1 的指数小于 1, 在远离平衡点的区域内, 状态导数小于相同参数的线性滑模面, 导致系统状态收敛缓慢. 另外, 在控制器 (3) 中, 为保证系统收敛, 一般选择较大的非线性增益 η , 这通常会造较大的抖振, 影响稳态收敛精度, 甚至激发未建模动态, 使系统不稳定^[9].

为了进一步提高滑模控制系统的控制性能, 并使系统到达平衡点的收敛速度进一步加快, 本文设计一种改进的 NTSM 函数, 定义为

$$s = e_1 + \frac{1}{\alpha} \|e_1\|^{\gamma+1} + \frac{1}{\beta} e_2^{\frac{p}{q}}. \quad (5)$$

其中: $\alpha, \beta, \gamma > 0$ 为设计常数; p, q 为正奇数, 且满足 $1 < p/q < 2$.

定理 1 对于系统 (1), 选取滑模面 (5), 在如下控制律的作用下, 系统将在有限时间内到达滑模面, 并使得滑模面上的跟踪误差在有限时间内收敛到零:

$$u = -b(x)^{-1} \left[f(x) + \beta \frac{q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\gamma+1}{\alpha} \|e_1\|^\gamma \right) + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) - \ddot{x}_d \right]. \quad (6)$$

证明 为了验证所提出算法的稳定性, 选取 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2} s^2. \quad (7)$$

V_1 沿解的时间导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= s \dot{s} = \\ & s \left(e_2 + \frac{\gamma+1}{\alpha} \|e_1\|^\gamma e_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} \dot{e}_2 \right) = \\ & s \left(e_2 + \frac{\gamma+1}{\alpha} \|e_1\|^\gamma e_2 + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1} (f(x) + \right. \\ & \left. b(x)u + g(x) - \ddot{x}_d) \right). \end{aligned} \quad (8)$$

假设 $\phi(e_2) = \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} e_2^{\frac{p}{q}-1}$, 并将式 (6) 代入 (8), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \\ & s \left(e_2 + \phi(e_2) \left(g(x) - \beta \frac{q}{p} e_2^{2-\frac{p}{q}} - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right) \right) = \\ & \phi(e_2) s (g(x) - (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s)) = \\ & \phi(e_2) (g(x) s - l_g \|s\| - \eta \|s\|). \end{aligned} \quad (9)$$

由假设条件 $\|g(x)\| < l_g$, 式 (9) 将变成

$$\dot{V}_1 \leq -\phi(e_2) \eta \|s\|. \quad (10)$$

由于 p, q 为正奇数且满足 $1 < p/q < 2$, 当 $e_2 \neq 0$ 时, $e_2^{\frac{p}{q}-1} > 0$ 成立. 因 $\beta > 0$, 故 $\dot{V}_1 \leq 0$ 成立. 可以证明在 $e_2 \neq 0$ 成立的条件下, 系统满足 Lyapunov 稳定性条件, 则系统可在有限时间内到达滑模面. 下面证明系统状态从任意值 $e(0)$ 到达滑模面的时间是有限的.

当系统状态到达滑模面时, 满足 $s = \dot{s} = 0$, 则式 (5) 可变成

$$\begin{aligned} e_1 &= -\beta^{\frac{q}{p}} \left(e_1 + \frac{1}{\alpha} \|e_1\|^{\gamma+1} \right)^{\frac{q}{p}} = \\ & -\beta^{\frac{q}{p}} \left(e_1 + \frac{1}{\alpha} e_1^{\gamma+1} \operatorname{sgn}(e_1)^{\gamma+1} \right)^{\frac{q}{p}} = \\ & -e_1^{\frac{q}{p}} \left(\beta \left(1 + \frac{1}{\alpha} e_1^\gamma \operatorname{sgn}(e_1)^{\gamma+1} \right) \right)^{\frac{q}{p}}. \end{aligned} \quad (11)$$

