

四旋翼飞行器的轨迹跟踪抗干扰控制

吴琛, 苏剑波[†]

(上海交通大学 自动化系, 系统控制与信息处理教育部重点实验室, 上海 200240)

摘要: 针对四旋翼飞行器轨迹跟踪问题中系统存在模型不确定和易受到外界扰动的情况, 提出了基于切换函数的扩张状态观测器设计方法来对系统中的扰动进行估计, 并将估计值与滑模控制器的设计相结合, 实现了对系统中非匹配不确定性和匹配不确定性的抑制且实现了系统跟踪误差的一致最终有界. 首先, 根据变量间的耦合关系将飞行器系统模型分解为两个子系统模型, 设计扩张状态观测器对子系统模型中的非匹配不确定性进行估计, 并将估计值作为变量加入到切换函数的设计中; 进而基于切换函数设计扩张状态观测器以估计经切换函数重构系统中的扰动, 并在控制器中对扰动进行补偿. 最后通过李雅普诺夫理论证明了控制系统的稳定性. 通过仿真验证了本文提出的方法能够有效实现飞行器轨迹跟踪控制且能够抑止传统滑模控制的抖振现象.

关键词: 四旋翼飞行器; 轨迹跟踪控制; 非匹配不确定性; 扩张状态观测器; 切换函数; 滑模控制

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Trajectory tracking of quadrotor based on disturbance rejection control

WU Chen, SU Jian-bo[†]

(Department of Automation; Key Laboratory of System Control and Information Processing, Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: This paper studies trace tracking control problem of quadrotor aircraft. To deal with the model uncertainties and external disturbances in quadrotor flying process, a novel sliding mode control based on extended state observer is proposed. System uncertainties are depressed and trace tracking errors are uniformly ultimately bounded under the proposed control law. Firstly, system model is divided into two subsystem models according to the coupling relationship between state variables. Extended state observers are designed to estimate mismatched uncertainties in the subsystem, and estimated values are added into switching function. Disturbances in the reconstructed system are observed by extended state observers designed based on the switching function, and they are rejected in the controller design procedure. Finally, system stability is proven through Lyapunov theory. The simulation results demonstrate the efficiency of the proposed control scheme for quadrotor trace tracking and the efficiency for depressing chattering phenomenon.

Key words: quadrotor aircraft; trace tracking control; mismatched uncertainties; extended state observer; switching function; sliding mode control

1 引言(Introduction)

四旋翼飞行器在军用和民用领域中具有重要用途, 由于其体积小、质量轻和造价低等优点可被用于目标侦查和追踪、灾难救援以及电影拍摄等场合. 轨迹跟踪控制是四旋翼飞行器实现特定任务的基础, 提高飞行器的轨迹跟踪精度和性能对于任务的完成具有重要意义. 四旋翼飞行器模型是四输入六输出的多输入多输出系统, 系统变量间存在耦合关系且模型中存在非完整性约束, 这增加了控制器设计的复杂性. 在对四旋翼飞行器系统进行轨迹跟踪控制时, 由于无法对系统所受到的空气动力精确建模且模型中的飞行器

质量、转动惯量、空气动力学系数等参量的测量值与实际值之间存在偏差, 从而进一步增加了四旋翼飞行器控制的难度. 针对于四旋翼飞行器的控制, 国内外学者进行了相关研究并提出了相应的方法. 在这些方法中线性控制方法有PID控制^[1]、二次线性调节器控制^[2]等, 这些方法设计简洁灵活但对模型精度要求较高; 非线性控制方法如反步法^[3]、反馈线性化^[4]较好地解决了四旋翼飞行器模型的非线性及耦合但抗扰动性能不足, 因而限制了该方法在飞行器控制中的应用; 自适应控制^[5]、神经网络控制^[6]、滑模控制^[7]等非线性控制方法在解决四旋翼飞行器系统模型非线性

收稿日期: 2016-03-04; 录用日期: 2016-09-07.

[†]通信作者. E-mail: jbsu@sjtu.edu.cn.

本文责任编辑: 高会军.

国家自然科学基金项目(61533012, 61521063)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (61533012, 61521063).

的基础上, 考虑了系统中的不确定性以提高系统的控制精度。

滑模控制是抑制外界扰动和模型不确定性的一种有效的非线性控制方法, 其通过切换函数的设计将系统控制目的由期望系统控制误差的收敛转化为期望切换函数的收敛. 切换函数的设计需确保切换函数收敛时系统控制误差能够收敛且使系统具有较好的动态性能. 在切换函数设计的基础上, 通过趋近率的设计使得系统状态保持在滑模面上进而实现切换函数的收敛. 由于其收敛速度快、抑制扰动能力强以及能够解决模型非线性等优点, 已被用于机械臂^[8]、移动机器人^[9]、四旋翼飞行器^[10-11]等系统的控制中. 然而传统滑模控制中符号函数的存在引起了系统的抖振现象, 因而在一定程度上降低了系统的控制性能, 且符号函数的系数越大, 系统抖振越严重. 如果能够对系统中的扰动进行估计将有助于抖振的抑制. 扩张状态观测器是对扰动估计的有效方式, 其通过将系统中存在的模型不确定性和外界扰动作为复合扰动, 且将该复合扰动视为扩张状态, 并基于系统可观测的思想实现了对系统中复合扰动进行估计的目的^[12-13]. 许多学者对扩张状态观测器的性能进行了研究, 验证了该方法在扰动估计方面的有效性^[14], 且从频域角度提出了扩张状态观测器参数调节方法^[15]. 扩张状态观测器现已被用于液压系统^[16]、电机伺服系统^[17-18]、视觉伺服系统^[19]、柔性系统^[20]的控制当中. 扩张状态观测器作为扰动估计的有效方式, 与传统控制方法相结合能够提高系统的控制性能。

近些年来, 滑模控制与扩张状态观测器相结合的方法被用于飞行器姿态控制^[21]、直流电源转换器系统^[22]以及含有非匹配不确定系统的控制^[23]. 上述扩张状态观测器均基于原系统模型进行设计, 由于在四旋翼飞行器系统中同时存在匹配不确定性和非匹配不确定性, 基于原系统模型设计的扩张状态观测器将增加控制器设计的复杂度. 由于滑模控制方法在设计出切换函数后, 趋近律及控制器设计的目标是使切换函数能够收敛, 因此若直接针对经切换函数重构系统进行扩展状态观测器的设计即基于切换函数来设计扩张状态观测器, 将简化控制系统的设计. 正是基于该思想提出基于切换函数的扩张状态观测器设计来对四旋翼飞行器中存在的扰动进行估计, 并设计基于扩张状态观测器的滑模控制器达到抑制系统扰动且削弱抖振的目的。

本文首先根据轨迹跟踪控制目标, 将四旋翼飞行器系统分解成两个子系统; 由于在两个子系统中均存在着模型不确定性和外界扰动, 本文基于切换函数来设计扩张状态观测器以实现系统中所存在的复合扰动进行估计, 进而将扰动估计值与滑模控制器的设计相结合以实现四旋翼飞行器的轨迹跟踪控制. 最后基于李雅普诺夫理论得到了控制系统一致最终有界的结论。

2 系统建模和问题描述 (System model and problem formulation)

