

文章编号: 1001-0920(2011)10-1479-06

平流层飞艇轨迹跟踪控制设计

郑泽伟, 霍伟

(北京航空航天大学 a. 第七研究室, b. 控制一体化技术国家级科技重点实验室, 北京 100191)

摘要: 基于轨迹线性化控制(TLC)理论提出了一种全驱动平流层飞艇轨迹跟踪控制设计的新方法. 该方法由期望姿态生成、运动学控制和动力学控制3部分组成. 首先利用期望轨迹的Frenet标架构造期望的艇体坐标系, 导出期望姿态的计算公式; 然后将系统运动学部分按照移动和转动分解, 动力学部分按纵向与横向分解, 将整个系统划分为4个回路, 并分别用TLC理论进行控制设计, 避免了设计时对全系统求逆的困难; 最后给出了控制方法的计算步骤和平流层飞艇跟踪典型轨迹的仿真结果, 结果验证了所提出方法的可行性.

关键词: 平流层飞艇; 轨迹跟踪; 轨迹线性化控制; 纵向控制; 横向控制

中图分类号: V274

文献标识码: A

Trajectory tracking control for a stratospheric airship

ZHENG Ze-wei, HUO Wei

(a. The Seventh Research Division, b. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, Beihang University, Beijing 100191, China. Correspondent: ZHENG Ze-wei, E-mail: zgwzgw74@163.com)

Abstract: A new design method of trajectory tracking controller for fully-actuated stratospheric airship based on the trajectory linearization control(TLC) strategy is presented, which consists of desired attitude calculation, kinematics controllers and dynamics controllers. Firstly, based on the desired trajectory, the Frenet frame is established to construct the desired airship-fixed frame. Then the system kinematics is divided to position and attitude kinematics, the system dynamics is split to longitudinal and lateral dynamics, such that corresponding four controllers can be designed separately, which avoids the difficulty of inverting the system dynamics with six degree of freedom. Finally, the control algorithm is described, and the simulation results for airship to track the typical trajectory show the feasibility of the proposed method.

Key words: stratospheric airship; trajectory tracking; trajectory linearization control; longitudinal control; lateral control

1 引言

平流层飞艇具有飞行高度适中、执行任务时间长、生存能力强、载荷能力大等优点, 且具有广阔的军用和民用前景, 近年来成为各国竞相研发的新型飞行器平台, 其中包括美国洛马公司的“高空飞艇”、美国西南研究所的“高空哨兵”飞艇^[1]、Sanswire公司的“平流层卫星”、NASA的高空平台^[2]、韩国的平流层飞艇^[3]等.

平流层飞艇是一类非线性力学系统, 建立有效的模型是进行控制设计的前提. 目前除少数文献利用半直积约化理论^[4]或势流理论外, 大多文献用平动和转动方程来建立模型^[5-8]. 关于飞艇的控制, 大部分文献用其线性化模型进行设计, 如文献[6,9]利用线性控

制方法, [10]利用反步法等. 另外, [11]研究了飞艇的姿态控制方法, [12]给出了飞艇的配平轨迹计算方法, [13]利用动态逆方法对AURORA飞艇进行了控制设计与验证. 利用非线性控制方法对六自由度平流层飞艇进行轨迹跟踪控制的文献目前还较为少见, 但该问题的解决是实现平流层飞艇自主飞行和长时驻留的关键, 本文将针对这一问题提出一种可行的设计方法.

轨迹线性化控制(TLC)^[14-15]是20世纪90年代末发展起来的一种有效的非线性系统跟踪控制理论, 并能应用于非最小相位系统中^[16]. 目前TLC理论已成功应用于X-33上升控制^[17]、俄亥俄大学的足球机器人控制^[18]、RLV飞行控制、HSV飞行控制^[19]等项目. 本文针对通用的全驱动平流层飞艇模型, 综合利用空

收稿日期: 2010-05-19; 修回日期: 2010-09-21.

基金项目: 北京市教委共建重点学科项目(XK100060422).

作者简介: 郑泽伟(1984-), 男, 博士生, 从事飞行器控制的研究; 霍伟(1951-), 男, 教授, 博士生导师, 从事非线性控制、智能控制等研究.

间曲线的 Frenet 标架和 TLC 设计理论提出一种飞艇轨迹跟踪控制设计方法. 首先简要介绍飞艇模型和 TLC 理论, 并给出控制律设计思路以及各控制回路的详细设计方法; 然后给出控制方法的计算步骤; 最后对飞艇跟踪典型轨迹进行仿真以验证结果的有效性.

2 平流层飞艇模型

本文研究的全驱动平流层飞艇采用传统椭球体构型, 沿纵轴对称, 尾翼采用“+”字形升降舵和方向舵布局, 吊舱位于艇囊下方, 假设飞艇质心位于体心正下方, 飞艇结构如图 1 所示. 飞艇推力系统采用两个装在吊舱两侧带偏角的矢量螺旋桨组成, 均向外张开角度 ξ , 并可绕艇体 y 轴转动, 推力大小与转角均可单独调节. 由此可知飞艇的 6 个控制量为: 螺旋桨的推力 F_1, F_2 及其绕 y 轴转角 μ_1, μ_2 , 方向舵偏角 δ_{RUD} 和升降舵偏角 δ_{ELV} .

