

基于联合观测与前馈补偿的四旋翼无人机自抗扰控制

肖友刚, 童俊豪

Active Disturbance Rejection Control of Quadrotor UAVs Based on Joint Observation and Feedforward Compensation

XIAO Yougang and TONG Junhao

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.21656/1000-0887.430135>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

多元数据融合在无人机结构-健康监测中的应用

Multi-Source Data Fusion for Health Monitoring of Unmanned Aerial Vehicle Structures

应用数学和力学. 2018, 39(4): 395-402 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.380225>

一类欠驱动MIMO系统集中式自抗扰控制

CADRC for a Class of Underactuated MIMO Systems

应用数学和力学. 2020, 41(11): 1197-1209 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.390356>

基于复合控制的电液负载模拟器多余力抑制研究

Elimination of Surplus Forces in Electrohydraulic Load Simulators Based on Compound Control

应用数学和力学. 2017, 38(3): 321-332 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.370185>

基于增秩Kalman滤波的动态荷载识别和结构响应重构

Dynamic Load Identification and Structural Response Reconstruction Based on the Augmented Kalman Filter

应用数学和力学. 2021, 42(7): 665-674 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.410252>

基于人机耦合的下肢外骨骼动力学分析及仿真

Dynamic Analysis and Simulation of the Lower Extremity Exoskeleton Based on Human-Machine Interaction

应用数学和力学. 2019, 40(7): 780-790 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.390212>

基于激励滑模控制的分数阶神经网络的修正投影同步研究

Modified Projective Synchronization of a Class of Fractional-Order Neural Networks Based on Active Sliding Mode Control

应用数学和力学. 2018, 39(3): 343-354 <https://doi.org/10.21656/1000-0887.380098>



关注微信公众号, 获得更多资讯信息

基于联合观测与前馈补偿的四旋翼 无人机自抗扰控制*

肖友刚, 童俊豪

(中南大学 交通运输工程学院, 长沙 410075)

摘要: 为解决模型参数不确定与外界干扰影响下, 四旋翼无人机飞控作业中姿态与轨迹跟踪精度下降, 反应迟缓的问题, 利用拓展 Kalman 滤波应对非线性系统问题出色的适应能力和噪声抑制能力, 对四旋翼状态信息进行初步估算来抑制高频信号干扰, 从而降低了扩张状态观测器的估计负担. 同时, 与扩张状态观测器联合估计由系统不确定性参数与外界扰动联合组成的“总扰动”, 使系统对于精确模型的依赖性降低, 并利用扰动估计的微分值进行前馈补偿, 以提高对突变扰动的跟踪精度, 克服了突变干扰下的相位滞后现象. 综合联合观测器、带前馈补偿的 LESO 及带误差补偿的 PD 控制律, 形成了一种利用拓展 Kalman 滤波与前馈补偿后的扩张状态观测器联合观测扰动, 能较大程度抑制高频噪声和突变扰动的改进型自抗扰控制器. 仿真与实验结果表明, 联合观测器能有效地减小观测误差幅值且能超前校正观测相位滞后, 从而更好地得到更精确的状态信息, 改进型自抗扰控制器能更好地满足四旋翼飞行器快速反应、高效稳定的控制要求, 精准高效地完成复杂轨迹跟踪.

关键词: 四旋翼无人机; 联合观测; 拓展 Kalman 滤波; 前馈补偿; 改进型自抗扰

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A **DOI:** 10.21656/1000-0887.430135

Active Disturbance Rejection Control of Quadrotor UAVs Based on Joint Observation and Feedforward Compensation

XIAO Yougang, TONG Junhao

(School of Traffic and Transportation Engineering, Central South University, Changsha 410075, P.R.China)

Abstract: Under the effects of uncertain parameters and external disturbances, the attitude and trajectory tracking accuracy will be reduced and the response will be slowed down in the flight control of quadrotor unmanned air vehicles (UAVs). To solve this problem, the extended Kalman filter method was used given its excellent adaptability and noise suppression ability for nonlinear systems, to preliminarily estimate the quadrotor state information and suppress the high-frequency signal disturbance to reduce the estimation burden on the extended state observer. Moreover, the extended Kalman filter combined with the expanded state observer was applied to estimate the total disturbance composed of the system uncertainty parameters and external disturbances to reduce system reliance on precise models, and the differential values of the perturbation estimates were used for feedforward compensation to improve the tracking accuracy under abrupt disturbances and to overcome the phase lag caused by abrupt disturbances. The joint state observer, the linear extended state observer with feedforward compensation and the PD controller with error compensation were integrated to form an

* 收稿日期: 2022-04-18; 修订日期: 2023-03-23

基金项目: 湖南省自然科学基金 (2021JJ30847)

作者简介: 肖友刚(1970—), 男, 教授, 博士(通讯作者. E-mail: csuxyg@163.com).

引用格式: 肖友刚, 童俊豪. 基于联合观测与前馈补偿的四旋翼无人机自抗扰控制[J]. 应用数学和力学, 2023, 44(3): 229-240.

improved active disturbance rejection controller to jointly observe disturbances while suppressing high-frequency noises and abrupt disturbances to a relatively large extent, by means of the extended Kalman filter and the extended state observer with feedforward compensation. Simulation and experiment results show that, the joint observer can effectively reduce the observation error amplitude, correct the observation phase lag in advance and obtain more accurate state information, and the improved active disturbance rejection controller can better meet requirements of quadrotor UAVs for fast responses and stable control, and accurately and efficiently fulfill complex trajectory tracking tasks.

Key words: quadrotor UAV; joint observation; extended Kalman filter; feedforward compensation; improved active disturbance rejection

0 引 言

四旋翼无人机结构简单、成本低廉、起降方便、可控性高,在军事、民用领域应用广泛,但四旋翼无人机工作环境复杂多变,且具有欠驱动、强耦合与非线性特征,改善其动态性能具有较大难度,诸多学者进行了许多有效的探索.王芳等^[1]设计了一种预设性能反步跟踪控制器,实现了外界干扰以及输出误差约束下四旋翼无人机的轨迹跟踪控制.Tang等^[2]通过建立一种分层控制策略,使得控制器能够满足飞控系统的渐近跟踪控制.Liang等^[3]针对四旋翼运输系统提出了另一种非线性分层控制方法,分别设计了内环和外环结构,能有效抑制载荷摆动.Labbadi等^[4]和 Ghadiri等^[5]通过设计非奇异终端滑模控制算法,解决了飞控系统的奇异问题,实现了四旋翼无人机的有限时间收敛.Shao等^[6]通过反步控制算法设计了四旋翼飞机的鲁棒跟踪控制器,引入S型微分跟踪器,解决了反步控制算法引起的“微分爆炸”问题.对于四旋翼飞行器的姿态控制,Li等^[7]设计了一种鲁棒的输出反馈控制策略,采用Nussbaum函数补偿执行器饱和产生的非线性项.何绪飞等^[8]通过在无人机健康监测中采用多元数据融合的方法,有效识别了传感器输入与多位置的损伤,保证了无人机飞行的稳定性与安全性.

