

飞行制导控制一体化设计方法综述

薛文超^{1†}, 黄朝东², 黄 一¹

(1. 中国科学院 数学与系统科学研究院 系统科学研究所 系统控制重点实验室, 北京 100190;

2. 北京航天长征飞行器研究所, 北京 100076)

摘要: 从系统模型和控制设计方法两个方面综述了飞行器制导控制一体化设计方法的研究现状. 论述了制导控制一体化设计中的关键问题, 即系统具有较高的阶数和系统存在大量不确定性. 提出了基于自抗扰控制的三维制导控制一体化设计方法. 该控制方法具有简明的线性结构, 并且可以对飞行控制系统中的非线性时变不确定性进行实时估计和补偿. 仿真结果表明该方法可以对付大范围的不确定性, 具有很好的鲁棒性.

关键词: 制导控制一体化; 不确定系统; 自抗扰控制

中图分类号: V448 文献标识码: A

Design methods for the integrated guidance and control system

XUE Wen-chao^{1†}, HUANG Chao-dong², HUANG Yi¹

(1. Key Lab of Systems and Control, Institute of Systems Science, Academy of Mathematics and Systems Science, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Beijing Institute of Space Long March Vehicle, Beijing 100076, China)

Abstract: The design methods for guidance control systems are overviewed from the aspects of modeling and control. Key problems of high system order and high uncertainties are discussed. For a 3-D system, we propose an integrated guidance and control approach with active disturbance rejection control (ADRC). The controller is featured with simple structure and with online estimation and compensation for the nonlinear time-varying uncertainties in the flight control system. Simulation results show the effectiveness of the proposed approach for dealing with large uncertainties in the integrated system.

Key words: integrated guidance and control; uncertain systems; active disturbance rejection control

1 引言(Introduction)

传统的飞行控制系统设计通常分解为制导环节和姿态控制环节, 并对这两个环节分别进行设计. 但实际上制导环节和姿态控制环节并不相互独立, 因此对制导和姿态控制的整体系统进行控制设计可以提高最终制导品质. 通常将在舵偏的反馈控制设计中使用了姿态、过载和视线角速度等综合信息以提高最终制导品质的方法称为制导控制一体化设计方法^[1-3].

制导控制一体化(以下简称一体化)设计方法在20世纪80年代提出^[2-3]. 目前, 国内外很多学者已进行了大量的研究工作^[2-18]. 现有文献中一体化设计所采用模型主要可分为相对位置模型^[4-7]和视线角模型^[2-3, 8-18], 相对位置模型主要建立在三维情形, 视线角模型既有建立在平面情形的^[2, 8-17], 也有建立在三维情形的^[3, 18]. 目前, 基于相对位置模型和视线角模型的控制设计方法都有了研究工作.

本文第2节对制导控制一体化设计的研究现状从

如下几个方面进行综述: 首先建立三维情形下的一体化相对位置模型和视线角模型, 并证明基于这些模型的控制目标在一定意义下是等价的; 然后根据一体化系统所具有的特性, 阐述一体化设计方法所面临的关键问题, 即系统具有较高的阶数以及系统存在大量不确定性; 最后, 讨论各种一体化设计方法的特点和所适应的范围. 本文第3节针对关键问题, 提出一种基于自抗扰控制的三维制导控制一体化设计方法, 该方法可对付制导控制系统中的大范围不确定性, 第4节通过仿真分析验证该方法的有效性, 最后为本文小结.

下面首先对本文所使用符号进行说明:

C_b^a 为**b**系到**a**系的转换矩阵; \vec{X}_{ab}^a 为**b**点到**a**点的矢量在**a**系的投影; $g(O_g x_g y_g z_g)$ 为惯性坐标系(北天东); $b(O_b x_b y_b z_b)$ 为机体坐标系(前上右); $a(O_a x_a y_a z_a)$ 为气流坐标系; \vec{V}_{gb} 为地速; \vec{V}_{ab} 为空速; $\vec{W}_{ga} = \vec{V}_{gb} - \vec{V}_{ab}$ 为风速; β 为侧滑角; α 为攻角; γ_s 为速度滚转角; θ 为弹道倾角; ψ_s 为弹道航向角; Q, Y, Z 为阻力、升力、侧向

力; $\vec{\omega}_{gb}$ 为角速度矢量; Ma 为马赫数; h 为高度; ρ 为空气密度; $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ 为俯仰舵、偏航舵、滚动舵; c_x, c_y, c_z 为气动力系数; m_x, m_y, m_z 为气动力矩系数; $\|\cdot\|$ 为向量二范数或者矩阵诱导二范数; $\xi_{i,j}$ 为向量 ξ_i 的第 j 个分量.

2 制导控制一体化设计方法综述 (An overview on integrated guidance and control system design)

2.1 制导控制一体化模型 (Integrated guidance and control model)

由于二维模型是三维模型的特例, 下面直接推导飞行器制导控制一体化相对位置模型和视线角模型的三维情形, 并对基于这两种模型的控制目标进行分析和比较.

2.1.1 相对位置模型 (Model of the relative position)

飞行器质心运动和动力学方程在机体系下可表示为^[19]

$$\begin{cases} \dot{\vec{X}}_{O_g O}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{X}_{O_g O}^b = \vec{V}_{gb}^b, \\ \dot{\vec{V}}_{gb}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{V}_{gb}^b = A_o, \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$A_o = C_a^b(\alpha, \beta) \begin{bmatrix} Q \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \frac{1}{m} + C_g^b(\vartheta, \psi, \gamma) \begin{bmatrix} 0 \\ -g \\ 0 \end{bmatrix}$$

为飞行器的加速度, 气动力 $(Q, Y, Z)^T$ 满足

$$\begin{bmatrix} Q \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \rho \|\vec{V}_{ab}\|^2 S \begin{bmatrix} c_x(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ c_y(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ c_z(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \end{bmatrix}.$$

目标的质心运动和动力学方程为

$$\begin{cases} \dot{\vec{X}}_{O_g O_T}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{X}_{O_g O_T}^b = \vec{V}_{gT}^b, \\ \dot{\vec{V}}_{gT}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{V}_{gT}^b = A_T, \end{cases} \quad (2)$$

其中 A_T 为目标的加速度. 记飞行器和目标之间的相对位置和相对速度为 $\vec{X}_{O_T O}^b, \vec{V}_{Tb}^b$, 则得飞行器制导方程为

$$\begin{cases} \dot{\vec{X}}_{O_T O}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{X}_{O_T O}^b = \vec{V}_{Tb}^b, \\ (\dot{\vec{V}}_{Tb}^b + \omega_{gb}^b \times \vec{V}_{Tb}^b) = \\ C_a^b(\alpha, \beta) \begin{bmatrix} Q \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \frac{1}{m} + \\ C_g^b(\vartheta, \psi, \gamma) \begin{bmatrix} 0 \\ -g \\ 0 \end{bmatrix} - A_T. \end{cases} \quad (3)$$

飞行器姿态运动和动力学方程为^[19]

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & \sin \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & 1 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ \cos \alpha \frac{1}{\cos \beta} & -\sin \alpha \frac{1}{\cos \beta} & 0 \end{bmatrix} \vec{\omega}_{gb}^b + \\ G \begin{bmatrix} \dot{\psi}_s \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}, \\ \dot{\vec{\omega}}_{gb}^b = -I^{-1} \Omega_{gb}^b I \vec{\omega}_{gb}^b + I^{-1} \begin{bmatrix} M_x^b \\ M_y^b \\ M_z^b \end{bmatrix}, \end{cases} \quad (4)$$

