

引用格式: 王静, 宋保健, 慕东东. 基于事件触发与创新制导的欠驱动无人艇固定时间路径跟踪 [J]. 中国舰船研究, 2026, 21(2): 367-379.

WANG J, SONG B J, MU D D. Event-triggered and innovative guidance-based fixed-time path tracking for underactuated unmanned surface vehicles[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2026, 21(2): 367-379 (in Chinese).

# 基于事件触发与创新制导的欠驱动 无人艇固定时间路径跟踪



扫码阅读全文

王静<sup>1</sup>, 宋保健<sup>2</sup>, 慕东东<sup>2\*</sup>

1 山东交通职业学院 机电工程系, 山东 潍坊 261206

2 大连海事大学 船舶电气工程学院, 辽宁 大连 116026

**摘要:** [目的] 针对欠驱动无人艇在集总扰动、输入饱和以及机载能量受限条件下的路径跟踪控制问题, 提出一种基于事件触发的固定时间路径跟踪控制策略。[方法] 首先, 提出纵向速度导引和固定时间视线制导律, 为路径跟踪控制器提供期望的纵向速度和艏向角; 其次, 针对系统内部的模型参数不确定性和外部干扰所构成的集总扰动, 引入固定时间扩张状态观测器, 实现对集总扰动的估计和补偿; 然后, 针对系统的输入饱和问题, 设计辅助动态系统以补偿其影响。最后, 针对机载能量受限问题, 设计周期性相对阈值事件触发机制, 降低控制器输出频率, 减少执行器动作, 从而降低机载能量损耗。[结果] 通过李雅普诺夫固定时间理论, 证明了系统能在固定时间内稳定, 分析并排除了芝诺行为。SimuNPS 仿真结果表明, 跟踪误差在固定时间内收敛, 验证了所提方法的有效性。[结论] 该方法能有效估计集总扰动, 补偿输入饱和对系统性能负面影响, 并减少控制器输出次数, 为欠驱动无人艇在复杂环境下的路径跟踪控制提供了一种可靠的解决方案。

**关键词:** 无人艇; 路径跟踪; 事件触发; 固定时间控制; 扰动观测; 输入饱和; 扩张状态观测器; SimuNPS

**中图分类号:** U664.82

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.19693/j.issn.1673-3185.04313

## 0 引言

无人艇(USV)是一种能够自主移动并执行海上任务的水面航行平台, 在多个领域展现出巨大的发展潜力和广泛的应用前景<sup>[1-2]</sup>。无人艇运动控制主要包括航向控制、路径跟踪控制、轨迹跟踪控制以及编队控制等, 其中路径跟踪不依赖于时间, 只需跟踪指定路径即可。由于船舶在海上航行时通常要求沿着特定航线航行, 因而路径跟踪在实际航行时更具研究意义<sup>[3]</sup>。

无人艇路径跟踪通常采用制导系统与控制系统分离设计的方式。视线(line-of-sight, LOS)制导因其设计简单、使用方便, 已被广泛应用于路径跟踪的制导系统中<sup>[4-6]</sup>。然而, 在复杂海洋环境下, 无人艇航行过程中容易受到干扰而产生侧滑角, 导致传统的 LOS 制导方法难以达到理想效

果。为消除侧滑角对制导子系统的负面影响, 常采用直接法和间接法进行补偿。直接法通过设计估计器估算侧滑角对制导系统进行补偿<sup>[7-9]</sup>, 间接法则通过设计观测器估计无人艇的纵向速度和横向速度, 并据此求解侧滑角<sup>[10]</sup>。LOS 制导方法仅针对艏向角进行导引, 且假设期望速度始终为固定值, 这种设计难以满足某些需要快速跟踪期望路径的应用场景。为此, Wang 等<sup>[11]</sup>提出了基于速度导引的 LOS 制导律, 通过同时导引速度和艏向角, 实现对期望路径的快速跟踪。Fan 等<sup>[12]</sup>在文献 [11] 的基础上, 改进速度导引并且引入固定时间自适应 LOS。值得注意的是, 在初始阶段, 当无人艇与期望路径存在较大位置误差时, 上述双导引制导方法提供的期望速度可能过高。因此, 在设计基于位置误差的速度导引律时, 需对期望速度进行合理限制, 以避免出现不合理的速