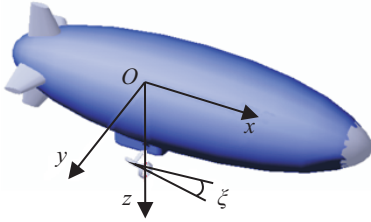


图 1 平流层飞艇结构

沿用欧美坐标系选取飞艇艇体坐标系 $Oxyz$ 和惯性坐标系 $O_g x_g y_g z_g$. 因飞艇质心随飞行高度变化, 故选取体心为艇体坐标系原点. 基于文献 [5-8] 可知平流层飞艇的模型如下: 姿态运动学方程为

$$\dot{\gamma} \triangleq \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & t\theta s\phi & t\theta c\phi \\ 0 & c\phi & -s\phi \\ 0 & s\phi/c\theta & c\phi/c\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{R}_\gamma(\gamma)\boldsymbol{\omega}. \quad (1)$$

位置运动学方程为

$$\dot{\zeta} \triangleq [\dot{x} \ \dot{y} \ \dot{z}]^T = \begin{bmatrix} c\theta c\psi & s\theta c\psi s\phi - s\psi c\phi & s\theta c\psi c\phi + s\psi s\phi \\ c\theta s\psi & s\theta s\psi s\phi + c\psi c\phi & s\theta s\psi c\phi - c\psi s\phi \\ -s\theta & c\theta s\phi & c\theta c\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{R}_g(\gamma)\mathbf{v}. \quad (2)$$

纵向动力学方程为

$$\mathbf{A}_{lat} \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{lat} \triangleq \begin{bmatrix} I_x & -I_{xz} & -mz_c \\ -I_{xz} & I_z + \rho\nabla k_3 & 0 \\ -mz_c & 0 & m + \rho\nabla k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(I_z - I_y)qr + I_{xz}pq + mz_c(ur - wp) + L_a \\ -(I_y - I_x)pq - I_{xz}qr + N_a \\ -(m + \rho\nabla k_2)(ur - wp) - mz_cqr + Y_a \end{bmatrix} +$$

$$[-z_c mgc\theta s\phi \ 0 \ 0]^T + [u_1 \ u_3 \ u_5]^T \triangleq \mathbf{N}_{lat} + \mathbf{G}_{lat} + \mathbf{u}_{lat}. \quad (3)$$

纵向动力学方程为

$$\mathbf{A}_{lon} \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{lon} \triangleq \begin{bmatrix} I_y + \rho\nabla k_3 & mz_c & 0 \\ mz_c & m + \rho\nabla k_1 & 0 \\ 0 & 0 & m + \rho\nabla k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{u} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(I_x - I_z)pr - I_{xz}(p^2 - r^2) - mz_c(wq - vr) + M_a \\ -(m + \rho\nabla k_1)(wq - vr) - mz_cpr + X_a \\ -(m + \rho\nabla k_2)(vp - uq) + mz_c(p^2 + q^2) + Z_a \end{bmatrix} + [-z_c mgs\theta \ 0 \ 0]^T + [u_2 \ u_4 \ u_6]^T \triangleq \mathbf{N}_{lon} + \mathbf{G}_{lon} + \mathbf{u}_{lon}. \quad (4)$$

其中: $c\theta \triangleq \cos\theta, s\theta \triangleq \sin\theta, t\theta \triangleq \tan\theta$; x, y, z 为飞艇体心在惯性系中的坐标; θ, ψ, ϕ 为飞艇相对于惯性系姿态角; u, v, w 为飞艇体心速度沿艇体系分解量; p, q, r 为飞艇角速度沿艇体系分解量; k_1, k_2, k_3 为艇体椭球惯性因子; ∇ 为飞艇容积; m 为飞艇总质量; ρ 为飞行高度空气密度; z_c 为飞艇质心在艇体系中的坐标; X_a, Y_a, Z_a 为气动力沿艇体系分解量; L_a, M_a, N_a 为气动力矩沿艇体系分解量; I_x, I_y, I_z, I_{xz} 为转动惯量及惯性积; $X_a, Y_a, Z_a, L_a, M_a, N_a$ 等气动力表达式见文献[6].

飞艇动力学模型 (3) 和 (4) 中的控制量 \mathbf{u}_{lat} 和 \mathbf{u}_{lon} 与实际控制量间的关系由下式确定:

$$[u_1 \ u_2 \ u_3 \ u_4 \ u_5 \ u_6]^T = \begin{bmatrix} c\xi & c\xi & 0 & 0 & 0 & 0 \\ s\xi & -s\xi & 0 & 0 & 0 & -2QC_{m4} \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -2QC_{n4} & 0 \\ -z_p s\xi - z_p s\xi & y_p - y_p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z_p c\xi & z_p c\xi & -x_p - x_p & 2QC_{y4} & 0 & 0 \\ f & g & 0 & 0 & 0 & -2QC_{z4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 c\mu_1 \\ F_2 c\mu_2 \\ F_1 s\mu_1 \\ F_2 s\mu_2 \\ \delta_{RLD} \\ \delta_{ELV} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

其中: (x_p, y_p, z_p) 为右侧螺旋桨在艇体系中的坐标, 左右两侧螺旋桨对称分布; $f = x_p s\xi - y_p c\xi, g = x_p s\xi + y_p c\xi$; Q 为动压, 当飞艇速度大于 0 时有 $Q > 0$, 式 (5) 中矩阵可逆; $C_{m4}, C_{n4}, C_{y4}, C_{z4}$ 为气动力系数[6]. 当求得飞艇动力学模型 (3) 和 (4) 中的控制量后, 即可由式 (5) 求出实际控制量.

