

文章编号: 1001-0920(2016)09-1537-09

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2015.1171

一类输入受限的不确定非仿射非线性系统 二阶动态 terminal 滑模控制

张 强¹, 袁铸钢¹, 许德智²

(1. 济南大学 自动化与电气工程学院, 济南 250022; 2. 江南大学
轻工过程先进控制教育部重点实验室, 江苏 无锡 214122)

摘 要: 针对一类输入受限的不确定非仿射非线性系统跟踪控制问题, 提出一种二阶动态 terminal 滑模控制策略. 在不损失模型精度, 并考虑系统输入饱和和受限的前提下, 给出一种适用于全局的不确定非仿射非线性系统近似方法. 提出小波小脑模型干扰观测器设计方法, 实现复合扰动的有效逼近. 构造辅助系统分析输入饱和和对跟踪误差的影响. 通过构造基于 PI 滑模面的 terminal 二阶滑模面, 给出二阶动态 terminal 滑模控制器设计过程, 克服了传统滑模的抖振问题. 仿真结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 非仿射非线性系统; 输入饱和; 干扰观测器; 小波小脑模型; 二阶动态 terminal 滑模控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Second order dynamic terminal sliding mode control for a class of non-affine nonlinear systems with input constraint

ZHANG Qiang¹, YUAN Zhu-gang¹, XU De-zhi²

(1. School of Electrical Engineering, University of Jinan, Ji'nan 250022, China; 2. Key Laboratory of Advanced Control for Light Industry Processes of Ministry of Education, Jiangnan University, Wuxi 214122, China. Correspondent: ZHANG Qiang, E-mail: zhang_hongyu198023@163.com)

Abstract: A second order dynamic terminal sliding mode control strategy is proposed for a class of uncertain non-affine nonlinear systems with input constraint. Firstly, without loss of the accuracy of the model and considering the input saturation, a global approximation method is presented. Then, a disturbance observer based on the wavelet cerebellar model articulation controller is designed in order to ensure the effective approximation for unknown compound disturbances. Subsequently, An auxiliary system is constructed to analyze the influence of the input saturation on the tracking error. In order to overcome the chattering problem in the traditional sliding mode, the design process of second order dynamic terminal sliding mode controller is given by constructing terminal sliding mode surface based on the PI sliding mode surface. Finally, the simulation results show the good tracking control performance of the proposed method.

Keywords: non-affine nonlinear systems; input constraint; disturbance observer; wavelet cerebellar model; second order dynamic terminal sliding mode control

0 引 言

近年来, 非线性系统的控制问题已成为研究热点, 并在仿射非线性系统取得了许多突破性成果, 如反馈线性化方法^[1]、滑模控制方法^[2-3]、backstepping 控制方法^[4]等. 但是, 许多实际工程系统本质上是非仿射形式的, 如主动磁悬浮轴承系统^[5]等. 基于模型的非仿射非线性系统控制器设计, 由于其控制输入以

非线性隐含的方式对系统产生作用, 没有仿射系统中的控制增益的概念, 控制量 u 的表达至关重要. 传统处理手段包括模型线性化^[6]、T-S 模糊系统^[7]、逆系统^[8]、中值定理^[9]、增加积分^[10]等方法. 文献 [8, 11] 首先求解了对象的逆系统方程, 然后通过补偿使得复合系统成为线性或接近线性的系统, 该方法要求系统有较精确的数学模型; 文献 [9, 12] 采用中值定理将非

收稿日期: 2015-09-19; 修回日期: 2015-11-22.

基金项目: 国家自然青年科学基金项目(61403161, 61503156); 山东省自然青年科学基金项目(ZR2012FQ030); 济南大学博士基金项目(XBS1459).

作者简介: 张强(1980—), 男, 副教授, 博士, 从事非线性系统鲁棒自适应控制等研究; 袁铸钢(1964—), 男, 教授, 硕士, 从事复杂系统建模与控制等研究.

仿射系统转化成仿射系统,并给出了控制器的设计过程,然而文献[9, 12]在线调整的参数过多,且该方法很难实现高精度、大范围的跟踪控制.因此,为了便于用仿射非线性方法设计控制器,将基于各模型的非仿射非线性系统在线转换为仿射形式值得进一步研究.

在实际系统中,执行器往往存在饱和现象,如飞行器的气动舵面、船舶操舵系统等.当控制饱和发生时,系统跟踪性能下降,甚至会引起系统失稳.目前,处理饱和的方法有 Nussbaum 型函数法^[13]、小增益控制法^[14]、线性反馈调节法^[15]、预测控制法^[16]和指令滤波器法^[17]等.然而,文献[13-17]均是针对线性系统或仿射非线性系统,目前关于输入受限非仿射非线性系统控制的研究仍然较少.

滑模控制(SMC)因其设计简单,控制精度高,且滑动模态对系统的摄动和外部扰动具有鲁棒性强等优势,已成为当前解决非线性问题的主要方法.但因控制输入存在符号函数,控制器抖振问题制约了传统滑模控制在工程中的应用.为了克服此弊端,文献[18]采用饱和函数代替符号函数,其代价是运动轨迹只能收敛到平衡点的某一邻域内;文献[3, 19-21]分别采用遗传算法、最小二乘和自适应等方法优化不连续函数增益,其核心是不改变切换频率,仅仅减小切换函数的增益;文献[22]通过吸引子函数构造非线性滑动面,提出了 terminal 滑模控制,但 terminal 滑模的无抖振仅仅是自身不含不连续项所具有的特性,而对于自适应项等引入的不连续项造成的抖振,则无法解决;文献[23]给出的滑模方法是将不连续函数引入控制量的导数项获取连续的控制量,能够很好地克服抖振.因此,以避免抖振为目标,借鉴文献[23]的思路,在传统滑模面基础上构建 terminal 滑模面,并设计相应的非奇异二阶动态 terminal 滑模控制器是解决该问题的一条有效途径.

基于上述分析,针对一类输入受限的不确定非仿射非线性系统,提出一种基于小波小脑模型干扰观测器的二阶非奇异 terminal 滑模控制策略.其设计过程可分为3部分:1)利用在线 Taylor 展开,给出一种适用于全局的非仿射非线性系统近似方法.2)将具有收敛速度快、结构简单的小脑模型(CMAC)和具有较强的描述局部空间能力小波函数相结合,给出一种小波小脑模型(WCMAC),并借助鲁棒控制提出 WCMAC 干扰观测器设计方法,实现干扰观测器的输出以任意小的误差逼近系统未知干扰.3)将上述所设计的不确定非仿射非线性近似方法、WCMAC 干扰观测器与 terminal 方法相结合,给出输入受限的不确定非仿射非线性系统非奇异 terminal 滑模控制器的设计过程.在设计过程中:首先,通过构造抗饱和补偿器分析控制输入和饱和执行器输出差值信号对系统控制

效果的影响,并修正系统跟踪误差;然后,结合 PI 滑模面和 terminal 滑模面构造二阶滑模面,据此设计控制输入以保证修正跟踪误差收敛于零,同时又能有效去除滑模抖振;最后,采用 Lyapunov 理论分析系统的稳定性.将该方法应用于无人机飞行器飞控系统的设计中,仿真结果表明,所提出的策略具有良好的跟踪控制性能和鲁棒性能.