收稿日期: 2024-12-16 修回日期: 2025-03-10 网络首发时间: 2025-04-15 16:56

基金项目: 辽宁省重点发展指导计划(2019JH8/10100100); 大连市软科学研究计划(2019J11CY014); 辽宁省博士科研启动基金资助项目(2022-BS-094); 中国博士后基金资助项目(2022M710569); 大连海事大学研究生教育教学改革资助项目(YJG2022713)

作者简介: 王静, 女, 1994 生, 硕士, 助教。研究方向: 船舶智能控制和非线性控制。E-mail: 1370769294@qq.com

慕东东, 男, 1988 年生, 博士, 副教授。研究方向: 船舶智能控制和非线性控制。E-mail: ddmu@dlmu.edu.cn

\*通信作者: 慕东东

度值。

在上述文献中,控制器通常采用时间触发方式定期更新输出,以确保系统的稳定性。然而,这种固定周期更新策略可能导致资源浪费,尤其在系统趋于稳定、误差信号较小时,频繁的控制计算与执行器更新并不必要,还可能增加通信负担和能耗。为解决上述问题,事件触发控制研究逐渐受到关注<sup>[13-16]</sup>。文献[17]在滑模跟踪控制器基础上引入固定阈值事件触发机制,减少了控制器更新次数。虽然固定阈值事件触发能够减轻通信负担并降低执行器动作次数,但当系统状态靠近阈值时,可能频繁触发控制器更新,增加通信和计算成本,而在其他时间段则可能触发过少,导致系统响应延迟。此外,无人艇内部模型参数的不确定性和外部海洋环境干扰构成的集总扰动以及输入饱和问题,也在很大程度上制约了无人艇的控制性能。

基于以上分析,针对具有集总扰动、输入饱和以及机载能量受限的欠驱动无人艇路径跟踪控制问题,本文拟提出一种基于事件触发的固定时间路径跟踪控制策略:1)针对内部存在模型参数不确定以及受到外部干扰组成的集总扰动,引入固定时间扩张状态观测器(fixed-time extended state observer, FESO),实现对集总扰动的估计和补偿;2)提出一种新的纵向速度导引和固定时间视线(surge guided and fixed-time line-of-sight, SGFTLOS)制导方法;3)针对机载能量受限问题,提出周期性相对阈值事件触发机制,以降低控制器输出频率,减少执行器动作,从而降低机载能量损耗。

## 1 问题描述

在稳定性分析过程中,需要应用固定时间相关理论。为便于后续稳定性证明,引入以下相关引理。

### 1.1 相关引理

考虑以下系统:

$$\dot{x} = f(x) \quad (1)$$

式中:  $x(t) \in \mathbb{R}^n$ , 为系统状态变量;  $f(\cdot)$  为光滑非线性函数。

引理 1<sup>[18]</sup> 对于系统(1),若存在连续可微函数  $V(x)$ , 则有  $\delta_1, \delta_2, \alpha \in (0, 1), \beta \in (1, +\infty)$ , 进而使得  $\dot{V}(x) \leq -\delta_1 V^\alpha(x) - \delta_2 V^\beta(x)$ , 故系统是全局固定时间稳定的, 其收敛时间满足

$$T_s \leq T_{\max} := \frac{1}{\delta_1(1-\alpha)} + \frac{1}{\delta_2(\beta-1)} \quad (2)$$

引理 2<sup>[19]</sup> 对于连续可微函数  $V(x)$ , 存在  $\delta_1, \delta_2, \alpha, \bar{\theta} \in (0, 1), \beta \in (1, +\infty), \vartheta \in (0, +\infty)$ , 进而使  $\dot{V}(x) \leq -\delta_1 V^\alpha(x) - \delta_2 V^\beta(x) + \vartheta$ , 则系统是实际固定时间稳定的, 其收敛时间  $T_s$  满足

$$T_s \leq T_{\max} := \frac{1}{\delta_1 \bar{\theta} (1-\alpha)} + \frac{1}{\delta_2 \bar{\theta} (\beta-1)} \quad (3)$$