四旋翼飞行器模型如图1所示, 横滚、俯仰和偏航运动是四旋翼飞行器改变姿态进而调节其位置的基本方式. 其通过2号桨和4号桨的差速调节产生横滚运动, 通过1号桨和3号桨的差速调节产生俯仰运动, 偏航运动通过提高(降低)1, 3号桨的转速同时降低(提高)2, 4号桨的转速产生. 姿态角分别采用 ϕ , θ , ψ 来表示, 得到系统的简化模型为

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{1}{m}(C_\phi S_\theta C_\psi + S_\phi S_\psi)u_1 - \frac{K_1 \dot{x}}{m}, \\ \ddot{y} = \frac{1}{m}(C_\phi S_\theta S_\psi - S_\phi C_\psi)u_1 - \frac{K_2 \dot{y}}{m}, \\ \ddot{z} = \frac{1}{m}(C_\phi C_\theta)u_1 - g - \frac{K_3 \dot{z}}{m}, \\ \ddot{\phi} = \dot{\theta}\dot{\psi} \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \frac{l}{I_{xx}}u_2 - \frac{K_4 l}{I_{xx}}\dot{\phi}, \\ \ddot{\theta} = \dot{\psi}\dot{\phi} \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \frac{l}{I_{yy}}u_3 - \frac{K_5 l}{I_{yy}}\dot{\theta}, \\ \ddot{\psi} = \dot{\phi}\dot{\theta} \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{1}{I_{zz}}u_4 - \frac{K_6 l}{I_{zz}}\dot{\psi}, \end{cases} \quad (1)$$

其中: m 为飞行器质量, I_{xx} , I_{yy} , I_{zz} 分别为飞行器关于 x , y , z 轴的转动惯量, $K_1 - K_6$ 为系统的阻尼系数, l 为机翼长度, $C(\cdot)$ 和 $S(\cdot)$ 表示 $\cos(\cdot)$ 和 $\sin(\cdot)$ 的缩写; u_1, u_2, u_3, u_4 为本文所需要设计的4个控制量, 其与四旋翼飞行器4个桨之间的升力 F_1, F_2, F_3, F_4 之间的关系为

$$\begin{cases} u_1 = F_1 + F_2 + F_3 + F_4, \\ u_2 = l(-F_2 + F_4), \\ u_3 = l(-F_1 + F_3), \\ u_4 = C(-F_1 + F_2 - F_3 + F_4), \end{cases} \quad (2)$$

其中 C 为偏航运动力矩与升力间的比例系数。

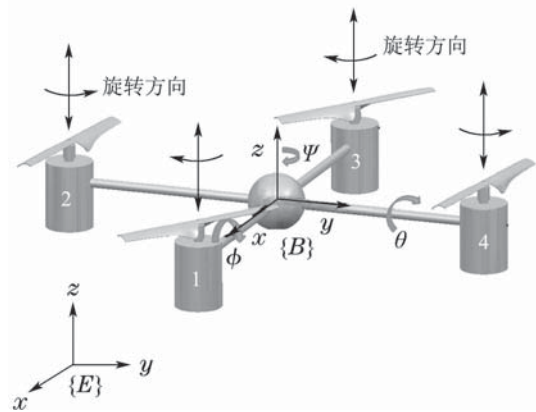


图 1 四旋翼飞行器模型图

Fig. 1 Structure of quadrotor aircraft

四旋翼飞行器轨迹跟踪问题需要实现在系统存在外界扰动和内部不确定性的情况下, 飞行器的实际位置 x, y, z 能够达到期望位置 x_d, y_d, z_d . 偏航角 ψ 快速

达到期望值 ψ_d 有助于系统的解耦,方便控制器的设计,为此将控制偏航角 ψ 达到期望值 ψ_d 作为控制目标之一.由于四旋翼模型中含有两个非完整性约束,因此本文将四旋翼飞行器的系统模型分解为 Σ_1 和 Σ_2 两个子系统.在考虑系统模型不确定和外界扰动情况下, Σ_1 子系统模型为

$$\Sigma_1: \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = N_2\mathbf{x}_2 + g_2\mathbf{x}_3 + \mathbf{d}_1, \\ \dot{\mathbf{x}}_3 = g_3\mathbf{x}_4, \\ \dot{\mathbf{x}}_4 = N_4\mathbf{x}_4 + W_4U_1 + \mathbf{d}_2, \end{cases} \quad (3)$$

其中: \mathbf{d}_1 为系统非匹配不确定性, \mathbf{d}_2 为匹配不确定性,则状态变量及系数矩阵含义分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \mathbf{x}_2 = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \end{bmatrix}, \mathbf{x}_3 = \begin{bmatrix} S_\theta \\ S_\phi \end{bmatrix}, \mathbf{x}_4 = \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix}, \\ g_2 = \frac{u_1}{\hat{m}} \begin{bmatrix} C_\phi C_\psi & S_\psi \\ C_\phi S_\psi & -C_\psi \end{bmatrix}, g_3 = \begin{bmatrix} C_\theta & 0 \\ 0 & C_\phi \end{bmatrix}, \\ N_2 = - \begin{bmatrix} \hat{K}_1 & 0 \\ \hat{m} & \hat{m} \\ 0 & \hat{K}_2 \end{bmatrix}, \\ N_4 = \begin{bmatrix} -\hat{K}_5 \hat{l} & \hat{I}_{zz} - \hat{I}_{xx} \hat{\psi} \\ \hat{I}_{yy} & \hat{I}_{yy} \\ \hat{I}_{yy} - \hat{I}_{zz} \hat{\psi} & -\hat{K}_4 \hat{l} \\ \hat{I}_{xx} & \hat{I}_{xx} \end{bmatrix}, \\ W_4 = \begin{bmatrix} \hat{l} & 0 \\ \hat{I}_{yy} & \hat{l} \\ 0 & \hat{I}_{xx} \end{bmatrix}, \mathbf{d}_1 = \begin{bmatrix} \Delta_x \\ \Delta_y \end{bmatrix}, \mathbf{d}_2 = \begin{bmatrix} \Delta_\theta \\ \Delta_\phi \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (4)$$

在考虑系统模型不确定和外界扰动的情况下, Σ_2 子系统模型为

$$\Sigma_2: \begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_5 = \mathbf{x}_6, \\ \dot{\mathbf{x}}_6 = N_6\mathbf{x}_6 + g_6U_2 + f_6 + \mathbf{d}_3, \end{cases} \quad (5)$$

其中 \mathbf{d}_3 为 Σ_2 子系统中的扰动,状态变量及参数矩阵含义分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x}_5 = \begin{bmatrix} z \\ \psi \end{bmatrix}, N_6 = \begin{bmatrix} -\hat{K}_3 & 0 \\ \hat{m} & -\hat{K}_6 \hat{l} \\ 0 & \hat{m} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_6 = \begin{bmatrix} \dot{z} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix}, f_6 = \begin{bmatrix} -g \\ \phi \dot{\theta} \frac{\hat{I}_{xx} - \hat{I}_{yy}}{\hat{I}_{zz}} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{d}_3 = \begin{bmatrix} \Delta f_z \\ \Delta f_\psi \end{bmatrix}, g_6 = \begin{bmatrix} C_\phi C_\theta & 0 \\ \hat{m} & \hat{l} \\ 0 & \hat{I}_{zz} \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (6)$$

3 控制系统设计(Control system design)

为了实现系统在存在外界扰动和模型不确定性情况下的轨迹跟踪控制,本节首先根据四旋翼飞行器轨迹跟踪目标选取合适的误差变量设计出切换函数,然后基于切换函数设计扩张状态观测器用以估计经重构后系统中的扰动,最后在考虑扩张状态观测器估计的扰动值的基础上依据滑模趋近率设计系统控制器,从而使得飞行器实际位置 x, y, z 能够达到期望位置.