3 TLC 理论简介^[14-15]

对于如下非线性控制系统:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\xi}}(t) &= \mathbf{f}(\boldsymbol{\xi}(t), \boldsymbol{\mu}(t), \boldsymbol{\theta}(t)), \\ \boldsymbol{\eta}(t) &= \mathbf{h}(\boldsymbol{\xi}(t), \boldsymbol{\mu}(t), \boldsymbol{\theta}(t)), \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\boldsymbol{\xi}(t) \in \mathbf{R}^n, \boldsymbol{\mu}(t) \in \mathbf{R}^l, \boldsymbol{\eta}(t) \in \mathbf{R}^m, \boldsymbol{\theta}(t) \in \mathbf{R}^r$ 分

别为系统状态、输入、输出及时变参数向量. TLC 理论首先计算被控对象的伪逆控制器, 即根据系统标称模型计算出产生期望输出 η_c 所需的标称控制 μ_n . 由于标称控制基于近似的标称模型计算得出, 所产生的输出与期望输出间存在误差. 定义状态误差、输出误差及控制误差分别为 $\xi_e(t) = \xi_c(t) - \xi(t)$, $\eta_e(t) = \eta_c(t) - \eta(t)$, $\mu_e(t) = \mu(t) - \mu_n(t)$, 则误差方程可写为

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_e &= f(\xi_c, \mu_n, \theta) - f(\xi_c - \xi_e, \mu_n + \mu_e, \theta) \triangleq \\ & f_e(\xi_e, \mu_e, \theta, \xi_c, \mu_n), \\ \eta_e &= h(\xi_c, \mu_n, \theta) - h(\xi_c - \xi_e, \mu_n + \mu_e, \theta) \triangleq \\ & h_e(\xi_e, \mu_e, \theta, \xi_c, \mu_n). \end{aligned} \quad (7)$$

将误差方程 (7) 沿期望值线性化得

$$\dot{\xi}_e = A(t)\xi_e + B(t)\mu_e, \quad \eta_e = C(t)\xi_e + D(t)\mu_e. \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} A(t) &= \left. \frac{\partial f_e}{\partial \xi_e} \right|_{\xi_e=0, \mu_e=0} = \left. \frac{\partial f(\xi, \mu)}{\partial \xi} \right|_{\xi=\xi_c, \mu=\mu_n}, \\ B(t) &= \left. \frac{\partial f_e}{\partial \mu_e} \right|_{\xi_e=0, \mu_e=0} = \left. \frac{\partial f(\xi, \mu)}{\partial \mu} \right|_{\xi=\xi_c, \mu=\mu_n}, \\ C(t) &= \left. \frac{\partial h_e}{\partial \xi_e} \right|_{\xi_e=0, \mu_e=0} = \left. \frac{\partial h(\xi, \mu)}{\partial \xi} \right|_{\xi=\xi_c, \mu=\mu_n}, \\ D(t) &= \left. \frac{\partial h_e}{\partial \mu_e} \right|_{\xi_e=0, \mu_e=0} = \left. \frac{\partial h(\xi, \mu)}{\partial \mu} \right|_{\xi=\xi_c, \mu=\mu_n}. \end{aligned}$$

所以若能设计线性时变系统 (8) 的控制器, 并使其渐近稳定, 即可实现非线性系统 (6) 的跟踪控制, 且控制为 $\mu = \mu_n + \mu_e$. 上述 TLC 理论控制结构如图 2 所示.

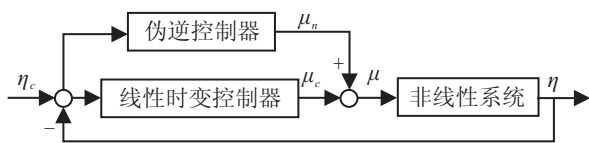


图 2 TLC 理论控制结构

为了在计算系统的伪逆控制时保证系统的因果性, 本文利用低通滤波器构造伪微分器^[16]近似计算标称状态的导数, 以得出系统的标称控制 $\mu_n(t)$. 所用的

低通滤波器传递函数为

$$G_d(s) = \frac{\omega_d s}{s + \omega_d}, \quad (9)$$

其中 ω_d 为滤波器带宽.

4 跟踪控制律设计

全驱动平流层飞艇轨迹跟踪控制要解决的问题是: 给定二阶时变可微曲线 $\zeta_c = [x_c(t), y_c(t), z_c(t)]^T$ 为期望轨迹, 在飞艇状态可测的条件下, 设计控制律使其飞行轨迹能精确跟踪给定的期望轨迹, 并保持姿态、速度、角速度等状态稳定.

本文所提出的平流层飞艇轨迹跟踪控制方法由期望姿态生成、运动学控制和动力学控制 3 部分组成. 期望姿态生成部分根据期望轨迹计算出姿态的期望值; 运动学控制为外控制回路, 分为位置运动学和姿态运动学 2 个控制子回路; 动力学控制为内控制回路, 分为横向动力学和纵向动力学 2 个控制子回路. 控制结构如图 3 所示, 由图 3 可知, 横向和纵向动力学控制子回路均为 TLC 结构. 当设计内控制回路的动态响应足够快时, 可将其近似看作单位矩阵, 于是外控制回路也为 TLC 结构, 4 个控制回路均可分别用 TLC 理论进行控制律设计, 避免了对此复杂系统整体求逆的困难.