1 问题描述及准备工作

考虑一类输入受限的不确定非仿射非线性系统如下:

$$\dot{x} = f(x, u(v)) + \Delta f(x, u(v)) + d(t), \quad (1)$$

$$y = x. \quad (2)$$

其中: $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbf{R}^n$ 和 $y \in \mathbf{R}^n$ 分别为可测的系统状态和系统输出, $f(x, u(v)) \in \mathbf{R}^n$ 为已知的光滑函数, $\Delta f(x, u(v)) \in \mathbf{R}^n$ 为系统未知且有界的建模误差, $d(t) \in \mathbf{R}^n$ 为系统未知的外部干扰, $u(v) = [u_1(v_1), u_2(v_2), \dots, u_n(v_n)]^T \in \mathbf{R}^n$ 为受执行器饱和特性影响的输出, $v = [v_1, v_2, \dots, v_n]^T \in \mathbf{R}^n$ 为执行器输入.饱和受限函数 $u_i(v_i)$ 可描述为

$$u_i(v_i) = \text{sat}(v_i) = \text{sign}(v_i) \min\{U_{i\max}, |v_i|\}. \quad (3)$$

其中: $\text{sat}(\cdot)$ 为标准的饱和函数, $U_{i\max}$ 为系统第 i 个输入且已知的饱和度.基于自然界中系统的能量是有限的,现做合理假设如下.

假设 1 输出信号 $y(t)$ 和参考信号 $y^d(t)$ 为光滑、可测且有界的.

假设 2 $f(x, u(v))$ 对 x 和 $u(v)$ 的偏导数存在,且存在一组常数 $0 \leq a_{i\min} < a_{i\max}$, $0 < b_{i\min} < b_{i\max}$, $i = 1, 2, \dots, n$, 使得

$$a_i = \|\partial f / \partial x_i\| \in [a_{i\min}, a_{i\max}], \quad (4)$$

$$b_i = \|\partial f / \partial u_i\| \in [b_{i\min}, b_{i\max}]. \quad (5)$$

式(5)表明(1)具有“良好定义的相对阶”^[11].在很多实际系统中,式(5)均成立,如 Rössler 混沌等系统.因此,假设2是合理的.

为了便于后续控制器的设计,将式(1)中的 $f(x, u(v))$ 在 $u(v) = u_\zeta(v_\zeta)$ 处进行 Taylor 展开,则有

$$\dot{x} = f_1(x, u_\zeta(v_\zeta)) + g(x, u_\zeta(v_\zeta))u(v) + \Delta(\cdot) + \Delta f(x, u(v)) + d(t). \quad (6)$$

其中: $f_1(x, u_\zeta(v_\zeta)) = f(x, u_\zeta(v_\zeta)) - g(x, u_\zeta(v_\zeta)) \times u_\zeta(v_\zeta)$, $g(x, u_\zeta(v_\zeta)) = \frac{\partial f}{\partial u_\Gamma} \Big|_{u=u_\zeta}$, $\Delta(\cdot)$ 为 Taylor 展开的高阶项, $u_\zeta(v_\zeta)$ 为鲁棒滑模滤波器的状态,即

$$\dot{u}_\zeta(v_\zeta) = -\frac{u_\zeta(v_\zeta) - u(v)}{\rho_1} - \frac{\xi_1(u_\zeta(v_\zeta) - u(v))}{\|u_\zeta(v_\zeta) - u(v)\| + \zeta_1}. \quad (7)$$

其中: ρ_1 为滤波器时间常数, $\xi_1 > 0$ 和 $\zeta_1 > 0$ 分别为设计的切换增益和调节滑模的切换率, $u_\zeta(v_\zeta)$ 为

$u(v)$ 的滤波值。

由 Lagrange 中值定理导出的有限增量定理可知, 当 $\lim \|u_\zeta(v_\zeta) - u(v)\| = 0$ 时, $\|\Delta(\cdot)\|$ 才趋向于 0. 因此, 为了保证式 (6) 在线全局近似式 (1) 的准确性, 即 $\|\Delta(\cdot)\|$ 足够小, 需使式 (7) 中的 ρ_1 足够小.

注 1 所提出的 Taylor 展开在线近似方法 (6) 是将非仿射形式转化为时变仿射非线性系统. 当式 (1) 进行 Taylor 展开时, 需利用系统执行器输出 $u(v)$ 的信息, 后续 v 的设计又需以式 (6) 的获得为前提, 即存在“代数环”问题. 为了避免此问题, 本文利用鲁棒滑模滤波器 (7) 获取 $u(v)$ 预测值 $u_\zeta(v_\zeta)$. 此外, 若执行器的输出信号可测, 则可以利用执行器的前一时刻输出来代替 $u_\zeta(v_\zeta)$.

控制器的设计是在考虑复合干扰和输入受限的情况下, 通过构造基于 PI 滑模面的 terminal 滑模面, 设计基于 WCMAC 干扰观测器的二阶动态 terminal 滑模控制器, 使得系统 (1) 和 (2) 的 $y(t)$ 跟踪期望输出为 $y^d(t)$. 为了清晰说明本文的设计思路, 给出其基本原理如图 1 所示.

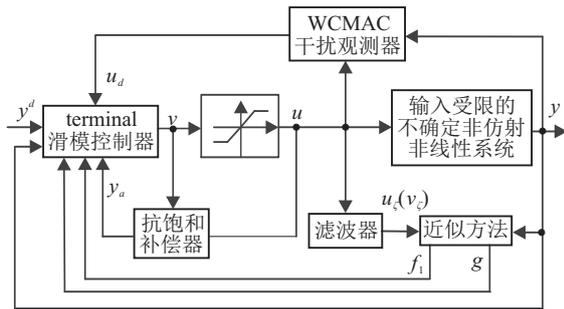


图 1 基于小波小脑干扰观测器的输入受限非仿射非线性二阶动态 terminal 滑模控制结构

为了书写方便, 在不引起歧义的情况下, 省略相关变量的自变量, 如 $f_1(x, u_\zeta(v_\zeta))$ 简写为 f_1 .

2 小波小脑模型结构及干扰观测器设计

由于 CMAC 具有收敛速度快、泛化能力强和结构简单的特点, 文献 [24-25] 采用 CMAC 来估计未知函数或干扰, 但该方法存在着逼近精度不高、自适应能力差等不足. 为此, 文献 [26-27] 分别研究了模糊 CMAC 神经网络和自组织模糊 CMAC 神经网络方法, 但其存在着计算量大, 以至可能引起系统实时性不足的问题. 因此, 在保证干扰估计准确性和实时性的前提下, 借助具有更强描述局部空间能力的小波函数, 提出一种基于 WCMAC 的干扰观测器设计方法是非常具有工程意义的.

2.1 WCMAC 结构

WCMAC 结构如图 2 所示. 图 2 包括 5 部分: 输入单元 (I), 基于小波函数的联想单元 (A), 感受域单元 (F), 权值矩阵 (M) 和输出单元 (O).

