

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311693

# 直线型倾转多旋翼植保无人机建模与控制\*

沈跃, 储金城, 沈亚运, 施志翔, 刘慧  
(江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013)

**摘要:**针对直线型倾转多旋翼植保无人机模型耦合复杂、作业时易受施药执行器干扰等问题,提出了一种模型补偿-线性自抗扰控制算法。首先建立无人机运动学和动力学模型,并分析作业时离心喷头产生的力矩作用影响;然后将作业模型中的固定部分作为已知扰动,引入模型补偿-扩张状态观测器估计内外未知总扰动并动态补偿控制系统,完成位姿控制器设计。仿真结果表明,所提出的算法在作业场景下偏航角度误差小于 $0.2^\circ$ ,恢复时间小于 $0.55\text{ s}$ ,相比于PID算法和线性自抗扰算法最大角度偏差分别降低 $3.4^\circ$ 和 $0.9^\circ$ ,恢复时间减少 $3.1$ 和 $0.99\text{ s}$ ,具有较强的鲁棒性。飞行实验表明,该无人机可以很好地跟踪植保作业轨迹,最大位置稳态误差小于 $15\text{ cm}$ ,满足植保作业需求。

**关键词:** 植保无人机; 可倾转旋翼; 离心喷头模型; 自抗扰控制器

中图分类号: TH861 TP242 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.80

## Modeling and control of linear tilting multi-rotor plant protection UAV

Shen Yue, Chu Jincheng, Shen Yayun, Shi Zhixiang, Liu Hui

(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

**Abstract:** In view of the complex coupling of the linear tilt multi-rotor plant protection UAV model and the interference of natural wind and plant protection actuators during the process of plant protection, a model compensation linear active disturbance rejection control algorithm is proposed in this study. Firstly, the kinematics and dynamics models of UAVs are formulated and the effectiveness of the centrifugal nozzle on the torque during the process of plant protection is analyzed. Then, the control decoupling and control allocation strategies are designed, which is based on the under-actuated characteristics of the UAV. Meanwhile, the model compensation-extended state observer is introduced to estimate other total disturbances inside and outside the system while regarding the fixed part of the operating model as the known disturbance. Therefore, the design of the pose controller is completed. The simulation results show that the maximum angle deviation and recovery time of the proposed algorithm are less than  $0.2^\circ$  and  $0.55\text{ s}$ , respectively, during the process of plant protection. Compared with the PID algorithm and the linear active disturbance rejection algorithm, the maximum angle deviations are reduced by  $3.4^\circ$  and  $0.9^\circ$ , respectively, and the recovery time is reduced by  $3.1$  and  $0.99\text{ s}$ , respectively, which shows that this algorithm has strong robustness. The flight experiments indicate that the UAV can track the plant protection trajectory well, and the maximum position steady-state error is less than  $15\text{ cm}$ , which can meet the needs of plant protection.

**Keywords:** plant protection drone; tilting rotor; centrifugal nozzle model; active disturbance rejection controller

## 0 引言

近年来植保无人机因其作业效率高、无需人工进入施药田地以及产生下洗风场加速雾滴沉降的优点,广泛应用在农业植保领域<sup>[1]</sup>。常见的多旋翼植保无人

机按旋翼数量划分为四旋翼、六旋翼和八旋翼植保无人机<sup>[2]</sup>。无人机动力系统模型是影响控制难度的重要因素<sup>[3]</sup>,一般四旋翼无人机,旋翼多采用中心对称式的“X”型或“十”型布局,旋翼均匀分布在各机架尾端。此类结构姿态控制较为容易,但旋翼间空气压强差较大,易形成相互扰动的气流场<sup>[4]</sup>,影响雾滴附着植株效

收稿日期:2023-07-19 Received Date: 2023-07-19

\* 基金项目:中国高校产学研创新基金-无人集群协同智能项目(2021ZYB02002)资助

果;同时由于环形分布,药液喷幅受限<sup>[6]</sup>。文献[7]提出了一种新型直线型多旋翼植保无人机,该无人机为多电机直线式紧密分布,有利于拓宽物理喷幅,提高作业效率。为实现姿态控制,采用的4个垂直于主杆姿态调整电机,存在一定的风场浪费。在此基础上进行了优化,设计了直线型倾转多旋翼植保无人机<sup>[8]</sup>。该机沿用直线型动力布局,采用矢量推进结构实现位姿控制,提高了风场利用率。

直线型倾转多旋翼植保无人机属于推力矢量的变种飞行器,具有耦合性高、非线性强等特点<sup>[9-10]</sup>。为了实现较好的植保作业效果,需要完成植保无人机高精度的位姿控制<sup>[11]</sup>。此外,正常飞行作业中,植保无人机常常受到植保过程中施药执行器力矩扰动影响,其控制器的设计相比于常规飞行器来说更加困难。

常见的无人机控制算法主要有比例积分微分(proportion integration differentiation, PID)控制算法、线性二次型调节器(linear quadratic regulator, LQR)控制算法、滑模控制算法和自抗扰控制算法等。PID算法易于实现且最为成熟,但系统鲁棒性较差,受干扰影响较大<sup>[12]</sup>;LQR控制算法为线性化方法,对于非线性的倾转旋翼无人机控制效果有限;滑模控制算法具有较强的鲁棒性且对参数不确定的情况具有良好的抑制作用,然而该算法会产生明显抖振,降低系统控制品质<sup>[13]</sup>;自抗扰控制算法抗扰性能好,计算量小易于部署,参数适应性好<sup>[14]</sup>,适合运用于直线型倾转多旋翼植保无人机位姿控制。

考虑到直线型倾转多旋翼植保无人机在实际植保作业中存在系统模型耦合内误差和离心施药执行器干扰组成的系统总扰动,传统线性自抗扰控制器存在观测带宽限制,本文提出了一种模型补偿-线性自抗扰(model compensation-linear active disturbance rejection control, MC-LADRC)控制方法。首先建立直线型倾转多旋翼植保无人机动力学和运动学模型,同时考虑离心施药器对无人机的影响,建立离心喷头作业动力学模型;其次针对无人机位姿运动特点,设计控制解耦和控制分配,同时将离心喷头作业模型中的固定部分作为已知扰动,分别设计位置与姿态控制器;最后通过仿真和实验验证该系统的可行性和鲁棒性。