自抗扰控制采用扩张状态观测器将系统内、外部扰动归结为“总扰动”进行估计并补偿,使自抗扰控制算法不依赖于精确的系统模型,抗干扰能力强^[9-10].张勇等^[11]针对四旋翼无人机飞行系统欠驱动、非线性、多变量、强耦合等控制难点,在四旋翼无人机的位置回路采用PD控制,在姿态回路采用线性自抗扰控制.章志诚^[12]针对四旋翼飞行器控制系统中容易出现的航向通道控制器积分饱和问题,提出了基于变速积分的抗饱和自抗扰控制算法,实现了四旋翼无人飞行器航向通道控制.石嘉等^[13]为了提高四旋翼无人机姿态控制抗干扰能力,设计了一种内外环嵌套结构的自抗扰控制器.胡丹丹等^[14]针对四旋翼飞行器自抗扰控制器参数较多、人工整定困难且难以得到最优控制效果的问题,提出了一种基于改进粒子群算法的四旋翼自抗扰控制器优化方法.Zhang等^[15]针对无人机系统存在的非线性和对干扰敏感等控制难题,提出了一种基于双闭环ADRC方法的四旋翼控制方案,但是该方法没有考虑四旋翼系统的不确定性和外部扰动.

受复杂环境及电磁干扰的影响,传感器测试的系统输出不可避免地会引入高频量测噪声,增大扩张状态观测器增益可提高其跟踪性能,但也会放大高频噪声,进而引起系统控制量的高频颤振.实际控制回路往往用滤波器对系统输出量进行处理,但滤波后信号的幅值、相位与系统的真实输出有较大差别,据此构造出的观测器必然会产生较大观测误差.刘祥等^[16]针对一类非严格反馈的时滞非线性系统,设计了一种适配于自适应神经网络的状态观测器,保证了闭环系统中所有信号的半全局一致有界性.魏宇恒等^[17]针对多故障非线性系统,设计了一种中间估计器,实现多故障估计的同时避免了观测器匹配条件的限制.Wang等^[18]提出了一种非线性信号校正观测器,并用于无人机系统中的信号观测和校正.Battilotti^[19]和 Nair等^[20]设计了一种增益在线调整的自适应观测器,但工程实现难度大.

上述方法要么过于依赖精确的数学模型,要么没有考虑量测噪声的影响,要么需要限定系统不确定性的上界,而不确定性很容易受到内部不确定性和外部未知干扰的影响.因此,需要设计一种复合控制器,既能摒除系统内部不确定性的影响,又能最大程度地抑制复杂工作环境及量测噪声带来的干扰.针对已有四旋翼飞控策略的不足,本文设计了一种集合拓展Kalman滤波(extended Kalman filter, EKF)与线性扩张状态观测器

(linear extended state observer, LESO) 优点的联合观测器, 以有效减小环境干扰、量测噪声和系统不确定性给状态信号带来的影响; 同时, 在 LESO 环节对各阶不确定干扰估计量的微分值进行前馈补偿, 解决了 LESO 跟踪大幅时变信号时精度不高、误差较大、跟踪滞后等问题, 并综合形成了改进型自抗扰控制 (improved active disturbance rejection control, IADRC) 器. 仿真结果表明, 联合观测器能更好地摒除内部扰动与各种外部干扰, 得到更精确的状态信息, 改进型自抗扰控制器能更好地满足四旋翼飞行器快速反应、高效稳定的控制器要求, 精准高效地完成复杂轨迹跟踪.

1 四旋翼飞行器模型分析

描述四旋翼飞行器的运动学关系常用到地球固连坐标系 $E=(X_e, Y_e, Z_e)$ 与机体坐标系 $B=(X_b, Y_b, Z_b)$, 在地球固连坐标系下定义四旋翼所处三维空间的位置向量 $\boldsymbol{\xi}=[x, y, z]^T$ 及姿态向量 $\boldsymbol{\theta}=[\phi, \theta, \psi]^T$, ϕ, θ, ψ 分别表示四旋翼的滚转角、俯仰角、偏航角, 从机体坐标系到地球固连坐标系的旋转矩阵为

$$\mathbf{R}_b^e = \begin{bmatrix} \cos\theta\cos\psi & \cos\psi\sin\theta\sin\phi - \sin\psi\cos\phi & \cos\psi\sin\theta\cos\phi + \sin\psi\sin\phi \\ \cos\theta\sin\psi & \sin\psi\sin\theta\sin\phi + \cos\psi\cos\phi & \sin\psi\sin\theta\cos\phi - \cos\psi\sin\phi \\ -\sin\theta & \sin\phi\cos\theta & \cos\phi\cos\theta \end{bmatrix}. \quad (1)$$

四旋翼无人机有 4 个电机驱动旋翼, 通过 4 个电机控制自身位置与姿态的 6 个自由度, 属于典型的欠驱动系统, 带有不确定干扰的四旋翼动力学模型为^[21]

$$\begin{cases} \ddot{x} = \left((\sin\theta\cos\phi\cos\psi + \sin\phi\sin\psi) \sum_{i=1}^4 F_i - k_f \dot{x} \right) / m + d_1, \\ \ddot{y} = \left((\sin\theta\cos\phi\sin\psi - \sin\phi\cos\psi) \sum_{i=1}^4 F_i - k_f \dot{y} \right) / m + d_2, \\ \ddot{z} = \left((\cos\phi\cos\theta) \sum_{i=1}^4 F_i - k_f \dot{z} - g \right) / m + d_3, \\ \ddot{\phi} = ((J_y - J_z)\dot{\theta}\dot{\psi} + l(-F_2 + F_4) - k_f\dot{\phi}) / J_x - J_x\dot{\theta} + D_1, \\ \ddot{\theta} = ((J_z - J_x)\dot{\phi}\dot{\psi} + l(F_1 - F_3) - k_f\dot{\theta}) / J_y - J_y\dot{\phi} + D_2, \\ \ddot{\psi} = ((J_x - J_y)\dot{\phi}\dot{\theta} + k_d l(-F_1 + F_2 - F_3 + F_4) - k_f\dot{\psi}) / J_z + D_3, \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\mathbf{J} = \text{diag}(J_x, J_y, J_z)$ 为转动惯量; m 为四旋翼总质量; g 为重力加速度; $F_i = C_T \Omega_i^2$ ($i = 1, 2, 3, 4$) 为第 i 个电机提供的上升力, C_T 为螺旋桨升力系数, Ω_i 为第 i 个电机转速; l 为四旋翼中心点到机翼端点的距离; k_d 为转矩系数; k_f 为阻力系数; d_i ($i = 1, 2, 3$) 为系统外部扰动; D_i ($i = 1, 2, 3$) 为系统扰动力矩.

2 基于 EKF 的四旋翼状态估计

由于恶劣环境或传感器误差影响, 在输出时会引入高频量测噪声, 保持 LESO 带宽不变会使观测精度下降, 增大观测器增益又会放大高频噪声. Kalman 滤波 (KF) 算法作为一种离散线性滤波递归算法, 在线性系统的状态估算中具有较高的估计精度与抑制噪声的能力. 但对于四旋翼这类非线性系统, 基础 Kalman 滤波方法不能直接解决非线性系统滤波问题, 因此采用解决非线性问题更为合适的拓展 Kalman 滤波 (EKF) 算法. 其能有效地将非线性滤波问题转化为近似线性滤波问题进行处理, 作为联合观测的第一步能够有效降低 LESO 对于四旋翼状态的观测负担, 从而提高观测精度.