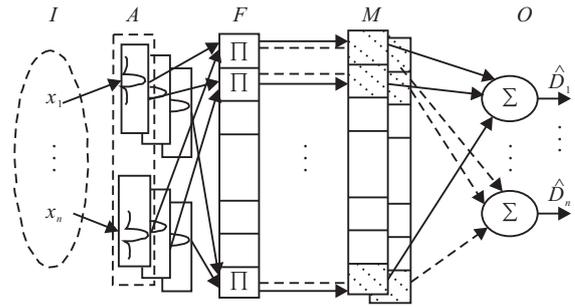


图 2 小波小脑模型结构

由图 2 可知, WCMAC 的输出为

$$\hat{D} = [\hat{D}_1, \hat{D}_2, \dots, \hat{D}_n]^T = W^T \phi(x, c, \delta). \quad (8)$$

其中: \hat{D} 为 WCMAC 的输出; $W \in R^{n_b \times n}$ 为权值矩阵, n_b 为感受域个数; $\phi(x, c, \delta) = [\phi_1(x, c_1, \delta_1), \dots, \phi_k(x, c_k, v_k), \dots, \phi_{n_b}(x, c_{n_b}, \delta_{n_b})]^T$ 为感受域单元的输出; $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 为 WCMAC 的输入, 且为式 (1) 的状态; $c = [c_1^T, \dots, c_k^T, \dots, c_{n_b}^T]^T$ 和 $\delta = [\delta_1^T, \dots, \delta_k^T, \dots, \delta_{n_b}^T]^T$ 分别为联想单元小波函数的中心向量和宽度向量; W 和 $\phi_k(x, c_k, v_k)$ 表示为

$$W = [w_1, \dots, w_p, \dots, w_{n_b}] = \begin{bmatrix} w_{11} & \dots & w_{1p} & \dots & w_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{k1} & \dots & w_{kp} & \dots & w_{kn} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{n_b1} & \dots & w_{n_bp} & \dots & w_{n_bn} \end{bmatrix};$$

$$\phi_k(x, c_k, v_k) = \prod_{i=1}^{i=n} \mu_{ik} = \frac{\prod_{i=1}^{i=n} (x_i - c_{ik})}{v_{ik}} \times \exp\left(-\sum_{i=1}^{i=n} \left(\frac{(x_i - c_{ik})^2}{v_{ik}}\right) / 2\right), \quad (9)$$

$$k = 1, 2, \dots, n_b.$$

其中: $w_p = [w_{1p}, \dots, w_{kp}, \dots, w_{n_bp}]^T \in R^{n_b}$; w_{kp} 为第 p 个输出与第 k 个感受域之间的连接权值; $c_k = [c_{1k}, c_{2k}, \dots, c_{nk}]^T$, $v_k = [v_{1k}, v_{2k}, \dots, v_{nk}]^T$, c_{ik} 和 v_{ik} 分别为小波基函数的中心值和宽度; μ_{ik} 为小波基函数, 是第 k 个记忆块对 x_i 的输出.

注 2 在输入单元中, 需将输入 x 进行量化, 记 n_e 为解析度; 在联想单元中, 需设计联想记忆块的个数 l , 即联想层数, 本文中 l 与感受域个数 n_b 相同.

注 3 当输入单元未采用量化时, WCMAC 变成文献 [28] 的小波神经网络; 当联想单元未采用小波函数时, WCMAC 与文献 [24-25] 中的 CMAC 等价. 本文提出的 WCMAC 可看作在文献 [24-25] 的 CMAC 中引入了文献 [28] 的小波函数. 因此, WCMAC 具备 CMAC 和小波函数各自的优点.

2.2 WCMAC 干扰观测器设计

本节在上述 WCMAC 的基础上, 结合鲁棒控制, 给出 WCMAC 干扰观测器设计过程, 实现干扰逼近误

差任意小.

定义系统复合干扰 $D = \Delta f + \Delta(\cdot) + d$, 则式(6)可改写为

$$\dot{x} = f_1 + gu + D. \quad (10)$$

假设 3 复合干扰 D 及其导数 \dot{D} 是有界的, 即 $\|D\| \leq \rho(x)f_0(t)$, $\|\dot{D}\| \leq f_1(t)$. 其中: $\rho(x)$ 为已知且有界的光滑函数; $f_0(t) \leq \varrho_1$, $f_1(t) \leq \varrho_2$, ϱ_1 和 ϱ_2 为已知的正常数.

假设 4 令 $x \in M_x$, M_x 是系统状态的一个紧集, WCMAC 的最优权值 W^* 可以定义为如下形式:

$$W^* = \arg \min_{\hat{W} \in S_d} [\sup \| \hat{D}(x|\hat{W}) - D(x) \|],$$

$$S_d = \{ \hat{W} : \|\hat{W}\| \leq M \}. \quad (11)$$

其中: M 为设计参数, S_d 为权值参数的可行域.

注 4 假设 3 意味着系统的动态特性及环境变化引起的不确定性是有界的, 这符合实际系统情况. 文献 [13, 25] 在利用递归小波神经网络和 CMAC 在线逼近未知函数时, 也有过类似假设 4 的条件, 因此假设 3 和假设 4 是合理的.

定理 1 针对输入受限的不确定非仿射非线性系统(1), 在近似方法(6)、(7)、假设 3 和假设 4 的条件下, 考虑如下的动态系统:

$$\dot{z} = -A_z z + \Psi(x, \hat{W}), \quad (12)$$

$$\Psi(x, \hat{W}) = A_z x + f_1 + gu(v) + u_d, \quad (13)$$

$$u_d = \hat{D} + u_r, \quad (14)$$

$$\dot{\hat{W}} = \Gamma_W \phi(x, c, \delta) e_d^T - \theta \hat{W}. \quad (15)$$

其中: $z \in \mathbf{R}^n$ 为干扰观测器的状态; A_z 和 Γ_W 为适当维数的正定矩阵; u_d 为复合干扰的估计值; $\hat{D} = \hat{W}^T \phi(x, c, \delta)$ 为 WCMAC 的输出, 详细表述见式(8); $u_r = \lambda e_d$ 为鲁棒项, $e_d = x - z$ 为干扰观测器的误差; $\lambda_d > 0$ 和 $\theta_d > 0$ 为设计常数. 若选取小波小脑模型权值矩阵自适应律(15)和复合干扰估计值(14), 则干扰观测器的误差是一致最终有界的.

证明 根据式(1)、(10)、(12)~(14), $e_d = x - z$ 的动态方程可描述为

$$\dot{e}_d = \dot{x} - \dot{z} =$$

$$f_1 + gu(v) + D + A_z z - f_1 - gu(v) - \hat{D} - u_r =$$

$$-A_z e_d + D - \hat{D} - u_r. \quad (16)$$

在假设 3 和假设 4 下, 利用 WCMAC 表述 D , 有

$$D = W^{*T} \phi(x, c, \delta) + \epsilon_d, \quad \|\epsilon_d\| < \bar{\epsilon}_d. \quad (17)$$

其中: ϵ_d 和 $\bar{\epsilon}_d$ 为 WCMAC 逼近误差及其未知的上确界, 其他参数定义见式(8)和(11).