假设从任意初始状态 $e(0) \neq 0$ 到达 $e = 0$ 的时间为 t_r , 即 $e(t_r) = 0$. 将式 (11) 两边对时间求积分, 可得

$$\begin{aligned} \int_{e_1(0)}^{e_1(t_r)} \frac{de_1}{e_1^{\frac{q}{p}}} &= -\int_0^{t_r} \left(\beta \left(1 + \frac{1}{\alpha} e_1^\gamma \operatorname{sgn}(e_1)^{\gamma+1} \right) \right)^{\frac{q}{p}} d\tau \leq \\ & -\int_0^{t_r} \beta^{\frac{q}{p}} d\tau. \end{aligned} \quad (12)$$

即

$$t_r \leq \frac{p}{\beta^{\frac{q}{p}}(p-q)} e_1^{(1-\frac{q}{p})}(0). \quad (13)$$

由此定理得证. \square

由上可见, 从任意初始状态 $e_1(0) \neq 0$ 沿滑模面 (5) 到达平衡点的时间小于传统的非奇异终端滑模控制所需的时间.

2 扰动观测器设计

从定理 1 证明过程可知, 满足 Lyapunov 稳定性的一个重要条件是: 系统 (1) 中的扰动量 $g(x)$ 满足 $\|g(x)\| < l_g$. l_g 是滑模控制切换项的增益, 它决定着抖振现象的严重程度, 且 l_g 受到扰动量 $g(x)$ 的影响. 当扰动量 $g(x)$ 较大时, l_g 会增大, 从而增大控制系统的抖振, 影响系统的稳定性. 为了消除扰动量对控制系统的影响, 本文设计了一种带有扰动观测器 $\hat{g}(x)$ 的滑模控制器, 有如下定理.

定理 2 对于系统 (1), 选取滑模面 (5), 在如下控制律的作用下:

$$u = -b(x)^{-1} \left[f(x) + \hat{g}(x) + \eta \operatorname{sgn}(s) - \ddot{x}_d + \beta^{\frac{q}{p}} e_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\gamma+1}{\alpha} \|e_1\|^\gamma \right) \right], \quad (14)$$

设计扰动观测器

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_2 = f(x) + \hat{g}(x) + b(x)u + k_1 \tilde{x}_2, \\ \dot{\hat{g}}(x) = k_2 \tilde{x}_2. \end{cases} \quad (15)$$

其中: $k_1, k_2 > 0$ 为设计常数, $\hat{g}(x)$ 、 \hat{x}_2 为系统状态量的观测值, $\tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2$ 为估计误差值. 则滑动模态是全局存在的, 且系统 (1) 的到达时间和滑动时间均是有限的, 并使得滑模面上的跟踪误差在有限时间内收敛到零.

证明 下面对整个控制系统在控制器 u 作用下的稳定性进行分析. 定义 Lyapunov 函数为

$$V = V_1 + \frac{1}{2k_2} \tilde{g}^2 + \frac{1}{2} \tilde{x}_2^2, \quad (16)$$

其中 $\tilde{g} = g(x) - \hat{g}(x)$ 为扰动估计误差.

对式 (16) 求导, 并将 (9) 代入可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + \frac{1}{k_2} \tilde{g}(\dot{g} - \dot{\hat{g}}) + \tilde{x}_2(\dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2) = \\ &= \frac{1}{k_2} \tilde{g}(\dot{g} - \dot{\hat{g}}) + s\phi(e_2)(g - \hat{g} - \eta \operatorname{sgn}(s)) + \tilde{x}_2(\dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2) = \\ &= s\phi(e_2)(\tilde{g} - \eta \operatorname{sgn}(s)) + \frac{1}{k_2} \tilde{g}(\dot{g} - \dot{\hat{g}}) + \tilde{x}_2(\dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2). \end{aligned} \quad (17)$$

假设扰动量为慢时变信号, 即 $\dot{g}(x) = 0$, 并将式 (15) 代入 (17), 可得

$$\dot{V} =$$

$$\begin{aligned} & s\phi(e_2)(\tilde{g} - \eta \operatorname{sgn}(s)) - \frac{1}{k_2} \tilde{g}\dot{\hat{g}} + \tilde{x}_2(\dot{x}_2 - \dot{\hat{x}}_2) = \\ & s\phi(e_2)(\tilde{g} - \eta \operatorname{sgn}(s)) - \tilde{g}\tilde{x}_2 + \tilde{x}_2(g - \hat{g} - k_1 \tilde{x}_2) = \\ & \phi(e_2)(s\tilde{g} - \eta \|s\|) - k_1 \tilde{x}_2^2 \leq \\ & -\phi(e_2)(\eta - \tilde{g}) \|s\| - k_1 \tilde{x}_2^2. \end{aligned} \quad (18)$$