根据式 (2), 将四旋翼无人机系统模型表示成非线性离散系统状态方程和观测方程的一般形式:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \boldsymbol{\Gamma}_k \boldsymbol{\omega}_k, \quad (3)$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4)$$

式中, \mathbf{x}_k 为 k 时刻四旋翼位姿状态量, $\mathbf{x}_k = [x, y, z, \phi, \theta, \psi]^T$; \mathbf{u}_k 为四旋翼状态通道的输入量, $\mathbf{u}_k = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$; \mathbf{z}_k 表示测量输出; $\boldsymbol{\omega}_k, \mathbf{v}_k$ 均为 Gauss 白噪声, $E(\boldsymbol{\omega}_k) = \boldsymbol{\mu}_x$, $\text{cov}(\boldsymbol{\omega}_k) = \mathbf{Q}_k \delta_{kj}$, $E(\mathbf{v}_k) = \boldsymbol{\mu}_y$, $\text{cov}(\mathbf{v}_k) = \mathbf{R}_k \delta_{kj}$, $\text{cov}(\boldsymbol{\omega}_k, \mathbf{v}_k) = 0$, $\boldsymbol{\mu}_x, \boldsymbol{\mu}_y$ 为实数, δ_{kj} 为 Kronecker δ 函数, \mathbf{Q}_k 为过程噪声协方差矩阵, \mathbf{R}_k 为观测噪声协方差矩阵; $\boldsymbol{\Gamma}_k$ 为系统噪声系

数转移矩阵; $f(x_k, u_k)$ 是非线性转换函数; $h(x_k) = \mathbf{I}_6 [\dot{x} \ \dot{y} \ \dot{z} \ \phi \ \theta \ \psi]^T$ 是 k 时刻的量测输出转移矩阵, \mathbf{I}_6 为 6 阶单位矩阵.

将 $f(x_k, u_k)$, $h(x_k)$ 进行线性化, 则

$$f(x_k, u_k) \approx f(\hat{x}_k, u_k) + \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k), \quad (5)$$

$$h(x_k) \approx h(\hat{x}_k) + \left. \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k} (x_k - \hat{x}_k). \quad (6)$$

定义 $\hat{\varphi}_k = \left. \frac{\partial f(x_k, u_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k}$, $\hat{H}_k = \left. \frac{\partial h(x_k)}{\partial x_k} \right|_{x_k = \hat{x}_k}$, 其中 \hat{x}_k 为 x_k 的估计值, 则

$$\begin{cases} x_{k+1} \approx \hat{\varphi}_k x_k + [f(\hat{x}_k, u_k) - \hat{\varphi}_k \hat{x}_k] + \Gamma_k \omega_k, \\ z_k \approx \hat{H}_k x_k + [h(\hat{x}_k) - \hat{H}_k \hat{x}_k] + V_k. \end{cases} \quad (7)$$

由此, 得到拓展 Kalman 滤波器 EKF 迭代算法, 如表 1 所示.

表 1 EKF 算法

Table 1 The EKF algorithm

stage	algorithm
starting condition	$\hat{x}_0 = E(x_0), P_0 = \text{var}(x_0)$
time optimal estimate at step $k-1$	$\hat{x}_{k,k-1} = f(\hat{x}_{k-1,k-1}, u_k)$
prior covariance matrix	$P_{k,k-1} = \text{cov}(x_k - \hat{x}_{k,k-1}) = \text{cov}[f(x_{k-1,k-1}, u_{k-1}) + \omega_k - f(\hat{x}_{k-1,k-1}, u_{k-1})] = \varphi_{k,k-1} P_{k-1,k-1} \varphi_{k,k-1}^T + \Gamma_{k,k-1} Q_k \Gamma_{k,k-1}^T$
Kalman gain	$K_k = P_{k,k-1} H_k^T [H_k P_{k,k-1} H_k^T + R_k]^{-1}$
time optimal estimate at step k	$\hat{x}_{k,k} = \hat{x}_{k,k-1} + K_k [z_k - h(\hat{x}_{k,k-1})]$
posterior covariance matrix	$P_{k,k} = \text{cov}(x_k - \hat{x}_{k,k}) = \text{cov}[(x_k - \hat{x}_{k,k-1}) - K_k (h(x_k) - h(\hat{x}_{k,k-1})) - K_k V_k] = \text{cov}[(x_k - \hat{x}_{k,k-1}) - K_k (h(x_k) - h(\hat{x}_{k,k-1}))] + \text{cov}(K_k V_k) = (I - K_k H_k) P_{k,k-1}$

根据每一步的均方误差变化情况, Kalman 增益 K_k 将实时自适应调整, 以优化控制系统参数, 从而使得系统具有初步处理外界噪声的作用.

3 LESO 设计与前馈补偿

EKF 算法以最小均方差原理为基础, 通过逐步递推来估算变量, 并实时更新系统噪声、量测噪声协方差矩阵, 在处理非线性系统问题时有着出色的环境适应能力和噪声抑制能力. 然而采用 EKF 法处理未知时变模型时, 常通过高阶线性化使模型尽可能接近真实状态. 但过度线性化使四旋翼系统控制性能变差, 因此, 将其与 LESO 进行联合, 通过 LESO 主动估计系统内部的不确定时变部分, 使其对不精确模型具有良好的适应性.

3.1 LESO 设计

由动力学模型式 (2) 中的位置环驱动力可知, 每个位置通道仍然包含另一个通道的控制量. 为实现三个位置通道的解耦, 并减轻 LESO 的估计负担, 将位置环控制量分解为三个虚拟控制量:

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} = \frac{F_1 + F_2 + F_3 + F_4}{m} \times \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi \\ \sin \theta \cos \psi - \sin \phi \sin \psi \\ \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{m} & \frac{1}{m} & \frac{1}{m} & \frac{1}{m} \\ 0 & -\frac{l}{J_x} & 0 & \frac{l}{J_x} \\ \frac{l}{J_y} & 0 & -\frac{l}{J_y} & 0 \\ k_d \frac{l}{J_z} & -k_d \frac{l}{J_z} & k_d \frac{l}{J_z} & -k_d \frac{l}{J_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

根据式 (9) 中驱动力与控制量的关系, 将四旋翼动力学模型改写为

$$\begin{cases} \ddot{x} = u_x - k_f \dot{x}/m + d_1, \\ \ddot{y} = u_y - k_f \dot{y}/m + d_2, \\ \ddot{z} = u_z - k_f \dot{z}/m - g + d_3, \\ \ddot{\phi} = u_2 + ((J_y - J_z)\dot{\theta}\dot{\psi} - k_f \dot{\phi})/J_x - J_x \dot{\theta} + D_1, \\ \ddot{\theta} = u_3 + ((J_y - J_z)\dot{\theta}\dot{\psi} - k_f \dot{\theta})/J_y - J_y \dot{\phi} + D_2, \\ \ddot{\psi} = u_4 + ((J_x - J_y)\dot{\phi}\dot{\theta} - k_f \dot{\psi})/J_z + D_3. \end{cases} \quad (10)$$

因三个位置通道与三个姿态角通道的控制器设计过程大致相同, 选取 Z 方向通道与滚转角通道为例进行说明.