3.1 切换函数设计(Design of switching function)

滑模控制器的设计主要分为两步:1)设计关于系统状态的切换函数,并确保当切换函数趋于零时系统误差收敛;2)根据趋近率来设计系统控制器,使得切换函数趋于零并确保系统的稳定性.本小节针对四旋翼飞行器子系统 Σ_1 和 Σ_2 ,选取跟踪误差及相关变量来设计切换函数 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 ,基于切换函数设计扩张状态观测器对系统扰动进行估计,并依据指数趋近律设计控制器.其中在切换函数 \mathbf{s}_1 的设计过程中加入了非匹配不确定性 \mathbf{d}_1 的估计值 $\hat{\mathbf{d}}_1$,以确保当切换函数趋于零时跟踪误差收敛.

切换函数 \mathbf{s}_1 相关的变量 $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3$ 和 \mathbf{e}_4 分别为

$$\begin{cases} \mathbf{e}_1 = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_{1d}, \\ \mathbf{e}_2 = \mathbf{x}_2 - \dot{\mathbf{x}}_{1d}, \\ \mathbf{e}_3 = N_2\mathbf{x}_2 + g_2\mathbf{x}_3 - \ddot{\mathbf{x}}_{1d} + \hat{\mathbf{d}}_1, \\ \mathbf{e}_4 = N_2^2\mathbf{x}_2 + N_2g_2\mathbf{x}_3 + \frac{dg_2}{dt}\mathbf{x}_3 + \\ g_2g_3\mathbf{x}_4 - \ddot{\mathbf{x}}_{1d} + N_2\hat{\mathbf{d}}_1 + \hat{\mathbf{d}}_{1dot}, \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\hat{\mathbf{d}}_1$ 为非匹配不确定性 \mathbf{d}_1 的估计值, $\hat{\mathbf{d}}_{1dot}$ 是非匹配不确定性导数的估计值. $\hat{\mathbf{d}}_1$ 和 $\hat{\mathbf{d}}_{1dot}$ 由第2.2小节中扩张状态观测器估计得到.

变量 $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4$ 的一阶导数与扰动 $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2$ 间的关系满足

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{e}_2, \\ \dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{e}_3 - \tilde{\mathbf{d}}_1, \\ \dot{\mathbf{e}}_3 = \mathbf{e}_4 - N_2\tilde{\mathbf{d}}_1 - \tilde{\mathbf{d}}_{1dot}, \\ \dot{\mathbf{e}}_4 = N_2^3\mathbf{x}_2 + N_2^2g_2\mathbf{x}_3 + N_2\frac{dg_2\mathbf{x}_3}{dt} + \\ \frac{d^2g_2}{d^2t}\mathbf{x}_3 + g_2g_3(N_4\mathbf{x}_4 + W_4U_1) - \\ \mathbf{x}_{1d}^{(4)} + N_2^2\mathbf{d}_1 + g_2g_3\mathbf{d}_2 + \frac{dg_2}{dt}g_3\mathbf{x}_4 + \\ \frac{dg_2g_3}{dt}\mathbf{x}_4 + N_2\hat{\mathbf{d}}_{1dot} + \hat{\mathbf{d}}_{1dot} = \\ F_1(\mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4) + M_1(\mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4)U_1 + \\ N_2^2\mathbf{d}_1 + g_2g_3\mathbf{d}_2 + N_2\hat{\mathbf{d}}_{1dot} + \hat{\mathbf{d}}_{1dot}. \end{cases} \quad (8)$$

由 $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4$ 设计 Σ_1 子系统的切换函数为

$$\mathbf{s}_1 = c_1 \mathbf{e}_1 + c_2 \mathbf{e}_2 + c_3 \mathbf{e}_3 + \mathbf{e}_4, \quad (9)$$

其中 c_1, c_2 和 c_3 为切换函数参数. 切换函数参数 c_1, c_2 和 c_3 选取时需使式(24)中的状态转移矩阵为Hurwitz矩阵, 此时当切换函数 \mathbf{s}_1 趋近于零后, 跟踪误差 \mathbf{e}_1 能够收敛到零.

Σ_2 是二阶子系统, 其切换函数的设计过程与切换函数 \mathbf{s}_1 的过程类似. Σ_2 子系统跟踪误差 \mathbf{e}_5 和跟踪误差导数 \mathbf{e}_6 为

$$\begin{cases} \mathbf{e}_5 = \mathbf{x}_5 - \mathbf{x}_{5d}, \\ \mathbf{e}_6 = \mathbf{x}_6 - \dot{\mathbf{x}}_{5d}. \end{cases} \quad (10)$$

变量 \mathbf{e}_5 和 \mathbf{e}_6 的一阶导数与扰动 \mathbf{d}_3 之间的关系满足

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_5 = \mathbf{e}_6, \\ \dot{\mathbf{e}}_6 = g_6 U_2 + f_6 + \mathbf{d}_3. \end{cases} \quad (11)$$

由 $\mathbf{e}_5, \mathbf{e}_6$ 设计得到的 Σ_2 子系统切换函数为

$$\mathbf{s}_2 = c_5 \mathbf{e}_5 + \mathbf{e}_6, \quad (12)$$

其中 c_5 为切换函数参数. 参数 c_5 需大于零, 此时当切换函数 \mathbf{s}_2 趋近于零后, 跟踪误差 \mathbf{e}_5 能够收敛到零.

3.2 扩张状态观测器设计 (Design of extended state observer)

扩张状态观测器(ESO)将系统中的未建模动态和外界扰动作为复合扰动进行估计, 并将该扩张状态作为系统状态进行反馈以提高系统的控制精度. 针对于四旋翼飞行器轨迹跟踪中存在的非匹配扰动 \mathbf{d}_1 , 采用传统基于系统模型的ESO设计方式来估计, 对于匹配不确定性 \mathbf{d}_2 和 \mathbf{d}_3 采用基于切换函数设计ESO以估计扰动. 相比于传统基于系统模型设计ESO的方式, 基于切换函数设计ESO的方式对于滑模控制来讲更为直观, 且能够更为全面地估计系统中存在的扰动.

对于子系统 Σ_1 中的非匹配不确定性 \mathbf{d}_1 , 基于子系统模型设计出的扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_2 = N_2 \hat{\mathbf{x}}_2 + g_2 \mathbf{x}_3 + \hat{\mathbf{d}}_1 + \mathbf{h}_1(\mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2), \\ \dot{\hat{\mathbf{d}}}_1 = \hat{\mathbf{d}}_{1dot} + \mathbf{h}_2(\mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2), \\ \dot{\hat{\mathbf{d}}}_{1dot} = \mathbf{h}_3(\mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2), \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\hat{\mathbf{x}}_2$ 是对 \mathbf{x}_2 的估计, $\hat{\mathbf{d}}_1$ 是对扰动 \mathbf{d}_1 的估计, $\hat{\mathbf{d}}_{1dot}$ 是对扰动 \mathbf{d}_1 导数的估计, $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2$ 和 \mathbf{h}_3 是ESO的参数.

