

控制与决策

Control and Decision

具有执行器故障的四旋翼无人机自适应预定性能控制

赵广磊, 高儒帅, 陈健楠

引用本文:

赵广磊, 高儒帅, 陈健楠. 具有执行器故障的四旋翼无人机自适应预定性能控制[J]. *控制与决策*, 2021, 36(9): 2103–2112.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0083>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

大规模固定翼无人机集群编队控制方法

Formation control of large-scale fixed-wing unmanned aerial vehicle swarms

控制与决策. 2021, 36(9): 2063–2073 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0076>

输出误差约束下四旋翼无人机预定性能反步控制

Prescribed performance backstepping control for quadrotor UAV with output error constraint

控制与决策. 2021, 36(5): 1059–1068 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1249>

多无人机协同直播场景下自适应任务卸载决策

Adaptive task offloading decision of multi-UAVs cooperation in live broadcasting scenario

控制与决策. 2021, 36(4): 974–982 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1104>

多无人机协同直播场景下自适应任务卸载决策

Adaptive task offloading decision of multi-UAVs cooperation in live broadcasting scenario

控制与决策. 2021, 36(4): 974–982 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1104>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

具有执行器故障的四旋翼无人机自适应预定性能控制

赵广磊[†], 高儒帅, 陈健楠

(燕山大学 电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对具有执行器故障的四旋翼无人机, 提出一种自适应预定性能控制方案. 首先, 基于内环姿态控制及外环位置控制的双闭环控制策略, 将无人机系统解耦为位置子系统和姿态子系统; 其次, 设计自适应控制方案, 对存在的执行器故障参数进行自适应估计, 有效地解决了执行器故障下无人机稳定控制问题; 然后, 提出一种预定性能控制策略, 保证系统的暂稳态性能满足预先给定的性能指标; 最后, 通过仿真实例验证所提出方法的有效性.

关键词: 四旋翼无人机; 执行器故障; 自适应控制; 预定性能控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2020.0083

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 赵广磊, 高儒帅, 陈健楠. 具有执行器故障的四旋翼无人机自适应预定性能控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(9): 2103-2112.

Adaptive prescribed performance control of quadrotor with unknown actuator fault

ZHAO Guang-lei[†], GAO Ru-shuai, CHEN Jian-nan

(College of Electrical Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: This paper investigates the adaptive prescribed performance control problem for quadrotors with actuator fault. Firstly, based on the double closed-loop control strategy, which includes inner loop attitude control and outer loop position control, the quadrotor system is decoupled as the position subsystem and the attitude subsystem. Then, an adaptive control strategy is proposed to estimate the fault parameter of the actuator, with which the stabilization problem of the quadrotor with actuator fault can be effectively solved. Furthermore, a prescribed performance control strategy is proposed to ensure that both the static performance and dynamic performance satisfy prescribed performance index. Finally, a simulation example is given to illustrate the effectiveness of the proposed methods.

Keywords: quadrotor; actuator fault; adaptive control; prescribed performance control

0 引言

当前,四旋翼无人机由于其小巧的机体、灵便的操作、低廉的成本以及较强的环境适应能力,得到科研人员的广泛关注与研究,使得四旋翼无人机控制技术得到了极大的发展. 在人类生活中诸如航拍摄影、无人投递、侦察探测等各个方面得到了极大的应用与普及^[1]. 然而在四旋翼无人机的实际应用中,存在诸多安全性、稳定性的挑战. 在四旋翼无人机的实际控制中,执行器、传感器以及其他通信或者连接机构,在运行过程中都存在发生故障的可能性. 对于四旋翼无人机控制的安全性及稳定性而言,如何处理可能发生的故障并保证系统性能尤为重要^[2]. 例如,四旋翼无人机的执行器电动机发生故障,或者旋翼在飞

行过程中损坏残缺,不能再偏转,这些故障都可能会导致灾难性的后果. 因此,在实际的控制中应当考虑到可能存在的故障,设计容错控制器,以提高系统的可靠性和安全性.

近年来,国内外研究人员对具有执行器故障的四旋翼无人机控制问题进行了广泛的研究. 文献[3]针对四旋翼无人机可能存在执行器故障的情况,使用并行降维观测器构建检测与重构算法,能够有效地实现对执行器故障的检测并将出现故障的执行器进行隔离,此外该控制算法的应用可以有效地抑制扰动. 文献[4]针对执行器输入饱和导致的问题提出了带有饱和辅助系统的自适应动态面轨迹跟踪控制策略,能够有效地抑制输入饱和,但并未对执行器可能存在的部

收稿日期: 20120-01-17; 修回日期: 2020-05-26.

基金项目: 国家重点研发计划项目(2019YFB1312104); 国家自然科学基金项目(61603329); 河北省自然科学基金项目(F2017203145).

[†]通讯作者. E-mail: glzhao517@126.com.

分失效、偏置故障、卡死故障等情况进行研究. 文献[5]为避免直接设计四旋翼无人机的欠驱动控制律, 采用了内外环控制结构, 并且通过自适应方法对故障进行估计, 实现了四旋翼飞行器的容错控制.

在已有研究成果中, 具有执行器故障的非线性系统的研究对于四旋翼无人机执行器故障问题有很好的借鉴意义. 例如, 文献[6]提出了一种新的基于自适应观测器的执行器故障估计方法; 文献[7]针对航天器姿态控制系统存在执行器故障的情形, 提出了主动容错控制设计方法, 用以确定系统发生执行器故障和避免外部干扰导致的误报; 文献[8]研究了一类具有不确定外部扰动和执行器故障的非线性系统自适应跟踪控制, 研究中对可能存在的执行器故障进行了全面的分析及模型构建, 这对于四旋翼执行故障的模型构建有很大的启发; 文献[9]研究了同轴飞行器高度动态和不确定环境下的轨迹跟踪控制, 通过建立考虑未知时变外界扰动和模型不确定性的综合系统动力学模型, 使用具有神经网络补偿器的自适应鲁棒控制器进行稳定控制, 这对于研究四旋翼无人机系统具有此类情况下的稳定控制具有一定的指导意义; 文献[10]研究了一类具有时滞和死区输入的非线性系统跟踪控制问题, 考虑了可能存在死区输入的问题; 文献[11]针对执行器故障和执行器饱和问题, 提出了一种基于有限时间的航天器姿态稳定控制方案; 文献[12]针对执行器故障问题, 提出的自愈控制方法可以实现具有故障的系统稳定控制.

以上文献考虑的问题主要集中在具有执行器故障的稳定控制问题, 并且取得了很好的控制效果. 但与此同样重要的是四旋翼无人机控制中的暂稳态性能也应该得到足够的重视. 为了能够使系统的稳态性能和暂态性能同时满足预先设定的性能指标, Bechlioulis等^[13]提出了预定性能控制方法用于约束系统的暂稳态性能. 预定性能就是通过选取一个光滑递减的正函数, 将系统实际误差进行转换, 实现将系统的输出误差、收敛速度、最大超调限定在预先设定的性能要求范围内的一种控制思想. 文献[14]针对控制方向部分未知的多智能体系统, 提出了一种输出约束控制算法, 使控制对象的状态服从用户自定义的时变约束. 然而, 在本文研究中考虑的是一个实际的物理系统, 但能够使控制对象的状态服从时变约束对于今后以四旋翼无人机这一实际的物理系统为控制对象的研究有很大的指导意义. 文献[15]在研究多输入单输出系统执行器故障时, 将预定性能与容错控制相结合, 达到了预定性能控制目标. 为了保证

具有未知时变扰动的四旋翼控制过程相对平稳, 文献[16]将预定性能控制方案引入四旋翼平动子系统, 然而并未将预定性能控制应用于姿态子系统控制中, 在实际中, 姿态子系统有更高的暂稳态性能要求. 此外, 文献[17]针对控制方向未知的非线性系统, 提出了一种低复杂度的状态反馈容错控制方案, 能够实现具有执行器故障时的预定跟踪性能. 该文献研究的系统是一种单输入单输出的系统模型, 而本文所研究的四旋翼无人机是一种多输入多输出的欠驱动非线性系统, 因此更具有实际意义.