4.1 期望姿态生成

记期望飞行轨迹 $\zeta_c(t)$ 上任意时刻 t 对应点的切向、主法向和副法向单位向量分别为 e_t, e_n 和 e_b , 其数学表达式为^[20]

$$\begin{aligned} e_t &= \dot{\zeta}_c / \|\dot{\zeta}_c\|, \quad e_b = (\dot{\zeta}_c \times \ddot{\zeta}_c) / \|\dot{\zeta}_c \times \ddot{\zeta}_c\|, \\ e_n &= e_b \times e_t. \end{aligned} \quad (10)$$

这 3 个单位向量构成的右手标架即为该点处的 Frenet 标架, 以下将利用此标架构造期望的艇体坐标系. 由于主法向量 e_n 指向轨迹凹侧而不是固定指向艇体右侧, 为了克服这一问题, 设计期望轨迹 $\zeta_c(t)$ 时使得副法向 e_b 的第 3 个分量 $e_{b3} \neq 0$. 这时, 以 $\{e_t,$

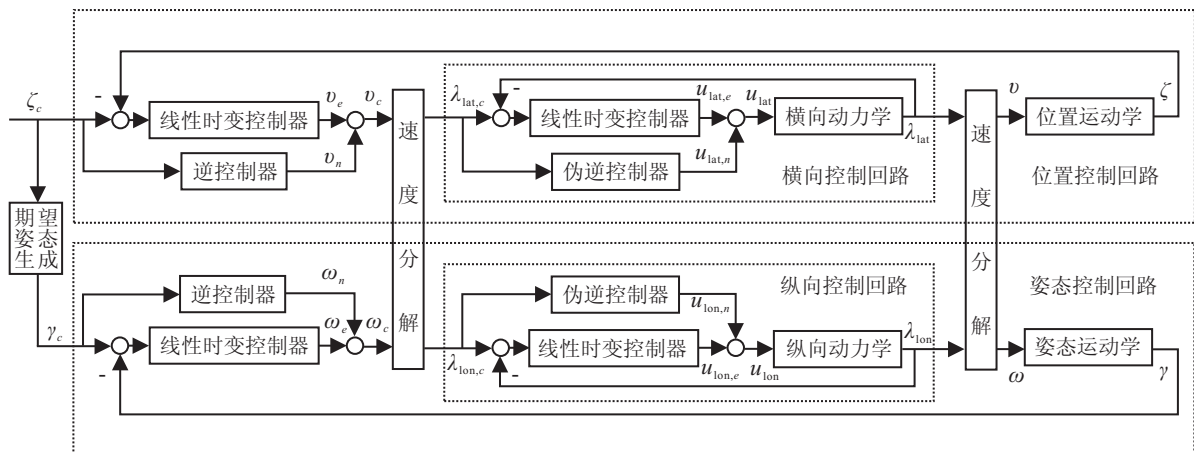


图 3 平流层飞艇轨迹跟踪控制结构

$\text{sgn}(e_{b3})\mathbf{e}_n, \text{sgn}(e_{b3})\mathbf{e}_b\}$ 为单位向量构成的右手系为期望艇体坐标系, 即取期望艇体坐标系到惯性坐标系的坐标转换阵为

$$\mathbf{R}'_g = [\mathbf{e}_t \text{sgn}(e_{b3})\mathbf{e}_n \text{sgn}(e_{b3})\mathbf{e}_b].$$

由于控制目标是使期望艇体坐标系与实际艇体坐标系重合, 将 $\mathbf{R}'_g = [r_{ij}]$ 与实际艇体坐标系到惯性坐标系的坐标转换阵 \mathbf{R}_g 比较, 可得到姿态角期望值为

$$\begin{aligned} \theta_c &= \text{atan}(-r_{31}, \sqrt{r_{11}^2 + r_{21}^2}), \\ \psi_c &= \text{atan}(r_{21}, r_{11}), \phi_c = \text{atan}(r_{32}, r_{33}). \end{aligned} \quad (11)$$

将期望姿态 $\boldsymbol{\gamma}_c = [\theta_c, \psi_c, \phi_c]^T$ 求导后可得到期望姿态角变化率 $\dot{\boldsymbol{\gamma}}_c$.

4.2 运动学控制

4.2.1 位置运动学控制

用 TLC 理论设计位置运动学回路的速度控制律, 并将其作为动力学控制回路的期望输入, 见图 3. 由式(2)可直接求得位置运动学动态逆为

$$\mathbf{v}_n = \mathbf{R}_g^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\dot{\boldsymbol{\zeta}}_c. \quad (12)$$

定义轨迹跟踪误差 $\boldsymbol{\zeta}_e = \boldsymbol{\zeta}_c - \boldsymbol{\zeta}$, 由式(7)和(8)得到线性化的误差方程为

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}}_e = \mathbf{R}_g(\boldsymbol{\gamma}_c)\mathbf{v}_e.$$

定义增广误差向量^[21] $\boldsymbol{\zeta}_a = \left[\int \boldsymbol{\zeta}_e^T dt, \boldsymbol{\zeta}_e^T \right]^T$, 得到

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}}_a = \bar{\mathbf{A}}_\zeta \boldsymbol{\zeta}_a + \bar{\mathbf{B}}_\zeta \mathbf{v}_e. \quad (13)$$

其中

$$\bar{\mathbf{A}}_\zeta = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 & \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{O}_3 & \mathbf{O}_3 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{B}}_\zeta = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 \\ \mathbf{R}_g \end{bmatrix},$$

\mathbf{O}_3 和 \mathbf{I}_3 为 3 阶零矩阵和单位阵. 设计时变控制器

$$\mathbf{v}_e = -\mathbf{K}_{\zeta,I} \int \boldsymbol{\zeta}_e^T dt - \mathbf{K}_{\zeta,P} \boldsymbol{\zeta}_e^T \triangleq -\mathbf{K}_\zeta(t)\boldsymbol{\zeta}_a, \quad (14)$$

