



飞行力学
Flight Dynamics
ISSN 1002-0853, CN 61-1172/V

《飞行力学》网络首发论文

题目: 无人机参数优化自抗扰编队保持控制器设计
作者: 强佳久, 孟秀云, 吴光辉
DOI: 10.13645/j.cnki.f.d.20190919.001
收稿日期: 2019-05-09
网络首发日期: 2019-09-19
引用格式: 强佳久, 孟秀云, 吴光辉. 无人机参数优化自抗扰编队保持控制器设计. 飞行力学. <https://doi.org/10.13645/j.cnki.f.d.20190919.001>



网络首发: 在编辑部工作流程中, 稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定, 且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式(包括网络呈现版式)排版后的稿件, 可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定; 学术研究成果具有创新性、科学性和先进性, 符合编辑部对刊文的录用要求, 不存在学术不端行为及其他侵权行为; 稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准, 正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性, 录用定稿一经发布, 不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容, 只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认: 纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊(光盘版)》电子杂志社有限公司签约, 在《中国学术期刊(网络版)》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版, 以单篇或整期出版形式, 在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊(网络版)》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物(ISSN 2096-4188, CN 11-6037/Z), 所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

无人机参数优化自抗扰编队保持控制器设计

强佳久, 孟秀云, 吴光辉

(北京理工大学 宇航学院, 北京 100081)

摘要：针对无人机编队飞行中的队形保持问题, 采用结合粒子群算法的自抗扰控制技术对控制器进行设计, 使响应过程具有良好的动态品质和较小的稳态误差。建立三维空间内基于相对误差的无人机编队飞行模型, 并在此基础上设计了跟踪微分器、扩展状态观测器和非线性状态反馈自抗扰控制器, 采用粒子群算法对控制器中部分参数进行优化整定。仿真结果表明, 设计的结合粒子群算法的改进自抗扰控制器具有良好的控制性能, 能以较高的精度实现无人机编队保持任务。

关键词：无人机编队; 编队保持; 相对位置误差; 自抗扰控制; 粒子群算法

中图分类号: V279; V249.122.3 文献标识码: A

DOI: 10.13645/j.cnki.f.d.20190919.001

Design of parameter optimization active disturbance rejection controller for UAV formation

QIANG Jia-jiu¹, MENG Xiu-yun¹, WU Guang-hui¹

(School of Aerospace Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In order to solve the problem of formation maintenance in UAV formation flight, this paper proposed the anti-disturbance control technology combined with particle swarm optimization algorithm, so that the response process would have good dynamic quality and small static error. A UAV formation flying model was established based on relative error in a three-dimensional space. On this basis, the tracking differentiator, the extended state observer and the nonlinear state feedback controller were designed. At the same time, the particle swarm algorithm was used to optimize and tune some parameters in the controller. The simulation results show that the improved auto disturbance rejection controller designed by combining the particle swarm algorithm has good control performance and can complete the mission of maintaining the UAV formation with high precision.

Key words: unmanned aerial vehicle formation; formation maintenance; relative position error; active disturbance rejection control; particle swarm optimization

0 引言

队形保持是指具有自主飞行能力的无人机群遵循着设计好的结构形式在飞行环境中进行排列, 使所形成的编队在执行任务时保持队形稳定^[1]。国内外许多学者都从事相关方面的研究。文献[2]提出了一种利用高阶滑模控制的思想来设计编队飞行保持控制器; 文献[3]设计了一种分布式的队形保持控制器, 并利用新的分散设计方法对该控制器进行了仿真研究; 国内学者刘小雄等^[4]使用直接自适应控制技术对无人机进行编队飞行控制, 并采用 PID 控制器使得系统快速跟踪指令。但由于多无人机编队飞行过程中受到编队模型建模不准确、相对位置存在测量误差、外部环境干扰等多种不利因素作用, 导致上述方法在实际工程运用中存在诸多局限性。

自抗扰控制 (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) 是一种新型的非线性控制器, 将经典 PID 控制不依赖对象精确模型的优点和现代控制理论中的控制系统分析方法结合起来^[5], 具有不依赖被控对象精确模型、动静态性能良好和抗干扰能力强的特点。由于在自抗扰控制中将建模的不确定性和测量误差统一归入扰动中, 并进行实时估计和补偿, 适合运用在建模复杂和扰动因素多的无人机编队保持控制系统中。但是自抗扰控制也存在一定缺陷, 其中较为重要的就是其控制参数过多, 调节起来十分复杂。在编队保持系统中往往需要对两到三个通道进行参数调节, 如果没有合适的整定方法会大大增加设计的工作量。文献[6-7]分别采用改进遗传算法和人群搜索算法对自抗扰控制器进行参数优化, 达到了不错的效果, 但是上述方法寻优速度较