## 1 数学模型

### 1.1 运动学建模

直线型倾转多旋翼植保无人机坐标示意图如图1所示。忽略地球曲率,将地球表面假设成平面,设置世界坐标系 $O_e X_e Y_e Z_e$ 。假设无人机为刚体,机体坐标系 $O_b X_b Y_b Z_b$ 原点位于无人机质心处。自左向右依次定义

电机序号为1~4,定义4个固连于电机的旋翼坐标系 $O_{R_i} X_{R_i} Y_{R_i} Z_{R_i}$ , $i = 1, \dots, 4$ , $X_{R_i}$ 为电机倾转轴,平行于机体系下的 $X_b$ 和 $Z_{R_i}$ 为电机旋转轴和指向电机升力方向。

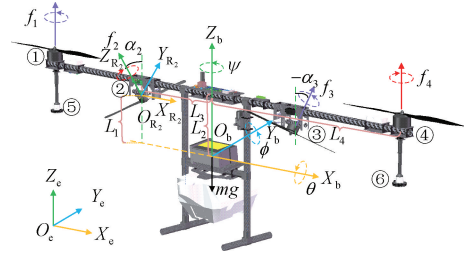


图1 直线型倾转多旋翼植保无人机坐标示意图  
Fig. 1 Coordinate diagram of linear tilting multi-rotor plant protection UAV

根据牛顿运动定律,以欧拉角表示无人机姿态,坐标系旋转顺序为 $Z-X-Y$ ,建立无人机运动学模型:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{P}}_e = \mathbf{V}_e \\ \dot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{W}\boldsymbol{\Omega}_b \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{P}_e = [x \ y \ z]^T$ , $\mathbf{V}_e = [v_x \ v_y \ v_z]^T$ 分别表示无人机在世界系下的三轴质心位置和平动速度; $\boldsymbol{\theta} = [\theta \ \phi \ \varphi]^T$ , $\boldsymbol{\Omega}_b = [p \ q \ r]^T$ 分别表示无人机三轴欧拉角度和机体角速度; $\mathbf{W}$ 为机体角速度向欧拉角速度的转换矩阵。

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} c_\phi & 0 & -s_\phi \\ s_\phi t_\theta & 1 & c_\phi t_\theta \\ s_\phi/c_\theta & 0 & c_\phi/c_\theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $s_{(\cdot)}$ 表示 $\sin(\cdot)$ ; $c_{(\cdot)}$ 表示 $\cos(\cdot)$ , $t_{(\cdot)}$ 表示 $\tan(\cdot)$ 。下同。

### 1.2 动力学建模

定义 $\alpha_i$ 为标号 $i$ 电机绕 $X_{R_i}$ 轴旋转的倾转角,则旋翼坐标系到机体系的旋转矩阵 $\mathbf{R}_{R_i}^b$ 为:

$$\mathbf{R}_{R_i}^b = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{\alpha_i} & -s_{\alpha_i} \\ 0 & s_{\alpha_i} & c_{\alpha_i} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\alpha_i = \begin{cases} 0, & i = 1, 4 \\ \alpha_i, & i = 2, 3 \end{cases}$$

机体坐标系到世界坐标系的旋转矩阵 $\mathbf{R}_b^e$ 为:

$$\mathbf{R}_b^e = \begin{bmatrix} c_\theta c_\psi & -s_\theta s_\psi & -c_\theta s_\psi & s_\phi c_\psi + s_\theta c_\phi s_\psi \\ c_\theta s_\psi & c_\theta c_\psi & s_\phi s_\psi - s_\theta c_\phi c_\psi \\ c_\phi s_\psi + s_\theta s_\phi c_\psi & -c_\phi s_\psi & s_\theta & c_\theta c_\phi \\ -c_\phi c_\psi & s_\theta & c_\theta c_\phi \end{bmatrix} \quad (4)$$

由于直线型倾转多旋翼植保无人机为左右对称结构,因此旋翼坐标系 $O_{R_i}^b$ 在机体系中的坐标为:

$$\begin{cases} \mathbf{O}_{R_1}^b = [-L_4 & 0 & L_2]^T \\ \mathbf{O}_{R_2}^b = [-L_3 & 0 & L_1]^T \\ \mathbf{O}_{R_3}^b = [L_3 & 0 & L_1]^T \\ \mathbf{O}_{R_4}^b = [L_4 & 0 & L_2]^T \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $L_4$  和  $L_2$  为电机  $R_1$ 、 $R_4$  相对于机体坐标系原点  $O_b$  的横向距离和纵向距离;  $L_3$  和  $L_1$  为电机  $R_2$ 、 $R_3$  相对于机体坐标系原点  $O_b$  的横向距离和纵向距离。

忽略空气阻力,根据牛顿-欧拉动力学方程和刚体运动定理,建立无人机动力学模型<sup>[15]</sup>:

$$\begin{cases} m\ddot{\mathbf{P}}_e = \mathbf{F}_{res}^e \\ \mathbf{J}\dot{\boldsymbol{\Omega}}_b = -\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{J}\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{M}_{res}^b \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $m$ 、 $\mathbf{J} = \text{diag}(J_x, J_y, J_z)$  分别表示植保无人机质量和三轴转动惯量;  $\mathbf{F}_{res}^e$ 、 $\mathbf{M}_{res}^b$  分别表示无人机所受合外力力和合外力矩。

无人机合外力  $\mathbf{F}_{res}^e$  由电机推力  $\mathbf{F}_R^e$  和重力  $\mathbf{F}_g^e$  组成:

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{res}^e = \mathbf{F}_R^e + \mathbf{F}_g^e \\ \mathbf{F}_R^e = \sum_{i=1}^4 \mathbf{R}_b^c \mathbf{R}_i^b \mathbf{f}_i^{R_i} \end{cases} \quad (7)$$

式中:重力  $\mathbf{F}_g^e = -m[0 \ 0 \ g]^T$ ;  $\mathbf{f}_i^{R_i}$  为旋翼坐标系下电机推力。

假设电机推力  $\mathbf{f}_i^{R_i}$  与旋翼转速  $n_i$  平方成正比,则电机推力  $\mathbf{f}_i^{R_i}$  在旋翼坐标系下可以表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{f}_i^{R_i} = [0 \ 0 \ k_{f_i} n_i^2]^T \\ k_{f_i} = \begin{cases} k_{f_1}, & i = 1, 4 \\ k_{f_2}, & i = 2, 3 \end{cases} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $k_{f_i}$  为编号  $i$  电机的推力系数。