本文设计的自适应预定性能控制方案, 能够通过自适应估计, 从而有效解决四旋翼无人机在执行器故障时轨迹追踪问题, 利用预定性能使得四旋翼无人机控制的暂稳态性能得到保证. 仿真结果显示, 执行器故障下四旋翼无人机在设计的自适应预定性能控制器下能够实现给定轨迹的追踪, 验证了该控制方法的有效性及其控制策略的合理性.

1 问题描述

1.1 四旋翼无人机动力学模型

四旋翼无人机的主体结构由一对交叉固定并且严格对称的机臂构成, 机体重心落在四旋翼的中心上, 4个旋翼被分别固定在机臂上的4个电机上, 4个旋翼位于同一平面上, 这种结构可以有效地减小震动^[18]. 四旋翼无人机的4个桨叶中对称的桨叶转动方向相同, 从而构成了飞行器的两组正反浆, 产生的反扭力矩可以彼此抵消, 并依此来调整四旋翼飞行器的姿态.

本文中四旋翼无人机的建模忽略了一些气动效应, 在保证以下假设成立的前提下简化了建模过程, 这对于四旋翼无人机动力学模型的建立是合理的^[19].

假设1 1) 四旋翼无人机是一种刚体, 重心与其中心重合; 2) 四旋翼无人机的机臂是对称的; 3) 四旋翼飞行器的模型参数均为正常数.

为了方便建模以及描述四旋翼无人机运动过程, 建立如图1所示的空间坐标系. 其中: $O_e X_e Y_e Z_e$ 为惯性坐标系; $O_b X_b Y_b Z_b$ 为机体坐标系, 四旋翼无人机姿态角向量 ϕ, θ, ψ 分别表示横滚角、俯仰角和偏航角; F_1, F_2, F_3, F_4 为螺旋桨提供的升力; $\Omega_1, \Omega_2, \Omega_3, \Omega_4$ 为电机角速度. 四旋翼无人机模型如下:

$$\begin{aligned} \ddot{\phi} &= \dot{\theta}\dot{\psi} \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \dot{\theta} \frac{J_P}{I_{xx}} \Omega_r + \frac{l}{I_{xx}} u_\phi, \\ \ddot{\theta} &= \dot{\phi}\dot{\psi} \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \dot{\phi} \frac{J_P}{I_{yy}} \Omega_r + \frac{l}{I_{yy}} u_\theta, \end{aligned}$$

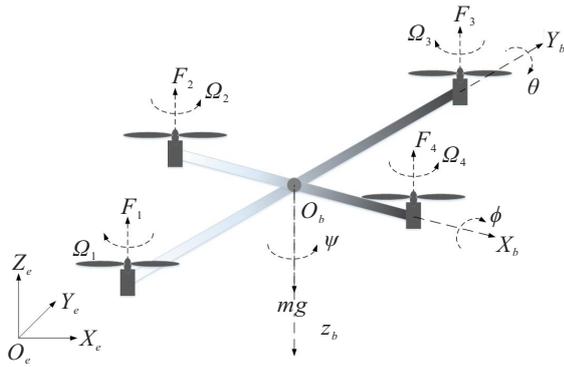


图1 四旋翼无人机惯性坐标系和机体坐标系

$$\begin{aligned} \ddot{\psi} &= \dot{\phi}\dot{\theta} \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{l}{I_{zz}} u_{\psi}, \\ \ddot{x} &= \frac{u_x}{m} u_z, \quad \ddot{y} = \frac{u_y}{m} u_z, \\ \ddot{z} &= -\frac{\cos \phi \cos \theta}{m} u_z + g, \\ u_x &= \cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi, \\ u_y &= \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi. \end{aligned} \quad (1)$$

其中: $[x, y, z]$ 表示四旋翼无人机的位置状态; $[\phi, \theta, \psi]$ 表示姿态状态; m 表示质量; l 表示螺旋桨中心到重心的距离; g 表示重力加速度; I_{xx}, I_{yy}, I_{zz} 表示绕 x, y, z 轴的转动惯量; J_P 表示螺旋桨惯性矩; Ω_r 表示螺旋桨转速裕度; 控制器输入为 $u_i, i = z, \phi, \theta, \psi$.

1.2 执行器故障模型

执行器故障主要是由于旋翼出现老化、损伤, 提供力矩的电机磨损、故障导致执行器输出的力矩与期望力矩不同, 其数学模型如下:

$$u_i = \tau_i u_{ia} + u_{if}. \quad (2)$$

其中: $i = (z, \phi, \theta, \psi), u_i$ 表示执行器实际输出, u_{ia} 表示具有故障的执行器输入, $0 \leq \tau_i \leq 1$ 表示执行器故障指数, u_{if} 表示未知的常值加性故障. 根据 τ_i 和 u_{if} 的不同取值可以将执行器故障分为不同类型的故障, 如表1所示.

表1 不同执行器故障类型

故障类型	τ_i	u_{if}
无故障	$\tau_i = 1$	$u_{if} = 0$
部分失效	$0 < \tau_i < 1$	$u_{if} = 0$
偏置故障	$\tau_i = 1$	$u_{if} \neq 0$
卡死故障	$\tau_i = 0$	$u_{if} \neq 0$

1.3 具有执行器故障的四旋翼无人机模型

设向量 $[x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T = [x, \dot{x}, y, \dot{y}, z, \dot{z}]^T$, 及向量 $[x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}]^T = [\phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \psi, \dot{\psi}]^T$, 考虑具有执行器故障的情况, 四旋翼无人机模型(1)可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= \frac{u_x}{m} u_z, \\ \dot{x}_3 &= x_4, \\ \dot{x}_4 &= \frac{u_y}{m} u_z, \\ \dot{x}_5 &= x_6, \\ \dot{x}_6 &= -\frac{\cos x_7 \cos x_9}{m} u_z + g, \\ \dot{x}_7 &= x_8, \\ \dot{x}_8 &= \dot{x}_9 \dot{x}_{11} \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \dot{x}_9 \frac{J_P}{I_{xx}} \Omega_r + \frac{l}{I_{xx}} u_{\phi}, \\ \dot{x}_9 &= x_{10}, \\ \dot{x}_{10} &= \dot{x}_7 \dot{x}_{11} \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \dot{x}_7 \frac{J_P}{I_{yy}} \Omega_r + \frac{l}{I_{yy}} u_{\theta}, \\ \dot{x}_{11} &= x_{12}, \\ \dot{x}_{12} &= \dot{x}_7 \dot{x}_9 \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}} + \frac{l}{I_{zz}} u_{\psi}, \\ u_x &= \cos x_7 \sin x_9 \cos x_{11} + \sin x_7 \sin x_{11}, \\ u_y &= \cos x_7 \sin x_9 \sin x_{11} - \sin x_7 \cos x_{11}, \\ u_i &= \tau_i u_{ia} + u_{if}, \quad i = z, \phi, \theta, \psi. \end{aligned} \quad (3)$$

其中系统状态变量 $x_i (i = 1, 2, \dots, 12)$ 可以通过传感器进行测量, 且各变量连续可导.

2 自适应预定性能控制器设计及稳定性分析

2.1 四旋翼无人机双闭环控制结构

这一节将为具有执行器故障的四旋翼无人机设计一种自适应预定性能控制方案. 方案中将四旋翼无人机控制系统解耦为位置子系统和姿态子系统, 对两个子系统采用双闭环控制策略, 内环是四旋翼姿态控制环, 外环是四旋翼位置控制环, 其具体控制结构如图2所示.