对式 (10) 中的滚转角通道 (记为姿态环 ϕ) 进行扩张, 可得

$$\begin{cases} \dot{\phi}_1 = \phi_2, \\ \dot{\phi}_2 = \phi_3 + b_\phi u_2 + ((J_y - J_z)\dot{\theta}\dot{\psi} - k_f \dot{\phi})/J_x - J_x \dot{\theta}, \\ \dot{\phi}_3 = D_1. \end{cases} \quad (11)$$

对姿态环 ϕ 设计扩张状态观测器 LESO1:

$$\begin{cases} e_{\phi 1} = z_{\phi 1} - \Theta_\phi, \\ \dot{z}_{\phi 1} = z_{\phi 2} + \beta_{\phi 1} e_{\phi 1}, \\ \dot{z}_{\phi 2} = z_{\phi 3} + \beta_{\phi 2} e_{\phi 1} + u_2 + ((J_y - J_z)\dot{\theta}\dot{\psi} - k_f \dot{\phi})/J_x - J_x \dot{\theta}, \\ \dot{z}_{\phi 3} = \beta_{\phi 3} e_{\phi 1}, \end{cases} \quad (12)$$

其中, $z_{\phi 1}, z_{\phi 2}, z_{\phi 3}$ 分别为姿态环 ϕ 的角度、角速度与外部扰动的状态估计, $\beta_{\phi 1}, \beta_{\phi 2}, \beta_{\phi 3}$ 为扩张状态观测器 LESO1 的增益.

对 Z 方向通道 (记为位置环 Z) 设计扩张状态观测器 LESO2:

$$\begin{cases} e_{z 1} = z_{z 1} - \zeta_z, \\ \dot{z}_{z 1} = z_{z 2} + \beta_{z 1} e_{z 1}, \\ \dot{z}_{z 2} = z_{z 3} + \beta_{z 2} e_{z 1} + u_1 \cos \phi \cos \theta - k_f \dot{z}/m + g, \\ \dot{z}_{z 3} = \beta_{z 3} e_{z 1}, \end{cases} \quad (13)$$

其中, $z_{z 1}, z_{z 2}, z_{z 3}$ 分别为位置环 Z 的位移、速度与外部扰动的状态估计, $\beta_{z 1}, \beta_{z 2}, \beta_{z 3}$ 为扩张状态观测器 LESO2 的增益.

将扩张状态观测器 LESO1、LESO2 的观测误差分别定义为

$$\begin{cases} e_{\phi 1} = \phi_1 - z_{\phi 1}, \\ e_{\phi 2} = \phi_2 - z_{\phi 2}, \\ e_{\phi 3} = \phi_3 - z_{\phi 3}, \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} e_{z 1} = z_1 - z_{z 1}, \\ e_{z 2} = z_2 - z_{z 2}, \\ e_{z 3} = z_3 - z_{z 3}. \end{cases} \quad (15)$$

将式 (14) 对时间 t 求导, 再将式 (12) 代入得 LESO1 的观测误差:

$$\dot{e}_\phi = -\mathbf{E}e_\phi + \mathbf{F}\dot{\phi}_3, \quad (16)$$

式中

$$e_\phi = \begin{bmatrix} e_{\phi 1} \\ e_{\phi 2} \\ e_{\phi 3} \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} \beta_{\phi 1} & 1 & 0 \\ \beta_{\phi 2} & 0 & 1 \\ \beta_{\phi 3} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

采用带宽法, 将 LESO1 闭环特征方程的极点统一配置在姿态角 ϕ 通道观测器的带宽 $\omega_{0\phi}$ 上, 使 LESO1 观测器增益与观测器带宽相关联^[10,16], 即

$$f(\lambda) = |\mathbf{E} - \lambda \mathbf{I}_3| = (\lambda + \omega_{0\phi})^3, \quad (17)$$

式中, λ 为特征根.

由此可得 LESO1 的增益:

$$\beta_{\phi 1} = 3\omega_{0\phi}, \beta_{\phi 2} = 3\omega_{0\phi}^2, \beta_{\phi 3} = \omega_{0\phi}^3. \quad (18)$$

由式(16)可知,根据带宽法配置参数后,系数矩阵 \mathbf{E} 满足 Hurwitz 条件,从而误差方程可以渐近稳定,即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\mathbf{e}}_{\phi}(t) = \mathbf{0}. \quad (19)$$

采用同样的方法确定 LESO2 的增益:

$$\beta_{z1} = 3\omega_{0z}, \beta_{z2} = 3\omega_{0z}^2, \beta_{z3} = \omega_{0z}^3. \quad (20)$$

3.2 LESO 前馈补偿与稳定性证明

对于大幅度变化的高频噪声,LESO 估计能力有限,常通过增加 LESO 阶次来保证观测准确性,然而增加观测阶数会使观测信号的相位滞后.为了同时解决观测静差与观测滞后问题,我们设计了一种利用扰动变化率的估计值代替真实值进行前馈补偿,实时补偿各阶观测误差,提高观测精度.

将式(12)、(13)所示的观测模型部分表示为矩阵形式:

$$\dot{\mathbf{Z}} = \mathbf{Z} + \mathbf{K}u_1 + \mathbf{L}e_1, \quad (21)$$

式中, $\dot{\mathbf{Z}} = [\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dot{z}_3]^T$ 为各阶观测值, e_1 为观测误差, $\mathbf{K} = [0, 1, 0]^T$, $\mathbf{L} = [-3\omega_0, -3\omega_0^2, -\omega_0^3]^T$ 为观测器增益矩阵.

由式(19)可知,误差的动态响应在观测误差中的占比越来越小,最终趋近于 0,将式(16)代入,可得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}_{\phi}(t) = -\mathbf{E}^{-1} \mathbf{F} \dot{\phi}_3. \quad (22)$$

对误差系统的渐近稳定条件进行缩放,使 $\dot{\mathbf{e}}_{\phi}(t) = \mathbf{0}$ 在单次计算步长内都可以成立,姿态环 ϕ 中近似观测误差为

$$\mathbf{e}_{\phi}(t) = -\mathbf{E}^{-1} \mathbf{F} \dot{\phi}_3. \quad (23)$$

同理,位置环 Z 的近似观测误差为

$$\mathbf{e}_z(t) = -\mathbf{E}^{-1} \mathbf{F} \dot{z}_3. \quad (24)$$

当系统受到外界干扰、测量噪声影响时,系统的跟踪速度、跟踪精度会受到影响,故用系统观测误差进行前馈补偿.定义姿态环 ϕ 通道中扰动力矩的估计误差为

$$\tilde{D}_1 = x_{3\phi} - z_{3\phi} = D_1 - \hat{D}_1, \quad (25)$$

式中, D_1 , \hat{D}_1 分别表示姿态环 ϕ 通道中扰动力矩的理论值与估计值, $x_{3\phi}$ 根据姿态角 ϕ 的状态输出值进行分离得出, $z_{3\phi}$ 为姿态角 ϕ 的扩张状态观测器输出的扰动估计值.

定义位置环 Z 通道中外部扰动的估计误差为

$$\tilde{d}_3 = x_{3z} - z_{3z} = d_3 - \hat{d}_3, \quad (26)$$

式中, d_3 , \hat{d}_3 分别表示位置环 Z 通道中外部扰动的理论值与估计值, x_{3z} 根据位置 Z 的状态输出分离得出, z_{3z} 为位置 Z 的扩张状态观测器输出的扰动估计值.