无人机合外力矩  $\mathbf{M}_{res}^b$  由电机推力矩  $\mathbf{M}_{rf}^b$ 、电机反扭力矩  $\mathbf{M}_{ranti}^b$ 、电机陀螺力矩  $\mathbf{M}_{gyro}^b$ 、倾转反扭力矩  $\mathbf{M}_{ilt}^b$ 、倾转陀螺力矩  $\mathbf{M}_{tilt}^b$  和离心喷头作业力矩  $\mathbf{M}_{nozzle}^b$  组成,即:

$$\mathbf{M}_{res}^b = \mathbf{M}_{rf}^b + \mathbf{M}_{ranti}^b + \mathbf{M}_{gyro}^b + \mathbf{M}_{ilt}^b + \mathbf{M}_{tilt}^b + \mathbf{M}_{nozzle}^b \quad (9)$$

推力矩  $\mathbf{M}_{rf}^b$  为电机在机体坐标系下产生的三轴力矩:

$$\mathbf{M}_{rf}^b = \sum_{i=1}^4 (\mathbf{O}_{R_i}^b \times (\mathbf{R}_{R_i}^b \mathbf{f}_i^{R_i})) \quad (10)$$

电机反扭力矩  $\mathbf{M}_{ranti}^b$  电机旋转方向相关,为了最大程度抵消反扭力矩对无人机产生的影响,设置无人机对称电机旋转方向相反,电机 1、3 逆时针旋转,电机 2、4 顺时针旋转。则电机反扭力矩  $\mathbf{M}_{ranti}^b$  为:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{ranti}^b &= \sum_{i=1}^4 (\mathbf{R}_{R_i}^b \mathbf{M}_{ranti}^{R_i}) \\ \mathbf{M}_{ranti}^{R_i} &= -k_{m_i} \begin{cases} [0 \ 0 \ n_i^2]^T, & i = 1, 3 \\ [0 \ 0 \ -n_i^2]^T, & i = 2, 4 \end{cases} \end{aligned}$$

$$k_{m_i} = \begin{cases} k_{m_1}, & i = 1, 4 \\ k_{m_2}, & i = 2, 3 \end{cases} \quad (11)$$

式中:  $\mathbf{M}_{ranti}^{R_i}$  为旋翼坐标系下电机反扭力矩。

电机陀螺力矩  $\mathbf{M}_{gyro}^b$  主要由机体旋转产生,与电机转速  $N_i$  和机体角速度  $\boldsymbol{\Omega}_b$  关系如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{gyro}^b &= \mathbf{J}_{gyro} \sum_{i=1}^4 ((\mathbf{R}_{R_i}^b N_i) \times \boldsymbol{\Omega}_b) \\ \mathbf{J}_{gyro_i} &= \begin{cases} J_{gyro_1}, & i = 1, 4 \\ J_{gyro_2}, & i = 2, 3 \end{cases} \\ N_i &= \begin{cases} [0 \ 0 \ n_i]^T, & i = 1, 3 \\ [0 \ 0 \ -n_i]^T, & i = 2, 4 \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

式中:  $J_{gyro_i}$  为电机陀螺力矩系数。

相较于定轴式旋翼无人机,直线型倾转多旋翼植保无人机采用舵机改变电机推力方向,但矢量动力模式会带来倾转反扭力矩  $\mathbf{M}_{ilt}^b$  和倾转陀螺力矩  $\mathbf{M}_{tilt}^b$ 。

根据角动量守恒定理,倾转反扭力矩  $\mathbf{M}_{ilt}^b$  与舵机倾转角加速度相关:

$$\mathbf{M}_{ilt}^b = -J_{ilt} [\ddot{\alpha}_2 \ \ddot{\alpha}_3 \ 0 \ 0]^T \quad (13)$$

式中:  $J_{ilt}$  为舵机倾转反扭系数。

倾转陀螺力矩  $\mathbf{M}_{gyro}^b$  原理与电机陀螺力矩原理相似,与舵机倾转角速度相关:

$$\mathbf{M}_{gyro}^b = \mathbf{J}_{gyro} \sum_{i=2}^3 ((\mathbf{R}_{R_i}^b N_i) \times [\dot{\alpha}_i \ 0 \ 0]^T) \quad (14)$$

### 1.3 离心喷头作业动力学模型

离心喷头施药执行器由离心喷头(图2)、蠕动泵和水箱组成,通过控制喷头转速调整雾滴粒径。由于离心喷头实际作业中最高转速达 20 000 转,作业时产生的力矩  $\mathbf{M}_{nozzle}^b$  不可忽略不计。



图2 离心喷头结构

Fig. 2 Centrifugal nozzle structure diagram

直线型倾转多旋翼植保无人机作业过程中离心喷头受力情况如图3所示,定义左右两个离心喷头序号为 5、6,同为逆时针旋转,作业力矩  $\mathbf{M}_{nozzle}^b$  主要由陀螺力矩  $\mathbf{M}_{ngyro}^b$ 、反扭力矩  $\mathbf{M}_{nanti}^b$  和药液离心力矩  $\mathbf{M}_{pest}^b$  组

成,即:

$$\mathbf{M}_{nozzle}^b = \mathbf{M}_{ngyro}^b + \mathbf{M}_{nanti}^b + \mathbf{M}_{pest}^b \quad (15)$$

