

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2615123

集成广义滑模重构观测器的四旋翼无人机 多故障姿态鲁棒跟踪容错

刘 凯, 刘 聪, 钱 坤, 廖开俊

(空军工程大学航空机务士官学校 信阳 464000)

摘 要:针对四旋翼无人机旋翼电机以及传感器故障同时故障情形,提出利用广义滑模观测器(GSMO)与复合连续非奇异终端滑模(CCNTSM)相结合的鲁棒容错姿态控制算法,旨在实现多重故障下的高精度姿态跟踪与强鲁棒稳定控制。首先,为解决执行器与传感器故障难以区分与同步重构的问题,采用状态增维技术将两类故障扩展为广义系统的增广状态变量,构建统一描述的广义系统模型。在此基础上,设计自适应广义滑模观测器,通过自适应增益调节与滑模补偿项,实现旋翼电机以及传感器等多种故障的同步解耦与精确重构。其次,基于旋翼电机以及传感器故障重构信息,设计复合连续快速非奇异终端滑模控制器,该控制器采用非线性滑模面结构,保留终端滑模有限时间收敛优势,同时通过自适应增益和连续切换函数有效消除传统滑模控制的高频抖振。最后,通过仿真验证了该方法在故障和干扰场景下的有效性与鲁棒性。结果表明,在 3 组强度递增的故障场景下,滚转通道故障后均方根误差均控制在 $0.031\ 3^\circ$ 以内;在滚转角传感器完全失效、俯仰角偏置 $0.2\ \text{rad}$ 与俯仰效率 40% 的复合故障下,系统姿态跟踪误差仍能保持高精度收敛。与现有方法相比,本文控制方法在极端故障工况下的跟踪精度提升约一个数量级,抖振能量降低两个数量级。

关键词: 四旋翼无人机;容错控制;广义滑模观测器;故障重构;终端滑模控制;姿态控制

中图分类号: TH134 TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 590.35

Integrated generalized sliding mode reconstruction observer-based robust fault-tolerant attitude tracking for a quadrotor UAV with multiple faults

Liu Kai, Liu Cong, Qian Kun, Liao Kaijun

(School of Aeronautics Maintenance Noncommissioned Officers, Air Force Engineering University, Xinyang 464000, China)

Abstract: This article addresses simultaneous faults in rotor motors and sensors of a quadrotor UAV. A robust fault-tolerant attitude control algorithm is proposed, integrating a generalized sliding mode observer (GSMO) with a composite continuous nonsingular terminal sliding mode (CCNTSM) controller to achieve high-precision attitude tracking and strong robust stability under multiple faults. To overcome the difficulty of distinguishing and reconstructing actuator and sensor faults, a state augmentation technique is adopted. Both types of faults are extended as augmented state variables, and an adaptive GSMO is designed. Through adaptive gain tuning and sliding mode compensation, the observer achieves synchronous decoupling and accurate reconstruction of various faults, including rotor motor and sensor faults. Based on the reconstructed fault information, a composite continuous fast nonsingular terminal sliding mode controller is designed. It adopts a nonlinear sliding surface, preserving finite-time convergence while effectively eliminating high-frequency chattering through adaptive gains and continuous switching functions. Simulations validate the effectiveness and robustness of the proposed method. The results show that, under three fault scenarios with increasing severity, the post-fault root mean square error of the roll channel is controlled within $0.031\ 3^\circ$. Under the compound fault involving complete roll angle sensor failure, pitch angle bias of $0.2\ \text{rad}$, and 40% pitch efficiency loss, the system maintains high-precision tracking. Compared with existing methods, the proposed method improves tracking accuracy by approximately one order of magnitude and reduces chattering energy by two orders of magnitude under extreme fault conditions.

Keywords: quadrotor UAV; fault-tolerant control; generalized sliding mode observer; fault reconstruction; terminal sliding mode control; attitude control

0 引 言

四旋翼无人机因其结构紧凑、机动灵活、垂直起降能力强等优点,在航拍测绘、物流配送、农业植保、应急救援等领域展现出广阔的应用前景。然而,其飞行安全易受多种不确定性因素威胁,尤其是在持续高负载或复杂环境条件下,电机与电子调速器易发生老化、磨损或突发性失效,进而引发执行器故障。此类故障通常表现为推力损失、效率下降或完全失效,具有发生突然、传播迅速、影响严重等特点,可导致飞行姿态失稳与轨迹偏离,严重时可引发坠机事故。因此,在故障发生时仍能维持系统稳定运行、保障任务继续执行的容错控制技术,对于提升四旋翼无人机的自主性、可靠性与安全性具有重要的理论与工程价值。

针对四旋翼无人机在多种故障与干扰下的稳定控制问题,国内外学者已开展了广泛研究,提出了多种有效的容错控制策略。文献[1-3]分别设计了一种自适应容错控制器,均能有效处理执行器故障与模型不确定性问题,但其核心机制在于利用鲁棒控制律或神经网络直接补偿故障引起的性能损失,并未构建显式故障观测器对故障幅值进行实时解耦与精确重构。文献[4]采用了自适应观测器进行故障定位与诊断,但未能实现执行器与传感器故障的同步精确重构。文献[5]虽然引入了基于反步的观测器结构,但其观测目标主要为系统状态或集总非线性,并未将执行器与传感器故障作为独立的增广状态进行分离与重构。还有另一类思路,它们将外部干扰与执行器故障合并为“集总扰动”或利用扩张状态观测器进行统一估计,虽简化了设计并增强了鲁棒性,如文献[6]的复合全局非奇异快速终端滑模控制,文献[7]的改进扩张状态观测器自抗扰控制以及文献[8]基于径向基神经网络的预设性能容错控制,但该方法削弱了故障的可辨识性,无法对多重故障进行针对性补偿与分离。这些研究大多侧重于设计鲁棒控制器以被动“容忍”故障影响,而未能对故障信号本身进行主动、精确的估计与重构,限制了容错动作的主动性与精确性。

在四旋翼无人机容错控制系统中,观测器的引入至关重要,其能够实时估计系统的不可测状态或未知扰动,为控制器提供准确的补偿信息,从而增强系统对故障与不确定性的鲁棒性^[9]。当前研究已发展出多种基于观测器的容错控制架构,旨在提升系统在不确定环境下的感知与决策能力。文献[10]提出一种模型无关的低功率观测器(low power observer, LPO),用于估计四旋翼系统的状态,并结合扰动观测器(disturbance observer, DO)以实现对外部扰动的抑制。文献[11]则针对航空电动润滑油泵的速度传感器故障问题,开发了一种基于超螺旋

算法和径向基函数神经网络的滑模观测器,以在传感器故障时精确估计电机转速与位置。然而,这两种方法并未构建一个统一的框架来同时解耦和精确重构执行器与传感器故障。文献[12]设计了一种高阶滑模辅助扰动观测器(high-order sliding mode-assisted disturbance observer, HSMDO),将经典非线性扰动观测器与滑模辅助系统相结合,以有限时间特性估计系统中的各类扰动。文献[13]则为多关节机械臂系统设计了一种基于预设时间扩张状态观测器的容错控制方案,用于估计时变复合扰动。这类方法虽能有效估计集总扰动,但将外部干扰、模型不确定性乃至执行器故障统一视为一个集总项进行估计,其主要局限性在于无法对多重故障进行分离与辨识。当执行器故障与传感器故障同时发生时,集总估计难以实现针对性的、基于精确故障模型的主动补偿,且故障信号可能被强外部干扰所掩盖,导致容错动作的精确性与时效性下降。文献[14]针对过程系统,提出了结合线性函数观测器、非线性状态观测器或观测器组的方案,用于传感器故障诊断、估计与信号重构,以实现主动容错控制。文献[15]针对线性多智能体系统,设计了基于 H_∞ 自适应观测器的协同观测器,用于估计跟随者状态及故障信号。这些方法在故障诊断与信号重构方面提供了思路,但其应用于线性系统或特定工业过程,与四旋翼无人机强非线性、强耦合的姿态系统模型存在较大差异,且未突出对执行器与传感器故障的同步处理能力。另外,一些研究侧重于扩展观测器的功能或优化其估计性能。文献[16]针对四旋翼轨迹跟踪中的模型误差与内外部扰动,设计了改进型扩展状态观测器,将不确定性视为集总干扰进行统一补偿;文献[17]则进一步提出了预定义时间扰动观测器,以提升集总扰动的收敛速度。针对编队或集群场景,文献[18]设计了分布式故障观测器,利用智能体间的信息交互实现执行器故障的快速估计。文献[19]则针对僚机故障,构建了基于观测器的自适应容错控制框架。此外,在特定应用场景下,文献[20]还考虑将已知的执行器扰动模型(如植保离心喷头力矩)作为先验信息进行补偿,以提升扩张状态观测器对总扰动的估计精度。上述方法均遵循“集总扰动”或“特定故障”的估计模式,将外部干扰、模型不确定性乃至执行器故障统一为一个未知项进行处理,或仅针对单一类型故障进行诊断。未能构建一个统一的框架来同步、解耦地重构执行器与传感器这两种异构故障。未能充分利用多故障信号的独立动态特性进行联合估计与补偿。

滑模控制(sliding mode control, SMC)因其对匹配不确定性及外部干扰固有的强鲁棒性,在无人机非线性控制领域受到广泛关注。其核心思想在于通过设计一个滑模面,并驱使系统状态轨迹在有限时间内到达并维持于此流形上,从而使其动力学特性由预设的滑模面完全决

定,对参数摄动和外部干扰具有不变性。为进一步提升四旋翼在复杂不确定环境下的控制性能,可以将滑模控制与多种先进估计及补偿策略相结合。文献[21-22]针对外部干扰与执行器故障并存的情况,分别设计了基于干扰观测器的非奇异快速终端滑模容错控制器,以及基于径向基函数(radial basis function, RBF)神经网络的全局快速终端模糊滑模控制器,前者通过干扰观测器实现干扰与故障的估计与补偿,后者利用神经网络逼近系统不确定性与时变质量,均显著增强了系统的鲁棒性与自适应能力。此外,滑模控制的变体及其与其他策略的结合也在不断拓展其应用边界。文献[23]将积分滑模方法首次应用于带机械臂无人机的整体控制,有效应对了复杂作业环境下的扰动;文献[24-25]则分别研究了输入延迟、模型不确定性与风扰的综合影响,以及分数阶控制在提升收敛性能方面的应用,二者均实现了系统在未知扰动下的有限时间稳定跟踪。文献[26]针对单个旋翼完全失效的严重故障,设计了基于非奇异终端滑模的容错控制器并结合故障检测与隔离机制;文献[27]则提出有限时间自适应积分反步快速终端滑模控制,采用四个自适应律估计质量与惯量,有效处理了参数不确定性与外部风扰。文献[28]进一步探索了轨迹跟踪中的复合控制策略。上述研究通过滑模控制与观测器、自适应律及智能算法的有机结合,有效抑制了抖振,并保证了系统在不确定性、干扰及故障下的有限时间收敛与强鲁棒性,这为本文设计兼具高精度故障重构与平滑容错控制的集成方案提供了重要依据。

综合分析观测器方案在无人机多故障姿态跟踪容错中的研究进展可以发现,主要存在如下局限。

1) 未能将执行器故障与传感器故障在统一框架下进行同步、精确的重构;

2) 通常将外部干扰与执行器故障合并为集总项进行估计,虽增强了鲁棒性,却削弱了故障的可辨识性与容错动作的针对性;

3) 在控制器设计中,对有限时间收敛与抖振抑制的兼顾仍有提升空间。

综上所述,现有方法难以在统一框架下实现执行器与传感器故障的同步解耦与精确重构。本文基于广义滑模观测器(generalized sliding mode observer, GSMO)与复合连续非奇异终端滑模(composite continuous nonsingular terminal sliding mode, CCNTSM)结合的容错控制方法,旨在通过状态增维构建广义系统,实现执行器与传感器故障的同步解耦与精确重构,并基于重构信息设计具有自适应增益的连续滑模控制器,在保证有限时间收敛的同时有效抑制抖振,从而提升四旋翼无人机在多重故障与干扰并存下的姿态控制性能。

为此,本文提出了一种基于状态增维的广义滑模观

测器设计方法。通过将执行器故障与传感器故障同时增广为系统状态,构建了统一描述的广义系统,实现了两类异构故障的同步解耦与实时重构。从代数秩条件角度证明了故障的可解耦性,并给出了重构误差的显式上界估计。设计了一种复合连续快速非奇异终端滑模容错控制器。利用观测器提供的故障与干扰重构信息进行前馈补偿,结合自适应增益与连续切换函数,在保证姿态跟踪误差有限时间收敛的同时有效抑制了控制抖振,克服了传统滑模控制抖振与收敛速度难以兼顾的不足。构建了“观测—重构—补偿—控制”一体化的主动容错控制架构。明确了重构信息从观测器到控制器的补偿机制,实现了传感器故障测量值修正、执行器故障前馈抵消与干扰力矩主动抑制的协同配合,形成了完整的主动容错闭环。

1 四旋翼无人机多故障特性模型构建及分析

考虑对称刚体结构的四旋翼无人机,其姿态运动可表示为机体坐标系(O_b, X_b, Y_b, Z_b)与惯性坐标系(O_e, X_e, Y_e, Z_e)之间的欧拉角关系,如图1所示。

