

基于非线性干扰观测器的翼伞鲁棒反步跟踪控制

陈自力, 张昊[†], 蔚建斌, 苏立军, 邱金刚

(军械工程学院 无人机工程系, 石家庄 050003)

摘要: 针对干扰条件下的无人翼伞飞行器路径跟踪控制问题, 提出一种基于非线性干扰观测器的反馈增益鲁棒反步控制方法. 采用二阶跟踪-微分器设计干扰观测器对系统复合干扰进行估计和补偿, 设计了反馈增益反步跟踪控制律, 通过合理设计增益参数, 消除了部分复杂非线性项, 避免了虚拟量高阶导数问题, 简化了控制器形式. 根据 Lyapunov 理论设计鲁棒反馈补偿项, 在保证稳定性的同时提高了系统的鲁棒性. 仿真实验结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 无人翼伞飞行器; 路径跟踪; 非线性干扰观测器; 反馈增益; 鲁棒; 反步法

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Robust backstepping tracking control based on nonlinear disturbance observer for unmanned parafoil vehicle

CHEN Zi-li, ZHANG Hao[†], WEI Jian-bin, SU Li-jun, QIU Jin-gang

(Department of UAV Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: A feedback gain robust backstepping tracking control method based on the nonlinear disturbance observer is proposed in order to implement the path tracking for the unmanned parafoil vehicle (UPV) in the presence of disturbance. Firstly, a nonlinear disturbance observer (NDOB) based on the second order tracking-differentiator is employed to estimate the compound disturbance and make compensation to the control input, and a feedback gain backstepping tracking control law is designed. Then by properly designing gain parameters, a part of complicated nonlinear terms are eliminated, and higher derivatives of virtual control variables are avoided so as to make the controller simpler. Finally, robust feedback compensation terms are designed by using the Lyapunov theory to improve system robustness while ensuring stability. The simulation results show the effectiveness of the proposed controller.

Keywords: unmanned parafoil vehicle; path tracking; nonlinear disturbance observer; feedback gain; robust; backstepping

0 引言

无人翼伞飞行器(UPV)是一种加装动力装置的柔性翼悬挂滑翔飞行系统. 与固定翼飞机相比, UPV 具有升阻性能好、载荷能力大、巡航时间长等优势, 在军事与民用领域, 尤其在对地侦查、舰艇反潜等新型任务中都蕴含着巨大的应用价值, 已逐渐成为无人飞行器领域的研究热点, 对其运动控制的研究在理论上和实际应用中都具有重要意义^[1-2].

一方面, 由于翼伞特殊的柔性结构, 风洞试验所得气动参数误差较大, 导致建模具有不确定性^[3]; 另一方面, UPV 的气动特性和飞行速度慢的特点, 使得其在飞行过程中更易受到外界干扰^[4-6]. 因此, 如何抑制系统参数不确定性、建模误差及外界扰动所构成

的复合干扰, 是控制器设计过程中必须考虑的问题.

针对 UPV 这一非线性系统的控制问题, 国内外学者已进行了一定的研究, 但多数主要采用简化系统模型等理想手段进行设计^[7-9]. 文献[7]基于模型预测控制和递归权重最小二乘参数辨识方法设计了 UPV 跟踪控制器; 文献[8]利用线性化与 Vap-PID 方法简化了系统模型, 并分别设计了高度与航向跟踪控制器; 文献[9]利用模糊逻辑系统估计模型不确定性, 并与 PID 方法相结合设计了航向跟踪控制器, 但未考虑系统的扰动问题. 以上方法在无外界干扰条件下, 具有较好的控制效果, 但存在干扰时鲁棒性较差. 除此之外, 文献[10]结合横向轨迹误差法和视线跟踪法, 设计了基于数据扩充的翼伞自抗扰控制器, 采用扩张

收稿日期: 2016-05-12; 修回日期: 2016-08-18.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51175508); 总装院校创新工程项目(ZYX12080007).

作者简介: 陈自力(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 从事无人机导航、制导与控制技术等研究; 张昊(1988—), 男, 博士生, 从事无人翼伞飞行器非线性控制理论与应用的研究.

[†]通讯作者. E-mail: zhanghao6681@sina.com

状态观测器对干扰进行估计和补偿,但控制器参数较多,不易整定。

为了提高此类飞行器在模型不确定和外界干扰条件下的控制精度,目前主要有鲁棒控制方法^[11]和干扰观测器(DOB)方法^[12-14],其中鲁棒控制方法设计较为复杂,对模型建模要求较高,相比之下,物理意义明确的干扰观测器方法更具有工程应用价值.针对这一问题,国内学者韩京清^[15]在其提出的自抗扰控制方法中对状态/干扰观测器技术进行了详细的描述和分析,得到了广泛的关注;Guo等^[16]在文献[15]的基础上,对不确定非线性系统扩张状态观测器的收敛性进行了研究;Ren等^[17]对基于自抗扰控制的含执行器饱和的非线性系统的稳定性进行了分析和证明.除此之外,其他学者相继提出了模糊干扰观测器、神经网络干扰观测器以及滑膜干扰观测器等非线性干扰观测器(NDOB)方法,且进一步将NDOB与滑膜控制、反步控制等方法相结合,提高了飞行器控制的鲁棒性。