陀螺力矩  $\mathbf{M}_{ngyro}^b$  和反扭力矩  $\mathbf{M}_{nanti}^b$  与电机相似:

$$\mathbf{M}_{ngyro}^b = -J_{gyro_3} \sum_{i=5}^6 ([0 \ 0 \ n_i]^T \times \boldsymbol{\Omega}_b) \quad (16)$$

$$\mathbf{M}_{nanti}^b = -k_{m_3} \sum_{i=5}^6 [0 \ 0 \ n_i^2]^T$$

式中:  $J_{gyro_3}$ 、 $k_{m_3}$  分别为离心喷头陀螺力矩系数和反扭力矩系数。

取离心喷盘上的单个药液微元  $dm$ , 为了简化模型, 假设药液微元的速度方向沿离心喷盘切线方向, 平行于喷盘底面, 根据动量计算公式可得单个药液微元动量  $dP$  为:

$$dP = \frac{2\pi r n_i}{60} dm \quad (17)$$

式中:  $r$  为离心喷盘半径。

将式(17)积分可得单位时间内离心喷盘上药液总冲量  $\mathbf{P}$ , 根据角动量守恒定律可知, 作用于离心喷盘上的药液离心力矩  $\mathbf{M}_{pest_i}^b$  为:

$$\mathbf{M}_{pest_i}^b = -\mathbf{P} = -\left[0 \ 0 \ \frac{2\pi r n_i}{60} m\right]^T \quad (18)$$

而单位时间内离心喷盘上药液总量与蠕动泵流量  $Q$  满足式(19)。

$$Q = \frac{m}{\rho} \quad (19)$$

式中:  $\rho$  为药液密度。

将式(19)代入式(18)同时加上另一个药液离心力矩可得:

$$\mathbf{M}_{pest}^b = -k_{pest} \sum_{i=5}^6 \mathbf{N}_i \quad (20)$$

$$\mathbf{N}_i = [0 \ 0 \ n_i]^T, \quad i = 5, 6$$

式中:  $k_{pest} = 2\pi r Q \rho / 60$  为药液离心系数。

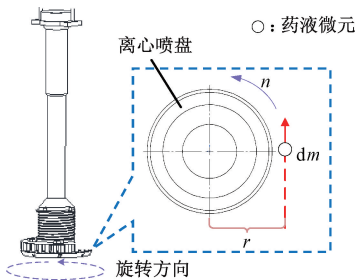


图 3 离心喷头药液离心受力图

Fig. 3 Centrifugal nozzle centrifugal force diagram of liquid medicine

## 2 控制器设计

选取电机推力矩  $\mathbf{M}_{if}^b$ 、电机反扭力矩  $\mathbf{M}_{ranti}^b$  和推力  $\mathbf{F}_e^e$  作为控制输入量, 结合式(7) ~ (14) 改写动力学模型式(6)为:

$$\begin{bmatrix} m\ddot{\mathbf{P}}_e \\ \mathbf{J}\dot{\boldsymbol{\Omega}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{ext}^e \\ \mathbf{M}_{ext}^b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{U}_F^e \\ \mathbf{U}_M^b \end{bmatrix} \quad (21)$$

式中:  $\mathbf{U}_F^e$  和  $\mathbf{U}_M^b$  分别为控制输入力和力矩,  $\mathbf{F}_{ext}^e$  和  $\mathbf{M}_{ext}^b$  则为除去  $\mathbf{U}_F^e$  和  $\mathbf{U}_M^b$  动力学模型中其他力和力矩。

展开式(8)、(9)、(11)可得:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_F^e \\ \mathbf{U}_M^b \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\alpha_i) [n_1^2 \ n_2^2 \ n_3^2 \ n_4^2]^T$$

$$\mathbf{A}(\alpha_i) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -k_{f_2} s_{\alpha_2} \\ k_{f_1} & k_{f_2} c_{\alpha_2} \\ 0 & L_1 k_{f_2} s_{\alpha_2} \\ L_4 k_{f_1} & L_3 k_{f_2} c_{\alpha_2} - k_{m_2} s_{\alpha_2} \\ k_{m_1} & k_{m_2} c_{\alpha_2} + L_3 k_{f_2} s_{\alpha_2} \\ 0 & 0 \\ -k_{f_2} s_{\alpha_3} & 0 \\ k_{f_2} c_{\alpha_3} & k_{f_1} \\ L_1 k_{f_2} s_{\alpha_2} & 0 \\ k_{m_2} s_{\alpha_2} - L_3 k_{f_2} c_{\alpha_2} & -L_4 k_{f_1} \\ -k_{m_2} c_{\alpha_2} - L_3 k_{f_2} s_{\alpha_2} & k_{m_1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中:  $\mathbf{A}(\alpha_i)$  为控制效率矩阵。

分析式(22)得,  $rank(\mathbf{A}(\alpha_i)) = 4$ , 直线型倾转多旋翼植保无人机为欠驱动系统, 其  $X$ 、 $Y$  轴位置控制与俯仰角、横滚角姿态控制不可完全解耦<sup>[16]</sup>。

针对上述情况, 本文设计的控制方案如图 4 所示, 总体采用内外环控制策略解耦位姿控制, 外环为位置控制, 内环为姿态控制。

在给定期望航迹  $[x_d \ y_d \ z_d]^T$  和期望偏航  $\psi_d$  后, 期望航迹经位置控制器生成世界系下虚拟控制力  $[F_x \ F_y \ F_z]^T$ , 虚拟控制力经控制解耦生成俯仰期望  $\theta_d$ 、横滚期望  $\phi_d$  和  $z$  轴虚拟控制力  $f_z$ , 姿态控制器根据三轴期望姿态生成机体系下虚拟控制力矩  $[M_b^x \ M_b^y \ M_b^z]^T$ , 虚拟控制力矩整合前文  $z$  轴虚拟控制力  $f_z$  后经控制分配生成实际控制量电机转速和舵机倾转角度  $N_0$ , 闭环反馈数据由无人机系统提供。

### 2.1 控制解耦与控制分配

由  $\mathbf{F}_e = \mathbf{R}_b^e \mathbf{f}_b$  可得:

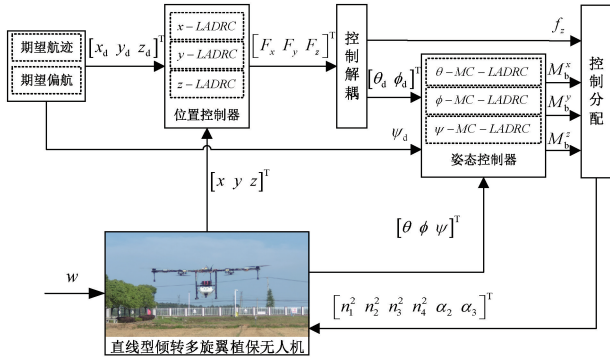


图4 总体控制方案

Fig. 4 Overall control scheme

$$\begin{cases} F_x = (s_{\phi_d} c_{\psi_d} + s_{\theta_d} c_{\phi_d} s_{\psi_d}) f_z \\ F_y = (s_{\phi_d} s_{\psi_d} - s_{\theta_d} c_{\phi_d} c_{\psi_d}) f_z \\ F_z = c_{\theta_d} c_{\phi_d} f_z + mg \end{cases} \quad (23)$$

