

自治飞艇直接自适应模糊路径跟踪控制

郑泽伟^{a,b}, 霍伟^{a,c}, 武哲^b

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

摘要: 针对具有模型不确定和未知外部干扰的自治飞艇, 提出了直接自适应模糊路径跟踪控制方法. 该方法由路径跟踪控制和自适应模糊控制两部分组成. 首先基于飞艇的平面运动模型设计路径跟踪控制律, 包括制导律计算、偏航角跟踪和速度控制3部分; 然后构造直接自适应模糊控制器逼近路径跟踪控制律中的不确定项. 稳定性分析证明所设计的控制律能使飞艇跟踪给定的期望路径, 跟踪误差收敛到原点的小邻域内. 仿真结果验证了所提出方法的有效性.

关键词: 自治飞艇; 路径跟踪; 自适应模糊; 反步法

中图分类号: V274

文献标志码: A

Direct-adaptive fuzzy path following control for an autonomous airship

ZHENG Ze-wei^{a,b}, HUO Wei^{a,c}, WU Zhe^b

(a. Science and Technology on Aircraft Control Laboratory, b. School of Aeronautic Science and Engineering, c. The Senventh Research Division, Beihang University, Beijing 100191, China. Correspondent: ZHENG Ze-wei, E-mail: zeweizheng@buaa.edu.cn)

Abstract: A direct-adaptive fuzzy path following control method for an autonomous airship is presented, which comprises path following control and adaptive fuzzy control. Firstly, based on the planar dynamic model of the airship, the path following control is designed consisting of guidance law, yaw tracking and velocity control. Then, a direct-adaptive fuzzy controller is constructed to approximate the unknown terms caused by system model uncertainties and external disturbances. It is proved that the proposed controller can make the airship track the desired path and force the tracking error to converge to a small neighborhood of the origin. Simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Key words: autonomous airship; path following; adaptive fuzzy; backstepping

0 引言

飞艇属于浮空器, 是利用轻于空气的气体提供升力的航空器. 与飞机相比, 飞艇具有垂直起降、载荷能力大、驻空时间长等优点. 近年来开始得到人们的重新重视, 特别是可以作为通讯平台长期驻留、具有广阔军事和民用前景的平流层飞艇已成为近期各国研究的热点^[1-3].

飞艇的运动控制包括轨迹跟踪控制和路径跟踪控制^[4]. 轨迹跟踪是指控制飞艇跟踪以时间为参考的期望轨迹^[5], 主要的设计方法有反步法^[6]和轨迹线性化控制方法^[7]等; 路径跟踪对于期望位置无时间跟踪要求, 它控制飞艇以设计速度跟踪期望的几何路径. 由于飞艇体积大、运动缓慢且通常为欠驱动布局, 路

径跟踪控制更适合于飞艇系统, 主要的设计方法有反步法^[8-9]和制导路径跟踪理论^[10]等. 飞艇的飞行高度主要由副气囊充放气进行调节, 这导致其质量和惯量等模型参数随高度不同而变化. 此外, 由于飞艇的飞行速度与风速在同一个数量级, 设计控制时必须考虑风场等外部环境因素的干扰, 但是目前飞艇运动控制设计中还较少考虑上述不确定因素.

本文以飞艇的平面运动为对象, 研究了含模型不确定和未知外部干扰时多输入多输出非线性欠驱动系统的路径跟踪问题, 提出了一种直接自适应模糊路径跟踪控制方法. 综合基于制导的路径跟踪理论^[11-13]和反步法等设计理想的路径跟踪控制, 根据模糊逻辑系统对未知非线性函数的逼近能力, 构造自适

收稿日期: 2012-11-10; 修回日期: 2013-04-01.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61074010, 61203022); 中国博士后科学基金项目(2013M540840).

作者简介: 郑泽伟(1984—), 男, 博士, 从事飞行控制的研究; 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.

应模糊控制器去逼近利用系统标称值计算出的路径跟踪控制律与理想控制律间的误差. 稳定性分析表明了直接自适应模糊路径跟踪控制闭环系统跟踪误差的收敛性.

1 问题描述

飞艇采用传统椭球体构型, 沿纵轴对称, 吊舱位于艇囊下方, 推力系统由两个装在吊舱两侧的螺旋桨组成, 可产生飞艇前飞所需推力, 飞艇方向由尾部方向舵控制, 结构如图1所示.

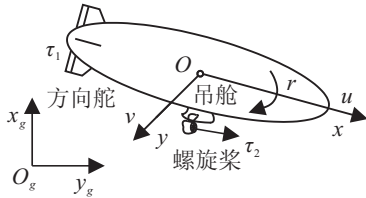


图1 飞艇结构

以飞艇体积中心 O 为原点建立艇体坐标系(BRF) Oxy , Ox 轴指向艇首, Oy 轴指向飞艇右侧. 以地面某固定点 O_g 为原点建立地面坐标系(ERF) $O_gx_gy_g$, 见图1, O_gx_g 轴指向北, O_gy_g 轴指向东. 由文献[14-16]可知飞艇平面运动模型如下: 运动学方程为

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

动力学方程为

$$\begin{bmatrix} m_r & 0 & 0 \\ 0 & m_u & 0 \\ 0 & 0 & m_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{r} \\ \dot{u} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{uv}uv \\ m_vvr \\ -m_uur \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} d_r r \\ d_u u \\ d_v v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_r \\ \delta_u \\ \delta_v \end{bmatrix}. \quad (2)$$

其中: $\zeta = [x, y]^T$ 为飞艇的平面位置, 即 O 点在ERF中的坐标; $\{\psi, r\}$ 为飞艇偏航角和角速度, 即 Ox 轴相对于 O_gx_g 轴的旋转角和角速度; $\{u, v\}$ 为在BRF中的 O 点速度; $m_i > 0$ ($i = r, u, v$, 下同)为飞艇对应方向的惯量和质量; $d_i > 0$ 为飞艇粘性耗散系数(气动阻力系数), m_i 和 d_i 为常数且已经包含了由于飞艇加速运动带动空气运动而反作用到自身上的附加质量, $m_{uv} \triangleq m_u - m_v$; $\{\tau_1, \tau_2\}$ 分别为飞艇方向舵偏转所产生的控制力矩和推进螺旋桨产生的控制力; δ_i 为风场和飞艇纵向运动的耦合等干扰项. 因为该飞艇在平面内有3个运动自由度但只有2个独立控制量, 所以为欠驱动系统.