本文以欠驱动UPV横侧向非线性动力学模型为对象,研究了包含模型不确定和外界扰动情况下的UPV路径跟踪控制问题,提出一种基于干扰观测器的反馈增益鲁棒反步控制方法.首先,基于Serret-Frenet坐标下的模拟对象跟踪方法,推导了运动误差方程;然后,借鉴文献[18]的思想,设计了基于二阶跟踪-微分器的非线性干扰观测器,对复合干扰进行估计和补偿,并采用反馈增益思想设计反步跟踪控制律,通过合理设计控制器参数,消除了控制量中的部分非线性项,避免了传统反步法中对虚拟控制量多次求导后的复杂形式;最后,采用Lyapunov理论设计鲁棒补偿项,对跟踪误差进行补偿,保证了闭环系统的稳定性.将所提算法应用于UPV路径跟踪控制中,仿真结果验证了控制器的有效性。

1 问题描述

1.1 翼伞飞行器横侧向运动模型

UPV采用滑翔翼伞结构,由负载发动机推力控制航速进行定高飞行.翼伞飞行器在水平面不具有直接控制输入,只能通过控制尾沿下偏控制航向,因此属于欠驱动系统.横侧向运动学方程可表示为^[19]

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ r \end{bmatrix} = J(\psi) \begin{bmatrix} u \\ v \\ r \end{bmatrix}. \quad (1)$$

其中:系统状态 $[x, y, \psi]^T$ 表示UPV在惯性坐标系下的水平面位置分量与偏航角; $[u, v, r]^T$ 表示体坐标系下的前向速度、横向速度和偏航角速度。

动力学方程可表示为

$$\begin{cases} m_{11}\dot{u} = m_{22}vr - X_u u - X_{u|u}|u| + F_u + d_u, \\ m_{22}\dot{v} = -m_{11}ur - Y_v v - Y_{v|v}|v|, \\ m_{33}\dot{r} = (m_{11} - m_{22}) - N_r r - N_{r|r}|r| + F_r + d_r, \\ m_{11} = m - X_{\dot{u}}, m_{22} = m - Y_{\dot{v}}, m_{33} = m - N_{\dot{r}}, \\ d_u = \Delta\eta_u + \Delta f_u, d_r = \Delta\eta_r + \Delta f_r. \end{cases} \quad (2)$$

其中: m 为UPV质量; m_{11}, m_{22}, m_{33} 分别表示翼伞附加质量分量; $X_{(\cdot)}, Y_{(\cdot)}, N_{(\cdot)}$ 为气动力参数; F_u 为发动机推力, F_r 为尾沿偏转产生的横向控制力矩; $\Delta\eta_i (i = u, r)$ 为模型不确定项分量, $\Delta f_i (i = u, r)$ 为外界干扰分量, $d_i (i = u, r)$ 为系统复合干扰。

假设1 系统复合干扰 $d_i (i = u, r)$ 及其导数 $\dot{d}_i (i = u, r)$ 有界,且存在未知正常数 $C_{1i} (i = u, r), C_{2i} (i = u, r)$,使得 $|d_i| \leq C_{1i}, |\dot{d}_i| \leq C_{2i} (i = u, r)$ 成立。

1.2 基于模拟对象的跟踪误差模型

不同于传统的视线法^[9,20],本文采用基于模拟对象的导航方法,期望路径由模拟对象连续运动生成,所得跟踪曲线光滑,误差连续,从而提高跟踪的有效性^[21]。

基于模拟对象的UPV平面路径跟踪示意如图1所示, $\{I\}, \{B\}, \{F\}$ 分别为惯性坐标系、UPV体坐标系和Serret-Frenet坐标系; l_k 为期望路径, Q 为UPV的质点, P 为期望路径上的模拟对象;将坐标系 $\{I\}$ 沿 X_I 轴旋转角度 ψ_F ,再平移至原点 O 与 P 点重合,所得坐标系即为以 P 为原点的 $\{F\}$ 坐标系,其中

$$\psi_F = \arctan(y'_d(\mu)/x'_d(\mu)). \quad (3)$$

$$x'_d = \frac{\partial x_d}{\partial \mu}, y'_d = \frac{\partial y_d}{\partial \mu},$$