整理式(23)可得控制解耦方程为:

$$\begin{cases} f_z = \sqrt{F_x^2 + F_y^2 + (F_z - mg)^2} \\ \phi_d = \arcsin((c_{\phi_d} F_x + s_{\phi_d} F_y)/f_z) \\ \theta_d = \arcsin((s_{\phi_d} F_x - c_{\phi_d} F_y)/c_{\phi_d} f_z) \end{cases} \quad (24)$$

分析式(22)可知,  $\mathbf{A}(\alpha_i)$  为非线性耦合方程, 不利于求解实际控制量, 现引用虚拟控制量将控制分配方程线性化, 定义新虚拟控制量  $\mathbf{N}$ :

$$\mathbf{N} = [n_1^2 \quad s_{\alpha_2} n_2^2 \quad c_{\alpha_2} n_2^2 \quad s_{\alpha_3} n_3^2 \quad c_{\alpha_3} n_3^2 \quad n_4^2]^T \quad (25)$$

根据新虚拟控制量  $\mathbf{N}$  重写控制效率矩阵  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} k_{f_1} & 0 & k_{f_2} & 0 & k_{f_2} & k_{f_1} \\ 0 & L_1 k_{f_2} & 0 & L_1 k_{f_2} & 0 & 0 \\ L_4 k_{f_1} & -k_{m_2} & L_3 k_{f_2} & k_{m_2} & -L_3 k_{f_2} & -L_4 k_{f_1} \\ -k_{m_1} & L_3 k_{f_2} & k_{m_2} & -L_3 k_{f_2} & -k_{m_2} & k_{m_1} \end{bmatrix} \quad (26)$$

结合式(22)和(26), 利用广义逆  $\mathbf{A}^+$  的方式求解虚拟控制量  $\mathbf{N}$ :

$$\mathbf{N} = \mathbf{A}^+ \begin{bmatrix} f_z \\ \mathbf{M}_b \end{bmatrix} \quad (27)$$

实际控制量  $\mathbf{N}_0$  与虚拟控制量  $\mathbf{N}$  满足如下关系:

$$\begin{cases} n_1^2 = N_1, n_4^2 = N_6 \\ n_2^2 = \sqrt{N_2^2 + N_3^2} \\ n_3^2 = \sqrt{N_4^2 + N_5^2} \\ \alpha_2 = \arctan(N_2/N_3) \\ \alpha_3 = \arctan(N_4/N_5) \end{cases} \quad (28)$$

## 2.2 基于 LADRC 的位置控制器设计

LADRC 主要包含以下 3 个部分, 跟踪微分器 (tracking differentiator, TD)、线性扩张状态观测器 (linear extended state observer, LESO) 和线性状态误差反馈 (linear state error feedback, LSEF)。

引入虚拟控制量  $[F_x \quad F_y \quad F_z]^T$  将无人机位置动力学模型式(6)改写为单输入单输出方程组形式:

$$\begin{cases} \ddot{x} = w_1(t) + b_1 F_x \\ \ddot{y} = w_2(t) + b_2 F_y \\ \ddot{z} = w_3(t) + b_3 F_z \end{cases} \quad (29)$$

式中:  $w_i(t)$  为可能存在的总扰动项;  $b_i = 1/m$ 。

各位置控制律设计过程类似, 以  $x$  轴位置环为例, 将扰动  $w_i(t)$  扩张为状态变量  $x_3$ ,  $h$  为扰动变化率, 重写系统方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u_x/m + x_3 \\ \dot{x}_3 = h \end{cases} \quad (30)$$

设计 TD 如下:

$$\begin{cases} \dot{v}_1 = v_2 \\ \dot{v}_2 = v_3 \\ \dot{v}_3 = \text{fhan}(v_1 - v_0, v_2, r, h) \end{cases} \quad (31)$$

式中:  $v_0$  为跟踪目标输入值;  $r$  为速度因子;  $h$  为滤波因子;  $\text{fhan}$  函数定义如下:

$$\begin{cases} \text{fhan}(x_1, x_2, r, h) = - \begin{cases} a/h, & |a| \leq rh \\ r \text{sgn}(a), & |a| > rh \end{cases} \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = (r^2 h^2 + 8r|y|)^{\frac{1}{2}} \\ a = \begin{cases} x_2 + 0.5(a_0 - rh), & |y| > rh^2 \\ x_2 + y/h, & |y| \leq rh^2 \end{cases} \end{cases} \quad (32)$$

为跟踪系统内部状态和估计系统内外总扰动, 设计 LESO 如下:

$$\begin{cases} e = y - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_2 e + bu \\ \dot{z}_3 = \beta_3 e \\ \beta_1 = 3\omega_o, \beta_2 = 3\omega_o^2, \beta_3 = \omega_o^3 \end{cases} \quad (33)$$

式中:  $\omega_o$  为观测器带宽。

定义状态量与观测量的误差矩阵  $\mathbf{e}$  为:

$$\mathbf{e} = [x_1 - z_1 \quad x_2 - z_2 \quad x_3 - z_3]^T \quad (34)$$

联立式(30)、(33)和(34)可知:

$$\begin{cases} \dot{e} = A_e e + E h \\ A_e = \begin{bmatrix} -3\omega_o & 1 & 0 \\ -3\omega_o^2 & 0 & 1 \\ -\omega_o^3 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ E = [0 \quad 0 \quad 1]^T \end{cases} \quad (35)$$

求  $A_e$  矩阵特征多项式  $f(\lambda)$  :

$$f(\lambda) = \lambda^3 + 3\omega_o\lambda^2 + 3\omega_o^2\lambda + \omega_o^3 = (\lambda + \omega_o)^3 \quad (36)$$

特征值为  $-\omega_o$  分布于左半平面,原观测器误差渐进收敛。

设计 LSEF 如下:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = k_p e_1 + k_d e_2 \\ u_x = u_0 - z_3/b_1 \end{cases} \quad (37)$$

