

固定翼无人机自动着陆的一体化制导控制

张 聪^{1,2,3†}, 吴云洁^{1,2,3}, 方 迪^{1,2}

(1. 北京航空航天大学 虚拟现实技术与系统国家重点实验室, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院, 北京 100191;

3. 北京航空航天大学 飞行器控制一体化技术重点实验室, 北京 100191)

摘要: 本文基于制导控制一体化方法的思想, 将滑模变结构控制和自抗扰控制技术结合于动态面控制结构中, 提出一种固定翼无人机自动着陆方法. 在建立六自由度无人机模型、无人机和目标点间的相对视线角度模型的基础上, 在动态面控制框架下加入滑模变结构控制来设计制导控制一体化方法. 在此过程中加入自抗扰控制技术, 提高了系统对未建模部分、参数的不确定性和外界干扰的鲁棒性, 并抑制了滑模变结构控制的抖振. 该方法使得无人机在平稳地飞向目标点的同时能够满足着陆视线角度的约束. 文中详细论述设计思想和设计方法, 最后通过仿真验证说明本文方法的有效性.

关键词: 无人机; 倾转弯; 制导控制一体化; 动态面控制; 滑模变结构控制; 自抗扰控制

中图分类号: V249 **文献标识码:** A

Integrated guidance and control design for automatic landing of fixed-wing unmanned aerial vehicle

ZHANG Cong^{1,2,3†}, WU Yun-jie^{1,2,3}, FANG Di^{1,2}

(1. State Key Laboratory of Virtual Reality Technology and Systems, Beihang University, Beijing 100191, China;

2. School of Automation Science and Electrical Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China;

3. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: A novel integrated guidance and control (IGC) approach is proposed for the landing of a fixed-wing unmanned aerial vehicle (UAV). In this approach, the sliding-mode variable structure control (SMVSC) and the active disturbance rejection control (ADRC) are combined in the structure of the dynamic surface control. A 6-DOF model of the UAV and the model of the relative line of sight (LOS) between the UAV and the target are built. The integrated guidance and control is designed under the dynamic surface control framework with sliding-mode variable structure control. By introducing ADRC technique to the design, we raise the system robustness against the uncertainties in the unmodeled parameters and the external disturbances. The ADRC also suppresses the vibration of sliding-mode variable structure control. This control approach enables the UAV to smoothly fly to the target point, while satisfying the constraints on the landing LOS angle. The design philosophy and modes of thought are described in details. Finally, simulation results are presented to illustrate the effectiveness of the control strategy.

Key words: unmanned aerial vehicles (UAV); bank-to-turn (BTT); integrated guidance and control; dynamic surface control; sliding mode variable structure control (SMVSC); active disturbance rejection control technique (ADRC)

1 引言(Introduction)

随着无人机(unmanned aerial vehicle, UAV)自主性的不断提高, 无人机已从简单地响应操作员的指令转变为对任务的直接响应, 这很大程度上减轻了操作员的负担. 固定翼无人机的回收是整个飞行中最困难的任务之一, 有各种不同的回收方式和方法, 目前, 固定翼无人机大部分是靠阻拦网^[1]或伞降^[2]回收的, 存在

着很大的安全隐患. 在文献[3]中, 将动态逆和自适应神经网络相结合, 用自适应神经网络去估计和补偿动态逆建模的误差, 去完成固定翼无人机的自动滑跑着陆问题. 现有的制导控制一体化方法(integrated guidance and control, IGC), 多针对于轴对称型的飞行器, 多采用侧滑转弯(skid-to-turn, STT)的方式^[4-7]. 对于侧倾转弯(bank-to-turn, BTT)方式的制导控制一体

收稿日期: 2015-04-30; 录用日期: 2015-09-30.

†通信作者. E-mail: conguitarplayer@126.com; Tel.: +86 10-82338564.

国家自然科学基金项目(91216304)资助.

Supported by National Natural Science Foundation of China (91216304).

化方法较少见, 现有文献 [8-9]多采用动态逆的方法, 设计过程复杂. 文献[6-7]中采用动态面控制(dynamic surface control, DSC)和滑模变结构控制(sliding mode variable structure control, SMVSC)相结合, 并通过自适应算法估计干扰的上下界, 以降低滑模变结构控制的抖振, 但当干扰较大时估计所得上下界也较大, 这是必然导致滑模变结构控制的抖振较大.

本文意在针对面对称BTT转弯方式固定翼无人机的自动滑跑着陆问题, 将动态面控制与滑模变结构控制相结合设计制导控制一体化方法. 并且通过引入自抗扰控制(adaptive disturbance rejection control, ADRC)的思想对系统中的干扰(包括未建模部分, 参数不准确, 外来扰动等)进行估计及补偿, 以减轻滑模变结构控制的负担, 提高系统鲁棒性. ADRC的加入也将抑制文献[6-7]中滑模变结构控制的抖振.

2 数学模型(Mathematical model)

本文采用北天东坐标系, 示意如图1.

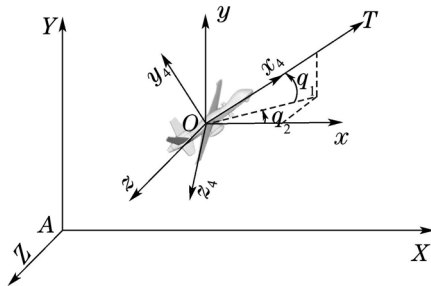


图1 坐标系
Fig. 1 Coordinates

AXYZ为地面坐标系, $Oxyz$ 为牵连铅垂地面坐标系, $Ox_4y_4z_4$ 为相对视线角坐标系, q_1, q_2 为高低视线角和方位视线角, T 为目标点.

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = -\frac{L + P \sin \alpha}{mV \cos \beta} + \frac{g \cos \gamma_v \cos \theta}{V \cos \beta} - \omega_x \cos \alpha \tan \beta + \omega_y \sin \alpha \tan \beta + \omega_z + d_{w\alpha}, \\ \dot{\beta} = \frac{Z - P \cos \alpha \sin \beta}{mV} + \frac{g \sin \gamma_v \cos \theta}{V \cos \beta} + \omega_x \sin \alpha + \omega_y \cos \alpha + d_{w\beta}, \\ \dot{\gamma}_V = \frac{L(\tan \beta + \sin \gamma_v \tan \theta) + Z \cos \gamma_v \tan \theta}{mV} + \omega_x \frac{\cos \alpha}{\cos \beta} - \omega_y \frac{\sin \alpha}{\cos \beta} - \frac{g \cos \gamma_v \cos \theta \tan \beta}{V} + \frac{P(\sin \alpha \tan \beta - \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma_v \tan \theta + \sin \alpha \sin \gamma_v \tan \theta)}{mV} + d_{w\gamma}. \end{cases}$$

角速度方程组:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_x = -(c_1 \omega_y - c_2 \omega_x) \omega_z + c_3 M_x - c_4 M_y + d_{wx}, \\ \dot{\omega}_y = -(c_8 \omega_x + c_2 \omega_y) \omega_z - c_4 M_x + c_9 M_y + d_{wy}, \\ \dot{\omega}_z = -c_5 \omega_x \omega_y - c_6 (\omega_x^2 - \omega_y^2) + c_7 M_z + d_{wz}, \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} c_5 \\ c_6 \\ c_7 \end{bmatrix} = \frac{1}{I_z} \begin{bmatrix} I_y - I_x \\ -I_{xy} \\ 1 \end{bmatrix},$$

2.1 相对视线角度模型^[7](Relative LOS model)

根据坐标系的定义, 无人机与目标点相对视线角度模型表达式为

$$q_1 = \arctan\left(\frac{y_r}{\sqrt{x_r^2 + z_r^2}}\right),$$

$$q_2 = -\arctan\left(\frac{z_r}{x_r}\right).$$

对时间求导整理得到相对角速度表达式:

$$\dot{q}_1 = \frac{v_{ry}(x_r^2 + z_r^2) - y_r(x_r v_{rx} + z_r v_{rz})}{r^2 \sqrt{x_r^2 + z_r^2}},$$

$$\dot{q}_2 = -\frac{v_{rz} x_r - z_r v_{rx}}{x_r^2 + z_r^2},$$

其中: x_r, y_r, z_r 是无人机与目标点之间的相对位移分量; v_{rx}, v_{ry}, v_{rz} 是无人机与目标点之间的相对速度分量.