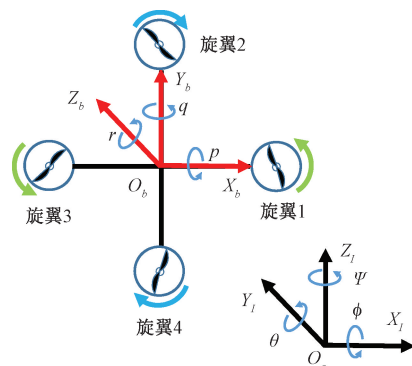


图1 四旋翼无人机结构示意图

Fig. 1 Structure of a quadrotor UAV

定义姿态角向量为 $\Theta = [\phi, \theta, \psi]^T$, 分别表示滚转角、俯仰角和偏航角; 姿态角速率向量为 $\Omega = [p, q, r]^T$, 分别表示绕机体坐标系三轴的角速度。定义 $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ 为4个旋翼的转速, U_L 为沿 $O_b Z_b$ 轴的总升力, τ_p, τ_q, τ_r 为绕 $O_b X_b, O_b Y_b, O_b Z_b$ 轴的转动转矩, 则可以得到旋翼转速平方分配矩阵公式为:

$$\begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{4k_L} & 0 & -\frac{1}{2lk_L} & -\frac{1}{4b} \\ \frac{1}{4k_L} & \frac{1}{2lk_L} & 0 & \frac{1}{4b} \\ \frac{1}{4k_L} & 0 & \frac{1}{2lk_L} & -\frac{1}{4b} \\ \frac{1}{4k_L} & -\frac{1}{2lk_L} & 0 & \frac{1}{4b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_L \\ \tau_p \\ \tau_q \\ \tau_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: k_L 为升力系数; b 为反扭矩系数; l 为旋翼中心到无人机质心的距离。

考虑到四旋翼无人机的真实控制量为4个旋翼的转速 $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$, 本文的研究对象是三通道姿态指令跟踪, 只有3个控制目标, 无法从式(1)得出旋翼转速的唯一解, 为此假定纵向上受力平衡, 可得:

$$U_L \cos \phi \cos \theta - mg = 0 \quad (2)$$

四旋翼无人机姿态系统动力学方程可描述为:

$$\begin{cases} \dot{\Theta} = W\Omega \\ \dot{\Omega} = -J^{-1}(\Omega \times (J\Omega)) + J^{-1}\tau + \tau_d \end{cases} \quad (3)$$

式中: W 为运动学转换矩阵; $J = \text{diag}(J_x, J_y, J_z)$ 为转动惯量矩阵; $\tau = [\tau_p, \tau_q, \tau_r]^T$ 为控制力矩; τ_d 为外部干扰力矩。

考虑执行器故障 $f_a(t)$ 与传感器故障 $f_s(t)$ 同时发生, 系统模型可扩展为:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + g(x, t) + B(u + f_a) + F\tau_d \\ y = Cx + Df_s \end{cases} \quad (4)$$

式中: $x = [\Theta^T, \Omega^T]^T$, 非线性项 $g(x, t) = [0, -J^{-1}(\Omega \times (J\Omega))]^T$ 满足 Lipschitz 条件, 矩阵 A, B, C, D, F 由系统结构确定。 A 是运动学部分线性化后的系数矩阵, B 为控制输入 u 的系数矩阵, C 为输出矩阵, D 为传感器故障 f_s 对输出 y 的影响矩阵, F 为外部干扰 τ_d 对 $\dot{x}$ 的系数矩阵。定义姿态运动学转换矩阵:

$$W(\phi, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi / \cos \theta & \cos \phi / \cos \theta \end{bmatrix} \quad (5)$$

则:

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & W(\phi, \theta) \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}, B = [0_{3 \times 3} \quad J^{-1}]^T \quad (6)$$

其中, 非线性项 $g(x, t)$ 包含了姿态运动学中的耦合项与动力学中的哥氏耦合项。

执行器故障 $f_a = [f_{a1}, f_{a2}, f_{a3}]^T$ 表示施加在滚转、俯仰、偏航力矩通道上的附加故障力矩。该故障源于4个旋翼电机/电子调速器的异常: 1) 效率损失故障, 可描述为 $f_{ai} = -\alpha_i(t)\tau_i$, $0 < \alpha_i \leq 1$; 2) 恒值偏置故障, 可描述为 $f_{ai} = b_i$; 3) 时变故障, 可描述为 $f_{ai} = \beta_i(t)\tau_i + b_i(t)$ 。电机推力故障到力矩通道的映射关系为:

$$f_a = M \cdot \text{diag}(\rho_1 - 1, \rho_2 - 1, \rho_3 - 1, \rho_4 - 1) \cdot \omega_{\text{cmd}}^2 \quad (7)$$

式中: M 为由式(1)推导得出的控制分配矩阵; ρ_i 为第 i 个电机的效率因子。

传感器故障可以表示为 $f_s = [f_{s1}, f_{s2}, f_{s3}]^T$, 传感器故障直接影响包括惯性测量单元和速率陀螺等设备的测量

值, 具体的故障类型如下: 1) 偏置故障, $f_{si} = b_{si}$; 2) 漂移故障, $f_{si} = k_i t$; 3) 乘性故障, $y_i = (1 + \gamma_i)\phi_{\text{true}}$; 4) 卡死故障, $y_i = y_{\text{stuck}}$ 。

2 多故障重构的四旋翼无人机广义滑模观测器设计

在原始动力学方程中引入执行器故障和传感器故障后, 其中, $f_a(t) = [f_{a1}, f_{a2}, f_{a3}]^T$ 为执行器故障向量, f_{ai} 表示各通道的执行器故障, 可得:

$$\dot{\Omega} = -J^{-1}(\Omega \times (J\Omega)) + J^{-1}(\tau + f_a) + \tau_d \quad (8)$$

将原始系统表示为状态空间形式, 令 $x = [\Theta^T, \Omega^T]^T = [\phi, \theta, \psi, p, q, r]^T$, 则可以将故障向量增广为系统状态:

$$x_a = [x, f_a, f_s]^T = [\Theta \quad \Omega \quad f_a \quad f_s]^T \quad (9)$$

其中, 原始系统状态 $x = [\Theta^T, \Omega^T]^T$, 执行器故障 $f_a = [f_{a1}, f_{a2}, f_{a3}]^T$, 传感器故障 $f_s = [f_{s1}, f_{s2}, f_{s3}]^T$ 。

考虑到传感器和执行器故障的时变特性, 在增广系统中, 采用一阶动态模型描述其动态, 传感器和执行器故障模型分别为:

$$\dot{f}_s = A_s f_s + \xi_s, \dot{f}_a = A_a f_a + \xi_a \quad (10)$$

可以得到完整的广义系统方程为:

$$\begin{cases} \dot{\Theta} = W\Omega \\ \dot{\Omega} = -J^{-1}(\Omega \times (J\Omega)) + J^{-1}\tau + J^{-1}f_a + \tau_d \\ \dot{f}_a = A_a f_a + \xi_a \\ \dot{f}_s = A_s f_s + \xi_s \\ y = \Theta + f_s \end{cases} \quad (11)$$

定义广义状态向量后, 系统可表示为:

$$\begin{cases} E\dot{x}_a = A_a x_a + B_a \tau + g(x_a) + E_d d \\ y = Cx_a, \end{cases} \quad (12)$$

具体矩阵结构为:

$$\begin{cases} E = \begin{bmatrix} I_6 & 0 & 0 \\ 0 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & I_3 \end{bmatrix}, A_a = \begin{bmatrix} 0 & W & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & A_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_s \end{bmatrix} \\ B_a = [0 \quad J^{-1} \quad 0 \quad 0]^T \\ g(x_a) = [0 \quad -J^{-1}(\Omega \times (J\Omega)) \quad 0 \quad 0]^T \\ C = [I_3 \quad 0 \quad 0 \quad I_3] \end{cases} \quad (13)$$

为保证本文所提出的基于广义滑模观测器的一体化容错控制方法能够有效实施, 首先需要验证四旋翼无人机姿态系统是否满足文献[11]中故障可重构性与解耦条件。以下分别对三个关键条件进行分析与验证, 确认系统满足后续设计的理论基础。

第1个条件是故障可检测性, 它是设计广义滑模观

测器的前提。对于增广系统(式(12)),要求对于任意满足 $\text{Re}(s) \geq 0$ 的复数 s , 式(14)成立。

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sE - A_a & [E_d, B_a] \\ C & 0 \end{bmatrix} = n + \dim(f_a) + \dim(f_s) \quad (14)$$

其中, $n=6$ 为原始状态维数, $\dim(f_a) = \dim(f_s) = 3$, 式(14)左侧矩阵维度为 15×18 , 其最大可能秩为15。等式右侧要求秩为12(增广状态总维数), 因 $12 < 15$, 该条件在结构上可满足。通过代入系统参数验证, 在典型工作点附近, 式(14)左侧矩阵的秩恒为12, 且无非右半平面不变零点, 故系统满足故障可检测性条件, 保障了故障与状态的可重构性。

第2个条件是状态与故障有界性。要求系统状态 x 、执行器故障 $f_a(t)$ 、传感器故障 $f_s(t)$ 及外部干扰 $\tau_d(t)$ 均有界, 即存在正常数 α, μ 使得式(15)成立。

$$\begin{cases} \|x(t)\| \leq \alpha \\ \|f_a(t)\| + \|f_s(t)\| + \|\tau_d(t)\| \leq \mu \\ \forall t \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

根据四旋翼无人机的物理结构与实际飞行环境, 该条件在实践中必然成立, 原因为:

1) 系统状态有界。姿态角受机体结构限制, 滚转、俯仰角通常不超过 $\pm 85^\circ$, 角速度受电机最大转速与气动阻尼约束。

2) 执行器故障有界。故障表现为推力损失或偏移, 其幅值受电机与电调的最大/最小输出能力限制, 不会超出物理执行范围。

3) 传感器故障有界。惯性测量单元(inertial measurement unit, IMU)等传感器的故障(如偏置、漂移)受其量程与信号调理电路限制, 输出不会超出额定范围。

4) 外部干扰有界。气动扰动、阵风等干扰力矩的幅值受飞行速度、机体尺寸与环境风速等物理因素约束。

因此, 四旋翼无人机在实际飞行中, 其状态、故障与干扰均具有明确的物理上限, 该有界性条件自然满足, 为滑模观测器与容错控制器的稳定性分析提供了合理的现实基础。

第3个条件是匹配性。为保证广义滑模观测器能够实现执行器故障 $f_a(t)$ 与传感器故障 $f_s(t)$ 的完全解耦重构, 系统需满足输出匹配条件, 即:

$$\text{rank}(C[F, B]) = \text{rank}([F, B]) \quad (16)$$

该条件保证了故障与干扰对系统输出的影响能够通过输出信息进行完全解耦, 是故障可分离性的重要数学基础。在传统状态空间描述中, 对于本文所建模型, 有:

$$C = [I_3 \quad 0_{3 \times 3}], B = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ J^{-1} \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (17)$$

计算可得:

$$[F, B] = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} \\ I_3 & J^{-1} \end{bmatrix}, C[F, B] = [0 \quad 0] \quad (18)$$

显然:

$$\text{rank}(C[F, B]) = 0 \neq 6 = \text{rank}([F, B]) \quad (19)$$

式(19)表明在传统状态空间下匹配条件(式(16))不成立。然而, 在本文所采用的广义系统增维框架中, 传感器故障 $f_s(t)$ 已被作为增广状态处理, 执行器故障 $f_a(t)$ 与外部干扰 $\tau_d(t)$ 仍位于系统动力学方程中。因此, 匹配条件应调整为针对广义系统的形式:

$$\text{rank}(C_a[E_d, B_a]) = \text{rank}([E_d, B_a]) \quad (20)$$

其中, $C_a = [I_3, 0, 0, I_3]$ 为广义输出矩阵, B_a 和 E_d 分别为广义控制矩阵与干扰矩阵(式(13))。经计算, 该条件在广义系统中成立, 从而保证了故障与干扰在增广状态空间中的可解耦性, 支持后续观测器与容错控制器的设计。

综上所述, 四旋翼无人机姿态系统满足文献[9]中故障可检测性、有界性及匹配条件, 因此可采用其中提出的广义滑模观测器设计框架, 实现对执行器故障与传感器故障的同步解耦与精确重构。在此基础上, 结合重构信息设计复合连续非奇异终端滑模容错控制器, 可保障四旋翼在多重故障与外部干扰并存情况下的姿态跟踪稳定性与性能。

通过状态增维, 执行器故障 f_a 出现在动力学方程中, 传感器故障 f_s 出现在输出方程中, 增广后的系统可同时估计状态和故障, 实现故障信息的解耦。后续针对四旋翼无人机执行器及传感器等多种故障同时发生的非线性系统, 可以设计鲁棒滑模重构观测器, 得到系统状态 x 、执行器故障 $f_a(t)$ 及传感器故障 $f_s(t)$ 的重构值 $\hat{x}$ 、 $\hat{f}_a(t)$ 、 $\hat{f}_s(t)$ 。在此基础上, 将重构信号作为系统的控制输入, 设计非奇异终端滑模控制器, 相较于传统控制策略具有显著优势。通过状态扩维技术构建广义系统, 可以实现了执行器与传感器故障的同步解耦与精确重构, 结合复合连续非奇异终端滑模控制, 在保证有限时间收敛的同时有效抑制控制抖振。

2.1 广义滑模观测器主体程式设计

对于变换后的广义系统式(12), 设计如下形式的鲁棒广义滑模观测器:

$$\begin{cases} \dot{z} = Kz + Jy + NB\tau + Ng(x_a) + \frac{1}{2}\beta NN^T \Xi (C^T C)^{-1} C^T e_y + v \\ \hat{x}_a = z - Ty \\ \hat{y} = C\hat{x}_a \end{cases} \quad (21)$$

式中: z 为观测器中间状态; $\hat{x}_a$ 是增广状态估计; $e_y = y - \hat{y}$ 为输出估计误差; v 是滑模补偿项; β 为设计的自适应律;

$\mathbf{K}, \mathbf{J}$ 为观测器设计矩阵; $\mathbf{N}, \mathbf{T}$ 为观测器辅助矩阵; $\mathbf{A}, \mathbf{\Xi}$ 为待设计观测器系数矩阵。

针对扩维后的广义系统式(12), 设计如式(21)所示的扩展滑模重构观测器。为了得到有效状态重构值, 进而得到准确的鲁棒故障重构结论。

2.2 相关增益矩阵设计

观测器辅助矩阵 $\mathbf{N}$ 和 $\mathbf{T}$, 通过求解广义约束逆的方法求得。构造辅助矩阵 $\mathbf{N} \in \mathbf{R}^{12 \times 6}$ 和 $\mathbf{T} \in \mathbf{R}^{12 \times 3}$, 使其满足如下广义约束条件:

$$\begin{cases} [\mathbf{N} \ \mathbf{T}] \begin{bmatrix} \mathbf{W} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} = \mathbf{I}_{12} \\ \mathbf{N}\mathbf{F} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (22)$$