使得闭环方程为

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}}_a = (\bar{\mathbf{A}}_\zeta - \bar{\mathbf{B}}_\zeta \mathbf{K}_\zeta)\boldsymbol{\zeta}_a = \bar{\mathbf{A}}_1 \boldsymbol{\zeta}_a, \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{A}}_1 = \left[\begin{array}{cc|cc} \mathbf{O}_3 & & & \mathbf{I}_3 \\ \hline a_{111} & & a_{121} & \\ & a_{112} & & a_{122} \\ & & a_{113} & a_{123} \\ \hline \mathbf{O}_3 & \mathbf{I}_3 & & \\ \hat{\mathbf{A}}_{\zeta,1} & \hat{\mathbf{A}}_{\zeta,2} & & \end{array} \right] = \quad (16)$$

其中: $a_{11k} = -\omega_{1k}^2$, $a_{12k} = -2\xi_{1k}\omega_{1k}$, $k = 1, 2, 3$. 可见此时闭环系统(15)解耦为 3 个二阶子系统, 选取适当正数 ξ_{1k} 和 ω_{1k} , 使得每个子系统渐近稳定并满足频率响应指标, 从而可保证轨迹跟踪误差 $\boldsymbol{\zeta}_e$ 趋于零. 由式(15)解得

$$\mathbf{K}_{\zeta,I} = -\mathbf{R}_g^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\hat{\mathbf{A}}_{\zeta,1}, \quad \mathbf{K}_{\zeta,P} = -\mathbf{R}_g^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\hat{\mathbf{A}}_{\zeta,2}.$$

由 TLC 理论可知, 输入到动力学控制回路的期

望速度 $\mathbf{v}_c = \mathbf{v}_n + \mathbf{v}_e$.

4.2.2 姿态运动学控制

用 TLC 理论设计姿态运动学的角速度控制律, 并将其作为动力学控制回路的期望输入 $\boldsymbol{\omega}_c$. 由式(1)可直接求得姿态运动学动态逆为

$$\boldsymbol{\omega}_n = \mathbf{R}_\gamma^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\dot{\boldsymbol{\gamma}}_c. \quad (17)$$

易知姿态跟踪误差 $\boldsymbol{\gamma}_e \triangleq \boldsymbol{\gamma}_c - \boldsymbol{\gamma}$ 的线性化方程为

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}}_e = \mathbf{R}_\gamma(\boldsymbol{\gamma}_c)\boldsymbol{\omega}_e.$$

定义增广误差向量 $\boldsymbol{\gamma}_a = \left[\int \boldsymbol{\gamma}_e^T dt, \boldsymbol{\gamma}_e^T \right]^T$, 得到

$$\dot{\boldsymbol{\gamma}}_a = \bar{\mathbf{A}}_\gamma \boldsymbol{\gamma}_a + \bar{\mathbf{B}}_\gamma \boldsymbol{\omega}_e.$$

其中

$$\bar{\mathbf{A}}_\gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 & \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{O}_3 & \mathbf{O}_3 \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{B}}_\gamma = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_3 \\ \mathbf{R}_\gamma \end{bmatrix}.$$

设计时变控制器

$$\boldsymbol{\omega}_e = -\mathbf{K}_\gamma(t)\boldsymbol{\gamma}_a, \quad (18)$$

其中 $\mathbf{K}_\gamma(t) = [\mathbf{K}_{\gamma,I}, \mathbf{K}_{\gamma,P}]$. 参照位置运动学控制器设计方法设计

$$\mathbf{K}_{\gamma,I} = -\mathbf{R}_\gamma^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\hat{\mathbf{A}}_{\gamma,1}, \quad \mathbf{K}_{\gamma,P} = -\mathbf{R}_\gamma^{-1}(\boldsymbol{\gamma}_c)\hat{\mathbf{A}}_{\gamma,2}.$$

其中: $\hat{\mathbf{A}}_{\gamma,1}, \hat{\mathbf{A}}_{\gamma,2}$ 与式(16)中 $\hat{\mathbf{A}}_{\zeta,1}, \hat{\mathbf{A}}_{\zeta,2}$ 形式相同, 对角元素分别为

$$a_{21k} = -\omega_{2k}^2, \quad a_{22k} = -2\xi_{2k}\omega_{2k}, \quad k = 1, 2, 3.$$

适当选取 ξ_{2k} 和 ω_{2k} 可保证姿态跟踪误差 $\boldsymbol{\gamma}_e$ 趋于零.

由 TLC 理论可知, 输入到动力学控制回路的期望角速度 $\boldsymbol{\omega}_c = \boldsymbol{\omega}_n + \boldsymbol{\omega}_e$.