收稿日期: 2019-05-09; 修订日期: 2019-07-08; 网络出版时间:

作者简介: 强佳久 (1995-), 男, 江苏常州人, 硕士研究生, 研究方向为飞行器控制与仿真。

慢, 不适用于对响应时间和控制精度有一定要求的无人机编队保持控制器。为此, 本文采用在优化领域研究较为成熟且收敛快速的粒子群算法作为编队保持自抗扰控制器的参数整定方法, 对无人机参数优化自抗扰编队保持控制器进行了设计。

1 编队飞行模型建立

在无人机编队飞行中, 队形保持的作用是领机在进行机动时, 僚机需要保持期望的距离、角度和速度来跟随领机运动^[8]。所以比较常见的控制方法是用领机与僚机的相对误差作为被控对象, 设计控制律来使其趋于理想值。在这一过程中, 领机需要将自身的位置、速度信息作为编队指令发送给僚机, 同时僚机在接收领机信息后通过基于相对位置误差的编队保持算法解算得到自身速度和角度控制指令, 即加速度和角加速度指令输入给自动驾驶仪, 从而实现编队保持任务。

为了简化无人机数学模型, 有以下两点假设^[9]: 领机发出指令并被僚机接受的时间较短, 可忽略不计; 无人机编队飞行时, 每架无人机都视为质点处理。若采用两机编队模型, 则基于僚机位置的参考坐标系如图 1 和图 2 所示。

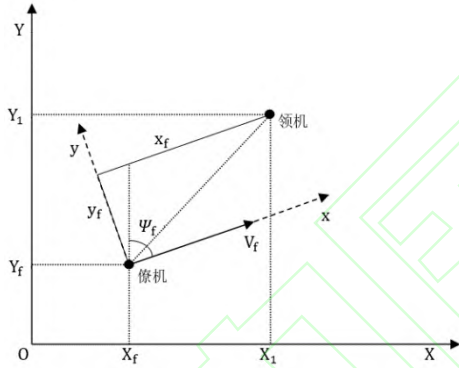


图 1 侧向平面内基于僚机位置的参考坐标系

Fig.1 Reference coordinate system based on wing plane position in lateral plane

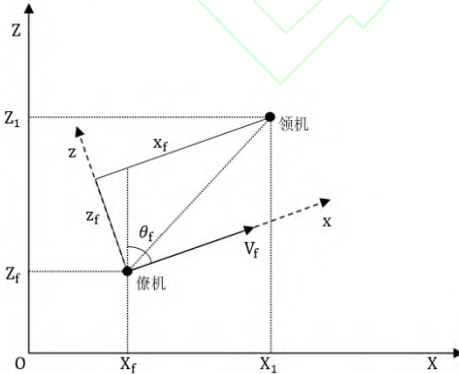


图 2 纵向平面内基于僚机位置的参考坐标系

Fig.2 Reference coordinate system based on wing plane position in longitudinal plane

图中: (X_1, Y_1, Z_1) 为领机坐标; (X_f, Y_f, Z_f) 为僚机坐标; (x_f, y_f, z_f) 为领机在参考坐标系中的相对坐标; (ψ_f, θ_f, V_f) 为僚机的航向角、俯仰角和速度。

本文考虑的主要内容为多无人机编队飞行原理, 所以无需建立复杂的六自由度模型。假设编队中每架无人机有标准的闭环自动驾驶仪, 同时无人机的速度、航向角和滚转角等控制参数都可测量, 建立无人机一阶运动学方程及其自动驾驶仪模型^[8]如下:

$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= V \sin \psi \sin \theta, \quad \dot{Y} = V \cos \psi \sin \theta \\ \dot{Z} &= V \cos \theta, \quad \dot{\psi} = \frac{1}{\tau_\psi} (\psi_c - \psi) \\ \dot{\theta} &= \frac{1}{\tau_\theta} (\theta_c - \theta), \quad \dot{V} = \frac{1}{\tau_v} (V_c - V) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: (X, Y, Z) 为无人机坐标; ψ 为无人机航向角; θ 为无人机俯仰角; V 为无人机速度; $(\tau_\psi, \tau_\theta, \tau_v)$ 分别为无人机航向角保持自动驾驶仪时间常数、俯仰角保持自动驾驶仪时间常数和速度保持自动驾驶仪时间常数; (ψ_c, θ_c, V_c) 分别为航向角指令、俯仰角指令和速度指令。

考虑到无人机的飞行环境对自动驾驶仪的影响, 分别在速度和角速度通道加入外部干扰项, 得到含干扰的自动驾驶仪模型如下:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\psi} &= \frac{1}{\tau_\psi} (\psi_c - \psi) + \omega_\psi \\ \dot{\theta} &= \frac{1}{\tau_\theta} (\theta_c - \theta) + \omega_\theta \\ \dot{V} &= \frac{1}{\tau_v} (V_c - V) + \omega_v \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $(\omega_\psi, \omega_\theta, \omega_v)$ 分别为航向角、俯仰角和速度通道的外部干扰。