对于子系统 Σ_1 , 在经切换函数 \mathbf{s}_1 重构后的系统中包含扰动 \mathbf{d}_2 以及由非匹配不确定性 \mathbf{d}_1 的估计误差引起的系统扰动, 将这两种扰动作为总扰动 \mathbf{d}_{2s} . 基于切换函数 \mathbf{s}_1 设计的扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{s}}}_1 = c_1 \mathbf{e}_2 + c_2 \mathbf{e}_3 + c_3 \mathbf{e}_4 + F_1(\mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4) + M_1(\mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4)U_1 + \hat{\mathbf{d}}_{2s} + \mathbf{h}_4(\mathbf{s}_1 - \hat{\mathbf{s}}_1), \\ \dot{\hat{\mathbf{d}}}_{2s} = \mathbf{h}_5(\mathbf{s}_1 - \hat{\mathbf{s}}_1), \end{cases} \quad (14)$$

其中: $\hat{\mathbf{s}}_1$ 是对切换函数 \mathbf{s}_1 的估计, $\hat{\mathbf{d}}_{2s}$ 是对 \mathbf{d}_{2s} 的估计, $\mathbf{h}_4, \mathbf{h}_5$ 是ESO的参数.

对于子系统 Σ_2 , 为估计子系统扰动 \mathbf{d}_3 , 基于切换函数 \mathbf{s}_2 设计的扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{s}}}_2 = c_5 \mathbf{e}_6 + g_6 U_2 + f_6 + \hat{\mathbf{d}}_3 + \mathbf{h}_6(\mathbf{s}_2 - \hat{\mathbf{s}}_2), \\ \dot{\hat{\mathbf{d}}}_3 = \mathbf{h}_7(\mathbf{s}_2 - \hat{\mathbf{s}}_2), \end{cases} \quad (15)$$

其中: $\hat{\mathbf{s}}_2$ 是对切换函数 \mathbf{s}_2 的估计, $\hat{\mathbf{d}}_3$ 是对 Σ_2 子系统中扰动 \mathbf{d}_3 的估计, $\mathbf{h}_6, \mathbf{h}_7$ 是ESO的参数.

3.3 控制器设计(Controller design)

利用扩张状态观测器估计得到的系统扰动 $\hat{\mathbf{d}}_1, \hat{\mathbf{d}}_{2s}$ 和 $\hat{\mathbf{d}}_3$, 依据指数趋近律, 可设计四旋翼飞行器的输入 U_1, U_2 以获得期望的跟踪性能.

Σ_1 子系统选取如下形式的趋近律:

$$\dot{\mathbf{s}}_1 = -\rho_1 \mathbf{s}_1 - \eta_1 \text{sgn } \mathbf{s}_1. \quad (16)$$

传统滑模控制中为了抑制扰动引入了符号函数, 在符号函数的系数大于扰动模值时切换函数能够趋近于零, 然而由于时变扰动使得切换函数不能稳定于零, 因而导致了系统的抖振现象. 通过扩张状态观测器的设计及前馈补偿, 符号函数的系数在大于扰动估计误差的条件下可以使切换函数趋近于零, 进而可以削弱系统的抖振现象.

结合式(9)(14)(16), 可得子系统 Σ_1 的控制率为

$$U_1 = -M_1^{-1}(\mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4)[\rho_1 \mathbf{s}_1 + \eta_1 \text{sgn } \mathbf{s}_1 + c_1 \mathbf{e}_2 + c_2 \mathbf{e}_3 + c_3 \mathbf{e}_4 + F_1(\mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4) + \hat{\mathbf{d}}_{2s}]. \quad (17)$$

与子系统 Σ_1 的控制器设计类似, Σ_2 子系统选取如下形式的趋近律:

$$\dot{\mathbf{s}}_2 = -\rho_2 \mathbf{s}_2 - \eta_2 \text{sgn } \mathbf{s}_2. \quad (18)$$

结合式(12)(15)(18), 可得子系统 Σ_2 的控制率为

$$U_2 = -g_6^{-1}[\rho_2 \mathbf{s}_2 + \eta_2 \text{sgn } \mathbf{s}_2 + c_5 \mathbf{e}_6 + f_6 + \hat{\mathbf{d}}_3]. \quad (19)$$

4 稳定性分析(Stability analysis)

考虑飞行器系统在存在扰动的情况下, 通过Lyapunov定理证明由上述设计的扩张状态观测器及控制率可以实现系统跟踪误差的一致最终有界.

首先证明子系统 Σ_1 在式(17)所设计控制率的作用下跟踪误差 \mathbf{e}_1 一致最终有界. 子系统 Σ_1 中的非匹配扰动估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_1$ 满足状态方程^[24]

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = A_1 \xi_1 + B_1 \mathbf{d}_1, \\ \tilde{\mathbf{d}}_1 = C_1 \xi_1 + D_1 \mathbf{d}_1, \end{cases} \quad (20)$$

其中: 状态转移矩阵

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\mathbf{h}_3 \\ I_2 & 0 & -\mathbf{h}_2 \\ 0 & I_2 & -\mathbf{h}_1 + N_2 \end{bmatrix},$$

输入矩阵

$$B_1 = \begin{bmatrix} -\mathbf{h}_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = [0 \ 0 \ I_2], D_1 = I_2.$$

I_2 为二阶单位矩阵. 由于 A_1 是Hurwitz矩阵, 因此对于任意正定对称矩阵 Q_1 , 存在正定矩阵 P_1 满足 $P_1 A_1 + A_1^T P_1 = -Q_1$.

子系统 Σ_1 经切换函数 \mathbf{s}_1 重构后的系统中的扰动估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_{2s}$ 满足的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\xi}}_2 = A_2 \boldsymbol{\xi}_2 + B_2 \mathbf{d}_{2s}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{d}}}_{2s} = C_2 \boldsymbol{\xi}_2 + D_2 \mathbf{d}_{2s}, \end{cases} \quad (21)$$

其中: 状态转移矩阵

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\mathbf{h}_5 \\ I_2 & -\mathbf{h}_4 \end{bmatrix},$$

输入矩阵

$$B_2 = \begin{bmatrix} -\mathbf{h}_5 \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = [0 \ I_2], D_2 = I_2.$$

由于 A_2 是Hurwitz矩阵, 因此对于任意正定对称矩阵 Q_2 , 存在正定矩阵 P_2 满足 $P_2 A_2 + A_2^T P_2 = -Q_2$.