4.3 动力学控制

4.3.1 横向动力学控制

由式(3)可求得横向动力学的伪动态逆为

$$\mathbf{u}_{\text{lat},n} = (\mathbf{A}_{\text{lat}}\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{\text{lat},c} - \mathbf{N}_{\text{lat}} - \mathbf{G}_{\text{lat}})|_{\boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},c}}, \quad (19)$$

其中 $\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{\text{lat},c}$ 由微分器(9)得到. 线性化误差方程为

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{\text{lat},e} = \tilde{\mathbf{A}}_{\text{lat}}\boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},e} + \tilde{\mathbf{B}}_{\text{lat}}\mathbf{u}_{\text{lat},e}.$$

其中

$$\boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},e} \triangleq \boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},c} - \boldsymbol{\lambda}_{\text{lat}},$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{\text{lat}} = \mathbf{A}_{\text{lat}}^{-1} \frac{\partial(\mathbf{N}_{\text{lat}} + \mathbf{G}_{\text{lat}} + \mathbf{u}_{\text{lat}})}{\partial \boldsymbol{\lambda}_{\text{lat}}} \Big|_{\boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},c}, \mathbf{u}_{\text{lat},n}} =$$

$$\mathbf{A}_{\text{lat}}^{-1} \begin{bmatrix} I_{xz}q_c & a_1 & \left. \frac{\partial L_a}{\partial v} \right|_{\mathbf{V}_c} \\ -(I_y - I_x)q_c & -I_{xz}q_c & \left. \frac{\partial N_a}{\partial v} \right|_{\mathbf{V}_c} \\ (m + \rho \nabla k_2)w_c & a_2 & \left. \frac{\partial Y_a}{\partial v} \right|_{\mathbf{V}_c} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{B}}_{\text{lat}} = \mathbf{A}_{\text{lat}}^{-1} \frac{\partial(\mathbf{N}_{\text{lat}} + \mathbf{G}_{\text{lat}} + \mathbf{u}_{\text{lat}})}{\partial \mathbf{u}_{\text{lat}}} \Big|_{\boldsymbol{\lambda}_{\text{lat},c}, \mathbf{u}_{\text{lat},n}},$$

$$a_1 = -(I_z - I_y)q_c + m z_c u_c,$$

$$a_2 = -(m + \rho \nabla k_2)u_c - m z_c q_c, \quad \mathbf{V}_c \triangleq (u_c, v_c, w_c)^T.$$

限于篇幅, 气动力求导的表达式未给出, 可参考文献 [6] 求出. 定义增广误差向量 $\lambda_{\text{lat},a} = \left[\int \lambda_{\text{lat},e}^T dt, \lambda_{\text{lat},e}^T \right]^T$, 得到增广误差方程为

$$\dot{\lambda}_{\text{lat},a} = \bar{A}_{\text{lat}} \lambda_{\text{lat},a} + \bar{B}_{\text{lat}} u_{\text{lat},e}.$$

其中

$$\bar{A}_{\text{lat}} = \begin{bmatrix} O_3 & I_3 \\ O_3 & \tilde{A}_{\text{lat}} \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_{\text{lat}} = \begin{bmatrix} O_3 \\ \tilde{B}_{\text{lat}} \end{bmatrix}.$$

参照位置运动学控制设计方法设计时变控制器

$$u_{\text{lat},e} = -K_{\text{lat}}(t) \lambda_{\text{lat},a}. \quad (20)$$

其中

$$K_{\text{lat}}(t) = [K_{\text{lat},I}, K_{\text{lat},P}], \quad K_{\text{lat},I} = -\tilde{B}_{\text{lat}}^{-1} \hat{A}_{\text{lat},1},$$

$$K_{\text{lat},P} = \tilde{B}_{\text{lat}}^{-1} (\tilde{A}_{\text{lat}} - \hat{A}_{\text{lat},2}),$$

$\hat{A}_{\text{lat},1}$ 和 $\hat{A}_{\text{lat},2}$ 与式 (16) 中 $\hat{A}_{\zeta,1}$ 和 $\hat{A}_{\zeta,2}$ 的形式相同; 对角元素分别为 $a_{31k} = -\omega_{3k}^2$, $a_{32k} = -2\xi_{3k}\omega_{3k}$, $k = 1, 2, 3$; ξ_{3k} 和 ω_{3k} 按稳定性要求和频率响应指标选取; 为了使动力学控制动态响应足够快, 取 ω_{3k} 为运动学控制频率值 5 倍以上.

由 TLC 理论得到纵向动力学控制律

$$u_{\text{lat}} = u_{\text{lat},n} + u_{\text{lat},e}.$$

4.3.2 纵向动力学控制

由式 (4) 可求得纵向动力学的伪动态逆为

$$u_{\text{lon},n} = (A_{\text{lon}} \dot{\lambda}_{\text{lon},c} - N_{\text{lon}} - G_{\text{lon}}) |_{\lambda_{\text{lon},c}}, \quad (21)$$

其中 $\dot{\lambda}_{\text{lon},c}$ 由伪微分器 (9) 给出. 线性化误差方程为

$$\dot{\lambda}_{\text{lon},e} = \tilde{A}_{\text{lon}} \lambda_{\text{lon},e} + \tilde{B}_{\text{lon}} u_{\text{lon},e}.$$

其中

$$\lambda_{\text{lon},e} \triangleq \lambda_{\text{lon},c} - \lambda_{\text{lon}},$$

$$\tilde{A}_{\text{lon}} = A_{\text{lon}}^{-1} \frac{\partial(N_{\text{lon}} + G_{\text{lon}} + u_{\text{lon}})}{\partial \lambda_{\text{lon}}} \Big|_{\lambda_{\text{lon},c}, u_{\text{lon},n}} = A_{\text{lon}}^{-1} \begin{bmatrix} -mz_c w_c & \frac{\partial M_a}{\partial u} \Big|_{V_c} & b_1 \\ -(m + \rho \nabla k_1) w_c & \frac{\partial X_a}{\partial u} \Big|_{V_c} & b_2 \\ (m + \rho \nabla k_2) u_c + 2mz_c q_c & b_3 & \frac{\partial Z_a}{\partial w} \Big|_{V_c} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{B}_{\text{lon}} = A_{\text{lon}}^{-1} \frac{\partial(N_{\text{lon}} + G_{\text{lon}} + u_{\text{lon}})}{\partial u_{\text{lon}}} \Big|_{\lambda_{\text{lon},c}, u_{\text{lon},n}},$$

$$b_1 = -mz_c q_c + \frac{\partial M_a}{\partial w} \Big|_{V_c},$$

$$b_2 = -(m + \rho \nabla k_1) q_c + \frac{\partial Z_a}{\partial w} \Big|_{V_c},$$

$$b_3 = (m + \rho \nabla k_2) q_c + \frac{\partial Z_a}{\partial u} \Big|_{V_c}.$$