在惯性坐标系下, 领机的坐标可用僚机坐标和参考坐标^[6]表示:

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= X_f + x_f \sin \psi_f \sin \theta_f - y_f \cos \psi_f + z_f \sin \psi_f \cos \theta_f \\ Y_1 &= Y_f + x_f \cos \psi_f \sin \theta_f + y_f \sin \psi_f + z_f \cos \psi_f \cos \theta_f \\ Z_1 &= Z_f - x_f \cos \theta_f + z_f \sin \theta_f \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

由式(3)可得两机的相对位置误差为:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} X_1 - X_f \\ Y_1 - Y_f \\ Z_1 - Z_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \psi_f \sin \theta_f & -\cos \psi_f & \sin \psi_f \cos \theta_f \\ \cos \psi_f \sin \theta_f & \sin \psi_f & \cos \psi_f \cos \theta_f \\ -\cos \theta_f & 0 & \sin \theta_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: $(\Delta x_f^*, \Delta y_f^*, \Delta z_f^*)$ 为期望的两机相对距离, 通常为常值; (X_1^*, Y_1^*, Z_1^*) 和 (X_f^*, Y_f^*, Z_f^*) 分别为领机和僚机的期望位置。若 $\mathbf{E} \rightarrow \mathbf{0}$, 则两机的相对位置就能维持在期望值附近。

令:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \sin \psi_f \sin \theta_f & -\cos \psi_f & \sin \psi_f \cos \theta_f \\ \cos \psi_f \sin \theta_f & \sin \psi_f & \cos \psi_f \cos \theta_f \\ -\cos \theta_f & 0 & \sin \theta_f \end{bmatrix}$$

并对 \mathbf{E} 求一阶导数可得:

$$\dot{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \dot{X}_1 - \dot{X}_f \\ \dot{Y}_1 - \dot{Y}_f \\ \dot{Z}_1 - \dot{Z}_f \end{bmatrix} - \frac{d\mathbf{R}}{d\psi_f} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\psi}_f - \frac{d\mathbf{R}}{d\theta_f} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\theta}_f \quad (5)$$

进一步求导可得:

$$\ddot{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \ddot{X}_1 - \ddot{X}_f \\ \ddot{Y}_1 - \ddot{Y}_f \\ \ddot{Z}_1 - \ddot{Z}_f \end{bmatrix} - \frac{d\mathbf{R}}{d\psi_f} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \ddot{\psi}_f - \frac{d^2\mathbf{R}}{d\psi_f^2} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\psi}_f^2 - \frac{d\mathbf{R}}{d\theta_f} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \ddot{\theta}_f - \frac{d^2\mathbf{R}}{d\theta_f^2} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\theta}_f^2 \quad (6)$$

为了使系统的状态方程表示为仅含输出和输入指令的形式,需要对式(6)进行处理,对僚机动力学方程求导可得:

$$\left. \begin{aligned} \ddot{X}_f &= \dot{V}_f \sin \psi_f \sin \theta_f + V_f \cos \psi_f \sin \theta_f \dot{\psi}_f + V_f \sin \psi_f \cos \theta_f \dot{\theta}_f \\ \ddot{Y}_f &= \dot{V}_f \cos \psi_f \sin \theta_f - V_f \sin \psi_f \sin \theta_f \dot{\psi}_f + V_f \cos \psi_f \cos \theta_f \dot{\theta}_f \\ \ddot{Z}_f &= \dot{V}_f \cos \theta_f - V_f \sin \theta_f \dot{\theta}_f \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

将式(2)代入式(7),可得:

$$\left. \begin{aligned} \ddot{X}_f &= \left[\frac{1}{\tau_{V_f}} (V_{fc} - V_f) + \omega_v \right] \sin \psi_f \sin \theta_f + \left[\frac{V_f}{\tau_{\psi_f}} (\psi_{fc} - \psi_f) + \omega_\psi \right] \times \\ &\quad \cos \psi_f \sin \theta_f + \left[\frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} (\theta_{fc} - \theta_f) + \omega_\theta \right] \sin \psi_f \cos \theta_f \\ \ddot{Y}_f &= \left[\frac{1}{\tau_{V_f}} (V_{fc} - V_f) + \omega_v \right] \cos \psi_f \sin \theta_f - \left[\frac{V_f}{\tau_{\psi_f}} (\psi_{fc} - \psi_f) + \omega_\psi \right] \times \\ &\quad \sin \psi_f \sin \theta_f + \left[\frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} (\theta_{fc} - \theta_f) + \omega_\theta \right] \cos \psi_f \cos \theta_f \\ \ddot{Z}_f &= \left[\frac{1}{\tau_{V_f}} (V_{fc} - V_f) + \omega_v \right] \cos \theta_f - \left[\frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} (\theta_{fc} - \theta_f) + \omega_\theta \right] \sin \theta_f \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中: \$(V_{fc}, \psi_{fc}, \theta_{fc})\$ 分别为僚机的速度指令、航向角指令和俯仰角指令。