μ 为路径参数.定义 l_k 上模拟对象 P 在惯性坐标系下的位置为 $\xi_d = [x_d(\mu) \ y_d(\mu)]^T$,UPV质点位置表示为 $\xi = [x \ y]^T, \varepsilon = [x_e \ y_e]^T$ 为 $\{B\}$ 坐标系下跟踪误差,可定义为

$$\varepsilon = R_{BF}^T \xi_e. \quad (4)$$

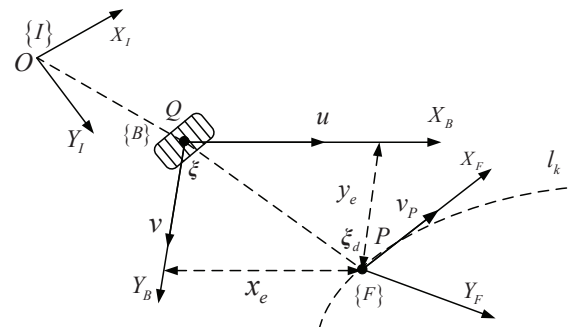


图1 基于模拟对象的UPV平面路径跟踪示意

$\xi_e = \xi - \xi_d$, R_B^T 为坐标系 $\{I\}$ 到坐标系 $\{B\}$ 的转换矩阵. 对式(4)两边求导得

$$\dot{\xi}_e = \dot{R}_B^T \xi_e + R_B^T \dot{\xi}_e, \quad (5)$$

其中 $\dot{R}_B = R_B S(\omega_B)$, 且

$$S(\omega_B) = \begin{bmatrix} 0 & -r \\ r & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

将式(6)代入(5)得

$$\dot{\xi}_e = S^T(\omega_B) R_B^T \xi_e + R_B^T \dot{\xi}_e. \quad (7)$$

由于 $\dot{\xi}_e = \dot{\xi} - \dot{\xi}_d$, 且 $\dot{\xi} = R_B v_B$, $\dot{\xi}_d = R_F v_F$, $v_B = [u \ v]^T$ 为 UPV 在坐标系 $\{B\}$ 下的速度. 其中 $v_F = [u_P \ 0]^T$ 为模拟对象在坐标系 $\{F\}$ 下的速度. R_F 为坐标系 $\{F\}$ 到坐标系 $\{I\}$ 的转换矩阵. 将式(4)代入(7)得

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_e &= S^T(\omega_B) \xi_e + R_B^T (\dot{\xi} - \dot{\xi}_d) = \\ &S^T(\omega_B) \xi_e + R_B^T R_B v_B - R_B^T R_F v_F = \\ &S^T(\omega_B) \xi_e + v_B - R(\psi_e) v_F. \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$R(\psi_e) = \begin{bmatrix} \cos \psi_e & \sin \psi_e \\ -\sin \psi_e & \cos \psi_e \end{bmatrix},$$

$$\psi_e = \psi - \psi_F.$$

将式(8)整理可得系统跟踪误差模型

$$\begin{cases} \dot{x}_e = r y_e + u - u_P \cos \psi_e, \\ \dot{y}_e = -r x_e + u_P \sin \psi_e + v. \end{cases} \quad (9)$$

同时定义

$$\dot{\psi}_e = r - \dot{\psi}_F. \quad (10)$$

2 控制器设计

2.1 控制目标

考虑 UPV 横侧向模型(1)和模型(2)及跟踪误差模型(9), 在存在系统复合干扰情况下, 给定期望路径 l_k 与模拟对象速度 $u_P > 0$, 利用 NDOB 对系统复合干扰进行在线估计和补偿, 进而基于反馈增益反步法设计反馈控制律驱动飞行器跟踪期望路径, 并保证误差跟踪系统一致最终有界.

2.2 非线性干扰观测器设计

系统的复合干扰不仅会影响系统的控制性能, 甚至有可能导致系统发散. 本文基于二阶跟踪-微分器^[18]设计 NDOB 实现对复合干扰的估计, 并在控制输入端进行补偿. 对于如下一般系统:

$$\dot{x} = f + gu + d, \quad (11)$$

如果系统复合干扰连续可微且一阶导数有界, 则将 NDOB 设计为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f + gu + \hat{d}, \\ \dot{\hat{d}} = -L \operatorname{sgn}(\hat{x} - x + \frac{|\hat{d}| \hat{d}}{2L}). \end{cases} \quad (12)$$

其中: x 为状态量, u 为控制输入, f 和 g 为模型函数, d 为未知复合干扰, \hat{x} 和 \hat{d} 分别为 x 和 d 的观测值, L 为系统待设计参数.

定义误差 $e_1 = \hat{x} - x$, $e_2 = \hat{d} - d$, 则根据式(12)误差系统可表示为

$$\dot{e}_1 = e_2, \quad (13)$$

$$\dot{e}_2 = -L \operatorname{sgn}(e_1), \quad L \rightarrow +\infty. \quad (14)$$

显然有误差 (e_1, e_2) 渐近收敛于 $(0, 0)$.

若 $e_1 > 0, e_2 > 0$, 则根据式(14)有 $e_2 \rightarrow 0$; 若 $e_1 > 0, e_2 < 0$, 则根据式(13)有 $e_1 \rightarrow 0$; 若 $e_1 < 0, e_2 < 0$, 则根据式(14)有 $e_2 \rightarrow 0$; 若 $e_1 < 0, e_2 > 0$, 则根据式(13)有 $e_1 \rightarrow 0$. 由以上分析可知, (e_1, e_2) 渐近收敛于 $(0, 0)$.