通常情况下, 飞艇的质量、惯量和所受外部干扰等均不是精确已知的, 本文假设 k_i ($k = m, d, \delta$) 满足如下条件.

条件1 $k_i = k_i^0 + \Delta k_i$, 其已知标称值为 k_i^0 , 未知部分 Δk_i 具有已知上界, 即存在已知常数 $\overline{\Delta k_i} > 0$, 使得 $|\Delta k_i| \leq \overline{\Delta k_i}$.

自治飞艇路径跟踪控制问题可以描述为: 对于给定二阶可微几何路径 $\zeta_c(\varpi) = [x_c(\varpi), y_c(\varpi)]^T \in \mathbf{R}^2$, 其中 $\varpi \in \mathbf{R}$ 为路径参数, 在存在模型不确定和未知外部干扰的情况下, 设计控制 $\{\tau_1, \tau_2\}$ 使飞艇以期望速度 $u_c > 0$ 前飞, 且其位置最终收敛到期望路径 $\zeta_c(\varpi)$ 上, 即 $\|\zeta - \zeta_c(\varpi)\| \rightarrow 0$.

2 路径跟踪控制设计

飞艇路径跟踪控制方法由制导律计算、偏航角跟踪和速度控制3部分组成: 制导律计算部分通过扩展基于制导的路径跟踪理论计算出期望偏航角 ψ_c ; 偏航角跟踪部分利用反步法实现偏航角跟踪; 速度控制部分实现期望速度 u_c 的跟踪控制. 下面给出每个控制部分的详细设计.

2.1 制导律计算

将飞艇模型(1)中位置运动学部分写为

$$\dot{\zeta} = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi \\ \sin \psi & \cos \psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{R}(\psi) \begin{bmatrix} u \\ v \end{bmatrix}. \quad (3)$$

以期望路径上的点 $\zeta_c(\varpi)$ 为原点定义路径坐标系(PPF): x_c 轴沿 $\zeta_c(\varpi)$ 切向, y_c 垂直 x_c 指向右侧. 可得由ERF到PPF的旋转角度为

$$\psi_p = \arctan(y'_c(\varpi)/x'_c(\varpi)), \quad (4)$$

其中 $(\cdot)'_c \triangleq d(\cdot)_c/d\varpi$. ζ 与 $\zeta_c(\varpi)$ 间位置误差表示在PPF中为

$$\varepsilon = [s, e]^T = \mathbf{R}^T(\psi_p)(\zeta - \zeta_c(\varpi)). \quad (5)$$

其中: s 为前向跟踪误差, e 为横向跟踪误差^[12]. 由式(5)得到 $\varepsilon \rightarrow 0 \Leftrightarrow \|\zeta - \zeta_c(\varpi)\| \rightarrow 0$, 从而位置控制目标转化为设计控制使得 $\varepsilon \rightarrow 0$.

参考式(3), 期望运动满足

$$\dot{\zeta}_c = \mathbf{R}(\psi_p) \begin{bmatrix} u_p \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

其中 $[u_p, 0]^T$ 为将PPF相对于ERF的运动速度投影到PPF中的向量. 定义Lyapunov函数

$$V_\varepsilon = \varepsilon^T \varepsilon / 2. \quad (7)$$

假设当 $\psi = \psi_c$ 时飞艇到达期望路径 $\zeta_c(\varpi)$. 将 V_ε 沿 ε 求导^[12]得

$$\begin{aligned} \dot{V}_\varepsilon &= \varepsilon^T \mathbf{R}^T(\psi_p)(\dot{\zeta} - \dot{\zeta}_c) = \\ &= s(u \cos(\psi_c - \psi_p) - v \sin(\psi_c - \psi_p) - u_p) + \\ &+ e(u \sin(\psi_c - \psi_p) + v \cos(\psi_c - \psi_p)). \end{aligned} \quad (8)$$

由式(6)可知 $u_p = \dot{\varpi} \sqrt{x_c'^2 + y_c'^2}$, 选取

$$\dot{\varpi} = \frac{u \cos(\psi_c - \psi_p) - v \sin(\psi_c - \psi_p) + k_s s}{\sqrt{x_c'^2 + y_c'^2}}, \quad (9)$$

$$\psi_c = \psi_p + \arctan(-e/k_e) - \arctan(v/u), \quad (10)$$

其中 $\{k_s, k_e\} > 0$ 为控制参数. 代入式 (8) 得

$$\dot{V}_\varepsilon = -k_s s^2 - \lambda U e^2.$$

其中

$$\lambda \triangleq \frac{u}{|u|\sqrt{e^2 + k_e^2}}, \quad U \triangleq \sqrt{u^2 + v^2}.$$

因此当 $u > 0$ 时, \dot{V}_ε 负定, 位置误差 ε 全局渐近收敛. 对比基于制导的路径跟踪理论^[12]可知, 本文通过在式 (10) 中添加侧滑角补偿项 $\arctan(v/u)$ 对该理论进行了扩展.

2.2 偏航角跟踪

制导律计算部分给出了期望偏航角 ψ_c 的计算方法, 本节将设计控制 τ_1 使得飞艇偏航角 ψ 与 ψ_c 的跟踪误差为零. 以下给出基于反步法的设计步骤.