### 2.3 基于 MC-LADRC 的姿态控制器设计

姿态控制器设计过程与位置控制器相似,将无人机姿态动力学模型式(6)改写为:

$$\begin{cases} \ddot{\theta} = w_1(t) + M_x/J_x \\ \ddot{\phi} = w_2(t) + M_y/J_y \\ \ddot{\psi} = w_3(t) + M_z/J_z \end{cases} \quad (38)$$

分析  $w_i(t)$  成分可知:

$$w = M_{\text{rgyro}}^b + M_{\text{tilt}}^b + M_{\text{tgyro}}^b + M_{\text{nozzle}}^b + d_w \quad (39)$$

式中:  $w$  为外加总扰动;  $d_w$  为其他未考虑扰动。

相比于位置控制,直线型倾转多旋翼植保无人机姿态耦合模型内误差较大且离心喷头作业力矩  $M_{\text{nozzle}}^b$  较大,传统 LADRC 受限于观测器带宽  $\omega_o$ , 难以满足姿态控制时的抗扰动需求。

由于作业力矩  $M_{\text{nozzle}}^b$  中喷头反扭力矩  $M_{\text{nanti}}^b$  和药液离心力矩  $M_{\text{pest}}^b$  只与喷头转速和蠕动泵流量相关,可以将其作为已知量  $w_0$  从扰动中分离并加以补偿,以此有效减少未知扰动<sup>[18]</sup>,降低 LESO 的观测误差,改进后的模型补偿-线性自抗扰结构如图 5 所示。

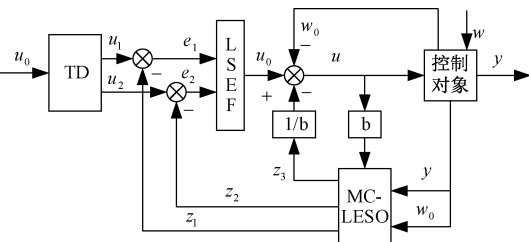


图 5 模型补偿-线性自抗扰结构

Fig. 5 MC-LADRC structure diagram

以偏航环节为例,说明 MC-LADRC 设计流程,改进后的系统方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = u_z/J_z + \omega_0 + x_3 \\ \dot{x}_3 = h \end{cases} \quad (40)$$

改进后的 MC-LESO 为:

$$\begin{cases} e = y - z_1 \\ \dot{z}_1 = z_2 + \beta_1 e \\ \dot{z}_2 = z_3 + \beta_2 e + bu + w_0 \\ \dot{z}_3 = \beta_3 e \\ \beta_1 = 3\omega_o, \beta_2 = 3\omega_o^2, \beta_3 = \omega_o^3 \end{cases} \quad (41)$$

新的 LSEF 如下:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1, e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = k_p e_1 + k_d e_2 \\ u_\psi = u_0 - z_3/b_1 - w_0 \end{cases} \quad (42)$$

## 3 仿真实验

为验证本文提出的基于 MC-LADRC 飞行控制方法的有效性,本文基于 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建直线型倾转多旋翼植保无人机模型并完成了数值仿真。主要测试无人机植保作业情况下姿态抗干扰性能测试和“U”型轨迹跟踪实验。

### 3.1 植保情况下姿态抗干扰性能仿真

以偏航环节为例,设置无人机初始位置为原点保持悬停,初始姿态  $\theta_0 = [0 \quad 0 \quad 0]^T$ , 目标姿态为  $\theta_d = [0 \quad 0 \quad 20]^T$ , 则无扰动情况下无人机偏航阶跃响应如图 6 所示。MC-LADRC 控制器与 LADRC 控制器调节时间均为 1.6 s, 均优于 PID 控制器的 3.7 s。同时由于舵机反扭力矩影响, PID 控制器在初始调整阶段甚至出现了姿态反向的现象,而 MC-LADRC 控制器与 LADRC 控制器可以通过扰动补偿和安排过渡阶段解决该问题。

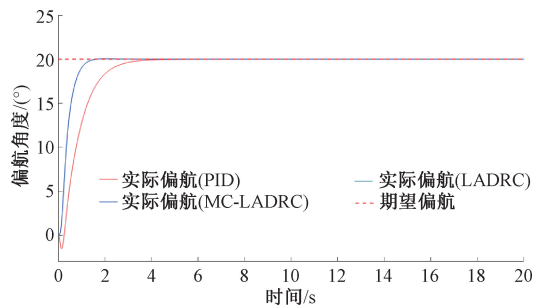


图 6 无扰动情况下偏航控制曲线

Fig. 6 Yaw control curve without disturbance

在 10 s 时引入 1.3 节所述离心喷头力矩扰动,设定喷头转速  $n_5, n_6$  均为 20 000 r/min, 蠕动泵流量  $Q$  为

4.5 L/min,则已知扰动  $w_0$  为  $-12.56 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。为更好验证 MC-LADRC 控制器在外界扰动下的控制效果,本文在 0 s 时同时引入均值为 0、方差为 25 的高斯白噪声,与作业模型共同构成外加总扰动。

由图 7 可知,在引入作业扰动后,3 种控制器均出现了不同程度的超调。MC-LADRC 控制效果最好,最大角度偏差小于  $0.2^\circ$ ,恢复时间小于  $0.55 \text{ s}$ ;LADRC 控制效果其次,最大角度偏差为  $1.1^\circ$ ,调节时间为  $1.54 \text{ s}$ ;PID 控制效果最差,最大角度偏差达到  $3.42^\circ$ ,调节时间为  $3.65 \text{ s}$ 。由此可见,PID 控制器对于机体扰动较为敏感,难以抑制阶跃扰动;相比之下,MC-LADRC 控制器和 LADRC 控制器具有较好的鲁棒性,在部分扰动已知的情況下,MC-LADRC 控制器拥有更好的动态性能。