定义关于切换函数 \mathbf{s}_1 及与扰动估计误差相关的变量 $\boldsymbol{\xi}_1$ 和 $\boldsymbol{\xi}_2$ 的Lyapunov函数 V_{Σ_1} 为

$$V_{\Sigma_1} = \frac{1}{2} \mathbf{s}_1^T \mathbf{s}_1 + \boldsymbol{\xi}_1^T P_1 \boldsymbol{\xi}_1 + \boldsymbol{\xi}_2^T P_2 \boldsymbol{\xi}_2. \quad (22)$$

对式(22)求导得Lyapunov函数 V_{Σ_1} 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_1} = & -\rho_1 \mathbf{s}_1^T \mathbf{s}_1 - \eta_1 \mathbf{s}_1^T \operatorname{sgn} \mathbf{s}_1 - \boldsymbol{\xi}_1^T Q_1 \boldsymbol{\xi}_1 + \mathbf{s}_1^T \tilde{\mathbf{d}}_{2s} + \\ & 2\boldsymbol{\xi}_1^T P_1 B_1 \mathbf{d}_1 - \boldsymbol{\xi}_2^T Q_2 \boldsymbol{\xi}_2 + 2\boldsymbol{\xi}_2^T P_2 B_2 \mathbf{d}_{2s} \leq \\ & -\rho_1 \|\mathbf{s}_1\|^2 - \eta_1 \|\mathbf{s}_1\| + \|\mathbf{s}_1\| \|\tilde{\mathbf{d}}_{2s}\| - \\ & \lambda_{\min}(Q_1) \|\boldsymbol{\xi}_1\|^2 - \lambda_{\min}(Q_2) \|\boldsymbol{\xi}_2\|^2 + \\ & 2\|P_1 B_1\| \cdot \|\boldsymbol{\xi}_1\| \|\mathbf{d}_1\| + 2\|P_2 B_2\| \cdot \|\boldsymbol{\xi}_2\| \|\mathbf{d}_{2s}\|. \end{aligned} \quad (23)$$

假设扰动 \mathbf{d}_1 和 \mathbf{d}_{2s} 有界, 则由式(23)可得系统在式(17)控制率的作用下, 切换函数 \mathbf{s}_1 、扰动估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_1$ 和 $\tilde{\mathbf{d}}_{2s}$ 均有界.

结合式(8)–(9)可得, 误差 $\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4$ 之间满足

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{e}}_2 \\ \dot{\mathbf{e}}_3 \\ \dot{\mathbf{e}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -c_1 & -c_2 & -c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_2 \\ \mathbf{e}_3 \\ \mathbf{e}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\tilde{\mathbf{d}}_1 \\ -N_2 \tilde{\mathbf{d}}_1 - \tilde{\mathbf{d}}_{1\dot{}} \\ R(\tilde{\mathbf{d}}_1, \tilde{\mathbf{d}}_{1\dot{}}, \tilde{\mathbf{d}}_{2s}, \mathbf{s}_1) \end{bmatrix}, \quad (24)$$

其中 $R(\tilde{\mathbf{d}}_1, \tilde{\mathbf{d}}_{1\dot{}}, \tilde{\mathbf{d}}_{2s}, \mathbf{s}_1) = c_2 \tilde{\mathbf{d}}_1 + c_3 N_2 \tilde{\mathbf{d}}_1 + c_3 \tilde{\mathbf{d}}_{1\dot{}} - \rho_1 \mathbf{s}_1 - \eta_1 \operatorname{sgn} \mathbf{s}_1 - \tilde{\mathbf{d}}_{2s}$. 切换函数的参数 c_1, c_2 和 c_3 在选取时需满足状态矩阵为Hurwitz矩阵, 此时误差 $\mathbf{e}_2, \mathbf{e}_3, \mathbf{e}_4$ 将会收敛. 由于 \mathbf{s}_1 有界, 由式(9)可得轨迹跟踪误

差 \mathbf{e}_1 一致最终有界.

现证明子系统 Σ_2 在式(19)所在控制率的作用下跟踪误差一致最终有界. 子系统 Σ_2 的扰动估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_3$ 满足的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\xi}}_3 = A_3 \boldsymbol{\xi}_3 + B_3 \mathbf{d}_3, \\ \dot{\tilde{\mathbf{d}}}_3 = C_3 \boldsymbol{\xi}_3 + D_3 \mathbf{d}_3, \end{cases} \quad (25)$$

其中: 状态转移矩阵

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & -\mathbf{h}_7 \\ I_2 & -\mathbf{h}_6 \end{bmatrix},$$

输入矩阵

$$B_3 = \begin{bmatrix} -\mathbf{h}_7 \\ 0 \end{bmatrix}, C_3 = [0 \ I_2], D_3 = I_2.$$

由于 A_3 是Hurwitz矩阵, 因此对于任意正定对称矩阵 Q_3 , 存在正定矩阵 P_3 满足 $P_3 A_3 + A_3^T P_3 = -Q_3$.

定义关于切换函数 \mathbf{s}_2 及与扰动估计误差相关的变量 $\boldsymbol{\xi}_2$ 的Lyapunov函数 V_{Σ_2} 为

$$V_{\Sigma_2} = \frac{1}{2} \mathbf{s}_2^T \mathbf{s}_2 + \boldsymbol{\xi}_3^T P_3 \boldsymbol{\xi}_3. \quad (26)$$

对上式求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma_2} = & -\rho_2 \mathbf{s}_2^T \mathbf{s}_2 - \eta_2 \mathbf{s}_2^T \operatorname{sgn} \mathbf{s}_2 - \boldsymbol{\xi}_3^T Q_3 \boldsymbol{\xi}_3 + \\ & \mathbf{s}_2^T \tilde{\mathbf{d}}_3 + 2\boldsymbol{\xi}_3^T P_3 B_3 \mathbf{d}_3 \leq \\ & -\rho_2 \|\mathbf{s}_2\|^2 - \eta_2 \|\mathbf{s}_2\| - \lambda_{\min}(Q_3) \|\boldsymbol{\xi}_3\|^2 + \\ & 2\|P_3 B_3\| \cdot \|\boldsymbol{\xi}_3\| \|\mathbf{d}_3\| + \|\mathbf{s}_2\| \|\tilde{\mathbf{d}}_3\|. \end{aligned} \quad (27)$$

假设 \mathbf{d}_3 有界, 则在式(19)控制率的作用下, 切换函数 \mathbf{s}_2 和扰动估计误差 $\tilde{\mathbf{d}}_3$ 有界. 由式(12)可得, 当切换函数 \mathbf{s}_2 有界时, 轨迹跟踪误差 \mathbf{e}_5 一致最终有界.

5 系统仿真(System simulation)

为了验证本文所提方法对于四旋翼飞行器在受到外界扰动和存在模型不确定情况下轨迹跟踪的有效性, 采用MATLAB进行了系统仿真. 并将本文所提方法与传统滑模控制方法进行了对比. 采用的系统标称模型参数如表1所示, 跟踪的期望轨线为

$$\begin{aligned} x_d(t) &= 10 \sin\left(\frac{2\pi}{50}t\right), y_d(t) = 10 \cos\left(\frac{2\pi}{50}t\right), \\ z_d(t) &= \frac{1}{6}t. \end{aligned}$$

为模拟系统的模型不确定性, 将系统实际模型参数在标称模型参数0.7~1.3倍的范围内随机取值, 为模拟系统突然受到外界干扰的影响, 在 $t = 10$ s施加外界扰动, 在 $t = 50$ s去除外界扰动. 外界扰动值 $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2$ 和 \mathbf{d}_3 的取值为

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_1 &= [2 \ 2]^T, \mathbf{d}_2 = [5 \sin\left(\frac{2\pi}{25}t\right) \ 5 \sin\left(\frac{2\pi}{25}t\right)]^T, \\ \mathbf{d}_3 &= \operatorname{diag}\{2, 5 \sin\left(\frac{2\pi}{25}t\right)\}. \end{aligned}$$

表 1 飞行器标称模型参数

变量	参数	单位
\hat{m}	1.2	kg
g	9.81	m/s ²
\hat{l}	0.5	m
\hat{I}_{xx}	0.082	kg · m ²
\hat{I}_{yy}	0.082	kg · m ²
\hat{I}_{zz}	0.149	kg · m ²
$\hat{K}_1 \sim \hat{K}_3$	0.5	kg/s
$\hat{K}_4 \sim \hat{K}_6$	0.5	kg/rad