Step 1: 定义偏航角跟踪误差 $\psi_e = \psi - \psi_c$, 选取 Lyapunov 函数

$$V_\psi = \frac{1}{2} \psi_e^2. \quad (11)$$

求导得 $\dot{V}_\psi = \psi_e(r - \dot{\psi}_c)$, 因此若偏航角速度满足

$$r = r_c \triangleq -k_{\psi 1} \psi_e + \dot{\psi}_c, \quad (12)$$

其中 $k_{\psi 1} > 0$ 为控制参数, 则有 $\dot{V}_\psi = -k_{\psi 1} \psi_e^2 \leq 0$.

Step 2: 定义偏航角速度跟踪误差 $r_e = r - r_c$, 选取 Lyapunov 函数

$$V_r = V_\psi + \frac{1}{2} r_e^2. \quad (13)$$

求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_r &= \psi_e(r_e + r_c - \dot{\psi}_c) + r_e(\dot{r} - \dot{r}_c) = \\ &= -k_{\psi 1} \psi_e^2 + \psi_e r_e + r_e((m_{uv} uv - \\ &= d_r r + \tau_1 + \delta_r)/m_r - \dot{r}_c), \end{aligned} \quad (14)$$

因此若设计 τ_1 等于理想控制

$$\tau_1^* \triangleq -m_{uv} uv + d_r r - \delta_r + m_r \dot{\rho} - m_r k_{\psi 2} r_e, \quad (15)$$

其中 $\dot{\rho} \triangleq \dot{r}_c - \dot{\psi}_e$, $k_{\psi 2} > 0$ 为控制参数, 则有

$$\dot{V}_r = -k_{\psi 1} \psi_e^2 - k_{\psi 2} r_e^2 \leq 0,$$

所以姿态误差 $\{\psi_e, r_e\}$ 收敛到零.

2.3 速度控制

本节将设计控制 τ_2 使得飞艇前向速度 u 与期望速度 u_c 的跟踪误差为零. 定义速度跟踪误差 $u_e = u - u_c$, 选取 Lyapunov 函数

$$V_u = \frac{1}{2} u_e^2. \quad (16)$$

求导得

$$\dot{V}_u = u_e((m_v vr - d_u u + \tau_2 + \delta_u)/m_u - \dot{u}_c), \quad (17)$$

因此若设计 τ_2 等于理想控制

$$\tau_2^* \triangleq -m_u k_u u_e - m_v vr + d_u u - \delta_u + m_u \dot{u}_c, \quad (18)$$

其中 $k_u > 0$ 为控制参数, 则有 $\dot{V}_u = -k_u u_e^2$ 负定, 所以

速度误差 u_e 收敛到零.

3 直接自适应模糊控制设计

因为求出的控制律 (15) 和 (18) 中含有未知的模型不确定和外部干扰, 所以不能实施. 本文采用自适应模糊逻辑系统逼近控制律中的未知项, 使得所施加的控制逼近理想控制律 (15) 和 (18).

利用假设条件 1, 将式 (15) 和 (18) 改写为标称值与不确定项之和, 有

$$\tau_1^* = \tilde{\tau}_1 + \sigma_1, \quad \tau_2^* = \tilde{\tau}_2 + \sigma_2. \quad (19)$$

其中

$$\tilde{\tau}_1 = -m_{uv}^0 uv + d_r^0 r - \delta_r^0 + m_r^0 \dot{\rho} - m_r^0 k_{\psi 2} r_e,$$

$$\sigma_1 = -\Delta m_{uv} uv + \Delta d_r r - \Delta \delta_r + \Delta m_r \dot{\rho},$$

$$\tilde{\tau}_2 = -m_u^0 k_u u_e - m_v^0 vr + d_u^0 u - \delta_u^0 + m_u^0 \dot{u}_c,$$

$$\sigma_2 = -\Delta m_v vr + \Delta d_u u - \Delta \delta_u + \Delta m_u \dot{u}_c,$$

$$m_{uv}^0 \triangleq m_u^0 - m_v^0, \quad \Delta m_{uv} \triangleq \Delta m_u - \Delta m_v.$$

3.1 模糊控制设计

自适应模糊逻辑系统采用的规则库形如^[17]

$$R^l: \text{若 } \hat{x}_1 \text{ 为 } F_1^l, \hat{x}_2 \text{ 为 } F_2^l, \dots, \hat{x}_n \text{ 为 } F_n^l,$$

$$\text{则 } \hat{y} \text{ 为 } G^l, \quad l = 1, 2, \dots, m.$$

其中: m 为规则库中模糊规则数, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_n]^T$ 为 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 模糊化后所得的模糊变量, \hat{y} 为输出语言变量, $F_j^l (j = 1, 2, \dots, n)$ 和 G^l 均为模糊集合, 其对应的隶属函数 $\mu_{F_j^l}(x_j)$ 和 $\mu_{G^l}(\hat{y})$ 均取为高斯型. 采用单值模糊产生器、中心平均模糊消除器和乘积推理规则, 模糊逻辑系统输出^[17]可以表示为

$$\hat{f}(\mathbf{x} | \Theta) = \Theta^T \Gamma(\mathbf{x}). \quad (20)$$

其中: $\Theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]^T$, $\theta_l = \bar{y}^l$ 为 $\mu_{G^l}(\hat{y})$ 取最大值时对应的点; $\Gamma(\mathbf{x}) = [\gamma_1(\mathbf{x}), \gamma_2(\mathbf{x}), \dots, \gamma_m(\mathbf{x})]^T$, $\gamma_l(\mathbf{x}) = \prod_{j=1}^n \mu_{F_j^l}(x_j) / \sum_{j=1}^m \prod_{j=1}^n \mu_{F_j^l}(x_j)$ 为模糊基函数. 定义 $\mathbf{x}_f = [u, v, r, \psi_e]^T$, 利用两个形如式 (20) 的模糊逻辑系统构成模糊控制器

$$\tau_{c1} = \hat{f}(\mathbf{x}_f | \Theta_1) = \Theta_1^T \Gamma_1(\mathbf{x}_f),$$

$$\tau_{c2} = \hat{f}(\mathbf{x}_f | \Theta_2) = \Theta_2^T \Gamma_2(\mathbf{x}_f) \quad (21)$$

来逼近未知项 $\{\sigma_1, \sigma_2\}$. 取实际执行的控制律为

$$\tau_1 = \tilde{\tau}_1 + \tau_{c1} + \tau_{s1}, \quad \tau_2 = \tilde{\tau}_2 + \tau_{c2} + \tau_{s2}, \quad (22)$$

其中 $\{\tau_{s1}, \tau_{s2}\}$ 为待设计的监督控制.