进一步, 将 NDOB 式(12)中的符号函数 $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 改为饱和函数 $\operatorname{sat}(\cdot)$, 可以有效削弱观测器的输出抖振, 从而实现了对系统复合干扰 d_u 和 d_r 的有效估计^[22], 即

$$\begin{cases} \dot{\hat{u}} = f_u + g_u F_u + \hat{d}_u, \\ \dot{\hat{d}}_u = -L_u \operatorname{sat}\left(\hat{u} - u + \frac{|\hat{d}_u| \hat{d}_u}{2L_u}\right); \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{r}} = f_r + g_r F_r + \hat{d}_r, \\ \dot{\hat{d}}_r = -L_r \operatorname{sat}\left(\hat{r} - r + \frac{|\hat{d}_r| \hat{d}_r}{2L_r}\right). \end{cases} \quad (16)$$

其中: \hat{u} 和 \hat{r} 分别为 u 和 r 的估计值, $L_i (i = u, r)$ 为待设计参数.

2.3 反馈增益反步控制律设计

Step 1 定义位置误差变量为

$$e = \sqrt{x_e^2 + y_e^2}, \quad (17)$$

Lyapunov 函数为

$$V_1 = \frac{1}{2} e^2. \quad (18)$$

对式(18)求导, 并将(9)代入, 整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \dot{x}_e x_e + \dot{y}_e y_e = \\ &x_e (u - u_P \cos \psi_e) + y_e (u_P \sin \psi_e + v). \end{aligned} \quad (19)$$

根据传统反步法思想, 此时应设计控制量分别为

$$u = -c_1 x_e + u_P \cos \psi_e, \quad (20)$$

$$\psi_e = -\arcsin\left(\frac{c_2 y_e}{\sqrt{1 + (c_2 y_e)^2}}\right). \quad (21)$$

其中: $c_1 > 0, c_2 > 0$ 为基于视线导航法的增益参数. 将式(20), (21)代入(19), 得

$$\dot{V}_1 = -c_1 x_e^2 - c_2 u_P \frac{1}{\sqrt{1+(c_2 y_e)^2}} y_e^2 + y_e v. \quad (22)$$

根据式(22)进一步设计反步控制律,可以发现,由于式(21)中虚拟控制量形式复杂,会导致在后续设计过程中出现高阶导数问题,增加控制器的复杂度.针对这一问题,基于反馈增益思想,将式(19)重新表示为

$$\dot{V}_1 = x_e(u_d + u_e - u_P \cos \psi_e) + y_e \left[u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} (\bar{\psi} + \alpha_1) + v \right]. \quad (23)$$

其中: $u_e = u - u_d$, $\hat{\psi} = \psi_e - \alpha_1$. 考虑到 $\lim_{\psi_e \rightarrow 0} (\sin \psi_e / \psi_e) = 1$ 存在,且对于 $\psi_e \in (-\pi, \pi)$ 满足 $0 < \sin \psi_e / \psi_e \leq 1$ 条件成立,因此式(23)在区间 $(-\pi, \pi)$ 上存在定义.

根据式(23),重新设计虚拟控制量为

$$u_d = -c_1 x_e + u_P \cos \psi_e, \quad (24)$$

$$\alpha_1 = -k_1 y_e, \quad (25)$$

其中增益参数 $k_1 > 0$. 将式(24), (25)代入(23)可得

$$\dot{V}_1 = -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 + x_e u_e + y_e u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi} + y_e v. \quad (26)$$

可以看出,基于反馈增益思想设计的虚拟控制量(25),与基于传统反步法设计的式(20)相比,具有更简单的形式,避免了控制器后续设计过程中虚拟量的复杂导数问题,更有利于工程实现.

Step 2 根据式(17),定义如下Lyapunov函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} p \bar{\psi}^2, \quad (27)$$

其中控制增益参数 $p > 0$. 对式(27)求导,并将(26)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + p \bar{\psi} \dot{\bar{\psi}} \\ &= -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 + x_e u_e + y_e v + \\ & p \bar{\psi} \left(\dot{\bar{\psi}} + \frac{1}{p} u_P y_e \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \right), \end{aligned} \quad (28)$$

其中 $\dot{\bar{\psi}} = \dot{\psi}_e + k_1 \dot{y}_e$. 将式(10)和(25)代入(28)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 + x_e u_e + y_e v + \\ & p \bar{\psi} \left(r - r_F + k_1 \dot{y}_e + \frac{1}{p} u_P y_e \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \right). \end{aligned} \quad (29)$$

由于 $\psi_e = \bar{\psi} + \alpha_1$,将式(9)代入(24),整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 + x_e u_e + y_e v + \\ & p \bar{\psi} \left(r - r_F + k_1 r x_e + k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi} + \right. \end{aligned}$$

$$\left. \left(\frac{1}{p} - k_1^2 \right) u_P y_e \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} + k_1 v \right). \quad (30)$$