仿真首先在滑模控制器参数相同的情况下,对本文所提方法与传统滑模控制方法进行了对比.滑模控制器的参数选取为

$$c_1 = 3240, c_2 = 666, c_3 = 45, c_5 = 5,$$

$$\rho_1 = 15, \rho_2 = 5, \eta_1 = 0, \eta_2 = 0.$$

扩张状态观测器的参数选取为

$$\mathbf{h}_1 = 6I_2, \mathbf{h}_2 = 12I_2, \mathbf{h}_3 = 8I_2,$$

$$\mathbf{h}_4 = 6I_2, \mathbf{h}_5 = 9I_2, \mathbf{h}_6 = 6I_2, \mathbf{h}_7 = 9I_2.$$

图2所示为两种控制方法作用下系统的轨迹跟踪误差曲线,由图2可以看出,在0~10 s时间段内由于系统模型不确定性的影响,轨迹跟踪误差 e_y, e_z 在传统滑模控制方法作用下有着明显的偏差,这是由于为削弱系统抖振现象,减小了滑模控制器中符号函数的系数,此时受到系统模型不确定性影响后,传统滑模控制方法无法使切换函数 $\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2$ 收敛到0,从而导致系统存在较大的跟踪误差.在10~50 s时间段施加外界扰动后,本文所提方法由于采用扩张状态观测器估计出模型不确定性和外界扰动,并在控制器中进行了补偿,系统跟踪误差近乎为零;而在传统滑模方法控制下系统由于受到外界扰动影响,且由于控制器中符号函数的系数设置为零,因此跟踪误差进一步增大.运行过程中系统的中间状态变量 ϕ, θ, ψ 的曲线如图3所示,在运行过程中飞行器姿态欧拉角在本文所提方法的作用下波动较小,飞行器角度在传统滑模控制作用下波动较大.

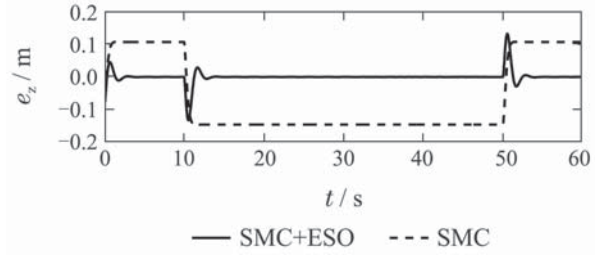
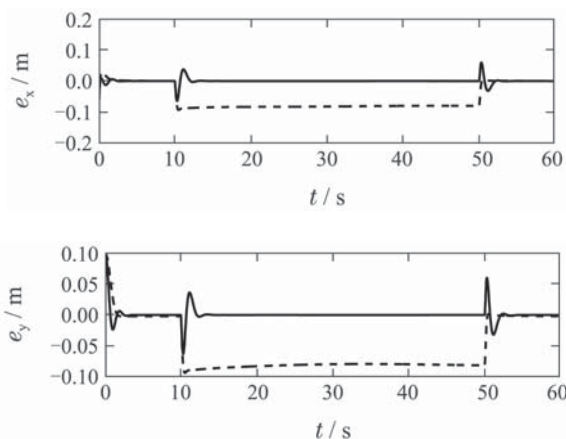


图 2 跟踪误差对比图

Fig. 2 Tracking error comparison figure

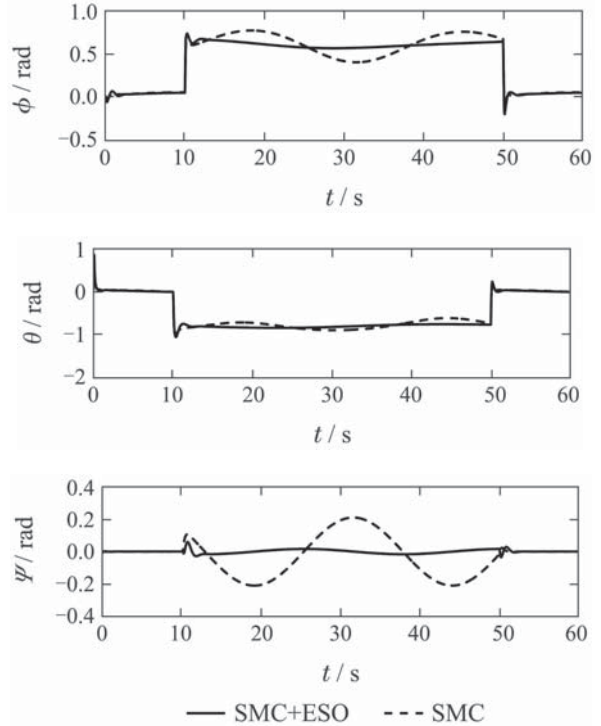


图 3 姿态角度对比图

Fig. 3 Attitude angles comparison figure

切换函数 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 的数值对比图如图4所示.

从图4中可以看出在本文所提出的基于扩张状态观测器的滑模控制方法的作用下,四旋翼飞行器系统在初始运行的 $t = 0$ s时刻经过较短时间即使得切换函数收敛到零,且在 $t = 10$ s对四旋翼飞行器系统施加外界扰动和 $t = 50$ s撤销外界扰动后,切换函数 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 在趋近律的作用下经较短的时间收敛,这是由于基于切换函数设计的扩张状态观测器对系统中存在的复合扰动进行了有效的估计,从而使得系统状态在控制律的作用下能够收敛到滑模面上.而在传统滑模控制方法的作用下,切换函数 \mathbf{s}_1 和 \mathbf{s}_2 的数值与零之间存在着较大的偏差.

图5所示为四旋翼飞行器系统的输入信号曲线图,由于采用扩张状态观测器对扰动进行估计,减小了滑模控制器中符号函数的系数,因此系统输入信号较为平滑,没有出现连续的跳变现象.