2.2 误差转换

在双闭环控制结构下, 将对姿态子系统和位置子系统进行控制器设计, 首先进行误差变换, 为了满足跟踪误差变量的暂态和稳态性能要求, 选择如下光滑递减的正函数作为性能函数:

$$\mu_i(t) = (\mu_{i0} - \mu_{i\infty}) e^{-\gamma t} + \mu_{i\infty}, \quad i = x, y, z, \phi, \theta, \psi. \quad (4)$$

其中: γ 为正常数, 可以调节系统的收敛速度; $\mu_{i0} = \mu_i(0) > 0, \mu_{i\infty} = \lim_{t \rightarrow \infty} \mu_i(t) > 0$, 如果 z_{i1} 能够满足

$$-\underline{\delta}_i \mu_i(t) < z_{i1}(t) < \bar{\delta}_i \mu_i(t), \quad (5)$$

则预定性能的控制目标即可实现, 其中 $z_{i1} (i = x, y, z, \phi, \theta, \psi)$ 为定义的跟踪误差, $\underline{\delta}_i$ 和 $\bar{\delta}_i$ 为正常数. 当

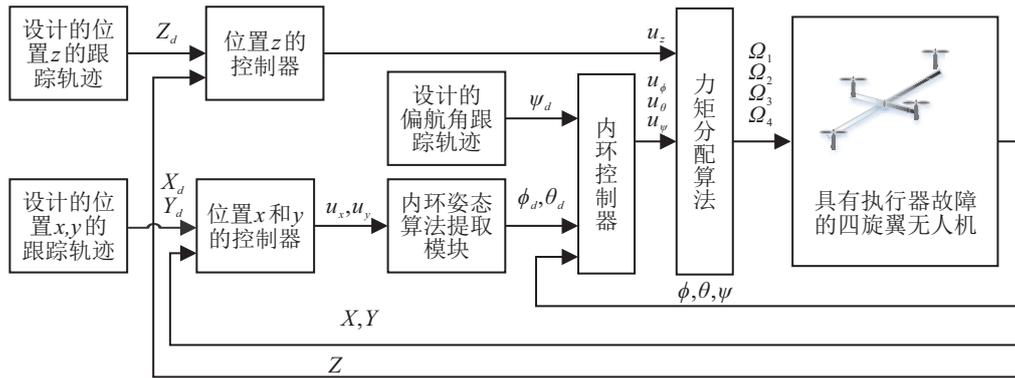


图2 具有执行器故障四旋翼无人机双闭环控制

z_{i1} 的初始条件满足 $-\underline{\delta}_i \mu_i(0) < z_{i1}(0) < \overline{\delta}_i \mu_i(0)$ 时, 可进行如下状态变换:

$$z_{i1} = \mu_i(t) S_i(\varepsilon_i), \quad (6)$$

其中

$$S_i(\varepsilon_i) = \frac{\overline{\delta}_i e^{\varepsilon_i} - \underline{\delta}_i e^{-\varepsilon_i}}{e^{\varepsilon_i} + e^{-\varepsilon_i}}. \quad (7)$$

通过计算得到 $S_i(\varepsilon_i)$ 的反函数为

$$\varepsilon_i = S^{-1}\left(\frac{z_{i1}}{\mu_i}\right) = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{z_{i1}}{\mu_i} + \underline{\delta}_i}{\overline{\delta}_i - \frac{z_{i1}}{\mu_i}}, \quad (8)$$

则 $\dot{\varepsilon}_i$ 对时间的导数为

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}_i &= r_i \left(\dot{z}_{i1} - \frac{z_{i1} \dot{\mu}_i}{\mu_i} \right) = \\ &r_i \left(z_{i2} + \alpha_i - \dot{x}_{id} - \frac{z_{i1} \dot{\mu}_i}{\mu_i} \right), \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$r_i = \frac{1}{2\mu_i} \left(\frac{1}{\frac{z_{i1}}{\mu_i} - \underline{\delta}_i} - \frac{1}{\overline{\delta}_i - \frac{z_{i1}}{\mu_i}} \right).$$

注1 1) $\mu_i(t)$ 是光滑单调递减的正函数;

2) $\lim_{\varepsilon \rightarrow +\infty} S_i(\varepsilon_i) \mu_i(t) = \overline{\delta}_i \mu_i(t)$ 和 $\lim_{\varepsilon \rightarrow -\infty} S_i(\varepsilon_i) \mu_i(t) = -\underline{\delta}_i \mu_i(t)$ 为 z_{i1} 预定性能的上界和下界;

3) 通过式(6)和(7)的状态变换, 可将 z_{i1} 的预定性能的控制问题转换为 ε_i 的稳定性控制问题.

2.3 姿态子系统控制器设计

这一节将进行姿态子系统控制器设计. 对于系统(3)中的内环姿态子系统, 可将其看作由横滚角 ϕ 子系统、俯仰角 θ 子系统和偏航角 ψ 子系统构成.

对横滚角 ϕ 子系统进行控制器设计. 设

$$a_\phi = \dot{\theta} \psi \frac{I_{yy} - I_{zz}}{I_{xx}} + \dot{\theta} \frac{J_P}{I_{xx}} \Omega_r, \quad b_\phi = \frac{l}{I_{xx}},$$

则系统(3)中内环的横滚角 ϕ 子系统可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_7 = x_8, \\ \dot{x}_8 = a_\phi + b_\phi u_\phi. \end{cases} \quad (10)$$

首先, 设计虚拟控制器输入 α_ϕ , 定义跟踪误差为

$z_{\phi 1}$, 虚拟跟踪误差为 $z_{\phi 2}$, 有

$$\begin{cases} z_{\phi 1} = x_7 - x_{\phi d}, \\ z_{\phi 2} = x_8 - \alpha_\phi. \end{cases} \quad (11)$$

其中: $x_{\phi d} = \phi_d$ 为通过外环虚拟控制输入 u_x 和 u_y 反解出的横滚角期望值, 具体过程将在下文给出. 为了满足跟踪误差变量 $z_{\phi 1}$ 的暂态和稳态性能要求, 选择如下性能函数:

$$\mu_\phi(t) = (\mu_{\phi 0} - \mu_{\phi \infty}) e^{-\gamma t} + \mu_{\phi \infty}. \quad (12)$$

选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_{\phi 1} = \frac{1}{2} \varepsilon_\phi^2. \quad (13)$$

对式(13)求导, 得

$$\dot{V}_{\phi 1} = \varepsilon_\phi r_\phi \left(z_{\phi 2} + \alpha_\phi - \dot{x}_{\phi d} - \frac{z_{\phi 1} \dot{\mu}_\phi}{\mu_\phi} \right). \quad (14)$$

为保证 $\dot{V}_{\phi 1} < 0$ 始终成立, 将虚拟控制器设计为

$$\alpha_\phi = \dot{x}_{\phi d} - \frac{k_{\phi 1} \varepsilon_{\phi 1}}{r_\phi} + \frac{z_{\phi 1} \dot{\mu}_\phi}{\mu_\phi}, \quad (15)$$

其中 $k_{\phi 1}$ 是正常数.

接着, 设计横滚角子系统控制输入 u_ϕ . 由式(10)和(11)得 $z_{\phi 2}$ 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{z}_{\phi 2} &= b_\phi u_\phi + a_\phi - \dot{\alpha}_\phi = \\ &b_\phi (\tau_\phi u_{\phi a} + u_{\phi f}) + a_\phi - \dot{\alpha}_\phi. \end{aligned} \quad (16)$$

设 $\beta_\phi = 1/\tau_\phi$, 选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_\phi = V_{\phi 1} + \frac{1}{2} z_{\phi 2}^2 + \frac{\tau_\phi}{2\lambda_{\phi 1}} \tilde{\beta}_\phi^2 + \frac{1}{2\lambda_{\phi 2}} \tilde{u}_{\phi f}^2. \quad (17)$$

其中: $\tilde{\beta}_\phi = \beta_\phi - \hat{\beta}_\phi$, $\tilde{u}_{\phi f} = u_{\phi f} - \hat{u}_{\phi f}$, 是对执行器故障中故障系数和加性故障的估计误差. 对式(17)求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\phi &= -k_{\phi 1} \varepsilon_\phi^2 + z_{\phi 2} (\varepsilon_\phi r_\phi + \dot{z}_{\phi 2}) - \tau_\phi \tilde{\beta}_\phi z_{\phi 2} \tilde{u}_{\phi f} - \\ &z_{\phi 2} b_\phi \tilde{u}_{\phi f} + \tau_\phi \tilde{\beta}_\phi \hat{\beta}_\phi + \tilde{u}_{\phi f} \hat{u}_{\phi f}. \end{aligned} \quad (18)$$

设计横滚角子系统控制器为

$$u_{\phi a} = \hat{\beta}_\phi \frac{\dot{\alpha}_\phi - k_{\phi 2} z_{\phi 2} - \varepsilon_\phi r_\phi - b_\phi \hat{u}_{\phi f} - a_\phi}{b_\phi}. \quad (19)$$