定义 $\lambda_{\text{lon},a} = \left[\int \lambda_{\text{lon},e}^T dt, \lambda_{\text{lon},e}^T \right]^T$ 为增广误差向量, 可得到增广误差方程为

$$\dot{\lambda}_{\text{lon},a} = \bar{A}_{\text{lon}} \lambda_{\text{lon},a} + \bar{B}_{\text{lon}} u_{\text{lon},e}.$$

其中

$$\bar{A}_{\text{lon}} = \begin{bmatrix} O_3 & I_3 \\ O_3 & \tilde{A}_{\text{lon}} \end{bmatrix}, \quad \bar{B}_{\text{lon}} = \begin{bmatrix} O_3 \\ \tilde{B}_{\text{lon}} \end{bmatrix}.$$

参照位置运动学控制设计方法设计时变控制器

$$u_{\text{lon},e} = -K_{\text{lon}}(t) \lambda_{\text{lon},a}. \quad (22)$$

其中

$$K_{\text{lon}}(t) = [K_{\text{lon},I}, K_{\text{lon},P}], \quad K_{\text{lon},I} = -\tilde{B}_{\text{lon}}^{-1} \hat{A}_{\text{lon},1},$$

$$K_{\text{lon},P} = \tilde{B}_{\text{lon}}^{-1} (\tilde{A}_{\text{lon}} - \hat{A}_{\text{lon},2}),$$

$\hat{A}_{\text{lon},1}$ 和 $\hat{A}_{\text{lon},2}$ 与式 (16) 中 $\hat{A}_{\zeta,1}$ 和 $\hat{A}_{\zeta,2}$ 的形式相同; 对角元素分别为 $a_{41k} = -\omega_{4k}^2$, $a_{42k} = -2\xi_{4k}\omega_{4k}$, $k = 1, 2, 3$; ξ_{4k} 和 ω_{4k} 按稳定性要求和频率响应指标选取; 为了使动力学控制动态响应足够快, ω_{4k} 值为运动学控制频率值 5 倍以上.

由 TLC 理论得到纵向动力学控制律

$$u_{\text{lon}} = u_{\text{lon},n} + u_{\text{lon},e}.$$

4.4 控制算法步骤

上述控制算法的具体计算步骤如下:

Step 1: 利用给定期望轨迹 ζ_c , 由式 (10) 和 (11) 计算期望姿态角 γ_c ;

Step 2: 利用期望轨迹 ζ_c 和测量位置 ζ , 由式 (12) 和 (14) 计算 v_n 和 v_e , 得到期望速度 $v_c = v_n + v_e$;

Step 3: 由期望姿态 γ_c 和测量姿态 γ , 由式 (17) 和 (18) 计算 ω_n 和 ω_e , 得到期望角速度 $\omega_c = \omega_n + \omega_e$;

Step 4: 将期望速度 v_c 和期望角速度 ω_c 分解为横向动力学控制回路期望值 $\lambda_{\text{lat},c}$ 和纵向动力学控制回路期望值 $\lambda_{\text{lon},c}$. 利用横向期望值 $\lambda_{\text{lat},c}$ 和横向测量值 λ_{lat} , 由式 (19) 和 (20) 计算 $u_{\text{lat},n}$ 和 $u_{\text{lat},e}$, 得到横向控制 $u_{\text{lat}} = u_{\text{lat},n} + u_{\text{lat},e}$;

Step 5: 利用纵向期望值 $\lambda_{\text{lon},c}$ 和纵向测量值 λ_{lon} , 由式 (21) 和 (22) 计算 $u_{\text{lon},n}$ 和 $u_{\text{lon},e}$, 得到纵向控制 $u_{\text{lon}} = u_{\text{lon},n} + u_{\text{lon},e}$;

Step 6: 利用式 (5) 将横纵向控制 u_{lon} 和 u_{lat} 转化为实际的平流层飞艇控制量.

5 仿真分析

利用 Matlab/Simulink 对上述轨迹跟踪控制方法进行仿真, 模型参数值见文献 [6]. 为了直观, 用高度 $h = -z$ 代替纵坐标 z , 选取盘旋上升轨迹

$$\zeta_c = [x_c(t), y_c(t), h_c(t)]^T =$$

$$[500 \sin(0.01t), 500 \cos(0.01t), t + 20000]^T$$

为期望跟踪轨迹, 初始位置为 $[x_0, y_0, h_0]^T = [0, 510, 20000]^T$, 初始速度为 $[u_0, v_0, w_0]^T = [0.1, 0, 0]^T$, 初始姿态和角速度均为 0. 控制参数选择为 $\xi_{ik} = 2$, $\omega_{1k} = \omega_{2k} = 0.1$, $\omega_{3k} = \omega_{4k} = 0.5$, $i, k = 1, 2, 3$.