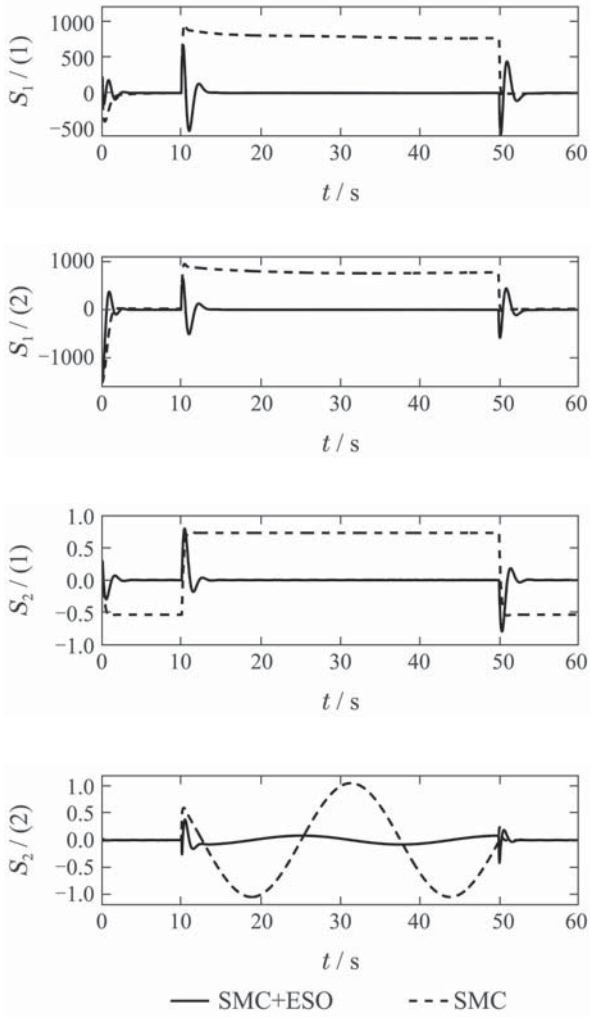


图4 切换函数值对比图

Fig. 4 Switching function value comparison figure

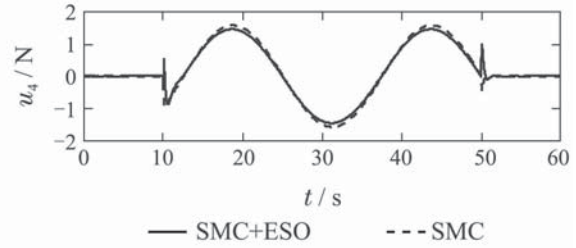
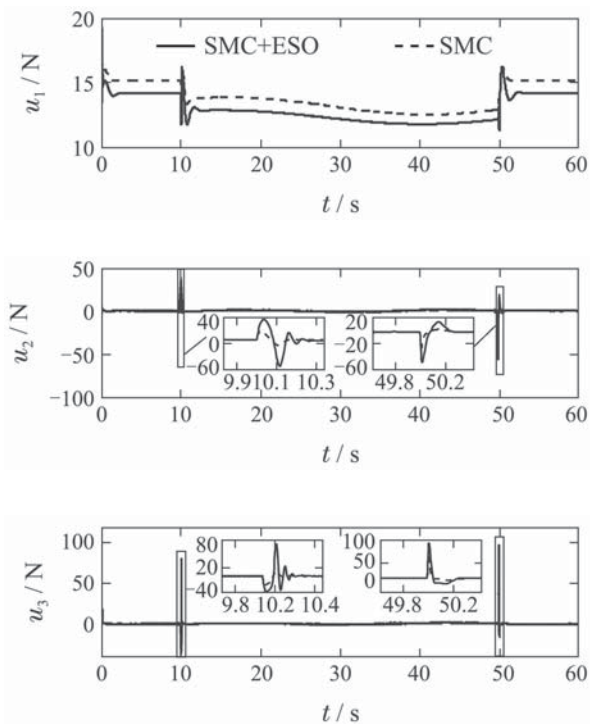


图5 系统输入对比图

Fig. 5 System input comparison figure

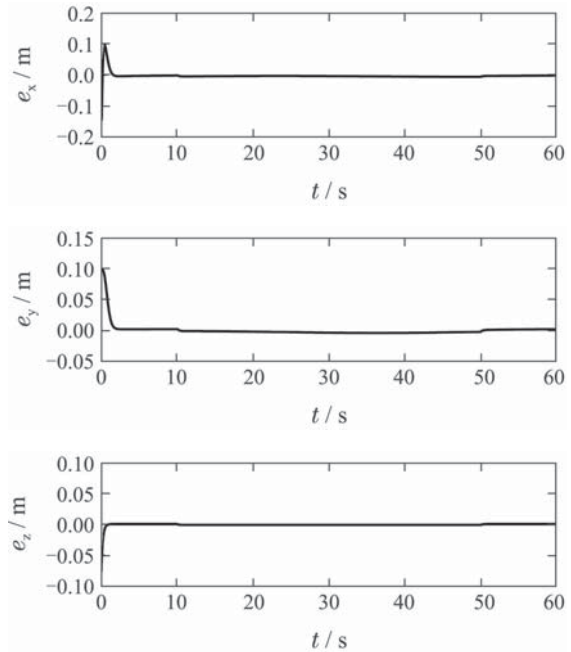


图6 传统滑模控制跟踪误差曲线图

Fig. 6 Tracking error figure under traditional sliding mode control

本文所提方法由于采用扩张状态观测器对系统中的复合扰动进行估计,使得滑膜控制器中符号函数系数只需大于复合扰动的估计误差即可实现系统状态的收敛,因此可以有效地抑制系统中的抖振现象.为了展示本文所提方法对于系统抖振的抑制作用,调整传统滑模控制中控制器参数以实现系统对于扰动的抑制.在这组仿真中滑膜控制器的参数

$$c_1 = 2250, c_2 = 675, c_3 = 50, c_5 = 5,$$

$$\rho_1 = 25, \rho_2 = 15, \eta_1 = 5, \eta_2 = 5.$$

该组控制器中符号函数系数 η_1 和 η_2 是能够实现跟踪误差趋近于零的最小整数值.由图6中的跟踪误差曲线图可以看出,在这组控制器参数作用下,跟踪误差 e_x, e_y, e_z 能够收敛到零的很小邻域内,其代价是系统产生严重的抖振现象.图7为切换函数曲线图,由于系统受到的为时变扰动,因此采用传统滑模控制方法虽然可以使切换函数趋近于零,但由于时变扰动的影响切换函数无法稳定到零,从而使得系统输入产生连续

跳变现象, 进而导致系统的抖振现象. 由图8所示的系统输入曲线图可以看出, 传统滑模控制方法为抑制系统中的扰动, 输入信号产生较为严重的振荡现象.