自适应律为

$$\dot{\hat{\beta}}_\phi = \lambda_{\phi 1}(z_{\phi 2}\bar{u}_\phi - \hat{\beta}_\phi), \quad \dot{\hat{u}}_{\phi f} = \lambda_{\phi 2}(z_{\phi 2}b_\phi - \hat{u}_{\phi f}). \quad (20)$$

其中: $\bar{u}_\phi = -(\dot{\alpha}_\phi - k_{\phi 2}z_{\phi 2} - \varepsilon_\phi r_\phi - b_\phi \hat{u}_{\phi f} - a_\phi)$; $k_{\phi 2}, \lambda_{\phi 1}, \lambda_{\phi 2}$ 为正常数; 将式(19)和(20)代入(18), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\phi = & -k_{\phi 1}\varepsilon_\phi^2 + z_{\phi 2}\varepsilon_\phi r_\phi + z_{\phi 2}a_\phi - z_{\phi 2}\dot{\alpha}_\phi + \\ & z_{\phi 2}b_\phi \hat{u}_{\phi f} + \tau_\phi \tilde{\beta}_\phi \hat{\beta}_\phi + \tilde{u}_{\phi f} \hat{u}_{\phi f} + \\ & z_{\phi 2}(\dot{\alpha}_\phi - k_{\phi 2}z_{\phi 2} - \varepsilon_\phi r_\phi - a_\phi - b_\phi \hat{u}_{\phi f}) \leq \\ & -k_{\phi 1}\varepsilon_\phi^2 - k_{\phi 2}z_{\phi 2}^2 - \frac{\tau_\phi}{2}\tilde{\beta}_\phi^2 - \\ & \frac{1}{2}\tilde{u}_{\phi f}^2 + \frac{\tau_\phi}{2}\beta_\phi^2 + \frac{1}{2}u_{\phi f}^2 \leq \\ & -\rho V(X(t)) + \varphi. \end{aligned}$$

其中: $\rho = \min\{2k_{\phi 1}, 2k_{\phi 2}, \lambda_{\phi 1}, \lambda_{\phi 2}\}$, $\varphi = \frac{\tau_\phi}{2}\beta_\phi^2 + \frac{1}{2}u_{\phi f}^2$. 设 $X = [\varepsilon_\phi, z_{\phi 2}, \tilde{\beta}_\phi, \tilde{u}_{\phi f}]^T$, 有

$$V(X(t)) \leq e^{-\rho t}V(X(0)) + \frac{\varphi}{\rho}.$$

由 $\alpha_1 \|X(t)\| \leq V(X(t)) \leq \alpha_2 \|X(t)\|$ 得

$$\begin{aligned} \|X(t)\| & \leq \frac{1}{\alpha_1}V(X) \leq \frac{1}{\alpha_1}e^{-\rho t}V(X(0)) + \frac{\varphi}{\rho} \leq \\ & \frac{\alpha_2}{\alpha_1}e^{-\rho t}\|X(0)\| + \frac{\varphi}{\rho}. \end{aligned}$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时 $X = [\varepsilon_\phi, z_{\phi 2}, \tilde{\beta}_\phi, \tilde{u}_{\phi f}]^T$ 趋近于 φ/ρ , 因为 ε_ϕ 有界, 根据式(6)和(7)得 $-\underline{\delta}_\phi \mu_\phi(t) < z_{\phi 1}(t) < \bar{\delta}_\phi \mu_\phi(t)$, 所以横滚角子系统是有界稳定的且 $z_{\phi 1}$ 满足预定性能要求.

对于俯仰角 θ 子系统, 设

$$b_\theta = \frac{l}{I_{yy}}, \quad a_\theta = \dot{\phi}\psi \frac{I_{zz} - I_{xx}}{I_{yy}} + \dot{\phi} \frac{J_p}{I_{yy}} \Omega_r,$$

则系统(3)中内环俯仰角 θ 子系统可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_9 = x_{10}, \\ \dot{x}_{10} = a_\theta + b_\theta u_\theta. \end{cases} \quad (21)$$

首先设计虚拟控制器输入 α_θ , 定义跟踪误差为 $z_{\theta 1}$, 虚拟跟踪误差为 $z_{\theta 2}$, 有

$$\begin{cases} z_{\theta 1} = x_9 - x_{\theta d}, \\ z_{\theta 2} = x_{10} - \alpha_\theta, \end{cases} \quad (22)$$

其中 α_θ 为通过外环虚拟控制输入 u_x, u_y 反解出的俯仰角期望值. 采用与横滚角类似的方法选择性能函数

$$\mu_\theta(t) = (\mu_{\theta 0} - \mu_{\theta \infty})e^{-\gamma t} + \mu_{\theta \infty}. \quad (23)$$

设计虚拟控制器为

$$\alpha_\theta = \dot{x}_{\theta d} - \frac{k_{\theta 1}\varepsilon_{\theta 1}}{r_\theta} + \frac{z_{\theta 1}\dot{\mu}_\theta}{\mu_\theta}. \quad (24)$$

选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_\theta = \frac{1}{2}\varepsilon_\theta^2 + \frac{1}{2}z_{\theta 2}^2 + \frac{\tau_\theta}{2\lambda_{\theta 1}}\tilde{\beta}_\theta^2 + \frac{1}{2\lambda_{\theta 2}}\tilde{u}_{\theta f}^2. \quad (25)$$

设计俯仰角子系统控制器为

$$u_{\theta a} = \hat{\beta}_\theta \frac{\dot{\alpha}_\theta - k_{\theta 2}z_{\theta 2} - \varepsilon_\theta r_\theta - b_\theta \hat{u}_{\theta f} - a_\theta}{b_\theta}. \quad (26)$$

自适应律为

$$\dot{\hat{\beta}}_\theta = \lambda_{\theta 1}(z_{\theta 2}\bar{u}_\theta - \hat{\beta}_\theta), \quad \dot{\hat{u}}_{\theta f} = \lambda_{\theta 2}(z_{\theta 2}b_\theta - \hat{u}_{\theta f}). \quad (27)$$

其中: $\bar{u}_\theta = -(\dot{\alpha}_\theta - k_{\theta 2}z_{\theta 2} - \varepsilon_\theta r_\theta - b_\theta \hat{u}_{\theta f} - a_\theta)$; $k_{\theta 2}, \lambda_{\theta 1}, \lambda_{\theta 2}$ 为正常数. 同理可以证得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\theta & \leq -k_{\theta 1}\varepsilon_\theta^2 - k_{\theta 2}z_{\theta 2}^2 - \frac{\tau_\theta}{2}\tilde{\beta}_\theta^2 - \frac{1}{2}\tilde{u}_{\theta f}^2 + \\ & \frac{\tau_\theta}{2}\beta_\theta^2 + \frac{1}{2}u_{\theta f}^2 \leq \\ & -\rho V(X(t)) + \varphi. \end{aligned}$$

其中: $\rho = \min\{2k_{\theta 1}, 2k_{\theta 2}, \lambda_{\theta 1}, \lambda_{\theta 2}\}$, $\varphi = \frac{\tau_\theta}{2}\beta_\theta^2 + \frac{1}{2}u_{\theta f}^2$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, $X = [\varepsilon_\theta, z_{\theta 2}, \tilde{\beta}_\theta, \tilde{u}_{\theta f}]^T$ 趋近于 φ/ρ , 因为 ε_θ 有界, 根据式(6)和(7)得 $-\underline{\delta}_\theta \mu_\theta(t) < z_{\theta 1}(t) < \bar{\delta}_\theta \mu_\theta(t)$, 所以俯仰角子系统是有界稳定的且 $z_{\phi 1}$ 满足预定性能要求.