结合式(6)和式(8)可得:

$$\ddot{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \ddot{X}_1 - \ddot{X}_f \\ \ddot{Y}_1 - \ddot{Y}_f \\ \ddot{Z}_1 - \ddot{Z}_f \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos \psi_f \sin \theta_f & \sin \psi_f & \cos \psi_f \cos \theta_f \\ -\sin \psi_f \sin \theta_f & \cos \psi_f & -\sin \psi_f \cos \theta_f \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \ddot{\psi}_f - \begin{bmatrix} -\sin \psi_f \sin \theta_f & -\cos \psi_f & \sin \psi_f \cos \theta_f \\ \cos \psi_f \sin \theta_f & \sin \psi_f & \cos \psi_f \cos \theta_f \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\psi}_f^2 - \begin{bmatrix} \sin \psi_f \cos \theta_f & 0 & -\sin \psi_f \sin \theta_f \\ \cos \psi_f \cos \theta_f & 0 & -\cos \psi_f \sin \theta_f \\ \sin \psi_f & 0 & \cos \psi_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \ddot{\theta}_f - \begin{bmatrix} \sin \psi_f \sin \theta_f & 0 & \sin \psi_f \cos \theta_f \\ \cos \psi_f \sin \theta_f & 0 & \cos \psi_f \cos \theta_f \\ -\cos \psi_f & 0 & \sin \psi_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\theta}_f^2 - \begin{bmatrix} -2\cos \psi_f \cos \theta_f & 0 & 2\cos \psi_f \sin \theta_f \\ 2\sin \psi_f \cos \theta_f & 0 & -2\sin \psi_f \sin \theta_f \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_f^* \\ \Delta y_f^* \\ \Delta z_f^* \end{bmatrix} \dot{\psi}_f \dot{\theta}_f \quad (9)$$

为了体现控制指令与两机相对位置的关系,需要对式(9)进一步简化,提取出控制量 \$(V_{fc}, \psi_{fc}, \theta_{fc})\$ 及其系数矩阵,结果如下:

$$\ddot{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \ddot{E}_x \\ \ddot{E}_y \\ \ddot{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{x_0}(E, \dot{E}, \omega_0) \\ f_{y_0}(E, \dot{E}, \omega_0) \\ f_{z_0}(E, \dot{E}, \omega_0) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{V_f}} \sin \psi_f \sin \theta_f & \frac{V_f}{\tau_{\psi_f}} \cos \psi_f \sin \theta_f & \frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} \sin \psi_f \sin \theta_f \\ \frac{1}{\tau_{V_f}} \cos \psi_f \sin \theta_f & -\frac{V_f}{\tau_{\psi_f}} \sin \psi_f \sin \theta_f & \frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} \cos \psi_f \cos \theta_f \\ \frac{1}{\tau_{V_f}} \cos \theta_f & 0 & -\frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} \sin \theta_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{fc} \\ \psi_{fc} \\ \theta_{fc} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: \$\omega_0\$ 为外部扰动; 函数 \$f(\cdot)\$ 为除与控制量有关的各部分集合。

从式(8)~式(10)可以看出, 相对位置误差的X通道、Y通道和Z通道耦合严重, 是编队保持控制器设计的难点。在自抗扰控制器中, 可以将三通道的相互耦合视为扰动项, 再利用扩展状态观测器进行实时估计并进行补偿来实现解耦控制^[5]。

将 \$V_{fc}\$ 作为X通道的输入, 将 \$\psi_{fc}\$ 作为Y通道的输入, 将 \$\theta_{fc}\$ 作为Z通道的输入, 其余各项统一视为扰动, 则可以得到:

$$\ddot{\mathbf{E}} = \begin{bmatrix} \ddot{E}_x \\ \ddot{E}_y \\ \ddot{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x(E, \dot{E}, \omega) + b_{01} V_{fc} \\ f_y(E, \dot{E}, \omega) + b_{02} \psi_{fc} \\ f_z(E, \dot{E}, \omega) + b_{03} \theta_{fc} \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: \$\omega\$ 为包含耦合项的总扰动; \$b_{01} = -\frac{1}{\tau_{V_f}} \sin \psi_f \sin \theta_f\$; \$b_{02} = \frac{V_f}{\tau_{\psi_f}} \sin \psi_f \sin \theta_f\$; \$b_{03} = \frac{V_f}{\tau_{\theta_f}} \sin \theta_f\$。之后便可得到统一的相对误差二阶系统状态方程:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 &= f(\mathbf{E}, \dot{\mathbf{E}}, \omega) + \mathbf{b}_0 \mathbf{u} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中： \mathbf{x}_1 为两机的相对误差； \mathbf{x}_2 为其导数； \mathbf{b}_0 为输入的前项系数； \mathbf{u} 为各通道的输入。得到此状态方程后，就可以根据自抗扰控制器的设计方法，依次设计其跟踪微分器、扩展状态观测器和非线性状态反馈控制器来对此非线性耦合系统进行控制。