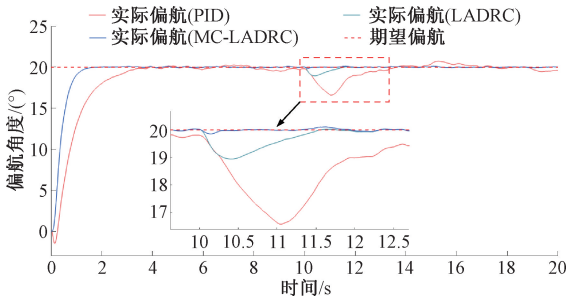


图 7 植保作业下偏航抗干扰姿态响应曲线

Fig. 7 Yaw anti-interference attitude response curve under plant protection

### 3.2 “U”型轨迹跟踪仿真

植保无人机作业飞行时多为直线作业与转弯换行场景,本文采用“U”型轨迹作为跟踪期望路径。为测试直线型倾转多旋翼植保无人机轨迹跟踪抗扰能力,本文引入与植保情况相同的高斯白噪声,同时在 26 m 处加入幅值为  $-50 \text{ N}$  的阶跃扰动。

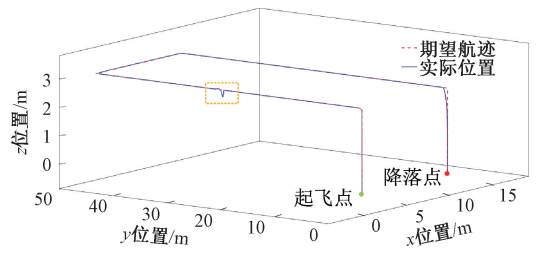
轨迹跟踪曲线如图 8 所示,可以看出,即使存在复合扰动,该无人机仍能很好地跟踪植保作业轨迹,控制解耦和控制分配策略有效。阶跃扰动作用下,无人机高度仅偏离 24 cm,调节  $1.4 \text{ s}$  即可返回目标航迹。

## 4 飞行实验验证

### 4.1 实验平台

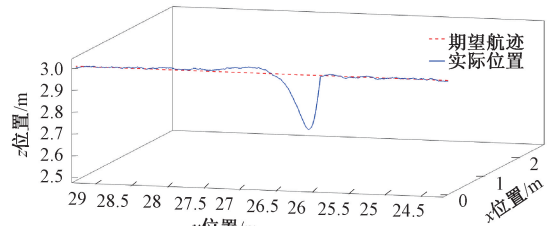
为验证本文所述直线型倾转多旋翼植保无人机可行性,搭建实验样机如图 9 所示。

该植保无人机机身长为  $3 \text{ m}$  的碳纤维主杆,主杆的两侧水平固定两个主升电机,提供升力和下压风场。靠近中间为两个可倾转辅升电机,倾转电机的底杆利用舵机实现垂直倾角的改变,以调整植保无人机实际飞行过程中的位姿状态。飞行控制单元为自研飞控,采用



(a) “U”型轨迹跟踪全局曲线

(a) U-shaped trajectory tracking global curve



(b) “U”型轨迹跟踪局部放大曲线

(b) U-shaped trajectory tracking local amplification curve

图 8 扰动条件下“U”型轨迹跟踪曲线

Fig. 8 U-shaped trajectory tracking curve under disturbed conditions

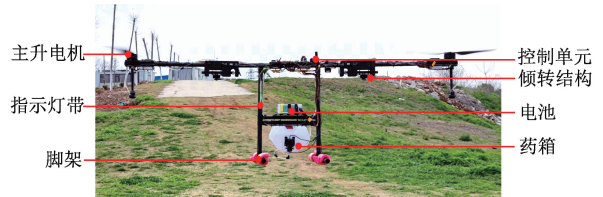


图 9 直线型倾转多旋翼植保无人机实物样机

Fig. 9 Linear tilting multi-rotor plant protection UAV prototype

STM32F407 芯片单核处理器,集成 RM3100 磁力计、BMI088 惯性测量单元和电源管理模块等部件。遥控器通过接收机向飞行控制单元传输控制命令,具体分为定点飞行模式和自主作业模式。定点飞行模式下,高度和偏航期望由遥控器左摇杆控制,X 轴和 Y 轴位置期望由右摇杆数据提供。自主作业模式下,遥控器不做具体的位姿期望给定,按下启动开关后,机载航迹规划控制器将输出规划航迹给位置控制器,实现无人机自主作业飞行。

### 4.2 飞行实验

飞行实验采用“口”字形航迹,轨迹高度为  $3 \text{ m}$ ,纵向飞行距离为  $25 \text{ m}$ ,横向飞行距离为  $4 \text{ m}$ ,具体路线与跟踪情况如图 10 所示。实际作业时无人机的飞行状态如图 11 所示。

实验过程中,风速仪测得环境风速为  $2.2 \text{ m/s}$ ,为东南风,相对无人机飞行方向为侧向风干扰。无人机当前飞行高度为  $3 \text{ m}$ ,飞行速度为  $3 \text{ m/s}$ 。直线型倾转多旋翼植保无人机三轴位置环上收敛速度均较快且稳态误差

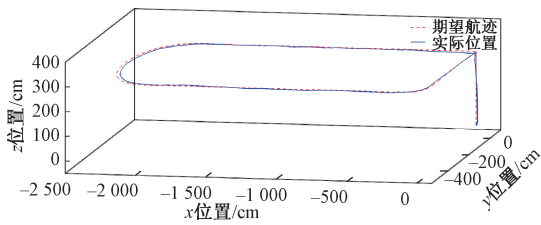


图10 实物轨迹跟踪曲线

Fig. 10 Prototype trajectory tracking curve



图11 实物植保作业飞行图

Fig. 11 Prototype plant protection operation flight diagram

小,最大稳态误差小于15 cm,飞行轨迹较为平滑,各飞行阶段平稳,验证了控制系统的合理性和有效性,整体飞行效果达到植保无人机作业要求。

## 5 结 论

本文针对直线型倾转多旋翼植保无人机模型耦合复杂、控制难度大等问题,提出了一种有效的位姿控制解耦和控制分配方案。考虑到无人机植保作业时采用离心喷头的特殊性,本文提出了一种模型补偿-线性自抗扰控制算法,通过建立离心喷头作业模型,将其作为已知扰动实时补偿控制系统,减少未知扰动,降低线性自抗扰算法的观测误差。仿真结果表明,模型补偿-线性自抗扰控制算法能够有效观测补偿植保作业中的系统总扰动,相对PID算法和线性自抗扰算法最大角度偏差分别降低了 $3.4^\circ$ 和 $0.9^\circ$ ,恢复时间减少了3.1和0.99 s,具有较强的鲁棒性。实物样机飞行实验表明,该无人机可以很好跟踪植保作业轨迹,最大稳态位置误差小于15 cm,满足植保作业需求。在未来工作中,将考虑高阶扰动模型,改进观测器结构,减少观测误差,进一步提高系统鲁棒性。

## 参考文献

[1] 兰玉彬,陈盛德,邓继忠,等. 中国植保无人机发展形势及问题分析[J]. 华南农业大学学报,2019,40(5): 217-225.