对于偏航角 ψ 子系统, 设

$$b_\psi = \frac{l}{I_{zz}}, \quad a_\psi = \dot{\phi}\psi \frac{I_{xx} - I_{yy}}{I_{zz}},$$

则系统(3)中内环偏航角 ψ 子系统可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_{11} = x_{12}, \\ \dot{x}_{12} = a_\psi + b_\psi u_\psi. \end{cases} \quad (28)$$

首先设计虚拟控制器输入 α_ψ , 定义跟踪误差为 $z_{\psi 1}$, 虚拟跟踪误差为 $z_{\psi 2}$, 有

$$\begin{cases} z_{\psi 1} = x_{11} - x_{\psi d}, \\ z_{\psi 2} = x_{12} - \alpha_\psi, \end{cases} \quad (29)$$

其中 α_ψ 为给定的偏航角期望值. 采用与横滚角类似的方法选择性能函数

$$\mu_\psi(t) = (\mu_{\psi 0} - \mu_{\psi \infty})e^{-\gamma t} + \mu_{\psi \infty}. \quad (30)$$

设计虚拟控制器为

$$\alpha_\psi = \dot{x}_{\psi d} - \frac{k_{\psi 1}\varepsilon_{\psi 1}}{r_\psi} + \frac{z_{\psi 1}\dot{\mu}_\psi}{\mu_\psi}. \quad (31)$$

选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_\psi = \frac{1}{2}\varepsilon_\psi^2 + \frac{1}{2}z_{\psi 2}^2 + \frac{\tau_\psi}{2\lambda_{\psi 1}}\tilde{\beta}_\psi^2 + \frac{1}{2\lambda_{\psi 2}}\tilde{u}_{\psi f}^2. \quad (32)$$

设计偏航角子系统控制器为

$$u_{\psi a} = \hat{\beta}_\psi \frac{\dot{\alpha}_\psi - k_{\psi 2}z_{\psi 2} - \varepsilon_\psi r_\psi - b_\psi \hat{u}_{\psi f} - a_\psi}{b_\psi}. \quad (33)$$

自适应律为

$$\dot{\hat{\beta}}_\psi = \lambda_{\psi 1}(z_{\psi 2}\bar{u}_\psi - \hat{\beta}_\psi), \quad \dot{\hat{u}}_{\psi f} = \lambda_{\psi 2}(z_{\psi 2}b_\psi - \hat{u}_{\psi f}). \quad (34)$$

其中: $\bar{u}_\psi = -(\dot{\alpha}_\psi - k_{\psi 2}z_{\psi 2} - \varepsilon_\psi r_\psi - b_\psi \hat{u}_{\psi f} - a_\psi)$; $k_{\psi 2}, \lambda_{\psi 1}, \lambda_{\psi 2}$ 为正常数. 同理可以证得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\psi &\leq -k_{\psi 1}\varepsilon_\psi^2 - k_{\psi 2}z_{\psi 2}^2 - \frac{\tau_\psi}{2}\tilde{\beta}_\psi^2 - \frac{1}{2}\tilde{u}_{\psi f}^2 + \\ &\frac{\tau_\psi}{2}\beta_\psi^2 + \frac{1}{2}u_{\psi f}^2 \leq \\ &-\rho V(X(t)) + \varphi. \end{aligned}$$

其中: $\rho = \min\{2k_{\psi 1}, 2k_{\psi 2}, \lambda_{\psi 1}, \lambda_{\psi 2}\}$, $\varphi = \frac{\tau_\psi}{2}\beta_\psi^2 + \frac{1}{2}u_{\psi f}^2$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时 $X = [\varepsilon_\psi, z_{\psi 2}, \tilde{\beta}_\psi, \tilde{u}_{\psi f}]^T$ 趋近于 φ/ρ , 因为 ε_ψ 有界, 根据式(6)和(7)得 $-\delta_\psi \mu_\psi(t) < z_{\psi 1}(t) < \bar{\delta}_\psi \mu_\psi(t)$, 所以俯仰角子系统是有界稳定的且 $z_{\psi 1}$ 满足预定性能要求。

2.4 位置子系统控制器设计

这一节将进行位置子系统控制器设计. 对于系统(3)中外环位置子系统, 可以将其看作由高度 z 子系统、 x 位置子系统、 y 位置子系统组成。

对高度子系统进行控制器设计. 设

$$a_z = g, \quad b_z = -\frac{\cos\phi \cos\theta}{m},$$

则系统(3)中高度子系统可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = x_6, \\ \dot{x}_6 = a_z + b_z u_z. \end{cases} \quad (35)$$

首先, 设计虚拟控制器输入 α_z . 定义跟踪误差为 z_{z1} , 虚拟跟踪误差为 z_{z2} , 有

$$\begin{cases} z_{z1} = x_5 - x_{zd}, \\ z_{z2} = x_6 - \alpha_z, \end{cases} \quad (36)$$

其中 $x_{zd} = z_d$ 为给定的高度期望值. 为了满足跟踪误差变量 z_{z1} 的暂态和稳态性能要求, 选择如下性能函数:

$$\mu_z(t) = (\mu_{z0} - \mu_{z\infty})e^{-\gamma t} + \mu_{z\infty}. \quad (37)$$

选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_{z1} = \frac{1}{2}\varepsilon_z^2. \quad (38)$$

对式(38)求导, 得

$$\dot{V}_{z1} = \varepsilon_z r_z \left(z_{z2} + \alpha_z - \dot{x}_{zd} - \frac{z_{z1}\dot{\mu}_z}{\mu_z} \right). \quad (39)$$

为保证 $\dot{V}_{z1} < 0$ 始终成立, 虚拟控制器设计如下所示:

$$\alpha_z = \dot{x}_{zd} - \frac{k_{z1}\varepsilon_{z1}}{r_z} + \frac{z_z \dot{\mu}_z}{\mu_z}, \quad (40)$$

其中 k_{z1} 是正常数.

接着, 设计高度子系统控制输入 u_z . 由式(35)和(36)得 z_{z2} 的导数为

$$\begin{aligned} \dot{z}_{z2} &= b_z u_z + a_z - \dot{\alpha}_z = \\ &b_z(\tau_z u_{za} + u_{zf}) + a_z - \dot{\alpha}_z. \end{aligned} \quad (41)$$

设 $\beta_z = 1/\tau_z$, 选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_z = V_{z1} + \frac{1}{2}z_{z2}^2 + \frac{\tau_z}{2\lambda_{z1}}\tilde{\beta}_z^2 + \frac{1}{2\lambda_{z2}}\tilde{u}_{zf}^2. \quad (42)$$

其中: $\tilde{\beta}_z = \beta_z - \hat{\beta}_z$, $\tilde{u}_{zf} = u_{zf} - \hat{u}_{zf}$, 是对执行器故障的中故障系数和加性故障的估计误差. 对式(42)求导, 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_z &= -k_{z1}\varepsilon_z^2 + z_{z2}(\varepsilon_z r_z + \dot{z}_{z2}) - \tau_z \tilde{\beta}_z z_{z2} \tilde{u}_z - \\ &z_{z2} b_z \tilde{u}_{zf} + \tau_z \tilde{\beta}_z \dot{\beta}_z + \tilde{u}_{zf} \dot{u}_{zf}. \end{aligned} \quad (43)$$

设计高度子系统控制器为

$$u_{za} = \hat{\beta}_z \frac{\dot{\alpha}_z - k_{z2} z_{z2} - \varepsilon_z r_z - b_z \hat{u}_{zf} - a_z}{b_z}. \quad (44)$$

自适应律为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\beta}}_z &= \lambda_{z1}(z_{z2} \tilde{u}_z - \hat{\beta}_z), \quad \dot{\hat{u}}_{zf} = \lambda_{z2}(z_{z2} b_z - \hat{u}_{zf}). \end{aligned} \quad (45)$$

其中: $\tilde{u}_z = -(\dot{\alpha}_z - k_{z2} z_{z2} - \varepsilon_z r_z - b_z \hat{u}_{zf} - a_z)$; $k_{z2}, \lambda_{z1}, \lambda_{z2}$ 为正常数. 将式(44)和(45)代入(43), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_z &= -k_{z1}\varepsilon_z^2 + z_{z2}\varepsilon_z r_z + z_{z2}a_z - z_{z2}\dot{\alpha}_z + \\ &z_{z2}b_z \hat{u}_{zf} + \tau_z \tilde{\beta}_z \hat{\beta}_z + \tilde{u}_{zf} \hat{u}_{zf} + z_{z2}(\dot{\alpha}_z - \\ &k_{z2}z_{z2} - \varepsilon_z r_z - a_z - b_z \hat{u}_{zf}) \leq \\ &-k_{z1}\varepsilon_z^2 - k_{z2}z_{z2}^2 - \frac{\tau_z}{2}\tilde{\beta}_z^2 - \\ &\frac{1}{2}\tilde{u}_{zf}^2 + \frac{\tau_z}{2}\beta_z^2 + \frac{1}{2}u_{zf}^2 \leq \\ &-\rho V(X(t)) + \varphi. \end{aligned}$$