其中,  $V(x)$  的收敛集合满足

$$\left\{ \lim_{t \rightarrow T_s} x(t) \mid V(x) \leq \min \left\{ \delta_1^{-1/\alpha} \left( \frac{\vartheta}{1-\bar{\theta}} \right)^{1/\alpha}, \delta_2^{-1/\beta} \left( \frac{\vartheta}{1-\bar{\theta}} \right)^{1/\beta} \right\} \right\} \quad (4)$$

引理 3<sup>[20]</sup> 对于  $x_1, x_2, \dots, x_n \geq 0, 0 < p \leq 1, q > 1$ , 以下不等式成立:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n x_i^p \geq \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^p \\ \sum_{i=1}^n x_i^q \geq n^{1-q} \left( \sum_{i=1}^n x_i \right)^q \end{cases} \quad (5)$$

引理 4<sup>[21]</sup> 对于任意实数  $a, b$ , 以下不等式成立:

$$ab \leq \frac{|a|^m}{m} + \frac{|b|^n}{n} \quad (6)$$

其中,  $m > 1, n > 1$ , 且满足  $(m-1)(n-1) = 1$ 。

引理 5<sup>[22]</sup> 有如下系统:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 - \varpi_1 \text{sig}^{\alpha_1}(Z_1) - \xi_1 \text{sig}^{\beta_1}(Z_1) \\ &\vdots \\ \dot{Z}_s &= Z_{s+1} - \varpi_s \text{sig}^{\alpha_s}(Z_1) - \xi_s \text{sig}^{\beta_s}(Z_1) \\ &\vdots \\ \dot{Z}_n &= -\varpi_n \text{sig}^{\alpha_n}(Z_1) - \xi_n \text{sig}^{\beta_n}(Z_1) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $s = 1, 2, \dots, n, \alpha_s \in (0, 1), \beta_s \in (1, +\infty), \alpha_s = s\varphi - (s-1), \beta_s = s\gamma - (s-1), \varphi \in (1-\varepsilon, 1), \gamma \in (1+\iota, +\infty)$ , 且  $\varepsilon > 0, \iota > 0$  是足够小的正常数,  $\text{sig}^\alpha(*) = \text{sgn}(*)|*|^\alpha$ 。若存在  $\varpi_s, \xi_s$ , 使式(8)成为 Hurwitz 矩阵, 则系统是固定时间稳定的。

$$H = \begin{bmatrix} -\ell_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -\ell_2 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \cdots & & & & \\ -\ell_{n-1} & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\ell_n & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad \ell = \varpi, \xi \quad (8)$$

### 1.2 无人艇数学模型

根据文献[3, 23], 无人艇运动学和动力学模型描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\eta} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{v} \\ \mathbf{M}\dot{\mathbf{v}} + \mathbf{C}(\mathbf{v})\mathbf{v} + \mathbf{D}(\mathbf{v})\mathbf{v} = \boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{\tau}_d + \Delta\mathbf{f} \end{cases} \quad (9)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & & \\ & m_{22} & \\ & & m_{33} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}(\mathbf{v}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -m_{22}v \\ 0 & 0 & m_{11}u \\ m_{22}v & -m_{11}u & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}(\mathbf{v}) = \begin{bmatrix} d_{11} & & \\ & d_{22} & \\ & & d_{33} \end{bmatrix}$$

式中:  $\boldsymbol{\eta} = [x, y, \psi]^T$ , 为地理坐标系下船舶实际运行轨迹, 其中  $x, y, \psi$  分别为船舶纵向位移、横向位移和艏向角;  $\mathbf{v} = [u, v, r]^T$ , 为船体坐标系下无人船的速度向量, 其中  $u, v, r$  分别为纵向速度、横摇速度和艏摇角速度;  $\boldsymbol{\tau}_d = [\tau_{du}, \tau_{dv}, \tau_{dr}]^T$ , 表示外界扰动;  $\Delta\mathbf{f} = [\Delta f_u, \Delta f_v, \Delta f_r]^T$  为模型动态不确定性;  $\mathbf{R}(\psi)$  为从船体坐标系到惯性坐标系的旋转矩阵;  $\mathbf{M}$  为惯性矩阵, 其中  $m_{11}$  和  $m_{22}$  分别为纵荡和横荡方向的等效质量;  $m_{33}$  为艏摇方向的等效转动惯量;  $\mathbf{C}(\mathbf{v})$  为科里奥利矩阵;  $\mathbf{D}(\mathbf{v})$  为阻尼矩阵, 其中,  $d_{11}, d_{22}, d_{33}$  分别为纵荡、横荡及艏摇方向的线性阻尼系数;  $\boldsymbol{\tau} = [\tau_u, 0, \tau_r]^T$ , 为控制输入。其中,  $\tau_u$  和  $\tau_r$  分别为纵向推力和转艏力矩, 在实际航行中, 由于无人艇的执行器受到物理限制, 当控制输入超过其最大输出时, 会出现输入饱和现象, 具体数学描述为