将式(25)中的估计误差用式(23)的近似值替换并整理,得到干扰力矩的估计值:

$$\hat{D}_1 = D_1 - \tilde{D}_1 = D_1 - e_{\phi}(3). \quad (27)$$

其中, $e_{\phi}(3)$ 表示 \mathbf{e}_{ϕ} 的第 3 个元素.

在 LESO1 中,以扰动力矩的估计值进行前馈补偿,其表达式为

$$\mathbf{Z}'_{\phi} = \mathbf{L} \cdot (\hat{D}_1 - \ddot{\phi}). \quad (28)$$

将式(12)代入式(28),并联立式(27),得到姿态环 ϕ 前馈补偿后的观测方程:

$$\begin{cases} \hat{D}_1 = D_1 - e_{\phi}(3), \\ \mathbf{Z}'_{\phi} = \mathbf{L} \cdot (\hat{D}_1 - (u_2 + ((J_y - J_z)\dot{\theta}\psi - k_f\dot{\phi})/J_x - J_x\dot{\theta} + D_1)), \end{cases} \quad (29)$$

其中, \mathbf{Z}'_{ϕ} 为姿态环前馈补偿后的观测值.

同理,可以得出位置环 Z 前馈补偿后的观测方程:

$$\begin{cases} \hat{d}_3 = d_3 - e_z(3), \\ \mathbf{Z}'_z = \mathbf{L} \cdot (\hat{d}_3 - (u_1 \cos \phi \cos \theta - k_f \dot{z}/m + g + d_3)), \end{cases} \quad (30)$$

其中, $e_z(3)$ 表示 e_z 的第 3 个元素, \mathbf{Z}'_z 为位置环前馈补偿后的观测值.

4 改进型自抗扰控制器设计与稳定性证明

对姿态与位置通道, 设计带误差补偿的 PD 控制律:

$$u_\xi = k_{1\xi} \cdot (\xi - z_{\xi 1}) - k_{2\xi} \cdot z_{\xi 2} - z'_{\xi 3}, \quad (31)$$

$$u_\theta = k_{1\theta} \cdot (\theta - z_{\theta 1}) - k_{2\theta} \cdot z_{\theta 2} - z'_{\theta 3}, \quad (32)$$

式中, $u_\xi(\xi = x, y, z)$, $u_\theta(\theta = \phi, \theta, \psi)$ 分别为位置通道与姿态通道控制量, $z'_{\xi 3}$, $z'_{\theta 3}$ 为式 (30)、(29) 所确定的位置通道与姿态通道前馈补偿后的观测值, $k_{1\xi} = \omega_{c\xi}^2$, $k_{2\xi} = 2\omega_{c\xi}(\xi = x, y, z)$ 为位置通道的控制器增益, 同理 $k_{1\theta} = \omega_{c\theta}^2$, $k_{2\theta} = 2\omega_{c\theta}(\theta = \phi, \theta, \psi)$ 为姿态通道的控制器增益, $\omega_{c\xi}$, $\omega_{c\theta}$ 分别为位置通道与姿态通道控制器带宽.

定义位置通道的跟踪误差为

$$\varepsilon_{\xi 1} = \xi_d - \xi_m, \quad \varepsilon_{\xi 2} = \dot{\xi}_d - \dot{\xi}_m. \quad (33)$$

其中, ξ_d 为位置通道目标值, ξ_m 为位置通道实际值.

则位置通道的跟踪误差微分方程可以表示为

$$\dot{\varepsilon}_\xi = \mathbf{A}_1 \varepsilon_\xi + \mathbf{B}_1 e_\xi, \quad (34)$$

式中

$$\varepsilon_\xi = [\varepsilon_{\xi 1}, \varepsilon_{\xi 2}]^T, \quad \mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{1\xi} & -k_{2\xi} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_{1\xi} & -k_{1\xi} & -1 \end{bmatrix}.$$

定义姿态角通道的跟踪误差为

$$\varepsilon_{\theta 1} = \theta_d - \theta_m, \quad \varepsilon_{\theta 2} = \dot{\theta}_d - \dot{\theta}_m. \quad (35)$$

其中, θ_d 为姿态通道目标值, θ_m 为姿态通道实际值.

则姿态角通道的跟踪误差微分方程可以表示为

$$\dot{\varepsilon}_\theta = \mathbf{A}_2 \varepsilon_\theta + \mathbf{B}_2 e_\theta, \quad (36)$$

式中

$$\varepsilon_\theta = [\varepsilon_{\theta 1}, \varepsilon_{\theta 2}]^T, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{1\theta} & -k_{2\theta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -k_{1\theta} & -k_{1\theta} & -1 \end{bmatrix}.$$

闭环系统控制误差可以表示为

$$\dot{\delta} = \Phi \delta, \quad (37)$$

式中

$$\delta = \begin{bmatrix} \varepsilon_\xi \\ e_\xi \\ \varepsilon_\theta \\ e_\theta \end{bmatrix}, \quad \Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{E}_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{E}_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} -\beta_{\xi 1} & 1 & 0 \\ -\beta_{\xi 2} & 0 & 1 \\ -\beta_{\xi 3} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} -\beta_{\theta 1} & 1 & 0 \\ -\beta_{\theta 2} & 0 & 1 \\ -\beta_{\theta 3} & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

由于上文将位置与姿态角 LESO 的带宽分别配置在 $\omega_{0\xi}$, $\omega_{0\theta}$ 上, 控制器带宽分别配置在 $\omega_{c\xi}$, $\omega_{c\theta}$ 上, 因此矩阵 \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{E}_1 , \mathbf{E}_2 均为 Hurwitz 稳定矩阵, 在此情况下矩阵 Φ 也是 Hurwitz 稳定矩阵, 因此闭环控制系统是渐近稳定的.

EKF 算法利用传感器的测量信号估算速度、角速度、位置与姿态角信息, 对高频噪声、电磁干扰、初始姿态/位置偏差有明显抑制作用. 但系统内部的未建模动态、线性化近似等问题会使 EKF 进行状态估计时精度下降, 甚至系统发散. LESO 能够将内部不确定性与外部扰动归结为“总扰动”进行估计, 能够较好地弥补 EKF 对于不精确模型观测效果差的缺陷, 将 LESO 与 EKF 进行联合观测使四旋翼无人机在外部扰动剧烈、内部参数时刻变化的情况下取得良好的估计性能. 为了提高 LESO 对大幅突变噪声的观测能力, 降低观测滞后

现象,以扰动估计值实时对各阶观测误差进行前馈补偿,并设计带误差补偿的PD控制律,综合形成改进型自抗扰控制器,如图1所示.