其中: k_1 与 p 均为控制器设计参数,不妨取 $p = 1/k_1^2$,代入式(30),消去部分复杂非线性项,得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \\ & -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 + x_e u_e + y_e v + \\ & p \bar{\psi} \left(r - r_F + k_1 r x_e + k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \bar{\psi} + k_1 v \right). \end{aligned} \quad (31)$$

通过上述过程,进一步简化得虚拟控制量为

$$\alpha_2 = r_F - k_1 r x_e + k_2 \bar{\psi}. \quad (32)$$

结合式(32), (31)可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \\ & -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 - x_e u_e + y_e v + \\ & k_2 p \left(1 - \frac{k_1 u_P}{k_2} \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} \right) \bar{\psi}^2 + p \bar{\psi} r_e + k_1 p \bar{\psi} v, \end{aligned} \quad (33)$$

其中 $r_e = r - \alpha_2$. 根据反馈增益思想,通过设计控制器参数 k_1 和 k_2 ,使得 $k_2 > k_1 u_m$,从而在区间 $(-\pi, \pi)$ 上,满足 $1 - (k_1 u_P / k_2) (\sin \psi_e / \psi_e) > 0$ 条件成立, u_m 为速度上界.

Step 3 利用NDOB对复合干扰进行估计和补偿,并进一步在控制器中增加积分项以提高系统在干扰条件下的鲁棒性,则最终控制律可表示为

$$\begin{cases} F_u = m_{11}(-k_u u_e - k_{iu} \varepsilon_1 + \dot{u}_d - u_{co}) - R_u - \hat{d}_u, \\ F_r = m_{33}(-k_r r_e - k_{ir} \varepsilon_2 + \dot{r}_d - r_{co}) - R_r - \hat{d}_r. \end{cases} \quad (34)$$

其中

$$\begin{cases} R_u = m_{22} v r - X_u u - X_{u|u} |u| |u|, \\ R_r = (m_{11} - m_{22}) - N_r r - N_{r|r} |r| |r|. \end{cases}$$

k_u, k_{iu}, k_r, k_{ir} 为控制器参数; u_{co}, r_{co} 为鲁棒补偿项.

定义误差 $\varepsilon_1 = u_e, \varepsilon_2 = r_e$,结合式(34)与动力学模型(2)可得 u, r 的误差方程

$$\begin{cases} \dot{u}_e = -k_u u_e - k_{iu} \varepsilon_1 - u_{co}, \\ \dot{r}_e = -k_r r_e - k_{ir} \varepsilon_2 - r_{co}. \end{cases} \quad (35)$$

由 $\dot{\varepsilon}_1 = \dot{u}_e, \dot{\varepsilon}_2 = \dot{r}_e$,误差方程(35)可重新表示为

$$\begin{cases} \dot{\varepsilon}_1 = -k_u \varepsilon_1 - k_{iu} \varepsilon_1 - u_{co}, \\ \dot{\varepsilon}_2 = -k_r \varepsilon_2 - k_{ir} \varepsilon_2 - r_{co}. \end{cases} \quad (36)$$

进一步定义

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2]^T, \quad \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = [\dot{\varepsilon}_1 \ \dot{\varepsilon}_2]^T, \quad \boldsymbol{E} = [\boldsymbol{\varepsilon}^T \ \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}^T]^T,$$

则式(36)可表示为

$$\dot{\boldsymbol{E}} = \boldsymbol{A} \boldsymbol{E} + \boldsymbol{B} \boldsymbol{U}. \quad (37)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{K}_{I2 \times 2} & -\mathbf{K}_{P2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad u_{co} = \frac{1}{p_{21}} x_e, \quad (43)$$

$$B = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} -u_{co} \\ -r_{co} \end{bmatrix}, \quad r_{co} = \frac{p}{p_{22}} \bar{\psi}. \quad (44)$$

$$K_I = \text{diag}(-k_{iu}, -k_{ir}),$$

$$K_p = \text{diag}(-k_u, -k_r).$$

3 鲁棒稳定性分析

定理1 考虑UPV横侧向运动模型(1)、模型(2)和跟踪误差模型(9),在复合干扰条件下,设定期望路径 l_k 和模拟对象运动速度 u_P ,分别设计NDOB式(12)与跟踪控制律(34),选择适当参数,可以保证闭环系统稳定,且系统误差变量一致最终有界.

证明 定义干扰估计误差

$$\begin{cases} \tilde{d}_u = \hat{d}_u - d_u, \\ \tilde{d}_r = \hat{d}_r - d_r. \end{cases} \quad (38)$$

由误差系统(13)与证明过程可知,通过合理选择参数 $L_i(i = u, r)$,可以保证估计误差 $\tilde{d}_i(i = u, r)$ 有限时间收敛.