考虑到 $\phi(e_2) > 0, k_1 > 0$, 取 $k = \|g\| + \epsilon (\epsilon > 0)$ 代入式 (18), 可得

$$\dot{V} \leq -\phi(e_2)\epsilon \|s\| - k_1 \tilde{x}_2^2 \leq 0. \quad (19)$$

所以系统 (1) 在 Lyapunov 意义下是渐近稳定的. 因此 s 、 \tilde{x}_1 以及 V 均是有界的.

定义函数

$$\Omega(t) = \phi(e_2)\epsilon \|s\| + k_1 \tilde{x}_2^2 = -\dot{V}_2. \quad (20)$$

将 $\Omega(t)$ 两边对时间求积分, 可得

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau = V_2(s(0), \tilde{x}_2(0)) - V_2(s(t), \tilde{x}_2(t)). \quad (21)$$

由于 $\dot{V}_2 \leq 0$, 从而可以得出 $V_2(t)$ 为非增函数. 而 $V_2(s(0), \tilde{x}_2(0))$ 是有界的, 且 $V_2(s(t), \tilde{x}_2(t)) \geq 0$, 所以 $0 \leq V_2(s(t), \tilde{x}_2(t)) \leq \infty$, 因此下式一定成立:

$$\int_0^t \Omega(\tau) d\tau < \infty. \quad (22)$$

显然, $\dot{\Omega}(\tau)$ 也有界, 由 Barbalat 引理, 有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Omega(t) = 0. \quad (23)$$

这表明当 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $s(t) \rightarrow 0, \tilde{x}_2(t) \rightarrow 0$, 进而 $e_1(t) \rightarrow 0, e_2(t) \rightarrow 0$ 也成立. \square

综上所述, 当选取式 (5) 所示的滑模面函数时, 在控制器式 (14) 的作用下, 通过选取适当的参数, 可使得整个系统全局渐近稳定. 另外, 对比式 (9) 和 (18) 可知, 采用扰动观测器后, 扰动项由 $g(x)$ 变成了 $\tilde{g}(x)$, 由此可以发现滑模控制的切换项增益明显减小, 有效地降低了抖振现象.

3 抖振现象的消除

从式 (6) 和 (14) 可以看出, 控制器 u 包含符号函数 $\operatorname{sgn}(\cdot)$, 虽然正是由于它的存在才保证滑模控制的强鲁棒性, 但也是滑模控制固有抖振现象的根源, 同时影响系统稳态收敛精度, 甚至激发未建模动态, 使系统不稳定. 为了消除系统抖振现象的影响, 同时保持滑模控制的强鲁棒性的优点, 选取 Sigmoid 函数替代符号函数, 其表达式为^[12]

$$\operatorname{sig}(x) = \frac{2}{1 + \exp(-ax)} - 1, \quad (24)$$

其中 $a > 0$ 为设计常数, 其大小直接决定 Sigmoid 函数的收敛速度. 因此, 整个系统的控制器 (14) 变为

$$u = -b(x)^{-1} \left[f(x) + \hat{g}(x) + \eta \operatorname{sig}(s) - \ddot{x}_d + \beta^{\frac{q}{p}} e_2^{2-\frac{p}{q}} \left(1 + \frac{\gamma+1}{\alpha} \|e_1\|^\gamma \right) \right]. \quad (25)$$

4 仿真分析

为了说明本文提出的控制策略的可行性和有效性,同时便于与已有方法比较,考虑2阶SISO非线性系统^[7]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = 0.1 \sin(20t) + u. \end{cases} \quad (26)$$

下面对系统(26)利用文献[7]的NTSM控制方法及文献[6]提出的改进NTSM算法与本文所提算法进行仿真比较研究.