$$\tau_i(\tau_{i0}) = \begin{cases} \tau_{i\max} \text{sgn}(\tau_{i0}), & |\tau_{i0}| > \tau_{i\max} \\ \tau_{i0}, & |\tau_{i0}| \leq \tau_{i\max} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\tau_{i0}$  为控制器输出;  $\tau_{i\max}$  为执行器的最大输出值,  $i = u, r$ 。

定义辅助变量:

$$\boldsymbol{\zeta} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{v} \quad (11)$$

式中,  $\boldsymbol{\zeta} = [\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3]^T$ 。因此, 无人艇运动学和动力学模型可以表示为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{\zeta} \\ \dot{\boldsymbol{\zeta}} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{\Gamma} \end{cases} \quad (12)$$

其中,  $\boldsymbol{\Gamma} = [\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3]^T$ , 为集总扰动, 有

$$\boldsymbol{\Gamma} = \mathbf{R}\mathbf{S}\mathbf{v} + \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}(\boldsymbol{\tau}_d + \Delta\mathbf{f} - \mathbf{D}\mathbf{v} - \mathbf{C}\mathbf{v}) \quad (13)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & -r & 0 \\ r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

假设 1 期望路径点  $(x_p, y_p)$  有界且连续可微; 矩阵  $\mathbf{C}$  和  $\mathbf{D}$  未知; 地理坐标系下  $\boldsymbol{\eta} = [x, y, \psi]^T$  和航速  $U = \sqrt{u^2 + v^2}$  可测, 船体坐标系下的速度向量  $\mathbf{v} = [u, v, r]^T$  不可测; 集总扰动  $\boldsymbol{\Gamma}$  在时间上是连续可微的, 其一阶导数有界且满足  $\|\dot{\boldsymbol{\Gamma}}\| \leq \Gamma^*$ ,  $\Gamma^*$  为正常数。

### 1.3 控制目标

设计纵向推力  $\tau_u$  和转艏力矩  $\tau_r$ , 使无人艇在固定时间内跟踪期望路径, 满足  $\lim_{t \rightarrow T_i} |i - i_d| \leq \sigma_i$ , 其中  $i = x, y$ ,  $T_i$  为固定时间间隔,  $i_d$  为系统期望值,  $\sigma_i$  为较小的正常数。

## 2 路径跟踪动态误差

定义无人艇的当前位置为  $(x, y)$ , 船体速度为  $(u, v, r)$ , 跟踪的期望路径点  $(x_p(\theta), y_p(\theta))$  是关于变量  $\theta$  的参数化路径曲线。由式 (9) 可知, 无人艇运动学模型为

$$\begin{cases} \dot{x} = u \cos \psi - v \sin \psi \\ \dot{y} = u \sin \psi + v \cos \psi \\ \dot{\psi} = r \end{cases} \quad (15)$$

根据文献 [7], 沿曲线切线方向的纵向跟踪误差  $x_e$  和法线方向的横向跟踪误差  $y_e$  可以表示为

$$\begin{bmatrix} x_e \\ y_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \psi_p & -\sin \psi_p \\ \sin \psi_p & \cos \psi_p \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} x - x_p(\theta) \\ y - y_p(\theta) \end{bmatrix} \quad (16)$$