对于偏航角跟踪监督控制 τ_{s1} , 将 τ_1 代入式 (14) 得

$$\dot{V}_r \leq -k_{\psi 1} \psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r} k_{\psi 2} r_e^2 + \frac{r_e}{m_r} (\tau_{c1} + \tau_{s1} - \sigma_1). \quad (23)$$

记 σ_1 的界的估计值为

$$\bar{\sigma}_1 = (|m_{uv}^0| + \overline{\Delta m_{uv}})|uv| + (|d_r^0| + \overline{\Delta d_r})|r| + (|\delta_r^0| + \overline{\Delta \delta_r}) + (|m_r^0| + \overline{\Delta m_r})|q|,$$

则可设计监督控制 τ_{s1} 为

$$\tau_{s1} = -I_1^* \text{sgn}(r_e)(\bar{\sigma}_1 + |\tau_{c1}|). \quad (24)$$

其中: 当 $V_r > \overline{V_r}$ ($\overline{V_r} > 0$ 为设计参数) 时, $I_1^* = 1$, 否则 $I_1^* = 0$. 因此当 $V_r > \overline{V_r}$ 时, 式(23)变为 $\dot{V}_r \leq -k_{\psi 1} \psi_e^2 - m_r^0 k_{\psi 2} r_e^2 / m_r \leq 0$, 从而经过有限时间后总有 $V_r \leq \overline{V_r} < \infty$, 故 V_r 有界.

由式(24)可见, 仅当误差函数 V_r 大于正常数 $\overline{V_r}$ 时, 监督控制才非零, 即带有模糊控制器 τ_{c1} 的闭环系统如果性能良好, 则误差不会大 ($V_r \leq \overline{V_r}$), 此时监督控制为零; 反之, 如果闭环系统趋于不稳定 ($V_r > \overline{V_r}$), 则监督控制才开始工作以迫使 $V_r \leq \overline{V_r}$. 这样, τ_{s1} 便相当于一个监督器. 同样方法可以计算速度控制部分的监督控制为

$$\tau_{s2} = -I_2^* \text{sgn}(u_e)(\bar{\sigma}_2 + |\tau_{c2}|). \quad (25)$$

其中: 若 $V_u > \overline{V_u}$ ($\overline{V_u} > 0$ 为设计参数), 则 $I_2^* = 1$, 否则 $I_2^* = 0$; $\bar{\sigma}_2 = (|m_{uv}^0| + \overline{\Delta m_{uv}})|vr| + (|d_u^0| + \overline{\Delta d_u})|u| + (|\delta_u^0| + \overline{\Delta \delta_u}) + (|m_u^0| + \overline{\Delta m_u})|\dot{u}_c|$. 当 $V_u > \overline{V_u}$ 时, 式(17)变为 $\dot{V}_u \leq -m_u^0 k_u u_e^2 / m_u \leq 0$, 从而经过有限时间后总有 $V_u \leq \overline{V_u} < \infty$, 故 V_u 有界.

3.2 模糊自适应算法

记 \mathbf{x}_f 在有界集 $M_{\mathbf{x}_f}$ 中变化, 假设 $\|\boldsymbol{\theta}_j\| \leq M_{\theta_j}$ ($j = 1, 2, M_{\theta_j}$ 由设计者取定), 定义最优参数估计值

$$\boldsymbol{\theta}_j^* = \underset{\|\boldsymbol{\theta}_j\| \leq M_{\theta_j}, \mathbf{x}_f \in M_{\mathbf{x}_f}}{\text{argmin}} [\sup |\hat{f}(\mathbf{x}_f | \boldsymbol{\theta}_j) - \sigma_j|], \quad (26)$$

最小近似误差

$$\omega_j^* = \boldsymbol{\theta}_j^{*T} \boldsymbol{\Gamma}_j(\mathbf{x}_f) - \sigma_j. \quad (27)$$

为了实现路径跟踪并保证参数有界, 参数 $\boldsymbol{\theta}_1$ 的自适应律选为

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}_1 = \begin{cases} \gamma_1 r_e \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f), & \|\boldsymbol{\theta}_1\| < M_{\theta_1} \text{ 或} \\ \|\boldsymbol{\theta}_1\| = M_{\theta_1} \text{ 且 } r_e \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f) \leq 0; \\ \gamma_1 r_e (I_m - \boldsymbol{\theta}_1 \boldsymbol{\theta}_1^T / \|\boldsymbol{\theta}_1\|^2) \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f), & \\ \|\boldsymbol{\theta}_1\| = M_{\theta_1} \text{ 且 } r_e \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f) > 0. \end{cases} \quad (28)$$

其中 $\gamma_1 > 0$. 参数 $\boldsymbol{\theta}_2$ 的自适应律选为

$$\dot{\boldsymbol{\theta}}_2 = \begin{cases} \gamma_2 u_e \boldsymbol{\Gamma}_2(\mathbf{x}_f), & \|\boldsymbol{\theta}_2\| < M_{\theta_2} \text{ 或} \\ \|\boldsymbol{\theta}_2\| = M_{\theta_2} \text{ 且 } u_e \boldsymbol{\theta}_2^T \boldsymbol{\Gamma}_2(\mathbf{x}_f) \leq 0; \\ \gamma_2 u_e \left(I_m - \frac{\boldsymbol{\theta}_2 \boldsymbol{\theta}_2^T}{\|\boldsymbol{\theta}_2\|^2} \right) \boldsymbol{\Gamma}_2(\mathbf{x}_f), & \\ \|\boldsymbol{\theta}_2\| = M_{\theta_2} \text{ 且 } u_e \boldsymbol{\theta}_2^T \boldsymbol{\Gamma}_2(\mathbf{x}_f) > 0. \end{cases} \quad (29)$$

其中 $\gamma_2 > 0$.