其中:

$$G = \begin{bmatrix} \frac{\sin \gamma_s \cos \theta}{\cos \beta} & -\frac{\cos \gamma_s}{\cos \beta} \\ -\cos \gamma_s \cos \theta & -\sin \gamma_s \\ -\frac{\sin \gamma_s \cos \theta \sin \beta}{\cos \beta} & -\sin \theta \cos \gamma_s \frac{\sin \beta}{\cos \beta} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_s \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \frac{1}{m \|\vec{V}_{gb}\|} \begin{bmatrix} -\frac{\sin \gamma_s}{\cos \theta} & -\frac{\cos \gamma_s}{\cos \theta} \\ \cos \gamma_s & -\sin \gamma_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{g \cos \theta}{\|\vec{V}_{gb}\|} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} M_x^b \\ M_y^b \\ M_z^b \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \rho \|\vec{V}_{ab}\|^2 S L \begin{bmatrix} m_x(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ m_y(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ m_z(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \end{bmatrix}.$$

式(3)–(4)组成飞行器制导控制一体化的相对位置模型, 并且基于该相对位置模型的控制目标通常分为以下两种^[4-5]:

$$1) \quad \vec{V}_p = 0, \quad (5)$$

其中: \vec{V}_p 是 \vec{V}_{Tb}^b 在 $\vec{X}_{O_T O}^b$ 垂直方向上的投影, 即 $\vec{V}_p = \vec{V}_{Tb}^b - \vec{X}_{O_T O}^b \frac{(\vec{V}_{Tb}^b)^T \vec{X}_{O_T O}^b}{|\vec{X}_{O_T O}^b|^2}$, 控制目标 $\vec{V}_p = 0$ 即为 \vec{V}_{Tb}^b 与 $\vec{X}_{O_T O}^b$ 在同一条直线上.

$$2) \quad \min \int_0^{t_f} (|\vec{X}_{(O_T O)_y}^b|^2 + |\vec{X}_{(O_T O)_z}^b|^2) d\tau + \min \int_0^{t_f} ((\vec{\omega}_{gb}^b)^T \Gamma \vec{\omega}_{gb}^b + u^T u) d\tau, \quad (6)$$

其中: Γ 为适当的正定矩阵, u 通常为 $u = [\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T$. 控制目标(6)即为使得 $\vec{V}_{Tb}^b, \vec{X}_{O_T O}^b$ 和 x_b 轴尽可能在同一条直线上, 并损耗尽可能少的能量.

2.1.2 视线角模型 (Model of the line of sight angle)

记飞行器的目标视线矢量在惯性空间中为 \vec{r} (即 $\vec{r} = \vec{X}_{O_T O}^g$), 并定义如下球坐标系:

$$\begin{cases} r = \sqrt{r_x^2 + r_y^2 + r_z^2}, \\ q_1 = \arctg \frac{r_y}{\sqrt{r_x^2 + r_z^2}} \in [-90^\circ, 90^\circ], \\ q_2 = -\arctg \frac{r_z}{r_x} \in [0^\circ, 360^\circ]. \end{cases} \quad (7)$$

为方便建立和分析视线角模型, 以下假设目标固定. 由式(7)得

$$\begin{cases} \vec{r} = \begin{bmatrix} r_x \\ r_y \\ r_z \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} \cos q_1 \cos q_2 \\ \sin q_1 \\ -\cos q_1 \sin q_2 \end{bmatrix}, \\ \vec{V}_{\text{Tb}}^g = \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi_s \\ \sin \theta \\ -\cos \theta \sin \psi_s \end{bmatrix}, \\ V = \|\vec{V}_{\text{Tb}}^g\|. \end{cases} \quad (8)$$

注 1 在二维平面中 $q_2 \equiv 180^\circ$, q_1 为唯一可被控制的视线角.

以下记:

$$\begin{aligned} \eta_1 &= \sin \theta \sin q_1 + \cos \theta \cos q_1 \cos(\psi_s - q_2), \\ \eta_2 &= \sin \theta \cos q_1 - \cos \theta \sin q_1 \cos(\psi_s - q_2), \\ \eta_3 &= \cos \theta \sin(\psi_s - q_2), \\ \eta_4 &= 1/\cos q_1, \\ \eta_5 &= \cos \theta \cos(\psi_s - q_2), \\ \eta_6 &= \cos \theta \cos q_1 + \sin \theta \sin q_1 \cos(\psi_s - q_2), \\ \eta_7 &= \sin q_1 \sin(\psi_s - q_2), \\ \eta_8 &= \sin \theta \sin(\psi_s - q_2), \\ \eta_9 &= \cos(\psi_s - q_2). \end{aligned}$$

由式(8)可得

$$\dot{r} = V\eta_1, \quad \dot{q}_1 = \frac{V}{r}\eta_2, \quad \dot{q}_2 = \frac{V}{r}\eta_3\eta_4. \quad (9)$$

又因为(无风条件下)

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{q_1}(\cdot) \\ f_{q_2}(\cdot) \end{bmatrix} + F_g(\cdot) + B_1(\cdot) \frac{1}{2} \rho \|\vec{V}_{\text{ab}}\|^2 S \begin{bmatrix} c_x(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ c_y(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ c_z(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & \sin \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & 1 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ \cos \alpha \frac{1}{\cos \beta} & -\sin \alpha \frac{1}{\cos \beta} & 0 \end{bmatrix} \omega_{\text{gb}}^b + \begin{bmatrix} \frac{\sin \gamma_s \cos \theta}{\cos \beta} & -\frac{\cos \gamma_s}{\cos \beta} \\ -\cos \gamma_s \cos \theta & -\sin \gamma_s \\ -\frac{\sin \gamma_s \cos \theta \sin \beta}{\cos \beta} - \sin \theta & \cos \gamma_s \frac{\sin \beta}{\cos \beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\psi}_s \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}, \\ \dot{\omega}_{\text{gb}}^b = -I^{-1} \Omega_{\text{gb}}^b I \omega_{\text{gb}}^b + I^{-1} \frac{1}{2} \rho \|\vec{V}_{\text{ab}}\|^2 SL \begin{bmatrix} m_x(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ m_y(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \\ m_z(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (11)$$

基于视线角模型(11)的控制目标通常为^[18]

$$\dot{q}_1 = 0, \quad \dot{q}_2 = 0. \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{\psi}_s \\ \dot{V} \end{bmatrix} = \frac{1}{mV} \begin{bmatrix} 0 & \cos \gamma_s & -\sin \gamma_s \\ 0 & -\sin \gamma_s & -\cos \gamma_s \\ V & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} -\cos \theta \\ -\frac{\cos \theta}{V} \\ 0 \\ \sin \theta \end{bmatrix},$$

则得到

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{q_1}(r, q_1, q_2, \dot{q}_1, \dot{q}_2, \theta, \psi_s, V) \\ f_{q_2}(r, q_1, q_2, \dot{q}_1, \dot{q}_2, \theta, \psi_s, V) \end{bmatrix} + F_g(r, q_1, q_2, \theta, \psi_s, g, V) + B_1(r, m, q_1, q_2, \theta, \psi_s, \gamma_s) \begin{bmatrix} Q \\ Y \\ Z \end{bmatrix}, \quad (10)$$