定义Lyapunov函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{P} \mathbf{E}. \quad (39)$$

其中正定对称阵为线性Lyapunov方程的解,即

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q}, \quad (40)$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_1 & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{P}_2 \end{bmatrix}.$$

对称阵 $\mathbf{P}_i = \text{diag}\{i_1, p_{i2}\}, i = 1, 2$,若选取 $\mathbf{P}_1 = \mathbf{K}_I \mathbf{P}_2$,可得

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & 2\mathbf{K}_I \mathbf{P}_2 \end{bmatrix}.$$

对式(39)求导并将(33)代入得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 - \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \\ & k_2 p \left(1 - \frac{k_1 u_P \sin \psi_e}{k_2 \psi_e} \right) \bar{\psi}^2 + p \bar{\psi} r_e + \\ & \mathbf{E}^T \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{U} + k_1 p \bar{\psi} v + x_e u_e + y_e v. \end{aligned} \quad (41)$$

对式(41)进一步整理得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 - \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \\ & k_2 p \left(1 - \frac{k_1 u_P \sin \psi_e}{k_2 \psi_e} \right) \bar{\psi}^2 + p \bar{\psi} r_e - \\ & p_{21} u_e u_{co} - p_{22} r_e r_{co} + k_1 p \bar{\psi} v + \\ & x_e u_e + y_e v. \end{aligned} \quad (42)$$

此时设计鲁棒补偿项

将式(43)和(44)代入(42)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -c_1 x_e^2 - k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} y_e^2 - \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \\ & k_2 p \left(1 - \frac{k_1 u_P \sin \psi_e}{k_2 \psi_e} \right) \bar{\psi}^2 + k_1 p |\bar{\psi}| |v| + |y_e| |v|. \end{aligned} \quad (45)$$

在欠驱动系统运动过程中,自由度速度存在有界性^[23],且根据UPV运动特性可知,存在 $|v| \leq v_m$,其中 v_m 为飞行器最大侧向速度,利用均值不等式原理,可将式(45)放缩为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -c_1 x_e^2 - \left(k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} - \frac{1}{2} \right) y_e^2 - \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{Q} \mathbf{E} - \\ & k_2 p \left(1 - \frac{k_1 u_P \sin \psi_e}{k_2 \psi_e} - \frac{k_1}{2k_2} \right) \bar{\psi}^2 + \left(\frac{k_1 p}{2} + \frac{1}{2} \right) v_m^2 \leq \\ & -cV_3 + \eta. \end{aligned} \quad (46)$$

其中

$$c = \min \left\{ 2c_1, 2 \left(k_1 u_P \frac{\sin \psi_e}{\psi_e} - \frac{1}{2} \right), \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{Q})}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})}, 2k_2 \left(1 - \frac{k_1 u_P \sin \psi_e}{k_2 \psi_e} - \frac{k_1}{2k_2} \right) \right\}, \quad (47)$$

$$\eta = \left(\frac{k_1 p}{2} + \frac{1}{2} \right) v_m^2. \quad (48)$$

如果选择 $\sigma = \eta/c > 0$,则式(46)满足

$$0 \leq V_3(t) \leq \sigma + (V_3(0) - \sigma)e^{-ct}. \quad (49)$$

由式(49)可得,闭环信号一致最终有界,且通过合理地选择控制器参数 k_1, k_2, p 和增益矩阵 $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2$,可以保证系统收敛于原点处较小邻域 σ 内. □

4 仿真分析

以自行设计的实验型无人翼伞飞行器为研究对象,建立非线性动力学模型,主要结构参数如表1所示,参考文献[24]中的翼伞气动参数.在Matlab/Simulink环境中搭建路径跟踪控制系统,采用本文方法设计控制器对UPV模型进行闭环系统仿真.

表1 UPV主要结构参数

参数	数值
展长 b/m	10.9
弦长 c/m	2.8
翼伞面积 S_p/m^2	30
展弦比 AR/m^2	3.9
质量 m/kg	96.3

针对UPV在指定区域的侦查探测任务,定义期望曲线路径为

$$\begin{cases} x(\mu) = 125\cos(0.02\mu), \\ y(\mu) = 125\sin(0.02\mu). \end{cases} \quad (50)$$

UPV初始状态 $x = 0\text{ m}, y = -10\text{ m}, u = 5\text{ m/s}, v = 0\text{ m/s}, \psi = \pi/4, r = 0^\circ/\text{s}$.

加入复合干扰项 $d_u = 1.2\sin(0.1t) + 0.2, d_r = 0.8\sin(0.15t) + 0.1$. 根据式(12)设计非线性干扰观测器,参数选取为 $L_u = 1.5, L_r = 0.1$.

控制器参数选取为:速度控制器 $k_u = 0.5, k_{iu} = 0.1$;航向控制器 $k_1 = 0.5, p = 1/k_1^2 = 4, k_2 = 7.5, k_r = 20, k_{ir} = 1, p_{21} = 5, p_{22} = 5$;定义期望路径上模拟对象的飞行速度为 $u_W = u_0(1 - \tanh(x_e/\rho))$,其中期望速度 $u_0 = 8\text{ m/s}, \rho = 0.5$.