4 稳定性分析

通过以下定理保证所设计路径跟踪控制器的性能.

定理1 考虑由式(1)和(2)描述的飞艇平面运动模型, 在模型不确定和未知外部干扰满足条件1的前提下, 若路径参数更新律为

$$\dot{\boldsymbol{\omega}} = \frac{u \cos(\psi - \psi_p) - v \sin(\psi - \psi_p) + k_s s}{\sqrt{x_c^2 + y_c^2}}, \quad (30)$$

由式(10)计算期望偏航角 ψ_c , 采用式(22)直接自适应模糊控制律. 其中: $\{\tilde{\tau}_1, \tilde{\tau}_2\}$ 由式(19)确定, $\{\tau_{c1}, \tau_{c2}\}$ 由式(21)确定, $\{\tau_{s1}, \tau_{s2}\}$ 分别由式(24)和(25)确定, 参数自适应律为式(28)和(29), 选取控制器参数满足

$$4(\varphi - \beta_1)(1 - \beta_2)k_{\psi 1} \geq k_e U, \quad (31)$$

$\varphi \in (0, 1), \beta_1 \in (0, \varphi), \beta_2 \in (0, 1)$ 由设计者取定. 则有:

1) $\|\boldsymbol{\theta}_j\| \leq M_{\theta_j}, j = 1, 2$, 且有

$$\begin{cases} \left\| \begin{bmatrix} \psi \\ r \end{bmatrix} \right\| \leq \left\| \begin{bmatrix} \psi_c \\ r_c \end{bmatrix} \right\| + \sqrt{2\overline{V_r}}, \\ \|u\| \leq \|u_c\| + \sqrt{2\overline{V_u}}. \end{cases} \quad (32)$$

2) $\|\tau_j\| \leq \|\tilde{\tau}_j\| + \|\bar{\sigma}_j\| + 2M_{\theta_j}, j = 1, 2$.

3) 对于所有的 $t \geq 0$, 有

$$V(0) + \sup_{t \geq 0} V(t) + \frac{1}{4} \int_0^t \|\boldsymbol{\omega}\| d\tau \int_0^t \|\mathbf{x}_e\|^2 d\tau \leq \frac{1}{\lambda_1 - 1/\lambda_2^2}. \quad (33)$$

其中: 跟踪误差 $\mathbf{x}_e = [s, e, \psi_e, r_e, u_e]^T$, $\lambda_1 = \min\{k_s, \lambda U \beta_1, k_{\psi 1} \beta_2, m_r^0 k_{\psi 2} / m_r, m_u^0 k_u / m_u\}$, $\lambda_2 = \min\{m_r, m_u\}$, $\boldsymbol{\omega} = [0, 0, 0, \omega_1^*, \omega_2^*]^T$. 若 $\boldsymbol{\omega} \in L_2$, 则 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}_e = 0$.

证明 1) 为了证明 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| \leq M_{\theta_1}$, 取 $V_{\theta_1} = \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\theta}_1 / 2$. 若式(28)第1行成立, 则当 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| \leq M_{\theta_1}$ 或 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| = M_{\theta_1}$ 时, $\dot{V}_{\theta_1} = \gamma_1 r_e \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f) \leq 0$, 即总可保证 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| \leq M_{\theta_1}$; 若式(28)第2行成立, 则有 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| = M_{\theta_1}$ 和

$$\dot{V}_{\theta_1} =$$

$$\gamma_1 r_e \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f) - \gamma_1 r_e \frac{\|\boldsymbol{\theta}_1\|^2 \boldsymbol{\theta}_1^T \boldsymbol{\Gamma}_1(\mathbf{x}_f)}{\|\boldsymbol{\theta}_1\|^2} \equiv 0$$

成立, 即 $\|\boldsymbol{\theta}_1\| \leq M_{\theta_1}$. 同理可证 $\|\boldsymbol{\theta}_2\| \leq M_{\theta_2}$.

控制器设计过程中已证 $V_r \leq \overline{V_r}, V_u \leq \overline{V_u}$, 故 $\|\psi_e, r_e\|^T \leq \sqrt{2\overline{V_r}}, \|u_e\| \leq \sqrt{2\overline{V_u}}$, 即式(32)成立.

2) 由 τ_{cj} 各分量的定义式(21)可知, 它们是 $\boldsymbol{\theta}_j$ 中元素的加权平均, 有 $\|\tau_{cj}\| \leq M_{\theta_j}$, 因此由式(22), (24)和(25)可得 $\|\tau_j\| \leq \|\tilde{\tau}_j\| + \|\bar{\sigma}_j\| + 2M_{\theta_j}$.