其中:

$$\begin{aligned} f_{q_1}(\cdot) &= -\frac{V^2}{r^2} \eta_1 \eta_2 - \frac{1}{r} V \eta_1 \dot{q}_1 - \frac{1}{r} V \eta_3 \sin q_1 \dot{q}_2, \\ f_{q_2}(\cdot) &= -\frac{V^2}{r^2} \eta_1 \eta_3 \eta_4 + \frac{V}{r} \eta_3 \eta_4^2 \sin q_1 \dot{q}_1 - \frac{V}{r} \eta_4 \eta_5 \dot{q}_2, \\ F_g(\cdot) &= \frac{1}{r} \begin{bmatrix} \eta_6 & \eta_7 & \eta_2 \\ -\eta_4 \eta_8 & \eta_4 \eta_9 & \eta_3 \eta_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -g \cos \theta \\ 0 \\ g \sin \theta \end{bmatrix}, \\ B_1(\cdot) &= \frac{1}{rm} \begin{bmatrix} \eta_6 & \eta_7 & \eta_2 \\ -\eta_4 \eta_8 & \eta_4 \eta_9 & \eta_3 \eta_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \cos \gamma_s & -\sin \gamma_s \\ 0 & -\sin \gamma_s & -\cos \gamma_s \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

将式(4)与(10)联立, 得飞行器制导控制一体化视线角模型

定理 1 如下3个条件等价:

$$1) \vec{V}_p = 0;$$

2) $\dot{q}_1 = 0, \dot{q}_2 = 0;$

3) \vec{V}_{Tb}^g 与 \vec{r} 在同一条直线上.

证 \vec{V}_{Tb}^g 与 $\vec{r} = \vec{X}_{Tb}^g$ 在同一条直线上等价于存在常值 \bar{a} 使得

$$\vec{V}_{Tb}^g = \bar{a} \vec{X}_{Tb}^g. \quad (13)$$

由 $\vec{V}_{Tb}^g = C_b^g \vec{V}_{Tb}^b, \vec{X}_{Tb}^g = C_b^g \vec{X}_{Tb}^b, (C_b^g)^T C_b^g = I$ 得式(13)等价于

$$\vec{V}_{Tb}^b - \vec{X}_{O_T O}^b (\vec{V}_{Tb}^b)^T \vec{X}_{O_T O}^b / |\vec{X}_{O_T O}^b|^2 = 0, \quad (14)$$

即 $\vec{V}_p = 0$. 而又由式(7)–(9)得 $\dot{q}_1 = 0$ 和 $\dot{q}_2 = 0$ 等价于 $\vec{V}_{Tb}^g = \frac{V}{r} \vec{X}_{Tb}^g$ 或 $\vec{V}_{Tb}^g = -\frac{V}{r} \vec{X}_{Tb}^g$, 即 \vec{V}_{Tb}^g 与 $\vec{r} = \vec{X}_{Tb}^g$ 在同一条直线上. 证毕.

由定理1知, 虽然式(3)–(6)和式(11)–(12)的一体化模型不同, 并且控制目标的形式也不同, 但本质上都是使得 \vec{V}_{Tb} 与 \vec{r} 在同一条直线上, 从而追上目标.

注 2 当目标机动时, 目标的加速度信息包含在函数 $f_{q1}(\cdot), f_{q2}(\cdot)$ 中.

2.2 一体化设计关键问题 (Key problems in integrated guidance and control system design)

根据第2.1节中制导控制一体化模型的特性, 制导控制一体化设计面临的困难以及关键问题主要为如下两个方面:

1) 制导控制一体化系统具有较高阶数. 在相对位置模型和视线角模型中, 至少有10个状态变量(制导环节至少有4个状态变量, 控制环节有6个状态变量), 并且这些状态变量之间一般都存在一定的耦合性, 如各通道的气动力和气动力矩等耦合性, 因此, 一般情况下不能简单将系统分解为纵平面和横平面, 需要设计适用于三维情形一体化模型的控制方法.

2) 制导控制一体化系统中存在大量的不确定性. 气动力参数 c_x, c_y, c_z 和气动力矩参数 m_x, m_y, m_z 均为 $(Ma, h, \alpha, \beta, \delta_x, \delta_y, \delta_z)$ 的复杂不确定函数, 并且实际中大气密度 ρ , 风速 \vec{W}_{ga} 和目标机动都存在不确定性, 因此如何处理系统中大量不确定性, 也是一体化设计方法要解决的关键问题.

下面将针对上述一体化设计中的关键问题, 分析和总结已有一体化设计方法的研究现状.

2.3 制导控制一体化设计方法研究现状(Methods for the integrated guidance and control system design)

表1列出了目前制导控制一体化设计采用的主要方法.

表1 制导控制一体化设计的主要方法

Table 1 Main methods on the integrated guidance and control design

	相对位置模型	视线角模型
滑模控制	文献[3]	文献[7]
滑模自适应控制		文献[8–12]
最优控制	文献[4–6]	文献[1–2, 13]
自适应控制		文献[14]
鲁棒控制		文献[15]
自抗扰控制		文献[16]
反馈线性化		文献[17]

2.3.1 滑模控制^[4,8](Sliding model control)

文献[4]建立了三维制导控制一体化模型, 其状态变量为 $x = [V_p \bar{Q} \bar{\omega}^T]^T$, 其中 \bar{Q} 为姿态四元数, 控制输入为 T_b (控制力矩), 控制目标为 $V_p \rightarrow 0$. 控制设计分为2层:

第1层将飞行器加速度 $\bar{a} \triangleq A_o$ 视为虚拟控制量, 利用滑模控制(滑模为 $s_1 = V_p$)方法得到指令加速度 \bar{a}^c , 并将其转化为四元数指令 \bar{Q}^c ;

第2层继续利用滑模控制方法(滑模为 $s_2 = \text{diag}\{p_1, p_2, p_3\} \bar{q}_e + \omega_e$, 其中 \bar{q}_e 为四元数误差的前3项, ω_e 为角速度误差). 设计 T_b 使得 \bar{Q} 跟踪其指令 \bar{Q}^c , 最后证明整个系统稳定.

文献[8]将纵平面内一体化模型简化为线性时不变系统, 状态为 $x = [z \dot{z} a_{TN} \alpha \omega_z]^T$, 其中 z 是飞行器–目标相对位置在初始视线垂直方向上的投影, a_{TN} 为目标加速度在视线垂直方向上的投影, 控制目标为 $z(t_g) \rightarrow 0$ (或 $q \rightarrow q_0$), 控制输入为 δ_z , 此外该文还考虑了加速度和舵偏的动态环节. 文章给出了3种制导与控制滑模设计方法. 第1种和第2种设计方法为传统的制导与控制分开设计: 制导环节的状态选为 (z, \dot{z}) , 控制环节的状态选为 (α, ω_z) , 在制导环节将 $z_{GC}(t_g)$ 作为滑模, 采用滑模控制得出期望加速度 a_M^C ; 在控制环节将 a_M^C 作为滑模, 设计滑模控制器跟踪期望加速度 a_M^C ; 第3种设计方法是一体化设计: 将 $z_{GC}(t_g)$ 作为滑模, 对制导环节和控制环节总体设计一个滑模控制器使得闭环系统稳定. 对以上3种设计方法的仿真比较得出, 第3种方法相对于前2种方法具有脱靶量小, 较平滑和小幅值的舵偏, 并对参数变化较不敏感. 滑模控制可以对付非线性时变复杂的不确定性, 但需要根据系统中不确定部分的上界信息来设计控制律, 因此基于滑模控制的一体化设计方法需要解决的问题是如何确定系统中不确定性的上界. 针对这一问题, 一些学者提出了一体化设计的滑模自适应控制方法.