定义广义矩阵 $\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} \\ \mathbf{C} \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{9 \times 12}$, 具体形式为:

$$\mathbf{\Omega} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_6 & \mathbf{0}_{6 \times 3} & \mathbf{0}_{6 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 6} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (23)$$

若广义系统满足满秩条件:

$$\text{rank}(\mathbf{\Omega}) = 12 \quad (24)$$

则其广义逆为 $\mathbf{\Omega}^+ = (\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega})^{-1} \mathbf{\Omega}^T$ 。

此时, 辅助矩阵 $\mathbf{N}, \mathbf{T}$ 可通过下式构造:

$$[\mathbf{N} \ \mathbf{T}] = \mathbf{\Omega}^+ - \mathbf{Z}(\mathbf{I}_9 - \mathbf{\Omega}\mathbf{\Omega}^+) \quad (25)$$

式中: $\mathbf{Z} \in \mathbf{R}^{12 \times 9}$ 为任意矩阵。特别地, 当取 $\mathbf{Z} = \mathbf{0}$ 时, 可得一组特解:

$$\mathbf{N} = (\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega})^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_6 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T} = (\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega})^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{C}^T \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (26)$$

该解满足约束条件, 为广义滑模观测器的设计提供了必要的矩阵基础。在实际计算中, 由于 $\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega}$ 可能接近奇异, 可采用正则化方法:

$$[\mathbf{N} \ \mathbf{T}] = (\mathbf{\Omega}^T \mathbf{\Omega} + \mu \mathbf{I}_{12})^{-1} \mathbf{\Omega}^T \quad (27)$$

式中: $\mu > 0$ 为小的正则化参数, 确保矩阵可逆。

系数矩阵 $\mathbf{A}, \mathbf{\Xi}$ 的设计, 可以结合上述扩展的广义系统, 设计如式(21)所示的鲁棒滑模重构观测器, 参考文献[29]。观测器增益矩阵为:

$$\begin{cases} \mathbf{K} = \mathbf{N}\mathbf{A} - \mathbf{A}\mathbf{C} \\ \mathbf{J} = \mathbf{A}(\mathbf{I} + \mathbf{C}\mathbf{T}) - \mathbf{N}\mathbf{A}\mathbf{T} \end{cases} \quad (28)$$

为确保观测器状态估计误差渐近稳定, 需设计对称正定矩阵 $\mathbf{\Xi} \in \mathbf{R}^{12 \times 12}$, $\mathbf{Q} \in \mathbf{R}^{12 \times 12}$ 以及矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{12 \times 3}$, $\mathbf{M} \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$, 使得下列矩阵方程成立:

$$\begin{cases} (\mathbf{N}\mathbf{A} - \mathbf{A}\mathbf{C})^T \mathbf{\Xi} + \mathbf{\Xi}(\mathbf{N}\mathbf{A} - \mathbf{A}\mathbf{C}) = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{\Xi}(\mathbf{N}\mathbf{E}) = (\mathbf{M}\mathbf{C})^T \end{cases} \quad (29)$$

矩阵方程中的相关系数矩阵, 可通过求解如下线性矩阵不等式 (linear matrix inequality, LMI) 约束下的最小化问题得到:

$$\min \gamma \quad (30)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \gamma \mathbf{I} & \mathbf{E}^T \mathbf{N}^T \mathbf{\Xi} - \mathbf{M}\mathbf{C} \\ \mathbf{\Xi} \mathbf{N} \mathbf{E} - \mathbf{C}^T \mathbf{M}^T & \gamma \mathbf{I} \end{bmatrix} > \mathbf{0}, \gamma > 0, \\ \mathbf{\Xi}(\mathbf{N}\mathbf{A}) + (\mathbf{N}\mathbf{A})^T \mathbf{\Xi} + \mathbf{G}\mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{G}^T < \mathbf{0}, \mathbf{\Xi} > \mathbf{I} \end{cases} \quad (31)$$

式中: γ 为待优化正常数。 $\mathbf{G} = -\mathbf{\Xi}\mathbf{A}$, 通过求解式(31)的 LMI 问题可得, $\mathbf{A} = -\mathbf{\Xi}^{-1} \mathbf{G}$, $\mathbf{\Xi}$ 为 Lyapunov 矩阵, $\mathbf{M}$ 为滑模增益矩阵, 在此基础上, 结合自适应 β 及观测器滑模控制输入 $\mathbf{v}(t)$ 的设计, 可以保证观测器状态估计误差在有限时间内有界收敛。

2.3 自适应律 β 及滑模控制输入 $\mathbf{v}(t)$ 设计

为确保广义滑模观测器在存在扰动、执行器及传感器故障情况下的鲁棒性能, 设计如下自适应律及滑模控制输入。

式(21)中的自适应律 β 表达式如下:

$$\beta = \gamma_1 \| \mathbf{N}^T \mathbf{\Xi} \mathbf{e} \|^2 \quad (32)$$

式中: $\gamma_1 > 0$ 为自适应增益常数; $\mathbf{N}$ 为辅助矩阵; $\mathbf{\Xi}$ 为对称正定矩阵, 由 LMI(31) 求解得到; $\mathbf{e} = \bar{\mathbf{x}} - \hat{\mathbf{x}}$ 为状态估计误差。为便于扩展状态观测器设计, 定义与 Lipschitz 常数 δ 有关的约束条件, β 取值要求满足式(33)。

$$\det \left| \frac{\lambda_m(\mathbf{Q})}{2} - \delta \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \right| > 0 \quad (33)$$

式中: $\lambda_m(\mathbf{Q})$ 表示对称正定矩阵 $\mathbf{Q}$ 的最大特征值。在自适应律 β 基础上, 为确保所设计的滑模观测器具有鲁棒性, 提出滑模观测器控制输入, 同时为减少滑模观测器控制输入 $\mathbf{v}(t)$ 的高频切换带来的抖振现象, 提高其实用价值, 将滑模控制输入设计成如下平滑形式:

$$\mathbf{v}(t) = \begin{cases} (\alpha(t) + \alpha_0) \mathbf{\Xi}^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{M}^T \frac{\mathbf{M}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}})}{\|\mathbf{M}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}})\| + \theta}, & \mathbf{y} \neq \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \\ 0, & \mathbf{y} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (34)$$

式中: $\theta > 0$ 是充分小的正常数, 用于平滑控制输入的切换过程。矩阵 $\mathbf{M}, \mathbf{\Xi}$ 由式(31) 确定。 $\alpha_0 > 0$ 为滑模增益参数, $\alpha(t)$ 为用于修正上界未知故障的自适应律, 表达式如下:

$$\dot{\alpha}(t) = \eta \|\mathbf{M}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}})\| \quad (35)$$

式中: $\eta > 0$ 为自适应常数。

2.4 稳定性分析

定义 Lyapunov 函数如下:

$$\mathbf{V} = \mathbf{e}^T \mathbf{\Xi} \mathbf{e} + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{\beta}^2 + \frac{1}{\eta} \tilde{\alpha}^2 \quad (36)$$

式中: $\mathbf{e} = \mathbf{x}_a - \hat{\mathbf{x}}_a$ 为估计误差; $\tilde{\beta} = \beta - \beta^*$ 是参数误差; $\tilde{\alpha} = \alpha - \alpha^*$ 为增益误差。对 Lyapunov 函数求导可得:

$$\dot{\mathbf{V}} = \dot{\mathbf{e}}^T \mathbf{\Xi} \mathbf{e} + \mathbf{e}^T \mathbf{\Xi} \dot{\mathbf{e}} + \frac{2}{\gamma_1} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} + \frac{2}{\eta} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}} =$$

$$\mathbf{e}^T[(\mathbf{A}_a - \mathbf{A}\mathbf{C}_a)^T \Xi + \Xi(\mathbf{A}_a - \mathbf{A}\mathbf{C}_a)]\mathbf{e} + 2\mathbf{e}^T \Xi(g(\mathbf{x}) - g(\hat{\mathbf{x}})) + 2\mathbf{e}^T \Xi \mathbf{v} + 2\mathbf{e}^T \Xi \mathbf{E}_d d + \frac{2}{\gamma_1} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} + \frac{2}{\eta} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}} \quad (37)$$

其中, L_g 为 Lipschitz 常数; $\gamma, \epsilon > 0$ 为调节参数。将滑模控制输入 $\mathbf{v}$ 与自适应律代入, 并利用 LMI 条件, 可得:

$$\dot{\mathbf{V}} \leq -\mathbf{e}^T \mathbf{Q} \mathbf{e} + 2\|\mathbf{e}\| \|\Xi \mathbf{E}_d\| \|\mathbf{d}\| + 2\delta \|\mathbf{e}\|^2 + \frac{2}{\gamma_1} \tilde{\beta} \dot{\tilde{\beta}} + \frac{2}{\eta} \tilde{\alpha} \dot{\tilde{\alpha}} \quad (38)$$

其中, $\mathbf{Q} > 0$ 由 LMI 保证的正定矩阵, 进一步可得:

$$\dot{\mathbf{V}} \leq -\lambda_{\min}(\mathbf{Q}) \|\mathbf{e}\|^2 + \Delta \quad (39)$$

式中: Δ 为自适应误差补偿项。进一步分析可得: 估计误差 $\mathbf{e}$ 最终一致有界, 参数估计误差 $\tilde{\beta}, \tilde{\alpha}$ 有界, 系统在存在有界干扰下保持稳定。

为使得设计的广义滑模观测器状态能够跟踪上构建的增维系统状态, 确保状态重构误差渐近稳定, 提出如下定理。

定理 1 针对系统增维后的广义系统 (12), 设计如式 (21) 所示的扩展滑模重构观测器, 若观测器相关系数矩阵 $\mathbf{N}, \mathbf{T}, \mathbf{A}, \Xi$ 按式 (25) ~ (28) 设计, 且线性矩阵不等式 (31) 有解, 则观测器状态估计误差能够在有限时间内渐近稳定 (或一致最终有界)。

2.5 故障重构解耦性分析

为确保所设计的广义滑模观测器能够同步、无耦合地重构执行器故障与传感器故障, 从代数秩条件出发证明两类故障的可解耦性。

考虑增广系统 (12), 执行器故障 $\mathbf{f}_a$ 作用于动力学方程, 传感器故障 $\mathbf{f}_s$ 直接馈通至输出。定义故障对输出的传输矩阵:

$$\mathbf{T}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{E} - \mathbf{A}_a)^{-1}[\mathbf{B}_a, 0] + [0, \mathbf{D}] \quad (40)$$

式中: $\mathbf{D} = [0, 0, \mathbf{I}_3]$ 为传感器故障直接馈通矩阵。两类故障的传输函数分别为:

$$\mathbf{T}_{f_a}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{E} - \mathbf{A}_a)^{-1}\mathbf{B}_a, \quad \mathbf{T}_{f_s}(s) = \mathbf{D} \quad (41)$$

由于 $\mathbf{T}_{f_a}(s)$ 为严格真有理函数 (分子阶次低于分母), 而 $\mathbf{T}_{f_s}(s) = \mathbf{D}$ 为常数矩阵, 二者在频域具有本质不同的结构特征, 这为实现故障解耦提供了代数基础。

进一步考察解耦秩条件。计算可得:

$$\mathbf{C}\mathbf{B}_a = [\mathbf{I}_3, 0, 0, \mathbf{I}_3] \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{J}^{-1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = 0, \quad \mathbf{D} = [0, 0, \mathbf{I}_3] \quad (42)$$

由于 $\mathbf{C}\mathbf{B}_a = 0$, 执行器故障不会直接出现在输出的一阶导数中, 而传感器故障 $\mathbf{D}$ 直接馈通至输出。这一性质保证了两类故障在输出端具有可区分的动态特征: 传感

器故障产生瞬时直接影响, 执行器故障则通过系统动态间接体现。因此, 从输出信息中可以同时分离两类故障。

综合上述分析, 可得如下解耦性结论:

1) 执行器故障与传感器故障在增广系统中具有不同的输出传输特性, 满足可解耦的代数秩条件。

2) 传感器故障重构误差独立于执行器故障, 可直接从增广状态估计中提取。

3) 执行器故障重构过程使用经传感器故障补偿后的清洁状态估计, 不依赖于传感器故障残差。

上述结论提供了本文方法实现同步解耦与精确重构的理论基础, 为后续容错控制器设计提供了可靠的故障信息保障。

2.6 执行电机及角速度传感器重构程式设计

通过设计的广义滑模观测器 (式 (21)), 得到增广状态估计向量 $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\boldsymbol{\theta}}^T, \hat{\boldsymbol{\Omega}}^T, \hat{\mathbf{f}}_a^T, \hat{\mathbf{f}}_s^T]^T$ 。传感器故障 $\hat{\mathbf{f}}_s(t)$ 的重构值可直接从增广状态中提取, 如式 (43) 所示。

$$\hat{\mathbf{f}}_s(t) = \mathbf{H}_s \hat{\mathbf{x}}, \quad \mathbf{H}_s = [0_{3 \times 6} \ 0_{3 \times 3} \ \mathbf{I}_3] \quad (43)$$

由于传感器故障为增广状态的一部分, 根据定理 1,

增广状态估计误差 $\tilde{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{x}} - \hat{\mathbf{x}}$ 一致最终有界。因此, 传感器故障重构误差 $\tilde{\mathbf{f}}_s = \mathbf{f}_s - \hat{\mathbf{f}}_s$ 满足:

$$\|\tilde{\mathbf{f}}_s(t)\| \leq \|\mathbf{H}_s\| \cdot \|\tilde{\mathbf{x}}(t)\| \leq \gamma_s, \quad \forall t \geq T_0 \quad (44)$$