其中,  $\psi_p = \arctan 2(y'_p(\theta), x'_p(\theta)) \in [-\pi, \pi]$ , 为无人艇期望路径的切向角, 对  $x_e$  和  $y_e$  求导, 可得

$$\begin{cases} \dot{x}_e = (\dot{x} - \dot{x}_p) \cos \psi_p + (\dot{y} - \dot{y}_p) \sin \psi_p + \underbrace{\dot{\psi}_p [-(x - x_p) \sin \psi_p + (y - y_p) \cos \psi_p]}_{y_e} \\ \dot{y}_e = (\dot{y} - \dot{y}_p) \sin \psi_p + (\dot{x}_p - \dot{x}) \sin \psi_p - \underbrace{\dot{\psi}_p [(x - x_p) \cos \psi_p + (y - y_p) \sin \psi_p]}_{x_e} \end{cases} \quad (17)$$

将式 (15) 代入式 (17), 可得

$$\begin{cases} \dot{x}_e = u \cos(\psi - \psi_p) - v \sin(\psi - \psi_p) + \dot{\psi}_p y_e - \dot{\theta} \sqrt{x_p'^2(\theta) + y_p'^2(\theta)} \cos(\psi_p + \phi) \\ \dot{y}_e = u \sin(\psi - \psi_p) + v \cos(\psi - \psi_p) - \dot{\psi}_p x_e + \dot{\theta} \sqrt{x_p'^2(\theta) + y_p'^2(\theta)} \sin(\psi_p + \phi) \end{cases} \quad (18)$$

因  $\phi = \arctan 2(-y'_p(\theta), x'_p(\theta)) = -\psi_p$ , 故式 (18) 可以写为

$$\begin{cases} \dot{x}_e = U \cos(\psi - \psi_p) \cos \beta - U \sin(\psi - \psi_p) \sin \beta + \dot{\psi}_p y_e - u_t \\ \dot{y}_e = U \sin(\psi - \psi_p) \cos \beta + U \cos(\psi - \psi_p) \sin \beta - \dot{\psi}_p x_e \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $u_t = \dot{\theta} \sqrt{(x'_p(\theta))^2 + (y'_p(\theta))^2}$ , 为期望目标点速度;  $U = \sqrt{u^2 + v^2}$ , 为无人艇合速度;  $\beta = \arctan(v/u)$ , 为漂角。由于漂角通常不会超过  $5^\circ$  [23], 故  $\cos \beta \approx 1$ ,  $\sin \beta \approx \beta$ , 进而式 (19) 可以表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_e = U \cos(\psi - \psi_p) - U \sin(\psi - \psi_p) \beta + \dot{\psi}_p y_e - u_t \\ \dot{y}_e = U \sin(\psi - \psi_p) + U \cos(\psi - \psi_p) \beta - \dot{\psi}_p x_e \end{cases} \quad (20)$$

### 3 固定时间扩张状态观测器

针对无人艇模型式(12),引入FESO估计未知速度和集总扰动,FESO设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\eta}} = \hat{\zeta} + k_1 \text{sig}^{a_1}(\eta - \hat{\eta}) + K_1 \text{sig}^{b_1}(\eta - \hat{\eta}) \\ \dot{\hat{\zeta}} = \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \hat{\Gamma} + k_2 \text{sig}^{a_2}(\eta - \hat{\eta}) + K_2 \text{sig}^{b_2}(\eta - \hat{\eta}) \\ \dot{\hat{\Gamma}} = k_3 \text{sig}^{a_3}(\eta - \hat{\eta}) + K_3 \text{sig}^{b_3}(\eta - \hat{\eta}) \end{cases} \quad (21)$$

式中:  $k_i, K_i, a_i, b_i > 0$ , 为设计参数, 其中  $i = 1, 2, 3$ ;  $\hat{\eta}, \hat{\zeta}, \hat{\Gamma}$  为  $\eta, \zeta, \Gamma$  的估计值。

**定理 1** 通过使用式(21)的FESO, 系统式(9)的状态变量  $\eta, \zeta$  和集总扰动  $\Gamma$  可在固定时间  $T_{o1}$  内被精确观测, 即当  $t \geq T_{o1}$  时,  $\hat{\eta} \equiv \eta, \hat{\zeta} \equiv \zeta, \hat{\Gamma} \equiv \Gamma$ 。