其中: $\rho = \min\{2k_{z1}, 2k_{z2}, \lambda_{z1}, \lambda_{z2}\}$, $\varphi = \frac{\tau_z}{2}\beta_z^2 + \frac{1}{2}u_{zf}^2$. 设 $X = [\varepsilon_z, z_{z2}, \tilde{\beta}_z, \tilde{u}_{zf}]^T$, 有

$$V(X(t)) \leq e^{-\rho(t)}V(X(0)) + \frac{\varphi}{\rho}.$$

由 $\alpha_1 \|X(t)\| \leq V(X(t)) \leq \alpha_2 \|X(t)\|$ 得

$$\begin{aligned} \|X(t)\| &\leq \frac{1}{\alpha_1}V(X) \leq \\ &\frac{1}{\alpha_1}e^{-\rho(t)}V(X(0)) + \frac{\varphi}{\rho} \leq \\ &\frac{\alpha_2}{\alpha_1}e^{-\rho(t)}\|X(0)\| + \frac{\varphi}{\rho}. \end{aligned}$$

当 $t \rightarrow \infty$ 时 $X = [\varepsilon_z, z_{z2}, \tilde{\beta}_z, \tilde{u}_{zf}]^T$ 趋近于 φ/ρ , 因为 ε_z 有界, 根据式(6)和(7)得 $-\delta_z \mu_z(t) < z_{z1}(t) < \bar{\delta}_z \mu_z(t)$, 所以高度子系统是有界稳定的, 且 z_{z1} 满足预定性能要求。

针对 x 位置子系统、 y 位置子系统设计虚拟控制输入 u_x 和 u_y . 设 $b_x = u_x/m, b_y = u_y/m$, 则系统(3)中 x 位置子系统和 y 位置子系统可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = b_x u_x; \end{cases} \quad (46)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = x_4, \\ \dot{x}_4 = b_y u_y. \end{cases} \quad (47)$$

定义跟踪误差为 z_{x1}, z_{y1} , 虚拟跟踪误差为 z_{x2}, z_{y2} , 有

$$\begin{cases} z_{x1} = x_1 - x_{xd}, \\ z_{x2} = x_2 - \alpha_x; \end{cases} \quad (48)$$

$$\begin{cases} z_{y1} = x_3 - x_{yd}, \\ z_{y2} = x_4 - \alpha_y. \end{cases} \quad (49)$$

其中 x_{xd} 和 x_{yd} 为给定的 x 位置、 y 位置期望值. 类似于高度子系统控制器设计过程, 选择性能函数为

$$\begin{aligned} \mu_x(t) &= (\mu_{x0} - \mu_{x\infty})e^{-\gamma t} + \mu_{x\infty}, \\ \mu_y(t) &= (\mu_{y0} - \mu_{y\infty})e^{-\gamma t} + \mu_{y\infty}. \end{aligned} \quad (50)$$

设计虚拟控制器为

$$\begin{aligned} \alpha_x &= \dot{x}_{xd} - \frac{k_{x1}\varepsilon_{x1}}{r_x} + \frac{z_x\dot{\mu}_x}{\mu_x}, \\ \alpha_y &= \dot{x}_{yd} - \frac{k_{y1}\varepsilon_{y1}}{r_y} + \frac{z_y\dot{\mu}_y}{\mu_y}, \end{aligned} \quad (51)$$

其中 k_{x1}, k_{y1} 为正常数. 设计自适应律为

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\beta}}_x &= \lambda_{x1}(z_{x2}\bar{u}_x - \hat{\beta}_x), \quad \dot{\hat{u}}_{xf} = \lambda_{x2}(z_{x2}b_x - \hat{u}_{xf}); \\ \dot{\hat{\beta}}_y &= \lambda_{y1}(z_{y2}\bar{u}_y - \hat{\beta}_y), \quad \dot{\hat{u}}_{yf} = \lambda_{y2}(z_{y2}b_y - \hat{u}_{yf}). \end{aligned} \quad (52)$$

其中: $\bar{u}_x = -(\dot{\alpha}_x - k_{x2}z_{x2} - \varepsilon_x r_x - b_x \hat{u}_{xf})$; $\bar{u}_y = -(\dot{\alpha}_y - k_{y2}z_{y2} - \varepsilon_y r_y - b_y \hat{u}_{yf})$, $k_{x2}, \lambda_{x1}, \lambda_{x2}, k_{y2}, \lambda_{y1}, \lambda_{y2}$ 为正常数, x 位置、 y 位置虚拟控制输入为

$$\begin{aligned} u_{xa} &= \hat{\beta}_x \frac{\dot{\alpha}_x - k_{x2}z_{x2} - \varepsilon_x r_x - b_x \hat{u}_{xf}}{b_x}, \\ u_{ya} &= \hat{\beta}_y \frac{\dot{\alpha}_y - k_{y2}z_{y2} - \varepsilon_y r_y - b_y \hat{u}_{yf}}{b_y}. \end{aligned} \quad (53)$$

选择如下李雅普诺夫函数:

$$\begin{aligned} V_x &= \frac{1}{2}\varepsilon_{x2}^2 + \frac{1}{2}z_{x2}^2 + \frac{\tau_x}{2\lambda_{x1}}\tilde{\beta}_x^2 + \frac{1}{2\lambda_{x2}}\tilde{u}_{xf}^2, \\ V_y &= \frac{1}{2}\varepsilon_{y2}^2 + \frac{1}{2}z_{y2}^2 + \frac{\tau_y}{2\lambda_{y1}}\tilde{\beta}_y^2 + \frac{1}{2\lambda_{y2}}\tilde{u}_{yf}^2. \end{aligned} \quad (54)$$

同理可以证得 x 位置、 y 位置子系统是有界稳定的, 且 z_{x1}, z_{y1} 满足预定性能要求.

注2 本文所采用的双闭环控制中 x 位置、 y 位置的控制输入 u_x 和 u_y 是用来提供内环横滚角和俯仰角的期望值 ϕ_d, θ_d 的控制输入.

$$\begin{aligned} u_x &= \cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi, \\ u_y &= \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi. \end{aligned} \quad (55)$$

在给定偏航角 ψ 时, 由式(55)反解可得

$$\begin{aligned} \phi_d &= \arcsin(u_x \sin(-\psi) - u_y \cos(-\psi)), \\ \theta_d &= \arcsin\left(\frac{u_x \cos(-\psi) + u_y \sin(-\psi)}{\cos \phi_d}\right). \end{aligned} \quad (56)$$

3 数值仿真

为了验证所设计控制策略的有效性以及控制器的性能, 运用 Matlab/Simulink 2018b 对具有执行器故

障的四旋翼进行数值仿真. 四旋翼无人机参数设定见表2.

表2 四旋翼无人机参数

参数	值
m/kg	2.0
$g/(\text{m/s}^2)$	9.8
$I_{xx}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.55
$I_{yy}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.51
$I_{zz}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.96
l/m	0.1
J_p/m	0.01

设置四旋翼的初始位置为 $[0, 0, 0]$, 初始姿态角为 $[0, 0, 0]$, 给定的期望跟踪轨迹为 $x_d = \cos(0.1t), y_d = \sin(0.1t), z_d = 0.2t, \psi_d = 0.5$, 相关参数设置为: 比例系数 $k_{i1} = 10, k_{i2} = 10$, 故障系数 $\tau_i = 0.5$, 未知定常加性故障 $u_{if} = 1$. 选取的预定性能函数为

$$\begin{aligned} \mu_i(t) &= (2 - 0.01)e^{-t} + 0.01, \quad i = x, y, z; \\ \mu_j(t) &= (2 - 0.01)e^{-8t} + 0.01, \quad j = \phi, \theta, \psi. \end{aligned}$$

在设计的自适应预定性能控制器下, 四旋翼无人机的实际跟踪轨迹与给定期望轨迹对照见图3, 各状态轨迹见图4, 说明该控制器在执行器故障下可以控制四旋翼无人机实现对给定轨迹的追踪, 追踪性能良好.