2.3.2 滑模自适应控制^[9-13](Adaptive sliding model control)

文献[9-13]均对二维制导控制一体化模型设计了滑模自适应控制, 按照其设计的滑模可分为以下两种:

第1种设计多个滑模, 以文献[9]为例, 选取系统状态为 $x = [(r\dot{q}) \ \alpha \ \omega_z]^T$, 控制输入为 δ_z , 控制目标为使 $\dot{q} \rightarrow 0$, 将系统近似变换成如下含有不确定动态的级联系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + x_2 + \Delta_1, \\ \dot{x}_2 = f_2(x_2) + x_3 + \Delta_2, \\ \dot{x}_3 = f_3(x_2, x_3) + bu + \Delta_3. \end{cases}$$

该文将控制设计根据系统特性分为3层, 每一层包含一个滑模控制器(3层滑模分别为 $s_1 = x_1 - \bar{x}_{1c}$, $s_2 = x_2 - \bar{x}_{2c}$, $s_3 = x_3 - \bar{x}_{3c}$), 这样利用反演设计方法可依次得到虚拟控制指令和舵偏指令, 最后在假设不确定有界的情况下证明了系统的稳定性.

第2种是设计整体的滑模, 以文献[11]为例, 该文考虑了纵平面内的一体化模型, 取 $x_1 = q - q_d$, $x_2 = \dot{q}$, $x_3 = \dot{x}_2$, $x_4 = \dot{x}_3$, 将系统写为如下级联形式的不确定系统:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta_1 \\ \Delta_2 \\ \Delta_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b_4 \end{bmatrix} u, \\ y = [x_1 \ x_2], \end{cases}$$

其中: 控制量为 $u = \delta_z$, 被控量为 (x_1, x_2) , $\Delta_i (i=1, 2, 3)$ 为不确定动态, 并存在未知的常数界, 该文利用自适应算法对不确定动态的上界进行估计, 并利用估计值进行滑模控制器设计(滑模为 $s = c_1x_1 + c_2\dot{x}_1 + c_3\ddot{x}_1 + c_4\dddot{x}_1$), 最后使得闭环系统状态被控制在一个范围内, 而且可通过控制参数设计将该范围调整到任意小.

以上滑模自适应控制方法假设不确定部分及其导数均有定常上界, 由于实际不确定部分与状态有关, 因而预先确定其有定常上界比较困难.

2.3.3 最优控制^[2-3, 5-7, 14](Optimal control)

文献[2, 14]将平面一体化模型简化为线性形式. 以文献[14]为例, 取状态变量为 $x = [f(\dot{q}) \ \alpha \ \omega_z]^T$, 其中: $f(\dot{q})$ 是 \dot{q} 的一个线性函数, 控制输入为 $u = M_\delta \delta$. 记目标机动对状态方程的扰动为 w , 测量为 $y = [\dot{q} \ \alpha \ \omega_z]$, 测量误差为 v . 利用微分对策的方法设计最优控制器, 优化指标为

$$\min_u \max_v \max_w \max_{x(0)} J(u, v, w, x(0)),$$

其中

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) P x(t_f) + \frac{1}{k} (x(0) - \hat{x}_0)^T P_0^{-1} (x(0) - \hat{x}_0) + \frac{1}{2} \int_0^{t_f} (k_m u^2 + \frac{1}{k} k_t w^2 + \frac{1}{k} v^T V^{-1} v) d\tau.$$

这里: t_f 为终端时刻, k 为负的常数, k_m 和 k_t 为权重系数, \hat{x}_0 为状态观测的初值. 优化目的为脱靶量尽可能小, 并对状态初值估计误差、控制能量、扰动影响和观测误差等因素进行优化.

文献[3, 5-7]均研究了三维一体化的最优控制设计. 以文献[5-6]为例, 取状态变量为 $x = [V_x \ V_y \ V_z \ \omega_x \ \omega_y \ \omega_z \ r_y \ r_z]^T$, 控制输入为 δ_x, δ_y 和 δ_z . 将力和力矩系数关于各自参数(攻角、侧滑角和舵偏角等)做多项式展开后, 状态方程可以化为依赖于状态的仿射线性方程 $\dot{x} = A(x)x + B(x)u$, 控制目标为优化一个无穷时间上的二次指标

$$J = \frac{1}{2} \int_0^\infty x^T G(x)x + u^T R(x)u dt,$$

其中: 权重系数 $G(x)$ 和 $R(x)$ 需要适当的选取, 期望实现 \vec{V} , \vec{r} 和机体系 x 轴尽可能在同一条直线上且对控制能量进行优化. 文献[5]通过求解一个依赖于状态的 Riccati 方程而得到该最优控制问题的闭环解, 文献[6]使用 θ -D 的次优控制方法, 通过近似求解 Hamilton-Jacobi-Bellman 方程, 得到该最优控制问题的近似闭环解.

针对三维模型的一体化设计最优控制方法还需要解决的主要问题有: 为化成最优控制可解的形式, 模型需要做较多近似和简化; 当存在不确定性时, 如何求解最优控制; 如何选取最优指标权重等.

2.3.4 自适应控制^[15](Adaptive control)

文献[15]研究了飞行器纵平面内一体化模型, 状态选取为 $x = [V \ h \ \theta \ \vartheta \ \omega_z]^T$, 并假设其具有如下形式:

$$\dot{x} = \text{diag}\{\theta_1, \dots, \theta_n\} (A(x)x + Bu),$$

其中: $(\theta_1, \dots, \theta_n)$ 为未知的定常参数, 代表气动参数的不确定性, 控制输入为两个舵偏和推力, 控制目标是 $[V \ h \ \alpha] \rightarrow [V^* \ h^* \ \alpha^*]$, 该文的自适应控制器设计思路为, 设计自适应算法得到 $\theta_1, \dots, \theta_n$ 的估计值 $\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_n$, 利用 $\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_n$ 设计动态补偿和误差反馈的控制输入. 这种自适应控制方法将系统近似为参数线性化模型, 并将不确定参数假设为常值.

2.3.5 鲁棒控制^[16](Robust control)

文献[16]考虑了飞行器纵平面内制导控制一体化模型, 全状态选取为 $x = [q - q_d \ \dot{q} \ a_y \ \omega_z]^T$, $y =$

$[q - q_d \quad \dot{q} \quad a_z]^T$ 为系统输出,控制输入为 δ_z ,控制目标 $q - q_d \rightarrow 0, \dot{q} \rightarrow 0$,设系统中含有不确定动态向量 w ,在假设 w 有界的前提下,该文期望设计鲁棒控制器使得闭环系统稳定并且满足

$$\int_0^t \|y\|^2 d\tau \leq \gamma_1 \int_0^t \|w\|^2 d\tau + \gamma_2,$$

其中 γ_1, γ_2 均为常数,即将扰动对输出的影响控制在一个范围内.