式中: $\gamma_s = \|\mathbf{H}_s\| \cdot \varepsilon_{\tilde{\mathbf{x}}}$, $\varepsilon_{\tilde{\mathbf{x}}}$ 为增广状态估计误差的稳态上界; T_0 为观测器进入稳态的时间。这表明传感器故障重构误差在有限时间内收敛至以原点为中心的有界邻域内, 且上界可由观测器参数预先调节。

执行器故障重构需要角加速度信息 $\dot{\boldsymbol{\Omega}}$ 。由于真实的角加速度 $\dot{\boldsymbol{\Omega}}$ 通常不可直接测量, 可以使用状态估计值 $\hat{\boldsymbol{\Omega}}$ 并通过数值微分来近似:

$$\dot{\boldsymbol{\Omega}} \approx \frac{\hat{\boldsymbol{\Omega}}(t_k) - \hat{\boldsymbol{\Omega}}(t_{k-1})}{\Delta t} \quad (45)$$

将动力学方程重写为:

$$\mathbf{J}\dot{\boldsymbol{\Omega}} + \boldsymbol{\Omega} \times (\mathbf{J}\boldsymbol{\Omega}) = \boldsymbol{\tau} + \mathbf{f}_a + \boldsymbol{\tau}_d \quad (46)$$

使用估计值代替真实值, 可以得到:

$$\mathbf{J}\dot{\hat{\boldsymbol{\Omega}}} + \hat{\boldsymbol{\Omega}} \times (\mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\Omega}}) \approx \boldsymbol{\tau} + \hat{\mathbf{f}}_a + \hat{\boldsymbol{\tau}}_d \quad (47)$$

式中: $\hat{\mathbf{f}}_a$ 是待求的执行器故障估计值; $\hat{\boldsymbol{\tau}}_d$ 是干扰估计值。整理可得:

$$\hat{\mathbf{f}}_a = \mathbf{J}\dot{\hat{\boldsymbol{\Omega}}} + \hat{\boldsymbol{\Omega}} \times (\mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\Omega}}) - \boldsymbol{\tau} - \hat{\boldsymbol{\tau}}_d \quad (48)$$

式中: $\mathbf{J}\dot{\hat{\boldsymbol{\Omega}}}$ 代表惯性项; $\hat{\boldsymbol{\Omega}} \times (\mathbf{J}\hat{\boldsymbol{\Omega}})$ 代表陀螺项; $\boldsymbol{\tau}$ 代表控制项; $\hat{\boldsymbol{\tau}}_d$ 代表干扰估计项。

执行器故障重构误差定义为 $\tilde{\mathbf{f}}_a = \mathbf{f}_a - \hat{\mathbf{f}}_a$, 将真实动力学方程与估计方程相减, 得到误差动态:

$$\begin{aligned} \tilde{f}_a = & J(\dot{\hat{\Omega}} - \dot{\hat{\Omega}}) + [\Omega \times (J\Omega) - \hat{\Omega} \times (J\hat{\Omega})] + \\ & (\tau_d - \hat{\tau}_d) \end{aligned} \quad (49)$$

其中误差来源包括角加速度估计误差项 $\dot{\hat{\Omega}} - \dot{\hat{\Omega}}$, 非线性项线性化误差项 $\Omega \times (J\Omega) - \hat{\Omega} \times (J\hat{\Omega})$, 干扰估计误差项 $\tau_d - \hat{\tau}_d$ 。

为分析执行器故障重构误差的收敛性, 引入如下引理。

引理 1 对于满足 Lipschitz 条件的非线性函数 $g(x) = \Omega \times (J\Omega)$, 存在 Lipschitz 常数 $L_g > 0$, 使得:

$$\|\Omega \times (J\Omega) - \hat{\Omega} \times (J\hat{\Omega})\| \leq L_g \|\Omega - \hat{\Omega}\| \quad (50)$$

基于上述引理及定理 1 的结论, 对式 (49) 两边取范数并利用三角不等式, 可得:

$$\begin{aligned} \|\tilde{f}_a\| \leq & \|J\| \cdot \|\dot{\hat{\Omega}} - \dot{\hat{\Omega}}\| + L_g \|\Omega - \hat{\Omega}\| + \\ & \|\tau_d - \hat{\tau}_d\| \end{aligned} \quad (51)$$

由定理 1 可知, 状态估计误差 $\tilde{x} = \bar{x} - \hat{x}$ 一致最终有界, 即存在正常数 ε_x 和 T_x , 使得当 $t \geq T_x$ 时, $\|\tilde{x}(t)\| \leq \varepsilon_x$ 。同时, 滑模等效控制保证了干扰估计误差的有界性, 即存在 $\varepsilon_d > 0$ 使得 $\|\tau_d - \hat{\tau}_d\| \leq \varepsilon_d$ 。对于数值微分引入的角加速度估计误差, 在采样时间 Δt 充分小的条件下, 该误差亦有界, 即存在 $\varepsilon_{\dot{\Omega}} > 0$ 使得 $\|\dot{\hat{\Omega}} - \dot{\hat{\Omega}}\| \leq \varepsilon_{\dot{\Omega}}$ 。

因此, 执行器故障重构误差满足:

$$\|\tilde{f}_a(t)\| \leq \|J\| \varepsilon_{\dot{\Omega}} + L_g \varepsilon_x + \varepsilon_d \triangleq \gamma_a, \quad \forall t \geq \max\{T_x, T_0\} \quad (52)$$

式 (52) 表明, 执行器故障重构误差 $\tilde{f}_a$ 将在有限时间内收敛至以原点为中心、半径为 γ_a 的有界邻域内。该上界 γ_a 由观测器增益、Lipschitz 常数及数值微分精度共同决定, 可通过调节观测器参数使其充分小。

综合式 (44) 和 (52), 本文所设计的广义滑模观测器能够实现对执行器故障与传感器故障的同步重构, 且重构误差均有明确的上界估计。这为后续容错控制器设计提供了可靠的故障信息支撑。

通过广义滑模观测器 (式 (21)) 实现对执行器故障 $\hat{f}_a(t)$ 与姿态角传感器故障 $\hat{f}_s(t)$ 的同步重构后, 即可将这些重构信息用于后续的容错控制器设计。设计一种复合连续快速非奇异终端滑模容错控制器, 确保系统在执行器与传感器同时故障的情况下仍能实现有限时间姿态跟踪。

2.7 重构信息补偿机制

为使上述重构信息有效作用于控制系统, 本节明确观测器输出与控制器输入之间的连接关系, 构建“观测→重构→补偿→控制”的完整主动容错闭环。

设广义滑模观测器 (式 (21)) 输出的增广状态估

计为:

$$\begin{aligned} \hat{x} = & [\hat{\Theta}^T, \hat{\Omega}^T]^T, \quad \hat{f}_a = [\hat{f}_{a1}, \hat{f}_{a2}, \hat{f}_{a3}]^T \\ \hat{f}_s = & [\hat{f}_{s1}, \hat{f}_{s2}, \hat{f}_{s3}]^T, \quad \hat{\tau}_d = [\hat{\tau}_{d1}, \hat{\tau}_{d2}, \hat{\tau}_{d3}]^T \end{aligned} \quad (53)$$

上述重构值按如下方式补偿至控制器。

1) 传感器故障补偿。利用 $\hat{f}_s$ 对含故障的测量输出 y 进行修正, 得到清洁的状态估计 $\hat{x}$ 。

$$\hat{\Theta} = y - \hat{f}_s, \quad \hat{\Omega} = \text{从观测器直接获得} \quad (54)$$

修正后的 $\hat{\Theta}$ 与 $\hat{\Omega}$ 用于构造跟踪误差。

2) 执行器故障补偿。将 $\hat{f}_a$ 直接以前馈形式叠加至控制律, 抵消实际执行器故障的影响。

3) 干扰补偿。将 $\hat{\tau}_d$ 同样以前馈形式叠加至控制律, 抑制外部干扰。

上述补偿关系可概括为图 2 中数据流: 观测器输出 $\hat{x}$ 、 $\hat{f}_a$ 、 $\hat{\tau}_d$ 直接馈入控制器, 控制器输出 τ 驱动四旋翼系统, 形成闭环容错结构。

2.8 算法实现步骤

结合前述观测器设计、故障重构与补偿机制可以形成如下算法流程。

步骤 1) 初始化, 设置观测器增益矩阵 N 、 T 、 Ξ 、 A 及控制器参数 b_i 、 c_i 、 w_i 、 n_i 、 k_i 、 j_i 、 α_i 、 η_i 、 ρ_i 。

步骤 2) 数据采集, 获取含故障的测量输出 $y = \Theta + f_s$ 。

步骤 3) 观测器更新, 根据式 (21) 计算 $\dot{z}$, 更新增广状态估计 $\hat{x}_a = [\hat{\Theta}^T, \hat{\Omega}^T, \hat{f}_a^T, \hat{f}_s^T]^T$ 。

步骤 4) 传感器故障补偿, 根据式 (54) 计算清洁状态 $\hat{\Theta} = y - \hat{f}_s$ 。

步骤 5) 误差计算, 计算跟踪误差 $e = \hat{\Theta} - \Theta_d$, $\dot{e} = \dot{\hat{\Theta}} - \dot{\Theta}_d$ 。

步骤 6) 滑模面计算, 根据式 (57) 计算 σ_ϕ 、 σ_θ 、 σ_ψ 。

步骤 7) 控制律计算, 根据式 (58) 计算虚拟控制力矩 τ_p 、 τ_q 、 τ_r 。

步骤 8) 控制分配, 根据式 (1) 将 τ 映射为 4 个旋翼转速指令。

步骤 9) 输出执行, 将转速指令发送至电机驱动器, 返回步骤 2)。

3 含执行电机及角速度传感器重构结论的非奇异滑模容错控制律设计

本文构建的容错控制系统采用“故障重构—状态补偿—容错控制”一体化架构, 其核心模块包括: 广义滑模观测器、复合连续非奇异终端滑模控制器、控制分配模块、四旋翼姿态系统模型以及故障与干扰注入模块。四旋翼无人机姿态系统复合连续快速非奇异终端滑模控制结构框图如图 2 所示。

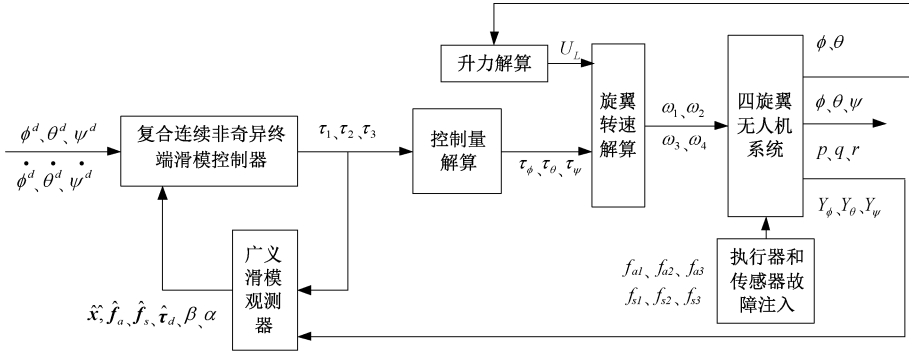


图2 集成广义滑模重构观测器的四旋翼无人机姿态容错控制系统

Fig. 2 Attitude fault-tolerant control system for a quadrotor UAV with integrated generalized sliding mode reconstruction observer

系统输出 y 经传感器故障注入后,与虚拟控制力矩 τ 一并送入广义滑模观测器。观测器基于含故障的测量值实时估计清洁状态 $\hat{x}$ 、执行器故障 $\hat{f}_a$ 、传感器故障 $\hat{f}_s$ 及干扰 $\hat{\tau}_d$ 。控制器直接利用 $\hat{x}$ (已隐含传感器故障补偿) 与 $\hat{f}_a$ 、 $\hat{\tau}_d$ 进行前馈补偿与滑模反馈,计算虚拟力矩 τ 。控制分配模块将 τ 转换为电机转速指令,驱动四旋翼系统。四旋翼姿态系统模型注入预设的 $f_a(t)$ 与 $f_s(t)$, 形成故障注入下的闭环系统。更新后的系统输出反馈至观测器与控制,实现持续在线的故障重构与容错调节。

该系统通过广义滑模观测器实现故障解耦与清洁状态估计,并将重构信息前馈补偿至滑模控制器,从而在传感器与执行器多重故障及外部干扰并存的情况下,仍能保证姿态跟踪的快速性、精度与鲁棒性。

假设1 姿态系统(式(8))中外外部干扰力矩 τ_d^p 、 τ_d^q 、 τ_d^r 是可微的,并且他们的导数是有限的,即:

$$|\dot{\tau}_d^p| \leq l_{dp}, |\dot{\tau}_d^q| \leq l_{dq}, |\dot{\tau}_d^r| \leq l_{dr} \quad (55)$$

式中: l_{dp} 、 l_{dq} 和 l_{dr} 是正常数。

基于广义滑模观测器输出的清洁状态估计 $\hat{\Theta} = [\hat{\phi}, \hat{\theta}, \hat{\psi}]^T$ 与 $\hat{\Omega} = [\hat{p}, \hat{q}, \hat{r}]^T$ (已通过式(54)完成传感器故障补偿),定义三轴跟踪偏差如下:

$$\begin{cases} e_\phi = \hat{\phi} - \phi_d \\ e_\theta = \hat{\theta} - \theta_d \\ e_\psi = \hat{\psi} - \psi_d \end{cases}, \begin{cases} e_p = \hat{p} - p_d \\ e_q = \hat{q} - q_d \\ e_r = \hat{r} - r_d \end{cases} \quad (56)$$

结合控制偏差定义,设计滚转、俯仰、偏航三通道快速非奇异终端滑模面:

$$\begin{cases} \sigma_\phi = e_\phi + \frac{1}{b_1} |\dot{e}_\phi|^{\frac{w_1}{n_1}} \text{sign}(\dot{e}_\phi) + \frac{1}{c_1} |e_\phi|^{\frac{k_1}{j_1}} \text{sign}(e_\phi) \\ \sigma_\theta = e_\theta + \frac{1}{b_2} |\dot{e}_\theta|^{\frac{w_2}{n_2}} \text{sign}(\dot{e}_\theta) + \frac{1}{c_2} |e_\theta|^{\frac{k_2}{j_2}} \text{sign}(e_\theta) \\ \sigma_\psi = e_\psi + \frac{1}{b_3} |\dot{e}_\psi|^{\frac{w_3}{n_3}} \text{sign}(\dot{e}_\psi) + \frac{1}{c_3} |e_\psi|^{\frac{k_3}{j_3}} \text{sign}(e_\psi) \end{cases} \quad (57)$$