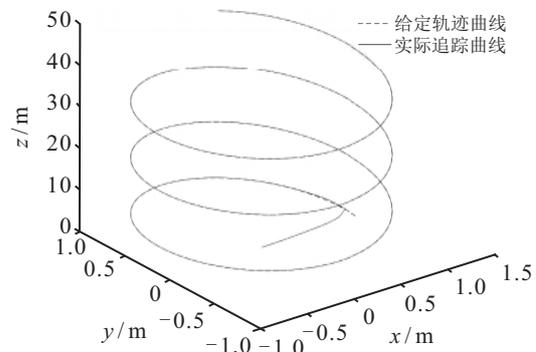


图3 执行器故障下四旋翼无人机追踪时变轨迹

为验证所设计的自适应预定性能控制器作用下系统的鲁棒性, 分别对 $x, y, z, \phi, \theta, \psi$ 子系统, 加入高斯白噪声模拟扰动, 其结果如图5、图6所示, 结果说明所设计的控制器作用下系统具有鲁棒性.

执行器故障下四旋翼无人机追踪给定轨迹时通过自适应律对执行器故障系数和未知定常加性故障进行估计, 其结果如图7所示. 在设计的自适应预定性能控制器控制下, 实际跟踪轨迹与给定期望轨迹的跟踪误差为 $z_i, i = x, y, z, \phi, \theta, \psi$, 其外环位置环仿真曲线如图8所示, 内环姿态环仿真曲线如图9所示, 说明在设计的控制器控制下四旋翼无人机能够实现对给定期望轨迹的追踪, 且能够达到预定性能要求.

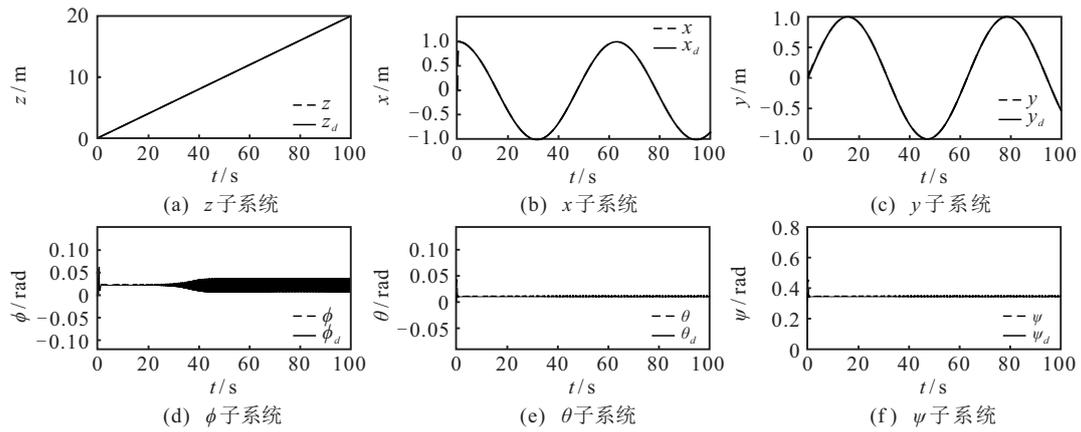


图4 追踪时变轨迹各状态实际轨迹与期望轨迹

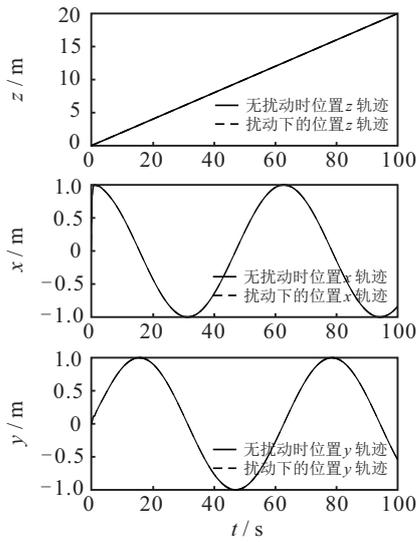


图5 扰动作用下与无扰动时无人机位置轨迹

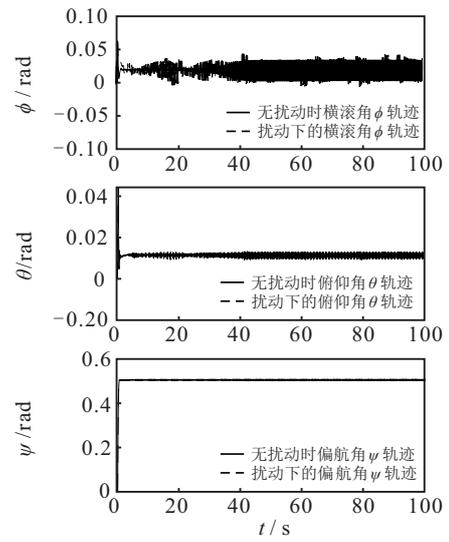
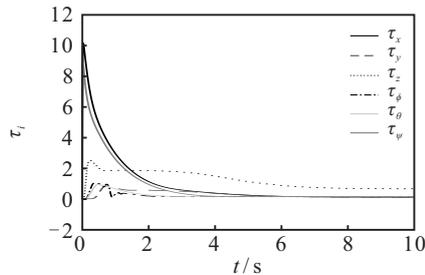
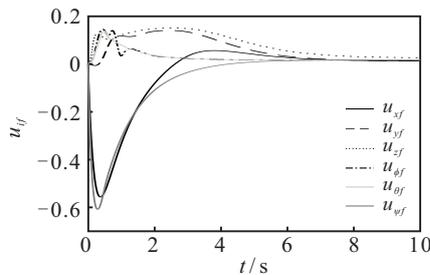