2.3.6 串级自抗扰控制^[17](Cascade active disturbance rejection control)

文献[17]针对飞行器在平面内对机动目标的追踪问题,将自抗扰控制的思想运用到一体化设计中,状态变量取为 $x = [\dot{q} \quad a_y \quad \dot{a}_y]^T$,其一体化模型为

$$\begin{aligned} \dot{q} &= f_q(\cdot) + b_q a_y, \\ \dot{a}_y &= f_a(\cdot) + b_a \delta_z, \end{aligned}$$

其中: $f_q(\cdot)$ 和 $f_a(\cdot)$ 分别表示制导环节和控制环节中的不确定动态,控制输入为 δ_z ,控制目的为 $\dot{q} \rightarrow 0$.控制设计基本思想为设计两个扩张状态观测器分别在线估计 $f_q(\cdot), f_a(\cdot)$,然后将 a_y 视为 \dot{q} 动态模型中的虚拟控制,并利用自抗扰控制方法得到其指令信号 a_y^C ,再利用自抗扰控制方法设计 δ_z 使 a_y 跟踪 a_y^C .

虽然文献[17]未进行闭环系统性能的理论分析,但文献[20–21]对基于自抗扰控制的闭环系统稳定性以及瞬态性能的理论分析为这一设计提供了一定的理论支持.文献[17]还讨论了如下多种可能的一体化分层设计方法:

- 1) $\dot{q} \rightarrow a_y \rightarrow \alpha \rightarrow \omega_z \rightarrow \delta_z$;
- 2) $\dot{q} \rightarrow a_y \rightarrow \delta$;
- 3) $\dot{q} \rightarrow \delta$.

文献[17]研究的模型还较简单,可以扩展到更复杂的三维空间情形,本文第3节将详细讨论.

2.3.7 反馈线性化^[18](Feedback linearization)

文献[18]建立了三维空间一体化模型,并将姿态方程进行了简化(令 $\gamma = 0, \omega_x = 0$),其状态选为 $x = [q_1 - q_{1d} \quad q_2 \quad \dot{q}_1 \quad \dot{q}_2 \quad \alpha \quad \beta \quad \omega_y \quad \omega_z]^T$,控制输入为 δ_y, δ_z ,控制目标是使视线高低角速度和视线方位角速度均为零,即 $\dot{q}_1 \rightarrow 0, \dot{q}_2 \rightarrow 0$.在模型精确已知的前提下设计了基于反馈线性化方法的控制器使得闭环系统稳定.

综上,在已有的制导控制一体化设计方法中,大多数研究工作只考虑一体化的二维模型.对于三维一体化模型,或者对系统有较多的简化,或者将三维模型简单分解为两个二维模型,并且目前各种制导控制一体化设计方法仍然对系统模型和不确定性需要较强的假设,约束了这些方法可以处理的实际

问题范围.

3 基于自抗扰控制的制导控制一体化设计 (ADRC based integrated guidance and control design)

自抗扰控制技术(ADRC)^[22]是一种可以实时估计和补偿系统内部不确定动态的控制技术,该控制方法不需要精确的模型信息,也不需要假设不确定模型为参数线性化或有界,因此可对付很大一类的不确定系统.在飞行器控制中,自抗扰控制已得到了大量应用^[17,23–27].下面针对制导控制一体化设计中的关键问题,研究三维空间中能适应大范围不确定性的制导控制一体化设计方法.

根据式(11),将制导控制一体化视线角模型抽象为

$$\begin{bmatrix} \ddot{q}_1 \\ \ddot{q}_2 \end{bmatrix} = F_1(\cdot) + B_{10}(\cdot) \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}, \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma}_s \end{bmatrix} = F_2(\cdot) + B_{20}(\cdot) \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix}, \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_x \\ \dot{\omega}_y \\ \dot{\omega}_z \end{bmatrix} = F_3(\cdot) + B_{30}(\cdot) \begin{bmatrix} \delta_\gamma \\ \delta_\psi \\ \delta_\phi \end{bmatrix}, \quad (17)$$

其中:控制输入为 $\delta_x, \delta_y, \delta_z$,控制目标是 $\dot{q} \rightarrow 0, \dot{q}_2 \rightarrow 0, B_{10}(\cdot)$ 是根据气动力的特性对气动力系数关于 α, β 的增益系数矩阵的估计; $F_1(\cdot)$ 为视线角模型中的总不确定部分,它为 $(q_1, q_2, \dot{q}_1, \dot{q}_2, \theta, \psi_s, g, \vec{V}, Ma, h, \rho, \vec{W}, \alpha, \beta, \gamma_s, \delta)$ 的非线性函数; $B_{20}(\cdot)$ 为

$$B_{20} = \begin{bmatrix} -\cos \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & \sin \alpha \frac{\sin \beta}{\cos \beta} & 1 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ \cos \alpha \frac{1}{\cos \beta} & -\sin \alpha \frac{1}{\cos \beta} & 0 \end{bmatrix},$$

$F_2(\cdot)$ 为角度模型中的总不确定部分,它为 $(\theta, \psi_s, g, \vec{V}, Ma, h, \rho, \vec{W}, \alpha, \beta, \gamma_s, \delta)$ 的非线性函数; $B_{30}(\cdot)$ 是根据气动力矩的特性对舵偏增益系数矩阵的估计; $F_3(\cdot)$ 为速度模型中的总不确定部分,它为 $(g, \vec{V}, Ma, h, \rho, \vec{W}, \vec{\omega}, \alpha, \beta, \gamma_s, \delta)$ 的非线性函数.

注3 若考虑以一定的机动过程接近目标,可让 \dot{q}_1, \dot{q}_2 跟踪某种设计的动态指令 \dot{q}_1^*, \dot{q}_2^* ,且其满足 $\dot{q}_1^* \rightarrow 0, \dot{q}_2^* \rightarrow 0$.

注4 视线角速度动态通道及角度动态通道中均有 $\delta_\gamma, \delta_\psi, \delta_\phi$ 的影响,但因为其对气动力参数的影响较小,所以将其归为扰动因素.

下面利用Backstepping的思想设计ADRC控制方法对系统中的各通道的不确定性进行估计并补

偿. 将系统分为如下3层:

1) 视线角速度动态: 系统输出 \dot{q} , 虚拟控制量 $[\alpha \ \beta]^T$, 子系统相对阶为1阶;

2) 角度动态: 系统输出 $[\alpha \ \beta \ \gamma_s]^T$, 虚拟控制量为 $[\omega_x \ \omega_y \ \omega_z]^T$, 子系统相对阶为1阶;

3) 角速度动态: 系统输出 $\vec{\omega}$, 控制量 $\delta = [\delta_x \ \delta_y \ \delta_z]^T$, 子系统相对阶为1阶.

分别在以上的3个子系统中设计如下扩张观测器(ESO)对8个通道中的不确定量, 即 $F_1(\cdot)$, $F_2(\cdot)$, $F_3(\cdot)$ 进行实时估计:

$$\begin{cases} \dot{Z}_{11} = Z_{12} - \beta_{11}E_1 + B_{10}(\cdot) \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix}, \\ \dot{Z}_{12} = -\beta_{12}E_1, \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_{21} = Z_{22} - \beta_{21}E_2 + B_{20}(\cdot)\vec{\omega}, \\ \dot{Z}_{22} = -\beta_{22}E_2, \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_{31} = Z_{32} - \beta_{31}E_3 + B_{30}(\cdot)\delta, \\ \dot{Z}_{32} = -\beta_{32}E_3, \end{cases} \quad (20)$$