另一种形式的相对角度2阶微分方程为

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2\dot{R}}{R} \dot{q}_1 - \dot{q}_2^2 \sin q_1 \cos q_1 \\ -\frac{2\dot{R}}{R} \dot{q}_2 + 2\dot{q}_1 \dot{q}_2 \tan q_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R \cos q_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{y4} \\ a_{z4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{a_{ty4}}{R} \\ -\frac{a_{tz4}}{R \cos q_1} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

其中: R 是无人机与目标点之间的相对距离标量, $R = \sqrt{x_r^2 + y_r^2 + z_r^2}$; $[a_{y4}, a_{z4}]^T$ 是无人机在视线角坐标系下加速度分量; $[a_{ty4}, a_{tz4}]^T$ 是目标点在视线角坐标系下加速度分量.

2.2 无人机动力学模型^[6-7](UAV dynamic model)

角度方程组:

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \\ c_4 \\ c_8 \\ c_9 \end{bmatrix} = \frac{1}{(I_x I_y - I_{xy}^2)} \begin{bmatrix} I_y (I_z - I_y) - I_{xy}^2 \\ I_{xy} (I_z - I_x - I_y) \\ I_y \\ -I_{xy} \\ I_{xy}^2 + I_x (I_x - I_z) \\ I_x \end{bmatrix}.$$

加速度方程组:

$$\begin{cases} a_{x2} = \frac{1}{m}(P \cos \alpha \cos \beta - D) - g \sin \theta, \\ a_{y2} = \frac{P}{m}(\sin \alpha \cos \gamma_V + \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma_V) + \\ \quad \frac{L}{m} \cos \gamma_V - \frac{Z}{m} \sin \gamma_V - g \cos \theta, \\ a_{z2} = \frac{P}{m}(\sin \alpha \sin \gamma_V - \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma_V) + \\ \quad \frac{L}{m} \sin \gamma_V + \frac{Z}{m} \cos \gamma_V. \end{cases} \quad (2)$$

其中: m 是无人机质量; I_x, I_y, I_z, I_{xy} 分别表示无人机在体轴系对应坐标轴的转动惯量和惯量积; V 表示无人机空速; P 表示发动机推力 α, β, γ_V 分别是无人机的攻角、侧滑角、速度倾斜角; $[\omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$ 是无人机的体轴系角速度分量; $[a_{x2}, a_{y2}, a_{z2}]^T$ 是无人机的弹道系加速度分量; $d_{w\alpha}, d_{w\beta}, d_{w\gamma_V}, d_{w_x}, d_{w_y}, d_{w_z}$ 是外界气流扰动, 均有上下界. 选用速度轴系下气动力和力矩数据, 得到:

阻力系数:

$$C_D = c_D^0 + c_D^\alpha \alpha + c_D^\beta \beta + c_D^{\delta_z} \delta_z,$$

升力系数:

$$C_L = c_L^0 + c_L^\alpha \alpha + c_L^{\delta_z} \delta_z,$$

侧力系数:

$$C_Z = c_Z^\beta \beta + c_Z^{\delta_y} \delta_y,$$

滚转力矩系数:

$$C_1 = c_1^\alpha \alpha + c_1^\beta \beta + c_1^{\bar{\omega}_x} \bar{\omega}_x + c_1^{\delta_x} \delta_x + c_1^{\delta_y} \delta_y,$$

俯仰力矩系数:

$$C_m = c_m^0 + c_m^\alpha \alpha + c_m^\beta \beta + c_m^{\bar{\omega}_z} \bar{\omega}_z + c_m^{\delta_z} \delta_z,$$

偏航力矩系数:

$$C_n = c_n^\beta \beta + c_n^{\bar{\omega}_y} \bar{\omega}_y + c_n^{\delta_x} \delta_x + c_n^{\delta_y} \delta_y.$$

其中: $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ 为无人机舵偏; $\bar{\omega}_x = \omega_x L_{ref}/V, \bar{\omega}_y = \omega_y L_{ref}/V, \bar{\omega}_z = \omega_z c_{ref}/V$, 为 $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ 的无量纲化; 其他参数为气动数据, 形式为 c_y^x , 表示 y 关于 x 的导数, 为各级气动导数. 用 S 表示参考面积, L_{ref} 表示翼展, c_{ref} 表示弦长, ρ 表示空气密度; q 表示来流动压, $q = 0.5\rho V^2$.

阻力: $D = C_D \cdot qS,$

升力: $L = C_L \cdot qS,$

侧力: $Z = C_Z \cdot qS,$

滚转力矩: $M_x = C_1 \cdot qSL_{ref},$

偏航力矩: $M_y = C_n \cdot qSL_{ref},$

俯仰力矩: $M_z = C_m \cdot qSc_{ref}.$

3 制导控制一体化设计(Integrated guidance and control design)

3.1 从数学模型到设计模型的转化(Mathematical model to design model)

为了得到便于制导控制一体化方法设计的模型, 需要对现有数学模型进行一些变换. 先将 a_{x4}, a_{y4}, a_{z4} 转换到弹道坐标系下:

$$\begin{bmatrix} a_{x4} \\ a_{y4} \\ a_{z4} \end{bmatrix} = L(q_1)L(q_2)L^{-1}(\psi_V)L^{-1}(\theta) \begin{bmatrix} a_{x2} \\ a_{y2} \\ a_{z2} \end{bmatrix},$$

再将 a_{x2}, a_{y2}, a_{z2} 转换到速度坐标系下:

$$\begin{bmatrix} a_{x2} \\ a_{y2} \\ a_{z2} \end{bmatrix} = L^{-1}(\gamma_V) \begin{bmatrix} a_{x3} \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix}.$$

所以有: $a_{x4}, a_{y4}, a_{z4} \rightarrow a_{x3}, a_{y3}, a_{z3},$

$$\begin{bmatrix} a_{x4} \\ a_{y4} \\ a_{z4} \end{bmatrix} = L(q_1)L(q_2)L^{-1}(\psi_V) \cdot$$

$$L^{-1}(\theta)L^{-1}(\gamma_V) \begin{bmatrix} a_{x3} \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix}.$$

则式(1)转变为如下形式:

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{2\dot{R}}{R}\dot{q}_1 - \dot{q}_2^2 \sin q_1 \cos q_1 \\ -\frac{2\dot{R}}{R}\dot{q}_2 + 2\dot{q}_1\dot{q}_2 \tan q_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{a_{ty4}}{R} \\ \frac{a_{tz4}}{R \cos q_1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 - \frac{1}{R} & 0 \\ 0 & 0 \frac{1}{R \cos q_1} \end{bmatrix} \cdot L(q_1)L(q_2)L^{-1}(\psi_V)L^{-1}(\theta)L^{-1}(\gamma_V) \cdot \begin{bmatrix} a_{x3} \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

式中 $L(q_1), L(q_2), L^{-1}(\theta), L^{-1}(\psi_V), L^{-1}(\gamma_V)$ 为转移矩阵, 其表达形式为

$$L(q_1) = \begin{bmatrix} \cos q_1 & \sin q_1 & 0 \\ -\sin q_1 & \cos q_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$L(q_2) = \begin{bmatrix} \cos q_2 & 0 & -\sin q_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin q_2 & 0 & \cos q_2 \end{bmatrix},$$

$$L^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$L^{-1}(\psi_V) = \begin{bmatrix} \cos \psi_V & 0 & \sin \psi_V \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \psi_V & 0 & \cos \psi_V \end{bmatrix},$$

$$L^{-1}(\gamma_V) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma_V & -\sin \gamma_V \\ 0 & \sin \gamma_V & \cos \gamma_V \end{bmatrix}.$$