定义权值误差矩阵 $\tilde{W} = \hat{W} - W^*$, 并将式(17)代入(16), 有

$$\dot{e}_d = -A_z e_d - \tilde{W} \phi + \epsilon_d - \lambda_d e_d. \quad (18)$$

选取 Lyapunov 函数

$$V_d = \frac{1}{2} e_d^T e_d + \frac{1}{2} \text{tr}(\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \tilde{W}), \quad (19)$$

沿着式(18), 对(19)求导, 有

$$\dot{V}_d = e_d^T \dot{e}_d + \text{tr}(\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \dot{\tilde{W}}) =$$

$$e_d^T (-A_z e_d - \tilde{W} \phi + \epsilon_d - \lambda_d e_d) + \text{tr}(\tilde{W}^T \Gamma_W^{-1} \dot{\tilde{W}}). \quad (20)$$

考虑 $\dot{\tilde{W}} = \dot{\hat{W}}$ 及如下不等式:

$$\text{tr}(\tilde{W}^T \dot{\tilde{W}}) \geq \frac{1}{2} (\|\dot{\tilde{W}}\|^2 - \|\dot{W}^*\|^2), \quad (21)$$

将式(15)和(21)代入(20), 并利用 Young 不等式, 有

$$\dot{V}_d \leq -\lambda_z e_d^T e_d + \bar{\epsilon}_d \|e_d\| -$$

$$\lambda_d \|e_d\|^2 - \frac{\theta_d}{2} \times (\|\tilde{W}\|^2 - \|W^*\|^2) \leq$$

$$-\lambda_z e_d^T e_d - \frac{\theta_d}{2} \times \|\tilde{W}\|^2 + \frac{\bar{\epsilon}_d^2}{4} \lambda_d + \frac{\theta_d}{2} \|W^*\|^2 \leq$$

$$-\kappa_d V + C_d. \quad (22)$$

其中: $\lambda_z = \lambda_{\min}(A_z)$, $\kappa_d = \min \left\{ 2\lambda_z, \frac{\theta_d}{\lambda_{\max}(\Gamma_W^{-1})} \right\}$,

$C_d = \frac{\bar{\epsilon}_d^2}{4} \lambda_d + \frac{\theta_d}{2} \|W^*\|^2$, $\lambda_{\min}(\cdot)$ 和 $\lambda_{\max}(\cdot)$ 分别为对应矩阵的最小和最大特征值.

基于式(22), 依据文献[18]中的定理 4.20 可得, e_d 是一致最终有界的. \square

此外, 由式(22)可知, 设计参数 A_z 、 Γ_W 、 θ_d 和 λ_d 可以调节 e_d 收敛速度以及复合干扰估计的精度.

注 5 本文设计的 WCMAC 干扰观测器的输出值为 WCMAC 的输出与鲁棒项之和, 这样不仅保留了 WCMAC 逼近复合干扰的所有优点, 而且应用鲁棒控制项使得逼近误差尽量符合工程需求.

3 二阶非奇异 terminal 滑模控制器设计及闭环系统稳定性分析

下面将在上述的近似方法和 WCMAC 干扰观测器的基础上, 构造抗饱和和补偿器来分析控制饱和和引起的的影响, 以此修正跟踪误差; 借鉴文献 [23, 29] 提出的积分滑模和 terminal 滑模思想, 设计一种基于 PI 滑模面的二阶 terminal 滑模面, 给出二阶动态 terminal 滑模控制器结构, 以有效避免控制器抖振问题.

3.1 基于 PI 滑模面和 terminal 滑模面的二阶动态 terminal 控制器设计

为了避免或减少输入饱和对闭环系统性能的影响, 设计抗饱和和补偿器

$$\dot{x}_a = A_a x_a + g(v - u),$$

$$y_a = x_a. \quad (23)$$

其中: x_a 为补偿器的状态, y_a 为补偿器的输出, A_a 为适当维数的 Hurwitz 矩阵, g 的定义见式(6).

基于抗饱和和补偿器(23), 定义修正跟踪误差向量

$$e = y + y_a - y^d. \quad (24)$$

对式(24)求导,并代入(10)和(23),有

$$\begin{aligned} \dot{e} &= f_1 + gu + D + A_a x_a + g(v - u) - \dot{y}^d = \\ & f_1 + gv + D + A_a x_a - \dot{y}^d. \end{aligned} \quad (25)$$

选取PI滑模面

$$s = e + K \int edt, \quad (26)$$

其中 $K = \text{diag}\{k_1, k_2, \dots, k_n\} > 0$ 为设计的对角正定矩阵.

对式(26)求导,并代入(25),有

$$\dot{s} = \dot{e} + Ke = f_1 + gv + D + A_a x_a - \dot{y}^d + Ke. \quad (27)$$

在传统的滑模控制方法中,为保证滑模到达条件成立($s = 0$),一般取 $\dot{s} = \rho \text{sign}(s)$. 由此, v 可表示为

$$v = g^{-1}(-f_1 - \hat{D} - A_a x_a + \dot{y}^d - Ke - \rho \text{sign}(s)). \quad (28)$$

其中: $\text{sign}(s) = [\text{sign}(s_1), \text{sign}(s_2), \dots, \text{sign}(s_n)]^T$, $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数; $\rho > 0$ 为设计常数.

由式(28)可得, v 中含有滑模面向量的符号函数,这势必会存在抖振现象. 为了避免此问题,在PI滑模面(26)的基础上设计如下非奇异 terminal 滑模面:

$$\sigma = s + \delta \dot{s}^{\frac{p}{q}}. \quad (29)$$

其中: $\delta > 0$ 为设计的切换增益系数; $p > q > 0$ 为正奇数,且满足 $1 < \frac{p}{q} < 2$.

注6 基于PI滑模面的 terminal 滑模面本质上是二阶滑模面. 若滑模向量 $\sigma = 0$, 则意味着 s 及其导数 \dot{s} 将在有限时间内到达零点,即PI滑模面的到达条件得以实现.

依据式(29), σ 动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} &= \dot{s} + \frac{\delta p}{q} \text{diag}(\dot{s}^{\frac{p}{q}-1}) \ddot{s} = \\ & \frac{\delta p}{q} \text{diag}(\dot{s}^{\frac{p}{q}-1}) \left(\frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} + \ddot{s} \right). \end{aligned} \quad (30)$$

对式(25)和(27)求导,整理有

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \ddot{e} + K\dot{e} = \\ & \dot{f}_1 + A_a^2 x_a + A_a g(v - u) + \dot{g}v + g\dot{v} + \dot{D} - \\ & \dot{y}^d + K(f_1 + A_a x_a + D + gv - \dot{y}^d). \end{aligned} \quad (31)$$

为了满足 terminal 滑模面 σ 的到达条件,基于式(30)和(31),取 v 为

$$\begin{aligned} v &= \int g^{-1} \left(-\frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} - \dot{f}_1 - Kf_1 - \right. \\ & (KA_a + A_a^2)x_a - (A_a g + \dot{g} + Kg)v + A_a gu + \\ & K\dot{y}^d + \dot{y}^d - \dot{D} - K\dot{D} - \eta_1 \text{sign}(\sigma) - \epsilon_1 \sigma \left. \right) dt. \end{aligned} \quad (32)$$

其中: \hat{D} 由式(14)获取, $\dot{\hat{D}}$ 为 \hat{D} 的估计值; $\eta_1 > 0$ 和 $\epsilon_1 > 0$ 均为设计常数,且满足 $\eta_1 > \rho_d = \|\dot{\hat{D}} - \dot{D}\| + \|D - K\hat{D}\|$.

注7 在执行器饱和时,抗饱和和补偿器(23)得到执行器饱和所产生的偏差. 通过修正跟踪误差避免使PI滑模变量 s 出现过或过小的问题,进而消除积分饱和对 v 产生的不利影响. 此外,式(32)中涉及了 f_1 和 g 等函数的一阶导数. 在实际的应用中,它们均可以通过作者前期工作^[30]给出的快速收敛微分估计器获得.

3.2 稳定性分析

定理2 针对输入受限的不确定非仿射非线性系统(1)和(2),在假设1~假设4下,若取在线近似式(6)和(7),干扰观测器(12)~(15),抗饱和和补偿器(23),二阶滑模面(26)和(29)及控制量(32),则输入受限的不确定非仿射非线性系统修正跟踪误差 e 渐近收敛于零.