参数约束条件为 $w_i > n_i > 0, k_i > j_i > 0, w_i/n_i > 1, k_i/j_i > 1, i = 1, 2, 3$ 。

定理2 若受扰四旋翼无人机姿态跟踪误差系统(式(4))所受干扰满足假设1,如下复合连续快速非奇异终端滑模控制器,可以保证姿态角跟踪误差 e_ϕ, e_θ, e_ψ 有限时间收敛到0,其中, $-\hat{f}_{a1}, -\hat{f}_{a2}, -\hat{f}_{a3}$ 为执行器故障前馈补偿项, $-J_x \hat{\tau}_{d1}, -J_y \hat{\tau}_{d2}, -J_z \hat{\tau}_{d3}$ 为干扰前馈补偿项, $-f_{A1}, -f_{A2}, -f_{A3}$ 为非线性耦合补偿项, $-\eta_i \sigma_i^{\alpha_i} \text{sat}(\cdot) - \text{Terminal}_i$ 为滑模鲁棒项。

$$\begin{cases} \tau_p = -f_{A1} - \hat{f}_{a1} - J_x \hat{\tau}_{d1} - \eta_1 \sigma_\phi^{\alpha_1} \text{sat}\left(\frac{\sigma_\phi}{\rho_1}\right) - \text{Terminal}_1 \\ \tau_q = -f_{A2} - \hat{f}_{a2} - J_y \hat{\tau}_{d2} - \eta_2 \sigma_\theta^{\alpha_2} \text{sat}\left(\frac{\sigma_\theta}{\rho_2}\right) - \text{Terminal}_2, \\ \tau_r = -f_{A3} - \hat{f}_{a3} - J_z \hat{\tau}_{d3} - \eta_3 \sigma_\psi^{\alpha_3} \text{sat}\left(\frac{\sigma_\psi}{\rho_3}\right) - \text{Terminal}_3 \end{cases} \quad (58)$$

其中,

$$\begin{cases} f_{A1} = \frac{1}{J_x} (J_z - J_y) \hat{q} \hat{r} \\ \text{Terminal}_1 = \frac{n_1 b_1}{w_1} e_\phi^{(2n_1-w_1)/n_1} \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} e_\phi^{(k_1-j_1)/j_1}\right) \end{cases} \quad (59)$$

$$\begin{cases} f_{A2} = \frac{1}{J_y} (J_x - J_z) \hat{p} \hat{r} \\ \text{Terminal}_2 = \frac{n_2 b_2}{w_2} e_\theta^{(2n_2-w_2)/n_2} \left(1 + \frac{k_2}{c_2 j_2} e_\theta^{(k_2-j_2)/j_2}\right) \end{cases} \quad (60)$$

$$\begin{cases} f_{A3} = \frac{1}{J_z} (J_y - J_x) \hat{p} \hat{q} \\ \text{Terminal}_3 = \frac{n_3 b_3}{w_3} e_\psi^{(2n_3-w_3)/n_3} \left(1 + \frac{k_3}{c_3 j_3} e_\psi^{(k_3-j_3)/j_3}\right) \end{cases} \quad (61)$$

4 稳定性分析

由姿态容错控制系统的动态特性及复合终端滑模控制器的设计可见,滚转、俯仰与偏航 3 个通道在动力学模型和控制结构上具有对称性。因此,在论证定理 2 时,可选取其中一个通道进行分析,所得结论可推广至其余通道。为不失一般性,本文将以滚转通道为例,证明所设计的控制器能够使滚转角跟踪误差 e_ϕ 在有限时间内收敛至零。

滑模控制的核心思想是首先驱使系统状态到达滑模面(第 1 阶段),进而沿滑模面运动至平衡点(第 2 阶段)。为严格证明定理 2 中姿态跟踪误差 e_ϕ, e_θ, e_ψ 的有限时间收敛性,本文采用两阶段稳定性分析方法,分别论证滑模变量与跟踪误差的收敛性。第 1 阶段主要进行滑模面有限时间收敛的证明。首先证明所设计的复合连续快速非奇异终端滑模面 $\sigma_i (i = \phi, \theta, \psi)$ 可在有限时间 T_1 内收敛至 0。该阶段的关键在于构造合适的 Lyapunov 函数,并利用观测器提供的故障与干扰估计信息,证明在控制器作用下滑模面的导数满足有限时间稳定条件。第 2 阶段主要进行跟踪误差有限时间收敛的证明。在滑模面已收敛(即 $\sigma_i = 0$)的前提下,分析滑模流形上的等效动力学。通过解算滑模方程,证明跟踪误差 e_i 及其导数 $\dot{e}_i$ 将在另一有限时间 T_2 内渐近收敛至 0。

4.1 滚转通道滑模变量有限时间收敛性证明

首先定义 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} \sigma_\phi^2 \quad (62)$$

对滑模面求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_\phi = \dot{e}_\phi + \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \ddot{e}_\phi + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \dot{e}_\phi = \\ \dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) + \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \ddot{e}_\phi \end{aligned} \quad (63)$$

从四旋翼无人机姿态系统动力学方程:

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi = \hat{p} - \ddot{\phi}_d = \frac{1}{J_x} [(J_z - J_y) \hat{q}\hat{r} + \tau_p + f_{a1} + \\ J_x \tau_{d1}] - \ddot{\phi}_d \end{aligned} \quad (64)$$

代入控制律 τ_p , 得:

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi = \frac{1}{J_x} [(J_z - J_y) \hat{q}\hat{r} - f_{A1} - \hat{f}_{a1} - J_x \hat{\tau}_{d1} - \\ \eta_1 | \sigma_\phi |^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) - \text{Terminal}_1 + f_{a1} + J_x \tau_{d1}] - \ddot{\phi}_d \end{aligned} \quad (65)$$

由于控制器中设计了非线性前馈补偿项 $f_{A1} = \frac{1}{J_x} (J_z - J_y) \hat{q}\hat{r}$, 该补偿项与系统动力学中的非线性耦合项完全匹配,代入后二者精确抵消:

$$(J_z - J_y) \hat{q}\hat{r} - f_{A1} =$$

$$(J_z - J_y) \hat{q}\hat{r} - \frac{1}{J_x} (J_z - J_y) \hat{q}\hat{r} \cdot J_x = 0 \quad (66)$$

因此,闭环误差动力学简化为:

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi = \frac{1}{J_x} [\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1} - \eta_1 \sigma_\phi^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) - \text{Terminal}_1] - \ddot{\phi}_d = \\ \frac{1}{J_x} [\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}] - \frac{1}{J_x} \eta_1 \sigma_\phi^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) - \frac{1}{J_x} \text{Terminal}_1 - \ddot{\phi}_d \end{aligned} \quad (67)$$

式中: $\tilde{f}_{a1} = f_{a1} - \hat{f}_{a1}$; $\tilde{\tau}_{d1} = \tau_{d1} - \hat{\tau}_{d1}$ 。至此,原系统中的非线性耦合项已被完全抵消,闭环动态仅依赖于故障/干扰估计误差及滑模控制项。

对 Lyapunov 函数求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = \sigma_\phi \dot{\sigma}_\phi = \sigma_\phi \left[\dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) + \right. \\ \left. \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \ddot{e}_\phi \right] \end{aligned} \quad (68)$$

代入 $\ddot{e}_\phi$ 并整理可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = \\ \sigma_\phi \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \left[\frac{b_1 n_1}{w_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{1-\frac{w_1}{n_1}} \dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) + \ddot{e}_\phi \right] = \\ \sigma_\phi \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \Psi \end{aligned} \quad (69)$$

其中:

$$\Psi = \frac{b_1 n_1}{w_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{1-\frac{w_1}{n_1}} \dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) + \ddot{e}_\phi \quad (70)$$

代入 $\ddot{e}_\phi$ 到 Ψ , 可得:

$$\begin{aligned} \Psi = \frac{b_1 n_1}{w_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{1-\frac{w_1}{n_1}} \dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) + \\ \frac{1}{J_x} [\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}] - \frac{1}{J_x} \eta_1 | \sigma_\phi |^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) - \frac{1}{J_x} \text{Terminal}_1 - \ddot{\phi}_d \end{aligned} \quad (71)$$

由于终端滑模项设计为:

$$\text{Terminal}_1 = \frac{n_1 b_1}{w_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{2n_1 - w_1}{n_1}} \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) \quad (72)$$

且:

$$\begin{aligned} \frac{b_1 n_1}{w_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{1-\frac{w_1}{n_1}} \dot{e}_\phi \left(1 + \frac{k_1}{c_1 j_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}-1} \right) - \frac{1}{J_x} \text{Terminal}_1 - \\ \ddot{\phi}_d = 0 \end{aligned} \quad (73)$$

因此:

$$\Psi = \frac{1}{J_x} [\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}] - \frac{1}{J_x} \eta_1 | \sigma_\phi |^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) \quad (74)$$

Lyapunov 函数求导最终可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \sigma_\phi \frac{w_1}{b_1 n_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \left[\frac{1}{J_x} (\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}) - \right. \\ & \left. \frac{1}{J_x} \eta_1 \left| \sigma_\phi \right|^{\alpha_1} \text{sat}(\cdot) \right] = - \frac{w_1 \eta_1}{b_1 n_1 J_x} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \left| \sigma_\phi \right|^{\alpha_1+1} + \\ & \frac{w_1}{b_1 n_1 J_x} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \sigma_\phi (\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}) \end{aligned} \quad (75)$$

由于观测器保证估计误差有界 $|\tilde{f}_{a1} + J_x \tilde{\tau}_{d1}| \leq \Delta_1^{\text{new}}$,

选择 η_1 满足 $\eta_1 > \frac{\Delta_1^{\text{new}}}{\rho_1}$, 则当 $|\sigma_\phi| \geq \rho_1$ 时, 有:

$$\dot{V}_1 \leq -\kappa_1 \left| \sigma_\phi \right|^{\alpha_1+1} \leq -\kappa_1 (2V_1)^{\frac{\alpha_1+1}{2}} \quad (76)$$

式中:

$$\kappa_1 = \frac{w_1}{b_1 n_1 J_x} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}-1} \left(\eta_1 - \frac{\Delta_1^{\text{new}}}{\rho_1} \right) > 0 \quad (77)$$

根据有限时间稳定性定理, 滑模面在有限时间内收敛:

$$T_1 \leq \frac{2V_1(0)^{\frac{1-\alpha_1}{2}}}{\kappa_1(1-\alpha_1)} \quad (78)$$

综上可得, σ_ϕ 有限时间内收敛到 0。

4.2 滚转角跟踪误差有限时间收敛性证明

在滑模面收敛后, 当 $\sigma_\phi = 0$ 时, 有:

$$e_\phi + \frac{1}{b_1} \left| \dot{e}_\phi \right|^{\frac{w_1}{n_1}} \text{sign}(\dot{e}_\phi) + \frac{1}{c_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}} \text{sign}(e_\phi) = 0 \quad (79)$$

上述系统等效以下系统:

$$\begin{aligned} \dot{e}_\phi = & -b_1 \left| e_\phi + \frac{1}{c_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}} \text{sign}(e_\phi) \right|^{\frac{n_1}{j_1}} \cdot \\ & \text{sign} \left(e_\phi + \frac{1}{c_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}} \text{sign}(e_\phi) \right) \end{aligned} \quad (80)$$

定义 Lyapunov 函数为:

$$V_2 = \frac{1}{2} e_\phi^2 \quad (81)$$

对函数求导可得:

$$\dot{V}_2 = e_\phi \dot{e}_\phi = -b_1 e_\phi \left| \Phi(e_\phi) \right|^{\frac{n_1}{j_1}} \text{sign}(\Phi(e_\phi)) \quad (82)$$

其中, $\Phi(e_\phi) = e_\phi + \frac{1}{c_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}} \text{sign}(e_\phi)$ 。由于 $\frac{k_1}{j_1} > 1$,

当 $e_\phi \neq 0$ 时, 有:

$$\text{sign}(\Phi(e_\phi)) = \text{sign}(e_\phi) \quad (83)$$

因此, 有:

$$\dot{V}_2 = -b_1 \left| e_\phi \right| \cdot \left| \Phi(e_\phi) \right|^{\frac{n_1}{j_1}} \leq$$

$$\begin{aligned} & -b_1 \left| e_\phi \right| \cdot \left(\frac{1}{c_1} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1}{j_1}} \right)^{\frac{n_1}{j_1}} = -\frac{b_1}{c_1^{\frac{n_1}{j_1}}} \left| e_\phi \right|^{\frac{k_1 n_1}{j_1} + 1} \\ & \text{令 } \beta = 1 + \frac{k_1 n_1}{j_1} > 1, \gamma = \frac{b_1}{c_1^{\frac{n_1}{j_1}}} > 0。 \end{aligned} \quad (84)$$

则 $\dot{V}_2 \leq -\gamma \left| e_\phi \right|^\beta = -\gamma (2V_2)^{\frac{\beta}{2}}$ 。

综上, 误差 e_ϕ 在有限时间内收敛到 0。

$$T_2 \leq \frac{2V_2(0)^{\frac{1-\beta}{2}}}{\gamma(1-\beta)} = \frac{\left| e_\phi(0) \right|^{1-\beta}}{\gamma(1-\beta)} \quad (85)$$

系统总体收敛时间为:

$$T_{\text{total}} = T_1 + T_2 \leq \frac{2V_1(0)^{\frac{1-\alpha_1}{2}}}{\kappa_1(1-\alpha_1)} + \frac{\left| e_\phi(0) \right|^{1-\beta}}{\gamma(1-\beta)} \quad (86)$$