式(3)写成紧缩形式,即

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = B_0 \begin{bmatrix} a_{x3} \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix} + \mathbf{f}_{\Sigma 0} + \mathbf{d}_{\Sigma 0}, \quad (4)$$

其中:

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{R} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R \cos q_1} \end{bmatrix}.$$

$$L(q_1)L(q_2)L^{-1}(\psi_V)L^{-1}(\theta)L^{-1}(\gamma_V);$$

$$\mathbf{f}_{\Sigma 0} = \begin{bmatrix} -\frac{2\dot{R}}{R}\dot{q}_1 - \dot{q}_2^2 \sin q_1 \cos q_1 \\ -\frac{2\dot{R}}{R}\dot{q}_2 + 2\dot{q}_1\dot{q}_2 \tan q_1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{d}_{\Sigma 0} = \begin{bmatrix} \frac{a_{ty4}}{R} \\ \frac{a_{tz4}}{R \cos q_1} \end{bmatrix}.$$

矩阵 B_0 是 2×3 的矩阵,不妨设其形式为

$$B_0 = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} \end{bmatrix}.$$

由于对视线角和角速度的影响主要取决于 a_{y3} 和 a_{z3} ,因此不考虑 a_{x3} ,假设 $a_{x3} = 0$,那么

$$B_0 \begin{bmatrix} 0 \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix} = B'_0 \begin{bmatrix} a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

其中 $B'_0 = \begin{bmatrix} b_{12} & b_{13} \\ b_{22} & b_{23} \end{bmatrix}$,则式(4)变为

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = B'_0 \begin{bmatrix} a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix} + \mathbf{f}_{\Sigma 0} + \mathbf{d}'_{\Sigma 0}, \quad (6)$$

其中 $\mathbf{d}'_{\Sigma 0} = \Delta B_0 + \mathbf{d}_{\Sigma 0}$, ΔB_0 是假设 $a_{x3} = 0$ 所带来的误差.

对力和力矩公式进行一些变换,将相对次要的和不利于控制器设计的因素视为干扰,简化力和力矩的计算关系,则有

$$L = qS_{\text{ref}}c_L^\alpha \alpha + d_L, \quad (7)$$

$$Z = qS_{\text{ref}}c_Z^\beta \beta + d_Z, \quad (8)$$

$$M_x = qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}(c_1^\alpha \alpha + c_1^\beta \beta + c_1^{\bar{\omega}_x} \bar{\omega}_x + c_1^{\delta_x} \delta_x) + d_{Mx}, \quad (9)$$

$$M_y = qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}(c_n^\beta \beta + c_n^{\bar{\omega}_y} \bar{\omega}_y + c_n^{\delta_y} \delta_y) + d_{My}, \quad (10)$$

$$M_z = qS_{\text{ref}}c_{\text{ref}}(c_m^\alpha \alpha + c_m^\beta \beta + c_m^{\bar{\omega}_z} \bar{\omega}_z + c_m^{\delta_z} \delta_z) + d_{Mz}, \quad (11)$$

其中 $d_L, d_Z, d_{Mx}, d_{My}, d_{Mz}$ 表示对力和力矩简化时所带来的误差.

对加速度方程组(2)进行变换:

$$\begin{bmatrix} a_{x3} \\ a_{y3} \\ a_{z3} \end{bmatrix} = L(\gamma_V) \begin{bmatrix} a_{x2} \\ a_{y2} \\ a_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{m}(P \cos \alpha - D) - g \sin \theta \\ \frac{P \sin \alpha + L}{m} - g \cos \theta \cos \gamma_V \\ \frac{Z}{m} + g \cos \theta \sin \gamma_V \end{bmatrix}. \quad (12)$$

将式(7)–(8)代入式(12),且假设 α 是小量, $\sin \alpha \approx \alpha$,得到

$$\begin{cases} a_{y3} = \frac{P + qSc_L^\alpha}{m} \alpha - g \cos \theta \cos \gamma_V + d_{ay}, \\ a_{z3} = \frac{qSc_Z^\beta}{m} \beta + g \cos \theta \sin \gamma_V + d_{az}, \end{cases} \quad (13)$$

其中 d_{ay}, d_{az} 表示式 $\sin \alpha \approx \alpha$ 和式(7)–(11)的简化带来的误差.

由于采用侧倾转弯的方式,会通过控制将侧滑角 β 控制到附近,因此设 $\beta=0$.将式(13)代入式(6),为了方便制导控制一体化的设计,需要分离出变量 γ_V ,因此假设 $\sin \gamma_V = \gamma_V$,并且忽略重力项,整理得到:

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = B''_0 \begin{bmatrix} \alpha \\ \gamma_V \end{bmatrix} + \mathbf{f}_{\Sigma 0} + \mathbf{d}''_{\Sigma 0}, \quad (14)$$

$$B''_0 = B'_0 \begin{bmatrix} \frac{P + qSc_L^\alpha}{m} & 0 \\ 0 & g \cos \theta \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{d}''_{\Sigma 0} = \Delta B'_0 + \mathbf{d}'_{\Sigma 0}.$$

其中: $\Delta B'_0$ 表示式(7)–(14)一系列的假设和忽略带来的误差. $\mathbf{d}''_{\Sigma 0}$ 则为有未知上下界的干扰.

对无人机动力学方程进行转换,由于采用侧倾转弯的方式,会通过控制将侧滑角 β 控制到附近,因此设 $\beta=0$,则 $\cos \beta=1, \sin \beta= \tan \beta=0$.假设 $\sin \alpha$

$\approx \alpha$. 将以上假设带来的系统误差都视为干扰, 结合式(7)–(11)的简化, 则无人机动力学模型可以转换为如下的形式:

$$\begin{cases} \dot{\alpha} = -\frac{L+P\alpha}{mV} + \frac{g \cos \gamma_V \cos \theta}{V} + \omega_z + d'_{w\alpha}, \\ \dot{\beta} = \frac{Z}{mV} + \frac{g \sin \gamma_V \cos \theta}{V} + \omega_y + d'_{w\beta}, \\ \dot{\gamma}_V = \frac{L(\sin \gamma_V \tan \theta) + Z \cos \gamma_V \tan \theta}{mV} + \omega_x + d'_{w\gamma_V}, \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \dot{\omega}_z = -c_5\omega_x\omega_y - c_6(\omega_x^2 - \omega_y^2) + c_7qS_{\text{ref}}c_{\text{ref}} \cdot [(c_m^\alpha\alpha + c_m^\beta\beta + c_m^{\bar{\omega}_z}\bar{\omega}_z) + c_m^{\delta z}\delta z] + d'_{wz}, \\ \dot{\omega}_y = -(c_8\omega_x + c_2\omega_y)\omega_z + c_9qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}} \cdot [(c_n^\beta\beta + c_n^{\bar{\omega}_y}\bar{\omega}_y) + c_n^{\delta y}\delta y] + d'_{wy}, \\ \dot{\omega}_x = -(c_1\omega_y - c_2\omega_x)\omega_z + c_3qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}} \cdot [(c_1^\alpha\alpha + c_1^\beta\beta + c_1^{\bar{\omega}_x}\bar{\omega}_x) + c_1^{\delta x}\delta x] + d'_{wx}. \end{cases} \quad (16)$$

其中: $d'_{w\alpha}, d'_{w\beta}, d'_{w\gamma_V}, d'_{wx}, d'_{wy}, d'_{wz}$ 表示上述 $\beta=0, \sin \alpha \approx \alpha$ 的假设和式(7)–(11)的简化所带来的误差, 均有未知上下界.