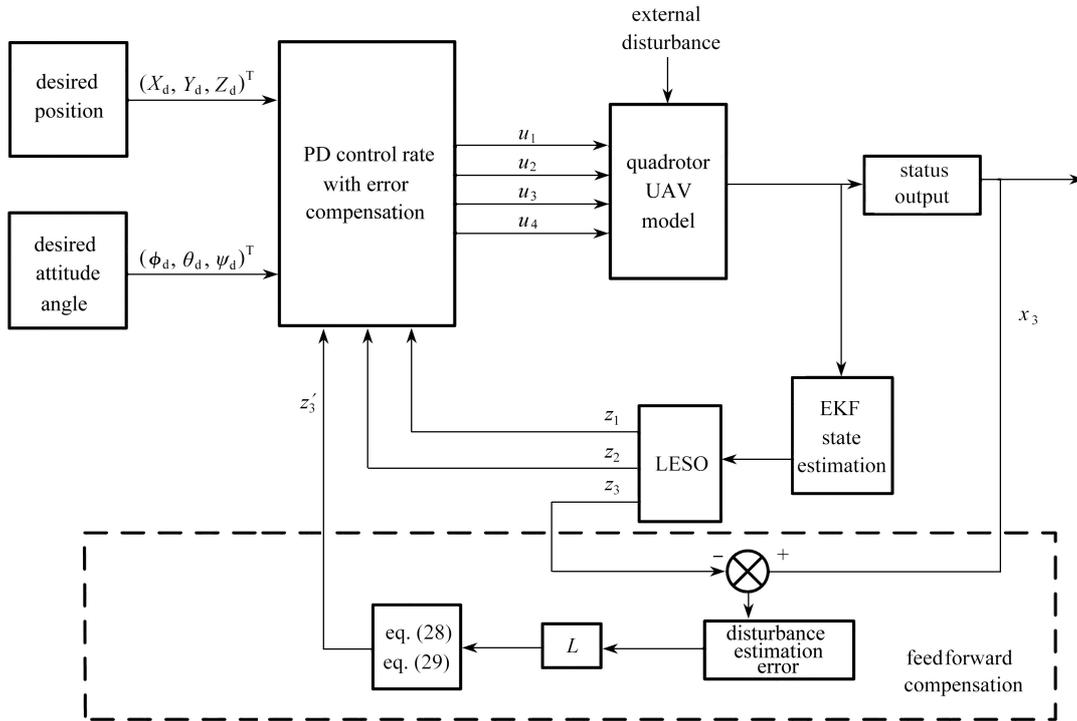


图1 改进型自抗扰控制系统流程
Fig. 1 The flowchart for the IADRC system

5 仿真与实验结果

本节将通过数值仿真与实物实验验证所提方法的控制性能,数值仿真与实验中四旋翼飞行器参数为: $m=0.4\text{ kg}$, $L=25.75\text{ cm}$, $g=9.8\text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$, $J_x=2\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $J_y=0.0552\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $J_z=0.1165\text{ kg}\cdot\text{m}^2$, $C_T=0.1336\text{ N}\cdot\text{m}$, $k_d=0.0388\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}^2$.

5.1 鲁棒性对比分析

为验证所提方法的抗干扰能力,因篇幅限制,以悬停状态下滚转角 ϕ 和Z方向位移为例说明算法的控制性能,比较所提IADRC器与常规ADRC器在各类外界干扰下,对四旋翼无人机悬停状态的控制效果.仿真中测量噪声初始协方差矩阵、过程噪声初始协方差矩阵与状态向量的初始协方差矩阵取值如下: $R_0 = \text{diag}[100, 100]$, $\Theta_0 = \text{diag}[0.03, 0.02, 0.02, 0.05]$, $P_0 = \text{diag}[2, 1, 2, 1]$;位姿通道对应观测器带宽取 $\omega_{0z} = 20$, $\omega_{0\phi} = 27$;IADRC器增益 $\omega_{cz} = 2.5$, $\omega_{c\phi} = 2$.四旋翼状态指令为从 $[0, 0, 0]$ 到 $[0, 0, 3]$ 后保持悬停.对姿态环 ϕ 与位置环Z在0~10s施加能量值为200的白噪声,模拟在实际工作环境中可能受到的高频噪声干扰,在15~25s施加峰值为2的突变干扰,模拟在实际工作环境中可能受到的大幅噪声干扰.

从图2(a)仿真结果可知,本文所提改进型自抗扰控制器在高频噪声与大幅扰动影响下,相较于传统ADRC都有着更好的飞行控制效果.由表2的控制性能对比可以看出,在0~10s受到高频噪声干扰时,四旋翼姿态角与位置在IADRC控制下都体现出更小的振荡频率与振荡幅度;在15~25s受到大幅突变噪声干扰影响时,IADRC表现出更快的反应速度,ADRC与之相较,在位置与姿态角的反应时间上约有0.15s的相位滞后.

为对比扩张状态观测器与联合观测器的观测效果,以滚转角为例比较姿态角通道中LESO与本文所提联合观测(combined observer, COMO)器的观测值与真实值误差.从图2(b)中观测效果的对比可以看出,联合观测器有效降低了高频噪声影响时的抖振值,也抑制了突变干扰对相位滞后的影响,使角度和角速度观测值都更加接近真实值,从而取得了更好的控制效果.

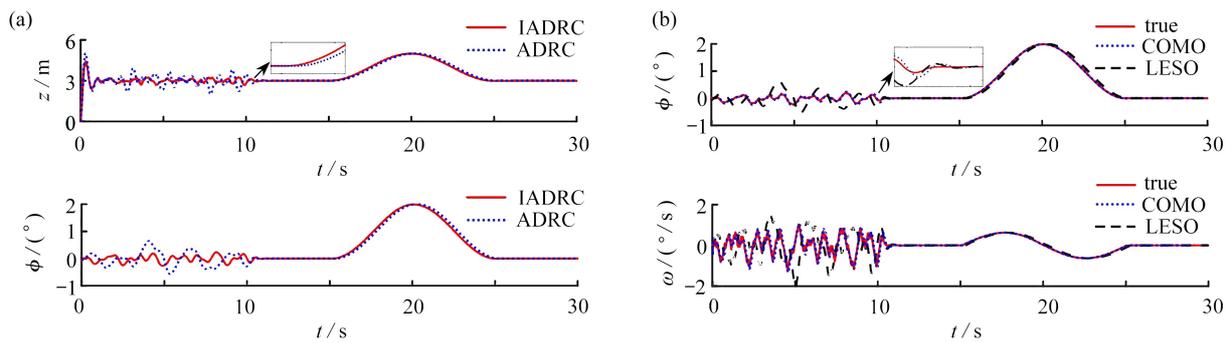


图 2 抗干扰与观测效果对比: (a) 位置与姿态角抗干扰效果对比; (b) COMO 与 LESO 的观测效果对比
 Fig. 2 Comparisons of anti-interference and observation effects: (a) comparisons of anti-interference effects of the position and the attitude angle; (b) comparisons of observation effects of the COMO and the LESO