3) 对于偏航角跟踪参数自适应律, 定义参数误差 $\boldsymbol{\Phi}_1 = \boldsymbol{\theta}_1^* - \boldsymbol{\theta}_1$, 选取 Lyapunov 函数

$$V_r^* = V_r + \frac{1}{2\gamma_1 m_r} \boldsymbol{\Phi}_1^T \boldsymbol{\Phi}_1. \quad (34)$$

对式(34)求导并考虑 $r_e \tau_{s1} \leq 0$, 有

$$\dot{V}_r^* \leq -k_{\psi 1} \psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r} k_{\psi 2} r_e^2 +$$

$$\frac{r_e}{m_r} (\tau_{c1} + \tau_{s1} - \sigma_1) - \frac{1}{\gamma_1 m_r} \boldsymbol{\Phi}_1^T \dot{\boldsymbol{\theta}}_1 \leq$$

$$-k_{\psi 1}\psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 + \frac{r_e}{m_r}(\Phi_1^T \Gamma_1(\mathbf{x}_f) + \omega_1^*) - \frac{1}{\gamma_1 m_r} \Phi_1^T \dot{\Theta}_1. \quad (35)$$

当 $\dot{\Theta}_1$ 取式 (28) 第 1 式时, 由式 (35) 有

$$\dot{V}_r^* \leq -k_{\psi 1}\psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^*; \quad (36)$$

当 $\dot{\Theta}_1$ 取式 (28) 第 2 式时, 由式 (35) 有

$$\dot{V}_r^* \leq -k_{\psi 1}\psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{r_e}{m_r} \Phi_1^T \frac{\Theta_1 \Theta_1^T}{\|\Theta_1\|^2} \Gamma_1(\mathbf{x}_e).$$

此时有

$$\begin{aligned} \Phi_1^T \Theta_1 &= (\Theta_1^* - \Theta_1)^T \Theta_1 = \\ &(\|\Theta_1^*\|^2 - \|\Theta_1\|^2 - \|\Theta_1 - \Theta_1^*\|^2)/2 = \\ &(\|\Theta_1^*\|^2 - M_{\Theta_1}^2 - \|\Theta_1 - \Theta_1^*\|^2)/2 \leq 0, \end{aligned}$$

所以同样有式 (36) 成立.

采用同样方法分析速度控制参数自适应律. 定义参数误差 $\Phi_2 = \Theta_2^* - \Theta_2$, 选取 Lyapunov 函数

$$V_u^* = V_u + \frac{1}{2\gamma_2 m_u} \Phi_2^T \Phi_2. \quad (37)$$

将式 (37) 求导并考虑 $u_e \tau_{s2} \leq 0$, 得到

$$\dot{V}_u^* \leq -\frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^*. \quad (38)$$

选取 Lyapunov 函数 $V = V_e + V_r^* + V_u^*$, 对 V 求导并按式 (30) 更新路径参数, 结合式 (8), (10), (36) 和 (38) 得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & s(u \cos(\psi - \psi_p) - v \sin(\psi - \psi_p) - u_p) + \\ & e(u \sin(\psi - \psi_p) + v \cos(\psi - \psi_p)) - \\ & k_{\psi 1}\psi_e^2 - \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^* = \\ & -k_s s^2 - \lambda U e^2 \cos \psi_e + \lambda U k_e e \sin \psi_e - k_{\psi 1}\psi_e^2 - \\ & \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^*. \end{aligned}$$

定义 $\cos \psi_s = \varphi$, 若

$$|\psi_e| < |\psi_s| \in (0, \pi/2), \quad (39)$$

则 $\cos \psi_e > \cos \psi_s$, $|\sin \psi_e| \leq |\psi_e|$, 从而有

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_s s^2 - \lambda U \varphi e^2 + \lambda U k_e |e \psi_e| - k_{\psi 1}\psi_e^2 - \\ & \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^* = \\ & -k_s s^2 - \lambda U \beta_1 e^2 + \lambda U k_e |e \psi_e| - \\ & k_{\psi 1}\beta_2 \psi_e^2 - \lambda U (\varphi - \beta_1) e^2 - k_{\psi 1}(1 - \beta_2) \psi_e^2 - \\ & \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^* \leq \\ & -k_s s^2 - \lambda U \beta_1 e^2 - k_{\psi 1}\beta_2 \psi_e^2 - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^* - \\ & \lambda(U(\varphi - \beta_1)e^2 + k_e k_{\psi 1}(1 - \beta_2)\psi_e^2 - U k_e |e \psi_e|) \leq \\ & -k_s s^2 - \lambda U \beta_1 e^2 - k_{\psi 1}\beta_2 \psi_e^2 - \\ & \frac{m_r^0}{m_r}k_{\psi 2}r_e^2 - \frac{m_u^0}{m_u}k_u u_e^2 + \frac{r_e}{m_r}\omega_1^* + \frac{u_e}{m_u}\omega_2^* - \\ & \lambda(2\sqrt{(\varphi - \beta_1)(1 - \beta_2)}k_e k_{\psi 1}U - k_e U)|e \psi_e|. \end{aligned}$$

若控制参数满足式 (31), 则当 $u > 0$ 时可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_1 \mathbf{x}_e^T \mathbf{x}_e + \frac{1}{\lambda_2} \mathbf{x}_e^T \boldsymbol{\omega} \leq \\ & -(\lambda_1 - 1/\lambda_2^2) \|\mathbf{x}_e\|^2 + \|\boldsymbol{\omega}\|^2/4 - \\ & \left(\frac{1}{\lambda_2^2} \|\mathbf{x}_e\|^2 - \frac{1}{\lambda_2} \|\mathbf{x}_e\| \|\boldsymbol{\omega}\| + \frac{1}{4} \|\boldsymbol{\omega}\|^2 \right) \leq \\ & -(\lambda_1 - 1/\lambda_2^2) \|\mathbf{x}_e\|^2 + \|\boldsymbol{\omega}\|^2/4, \end{aligned}$$

因飞艇质量和惯量参数较大, 有 $\lambda_2^2 \gg \lambda_1$, 即 $\lambda_1 - 1/\lambda_2^2 > 0$. 由证明过程 1) 可知, 适当选取 $\{\overline{V_r}, \overline{V_u}, u_c\}$ 可满足条件 (39) 和 $u > 0$.