LAN Y B, CHEN SH D, DENG J ZH, et al. Development situation and problem analysis of plant protection UAV in China [J]. Journal of South China Agricultural University, 2019, 40(5): 217-225.

[2] CHEN H B, LAN Y B, FRITZ B K, et al. Review of agricultural spraying technologies for plant protection using unmanned aerial vehicle (UAV) [J]. International Journal of Agricultural and Biological Engineering, 2021, 14(1): 38-49.

[3] 沈跃,王德伟,孙志伟,等. 基于RP-EKF的无人机动力系统参数辨识[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(4): 314-321.

SHEN Y, WANG D W, SUN ZH W, et al. Parameter Identification of UAV power system based on RP-EKF [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(4): 314-321.

[4] 王策,唐正飞,徐培,等. 四旋翼无人机流场及气动干扰数值模拟研究[J]. 飞行力学, 2018, 36(4): 83-87.

WANG C, TANG ZH F, XU P, et al. Numerical simulation of flow field and aerodynamic interference of four-rotor UAV [J]. Flight Dynamics, 2018, 36(4): 83-87.

[5] 侯天浩,行鸿彦,刘洋. 基于多旋翼无人机的正交式风压矢量分解测风法[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(10): 200-207.

HOU T H, HANG H Y, LIU Y. Orthogonal wind pressure vector decomposition Method for wind measurement based on multi-rotor UAV [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(10): 200-207.

[6] 陈盛德,兰玉彬,李继宇,等. 植保无人机航空喷施作业有效喷幅的评定与试验[J]. 农业工程学报, 2017, 33(7): 82-90.

CHEN SH D, LAN Y B, LI J Y, et al. Evaluation and experiment of effective spray amplitude in aerial spraying operation of plant protection UAV [J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering, 2017, 33(7): 82-90.

[7] 沈跃,孙志伟,沈亚运,等. 直线型植保无人机航姿UKF两级估计算法[J]. 农业机械学报, 2022, 53(9): 151-159.

SHEN Y, SUN ZH W, SHEN Y Y, et al. UKF two-level attitude estimation algorithm for linear plant protection UAV [J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2022, 53(9): 151-159.

[8] 沈跃,储金城,施志翔,等. 一种基于倾转旋翼的直线型多旋翼植保无人机结构及控制方法: 中国, CN115258164A [P]. 2022-11-01.

SHEN Y, CHU J CH, SHI ZH X, et al. Structure and



- control method of linear multi-rotor plant protection UAV based on tilt-rotor; China, CN115258164A [P]. 2022-11-01.
- [ 9 ] SU Y, RUAN L C, YU P K, et al. A Fast and efficient attitude control algorithm of a tilt-rotor aerial platform using inputs redundancies [ J ]. IEEE Robotics and Automation Letters, 2022,7(2) : 1214-1221.
- [ 10 ] LV Z Y, WU Y H, ZHAO Q, et al. Design and control of a novel coaxial tilt-rotor UAV [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022,69(4) : 3810-3821.
- [ 11 ] AMIN B, VALERIO M, GIUSEPPE S, et al. A survey on the application of path-planning algorithms for multi-rotor UAVs in precision agriculture [ J ]. The Journal of Navigation, 2022 75(2) : 364-383.
- [ 12 ] 刘洋,行鸿彦,侯天浩. 四旋翼无人机串级变论域模糊 PID 姿态控制研究 [ J ]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(10) : 46-52.
- LIU Y, HANG H Y, HOU T H. Research on cascade variable theory domain fuzzy PID attitude control of four-rotor UAV [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(10) : 46-52.
- [ 13 ] 陈钢,宋光明,郝爽,等. 一种双倾斜式全驱动六旋翼无人机的建模与控制 [ J ]. 仪器仪表学报, 2021, 42(12) : 254-262.
- CHEN G, SONG G M, HAO SH, et al. Modeling and control of a double-tilt full-drive six-rotor UAV [ J ]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(12) : 254-262.
- [ 14 ] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [ J ]. 控制与决策, 1998, 13(1) : 19-23.
- HAN J Q. Active disturbance rejection controller and its application [ J ]. Control and Decision, 1998, 13(1) : 19-23.
- [ 15 ] 丁希仑,金雪莹. 旋翼无人机交互作业动力学建模研究进展 [ J ]. 航空学报, 2022, 43(10) : 526-543.
- DING X L, JIN X Y. Research progress of interactive operation dynamic modeling of rotorcraft UAV [ J ]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2022, 43(10) : 526-543.
- [ 16 ] RASHAD R, GOERRES J, AARTS R, et al. Fully actuated multirotor UAVs: A literature review [ J ]. IEEE Robotics & Automation Magazine, 2020, 27(3) : 97-107.
- [ 17 ] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning [ C ]. Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003:4989-4996.
- [ 18 ] 左月飞,张捷,刘闯,等. 针对时变输入的永磁同步电机改进型自抗扰控制器 [ J ]. 电工技术学报, 2017, 32(2) : 161-170.
- ZUO Y F, ZHANG J, LIU CH, et al. Improved active disturbance rejection controller for permanent magnet synchronous motor with time-varying input [ J ]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(2) : 161-170.

## 作者简介



沈跃(通信作者), 1997年于江苏理工大学获得学士学位, 2004年于江苏大学获得硕士学位, 2012年于江苏大学获得博士学位, 现为江苏大学教授, 主要研究方向为无人驾驶和特种无人机等。

E-mail: shen@ujs.edu.cn

**Shen Yue** (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Jiangsu University of Science and Technology in 1997, M. Sc. degree from Jiangsu University in 2004, and Ph. D. degree from Jiangsu University in 2012. He is currently a professor at Jiangsu University. His main research interests include unmanned driving and special UAV.