为验证所提出算法在系统运行过程中的扰动抑制性能,将本文方法与无NDOB的常规反步法进行对比,仿真结果如图2~图5所示.

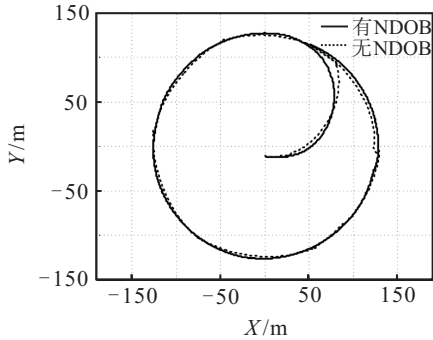


图2 路径跟踪轨迹

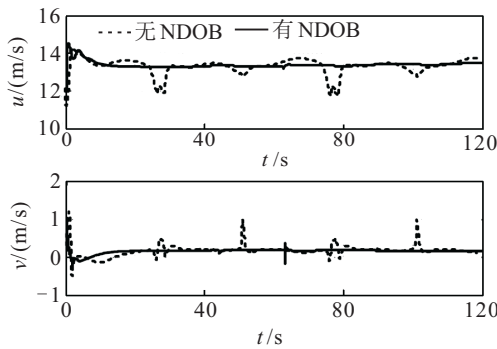


图3 速度响应曲线

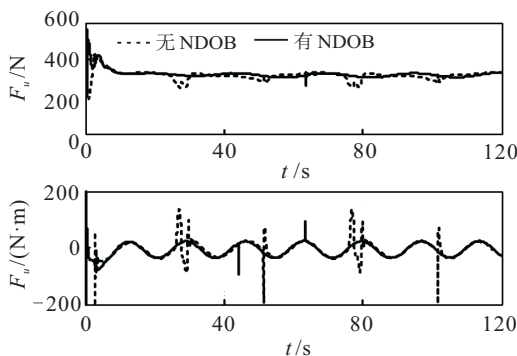


图4 跟踪控制输入曲线

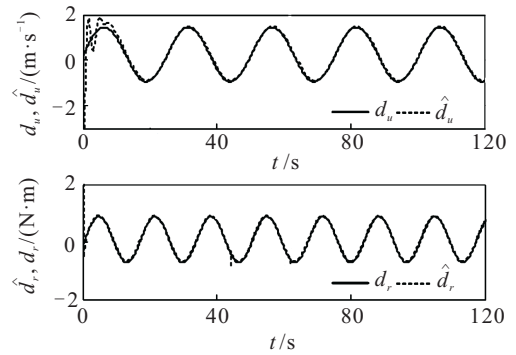


图5 干扰估计效果

由图2~图5可以看出,在存在系统复合干扰的情况下,常规反步法误差明显,跟踪效果较差,而本文所提出的控制器能够准确实现对干扰的估计和补偿,高精度地跟踪期望路径,实现稳态误差收敛于零,保证了系统对干扰的鲁棒性.

5 结论

针对存在复合干扰情况下的无人翼伞飞行器(UPV)平面路径跟踪控制问题,提出了一种基于非线性干扰观测器的反馈增益鲁棒反步控制方法.仿真结果表明,所提出方法可以实现曲线路径的准确跟踪,且具有以下优势:

- 1) 基于二阶跟踪-微分器设计的干扰观测器,能够实现对系统复合干扰的平滑估计和补偿,提高了系统干扰条件下的控制精度;
- 2) 基于反馈增益思想设计的反步控制律,消除了部分复杂非线性项,避免了传统反步法中虚拟量高阶导数问题,简化了控制器形式,易于工程实现;
- 3) 采用 Lyapunov 理论设计的鲁棒补偿项,在保证系统稳定性的同时进一步提高了系统的鲁棒性.

参考文献(References)

[1] Olega A, Eugene A. Autonomous aerial payload delivery system “Blizzard” [C]. AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conf and Seminar. Dublin, 2011: 1-11.

[2] Brandon L. Robust sampling-based motion planning for autonomous vehicles in uncertain environments[D]. Cambridge: Massachusetts Institute of Technology, 2014.

[3] 熊菁. 翼伞系统动力学与归航方案研究 [D]. 长沙: 国防科技大学航天与材料工程学院, 2005. (Xiong J. Research on the dynamics and homing project of parafoil system[D]. Changsha: National University of Defense Technology, School of Aerospace and Materials Engineering, 2005.)