图6 扰动作用下与无扰动时无人机姿态角轨迹



(a) 对故障系数的估计



(b) 对未知加性故障的估计

图7 故障系数和未知加性故障的自适应估计

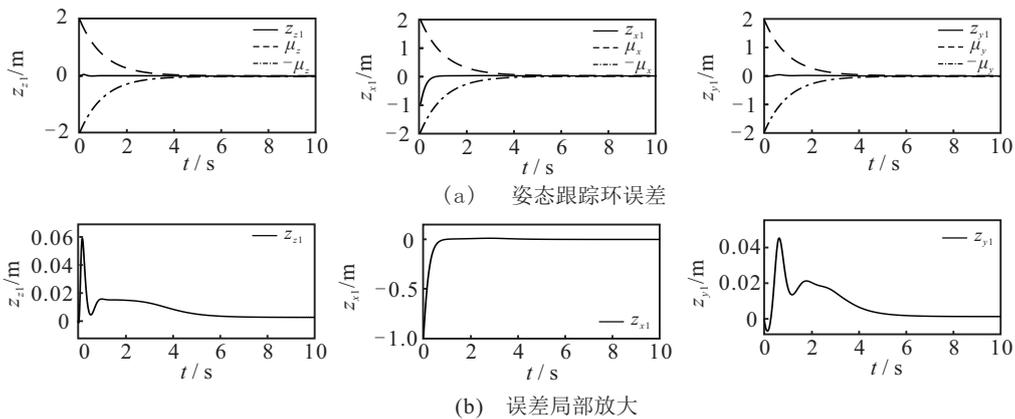


图8 位置跟踪误差及其局部放大

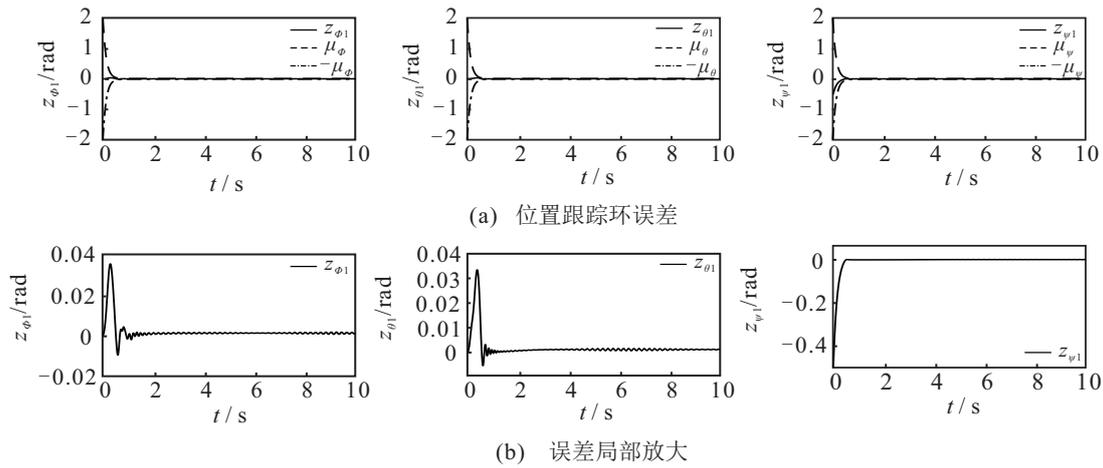


图9 姿态环跟踪误差及其局部放大

图10和图11分别以外环位置系统高度 z 、内环横滚角 ϕ 为例进行是否进行预定性能对比验证,验证结果说明通过预定性能可以减小超调,加快稳定时间并且减小稳态误差.

制的暂稳态性能,所提出的预定性能控制方案能够使四旋翼无人机的跟踪误差减小、收敛速度加快、最大超调降低.最后通过仿真验证了该控制方案的有效性.

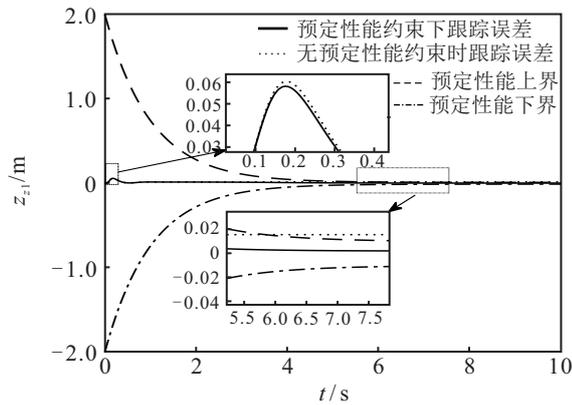


图10 高度 z 是否进行预定性能的跟踪误差对比

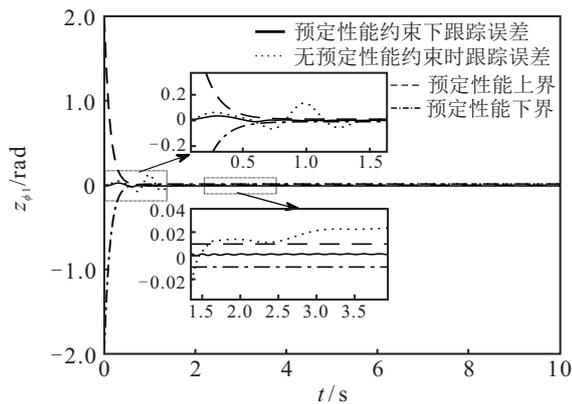


图11 横滚角 ϕ 是否进行预定性能的跟踪误差对比

4 结论

本文提出了一种新的预定性能的自适应控制方案.首先,针对具有执行器故障的四旋翼无人机控制问题,基于双闭环控制策略,采用了一种自适应控制方案,能够实现对具有执行器故障的四旋翼无人机的控制.为了保证具有执行器故障的四旋翼无人机控

参考文献(References)

[1] Bouabdallah S, Siegwart R. Full control of a quadrotor[C]. 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. San Diego: IEEE, 2007: 153-158.

[2] Wang W, Wen C. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance[J]. Automatica, 2010, 46(12): 2082-2091.

[3] 宫勋, 赵常均, 王丽, 等. 基于双观测器并行结构的四旋翼无人机故障检测与重构[J]. 控制与决策, 2015, 30(7): 1214-1218. (Gong X, Zhao C J, Wang L, et al. Faults detection and reconstruction for quadrotor aircraft based on double-observers parallel structure[J]. Control and Decision, 2015, 30(7): 1214-1218.)

[4] 沈智鹏, 曹晓明. 输入受限四旋翼飞行器的模糊自适应动态面轨迹跟踪控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(7): 1401-1408. (Shen Z P, Cao X M. Fuzzy adaptive dynamic surface trajectory tracking control for quadrotor UAV with input constraints[J]. Control and Decision, 2019, 34(7): 1401-1408.)

[5] 郑佳静, 李平. 一种基于内外环结构的四旋翼飞行器容错控制方法[J]. 中南大学学报: 自然科学版, 2019, 50(3): 572-578. (Zheng J J, Li P. A fault tolerant control method for quadrotor based on inner and outer loops[J]. Journal of Central South University: Science and Technology, 2019, 50(3): 572-578.)

[6] Elghoul A, Tellili A, Bouziri A, et al. A fault tolerant control for robot manipulators against actuator

- fault[C]. The 18th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). Monastic: IEEE, 2017: 218-222.
- [7] Shen Q, Yue C, Goh C H, et al. Active fault-tolerant control system design for spacecraft attitude maneuvers with actuator saturation and faults[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3763-3772.
- [8] Li Y X, Yang G H. Adaptive asymptotic tracking control of uncertain nonlinear systems with input quantization and actuator faults[J]. Automatica, 2016, 72: 177-185.
- [9] Li J L, Yang Q M, Fan B, et al. Robust state/output-feedback control of coaxial-rotor MAVs based on adaptive NN approach[J]. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 2019, 30(12): 3547-3557.
- [10] Hua C C, Wang Q G, Guan X P. Adaptive tracking controller design of nonlinear systems with time delays and unknown dead-zone input[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(7): 1753-1759.
- [11] Jiang B Y, Hu Q L, Friswell M I. Fixed-time attitude control for rigid spacecraft with actuator saturation and faults[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2016, 24(5): 1892-1898.
- [12] Qi X, Qi J, Theilliol D, et al. Self-healing control design under actuator fault occurrence on single-rotor un-manned helicopters[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2016, 84(1/2/3/4): 21-35.
- [13] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Prescribed performance adaptive control of SISO feedback linearizable systems with disturbances[C]. The 16th Mediterranean Conference on Control and Automation. Ajaccio: IEEE, 2008: 1035-1040.
- [14] Zhang J X, Yang G H. Prescribed performance fault-tolerant control of uncertain nonlinear systems with unknown control directions[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 62(12): 6529-6535.
- [15] Wang W, Wen C. Adaptive actuator failure compensation control of uncertain nonlinear systems with guaranteed transient performance[J]. Automatica, 2010, 46(12): 2082-2091.
- [16] Hua C C, Chen J N, Guan X P. Adaptive prescribed performance control of QUAVs with unknown time-varying payload and wind gust disturbance[J]. Journal of the Franklin Institute, 2018, 355(14): 6323-6338.
- [17] Fan B, Yang Q, Jagannathan S, et al. Output-constrained control of nonaffine multiagent systems with partially unknown control directions[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2019, 64(9): 3936-3942.
- [18] Bouabdallah S, Murrieri P, Siegwart R. Design and control of an indoor micro quadrotor[C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation. New Orleans: IEEE, 2004: 4393-4398.
- [19] Lin Q, Cai Z H, Wang Y X, et al. Adaptive flight control design for quadrotor UAV based on dynamic inversion and neural networks[C]. The 3rd International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control. Shenyang: IEEE, 2013: 1461-1466.

作者简介

赵广磊(1984—),男,副教授,博士,从事非线性控制、多智能体等研究, E-mail: glzhao517@126.com;

高儒帅(1991—),男,硕士生,从事四旋翼无人机控制的研究, E-mail: 172055247@qq.com;

陈健楠(1992—),男,博士生,从事非线性控制、四旋翼无人机控制的研究, E-mail: 1509308401@qq.com.

(责任编辑:孙艺红)