将式 (40) 积分后可得 (33) 成立. 若 $\boldsymbol{\omega} \in L_2$, 则由式 (33) 可知 $\mathbf{x}_e \in L_2$. 由于飞艇状态、估计参数和控制量均有界, 由飞艇模型可得 $\dot{\mathbf{x}}_e \in L_\infty$, 从而有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}_e = 0$. \square

5 仿真分析

利用 Matlab/Simulink 对上述欠驱动飞艇自适应模糊路径跟踪控制方法进行仿真验证. 标称模型选取文献 [14] 中的飞艇参数, 即

$$\begin{aligned} m_r^0 &= 12\,167.3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \quad m_u^0 = 301.9 \text{ kg}, \\ m_v^0 &= 455.1 \text{ kg}, \quad d_r^0 = 75 \text{ kg/s}, \\ d_u^0 &= 50 \text{ kg/s}, \quad d_v^0 = 50 \text{ kg/s}. \end{aligned}$$

标称外部干扰为

$$\delta_r^0 = 2000, \quad \delta_u^0 = 100, \quad \delta_v^0 = 100.$$

不确定上界为

$$\begin{aligned} \overline{\Delta m_r} &= 3000 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, \quad \overline{\Delta m_u} = 200 \text{ kg}, \\ \overline{\Delta m_v} &= 200 \text{ kg}, \quad \overline{\Delta d_r} = 50 \text{ kg/s}, \\ \overline{\Delta d_u} &= 30 \text{ kg/s}, \quad \overline{\Delta d_v} = 30 \text{ kg/s}, \\ \overline{\delta_r} &= 2000, \quad \overline{\delta_u} = 100, \quad \overline{\delta_v} = 100. \end{aligned}$$

选取期望跟踪路径为

$$\zeta_c(\varpi) = [500 \sin \varpi, -500 \cos \varpi]^T \text{ m},$$

期望速度为

$$u_c = 5 \text{ m/s}.$$

飞艇初始位置为

$$\zeta_0 = [0, -550]^T \text{ m},$$

初始速度为

$$u_0 = 4 \text{ m/s}, \quad v_0 = 1 \text{ m/s},$$

初始偏航角和角速度均为零. 控制器参数为

$$k_s = 0.01, k_e = 50, k_{\psi_1} = 1, k_{\psi_2} = 0.5, k_u = 0.5.$$

对模糊逻辑系统输入 $x_f = [x_{f1}, x_{f2}, \dots, x_{f4}]^T$ 各分量作一一映射

$$z_j = \frac{x_{fj} - x_{cj}}{|x_{fj} - x_{cj}| + 0.0001}, j = 1, 2, 3,$$

$$z_4 = \frac{x_{f4}}{|x_{f4}| + 0.0001},$$

使得 $z_j \in (-1, 1), j = 1, 2, \dots, 4$, 其中 x_{cj} 为对应期望值. 对各分量 z_j 采用3个模糊语言变量: F_j^1 (负), F_j^2 (零), F_j^3 (正), 对应的隶属函数为

$$\mu_{F_j^k} = e^{-\frac{1}{2}(\frac{z_j - \mu_k}{0.25})^2}, k = 1, 2, 3.$$

其中: $\mu_1 = -0.5, \mu_2 = 0, \mu_3 = 0.5$. 按式(21)构成模糊控制器. 自适应参数初值 $\Theta_j(0) = 0 (j = 1, 2)$, 其他参数为 $M_{\Theta_j} = 1000, \gamma_1 = 1000, \gamma_2 = 10$. 利用式(28)和(29)可以确定自适应参数控制律, 监督控制启动参数 $\bar{V}_r = \bar{V}_u = 1$.

仿真时设飞艇参数为

$$m_r = 13294.3 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, m_u = 403.8 \text{ kg},$$

$$m_v = 610.2 \text{ kg}, d_r = 86 \text{ kg/s},$$

$$d_u = 60 \text{ kg/s}, d_v = 60 \text{ kg/s}.$$

所受干扰为: $\delta_r = 3000, \delta_u = 150, \delta_v = 150$.

飞艇位置仿真结果如图2所示, 飞艇速度仿真结果如图3所示, 图中实线为实际状态轨迹, 虚线为期望状态轨迹. 控制量如图4所示.

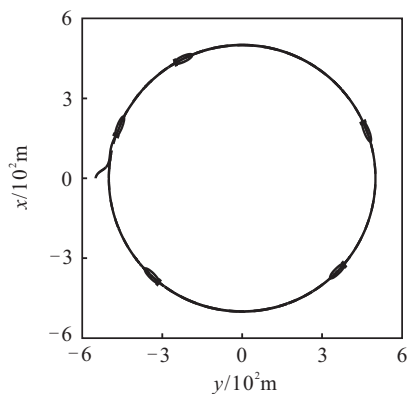


图2 飞艇位置

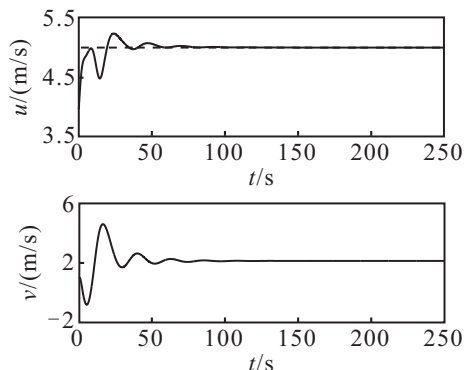


图3 飞艇速度

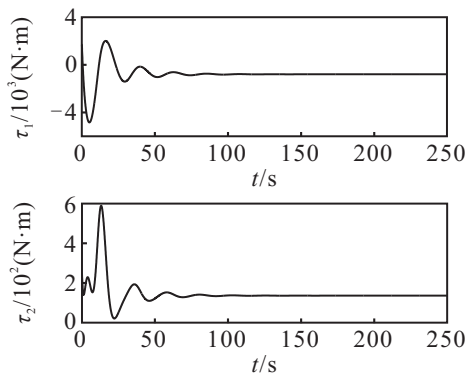


图4 飞艇控制量

由图2~图4可见, 尽管模型中存在较大的不确定和未知外部干扰, 但利用本文所设计的直接自适应模糊路径跟踪控制器能使飞艇的位置和速度等跟踪具有良好的控制精度和鲁棒性, 且不直接受控的侧向速度 v 有界.