其中:

$$Z_{11} = \begin{bmatrix} z_{11,1} \\ z_{11,2} \end{bmatrix}, \quad Z_{12} = \begin{bmatrix} z_{12,1} \\ z_{12,2} \end{bmatrix}, \quad E_1 = \begin{bmatrix} z_{11,1} - \dot{q}_1 \\ z_{11,2} - \dot{q}_2 \end{bmatrix},$$

$$Z_{21} = \begin{bmatrix} z_{21,1} \\ z_{21,2} \\ z_{21,3} \end{bmatrix}, \quad Z_{22} = \begin{bmatrix} z_{22,1} \\ z_{22,2} \\ z_{22,3} \end{bmatrix}, \quad E_2 = \begin{bmatrix} z_{21,1} - \alpha \\ z_{21,2} - \beta \\ z_{21,3} - \gamma_s \end{bmatrix},$$

$$Z_{31} = \begin{bmatrix} z_{31,1} \\ z_{31,2} \\ z_{31,3} \end{bmatrix}, \quad Z_{32} = \begin{bmatrix} z_{32,1} \\ z_{32,2} \\ z_{32,3} \end{bmatrix}, \quad E_3 = \begin{bmatrix} z_{31,1} - \omega_x \\ z_{31,2} - \omega_y \\ z_{31,3} - \omega_z \end{bmatrix},$$

$$\beta_{11} > 0, \beta_{12} > 0, \beta_{21} > 0, \beta_{22} > 0, \beta_{31} > 0, \beta_{32} > 0.$$

ESO(18)可以通过调整参数 β_{11}, β_{12} , 使其输出 Z_{12} 跟踪视线角速度通道中不确定动态 $F_1(\cdot)$ 的实时效应, β_{11}, β_{12} 越大, ESO(18)的带宽越宽, Z_{12} 跟踪 $F_1(\cdot)$ 越快. 同样, ESO(19)可以通过调整参数 β_{21}, β_{22} , 使其输出 Z_{22} 跟踪角速度通道不确定动态 $F_2(\cdot)$ 的实时效应. ESO(20)可以通过调整参数 β_{31}, β_{32} , 使其输出 Z_{32} 跟踪角速度通道不确定动态 $F_3(\cdot)$ 的实时效应.

制导控制一体化控制流程为通过舵偏角 δ 改变角速度 $\vec{\omega}$, 再通过 $\vec{\omega}$ 改变姿态角 $[\alpha \ \beta \ \gamma_s]^T$, 最后通过姿态角 $[\alpha \ \beta \ \gamma_s]^T$ 改变视线角速度 \dot{q}_1, \dot{q}_2 . 通常选取 $[\alpha \ \beta]^T$ 进行虚拟控制设计, 而使 γ_s 保持稳定.

视线角动态中的虚拟控制量设计为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \alpha^* \\ \beta^* \end{bmatrix} = B_{10}^{-1}(-K_1\dot{q} - Z_{12}), \\ \gamma_s^* = 0, \end{cases} \quad (21)$$

其中 $K_1 > 0$. 角度动态中的虚拟控制量设计为

$$\vec{\omega}^* = B_{20}^{-1}(K_2 \begin{bmatrix} \alpha^* \\ \beta^* \\ \gamma_s^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma_s \end{bmatrix} - Z_{22} + \begin{bmatrix} \dot{\alpha}^* \\ \dot{\beta}^* \\ \dot{\gamma}_s^* \end{bmatrix}), \quad (22)$$

其中 $K_2 > 0$. 舵偏角控制指令的设计为

$$\begin{bmatrix} \delta_\gamma \\ \delta_\psi \\ \delta_\phi \end{bmatrix} = B_{30}^{-1}(\cdot)(K_3(\vec{\omega}^* - \vec{\omega}) - Z_{32} + \dot{\vec{\omega}}^*), \quad (23)$$

其中 $K_3 > 0$.

综上所述, 基于自抗扰控制的一体化设计方法(19)–(23)的特点为:

1) 控制器结构简明, 并不随系统复杂而变得复杂. 事实上, 当考虑二维一体化模型时, 只需将ESO(18)–(20)中的状态 Z_{11}, Z_{12} 变为1维, $Z_{21}, Z_{22}, Z_{31}, Z_{32}$ 根据问题的特点变为1维或2维即可, 具体可参考文献[17].

2) 不需要将一体化系统简化和分解, 就可以对系统中每个通道内的整体不确定性都进行估计并补偿.

3) 当目标机动时, 因为ESO(18)的 Z_{12} 包含了目标加速度信息的估计, 所以控制器的结构不需要改变.

4 仿真分析(Simulation)

设仿真参数如下: 初始视线角为 $q_{10} = 25^\circ$, $q_{20} = 165^\circ$; 初始攻角和侧滑角为 $\alpha_0 = 1.5^\circ$, $\beta_0 = -2^\circ$; 飞行器初始位置为 $\vec{r} = (-5252, 2535, -1407)$; 飞行器初始速度为 $\vec{v} = (500, 0, 0)$; 目标初始位置为 $(0, 0, 0)$; 初始速度为 $(10, 0, 26)$, 加速度为 $(a_T, 0, a_T)$; 控制器的采样步长为5 ms; 舵偏角限幅 15° ; 舵偏角速度限幅 $100^\circ/s$.

ADRC制导控制一体化设计(18)–(23)中的参数取为

$$\beta_{11} = \beta_{21} = \beta_{31} = 200, \quad \beta_{12} = \beta_{22} = \beta_{32} = 10000,$$

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.2 \end{bmatrix}, \quad K_2 = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}, \quad K_3 = \begin{bmatrix} 15 & 0 & 0 \\ 0 & 15 & 0 \\ 0 & 0 & 15 \end{bmatrix}.$$

仿真 1 假设目标加速度为 $(1, 0, 1)$, 基于ADRC一体化控制律的仿真结果如图1–7.

图1为飞行器与机动目标的运动轨迹, 显示飞行器成功命中目标. 图2表明基于ADRC一体化控制律(18)–(23)可使两个视线角都较快地收敛到零. 图3为姿态指令(虚线)及姿态角(实线)响应曲线, 显示飞行器快速平稳的完成了姿态指令. 图4为舵偏

角响应曲线. 图5-7表明ESO(18)-(20)对系统中各个通道内的不确定性都有很好的估计(实线为实际值, 虚线为估计值).

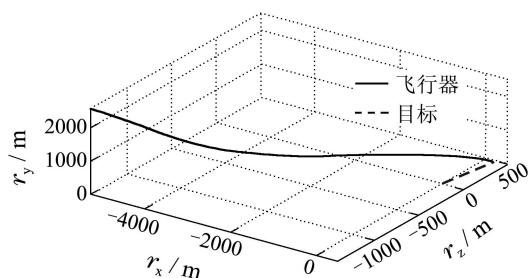


图1 飞行器和目标运动轨迹

Fig. 1 Trajectory of aircraft and target

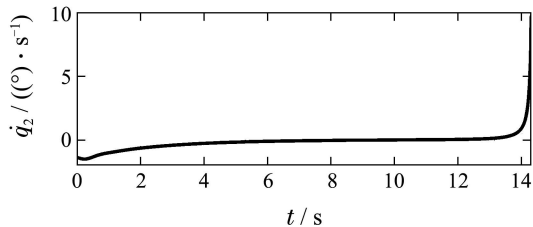
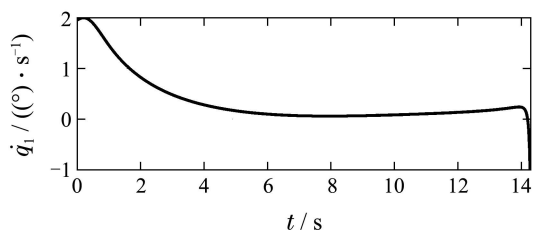