证明 证明过程分为3部分: 1) 式(32)可以完成 terminal 滑模面 σ 的到达,即 $\exists t_r > 0$, 使得当 $t > t_r$ 时, $\sigma(t) = 0$ 成立; 2) 当 terminal 滑模面处于滑动模态 ($\sigma = 0$) 时, $\exists t_s > t_r > 0$, 使得当 $\exists t > t_s$ 时, PI 滑模面 $s(t)$ ($t > t_s$) 到达条件满足; 3) 若PI滑模面处于滑动模态,则修正跟踪误差 e 渐近收敛于零.

1) 式(32)可保证 σ 的到达条件. 选取 Lyapunov 函数 $V = \frac{1}{2} \sigma^T \sigma$, 对其求导,并代入式(30)~(32),有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sigma^T \dot{\sigma} = \frac{\delta p}{q} \sigma^T \text{diag}(\dot{s}^{\frac{p}{q}-1}) \left(\frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} + \ddot{s} \right) = \\ & \frac{\delta p}{q} \sigma^T \text{diag}(\dot{s}^{\frac{p}{q}-1}) \left(\frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} + \dot{f}_1 + A_a^2 \times \right. \\ & x_a + A_a g(v - u) + \dot{g}v + g\dot{v} + \dot{D} - \dot{y}^d + \\ & K(f_1 + A_a x_a + D + gv - \dot{y}^d) \left. \right) = \\ & \frac{\delta p}{q} \sigma^T \text{diag}(\dot{s}^{\frac{p}{q}-1}) \left(\frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} + \dot{f}_1 + A_a^2 \times \right. \\ & x_a + A_a g(v - u) + \dot{g}v + \dot{D} - \dot{y}^d + K(f_1 + \\ & A_a x_a + D + gv - \dot{y}^d) - \frac{q}{\delta p} \dot{s}^{2-\frac{p}{q}} - \dot{f}_1 - \\ & Kf_1 - (KA_a + A_a^2)x_a - (A_a g + \dot{g} + \\ & Kg)v + A_a gu + K\dot{y}^d + \dot{y}^d - \dot{D} - K\dot{D} - \\ & \eta_1 \text{sign}(\sigma) - \epsilon_1 \sigma \left. \right) \leq \\ & \frac{\delta p}{q} \sum_{i=1}^n \dot{s}_i^{\frac{p}{q}-1} (\rho_d - \eta_1) |\sigma_i| - \epsilon_1 \dot{s}_i^{\frac{p}{q}-1} \sigma_i^2. \end{aligned} \quad (33)$$

考虑到 $\eta_1 > \rho_d$, 则上式改为

$$\dot{V} \leq -\frac{\delta p \epsilon_1}{q} \sum_{i=1}^n \dot{s}_i^{\frac{p}{q}-1} \sigma_i^2. \quad (34)$$

下面分两种情况讨论.

① 对于 $\forall 1 \leq i \leq n, \dot{s}_i \neq 0$. 由于 $1 < \frac{p}{q} < 2, p, q$ 为正奇数,且 $\dot{s}_i \neq 0$, 可知 $\dot{s}_i^{\frac{p}{q}-1} > 0$, 当 $\sigma \neq 0$ 时, $\dot{V} < 0$, 即在式(32)下系统到达 $\sigma = 0$.

② 针对 $\exists 1 \leq i \leq n, \dot{s}_i = 0$ 的情况, e_i 将会收敛

于零.

2) terminal滑模面滑动模态的分析. 为了叙述清晰, 下面以terminal滑模面 σ 中的 σ_i 进行说明. 设当 $t = t_r$ 时, $\sigma(t_r) = 0$. 在式(32)下, $\sigma(t) = 0 (t > t_r)$ 将始终保持在滑动模态, 由此, 式(29)可描述为

$$s_i(t) = -\delta \dot{s}_i^{\frac{p}{q}}(t), \quad t > t_r. \quad (35)$$

进一步将式(35)修改为

$$\dot{s}_i = -\frac{1}{\delta^{\frac{q}{p}}} s_i^{\frac{q}{p}}(t). \quad (36)$$

基于式(36), $\frac{1}{2} < \frac{q}{p} < 1$, 且 p 和 q 为正奇数可知: 当 $s_i > 0$ 时, $\dot{s}_i < 0$; 当 $s_i < 0$ 时, $\dot{s}_i > 0$. 因此 s_i 必将收敛于零点. 设在 $t = t_s$ 时刻, $s_i(t_s) = 0$, 对式(36)积分可得

$$\int_{t_r}^{t_s} dt = \delta^{\frac{q}{p}} \int_{s(t_r)}^{s(t_s)} \frac{1}{s^{\frac{q}{p}}} ds. \quad (37)$$

由此, terminal滑模变量 σ_i 可在有限时间内收敛于 $s_i = 0$, 即收敛时间为

$$t_s = t_r + \frac{p}{p-q} \delta^{\frac{q}{p}} |s_i(t_r)|^{\frac{(p-q)}{p}}. \quad (38)$$

3) PI滑模面滑动模态的分析. 类似2)的验证过程, 以PI滑模面 s 中的 s_i 进行说明. 对式(26)求导, 并考虑 $\dot{s}_i = 0$, 有

$$\dot{e}_i = -k_i e_i(t). \quad (39)$$

基于式(39), $e(t)$ 的解为

$$\dot{e}_i(t) = \exp(-k_i t) e_i(0), \quad (40)$$

其中 $e_i(0)$ 为系统进入PI滑模面时刻的修正误差.

由此, 基于1)、2)和3)的分析可得定理2的结论成立. \square

注 8 定理2中式(32)的参数 ϵ_1 与 σ 收敛于零点的速度密切相关, ϵ_1 越大, 收敛速度越快. 然而, 由于式(1)中输入受限的存在, ϵ_1 越大仅仅能够保证修正误差收敛于0, 但不能说明系统跟踪误差能够快速收敛于0, 其原因可从修正误差的定义(24)的分析得到.

4 仿真实验

为了验证所提出方法的有效性, 考虑如下无人机(UAV)系统^[10]:

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= g \left(\frac{T-D}{M} - \sin \gamma \right), \\ \dot{\gamma} &= \frac{g}{V_a} (n \cos \mu - \cos \gamma), \\ \dot{\chi} &= \frac{gn \sin \mu}{V_a \cos \gamma}. \end{aligned} \quad (41)$$

其中: V_a 、 γ 和 χ 分别为空速、航迹倾斜角和航迹方位角; T 、 n 、 μ 分别为发动机推力、过载系数和滚转角; g 为重力加速度; M 为UAV的质量; D 为阻力, 表示为

$$D = 0.5\rho V^2 SC_{D_0} + \frac{2kn^2 M^2}{\rho V^2 S}, \quad (42)$$

S 、 C_{D_0} 等参数定义及取值见表1.

表 1 UAV 基本参数

名称	参数	单位
空气密度 ρ	1.225 1	kg/m ³
飞行器质量 m	14 515	Kg
机翼参考面积 S	37.16	m ²
最大推力 T_{\max}	113 868.8	N
最大升力系数 $C_{L\max}$	2.0	
最大过载系数 n_{\max}	7	
诱导阻力系数 k	0.1	
零升阻力系数 C_{D_0}	0.02	
推力时间常数 τ_T	1	s
过载系数时间常数 τ_n	0.5	s
滚转角时间常数 τ_μ	0.5	s

同时考虑到UAV实际飞行安全需求, 过载系数 n 应避免失速风险, 即 $n < 0.5\rho V^2 SC_{L\max}/M$, 滚转角 μ 应满足 $-90^\circ \leq \mu \leq 90^\circ$, 推力、过载系数和滚转角的动态应满足 $\frac{u_{ci}}{u_i} = \frac{2}{\tau_i s + 1}$ ($i = T, n, \mu$), u_{ci} 和 u_i 分别为对应控制量的指令值和实际值, τ_i 为相应的时间常数, 其取值见表1.