1) 文献[7]提出的NTSM控制算法为

$$u = -b(x)^{-1} \left[\beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s) \right]. \quad (27)$$

2) 文献[6]提出的NTSM控制算法为

$$u = -b(x)^{-1} \left[\beta \frac{q}{p} x_2^{2-\frac{p}{q}} + ks + (l_g + \xi) \operatorname{sgn}(s) \right]. \quad (28)$$

为了便于比较控制算法的优劣,仿真中选取系统的初始状态均为[0.1, 0],且控制器共同参数选为: $q = 3, p = 5, l_g = 0.015, \beta = 1.0, \eta = 0.2, k = 10, \xi = 0.001$.另外,本文控制算法选用参数为: $a = 5, \alpha = 2, \gamma = 2$,其余参数相同.其仿真结果如图1~图5所示.

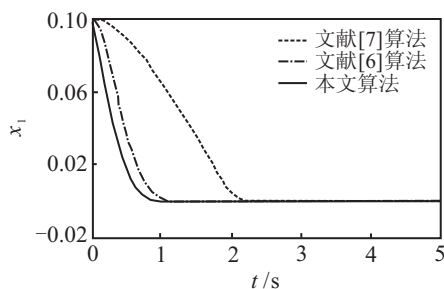


图1 状态 x_1 的变化曲线

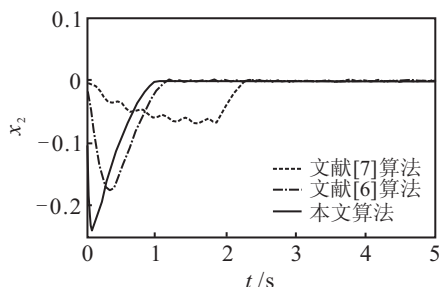


图2 状态 x_2 的变化曲线

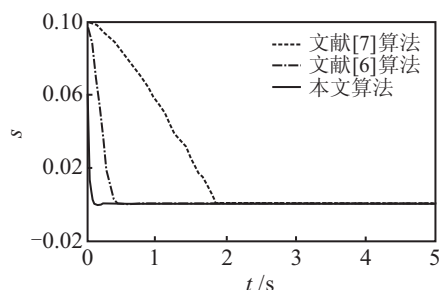


图3 滑模面函数 s 的变化曲线

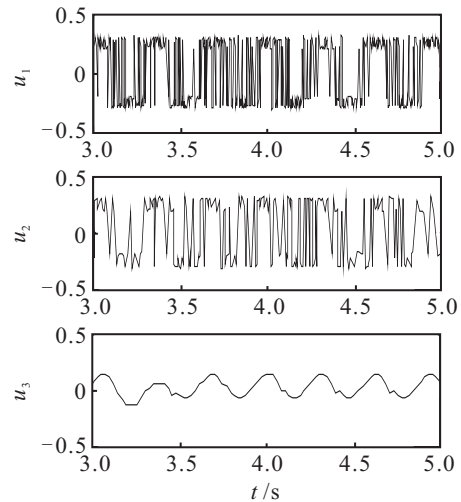


图4 控制器 u 的变化曲线

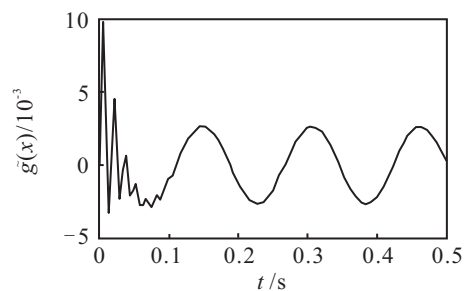


图5 误差 $\tilde{g}(x)$ 的变化曲线

从图1~图3可以看出,与其他两种控制算法相比,在本文提出的控制策略的作用下,系统状态 x_1 、 x_2 和滑模面函数 s 都具有更快速的收敛速度和较短的动态响应时间.虽然状态 x_2 在趋于稳定值的过程中有短暂的波动(最大值约为0.24),但总体而言还是具有较快的响应速度.

图4给出了3种控制算法在系统稳定运行时(作用时间3~5s)控制器的变化曲线.其中: u_1 、 u_2 和 u_3 分别代表文献[7]、文献[6]和本文控制算法的控制律.从图4中可以看出,文献[7]提出的改进算法的抖振幅值控制在0.4左右,并且抖振变化相对于文献[7]中的NTSM控制算法略有减弱.但是本文所提控制算法具有更优越的控制性能,抖振幅值控制在0.065左右,相比其他两种算法该值可以忽略不计,并且在仿真中发现本文算法具有较快的动态响应速度.