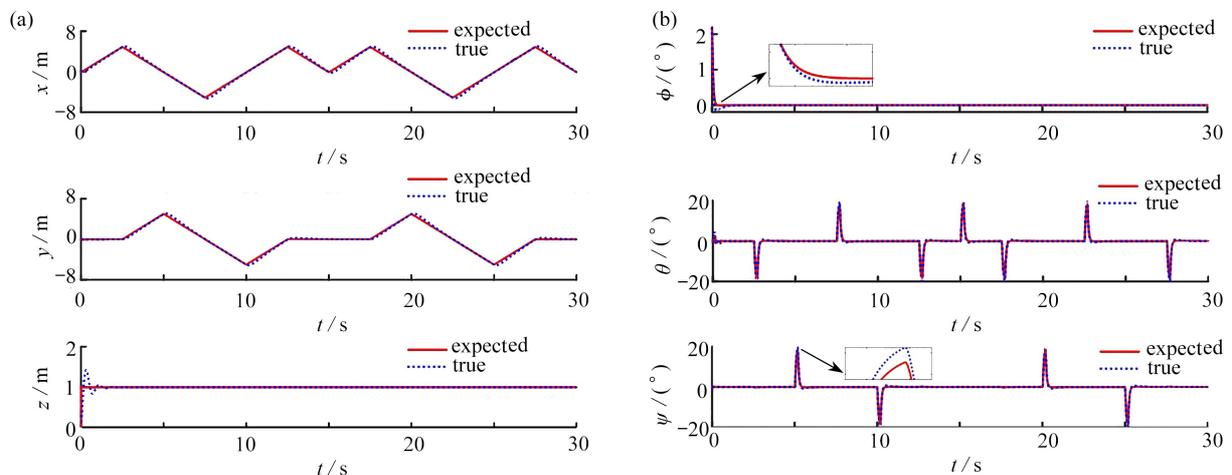
表 2 IADRC 和 ADRC 的性能对比
 Table 2 Performance comparisons of the IADRC and the ADRC

	Z-channel maximum amplitude	Z-channel phase lag	ϕ -channel maximum amplitude	ϕ -channel phase lag
ADRC	5.02 m	0.24 s	0.65°	0.27 s
IADRC	4.42 m	0.10 s	0.24°	0.12 s

5.2 复杂轨迹跟踪分析

四旋翼无人机在实际工作环境中为了到达目标位置或躲避障碍需要频繁的更换飞行状态, 当其在不同速度姿态下会受到不同重力、空气阻力、陀螺效应等因素影响, 这些不确定性因素会导致飞控系统的动力学模型不准确, 所以降低控制方法对于精确模型的依赖性是非常必要的^[22]. 为验证复杂工作过程中 IADRC 算法在模型时变时的飞控性能, 设计了四旋翼无人机从原点出发在高度 $z=1$ 的平面内完成矩形轨迹跟踪的数值仿真分析.

从图 3(a) 的轨迹跟踪曲线可以看出, x, y 方向在指令方向状态突变时, 跟踪轨迹有些许滞后与小幅偏移, 其跟踪曲线在 2 s 内能回到指定轨迹并进行准确跟踪, z 方向初始阶段由于位置突变过大导致了较为明显的偏移, 但其偏移幅度和回复时间仍在合理范围内, 表明本文控制方法对由位移时变导致的模型不精确问题具有较强的鲁棒性. 从图 3(b) 中所示的姿态角跟踪曲线可以看出, 除在角度峰值处跟踪曲线伴随约 2° 的跟踪偏差, 与俯仰和滚转角两通道存在约 1° 左右的初始误差外, 其余时刻姿态角都能精准地跟踪指定姿态, 体现了本文控制方法对于姿态时变导致的模型不精确问题具有较强的鲁棒性. 最后, 结合图 3(c) 中三维轨迹图, 证明本文所提控制方案在四旋翼位移与姿态时刻变化时, 能有效准确地观测四旋翼系统内部误差的实际值, 并快速精准地完成复杂轨迹的飞控任务, 体现了 IADRC 具有不依赖精确模型进行准确控制的特性.



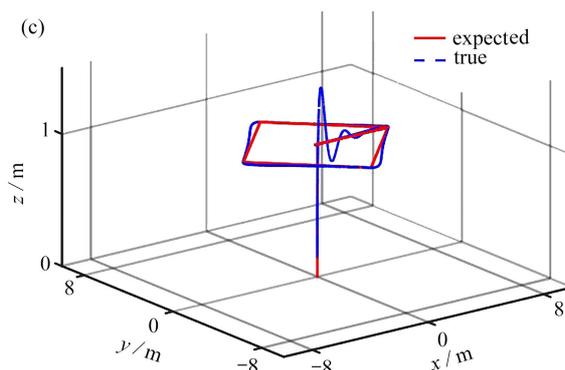


图3 四旋翼无人机飞行状态跟踪效果: (a) 位置跟踪效果; (b) 姿态角跟踪效果; (c) 三维轨迹跟踪效果

Fig. 3 Tracking effects of quadrotor UAV flight state: (a) tracking effects of the position; (b) tracking effects of the attitude angle; (c) tracking effects of the 3D trajectory

5.3 实验结果分析

为了进一步验证 IADRC 的实际控制性能,在图4的实验装置上对 IADRC 进行实验验证.考虑到受到扰动后四旋翼无人机飞行过程中在位置上总是存在波动,难以进行定点悬停,因此出于安全考虑,仅在四旋翼无人机实验台架上对四旋翼无人机的姿态角信息进行分析.实验装置由机械主体和控制系统组成.机械主体由实验台架和四旋翼无人机构成,实验台架长 0.8 m、宽 0.8 m、高 1 m;控制系统由无限 WIFI 模块、编译器和实验软件包构成.



图4 四旋翼无人机实验台架

Fig. 4 The test platform for the quadrotor UAV

实物验证模拟四旋翼无人机在工作时可能遇到的各种扰动工况,在 5~20 s 利用 KOMAX 风筒 (峰值出风量 5.0 m^3) 模拟持续大风扰动的环境,在 35 s 时模拟无人机受到外物撞击的干扰,从而使系统在受到两种不同类型的扰动工况下运行,实验结果如图5所示.

可见,在持续扰动与突变力等不利工况影响下,四旋翼姿态角围绕目标角度出现了稳定偏移与振荡现象,但其状态仍保持在可控范围内,在外部扰动消失后姿态角能快速回到目标角度且保持稳定.综上,本文所提 IADRC 控制算法能快速、有效地抑制并消除不同外部扰动的影响,最终取得良好的控制效果.

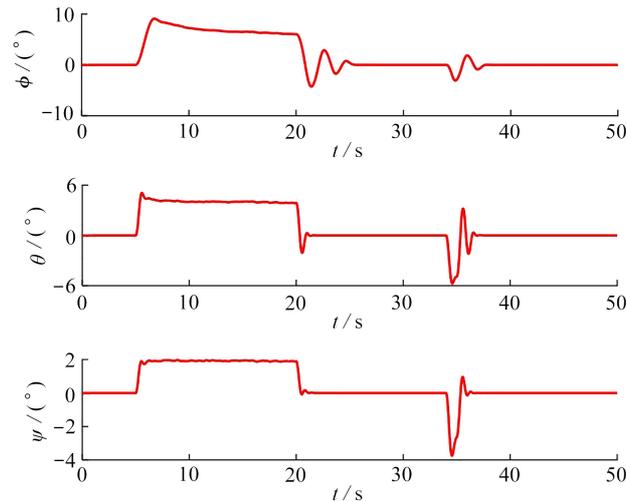


图 5 外部扰动下实验效果

Fig. 5 Experimental effects by external disturbance

6 结 论

1) 结合 EKF 与 LESO 优势组成联合观测器, 对于系统不确定性、耦合部分与外部噪声都有较好的抑制作用, 能准确地获取四旋翼无人机的真实状态。

2) 针对扩张状态观测器在大幅度噪声干扰下系统的跟踪速度、跟踪精度都会受到影响, 相位滞后较为明显的缺陷, 在 LESO 环节对各阶不确定干扰变化率的估计量进行前馈补偿, 使其在强干扰下具有优异的观测性能。