2 参数优化自抗扰控制器设计

2.1 自抗扰控制器设计

自抗扰控制器是一种不用依赖精确的数学模型而通过局部误差来抑制全局误差的较为先进的控制方法，具有鲁棒性好、抗噪声性能好等优点。自抗扰控制器由跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩展状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性状态反馈控制器(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)三部分构成^[10]。

跟踪微分器设计的目的是处理被控对象的快速性与准确性之间的矛盾，其作用原理是跟踪参考的输入信号并安排过渡过程。由二阶离散系统的快速最优综合函数 fh 构造的跟踪微分器为：

$$\left. \begin{aligned} fh(k) &= fhan(v_1(k) - v_0(k), v_2(k), r, h) \\ v_1(k+1) &= v_1(k) + T \cdot v_2(k) \\ v_2(k+1) &= v_2(k) + T \cdot fh(k) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中： T 为采样周期； v_0 为期望输入，在本文中即为 Δx_f^* 、 Δy_f^* 或 Δz_f^* ； r 为速度因子，决定跟踪速度； h 为滤波因子，对噪声起滤波作用； $fhan(\cdot)$ 函数的作用是让 $v_1(k)$ 快速且平滑的跟踪期望信号 $v_0(k)$ ，文献[10]已经给出其具体的数学形式。

扩展状态观测器作为自抗扰控制器的核心部分，其作用是能实时估计出系统受到的扰动总和，并对其补偿来达到对误差进行积分的效果，这里的扰动包括了外部因素的干扰和模型内部的不确定性。扩张状态观测器的估计原理只与系统的输出 y 和输入 u 有关，构造非线性函数 fe ，得到的 ESO 扩张状态观测器为：

$$\left. \begin{aligned} e &= z_1(k) - x_1(k) \\ fe_1 &= fal(e, \alpha_1, \delta) \\ fe_2 &= fal(e, \alpha_2, \delta) \\ z_1(k+1) &= z_1(k) + T \cdot (z_2(k) - \beta_1 e) \\ z_2(k+1) &= z_2(k) + T \cdot (z_3(k) - \beta_2 fe_1 + b_0 u(k)) \\ z_3(k+1) &= z_3(k) - T \cdot \beta_3 fe_2 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

式中： x_1 为两机在单通道上的相对误差； $fal(\cdot)$ 函数由文献[10]给出，在扩展状态观测器中，其参数 α_1 、 α_2 一般分别取为 0.5 和 0.25； δ 决定了输出信号的光滑程度； $\beta_1 \sim \beta_3$ 为状态误差的反馈增益，影响 ESO 的收敛速度。

ESO 的观测精度直接影响控制器设计的优劣，所以需要对观测器的参数进行合理整定，之后本文采用的粒子群算法优化的主要对象就是 ESO 中的部分参数。

非线性误差反馈控制是在非线性领域寻找合适

的组合形式来形成误差反馈律，其抑制不确定因素的能力要远好于线性反馈，同时可以在有限时间内达到指定的误差衰减，其结构如下：

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= v_1(k) - z_1(k) \\ e_2 &= v_2(k) - z_2(k) \\ u &= u_0 - (z_3 / b_0) \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

式中： b_0 为单通道的输入前项系数；误差反馈控制律 u_0 有多种形式，此处选取 $u_0 = -fhan(e_1, e_2, r, h)$ 。

综上所述，跟踪微分器(TD)、扩展状态观测器(ESO)和非线性误差反馈(NLSEF)共同组成了完整的自抗扰非线性控制系统，其控制结构如图 3 所示。

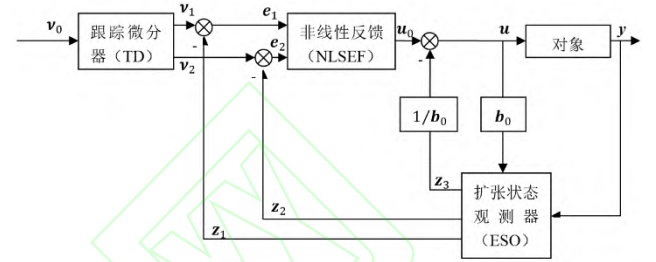


图3 二阶自抗扰控制器结构图

Fig.3 Second-order auto disturbance rejection controller structure

对于第一节提出的编队保持控制器设计而言，系统的输出量 y 即为领机与僚机的相对位置误差，控制器设计的目的就是使此位置误差稳定并准确地达到理想值。但由于在自抗扰控制器设计中，部分重要参数取值复杂，所以本文使用粒子群算法对这些参数进行优化整定。