将式(14)–(16)结合起来, 写成紧缩形式构成制导控制一体化设计模型:

$$\dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{x}_1, \quad (17a)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{f}_1 + B_1\bar{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{d}_1, \quad (17b)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}_2 + B_2\mathbf{x}_3 + \mathbf{d}_2, \quad (17c)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{f}_3 + B_3\mathbf{u} + \mathbf{d}_3. \quad (17d)$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0 &= \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} \dot{q}_1 \\ \dot{q}_2 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{x}}_2 = \begin{bmatrix} \alpha \\ \gamma_V \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_2 &= \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma_V \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_3 = \begin{bmatrix} \omega_z \\ \omega_y \\ \omega_x \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \delta_z \\ \delta_y \\ \delta_x \end{bmatrix}, \\ \mathbf{f}_1 &= \mathbf{f}_{\Sigma 0}, B_1 = B_0'', \mathbf{d}_1 = \mathbf{d}_{\Sigma 0}'' = [d_{11} \ d_{12}]^T, \\ \mathbf{f}_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{L+P\alpha}{mV} + \frac{g \cos \gamma_V \cos \theta}{V} \\ \frac{Z}{mV} + \frac{g \sin \gamma_V \cos \theta}{V} \\ \frac{L(\sin \gamma_V \tan \theta) + Z \cos \gamma_V \tan \theta}{mV} \end{bmatrix}, \\ B_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{d}_2 = \begin{bmatrix} d'_{w\alpha} \\ d'_{w\beta} \\ d'_{w\gamma_V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{21} \\ d_{22} \\ d_{23} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{f}_3 = \begin{bmatrix} -c_5\omega_x\omega_y - c_6(\omega_x^2 - \omega_y^2) + c_7qS_{\text{ref}}c_{\text{ref}}(c_m^\alpha\alpha + c_m^\beta\beta + c_m^{\bar{\omega}_z}\bar{\omega}_z) \\ -(c_8\omega_x + c_2\omega_y)\omega_z + c_9qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}(c_n^\beta\beta + c_n^{\bar{\omega}_y}\bar{\omega}_y) \\ -(c_1\omega_y - c_2\omega_x)\omega_z + c_3qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}(c_1^\alpha\alpha + c_1^\beta\beta + c_1^{\bar{\omega}_x}\bar{\omega}_x) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{d}_3 = \begin{bmatrix} d'_{wz} \\ d'_{wy} \\ d'_{wx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{31} \\ d_{32} \\ d_{33} \end{bmatrix},$$

$$B_3 = \begin{bmatrix} c_7qS_{\text{ref}}c_{\text{ref}}c_m^{\delta z} & 0 & 0 \\ 0 & c_3qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}c_n^{\delta y} & 0 \\ 0 & 0 & c_9qS_{\text{ref}}L_{\text{ref}}c_1^{\delta x} \end{bmatrix}.$$

式(17a)–(17d)为制导控制一体化的设计模型, 是一个有上下界, 但上下界未知的非线性时变串级系统. 其中, B_1, B_3 为时变系数矩阵; $\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3$ 为非线性部分; $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \mathbf{d}_3$ 均是有未知上下界的干扰. 这种串级系统的结构给侧倾转弯的面对称飞行器的制导控制一体化设计带来了方便.

3.2 制导控制一体化方法设计 (Design of integrated guidance and control)

为了方便计算给出如下定义:

定义 1 如有向量 $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n]^T$ 和向量 $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_n]^T$, 定义如下计算 $\mathbf{a}\mathbf{b}, \mathbf{a}^m$ 和 $\mathbf{a}^m = [a_1^m, a_2^m, \dots, a_i^m, \dots, a_n^m]^T, \dot{\mathbf{a}} = [\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_i, \dots, \dot{a}_n]^T$, 其中 $i = 1, 2, \dots, n$.

1) 自抗扰控制对系统中干扰的估计.

在系统(17a)–(17d)中有各种不同来源的干扰 $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \mathbf{d}_3$. 本文能对其进行估计, 然后对其进行补偿, 以减少系统中的干扰, 这有利于制导控制一体化回路的设计和整个系统的稳定性. ADRC的核心内容ESO无需区分误差类型和来源, 对系统中总的误差进行实时估计. 所以下面引入ADRC的思想对系统中的干扰进行估计. 式(17)是一个串级系统, 式(17b)(17c)(17d)各为一个1阶系统, 需要分别设计一个2阶ESO对误差进行估计, 观测器形式为

$$\begin{cases} \mathbf{e}_i = \mathbf{z}_{1i} - \mathbf{x}_{0i}, \\ \dot{\mathbf{z}}_{1i} = \mathbf{z}_{2i} - \beta_1\mathbf{e}_i + B_i\mathbf{u}_i, \\ \dot{\mathbf{z}}_{2i} = -\beta_2\text{fal}(\mathbf{e}_i, a, d). \end{cases}$$

式中:

$$\mathbf{x}_{01} = \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_{02} = \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_{03} = \mathbf{x}_3;$$

$$\mathbf{e}_1 = \mathbf{x}_{1c} - \mathbf{x}_1, \mathbf{e}_2 = \mathbf{x}_{2c} - \mathbf{x}_2, \mathbf{e}_3 = \mathbf{x}_{3c} - \mathbf{x}_3;$$

$$\mathbf{u}_1 = \mathbf{x}_2, \mathbf{u}_2 = \mathbf{x}_3, \mathbf{u}_3 = \mathbf{u}.$$

对于式(17b)建立的ESO: $\beta_1 = \text{diag}\{\beta_{11}, \beta_{12}\}$, $\beta_2 = \text{diag}\{\beta_{21}, \beta_{22}\}$, β_{ij} 均是正实数, $i, j = 1, 2$. 对于式(17c)和(17d)建立的ESO: $\beta_1 = \text{diag}\{\beta_{11}, \beta_{12}, \beta_{13}\}$, $\beta_2 = \text{diag}\{\beta_{21}, \beta_{22}, \beta_{23}\}$, β_{ij} 均是正实数, $i = 1, 2, j = 1, 2, 3$. 通过这3个观测器, 能够估计系统的扰动项, 即 $z_{21} = \hat{d}_1 \rightarrow d_1$, $z_{22} = \hat{d}_2 \rightarrow d_2$, $z_{23} = \hat{d}_3 \rightarrow d_3$.

ESO中的函数fal在本文中采用如下形式:

$$\text{fal}(e, a, d) = \begin{cases} \frac{e}{d^{(1-a)}}, & |e_i| \leq d, \\ |e|^a \text{sgn } e, & |e_i| > d. \end{cases}$$

ESO参数的设计满足^[11]: $\beta_{1j} \approx \frac{1}{h}$, $\beta_{2j} \approx \frac{1}{1.6h^{1.5}}$.

其中, h 为系统步长, $j = 1, 2, 3$. $0 < a < 1$, d 为一较小正数. 用ESO估计的误差对系统进行补偿, 如此, 式(17)就转变为式(18).

$$\dot{x}_0 = x_1, \quad (18a)$$

$$\dot{x}_1 = f_1 + B_1 \bar{x}_2 + \tilde{d}_1, \quad (18b)$$

$$\dot{x}_2 = f_2 + B_2 x_3 + \tilde{d}_2, \quad (18c)$$

$$\dot{x}_3 = f_3 + B_3 u + \tilde{d}_3. \quad (18d)$$

由于ESO不可能完全补偿系统中的误差项, 将有剩余误差, $\tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \tilde{d}_3$ 表示经过ESO补偿后的系统剩余误差.

假设 1 如 $\tilde{d}_1 = [\tilde{d}_{11} \ \tilde{d}_{12}]^T$, $\tilde{d}_2 = [\tilde{d}_{21} \ \tilde{d}_{22} \ \tilde{d}_{23}]^T$, $\tilde{d}_3 = [\tilde{d}_{31} \ \tilde{d}_{32} \ \tilde{d}_{33}]^T$, 干扰的上下界满足 $|\tilde{d}_{ij}| \leq \bar{d}_{ij}$, $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3$.

2) 制导控制一体化算法推导.