3) 综合联合观测器、带前馈补偿的 LESO 及带误差补偿的 PD 控制律, 形成了一种改进型自抗扰控制方法。仿真与实验结果表明, 本文的控制方法能有效提取出噪声中“真实”的状态信号并加以补偿, 更好地满足四旋翼飞行器快速反应、高效稳定的控制要求, 精准高效地完成复杂轨迹跟踪。

参考文献(References):

- [1] 王芳, 高雅丽, 张政, 等. 输出误差约束下四旋翼无人机预定性能反步控制[J]. *控制与决策*, 2021, **36**(5): 1059-1068. (WANG Fang, GAO Yali, ZHANG Zheng, et al. Prescribed performance back-stepping control for quadrotor UAV with output error constraint[J]. *Control and Decision*, 2021, **36**(5): 1059-1068. (in Chinese))
- [2] TANG P, ZHANG F, YE J, et al. An integral TSMC-based adaptive fault-tolerant control for quadrotor with external disturbances and parametric uncertainties[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2020, **109**: 106415.
- [3] LIANG X, FANG Y C, SUN N, et al. Nonlinear hierarchical control for unmanned quadrotor transportation systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, **65**(4): 3395-3405.
- [4] LABBADI M, CHERKAoui M. Robust adaptive nonsingular fast terminal sliding-mode tracking control for an uncertain quadrotor UAV subjected to disturbances[J]. *ISA Transactions*, 2020, **99**: 290-304.
- [5] GHADIRI H, EMAMI M, KHODADADI H. Adaptive super-twisting non-singular terminal sliding mode control for tracking of quadrotor with bounded disturbances[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2021, **112**: 106616.
- [6] SHAO X, LIU J, WANG H. Robust back-stepping output feedback trajectory tracking for quadrotors via extended state observer and sigmoid tracking differentiator[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2018, **104**(5): 631-647.
- [7] LI Q, YUAN J P, ZHANG B. Extended state observer based output control for spacecraft rendezvous and docking with actuator saturation[J]. *ISA Transactions*, 2019, **88**: 37-49.
- [8] 何绪飞, 艾剑良, 宋智桃. 多元数据融合在无人机结构健康监测中的应用[J]. *应用数学和力学*, 2018, **39**(4): 395-402. (HE Xufei, AI Jianliang, SONG Zhitao. Application of multivariate data fusion in UAV structural health monitoring)

- oring[J]. *Applied Mathematics and Mechanics*, 2018, **39**(4): 395-402.(in Chinese))
- [9] 肖友刚, 朱铨臻, 卢浩, 等. 一类欠驱动MIMO系统集中式自抗扰控制[J]. *应用数学和力学*, 2020, **41**(11): 1197-1209. (XIAO Yougang, ZHU Chengzhen, LU Hao, et al. Centralized active disturbance rejection control for a class of underactuated MIMO systems[J]. *Applied Mathematics and Mechanics*, 2020, **41**(11): 1197-1209.(in Chinese))
- [10] 肖友刚, 卢浩, 王辉堤, 等. 一类非线性MIMO系统的自解耦控制[J]. *哈尔滨工业大学学报*, 2020, **52**(9): 129-136. (XIAO Yougang, LU Hao, WANG Huidi, et al. Self-decoupling control for a class of nonlinear MIMO systems [J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2020, **52**(9): 129-136.(in Chinese))
- [11] 张勇, 陈增强, 张兴会, 等. 四旋翼无人机系统PD-ADRC串级控制[J]. *系统工程与电子技术*, 2018, **40**(9): 2055-2061. (ZHANG Yong, CHEN Zengqiang, ZHANG Xinghui, et al. PD-ADRC cascade control for quadrotor system [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, **40**(9): 2055-2061. (in Chinese))
- [12] 章志诚. 基于ADRC的四旋翼飞行器自主避障控制系统研究[D]. 硕士学位论文. 杭州: 浙江大学, 2017. (ZHANG Zhicheng. Research on autonomous obstacle avoidance control system of quadrotor based on ADRC[D]. Master Thesis. Hangzhou: Zhejiang University, 2017. (in Chinese))
- [13] 石嘉, 裴忠才, 唐志勇, 等. 改进型自抗扰四旋翼无人机控制系统设计与实现[J]. *北京航空航天大学学报*, 2021, **47**(9): 1823-1831. (SHI Jia, PEI Zhongcai, TANG Zhiyong, et al. Design and implementation of an improved auto-disturbance rejection quadrotor UAV control system[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2021, **47**(9): 1823-1831.(in Chinese))
- [14] 胡丹丹, 张宇辰. 基于改进粒子群算法的四旋翼自抗扰控制器优化设计[J]. *计算机应用研究*, 2019, **36**(6): 1762-1766. (HU Dandan, ZHANG Yuchen. Optimization design of quad-rotor auto-disturbance rejection controller based on improved particle swarm optimization[J]. *Application Research of Computers*, 2019, **36**(6): 1762-1766.(in Chinese))
- [15] ZHANG Y, CHEN Z, ZHANG X. A novel control scheme for quadrotor UAV based upon active disturbance rejection control[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2018, **79**: 601-609.
- [16] 刘祥, 童东兵, 陈巧玉. 基于观测器的非严格反馈时滞非线性系统的神经网络自适应控制[J]. *应用数学和力学*, 2021, **42**(6): 586-594. (LIU Xiang, TONG Dongbing, CHEN Qiaoyu. Neural network adaptive control of non-strict feedback time-delay nonlinear systems based on observers[J]. *Applied Mathematics and Mechanics*, 2021, **42**(6): 586-594.(in Chinese))
- [17] 魏宇恒, 童东兵, 陈巧玉. 基于中间观测器的非线性系统的故障估计[J]. *应用数学和力学*, 2021, **42**(11): 1213-1220. (WEI Yuheng, TONG Dongbing, CHEN Qiaoyu. Fault estimation of nonlinear systems based on intermediate observers[J]. *Applied Mathematics and Mechanics*, 2021, **42**(11): 1213-1220.(in Chinese))
- [18] WANG X H, WANG W C. Nonlinear signal-correction observer and application to UAV navigation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, **66**(6): 4600-4607.
- [19] BATTILOTTI S. Robust observer design under measurement noise with gain adaptation and saturated estimates[J]. *Automatica*, 2017, **81**: 75-86.
- [20] NAIR R R, BEHERA L. Robust adaptive gain higher order sliding mode observer based control-constrained nonlinear model predictive control for spacecraft formation flying[J]. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2018, **5**(1): 367-381.
- [21] 蔡文静. 基于等价输入干扰方法的四旋翼无人机扰动抑制与跟踪控制[D]. 博士学位论文. 北京: 中国地质大学, 2020. (CAI Wenjing. Disturbance suppression and tracking control of quadrotor UAV based on equivalent input jamming method [D]. PhD Thesis. Beijing: China University of Geosciences, 2020. (in Chinese))
- [22] 石喜玲. 多旋翼飞行器姿态测量及控制技术研究[D]. 博士学位论文. 太原: 中北大学, 2020. (SHI Xiling. Research on attitude measurement and control technology of multi-rotor aircraft[D]. PhD Thesis. Taiyuan: North Central University, 2020. (in Chinese))