2.2 基于粒子群算法的控制器参数优化

粒子群算法(Particle Swarm Optimization, PSO)是计算智能领域的一种群体智能优化算法，其思想是仿照了鸟群在未知空间内寻找食物的过程^[11]。该算法已广泛应用于众多领域的参数寻优问题。粒子群算法速度与位置更新公式如下：

$$\left. \begin{aligned} v_i(t+1) &= \omega_n v_i(t) + c_1 r_1 (p_i - x_i(t)) + c_2 r_2 (p_g - x_i(t)) \\ x_i(t+1) &= x_i(t) + v_i(t+1) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

式中： v_i 为粒子速度； x_i 为粒子位置； p_i 为粒子迄今搜索到的最优位置； p_g 为整个粒子群迄今搜索到的最优位置； c_1 和 c_2 为粒子的学习因子，使得粒子具有自我总结和向群体中优秀粒子学习的能力； ω_n 为粒子惯性权重，起着权衡局部最优和全局最优的作用； r_1 和 r_2 为[0,1]之间的随机数，使得群体具有多样性。

为了确定编队保持控制器系统与粒子群最优位置的关系，需要引入适应度函数 $J(x)$ ，其值通常由控制器的瞬态误差决定。假设寻找的最优值为极小值，则 p_i 的数学表达式为：

$$p_i(t+1) = \begin{cases} p_i(t) & J(x_i(t+1)) \geq J(x_i(t)) \\ x_i(t+1) & J(x_i(t+1)) < J(x_i(t)) \end{cases} \quad (17)$$

同时得到 p_g 的表达式为：

$$p_g(t+1) = \min\{p_0(t), p_1(t), \dots, p_i(t)\} \quad (18)$$

在评价控制系统性能时，适应度函数的选取对自抗扰控制器的参数整定起着重要作用。算法的适

应度函数选取 ITAE 误差准则^[11]，即以时间乘以误差绝对值的积分作为性能指标，其值越低，性能越好，基本形式如下：

$$J = \int_0^t |e(t)| dt \quad (19)$$

如果只为追求系统的动态性能，整定的参数通常会导致控制量过大。在实际应用中，受控对象往往有固有的饱和特性，从而导致难以达到期望的控制效果。为了防止控制信号量过大，在适应度函数中加入控制输入量的平方项^[12]，如式(20)所示：

$$J = \int_0^t [\omega_1 t |e(t)| + \omega_2 u^2(t)] dt \\ = \int_0^t [\omega_1 t |\Delta v(t) - v_0(t)| + \omega_2 u^2(t)] dt \quad (20)$$

式中： e 为瞬时误差； Δv 为两机当前时刻在指定通道上的相对位置； v_0 为两机在指定通道上期望的相对位置； u 为控制器输出量； ω_1 和 ω_2 为权值系数。

从式(13)~式(15)可以看出，自抗扰控制器需设计的参数数量较多，全部采用粒子群算法进行优化并不现实。自抗扰控制器中扩展观测器参数 $\beta_1 \sim \beta_3$ 直接决定其评估性能，是自抗扰控制器中的关键参数。同时由于这三个参数取值区间差异较大，参数调节较为复杂，因此本文分别对编队保持中三通道的此项参数采用粒子群算法进行优化整定。

粒子群算法进行参数整定的基本流程如下：

- (1) 初始化自抗扰控制器需要优化的参数 $\{\beta_1, \beta_2, \beta_3\}$ 及粒子群算法的相关参数；
- (2) 采用自抗扰控制器进行编队保持控制器的数学仿真，根据式(20)的适应度函数评价种群中各粒子的适应度值；
- (3) 根据式(16)更新公式更新粒子的速度和位置，通过控制器性能指标评价函数计算每个粒子的适应度，并更新粒子个体最优 p_i 及全局最优 p_g ；
- (4) 当满足结束条件时，输出 $\beta_1 \sim \beta_3$ 的最优解并代入自抗扰控制器中作为控制参数。