图2 视线角速度轨迹

Fig. 2 The line of sight rate

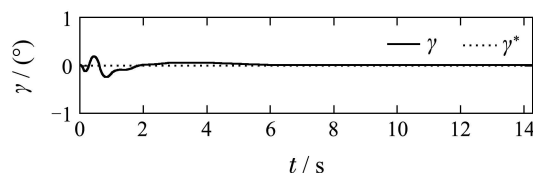
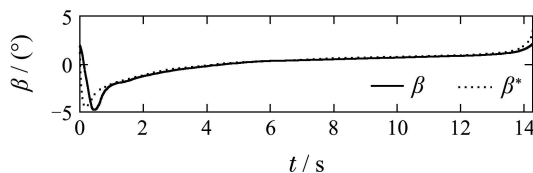
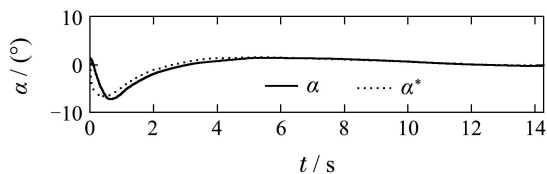


图3 姿态角响应曲线

Fig. 3 Curves of the angles

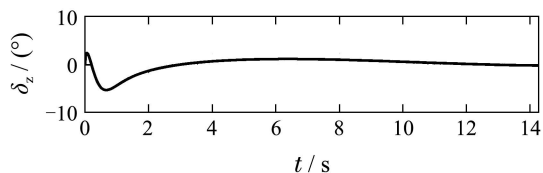
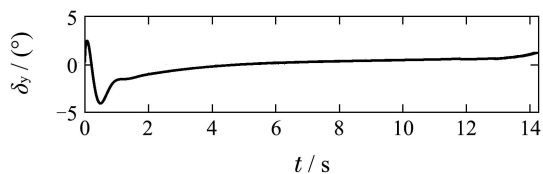
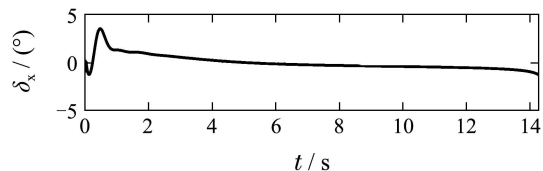


图4 舵偏角响应曲线

Fig. 4 Curves of the aileron, rudder and elevator deflection

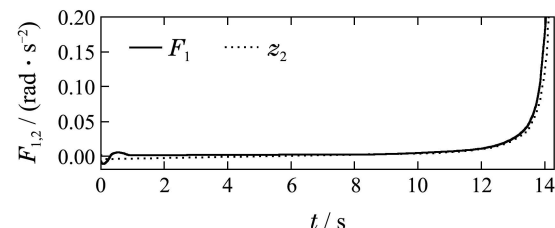
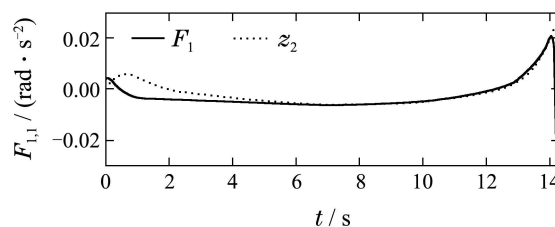
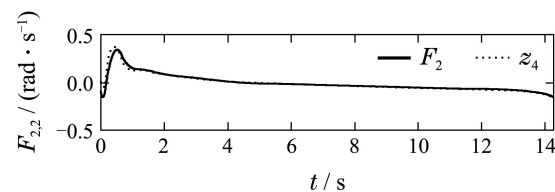
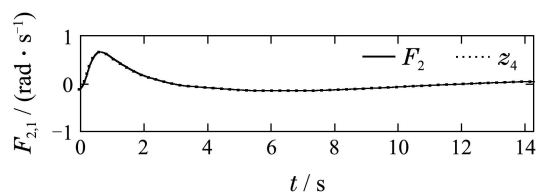


图5 视线角速度各通道内的不确定性及其估计值

Fig. 5 Uncertainties and their estimations in the channels of the line of sight rate



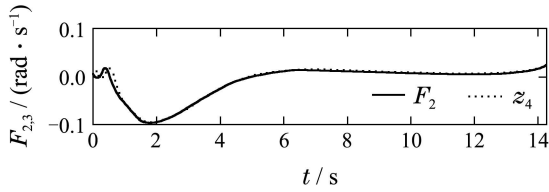


图 6 角度各通道内的不确定性及其估计值

Fig. 6 Uncertainties and their estimations in the channels of the angles

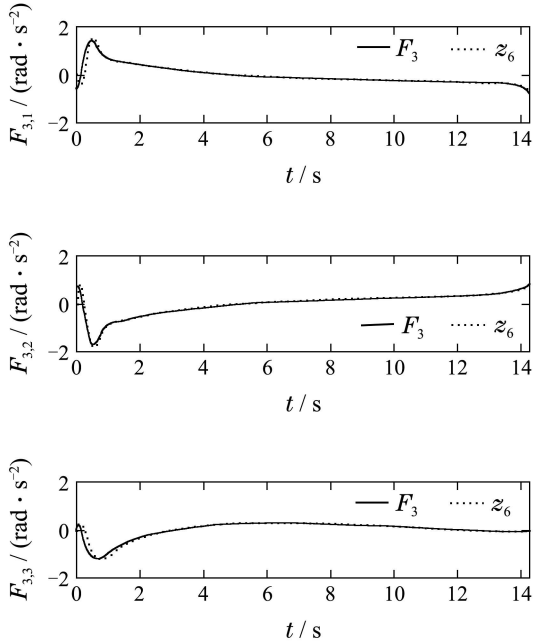


图 7 角速度各通道内不确定性及其估计值

Fig. 7 Uncertainties and their estimations in the channels of the angular rate

仿真 2 假设飞行器的气动参数存在30%的摄动量, 并假设目标具有不同的加速度, 各种情况下的仿真结果如表2所示。

表 2 不同情形下的仿真结果

Table 2 Simulation results of different cases

目标加速度	参数摄动	飞行时间/s	是否追上目标
$a_T = 0$	无摄动	14.00	是
	摄动+30%	13.99	是
	摄动-30%	14.04	是
$a_T = 1$	无摄动	14.29	是
	摄动+30%	14.27	是
	摄动-30%	14.32	是
$a_T = 0.1t$	无摄动	14.14	是
	摄动+30%	14.12	是
	摄动-30%	14.18	是

注 5 当飞行器与目标之间距离小于30 m时, 认为达到命中精度。

表2的仿真结果表明, 在目标做不同机动和飞行器气动参数大范围摄动情况下, ADRC一体化控制律(18)–(23)均能命中目标, 并且对于同一目标机动, 气动参数的大范围摄动对飞行性能影响很小, 这是因为ADRC一体化控制律对系统中的不确定性进行了很好的估计和补偿, 从而使得闭环系统保持了基本一致的特性。以上仿真结果均表明, ADRC一体化控制律可以获得较好的制导控制性能。

5 小结(Conclusion)