为了验证本文所提扰动观测器的性能,图5给出了扰动观测器观测误差 $\tilde{g}(x)$ 的变化曲线.从图5中可以看出,所设计的观测器具有较好的跟踪能力,其稳态时的观测误差幅值约为0.003.由前面的分析可知,滑模控制的切换项增益 η 受扰动误差 $\tilde{g}(x)$ 的影响,由于 $\tilde{g}(x)$ 的值非常小,从而有效地降低了抖振现象.

5 结论

为了进一步提高NTSM的控制性能,本文首先设计了一种改进的NTSM函数,理论分析证明了到达滑

模面的时间小于传统NTSM控制算法的到达时间, 并通过仿真验证了本文所设计的NTSM函数具有更快的响应速度和更短的到达时间; 然后, 为了削弱系统扰动量对控制器的影响, 设计了一种线性扰动观测器, 用来在线实时估计系统扰动, 以降低滑模控制切换项的增益. 理论分析和仿真结果均表明了所提出算法的有效性.

参考文献(References)

- [1] Choi H H. Sliding-mode output feedback control design[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2008, 55(11): 4047-4054.
- [2] 孙彪, 孙秀霞, 陈琳, 等. 基于幂次函数的离散滑模变结构控制算法[J]. 控制与决策, 2011, 26(2): 285-288.
(Sun B, Sun X X, Chen L, et al. Algorithm of discrete-time sliding mode control based on power-function[J]. Control and Decision, 2011, 26(2): 285-288.)
- [3] 袁雷, 吴汉松. 船舶航向控制的多滑模鲁棒自适应设计[J]. 控制理论与应用, 2010, 27(12): 1618-1622.
(Yuan L, Wu H S. Multiple-sliding-mode robust adaptive design for ship course tracking control[J]. Control Theory & Applications, 2010, 27(12): 1618-1622.)
- [4] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究进展[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(3): 407-418.
(Liu J K, Sun F C. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control[J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(3): 407-418.)
- [5] Man Z, Yu X. Terminal sliding mode control of MIMO linear systems[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1997, 44(11): 1065-1070.
- [6] 张薇薇, 王京. 基于指数趋近律的非奇异 Terminal 滑模控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(6): 909-913.
(Zhang W W, Wang J. Nonsingular Terminal sliding model control based on exponential reaching law[J]. Control and Decision, 2012, 27(6): 909-913.)
- [7] Feng Y, Man Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators[J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.
- [8] 冯勇, 鲍昇, 余星火. 非奇异终端滑模控制系统的设计方法[J]. 控制与决策, 2002, 17(2): 194-198.
(Feng Y, Bao S, Yu X H. Design method of non-singular terminal sliding mode control systems[J]. Control and Decision, 2002, 17(2): 194-198.)
- [9] 李升波, 李克强, 王建强, 等. 非奇异快速的终端滑模控制方法[J]. 信息与控制, 2009, 38(1): 1-8.
(Li S B, Li K Q, Wang J Q, et al. Nonsingular and fast terminal sliding mode control method[J]. Information and Control, 2009, 38(1): 1-8.)
- [10] 蒲明, 吴庆宪, 姜长生, 等. 高阶滑模微分器的分析与改进[J]. 控制与决策, 2011, 26(8): 1136-1140.
(Pu M, Wu Q X, Jiang C S, et al. Analysis and improvement of higher-order sliding mode differentiator[J]. Control and Decision, 2011, 26(8): 1136-1140.)
- [11] 王坚浩, 胡剑波, 张博锋. 应用非线性干扰观测器的反推终端滑模飞行控制[J]. 应用科技学报, 2012, 30(4): 408-414.
(Wang J H, Hu J B, Zhang B F. Backstepping Terminal sliding mode for flight control based on nonlinear disturbance observer[J]. J of Applied Sciences-Electronics and Information Engineering, 2012, 30(4): 408-414.)
- [12] Kim J, Son J, Lee J. A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM[J]. IEEE Trans on Industry Electronic, 2011, 58 (9): 4069-4077.
(责任编辑: 李君玲)