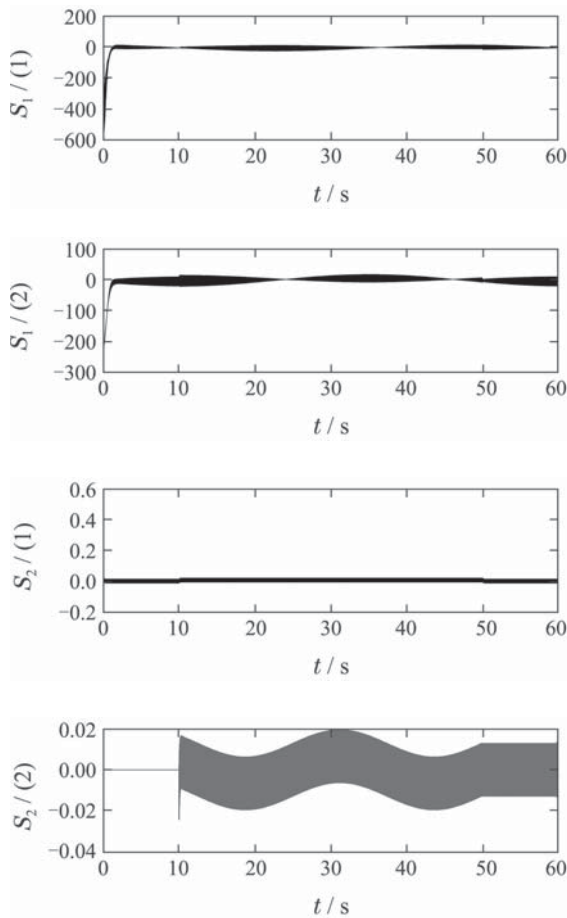


图 7 传统滑模控制切换函数曲线图

Fig. 7 Switching function value under traditional sliding mode control

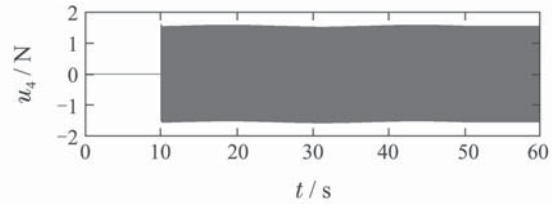
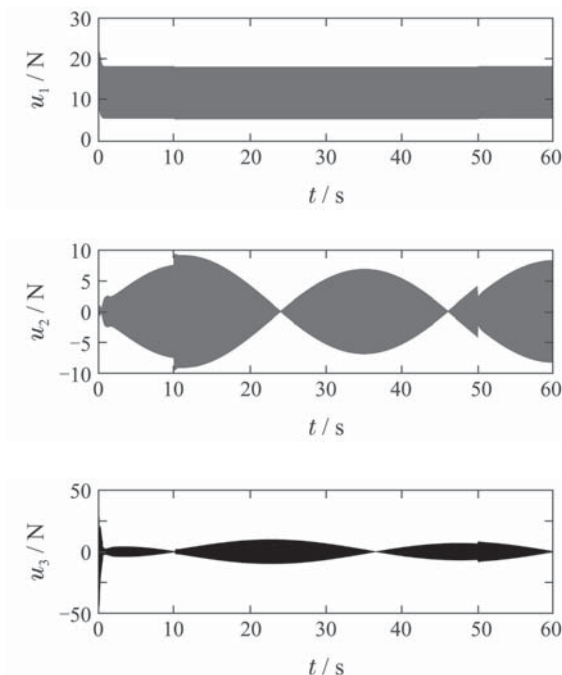


图 8 传统滑模控制系统输入曲线图

Fig. 8 System input value under traditional sliding mode control

6 结论(Conclusions)

本文研究了四旋翼飞行器的轨迹跟踪问题, 针对系统中存在的非匹配不确定及匹配不确定性, 提出了基于扩张状态观测器的滑模控制方法. 基于切换函数设计扩张状态观测器对扰动进行估计并在控制器中对扰动进行抑制. 仿真结果表明, 提出的控制方法能够实现跟踪误差的一致最终有界. 由于设计的扩张状态观测器能够实现对于系统扰动的有效估计, 从而提高了控制精度, 与传统滑模控制方法相比能够有效消除抖振现象的影响.

针对于四旋翼飞行器的轨迹跟踪问题, 未来的研究工作将主要集中于飞行器期望轨迹的实时规划和飞行器当前位置的获取, 使飞行器能够依据任务目标和飞行器当前状态实时规划期望轨迹以提高飞行效率, 同时能依据周围环境信息获取飞行器当前位置信息.

参考文献(References):

- [1] MILHIM A, ZHANG Y M. Gain scheduling based PID controller for fault tolerant control of a quad-rotor UAV [C] //American Institute of Aeronautics and Astronautics Infotech@Aerospace 2010. Atlanta, GA: AIAA, 2010: 1 – 13.
- [2] BOUSBDALLAH S, NOTH A, SIEGWART R. PID vs LQ control techniques applied to an indoor micro quadrotor [C] //Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. Sendai: IEEE, 2004: 2451 – 2456.
- [3] DAS A, LEWIS F, SUBBARAO K. Backstepping approach for controlling a quadrotor using lagrange form dynamics [J]. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 2009, 56(1/2): 127 – 151.
- [4] VOOS I. Nonlinear control of a quadrotor micro-UAV using feedback-linearization [C] //Proceedings of IEEE International Conference on Mechatronics. Málaga: IEEE, 2009: 1 – 6.
- [5] DYDEK Z T, ANNASWAMY A M, LAVRETSKY E. Adaptive control of quadrotor UAVs: a design trade study with flight evaluations [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, 21(4): 1400 – 1406.
- [6] DIERKS T, JAGANNATHAN S. Neural network output feedback control of a quadrotor UAV [C] //Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control. Cancun, Mexico: IEEE, 2008: 3633 – 3639.
- [7] SUMANTRI B, UCHIYAMA N, SANO S, et al. Robust tracking control of a quad-rotor helicopter utilizing sliding mode control with a nonlinear sliding surface [J]. *Journal of System Design and Dynamics*, 2013, 7(2): 226 – 241.
- [8] FENG Y, YU X, MAN Z. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. *Automatica*, 2002, 38(12): 2159 – 2167.

- [9] CHWA D. Sliding-mode tracking control of nonholonomic wheeled mobile robots in polar coordinates [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(4): 637 – 644.
- [10] XU R, ÖZGÜNER Ü. Sliding mode control of a quadrotor helicopter [C] // *Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control*. San Diego: IEEE, 2006: 4957 – 4962.
- [11] XIONG J J, ZHENG E H. Position and attitude tracking control for a quadrotor UAV [J]. *ISA Transactions*, 2014, 53(3): 725 – 731.
- [12] HAN Jingqing. Auto-disturbance-rejection controller and its applications [J]. *Control and Decision*, 1998, 13(1): 19 – 23.
(韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19 – 23.)
- [13] HAN J. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900 – 906.
- [14] YANG X, HUANG Y. Capabilities of extended state observer for estimating uncertainties [C] // *Proceedings of American Control Conference*. St. Louis: IEEE, 2009: 3700 – 3705.
- [15] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [C] // *Proceedings of the American Control Conference*. Minneapolis, MN: IEEE, 2006: 4989 – 4996.
- [16] YAO J, JIAO Z, MA D. Extended-state-observer-based output feedback nonlinear robust control of hydraulic systems with backstepping [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6285 – 6293.
- [17] WANG Lipeng, ZHANG Huaguang, LIU Xiuchong, et al. Backstepping controller based sliding mode variable structure for speed control of SPMSM with extended state observer [J]. *Control and Decision*, 2011, 26(4): 553 – 557.
(王礼鹏, 张化光, 刘秀翀, 等. 基于扩张状态观测器的SPMSM调速系统的滑模变结构反步控制 [J]. 控制与决策, 2011, 26(4): 553 – 557.)
- [18] LIU H, LI S. Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 1171 – 1183.
- [19] SU J, MA H, QIU W, et al. Task-independent robotic uncalibrated hand-eye coordination based on the extended state observer [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 2004, 34(4): 1917 – 1922.
- [20] TALOLE S E, KOLHE J P, PHADKE S B. Extended state observer based control of flexible-joint system with experimental validation [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(4): 1411 – 1419.
- [21] XIA Y, ZHU Z, FU M, et al. Attitude tracking of rigid spacecraft with bounded disturbances [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 647 – 659.
- [22] WANG J, LI S, YANG J, et al. Extended state observer-based sliding mode control for PWM-based DC–DC buck power converter system with mismatched disturbances [J]. *IET Control Theory & Applications*, 2015, 9(4): 579 – 586.
- [23] GINOYA D, SHENDGE P D, PHADKE S B. Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(4): 1983 – 1992.
- [24] WANG Lu, SU Jianbo. Attitude tracking of aircraft based on disturbance rejection control [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1609 – 1616.
(王璐, 苏剑波. 基于干扰抑制控制的飞行器姿态跟踪 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1609 – 1616.)

作者简介:

吴琛 (1990–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为自抗扰控制、飞行器控制, E-mail: wuchensjtu@126.com;

苏剑波 (1969–), 男, 教授, 主要研究方向为机器人控制、多传感器信息融合、机器学习与人机交互, E-mail: jbsu@sjtu.edu.cn.