对于串级系统(18)进行设计制导控制一体化算法设计, 自然想到backstepping的设计思想, 为解决其随着阶数增加产生的“微分爆炸”问题^[6], 考虑在动态面控制的框架下, 结合滑模变结构控制, 选择指数趋近律, 得到如下制导控制一体化算法:

$$\begin{cases} z_1 = (x_1 - x_{1c}) + C(x_0 - x_{0c}) = \\ \quad [z_{11} \ z_{12}]^T, \\ \bar{x}_{2c} = B_1^{-1}[-K_1 z_1 - H_1 \text{sgn } z_1 - f_1 - Cx_1] = \\ \quad [\alpha_c \ \gamma_{vc}]^T, \\ x_{2c} = [\alpha_c \ \beta_c \ \gamma_{vc}]^T, \beta_c = 0, \\ \tau_2 \dot{x}_{2d} + x_{2d} = x_{2c}, x_{2d}(0) = x_{2c}(0), \\ z_2 = x_2 - x_{2c} = [z_{21} \ z_{22} \ z_{23}]^T, \\ x_{3c} = B_2^{-1}[-K_2 z_2 - H_2 \text{sgn } z_2 - B_1^T z_1 - f_2 + \dot{x}_{2d}], \\ \tau_3 \dot{x}_{3d} + x_{3d} = x_{3c}, x_{3d}(0) = x_{3c}(0), \\ z_3 = x_3 - x_{3c} = [z_{31} \ z_{32} \ z_{33}]^T, \\ u = B_3^{-1}[-K_3 z_3 - H_3 \text{sgn } z_3 - B_2^T z_2 - f_3 + \dot{x}_{3d}]. \end{cases} \quad (19)$$

3) 制导控制一体化算法稳定性证明.

下面对由系统(18)和制导控制一体化算法(19)构成闭环系统的稳定性进行证明. 设李雅普诺夫函数如式(20)

$$v_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1. \quad (20)$$

对式(20)求导, 结合虚拟控制量 \bar{x}_{2c} , 得到

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= z_1^T \dot{z}_1 = \\ z_1^T [f_1 + \bar{B}_1 \bar{x}_{2c} + \bar{B}_1 (\bar{x}_2 - \bar{x}_{2c}) + \tilde{d}_1 + Cx_1] &= \\ -z_1^T K_1 z_1 - z_1^T H_1 \text{sgn } z_1 + z_1^T \tilde{d}_1 + z_1^T \bar{B}_1 \bar{z}_2 &= \\ -\sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} z_{1i}) + z_1^T \bar{B}_1 \bar{z}_2 &\leq \\ -\sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \bar{d}_{1i} |z_{1i}|) + z_1^T \bar{B}_1 \bar{z}_2. \end{aligned}$$

根据假设1, 干扰的上下界满足 $|\tilde{d}_{1j}| \leq \bar{d}_{1j}$, $j = 1, 2$. 通过设置 $\eta_{1j} > \bar{d}_{1j}$, 只要 $z_1^T \bar{B}_1 \bar{z}_2$ 渐近稳定, 则可以有 $\dot{v}_1 \leq 0$. 所以本文继续设计了虚拟控制量 x_{3c} .

继续进行证明, 设李雅普诺夫函数如式(21)

$$v_2 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2} z_2^T z_2. \quad (21)$$

对式(21)求导, 结合虚拟控制量 x_{3c} 得到

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 &= z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T \dot{z}_2 = \\ z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T [f_2 + B_2 x_{3c} + B_2 (x_3 - x_{3c}) + \tilde{d}_2 - \dot{x}_{2c}] &= \\ z_1^T \dot{z}_1 - z_2^T k_2 z_2 - z_2^T H_2 \text{sgn } z_2 + \\ z_2^T (\tilde{d}_2 + \dot{x}_{2d} - \dot{x}_{2c}) + z_2^T B_2 z_3 &= \\ -\sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} z_{1i}) + z_1^T \bar{B}_1 \bar{z}_2 - \\ \sum_{i=1}^3 k_{2i} z_{2i}^2 - \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + (\tilde{d}_{2i} + \Delta \dot{x}_{2i}) z_{2i}] - \\ z_2^T B_1^T z_1 + z_2^T B_2 z_3 &= \\ -\sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^3 k_{2i} z_{2i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} z_{1i}) - \\ \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + (\tilde{d}_{2i} + \Delta \dot{x}_{2i}) z_{2i}] + z_2^T B_2 z_3 &\leq \\ -\sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^3 k_{2i} z_{2i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \bar{d}_{1i} |z_{1i}|) - \\ \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + (\bar{d}_{2i} + \Delta \bar{x}_{2i}) z_{2i}] + z_2^T B_2 z_3. \end{aligned}$$

其中 $\Delta \dot{x}_{2i}$ 为一阶低通滤波近似微分产生的误差, 其有界, 且 $|\Delta \dot{x}_{2i}| \leq \Delta \bar{x}_{2i}$. 再根据假设1干扰的上下界满足 $|\tilde{d}_{1j}| \leq \bar{d}_{1j}$ 和 $|\tilde{d}_{2j}| \leq \bar{d}_{2j}$, $j = 1, 2, 3$. 通过设置 $\eta_{1j} > \bar{d}_{1j}$, $\eta_{2j} > \bar{d}_{2j} + \Delta \bar{x}_{2i}$, 只要 $z_2^T B_2 z_3$ 渐近稳定, 则可以有 $\dot{v}_2 \leq 0$. 所以本文继续设计了控制量 u .

继续进行证明, 设李雅普诺夫函数如式(22)

$$v_3 = \frac{1}{2}z_1^T z_1 + \frac{1}{2}z_2^T z_2 + \frac{1}{2}z_3^T z_3. \quad (22)$$

对式(22)求导, 结合控制量 u 得到

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T \dot{z}_2 + z_3^T \dot{z}_3 = \\ & z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T \dot{z}_2 + z_3^T [f_3 + B_3 u + \tilde{d}_3 - \dot{x}_{3c}] = \\ & z_1^T \dot{z}_1 + z_2^T \dot{z}_2 - z_3^T K_3 z_3 - z_3^T H_3 \text{sgn } z_3 \\ & + z_3^T (\dot{x}_{3d} - \dot{x}_{3c} + \tilde{d}_3) - z_3^T B_2^T z_2 = \\ & - \sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^3 k_{2i} z_{2i}^2 - \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} z_{1i}) - \\ & \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + (\tilde{d}_{2i} + \Delta \dot{x}_{2i}) z_{2i}] + z_2^T B_2 z_3 - \\ & \sum_{i=1}^3 k_{3i} z_{3i}^2 - \sum_{i=1}^3 [\eta_{3i} |z_{3i}| + (\tilde{d}_{3i} + \Delta \dot{x}_{3i}) z_{3i}] - \\ & z_3^T B_2^T z_2 = \\ & - \sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^3 (k_{2i} z_{2i}^2 + k_{3i} z_{3i}^2) - \\ & \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} z_{1i}) - \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (\tilde{d}_{2i} + \Delta \dot{x}_{2i}) z_{2i} + \eta_{3i} |z_{3i}| + (\tilde{d}_{3i} + \Delta \dot{x}_{3i}) z_{3i}] \leq \\ & - \sum_{i=1}^2 k_{1i} z_{1i}^2 - \sum_{i=1}^3 (k_{2i} z_{2i}^2 + k_{3i} z_{3i}^2) - \\ & \sum_{i=1}^2 (\eta_{1i} |z_{1i}| + \tilde{d}_{1i} |z_{1i}|) - \\ & \sum_{i=1}^3 [\eta_{2i} |z_{2i}| + (\tilde{d}_{2i} + \Delta \dot{x}_{2i}) |z_{2i}| + \\ & \eta_{3i} |z_{3i}| + (\tilde{d}_{3i} + \Delta \dot{x}_{3i}) |z_{3i}|]. \end{aligned}$$

其中 $\Delta \dot{x}_{3i}$ 为一阶低通滤波近似微分产生的误差, 其有界, 且 $|\Delta \dot{x}_{3i}| \leq \Delta \bar{x}_{3i}$. 又 $|\Delta \dot{x}_{2i}| \leq \Delta \bar{x}_{2i}$, 再根据假设 1 干扰的上下界满足 $|\tilde{d}_{1j}| \leq \bar{d}_{1j}$, $|\tilde{d}_{2j}| \leq \bar{d}_{2j}$ 和 $|\tilde{d}_{3j}| \leq \bar{d}_{3j}$, $j=1, 2, 3$. 通过设置 $\eta_{1j} > \bar{d}_{1j}$, $\eta_{2j} > \bar{d}_{2j} + \Delta \bar{x}_{2i}$, $\eta_{3j} > \bar{d}_{3j} + \Delta \bar{x}_{3i}$, 则可以有 $\dot{v}_3 \leq 0$. 即满足李雅普诺夫稳定, 则设计的闭环系统稳定. 证毕.