参数优化后的自抗扰编队保持控制器结构^[13]如图4所示。

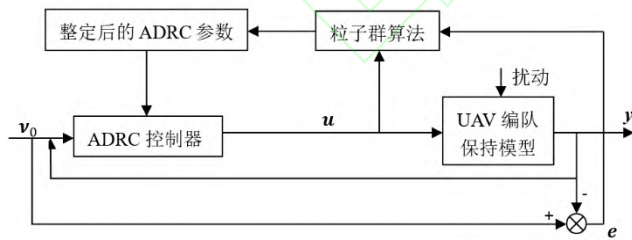


图4 ADRC 编队保持控制器结构图
Fig.4 Structure of ADRC formation maintaining controller

3 仿真结果与分析

假定领机以速度 200 m/s 朝航向角 45°、俯仰角 45°的方向作匀速飞行，其初始坐标 $(X_1, Y_1, Z_1) = (0, 0, 0)$ m；僚机的初速也为 200 m/s，初始航向角和初始俯仰角都为 60°，初始坐标 $(X_f, Y_f, Z_f) = (-200, 100, 100)$ m；期望的编队保持状态为 $E_x =$

$X_1 - X_f = 100$ m, $E_y = Y_1 - Y_f = 0$ m, $E_z = Z_1 - Z_f = 100$ m，同时两机的自动驾驶仪常数 $\tau_v=5, \tau_\varphi=3, \tau_\psi=3$ 。令外部扰动 $(\omega_v, \omega_\psi, \omega_\theta)$ 满足均值为 0，标准差为 0.2 的正态分布，再进行数学仿真。

对自抗扰控制器各部分参数进行整定：采样周期 T 与积分步长 h_0 都为 0.01 s，则在 $fhan(\cdot)$ 函数中 $r = 2, h = 2T = 0.02$ 。在设计扩展状态观测器参数时，设置两通道参数的初值，对 X 通道有： $\delta_x = 10T = 0.1; \beta_{1x} = 180, \beta_{2x} = 600, \beta_{3x} = 4200$ ；对 Y 通道有： $\delta_y = 3T = 0.03; \beta_{1y} = 100, \beta_{2y} = 300, \beta_{3y} = 1200$ ；对 Z 通道有： $\delta_z = 3T = 0.03; \beta_{1z} = 150, \beta_{2z} = 400, \beta_{3z} = 2100$ 。

设置粒子群算法初值为： $c_1 = 2, c_2 = 2; \omega_n = 0.8; \omega_1 = \omega_2 = 0.5$ ，初始种群个数为 100，最大迭代次数为 100，粒子的速度为 $[-1, 1; -2, 2; -5, 5]$ ，粒子的寻优范围为 $[0, 220; 0, 1000; 0, 5000]$ 。经过粒子群算法的优化后，最终得到的三通道状态误差反馈增益为： $\beta_{1x} = 200.1, \beta_{2x} = 589.4, \beta_{3x} = 3869.1; \beta_{1y} = 145.6, \beta_{2y} = 595.7, \beta_{3y} = 856.3; \beta_{1z} = 112.0, \beta_{2z} = 305.2, \beta_{3z} = 1210.6$ 。具体的仿真结果如图5和图6所示。

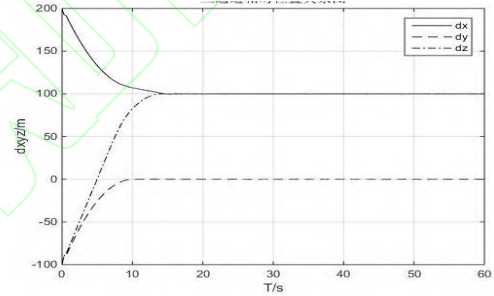


图5 两机相对位置关系
Fig.5 Relative position of two aircraft

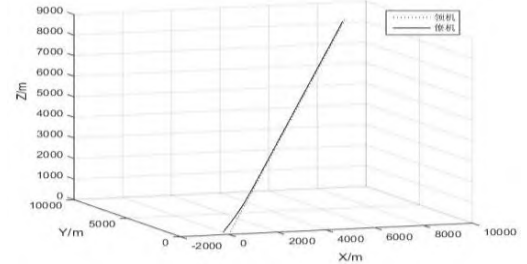


图6 两机编队保持位置关系
Fig.6 Position relationship in two-aircraft formation

可以看出，即使受到外界干扰影响，但改进的自抗扰控制器响应曲线依旧十分平滑，基本没有超调量和静稳定误差。同时为了检验参数优化后的扩展状态观测器的估计性能，本文通过观测器的稳态误差来判断估计精度^[10]。ESO 稳态误差如图7所示。