为了比较所设计控制律的效果, 对位置跟踪误差 $\{s, e\}$ 进行有、无自适应模糊控制两种情况下的仿真, 并与经典的PID控制方法进行对比, 结果见图5. 由图5可见, 无自适应模糊控制时存在较大的位置跟踪误差, 本文方法相对于PID控制具有优势.

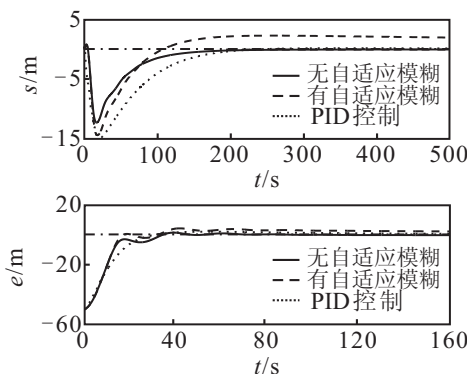


图5 位置跟踪误差

上述仿真结果验证了所提出控制方法的可行性.

6 结论

本文针对具有模型不确定和受未知外部干扰的欠驱动飞艇提出了一种直接自适应模糊平面路径跟踪控制方法. 该方法将路径跟踪控制与自适应模糊系统相结合, 使模型不确定和外部干扰得到有效抑制, 实现了对期望路径的跟踪. 稳定性分析表明了直接自适应模糊路径跟踪控制闭环系统跟踪误差的收敛性. 针对存在模型不确定和外部干扰的六自由度飞艇模型设计有效的空间路径跟踪控制器是下一阶段的研究内容.

参考文献(References)

[1] Yoshikazu I, Katsuya S, Kouichi S. Flight control testing for the development of stratospheric platform airships[C].

- AIAA's 3rd Annual Aviation Technology, Integration and Operations Forum. Denver: AIAA, 2003: 1-11.
- [2] Lee Y G, Kim D M, Yeom C H. Development of Korean high altitude platform systems[J]. *Int J Wireless Information Networks*, 2006, 13(1): 31-42.
- [3] Lee M, Smith S, Androulakakis S. The high altitude lighter than air airship efforts at the US army space and missile defense command/army forces strategic command[C]. *The 18th AIAA Lighter-Than-Air Systems Technology Conf*. Seattle: AIAA, 2009: 1-26.
- [4] Aguiar A, Hespanha J P. Trajectory-tracking and path-following of underactuated autonomous vehicles with parametric modeling uncertainty[J]. *IEEE Trans on Automation Control*, 2007, 52(8): 1362-1379.
- [5] Zhang Yan, Qu Wei-dong, Xi Yu-geng. Adaptive stabilization and trajectory tracking of airship with neutral buoyancy[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2008, 34(11): 1437-1441.
- [6] Lee S J, Lee H C, Won D Y, et al. Backstepping approach of trajectory tracking control for the mid-altitude unmanned airship[C]. *Proc of Guidance, Navigation and Control Conf*. South Carolina: AIAA, 2007: 1-14.
- [7] 郑泽伟, 霍伟. 平流层飞艇轨迹跟踪控制设计[J]. *控制与决策*, 2011, 26(10): 1479-1484.
(Zheng Z W, Huo W. Trajectory tracking control for a stratospheric airship[J]. *Control and Decision*, 2011, 26(10): 1479-1484.)
- [8] Azinheira J R, Moutinho A. Hover control of an UAV with backstepping design including input saturations[J]. *IEEE Trans on Control System Technology*, 2008, 16(3): 517-526.
- [9] Azinheira J R, Moutinho A, Paiva E C. A backstepping controller for path-tracking of an underactuated autonomous airship[J]. *Int J Robust and Nonlinear Control*, 2009, 19(4): 418-441.
- [10] Zheng Ze-wei, Huo Wei. Planar path following control for stratospheric airship[J]. *IET Control Theory Applications*, 2013, 7(2): 185-201.
- [11] Breivik M, Fossen T I. Path following for marine surface vessels[C]. *Proc of MTS/IEEE Oceans 2004 Conf*. Kobe: IEEE, 2004: 2282-2289.
- [12] Breivik M, Fossen T I. Principles of guidance-based path following in 2D and 3D[C]. *Proc of the 44th IEEE Conf on Decision and Control and the European Control Conf*. Seville: IEEE, 2005: 627-634.
- [13] Breivik M, Fossen T I. Guidance laws for planar motion control[C]. *Proc of the 47th IEEE Conf on Decision and Control*. Cancun: IEEE, 2008: 570-577.
- [14] Zhang Yan, Qu Wei-dong, Xi Yu-geng, et al. Stabilization and trajectory tracking of autonomous airship's planar motion[J]. *J of Systems Engineering Electronics*, 2008, 19(5): 974-981.
- [15] Yamada M, Taki Y, Katayama A, et al. Robust global stabilization and disturbance rejection of an underactuated nonholonomic airship[C]. *The 16th IEEE Int Conf on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control*. Seattle: IEEE, 2007: 886-891.
- [16] Yamada M, Adachi H, Funahashi Y. Robust control of an uncertain underactuated airship with asymptotic rejection against wind disturbance[C]. *2010 IEEE Int Conf on Control Applications Part of 2010 IEEE Multi-conference on Systems and Control*. Yokohama: IEEE, 2010: 1844-1849.
- [17] 王立新. 自适应模糊系统与amp;控制——设计与稳定性分析[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995: 120-163.
(Wang L X. *Adaptive fuzzy systems and control — Design and stability analysis*[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1995: 120-163.)

(责任编辑: 郑晓蕾)