5 仿真研究

为验证本文所提出的基于广义滑模观测器的四旋翼无人机主动容错控制策略的有效性与鲁棒性, 本节进行数值仿真。仿真目的主要有两点: 1) 评估所提方法在不同强度故障场景下的故障重构精度与姿态跟踪性能; 2) 对比所提容错控制方法与两种现有方法在典型故障工况下的控制品质与抗干扰能力。

四旋翼无人机仿真初始状态设定为 $\phi(0) = \theta(0) = \psi(0) = 0 \text{ rad}$, $p(0) = q(0) = r(0) = 0 \text{ rad/s}$ 。

无人机本体物理参数设定为质量 $m = 0.8 \text{ kg}$, 转动惯量 $J_x = J_y = 5.445 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_z = 1.089 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 臂长 $l = 0.165 \text{ m}$ 。

姿态角跟踪指令设定为时变曲线 $\phi_d(t) = -8^\circ + 16^\circ \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right)$, $\theta_d(t) = -16^\circ \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right)$, $\psi_d(t) = 0^\circ$ 。

外部时变干扰力矩 τ_{dp} 、 τ_{dq} 、 τ_{dr} 的设定如表 1 所示。

表 1 外部干扰力矩配置

Table 1 External disturbance torque configuration

时间区间/s	干扰力矩/(N·m)
$0 \leq t \leq 1.5$	$\tau_{dp} = 0, \tau_{dq} = 0, \tau_{dr} = 0$
$1.5 < t \leq 5.5$	$\tau_{dp} = -9, \tau_{dq} = 10, \tau_{dr} = -9$
	$\tau_{dp} = -8 - 3\cos(0.25\pi t)$
$t > 5.5$	$\tau_{dq} = 9 + 3\cos(0.25\pi t)$
	$\tau_{dr} = -8 - 3\cos(0.25\pi t)$

在上述设定基础上, 进行两组对比仿真实验。设置 3 种强度递增的故障场景, 分析所提方法在多故障并发情况下的故障重构能力与姿态保持性能。以第 3 种故障

场景为测试工况,将本文方法与自适应 PID 控制器 (adaptive PID, A-PID) 及连续快速非奇异终端滑模控制器 (continuous fast nonsingular terminal sliding mode, CCFNTSM) 进行对比,综合评估 3 种方法在跟踪精度、收敛速度与平滑性等方面的差异。

5.1 多故障场景仿真分析

为评估本文所提广义滑模重构控制器 (generalized sliding mode reconstruction controller, GSRC) 在多故障并发场景下的容错能力,设置 3 组强度递增的故障场景进行仿真验证。故障统一于 $t=4\text{ s}$ 注入,持续至 $t=15\text{ s}$ 。

观测器参数设置为自适应增益常数 $\gamma_1 = 0.01$, Lipschitz 参数初值 $\beta(0) = 1.0$,滑模增益初值 $\alpha_0 = 0.5$,自适应常数 $\eta = 0.1$,自适应增益初值 $\alpha(0) = 0.5$,平滑参数 $\theta = 0.01$ 。

控制器参数设置为 $b_i = 2.0, c_i = 1.5, w_i = 5, n_i = 3, k_i = 5, j_i = 3, \alpha_i = 0.5, \eta_i = 0.5, \rho_i = 0.01, i = 1, 2, 3$ 。

3 组故障场景配置如下:场景 1 为滚转角 ϕ 偏置 0.1 rad ,无执行器故障;场景 2 为滚转角 ϕ 偏置 0.15 rad 与滚转通道效率 70% ;场景 3 为滚转角 ϕ 完全失效、俯仰角 θ 偏置 0.2 rad 与俯仰通道效率 40% 。故障强度逐级递增。

3 组故障场景下滚转角、俯仰角及偏航角的响应曲线如图 3 所示。

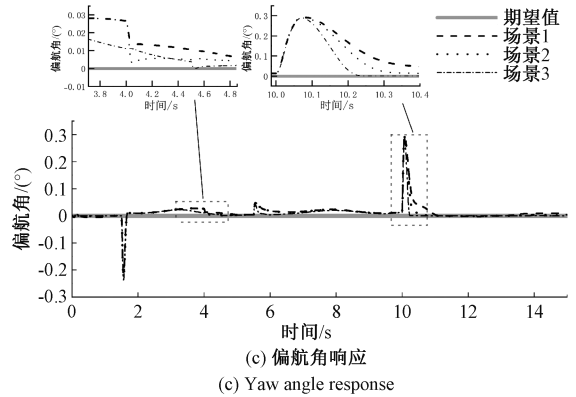
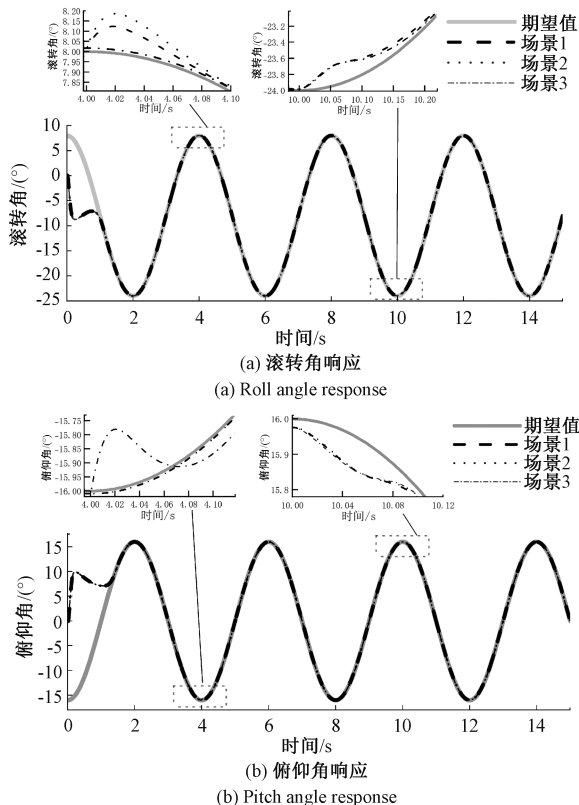


图3 3种故障场景下姿态角输出响应曲线对比
Fig. 3 Comparison of attitude angle output response curves

由图 3 可见,3 组故障场景下滚转角均能有效跟踪期望指令。故障发生前 ($0\sim 4\text{ s}$),3 组场景的跟踪误差基本一致。故障注入后,场景 1 的故障中均方根误差 (RMSE) 为 0.0313° ,冲击峰值为 0.1305° ;场景 2 的故障中 RMSE 为 0.0307° ,冲击峰值为 0.1953° ;场景 3 的故障中 RMSE 仅为 0.0263° ,冲击峰值为 0.0175° 。3 组场景的调节时间均为 0.92 s ,衰减度均小于 0.01 倍,表明 GSRC 在滚转通道具有优异的故障容错能力。

场景 1 和 2 未对俯仰通道施加直接故障,其故障中 RMSE 分别仅为 0.0169° 和 0.0165° 。场景 3 施加了 θ 偏置 0.2 rad 与俯仰效率 40% 的双重故障,其故障中 RMSE 略微上升至 0.0266° ,冲击峰值为 0.2637° 。故障发生后系统仍能快速收敛,稳态误差保持在 0.03° 以内,衰减度均为 0.00 倍。

偏航角期望指令恒为 0° 。由图 3 可知,场景 1 和 2 未对偏航通道施加直接故障,其故障中 RMSE 分别为 0.0368° 和 0.0334° ,偏航角稳态漂移速率均 $< 0.0015^\circ/\text{s}$ 。

表 2 为 3 组故障场景下的关键性能指标。从故障中 RMSE 来看,GSRC 在滚转、俯仰、偏航 3 个通道的跟踪误差均控制在 0.04° 以内,最大冲击峰值为 0.2637° 。上述结果表明,即便在故障强度逐级递增的极端工况下,系统仍能保持高精度、快速收敛的姿态跟踪性能。

5.2 不同控制器对比仿真分析

为进一步验证本文所提 GSRC 的优越性,以故障强度最高的场景 3 为测试工况,将 GSRC 与两种现有方法进行对比分析。

方法 1 为自适应 PID 控制器^[30],控制律为 $\tau = -K_p e - K_i \int e dt - K_d \dot{e}$,参数通过自适应律在线调整,依靠积分饱和和作用在一定程度上抑制故障影响。

方法 2 为连续快速非奇异终端滑模控制器^[31],控制律为 $\tau = -f_A - \hat{D} - \eta |\sigma|^\alpha \text{sgn}(\sigma) - \text{Terminal}$,具有有限

表 2 3 种故障场景性能指标汇总

Table 2 Summary of performance indicators for three fault scenarios

通道	场景	均方根误差/(°)	冲击峰值/(°)	调节时间/s
滚转	场景 1	0.031 3	0.130 5	0.92
	场景 2	0.030 7	0.195 3	0.92
	场景 3	0.026 3	0.017 5	0.92
俯仰	场景 1	0.016 9	0.017 9	4.00
	场景 2	0.016 5	0.018 0	4.00
	场景 3	0.026 6	0.263 7	4.00
偏航	场景 1	0.036 8	0.026 6	4.00
	场景 2	0.033 4	0.026 6	4.00
	场景 3	0.028 0	0.011 1	4.00

时间收敛和抖振抑制能力,但将故障与干扰统一处理。

这两种对比方法均配置扩张状态观测器 (extended state observer, ESO),此观测器可以估计集总扰动,将执行器故障与外部干扰统一视为一个未知项进行估计和补偿。该方法设计简单、响应快速,但无法区分故障类型,对传感器故障缺乏直接的补偿手段,难以实现针对性的主动容错。

本文方法 GSRC 采用广义滑模观测器,将执行器故障与传感器故障同时增广为系统状态,实现两类故障的同步解耦与精确重构。基于重构的传感器故障对测量输出进行修正,获得清洁的状态反馈;基于重构的执行器故障和干扰信息,在控制律中分别以前馈形式叠加补偿项,实现故障的主动抵消与干扰抑制。

3 种控制器均采用相同的四旋翼模型进行仿真。故障于 $t=4\text{ s}$ 注入,持续至 $t=15\text{ s}$ 。图 4~7 所示分别为 3 种控制器在滚转角、俯仰角、偏航角、虚拟控制力矩及 4 个旋翼转速等方面的对比曲线。

由图 4 可知,GSRC 在三通道均表现出最优的跟踪性能。在滚转通道,GSRC 的故障后 RMSE 为 0.024 ° ,优于 A-PID 的 0.382 ° 和 CCFNTSM 的 10.674 ° 。在俯仰

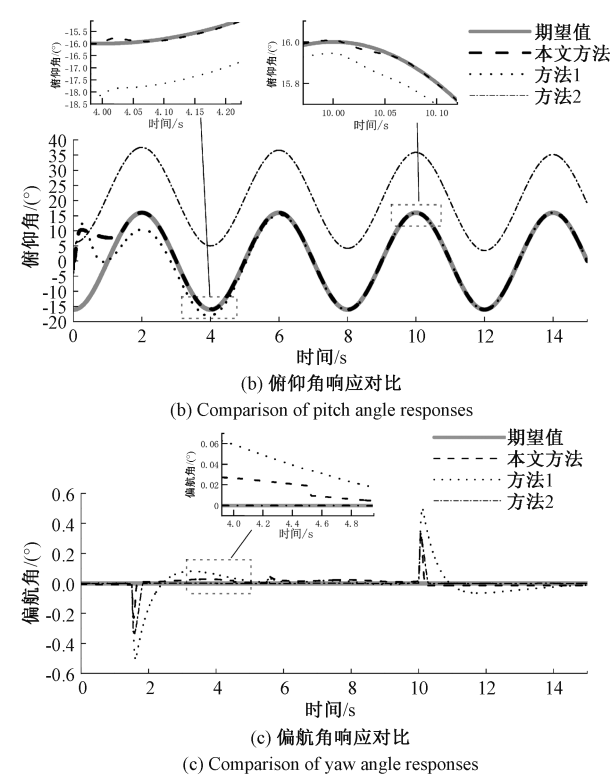
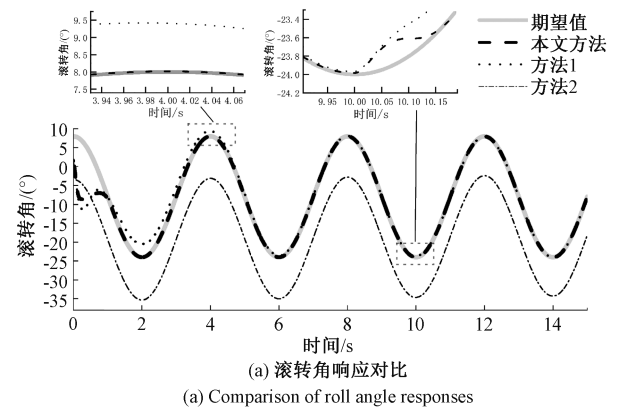


图 4 3 种控制器姿态角响应对比

Fig. 4 Comparison of attitude angle responses of three controllers

通道,GSRC 的故障后 RMSE 为 0.023 ° ,调节时间 1.26 s ;A-PID 的 RMSE 为 0.578 ° ,调节时间 6.30 s ;CCFNTSM 的 RMSE 高达 19.976 ° 且未收敛。在偏航通道,GSRC 的故障后 RMSE 为 0.032 ° ,与 CCFNTSM 的 0.031 ° 相当,优于 A-PID 的 0.078 ° 。上述结果表明,GSRC 对传感器完全失效、执行器效率下降故障均具有最强的容错能力。

图 5 是 3 种控制器的控制偏差对比,其中 GSRC 的收敛速度最快、稳态精度最高。滚转通道中,GSRC 的故障后 RMSE 为 0.024 ° ,调节时间 1.01 s ;A-PID 调节时间长达 5.65 s ;CCFNTSM 完全发散。俯仰通道中,GSRC 的故障后 RMSE 为 0.023 ° ,调节时间 1.35 s ,成功重构了 0.2 rad 偏置故障;A-PID 调节时间 6.30 s ;CCFNTSM 偏置补偿量仅为 0.89 ,未能完全补偿。