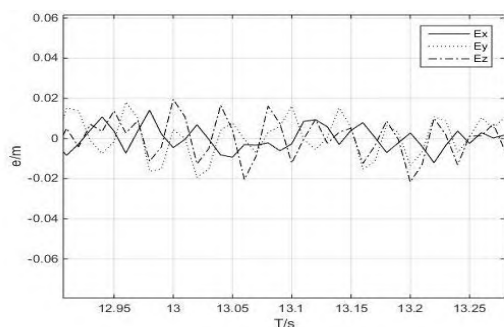


图7 ESO 稳态误差图

Fig.7 Diagram of ESO steady state error

图7表明三通道的稳态误差都是小量,说明经过粒子群算法进行参数整定的ESO估计性能良好。

为了进一步验证本文设计的控制器的动态响应能力,需要使领机和僚机在机动飞行过程中实现队形保持任务。在其他条件保持不变的前提下,调整期望编队保持状态为 $(E_x, E_y, E_z) = (80, 20, 150)\text{m}$,同时使领机在匀速飞行15 s后以航向角速度 $5^\circ/\text{s}$,加速度 2 m/s 进行机动;在机动20 s后将航向角速度变为 $-5^\circ/\text{s}$,加速度变为 -2 m/s ,并保持至飞行结束。得到的仿真结果如图8和图9所示。

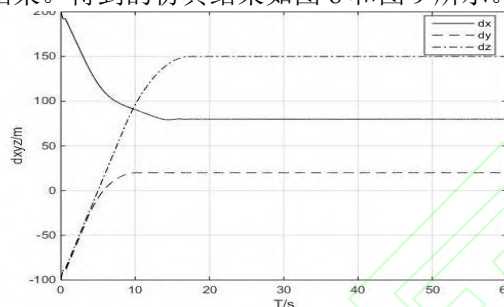


图8 机动时两机相对位置关系

Fig.8 Relative position of two aircraft in maneuvering

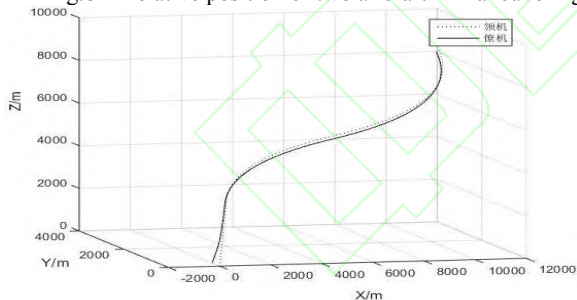


图9 机动时两机编队保持位置关系

Fig.9 Position relationship of two-aircraft formation win maneuvering

可以看出,本文设计的自抗扰编队保持控制器可以在无人机群进行机动时依然保持良好的编队飞行效果,证明了此控制器抗干扰能力强、稳定性好,具有一定的工程应用前景。

4 结束语

本文针对无人机协同编队飞行中的队形保持问题,首先建立了基于相对误差的两机编队保持模型,在此基础上设计编队保持控制器中的跟踪微分器、扩展状态观测器和非线性状态反馈自抗扰控制器;其次,利用粒子群算法对控制器中部分重要参数进

行优化整定;最后,通过数学仿真检验控制器的动态品质和稳态误差。仿真结果表明:所设计的结合粒子群算法的无人机自抗扰编队保持控制器具有响应稳定、跟踪准确和抗干扰能力强的特点,能够对非线性耦合的编队飞行系统进行合理控制,具有一定的工程意义。

参考文献:

- [1] Galzi D, Shtessel Y. Closed-coupled formation flight control using quasi-continuous high-order sliding-mode[C]//American Control Conference. New York, NY, USA: IEEE, 2007.
- [2] Xu Wentao, Chao Ainong, Ye Guangqiang, et al. On multi-UAV formation for search and strike mission [J]. Electronics Optics and Control, 2014(4):47-51.
- [3] Veth M, Pachter M, Azzo J D. Autopilots for flying circular path[R].AIAA-95-39753,1995.
- [4] 刘小雄,武燕,李广文,等.双机编队飞行自适应神经网络控制设计与仿真[J].系统仿真学报, 2009, 21(22):7211-7214.
- [5] 杨晟萱.四旋翼飞行器自抗扰控制方法研究[D].大连: 大连理工大学, 2014.
- [6] 张晓敏,马培蓓,纪军,等.具有时间约束的多无人机协同航迹控制研究[J].电光与控制, 2015, 22(9): 42-45.
- [7] 周志刚,马永光,董子健,等.基于人群搜索算法的自抗扰控制器参数优化[J]. 热力发电, 2018,47(9):1-8.
- [8] 王林. 多无人机协同目标跟踪问题建模与优化技术研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2011.
- [9] 张佳龙,闫建国,张普,等.三架固定翼无人机协同编队飞行避障策略[J]. 国防科技大学学报,2019,41(1):123-129.
- [10] 韩京清.自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1):24-31.
- [11] 楚东来. 基于改进粒子群算法的自抗扰控制器参数优化及仿真[J]. 信息通信, 2015(9):15-17.
- [12] Clerc M. The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization[C]// Proceedings of the 1999 Congress on Evolutionary Computation. IEEE, 2002.
- [13] 付海滨.粒子群算法的改进及其在自抗扰控制器参数优化中的应用[D].长沙: 湖南大学, 2012.

(编辑:崔立峰)