设UAV仿真初始条件 $V(0) = 90$ m/s, $\gamma(0) = \chi(0) = 0^\circ$, $T(0) = 1$ kN, $n(0) = 1$, $\mu(0) = 0^\circ$, 跟踪指令为

$$\begin{cases} V_a^d(t) = 110 \text{ m/s}, \\ \gamma^d(t) = 15^\circ, & t < 15 \text{ s}; \\ \chi^d(t) = 30^\circ, \end{cases} \quad \begin{cases} V_a^d(t) = 150 \text{ m/s}, \\ \gamma^d(t) = 0^\circ, & t \geq 15 \text{ s}. \\ \chi^d(t) = 0^\circ, \end{cases}$$

为了保证UAV飞行品质, 将 $V_a^d(t)$ 、 $\gamma^d(t)$ 和 $\chi^d(t)$ 均经过 $\frac{2}{s+2}$ 进行指令滤波.

下面分两种情况进行仿真验证: 1) 标称UAV系统, 即UAV模型精确已知的情况; 2) 受扰UAV系统, 即UAV模型存在气动参数不确定和执行器故障情况.

1) 标称UAV系统.

定义 $x_1 = V$, $x_2 = \gamma$, $x_3 = \chi$, $u_1 = T$, $u_2 = n$, $u_3 = \mu$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T$, $\mathbf{u} = [u_1, u_2, u_3]^T$. 将式(42)代入(41), 有

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1 = c_{11}x_1^2 + \frac{c_{12}u_2^2}{x_1^2} + c_{13} \sin(x_2) + c_{14}u_1, \\ \dot{x}_2 &= f_2 = \frac{c_{21}u_2 \cos(x_3)}{x_1} + \frac{c_{22} \cos(x_2)}{x_1}, \\ \dot{x}_3 &= f_3 = \frac{c_{31}u_2 \sin(x_3)}{x_1 \cos(x_2)}. \end{aligned} \quad (43)$$

其中: $\mathbf{f} = [f_1, f_2, f_3]^T$, $c_{11} = \frac{-0.5\rho SC_{D_0}g}{M}$, $c_{12} = \frac{2Mkg}{\rho S}$, $c_{13} = -g$, $c_{14} = \frac{g}{M}$, $c_{21} = g$, $c_{22} = -g$, $c_{31} = g$.

依据本文的近似方法(6)和(7)得到(43)的仿射非线性系统

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}_1 + \mathbf{g}_1 \mathbf{u},$$

$$\dot{u}_\zeta = -\frac{u_\zeta - u}{\rho_1} - \frac{\xi_1(u_\zeta - u)}{\|u_\zeta - u\| + \zeta_1}$$

其中: $\rho_1 = 0.01, \zeta_1 = 0.2, \xi_1 = 20, f_1 = f - g_1 u_\zeta,$

$g_1 = \frac{\partial f}{\partial u^T}|_{u=u_\zeta}$, 具体为

$$g_1 = \begin{bmatrix} c_{14} & \frac{2c_{12}u_2}{x_1^2} & 0 \\ 0 & \frac{c_{21}\cos(u_3)}{x_1} & -\frac{c_{21}u_2\sin(u_3)}{x_1} \\ 0 & \frac{c_{31}\sin(u_3)}{x_1\cos(x_2)} & \frac{c_{31}u_2\cos(u_3)}{x_1\cos(x_2)} \end{bmatrix}|_{u=u_\zeta}$$

取二阶非奇异 terminal 滑模控制器各个设计参数如下: 式(23)中参数 $A_a = \text{diag}\{-5, -3, -5\}$; 式(26)中参数 $K = \text{diag}\{100, 10, 5\}$; 式(29)中参数 $\delta = 1.5, p = 7, q = 5$; 式(32)中 $\hat{D} = \hat{D} = 0, \eta_1 = 0.001, \epsilon_1 = \text{diag}\{5, 1, 1\}$, 得到仿真曲线如图3~图5所示。

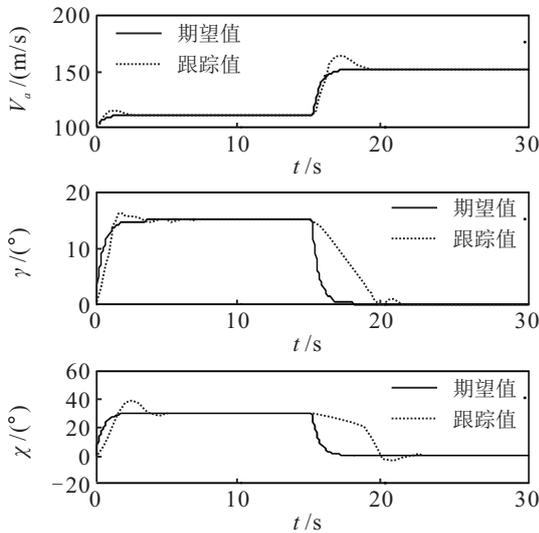


图3 标称 UAV 系统空速、航迹倾斜角和方位角

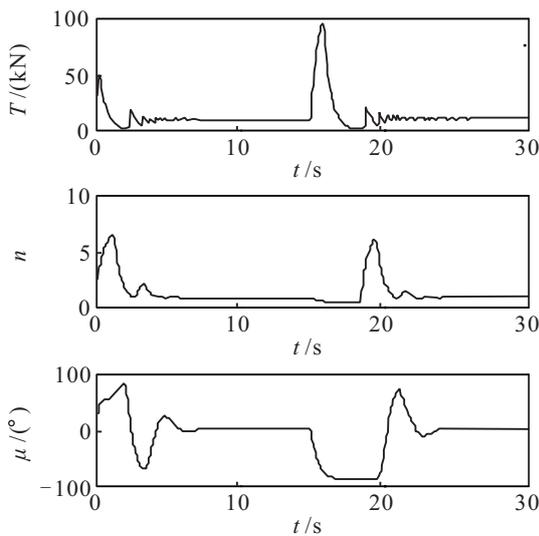


图4 标称 UAV 系统推力、过载系数和滚转角

由图3可知, 将近似方法和二阶非奇异 terminal 滑模控制方法相结合设计的控制器能够实现对 UAV 空速、航迹倾斜角和航迹方位角3个耦合通道的指令跟踪任务, 而且跟踪过程具有较好的动态特性和稳态特性。

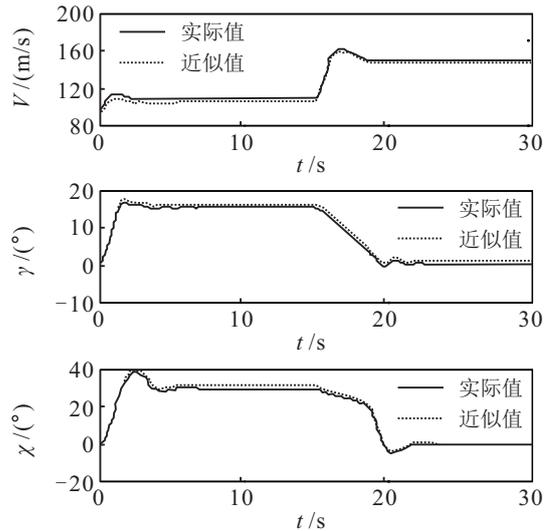


图5 近似方法与 UAV 真值之间对比

由图4可知, 随着跟踪误差逐渐减小, 推力和负荷系数趋于稳定, 滚转角也渐渐收敛于 0.0° , 此过程符合 UAV 实际的物理变化过程。

由图5可知, 所提出的基于 Taylor 在线近似方法可有效实现非仿射非线性系统在线转化仿射非线性系统的近似过程, 验证了本文近似方法的可行性。

2) 受扰 UAV 系统.