图 6 是 3 种控制器虚拟控制力矩对比情况。在控制平滑性与抖振抑制方面,GSRC 显著优于对比方法。滚转力矩中,GSRC 的抖振能量为 2.14 ,优于 A-PID 的 2.53 ,远优于 CCFNTSM 的 383.58 ;平均变化率与 A-PID 相当。俯仰力矩中,GSRC 的抖振能量为 2.58 ,优于 A-PID 的 3.04 ,调节时间仅 0.32 s ,远快于 A-PID 的 1.12 s 。偏航力矩中,GSRC 的抖振能量为 0.038 ° ,控制

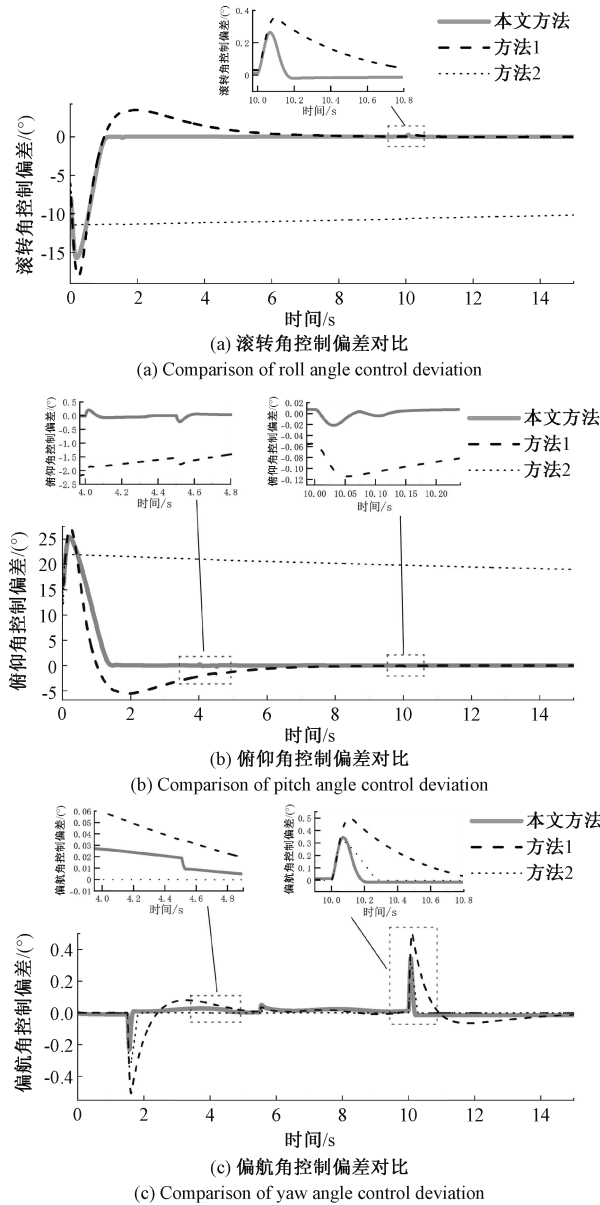
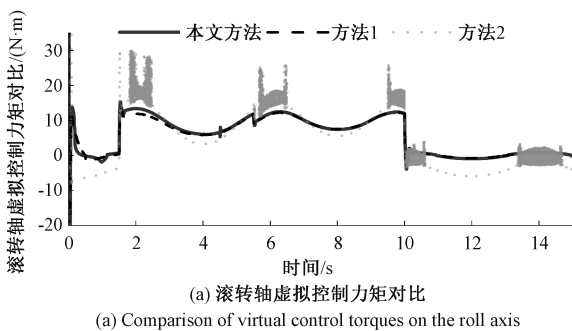


图 5 3 种控制器姿态角控制偏差对比

Fig. 5 Comparison of attitude angle control deviations of three controllers



(a) Comparison of virtual control torques on the roll axis

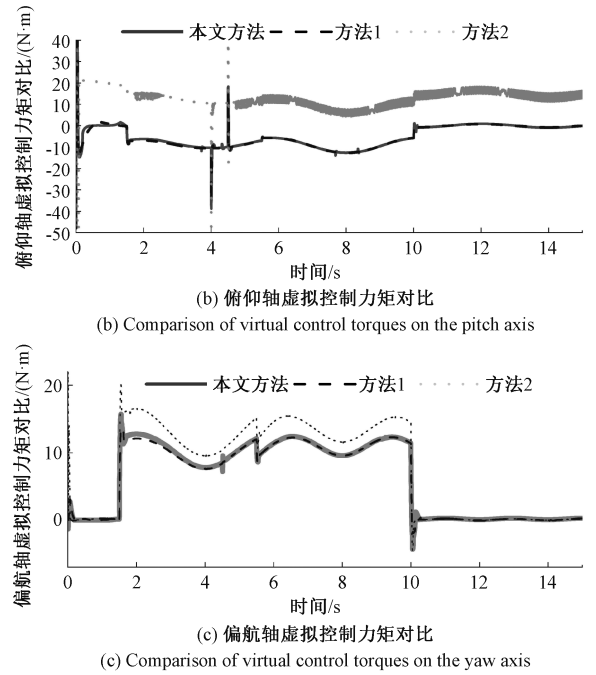
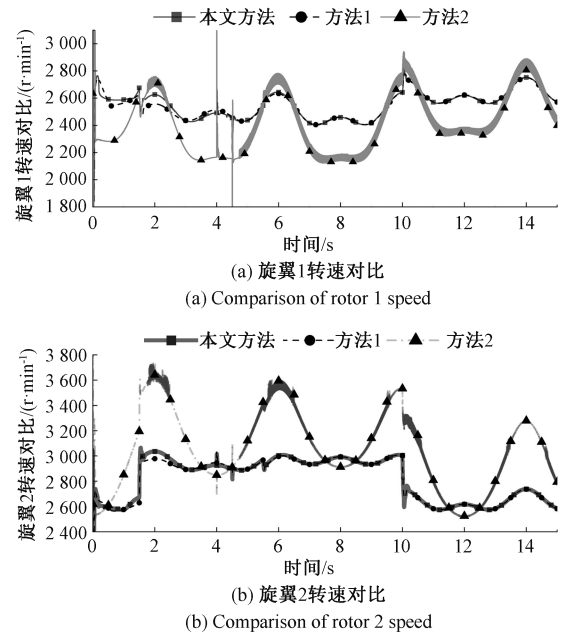


图 6 3 种控制器虚拟控制力矩对比

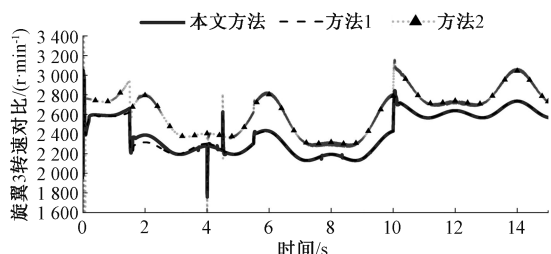
Fig. 6 Comparison of virtual control torques of three controllers

能量为 1 017.86。CCFNTSM 在三通道中均出现大幅抖振与控制量饱和,其抖振能量超出 GSRC 两个数量级,控制能量(如 1 565.75)已超出电机实际输出能力,表明该方法在实际工程中难以实现。

由图 7 可知,GSRC 与 A-PID 的转速平稳性相当。4 个旋翼中,GSRC 的变异系数均小于 6.1%,安全违反率极低。CCFNTSM 的转速波动剧烈,变异系数高达 8.8%~11.5%,切换率高达 758~792 Hz。该切换率已远

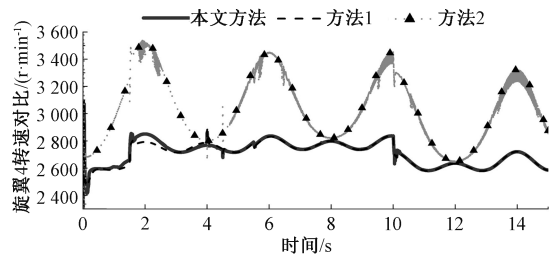


(b) Comparison of rotor 2 speed



(c) 旋翼3转速对比

(c) Comparison of rotor 3 speed



(d) 旋翼4转速对比

(d) Comparison of rotor 4 speed

图7 3种控制器旋翼转速对比

Fig.7 Comparison of rotor speeds of three controllers

超电机驱动器的实际响应带宽,会导致电机频繁换向与过热,在实际工程中无法实现,会显著缩短电机寿命。GSRC的控制能量与A-PID处于同一量级,未因容错设计而显著增加能耗。

GSRC在极端故障工况下表现出最优的综合性能。跟踪精度方面,故障后RMSE分别为 0.0248° (滚转)、 0.0234° (俯仰)、 0.0323° (偏航),均优于对比方法;收敛速度方面,调节时间最短(滚转 0.92 s 、俯仰 1.26 s);控制品质方面,抖振能量较CCFNTSM降低两个数量级;能耗方面,控制能量与A-PID相当。A-PID虽结构简单,但对传感器完全失效的容错能力不足。CCFNTSM则出现严重抖振与控制发散,其抖振能量超出工程可接受范围,控制量远超电机输出极限,不具备实际可行性。上述结果验证了GSRC在多故障并发场景下的优越性与工程实用性。

6 实验及结果分析

为进一步验证本文所提出的集成广义滑模重构观测器与复合连续非奇异终端滑模容错控制算法在实际工程环境中的可行性与有效性,在理论分析的基础上,搭建了四旋翼无人机硬件在环(hardware-in-the-loop, HIL)实验系统,开展多故障并发场景下的容错控制实验。

HIL实验平台的硬件部分主要包括1台装有MATLAB/Simulink和RflySim工具链的宿主计算机、1个Pixhawk自动驾驶仪、用于数据通信的USB串行线以及三维可视化显示器。实验系统的硬件组成如图8所示。



图8 硬件在环实验平台硬件组成

Fig.8 The hardware composition of HIL experimental platform

实验系统的结构框图如图9所示。实验准备阶段,首先将本文设计的广义滑模观测器与控制器通过代码生成技术编译并烧录至Pixhawk飞控中;同时,将四旋翼无人机动力学模型(含执行器与传感器故障注入接口)封装为动态链接库文件,供实时仿真器调用。实验过程中,实时仿真器以实时模式运行被控对象的动力学模型,并通过串行通信接口向Pixhawk发送模拟传感器数据;Pixhawk运行被测试的容错控制算法,根据接收到的数据计算出控制指令,再回传至实时仿真器,驱动虚拟四旋翼模型完成闭环控制。

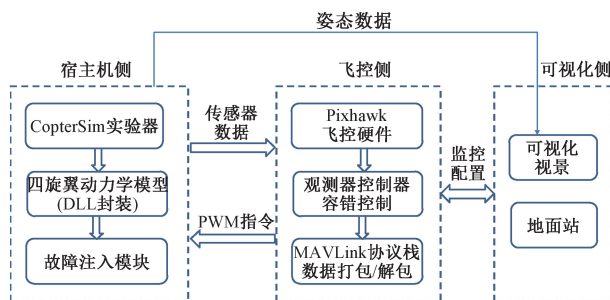


图9 硬件在环实验系统结构框图

Fig.9 Block diagram of the HIL experimental system

为与第5章数值计算结果保持对比,HIL实验采用相同的四旋翼物理参数和姿态角跟踪指令,其中姿态角指令设置为 $\phi_d(t) = -8^\circ + 16^\circ \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right)$, $\theta_d(t) = -16^\circ \cos\left(\frac{\pi}{2}t\right)$, $\psi_d(t) = 0^\circ$ 。故障场景采用第5章的场景3,具体配置为滚转通道 ϕ 传感器完全失效、俯仰通道 θ 偏置 0.2 rad 、俯仰通道执行器效率下降40%。故障于实验开始后第4s注入。外部干扰力矩配置与表1相同。

在HIL实验平台上运行上述实验方案,记录姿态角的跟踪响应曲线和控制偏差曲线,分别如图10和11所示。

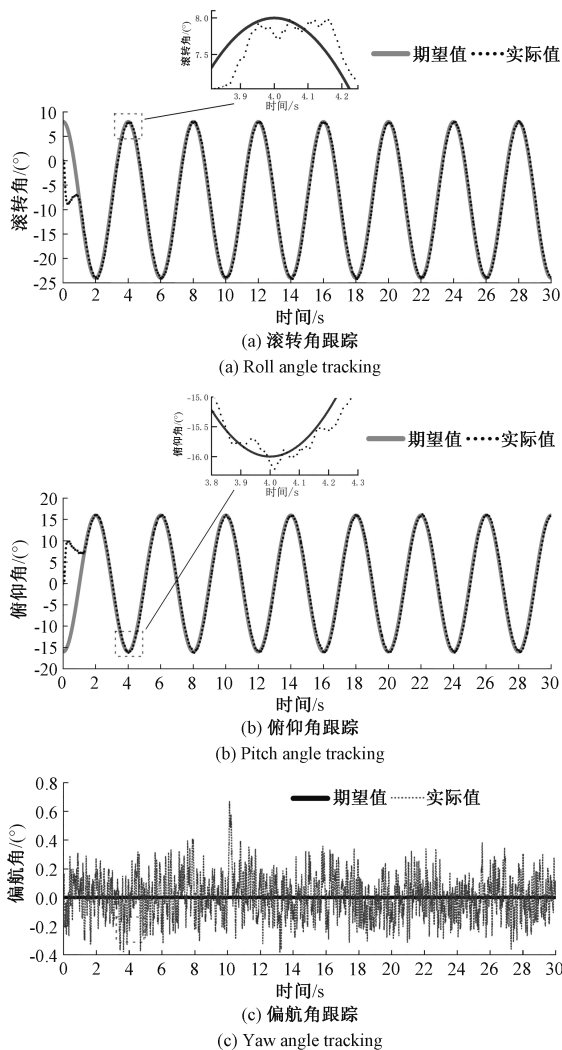


图 10 三通道姿态角跟踪响应

Fig. 10 Three-channel attitude angle tracking response

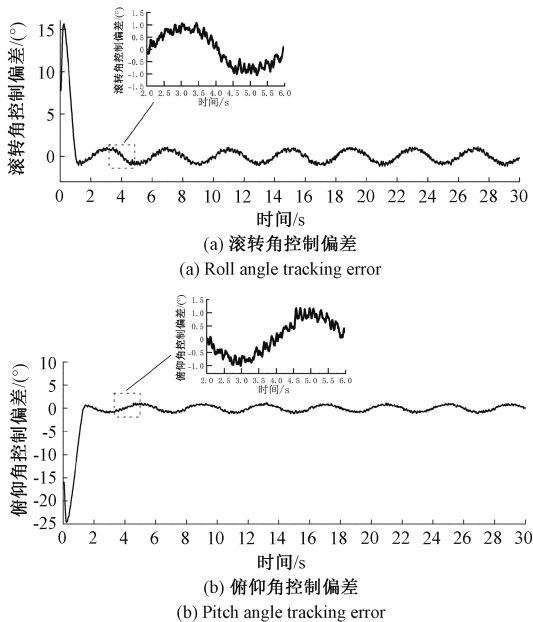


图 11 三通道姿态角控制偏差

Fig. 11 Three-channel attitude angle control deviation

从实验结果可以看出,滚转通道中,在 ϕ 传感器完全失效的故障下,本文方法能够维持滚转姿态的基本稳定。故障注入后,滚转角跟踪误差的均方根值为 0.64° ,最大误差为 1.16° 。故障前阶段存在一定的初始误差,但控制器能够快速收敛。俯仰通道中,在 θ 偏置与执行器效率下降的双重故障下,GSMO 观测器能够较好地重构传感器偏置故障,偏置补偿率达到 98% 以上。故障后均方根误差为 0.76° ,表明系统在故障发生后能够较好地抑制故障影响,保持稳定跟踪。偏航通道中,偏航角始终保持在期望值 0° 附近,全程均方根值为 0.14° ,稳态误差为 0.09° ,表明耦合影响下偏航通道仍能保持稳定。