3.3 制导控制一体化总体结构(General structure of IGC)

通过以上设计得到的制导控制一体化方法, 在动态面控制的框架下, 将滑模变结构控制与自抗扰控制技术相结合, 其总体结构如图 2 所示.

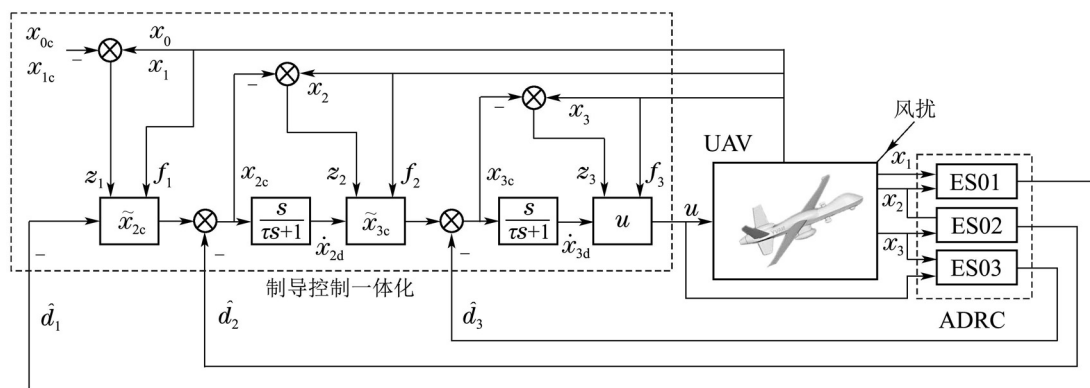


图 2 制导控制一体化总体结构图

Fig. 2 General structure diagram of IGC

首先对原有数学模型进行变换, 将视线坐标系中的加速度转换到速度坐标系中, 形成了适于面对称无人机制导控制一体化设计的方程形式. 然后引入自抗扰控制思想, 利用 ESO 强大的干扰估计能力, 估计系统中各种干扰, 并将其补偿, 提高了系统的抗扰能力. 选用 3 个二阶 ESO, 这能够利用更多的系统信息, 得到对扰动快速与准确的估计. 对 ESO 补偿后的系统, 基于动态面控制和滑模变结构控制设计了制导控制一体化算法. 既避免了 back-stepping 的“微分爆炸”问题, 又通过指数趋近律的非线性项增强了系统的鲁棒性和抗扰能力. 最后通过李雅普诺夫第 2 定律对闭环系统的稳定性进行了证明. 如此, 本文提出的方法, 在提高制导精度的同时兼

顾落角约束, 又提高了系统对未建模部分、参数不确定性和外界干扰的抗扰能力. 由于 ADRC 对干扰进行了估计和补偿, 干扰残余必会减少, 如此滑模变结构控制中的非线性项系数就可以设置的更小. 而抖振主要就是由于非线性项系数较大引起的, 如此, 加入 ADRC 可以抑制抖振, 这在仿真验证时得以体现.

4 速度控制(Velocity control)

一般认为飞机的速度通道相对独立, 所以对于速度回路的控制可以单独设计.

速度方程为式(23):

$$\dot{V} = \frac{1}{m} (P \cos \alpha \cos \beta - D - mg \sin \theta). \quad (23)$$

由于在本文中 α 和 β 都较小,所以式(23)变为

$$\dot{V} = \frac{1}{m}(P - D - mg \sin \theta). \quad (24)$$

设计滑模面为

$$s = V - V_c, \quad (25)$$

其中 V_c 为速度期望.

使用线性趋近律 $\dot{s} = -ks, k > 0$.

结合式(24),得到

$$P = -mks + D + mg \sin \theta + m\dot{V}_c. \quad (26)$$

设油门开度与推力满足下面关系

$$P = (T_{\max} - T_{\min})\delta_{th}.$$

结合式(26)则有

$$\delta_{th} = \frac{-mks + D + mg \sin \theta + m\dot{V}_c}{T_{\max} - T_{\min}}. \quad (27)$$

如此,联合式(25)和式(27)得到油门控制算法

$$\begin{cases} s = V - V_c, \\ \delta_{th} = \frac{-mks + D + mg \sin \theta + m\dot{V}_c}{T_{\max} - T_{\min}}. \end{cases} \quad (28)$$

5 仿真验证(Simulation)

式(17)和式(18)只是用于算法设计的模型,仿真验证的模型是包含所有气动特性和耦合特性的无人机非线性动力学模型. 仿真条件: 系统步长选为 $h = 0.01$ s, 目标点坐标 $[x_0, y_0, z_0] = [0, 0.5, 0]$ m, 无人机以沿AX轴60 m/s的空速, 从 $[x_m, y_m, z_m] = [-3000, 500, 400]$ m处向目标点水平飞行. 期望结果是无人机以相对于目标点为的角度平缓的飞向目标点, 即 $Q_c = [0, 0]^T$. 对气动参数进行20%的拉偏, 按体轴系 $x_1y_1z_1$ 的顺序加入 $(6 + \sin t, 2 + \sin t, 1 + \sin t)$ m/s的阵风干扰^[12]. ESO参数设置 $\beta_{1j} = 100, \beta_{2j} = 500, j = 1, 2, 3$, fal中的 $a = 0.5, d = 0.01$. 舵偏角的上下界为 $(-30^\circ, 30^\circ)$. 分为以下4种情况进行仿真对比. 4种情况及其控制参数选择如表1.

表 1 仿真情况及其控制参数选择

Table 1 Simulation situation and control parameters selection

情况	干扰	C	K_1	K_2	K_3	H_1	H_2	H_3	ESO
1	无	diag{0.06,0.06}	diag{0.12,0.12}	diag{5,5,5}	diag{50,50,50}	diag{0.2,0.2}	diag{10,10,10}	diag{100,100,100}	有
2	有	diag{0.06,0.06}	diag{0.12,0.12}	diag{5,5,5}	diag{50,50,50}	diag{0.2,0.2}	diag{10,10,10}	diag{100,100,100}	无
3	有	diag{0.06,0.06}	diag{0.12,0.12}	diag{5,5,5}	diag{50,50,50}	diag{0.2,0.2}	diag{10,10,10}	diag{100,100,100}	有
4	有	diag{0.06,0.06}	diag{0.12,0.12}	diag{5,5,5}	diag{50,50,50}	diag{0.5,0.5}	diag{25,25,25}	diag{250,250,250}	无

在表1中,情况1和其他情况之间的主要区别在于情况1没有加气动拉偏和阵风干扰. 情况1既没有气动拉偏和阵风干扰,又有ESO对系统中的未建模部分进行补偿,是最简单的情况. 情况2与情况3控制参数相同,其之间的不同在于有无ESO. 情况4与情况2,3的不同在于情况4的滑模变结构控制的非线性项的系数较大,没有ESO. 仿真结果如图3-9.