当 UAV 执行飞行任务时, 飞行环境等因素的影响可能导致气动参数不确定及执行器失效等问题. 其中: 若 UAV 因战斗受损或执行器引起故障, 则期望过载系数 n 与实际过载系数 n_A 之间有 $n_A = (1 - k_n)n$, 且 k_n 为过载失效系数, 满足 $0 \leq k_n < 1$; 若 UAV 未发生故障, 则 $k_n = 0$. 因此, 下面根据本文所提方法给出受扰 UAV 系统控制器设计过程。

设在 UAV 飞行过程中, $k_n = 0.25$, 气动参数 C_{D_0} 和 k 存在 -30% 不确定, 即 $\Delta C_{D_0} = -0.3C_{D_0}, \Delta k = -0.3k$.

在上述飞行条件下, 令二阶非奇异 terminal 滑模控制器参数与标称 UAV 系统相同, 得到仿真曲线如图6和图7所示。

由图6和图7可知: 当 UAV 存在参数不确定和执行器故障时, 航迹倾斜角和方位角变化剧烈, 根本无法跟踪期望指令, 同时滚转角和负载系数也产生了较大的不规则波动, 且达到饱和状态, 以上仿真说明采用基于模型精确已知的 UAV 二阶非奇异 terminal 滑模控制器并不能够满足在参数不确定及恶劣环境下的飞行控制要求。

下面采用 WCMAC 干扰观测器对复合干扰进行估计, 并进行在线补偿. 选取 WCMAC 的式(8)和(9)中的参数: $n_e = 6; n_b = 8; c_i = \{5, -1.5, -1, -0.5, 0.5, 1, 1.5, 5\}; v_{ij} = 1.5, i = 1, 2, 3, j = \{1, 2, \dots, 8\}; W(0) = 0.3_{8 \times 3}$. 选取 WCMAC 干扰观测器(12)~(15)中的参数: $A_z = \text{diag}\{10, 5, 2\}, \Gamma_W = \text{diag}\{2, 1, 1.5\}, \theta = 0.2, \lambda = 0.3$. 式(32)中参数 $\eta_1 = 0.8$, 控制器

的其他参数与标称 UAV 系统参数相同.

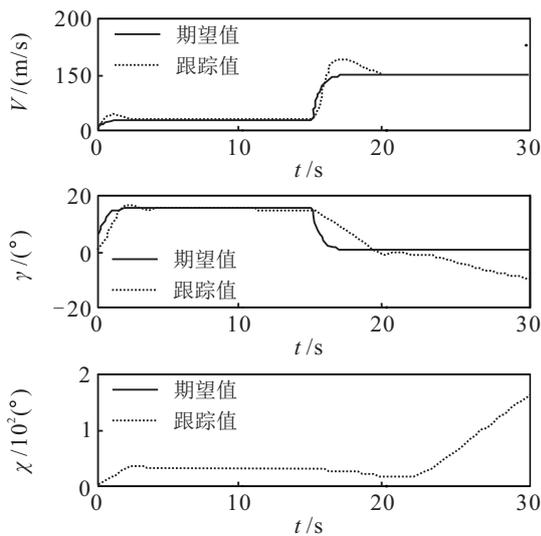


图 6 $\hat{D} = 0$ 情况下受扰 UAV 系统
空速、航迹倾斜角和航迹方位角

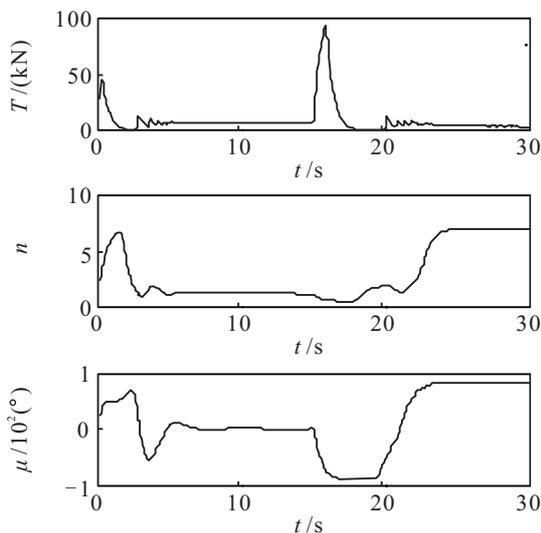


图 7 $\hat{D} = 0$ 情况下受扰 UAV 系统
推力、过载系数和滚转角

为了进行受扰 UAV 跟踪控制效果对比, 采用文献 [24] 给出的 CMAC 方法对受扰 UAV 的复合干扰进行估计, 设计二阶非奇异 terminal 滑模控制器. 为了后续仿真说明简洁, 定义由本文提出的 WCMAC 干扰观测器、近似方法与二阶非奇异 terminal 滑模控制相结合的方案为方法 1 (本文方法), 由文献 [24] 的 CMAC、近似方法与二阶非奇异 terminal 滑模控制相结合的方案为方法 2. 为了保证对比曲线更具说服力, 令文献 [24] 的 CMAC 与 WCMAC 干扰观测器意义相同的参数一致, 控制器其他参数与方法 1 相同, 得到仿真结果如图 8 和图 9 所示.

由图 8 可知: 当采用 WCMAC 或 CMAC 进行复合干扰估计, 并在控制器 (32) 中进行补偿时, 系统均具有良好的跟踪性能. 对比图 8 中方法 1 与方法 2 的响应曲线可知: 本文方法具有跟踪速度快和稳态跟踪误差更小等特点. 这也说明了 WCMAC 对复合干扰具有良好的学习能力. 图 9 说明了控制量的有界性.