本文首先从飞行制导控制一体化设计所采用的模型和所提出的控制方法两个方面对已有的相关研究工作进行了综述。在建立了三维情形下的制导控制一体化相对位置模型和视线角模型的基础上, 根据一体化系统的特点, 分析总结了一体化设计方法需要解决的关键问题。针对这些关键问题, 本文提出了基于自抗扰控制的三维制导控制一体化设计方法, 该方法具有控制结构不随系统的复杂程度变化, 不需要将一体化系统简化或分解, 以及可以对付大范围不确定性等优点, 仿真结果验证了这种方法的有效性。由于三维制导控制一体化系统可以归为具有不匹配条件的不确定性的非线性系统, 而文献[20]研究了对一类具有不匹配条件的不确定性的系统如何设计自抗扰控制及闭环系统性能, 因此文献[20]的工作对研究该类不确定性系统提供了理论分析方法, 笔者将利用该方法进一步分析基于三维制导控制一体化自抗扰控制设计方法的闭环系统性能。

参考文献(References):

- [1] MAITAL L, TAL S, SHUAL G. Linear quadratic integrated vs separated autopilot-guidance design [J]. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2013, 36(6): 1722 – 1730.
- [2] YUEH W R, LIN C F. Optimal controller for homing missile [C] // *Proceedings of the 1984 American Control Conference*. San Diego, USA: IEEE, 1984: 737 – 742.
- [3] WILLIAMS D E, RICHMAN J, FRIEDLAND B. Design of an integrated strapdown guidance and control system for a tactical missile [C] // *Proceedings of AIAA Guidance and Control Conference*. Gatlinburg, USA: AIAA, 1983: 57 – 66.
- [4] YEH F K, CHENG K Y, FU L C. Variable structure-based nonlinear missile guidance/autopilot design with highly maneuverable actuators [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(6): 944 – 949.
- [5] MENON P K, OHLMEYER E J. Integrated design of agile missile guidance and control systems [C] // *Proceedings of the 7th IEEE Mediterranean Conference*. Haifa, Israel: IEEE, 1999: 28 – 30.
- [6] XIN M, BALAKRISHNAN S N, OHLMEYER E J. Integrated guidance and Control of missiles with θ -D method [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(6): 981 – 992.
- [7] PALUMBO N F, JACKSON T D. Integrated missile guidance and control: a state dependent Riccati differential equation approach [C]

- //Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications. Kohala Coast, HI, USA: IEEE, 1999: 243 – 248.
- [8] SHIMA T, IDAN M, GOLAN O M. Sliding mode control for integrated missile autopilot-guidance [J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 2006, 29(2): 250 – 260.
- [9] CHOI J Y, CHWA D Y. Adaptive nonlinear guidance considering target uncertainties and control loop dynamics [J]. *IEEE Transactions on Aerospace, Electronic Systems*, 2003, 39(4): 1139 – 1143.
- [10] CHWA D Y, CHOI J Y. Observer-based adaptive guidance law considering target uncertainties and control loop dynamics [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2006, 14(1): 112 – 123.
- [11] HOU M Z, DUAN G R. Integrated guidance and Control for homing missiles against ground fixed targets [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2008, 21(2): 162 – 168.
- [12] DUAN G R, HOU M Z, TAN F. Auxiliary system based integrated missile guidance and control [C] //Proceedings of the 3rd International Symposium on Systems, Control in Aeronautics and Astronautics. Harbin, China: IEEE, 2010: 1276 – 1281.
- [13] 张保群, 宋申民. 基于自适应滑模控制的飞行器制导与控制一体化反演设计 [J]. 弹箭与制导学报, 2009, 29(5): 31 – 35.
(ZHANG Baoqun, SONG Shenmin. Integrated playback design of missile guidance and control based on adaptive sliding mode control [J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2009, 29(5): 31 – 35.)
- [14] LIN C F, WANG Q, SPEYER JASON L, et al. Integrated estimation, guidance and control system design using game theoretic approach [C] //Proceedings of the 1992 American Control Conference. Chicago, USA: IEEE, 1992: 3220 – 3224.
- [15] SERRANI A, ZINNECKER A M, FIORENTINI L, et al. Integrated adaptive guidance and control of constrained nonlinear air-breathing hypersonic vehicle models [C] //Proceedings of the 2009 American Control Conference. Missouri, USA: IEEE, 2009: 3172 – 3177.
- [16] GUO J G, ZHOU J. Integrated guidance-control system design based on H_∞ control [C] // Proceedings of 2010 International Conference on Electrical and Control Engineering. Wuhan, China: IEEE, 2010: 1204 – 1207.
- [17] 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 System Science and Mathematical Science*, 2010, 30(6): 742 – 751.)
- [18] 尹永鑫, 杨明, 王子才. 飞行器三维制导控制一体化设计 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(3): 87 – 91.
(YIN Yongxin, YANG Ming, WANG Zicai. Three-dimensional guidance and control for missile [J]. *Electric Machines and Control*, 2010, 14(3): 87 – 91.)
- [19] 肖业伦. 飞行器运动方程 [M]. 北京: 航空工业出版社, 1987.
(XIAO Yelun. *Aircraft Motion Equations* [M]. Beijing: Aviation Industry Press, 1987.)
- [20] XUE W, HUANG Y. The active disturbance rejection control for a class of mimo lower-triangular block system [C] //Proceedings of the 2011 Chinese Control Conference. Yantai, China: IEEE, 2011: 6362 – 6367.
- [21] GUO B, ZHAO Z. On convergence of the nonlinear active disturbance rejection control for MIMO systems [J]. *SIAM Journal of Control and Optimization*, 2013, 51(2): 1727 – 1757.
- [22] 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, 2007.
(HAN Jingqing. *Active Disturbance Rejection Control Technique—the Technique for Estimation and Compensating the Uncertainties* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2007.)
- [23] HUANG Y, XU K, HAN J, et al. Flight control design using extended state observer and non-smooth feedback [C] //Proceedings of the 2001 IEEE Conference on Decision and Control. Orlando, Florida, USA: IEEE, 2001, 1: 223 – 228.
- [24] 杨瑞光, 孙明玮, 陈增强. 飞行器自抗扰姿态控制优化与仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2010, 22(9): 2689 – 2693.
(YANG Ruiguang, SUN Mingwei, CHEN Zengqiang. ADRC-based attitude control optimization and simulation [J]. *Journal of System Simulation*, 2010, 22(9): 2689 – 2693.)
- [25] XIA Y Q, ZHU Z, FU M Y, et al. Attitude tracking of rigid spacecraft with bounded disturbances [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 647 – 659.
- [26] 张保群, 宋申民, 陈兴林. 基于自抗扰控制的BTT飞行器自动驾驶仪设计 [J]. 航天控制, 2010, 28(1): 46 – 52.
(ZHANG Baoqun, SONG Shenmin, CHEN Xinglin. Bank-to-turn missile autopilot design based on active disturbance rejection control [J]. *Aerospace Control*, 2010, 28(1): 46 – 52.)
- [27] 赖爱芳, 郭毓, 郑立君. 航天器姿态机动及稳定的自抗扰控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(3): 401 – 407.
(LAI Aifang, GUO Yu, ZHENG Lijun. Active disturbance rejection control for spacecraft attitude maneuver and stability [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(3): 401 – 407.)

作者简介:

薛文超 (1985-), 男, 博士, 助理研究员, 目前研究方向为不确定非线性系统控制, E-mail: wenchaoxue@amss.ac.cn;

黄朝东 (1985-), 男, 博士, 目前研究方向为自适应控制与反馈能力, E-mail: cdhuang@amss.ac.com;

黄一 (1967-), 女, 博士, 研究员, 目前研究方向为不确定非线性系统控制, E-mail: yhuang@amss.ac.cn