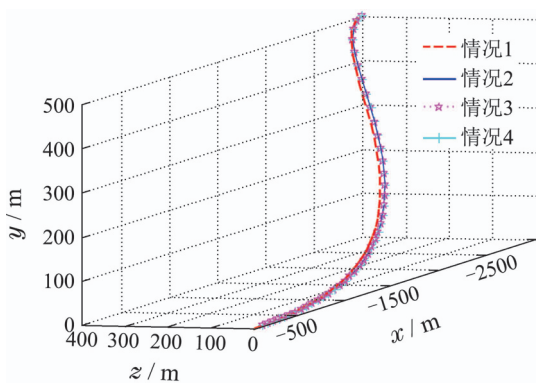


图 3 无人机着陆3维航迹
Fig. 3 Flight path of UAV landing

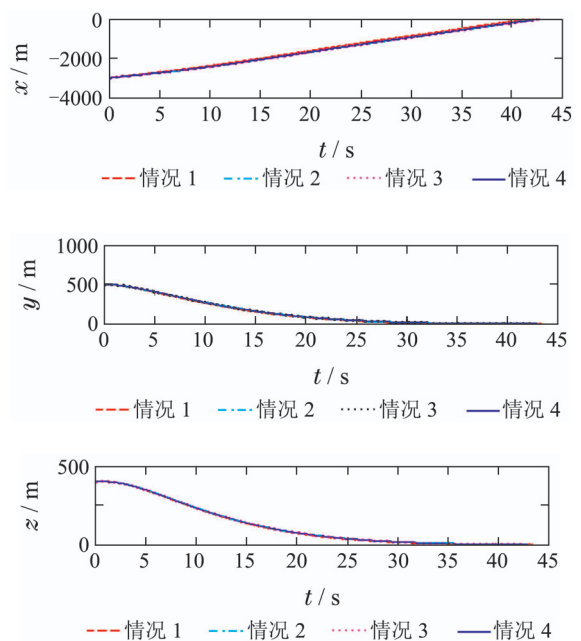


图 4 位移随时间的变化
Fig. 4 Displacement to time

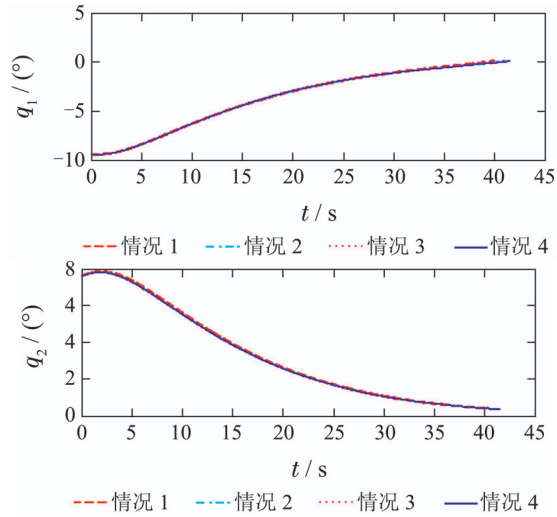


图 5 无人机与目标点之间的相对角度

Fig. 5 Relative angles

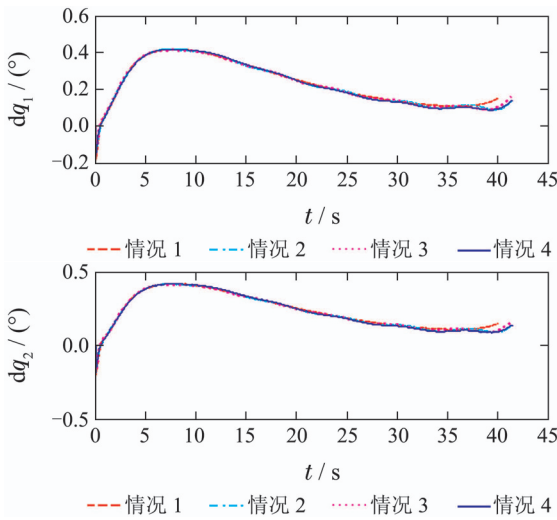


图 6 无人机与目标点之间的相对角速率

Fig. 6 Relative angular rates

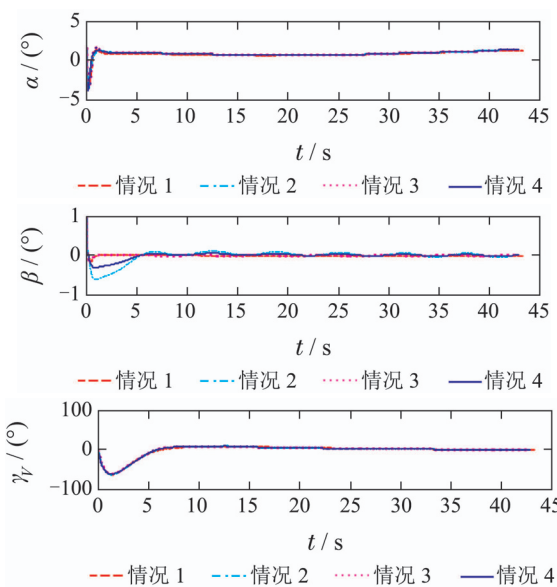


图 7 虚拟角度控制量

Fig. 7 Virtual angle control volume

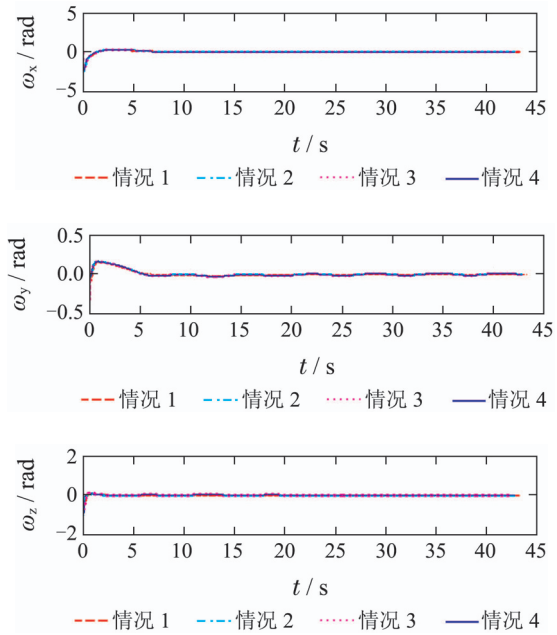


图 8 虚拟角速率控制量

Fig. 8 Virtual rate control volume

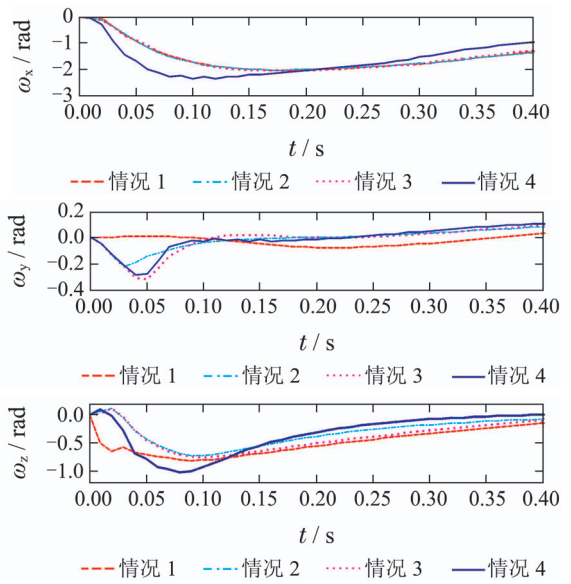
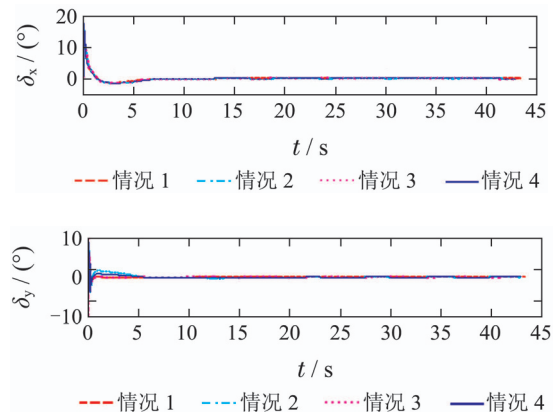