飞艇位置和姿态跟踪仿真结果如图 4 和图 5 所示, 实线为实际轨迹, 虚线为期望轨迹. 通过仿真可

知, 飞艇所有状态在经过一定时间的调整后均能精确跟踪期望指令, 验证了所提出的控制方法的可行性。

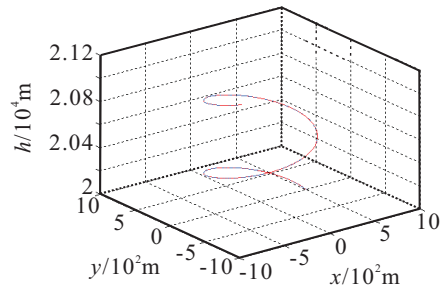


图 4 跟踪轨迹仿真结果

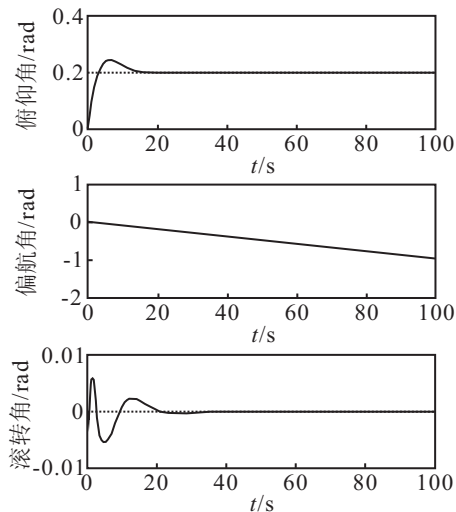


图 5 姿态仿真结果

6 结 论

本文针对全驱动平流层飞艇提出了一种基于轨迹线性化控制的轨迹跟踪控制设计方法. 该方法给出了期望姿态的计算公式, 并将系统分解为 4 个不同的回路进行设计, 避免了控制设计时对系统整体求逆的困难. 通过对典型轨迹跟踪的仿真结果, 验证了所提出方法的可行性. 需要指出的是, 本文给出的设计方法仅适用于全驱动飞行器, 对于欠驱动飞艇^[6-8]的轨迹跟踪控制^[22,24]、控制量受限^[23,25]、参数不确定性^[22]等方面尚需进一步研究。

参考文献(References)

[1] Michael S S, Edward L R. Applications of scientific ballooning technology to high altitude airships[M]. Denver: AIAA200326711, 2003: 1-8.
 [2] Colozza A. Initial feasibility assessment of a high altitude long endurance airship[M]. Ohio: NASA, 2003: 1-95.
 [3] Lee Y G, Kim D M, Yeom V H. Development of korean high altitude platform systems[J]. Int J of Wireless Information Networks, 2006, 13(1): 31-42.
 [4] Cai Z L, Qu W D, Xi Y G. Dynamic modeling for airship equipped with ballonets and ballast[J]. Applied Mathematics and Mechanics, 2005, 26(8): 1072-1082.

[5] David K Schmidt. Modeling and near-space stationkeeping control of a large high-altitude airship[J]. J of Guidance, Control and Dynamics, 2007, 30(2): 540-547.
 [6] Joseph B Mueller, Michael A Paluszek. Development of an aerodynamic model and control law design for a high altitude airship[C]. The 3rd Unmanned Unlimited Technical Conf. Chicago: AIAA, 2004: 1-7.
 [7] Sergio B V G, Josue J G R. Airship dynamic modeling for autonomous operation[C]. Proc of IEEE Int Conf on Robotics and Automation. Leuven: IEEE, 1998: 3462-3467.
 [8] Michael T F, Stephen M G, Qian C J. The 6-DOF dynamic model and simulation of the triturbofan remote-controlled airship[C]. Proc of the American Control Conf. New York: IEEE, 2007: 816-821.
 [9] Khoury G H, Gillett J D. Airship technology[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1999: 73-106.
 [10] Emmanuel Hygounenc, Philippe Soueres. Automatic airship control involving backstepping techniques[C]. IEEE SMC. Tunisia: IEEE, 2002: 1-6.
 [11] Wang X L, Shan X X. Airship attitude tracking system[J]. Applied Mathematics and Mechanics, 2006, 27(7): 919-926.
 [12] Salim Hima, Yasmina Bestaoui. Trim trajectories characterization for an unmanned autonomous airship[C]. Proceedings of the 2006 IEEE/RSJ Int Conf on Intelligent Robots and Systems. Beijing: IEEE, 2006: 137-142.
 [13] Alexandra Moutinho, Jose Raul Azinheira. Stability and robustness analysis of the AURORA airship control system using dynamic inversion[C]. Proc of the 2005 IEEE Int Conf on Robotics and Automation. Barcelona: IEEE, 2004: 2265-2270.
 [14] Zhu J J. A unified spectral theory for linear timevarying systems-progress and challenges[C]. Proc of the 34th Conf on Decision and Control. New Orleans: IEEE, 1995: 2540-2546.
 [15] Zhu J J. PD-spectral theory for multivariable linear time-varying systems[C]. Proc of the 36th Conf on Decision and Control. San Diego: IEEE, 1997: 3908-3913.
 [16] Mickle M C, Huang R, Zhu J J. Unstable nonminimum phase, nonlinear tracking by trajectory linearization control[C]. Proc of the 2004 IEEE Int Conf on Control Applications. Taipei: IEEE, 2004: 812-818.
 [17] Zhu J J, Brad D B, Charles E H. X-33 ascent flight control design by trajectory linearization — A singular perturbation approach[C]. Proc of AIAA Guidance, Navigation and Control Conf and Exhibit. Denver: AIAA, 2000: 1-19.

(下转第1492页)