[4] 张春, 杨倩, 袁蒙, 等. 冲压翼伞流场与气动操纵特性的数值模拟 [J]. 航空动力学报, 2013, 28(9): 2037-2043. (Zhang C, Yang Q, Yuan M, et al. Numerical simulation

- of flow field handle aerodynamic characteristics of ram-air parachute[J]. *J of Aerospace Power*, 2013, 28(9): 2037-2043.)
- [5] 朱旭, 曹义华. 翼伞弧面下反角、翼型和前缘切口对翼伞气动性能的影响[J]. *航空学报*, 2012, 33(7): 1189-1200.
(Zhu X, Cao Y H. Effects of arc-anhedal angle, airfoil and leading edge cut on parafoil aerodynamic performance[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2012, 33(7): 1189-1200.)
- [6] 檀盼龙, 孙青林, 高海涛, 等. 动力翼伞系统空投风场的辨识与应用[J]. *航空学报*, 2016, 37(7): 2286-2294.
(Tan P L, Sun Q L, Gao H T, et al. Wind identification and application of the powered parafoil system[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2016, 37(7): 2286-2294.)
- [7] Slegers N, Mark C. Model predictive control of a parafoil and payload system[J]. *J of Guidance, Control, and Dynamics*, 2009, 28(4): 816-821.
- [8] Ochi Y, Hiroyuki K. Linear dynamics and PID flight control of a powered paraglider[C]. *AIAA Guidance Navigation and Control Conference*. Chicago: AIAA, 2009: 1-13.
- [9] Chiara T, Marilena V. Path following for an autonomous paraglider[C]. *IEEE Conf on Decision and Control*. Atlanta, 2010: 4869-4874.
- [10] 高海涛. 翼伞系统自主归航航迹规划与控制研究[D]. 天津: 南开大学信计算机与控制工程学院, 2014.
(Gao H T. Research on control and autonomous homing trajectory planning of parafoil system[D]. Tianjin: Nankai University, College of Computer and Control Engineering, 2014.)
- [11] 闫亚宾, 曾建平. 一种飞控系统不确定性建模方法及其鲁棒控制[J]. *控制理论与应用*, 2012, 29(5): 580-584.
(Yan Y B, Zeng J P. Uncertainty modeling and robust stabilization for large envelope flight control systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(5): 580-584.)
- [12] Kim E. A fuzzy disturbance observer and its application to control[J]. *IEEE Trans on Fuzzy Systems*, 2002, 10(1): 77-84.
- [13] 陈伟, 卢京潮, 袁燎原, 等. 基于高增益观测器的航迹角自适应反步控制[J]. *北京航空航天大学学报*, 2013, 39(10): 1414-1420.
(Chew W, Lu J C, Yuan L Y, et al. Adaptive backstepping control for flight path angle based on high gain observer[J]. *J of University of Aeronautics and Astronautics*, 2013, 39(10): 1414-1420.)
- [14] 王建敏, 吴云杰, 董小萌. 基于滑膜干扰观测器的高超声速飞行器滑膜控制[J]. *航空学报*, 2015, 36(6): 2027-2036.
(Wang J M, Wu Y J, Dong X M. Sliding mode control of hypersonic flight vehicle with sliding mode disturbance observer[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2015, 36(6): 2027-2036.)
- [15] Han J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 2009, 56(3): 900-906.
- [16] Guo B Z, Zhao Z L. On the convergence of extended state observer for nonlinear system with uncertainty[J]. *Sytem and Control Letters*, 2011, 60: 420-430.
- [17] Ran M P, Wang Q, Dong C Y. Stabilization of a class of nonlinear systems with actuator saturation via active disturbance rejection control[J]. *Automatic*, 2016, 63: 302-310.
- [18] 卜祥伟, 吴晓燕, 陈永兴, 等. 非线性干扰观测器的高超声速飞行器自适应反演控制[J]. *国防科技大学学报*, 2014, 36(5): 44-49.
(Bu X W, Wu X Y, Chen Y X, et al. Adaptive backstepping control of hypersonic vehicles based on nonlinear disturbance observer[J]. *J of National University of Defense Technology*, 2014, 36(5): 44-49.)
- [19] Chrysiene M. Comparison and analysis of multi-body parafoil models with varying degrees of freedom[C]. *AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conf and Seminar*. Dublin, 2011: 1-21.
- [20] Slegers N, Oleg A. Optimal control for terminal guidance of autonomous parafoils[C]. *AIAA Aerodynamic Decelerator Systems Technology Conf and Seminar*. Seattle, 2009: 1-21.
- [21] Zhang L J, Jia H M, Qi X, et al. NNFFC-adaptive output feedback trajectory tracking control for a surface ship at high speed[J]. *Ocean Engineering*, 2011, 38(13): 1430-1438.
- [22] 韩京清, 王伟. 非线性跟踪-微分器[J]. *系统科学与数学*, 1994, 14(2): 177-183.
(Han J Q, Wang W. Nonlinear tracking-differentiator[J]. *J of Systems Science and Mathematical Sciences*, 1994, 14(2): 177-183.)
- [23] Isabelle F. Non-linear control for underactuated mechanical systems: Communications and control engineering[M]. New York: Springer, 2012: 192-223.
- [24] Zhu E L, Sun Q L, Tan P, et al. Modeling of powered parafoil based on Kirchhoff motion[J]. *Nonlinear Dynamics*, 2014, 79(1): 617-625.

(责任编辑: 孙艺红)