图 8' 虚拟角速率控制量局部放大

Fig. 8' Local zoom of virtual rate control



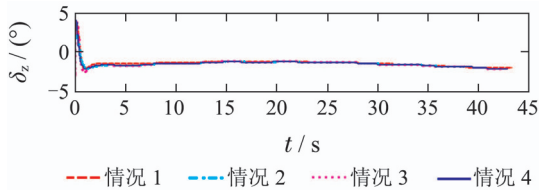


图9 舵偏控制输出

Fig. 9 Rudder control output

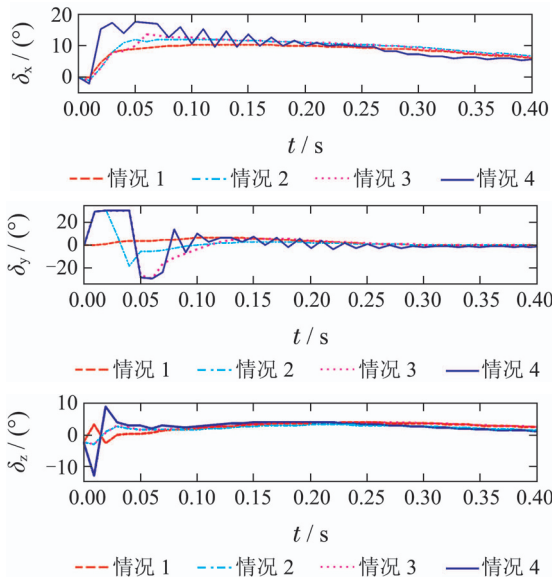


图9' 舵偏控制输出局部放大

Fig. 9' Local zoom of rudder control output

从仿真图可以看出,各种情况下无人机最终平缓的飞向的目标点,无人机与目标点之间的相对角度和相对角速度都趋于0,满足着陆视线角度的约束.这说明本文仿真的几种情况都能满足着陆需求,但是详细分析便可知道各种情况下的性能并不相同.由于情况1没有加入阵风干扰,所以其方针结果最好,精度最高,且虚拟控制量和控制输出的抖振最小.之后加入气动参数拉偏20%和阵风干扰的情况下.从航迹上看,如图3和图4,情况2~4的控制效果并没有很大差异,都可以使无人机安全着陆.从着陆相对角度上看,如图5,各种情况下均满足着陆视线角度的约束,差异不大.从图6开始不同,不同情况的相对角速率呈现出不同的抖动,没有外扰的情况1最平稳,情况2~4呈现出不同的抖动,情况2和情况4抖振相对明显.从虚拟角度控制量上看,如图7,情况2和情况4抖动较大;特别是从侧滑角上可以看出不同,BTT要求侧滑角趋于0,情况3明显优于情况2和情况4.从虚拟角速率控制量上看,如图8和图8',情况4的抖动频繁.从舵偏控制输出上看,如图9和图9',更能体现出情况4的抖振剧烈且频繁;情况2的输出较小导致相对角速率振动明显;情况3的输出介于情况2和情况4之间,既满足控制需

求,又没有剧烈频繁的抖振.

情况2~4的这些抖振,其主要是由于滑模变结构控制非线性项引起的.情况2和情况3滑模变结构控制的非线性项系数小,所以抖振小.但由于情况2没有加入ESO的补偿,所以其控制效果较差.情况4没有ESO对干扰进行补偿,但其滑模变结构控制的非线性项较大,所以其控制效果接近情况3,优于情况2;但其抖振明显剧烈和频繁.以上这些说明,滑模变结构控制的抖振主要就是由于非线性项系数较大引起的,加入ADRC对干扰进行了估计和补偿,则干扰残余就会减少,如此滑模变结构控制中的非线性项系数就可以设置的更小.如此,ADRC的加入可以抑制滑模变结构控制的抖振.

6 结论(Conclusion)

本文将滑模变结构控制和自抗扰控制结合于动态面控制的框架中,应用于面对称无人机侧倾转弯的制导控制一体化方法的设计中.首先,基于原有模型进行变换,得到便于设计面对称侧倾转弯无人机制导控制一体化方法的模型.然后,引入自抗扰控制思想,对系统中的干扰进行估计和补偿.之后,在动态面控制的框架下结合滑模变结构控制设计了制导控制一体化方法,并证明了其稳定性.最后通过仿真分析,说明本文方法取得了良好的控制效果,并且提高了系统对模型不确定性和外界扰动的抗扰能力.分析表明滑模变结构控制的抖振主要是由于非线性项系数较大引起的,ADRC的加入可以抑制滑模变结构控制的抖振.

参考文献(References):

- [1] 蒋毅,孙春贞,王凯.舰载无人机撞网回收自适应制导技术[J].飞行力学,2015,33(1):43-47.
(JIANG Yi, SUN Chunzhen, WANG Kai. Ship-board UAV net recovery adaptive guidance technology [J]. *Flight Dynamics*, 2015, 33(1): 43-47.)
- [2] 李光超,马晓平.无人机伞降回收运动分析[J].飞行力学,2007,25(4):25-28.
(LI Guangchao, MA Xiaoping. Parachute landing recovery motion analysis for unmanned aerial vehicle [J]. *Flight Dynamics*, 2007, 25(4): 25-28.)
- [3] BOO M K, JI T K, BYOUNG S K. Adaptive integrated guidance and control design for automatic landing of a fixed wing unmanned aerial vehicle [J]. *Journal of Aerospace Engineering*, 2012, 25(4): 490-500.
- [4] 赵春哲,黄一.基于自抗扰控制的制导与运动控制一体化设计[J].系统科学与数学,2010,30(6):742-751.
(ZHAO Chunzhe, HUANG Yi. ADRC based integrated guidance and control scheme [J]. *Journal of Systems Science and Mathematical Sciences*, 2010, 30(6): 742-751.)
- [5] 薛文超,黄朝东,黄一.飞行制导控制一体化设计方法综述[J].控制理论与应用,2013,30(12):1511-1520.
(XUE Wenchao, HUANG Chaodong, HUANG Yi. Design methods

- for the integrated guidance and control system [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(12): 1511 – 1520.)
- [6] HOU M Z, LIANG X L, DUAN G R. Adaptive block dynamic surface control for integrated missile guidance and autopilot [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2013, 26(3): 741 – 750.
- [7] 侯明哲. 寻的导弹导引与控制一体化设计 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
(HOU Mingzhe. *Integrated guidance and control for homing missiles* [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2011.)
- [8] CHARU C, RADHAKANT P. Reactive obstacle avoidance of UAVs with dynamic inversion based partial integrated guidance and control [C] // *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Toronto, Ontario Canada: AIAA 2010: AIAA2010 – 7729.
- [9] PADHI R, RAKESH P R, VENKATARAMAN R. Formation flying with nonlinear partial integrated guidance and control [J]. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 2014, 50(4): 2847 – 2859.
- [10] 段慧达, 田彦涛, 李津淞. 一类高阶非线性系统的级联自抗扰控制 [J]. *控制与决策*, 2012, 27(2): 216 – 220.
(DUAN Huida, TIAN Yantao, LI Jinsong. Control for a class of higher order nonlinear system based on cascade of active disturbance rejection controller [J]. *Control and Decision*, 2012, 27(2): 216 – 220.)
- [11] 韩京清. 自抗扰控制技术—估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2009: 197 – 237.
(HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2009: 197 – 237.)
- [12] 程璞, 张鹏宇, 吴小华. 阵风条件下高超声速飞行器动力学建模与分析 [J]. *飞行力学*, 2014, 32(5): 413 – 417.
(CHENG Pu, ZHANG Pengyu, WU Xiaohua. Flight dynamics modeling and analysis of hypersonic flight vehicle in gust wind [J]. *Flight Dynamics*, 2014, 32(5): 413 – 417.)

作者简介:

张 聪 (1987–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为飞行器智能自主控制、制导控制一体化方法, E-mail: conguitarplayer@126.com;

吴云洁 (1969–), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为半实物仿真设备、飞行器智能自主控制, E-mail: wyjmip@buaa.edu.cn;

方 迪 (1990–), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为制导控制一体化方法、编队控制, E-mail: fangdibuaa@163.com.