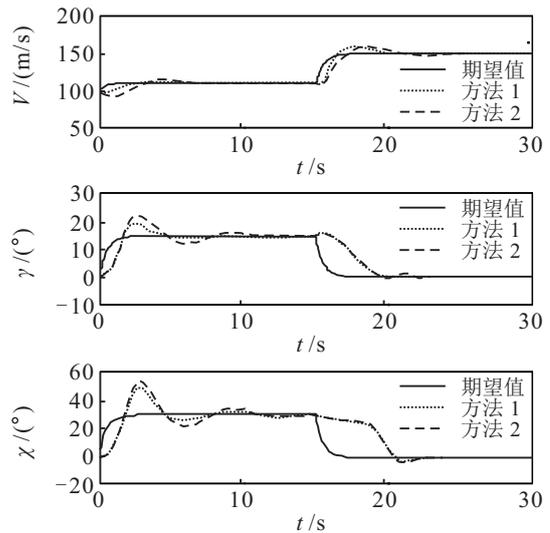


图 8 补偿复合干扰情况下的受扰 UAV
空速、航迹倾斜角和航迹方位角

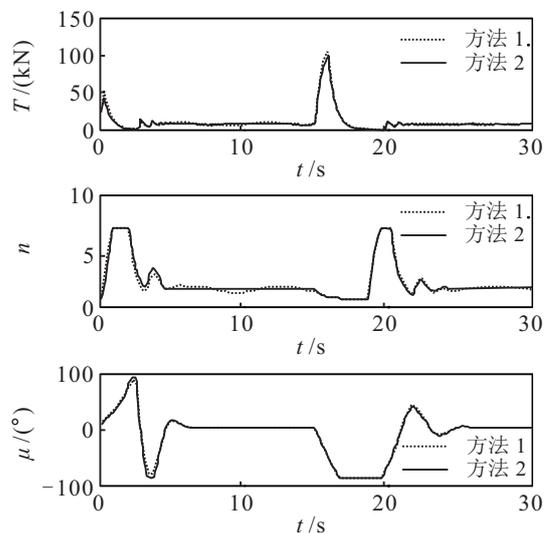


图 9 补偿复合干扰情况下的受扰 UAV
推力、过载系数和滚转角

5 结 论

本文针对一类输入受限的不确定非仿射非线性系统, 研究了其跟踪控制器的设计策略. 首先, 该策略给出一种将非仿射非线性系统近似为仿射非线性系统的时变方法. 然后, 设计了一种小波小脑模型干扰观测器, 所设计的干扰观测器不仅能够实现复合干扰估计, 而且还可保证干扰估计的快速性和准确性. 基于所设计的近似方法和小波小脑干扰观测器给出一类输入受限不确定非仿射非线性系统的二阶动态 terminal 滑模控制器设计过程, 通过构造抗饱和补偿器, 分析控制输入和饱和执行器输出差值信号对系统控制效果的影响, 并结合 PI 滑模面和 terminal 滑模面构造二阶滑模面, 所设计的控制器保证了修正跟踪误差收敛于零, 且有效去除了滑模抖振. 最后, 通过仿真结果验证了本文方法的可行性和有效性, 并为一类输入受限的不确定非仿射非线性系统的跟踪控制拓展出一种新的思路.

参考文献(References)

- [1] Bidram A, Lewis F L, Davoudi A. Synchronization of nonlinear heterogeneous cooperative systems using input-output feedback linearization[J]. *Automatica*, 2014, 50(11): 1659-1664.
- [2] Chen M, Wu Q X, Cui R X. Terminal sliding mode tracking control for a class of SISO uncertain nonlinear systems[J]. *ISA Trans*, 2013, 52(2): 198-206.
- [3] Chen P C, Chen C W, Chiang W L. GA-based modified adaptive fuzzy sliding mode controller for nonlinear systems[J]. *Expert Systems with Applications*, 2009, 36(3): 5872-5879.
- [4] Shen Q K, Shi P. Distributed command filtered backstepping consensus tracking control of nonlinear multiple agent systems in strict-feedback form[J]. *Automatica*, 2015, 53(3): 120-124.
- [5] Tsai N C, King Y H, Lee R M. Fault diagnosis for magnetic bearing systems[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2009, 23(4): 1339-1351.
- [6] 胡跃明, 胡终须, 毛宗源, 等. 非线性控制系统的近似化方法[J]. *控制理论与应用*, 2001, 18(2): 160-165. (Hu Y M, Hu Z X, Mao Z Y, et al. Approximation methods of nonlinear control systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(2): 160-165.)
- [7] Wen J, Jiang C S. Adaptive fuzzy control for a class of chaotic systems with nonaffine inputs[J]. *Communication in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2011, 16(1): 475-492.
- [8] Teo J, How J P. Proportional-integral controllers for minimum-phase nonaffine-in-control systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2010, 55(6): 1477-1483.
- [9] Arefi M M, Zarei J, Karimi H R. Adaptive output feedback neural network control of uncertain non-affine systems with unknown control direction[J]. *J of the Franklin Institute*, 2014, 351(8): 4302-4316.
- [10] Boskvoic J D, Chen L J, Mehra R K. Adaptive control design for nonaffine models arising in flight control[J]. *J of Guidance, Control, and Dynamics*, 2004, 27(2): 209-217.
- [11] Cabrera J B D, Narendra K S. Issues in the application of neural networks for tracking based on inverse control[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, 44(11): 2007-2027.
- [12] Zhang T P, Shi X C, Zhu Q, et al. Adaptive neural tracking control of pure-feedback nonlinear systems with unknown gain signs and unmodel dynamics[J]. *Neurocomputing*, 2013, 121(9): 290-297.
- [13] Chen M, Zhou Y L, Guo W W. Robust tracking control for uncertain MIMO nonlinear system with input saturation using RWNND[J]. *Neurocomputing*, 2014, 144(20): 436-447.
- [14] Gronard F, Sepulchre R, Bastin G. Improving the performance of low-gain designs for bounded control of linear systems[J]. *Automatica*, 2002, 38(10): 1777-1782.
- [15] Chaouif Z, Giri F, Saad M. Asymptotic stabilization of linear plants in the presence of input and output saturations[J]. *Automatica*, 2001, 37(1): 37-42.
- [16] Grune L, Pannek J. *Nonlinear model predictive control*[M]. London: Springer-Verlag, 2011: 89-96.
- [17] Farrell J A, Polycarpou M, Sharma M, et al. Command filtered backstepping[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2009, 54(6): 1391-1395.
- [18] Khalil H K. *Nonlinear systems*[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2002: 566-572.
- [19] Plestana F, Shtessel Y, Brégeault V. New methodologies for adaptive sliding mode control[J]. *Int J of Control*, 2010, 83(9): 1907-1919.
- [20] Plestana F, Shtessel Y, Brégeault V, et al. Sliding mode control with gain adaptation-application to an electro-pneumatic actuator[J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(5): 679-688.
- [21] Sumantri B, Uchiyama N, Sano S. Least square based sliding mode control for quad-rotor helicopter and energy saving by chattering reduction[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2016, 66(1): 769-784.
- [22] Man Z, Paplinski A P, Wu H R. A robust MIMO terminal sliding mode control for rigid robotic manipulators[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1994, 39(12): 2464-2469.
- [23] Furtat M, Eker I. Second-order integral sliding mode control with experimental application[J]. *ISA Trans*, 2014, 53(5): 1661-1669.
- [24] Lin C M, Peng Y F, Lin M H. CMAC-based adaptive backstepping synchronization of uncertain chaotic systems[J]. *Chaos, Solitons & Fractals*, 2009, 42(2): 981-988.
- [25] Albus J S. A new approach to manipulator control: The cerebellar model articulation controller[J]. *Trans of the ASME J of Dynamic Systems Measurement and Control*, 1975, 97(3): 220-227.
- [26] Lin C J, Lee C Y. A novel parametric fuzzy CMAC network and its applications[J]. *Applied Soft Computing*, 2009, 9(2): 775-785.
- [27] Lee C Y, Lin C J, Chen H J. A self-constructing fuzzy CMAC model and its applications[J]. *Information Sciences*, 2007, 177(1): 264-280.
- [28] Alexandridis A K, Zapanis A D. Wavelet neural networks: A practical guide[J]. *Neural Networks*, 2013, 42(6): 1-27.
- [29] Feng Y, Yu X H, Man Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators[J]. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159-2167.
- [30] 张强, 吴庆宪, 姜长生, 等. 基于 Backstepping 的非仿射非线性系统鲁棒控制[J]. *控制与决策*, 2014, 29(1): 19-26. (Zhang Q, Wu Q X, Jiang C S, et al. Robust control for nonaffine nonlinear systems based on Backstepping[J]. *Control and Decision*, 2014, 29(1): 19-26.)