总体来看,滚转和偏航通道的实验结果与数值结果基本一致;俯仰通道的故障后跟踪精度与数值结果存在一定差距,这反映了从纯数值仿真到硬件在环验证之间存在的工程差距,包括通信延迟、传感器噪声、执行器模型误差等因素的影响。尽管如此,系统在故障工况下保持了稳定,进一步验证了本文方法的鲁棒性。需要指出的是,HIL 实验与数值结果之间存在一定的差异,这说明从仿真到硬件的工程化过程仍需进一步优化。综上所述,硬件在环实验为本文所提出的容错控制算法提供了初步的工程验证,实验结果表明该方法具备进一步开展实飞测试的潜力。

7 结 论

本文针对四旋翼无人机在执行器故障、传感器故障与外部干扰并发情况下的姿态稳定控制问题,提出了一种基于自适应广义滑模观测器与复合连续非奇异终端滑模的主动容错控制方法。通过理论分析与仿真实验,得出如下结论。

1) 提出了基于状态增维的广义滑模观测器设计方法。通过将执行器故障与传感器故障同时增广为系统状态,实现了两类异构故障的同步解耦与实时重构。从代数秩条件证明了两类故障的可解耦性,并给出了重构误差的显式上界估计。

2) 构建了“观测—重构—补偿—控制”一体化的主动容错控制架构,并设计了复合连续快速非奇异终端滑模控制器。通过传感器故障重构值对测量输出进行修正,获得清洁的状态反馈;通过执行器故障与干扰的重构值在控制律中进行前馈补偿,实现故障的主动抵消与干扰抑制。在3组强度递增的故障场景下,滚转通道故障后 RMSE 均控制在 0.0313° 以内。

3) 与 A-PID 及 CCFNTSM 的对比结果表明,本文方法在精度、收敛速度和控制品质方面均具有显著优势。在 ϕ 完全失效、 θ 偏置 0.2 rad 、俯仰效率 40% 的极端工况下,GSRC 的滚转故障后 RMSE 为 0.0248° ,远优于 A-PID 的 0.3820° 和 CCFNTSM 的 10.6745° ;俯仰故障后 RMSE 为 0.0234° ,调节时间仅 1.26 s ,而 A-PID 需 6.30 s ,CCFNTSM 高达 19.9767° 且未收敛;抖振能量较 CCFNTSM 降低两个数量级,控制能量与 A-PID 相当。

综上所述,本文所提方法实现了执行器与传感器故障的同步解耦与精确重构,通过平滑化控制设计显著改善了系统动态性能与鲁棒性,为四旋翼无人机在复杂故障环境下的安全飞行提供了可靠的技术支撑。后续研究将围绕轨迹容错跟踪、多机协同故障恢复等方向展开,进一步提升无人机系统在复杂任务中的自主生存能力。

参考文献

- [1] Wang B, Shen Y Y, Li N, et al. An adaptive sliding mode fault-tolerant control of a quadrotor unmanned aerial vehicle with actuator faults and model uncertainties[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2023, 33(17): 10182-10198.
- [2] Ranjan S, Majhi S. Fixed-time state observer-based robust adaptive neural fault-tolerant control for a quadrotor unmanned aerial vehicle[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, 2024, 39(1): 132-151.
- [3] Yang S Y, Li B, Liu H, et al. Adaptive dynamic programming-based fault tolerant control for a quadrotor UAV attitude stabilization[C]//Proceedings of the 35th Chinese Control and Decision Conference, 2023: 561-566.
- [4] Yao L F, Zuo L N. Fault isolation and fault tolerant control for the uncertain quadrotor UAV system[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2024, 22(1): 301-310.
- [5] SEEMA M, AFEF F. An observer-based backstepping integral nonsingular fast terminal sliding mode fault tolerant control design for quadrotors under different types

of actuator faults[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2023, 21(12): 4015-4031.

- [6] 陈城, 刘云平, 张永宏, 等. 基于复合全局非奇异快速终端滑模的四旋翼无人机轨迹跟踪控制[J]. 中国惯性技术学报, 2025, 33(10): 1050-1060.
- Chen Cheng, Liu Yunping, Zhang Yonghong, et al. Trajectory tracking control of quadrotor UAV based on composite global non-singular fast terminal sliding mode[J]. Journal of Chinese Inertial Technology, 2025, 33(10): 1050-1060.
- [7] 包家汉, 胡政, 黄建中, 等. 改进扩张状态观测器的无人机自抗扰控制器[J]. 电光与控制, 2025, 32(11): 1-6, 25.
- Bao Jiahao, Hu Zheng, Huang Jianzhong, et al. Active Disturbance Rejection Controller for UAV Based on Improved Extended State Observer[J]. Electronics Optics & Control, 2025, 32(11): 1-6, 25.
- [8] 熊重远, 苏艳. 基于径向基函数神经网络的四旋翼无人机规定时间预设性能姿态容错控制[J]. 科学技术与工程, 2025, 25(13): 5464-5475.
- Xiong Zhongyuan, Su Yan. Predefined-time prescribed-performance fault-tolerant attitude control for quadrotor unmanned aerial vehicle based on radial basis function neural network[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(13): 5464-5475.
- [9] 刘聪, 廖开俊, 钱坤, 等. 多故障并发非线性系统一体化跟踪主动容错控制器设计[J]. 控制与决策, 2023, 38(11): 3156-3164.
- Liu Cong, Liao Kaijun, Qian Kun, et al. Integrated active tracking fault tolerance controller design for nonlinear system with multiple actuator and sensor faults[J]. Control and Decision, 2023, 38(11): 3156-3164.
- [10] Siddiqui M N, Zhu X L, Rasool H, et al. Model-free low-power observer based robust trajectory tracking control of UAV quadrotor with unknown disturbances[J]. Aircraft Engineering and Aerospace Technology, 2024, 96(2): 316-328.
- [11] Xiao L F, Li H H, Han Z R, et al. Super twisting complementary sliding mode control for aero-electric lubricating oil pumps under sensor faults[J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2025, 23(12): 3754-3768.

- [12] Sun Z, Xiao M, Li D, et al. Tracking controller design for quadrotor UAVs under external disturbances using a high-order sliding mode-assisted disturbance observer[J]. *Measurement and Control*, 2025, 58(2): 155-167.
- [13] Yin C W, Zhao Z L, Yi P. Sliding mode fault-tolerant control for manipulator based on predefined time extended state observers[J]. *ISA Transactions*, 2025, 168: 236-246.
- [14] Ranjan R, Kravaris C. Observer-based diagnosis and predictive framework for sensor-fault tolerant control of process systems[J]. *Journal of Process Control*, 2026, 157: 103610-103610.
- [15] Zhang Y F, Wu L B. Observer-based output feedback H_∞ fault-tolerant consensus for a class of leader-follower multi-agent systems subject to actuator faults [J]. *International Journal of Systems Science*, 2026, 57(1): 284-295.
- [16] 李永福, 文跃洲, 黄龙旺. 基于改进扩展状态观测器的四旋翼无人机轨迹鲁棒跟踪控制[J]. *仪器仪表学报*, 2023, 44(4): 129-139.
Li Yongfu, Wen Yuezhou, Huang Longwang. Robust trajectory tracking control of quadrotor UAV based on the improved extended state observer[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2023, 44(4): 129-139.
- [17] 祁瑞敏, 张国栋. 基于预定义时间的四旋翼无人机轨迹跟踪控制[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(3): 18-25.
Qi Ruimin, Zhang Guodong. Trajectory tracking control of quadrotor UAV based on predefined time [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(3): 18-25.
- [18] 吴伟林, 潘智强, 林美环, 等. 分布式观测器的无人机系统一致性研究[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(19): 60-68.
Wu Weilin, Pan Zhiqiang, Lin Meihuan, et al. Research on consistency of UAV system based on distributed observer [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(19): 60-68.
- [19] 王海风, 郑柏超, 卢世堃, 等. 基于观测器的无人机编队自适应容错控制[J]. *电子测量技术*, 2022, 45(17): 56-64.
Wang Haifeng, Zheng Baichao, Lu Shikun, et al. Adaptive fault-tolerant control of UAV formation based on observer method [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2022, 45(17): 56-64.
- [20] 沈跃, 储金城, 沈亚运, 等. 直线型倾转多旋翼植保无人机建模与控制[J]. *仪器仪表学报*, 2024, 45(1): 250-258.
Shen Yue, Chu Jincheng, Shen Yayun, et al. Modeling and control of linear tilting multi-rotor plant protection UAV [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2024, 45(1): 250-258.
- [21] Fang W, Ma Z G, Gao H M, et al. Disturbance observer-based nonsingular fast terminal sliding mode fault tolerant control of a quadrotor UAV with external disturbances and actuator faults[J]. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2022, 20(4): 1122-1130.
- [22] Chen W D, Ding Y C, Weng F L, et al. Global fast terminal fuzzy sliding mode control of quadrotor UAV based on RBF neural network[J]. *Sensors*, 2025, 25(4): 1060-1060.
- [23] 许金伟, 周祖鹏. 基于积分滑模的带机械臂无人机控制方法研究[J]. *电子测量技术*, 2023, 46(8): 185-192.
Xu Jinwei, Zhou Zupeng. Research on control method of UAV with manipulator based on integral sliding mode[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2023, 46(8): 185-192.
- [24] Omid M, Saleh M, Zhang C W, et al. Desired tracking of delayed quadrotor UAV under model uncertainty and wind disturbance using adaptive super-twisting terminal sliding mode control[J]. *ISA Transactions*, 2021, 123: 455-471.
- [25] Labbadi M, Muñoz-Vázquez A J, Djemai M, et al. Fractional-order nonsingular terminal sliding mode controller for a quadrotor with disturbances[J]. *Applied Mathematical Modelling*, 2022, 111: 753-776.
- [26] Hou Z W, Lu P, Tu Z J. Nonsingular terminal sliding mode control for a quadrotor UAV with a total rotor failure[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2020, 98: 105716-105716.
- [27] Eliker K, Zhang W D. Finite-time adaptive integral backstepping fast terminal sliding mode control application on quadrotor UAV[J]. *International Journal*

of Control, Automation and Systems, 2020, 18(2): 415-430.

- [28] Hassani H, Mansouri A, Ahaitouf A. Robust autonomous flight for quadrotor UAV based on adaptive nonsingular fast terminal sliding mode control [J]. International Journal of Dynamics and Control, 2020, 9(2): 1-17.
- [29] Bartolini G, Levant A, Pisano A, et al. Adaptive second-order sliding mode control with uncertainty compensation [J]. International Journal of Control, 2016, 89(9): 1747-1758.
- [30] 王安琪, 李俊丽, 夏国锋, 等. 四旋翼无人机预设性能自适应 PID 控制 [J]. 控制工程, 2024, 31(5): 865-875.
- Wang Anqi, Li Junli, Xia Guofeng, et al. Quad-rotor unmanned helicopter presets performance adaptive PID control [J]. Control Engineering of China, 2024, 31(5): 865-875.
- [31] Yang J, Li S H, Su J Y, et al. Continuous nonsingular terminal sliding mode control for systems with mismatched disturbances [J]. Automatica, 2013, 49(7): 2287-2291.

作者简介



刘凯, 2012 年于武汉大学获得硕士学位, 现为空军工程大学航空机务士官学校副教授, 主要研究方向为无人机集群控制、容错控制。

E-mail: liukai_whu@163.com

Liu Kai received his M. Sc. degree from Wuhan University in 2012. He is currently an associate professor with the School of Aeronautics Maintenance Noncommissioned Officers at Air Force Engineering University. His main research interests include UAV swarm control and fault-tolerant control.



刘聪 (通信作者), 2016 年于空军工程大学获得博士学位, 现为空军工程大学航空机务士官学校副教授, 主要研究方向为无人机容错控制。

E-mail: 598832156@qq.com

Liu Cong (Corresponding author) received his Ph. D. degree from Air Force Engineering University in 2016. He is currently an associate professor with the School of Aeronautics Maintenance Noncommissioned Officers at Air Force Engineering University. His main research interests include unmanned aerial vehicle fault-tolerant control.