证明: 选择FESO误差为

$$\begin{cases} \tilde{\eta} = \eta - \hat{\eta} \\ \tilde{\zeta} = \zeta - \hat{\zeta} \\ \tilde{\Gamma} = \Gamma - \hat{\Gamma} \end{cases} \quad (22)$$

式中,  $(\tilde{\cdot}) = (\cdot) - (\hat{\cdot})$ , 表示估计误差。对式(22)微分, 可得

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\eta}} = \tilde{\zeta} - k_1 \text{sig}^{a_1}(\tilde{\eta}) - K_1 \text{sig}^{b_1}(\tilde{\eta}) \\ \dot{\tilde{\zeta}} = \tilde{\Gamma} - k_2 \text{sig}^{a_2}(\tilde{\eta}) - K_2 \text{sig}^{b_2}(\tilde{\eta}) \\ \dot{\tilde{\Gamma}} = \tilde{\Gamma} - k_3 \text{sig}^{a_3}(\tilde{\eta}) - K_3 \text{sig}^{b_3}(\tilde{\eta}) \end{cases} \quad (23)$$

由假设 1 可知, 集总扰动  $\Gamma$  连续可微且其一阶导数有界, 即  $\|\dot{\Gamma}\| \leq \Gamma^*$ 。变量  $k_i, K_i, a_i, b_i (i = 1, 2, 3)$  满足引理 5 的约束条件。根据文献 [24] 中的定理 2, 可得系统式(22)是固定时间稳定的。因而, 速度向量  $\boldsymbol{v}$  的估计及其导数分别为

$$\hat{\boldsymbol{v}} = \mathbf{R}^{-1} \hat{\zeta} = \begin{bmatrix} \hat{\zeta}_1 \cos \psi + \hat{\zeta}_2 \sin \psi \\ -\hat{\zeta}_1 \sin \psi + \hat{\zeta}_2 \cos \psi \\ \hat{\zeta}_3 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{v}}} = \begin{bmatrix} \frac{\tau_u}{m_{11}} + \hat{\Gamma}_1 \cos \psi + \hat{\Gamma}_2 \sin \psi + \hat{r}\dot{\psi} \\ -\hat{\Gamma}_1 \sin \psi + \hat{\Gamma}_2 \cos \psi - \hat{r}\dot{\psi} \\ \frac{\tau_r}{m_{33}} + \hat{\Gamma}_3 \end{bmatrix} \quad (25)$$

### 4 制导律设计

SGFTLOS 制导律融合了纵向速度导引与固定时间 LOS 制导。与文献 [10-11] 相比, 本文设计的速度导引律对期望速度进行了饱和处理, 以更灵活地适应不同路径跟踪需求。同时, 基于横向误差  $y_e$  动态调整前向视距  $\Delta$ 。当  $y_e$  较大时, 较小的  $\Delta$  可提升系统的灵敏性, 确保误差快速收敛; 当  $y_e$  较小时, 较大的  $\Delta$  可平滑控制输出, 有效减少超调量。此外, 引入固定时间 LOS 制导律, 通过设计无人艇的期望艏角, 使其位置误差能够在固

定时间内收敛至零, 从而实现目标路径的精确跟踪。SGFTLOS 制导律的具体设计如下:

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_p(\theta) - \hat{\beta} + \arctan\left(-\frac{y_e + \alpha_f}{\Delta}\right) \\ u_d = u_y \text{erf}\left(\frac{\sqrt{\pi}}{2u_y} u_{dc}\right) + 0.5(u_{\max} + u_{\min}) \end{cases} \quad (26)$$

式中:  $\alpha_f = \lambda_y \text{sig}^p(y_e) + \mu_y \text{sig}^q(y_e) - y_e$ , 为固定时间辅助项, 其作用是使横向跟踪误差  $y_e$  在固定时间内收敛;  $\hat{\beta}$  为漂角估计值, 且  $\hat{\beta} = \arctan(\hat{v}/\hat{u})$ 。  $\Delta = \Delta_{\min} + h_1 e^{-h_2 y_e^2}$ , 表示动态前向视距,  $\Delta_{\min}, h_1, h_2 > 0$ ;  $u_d$  为期望纵向速度;  $\psi_d$  为期望艏角;  $\lambda_y, \mu_y > 0, 0 < p < 1, q > 1$ , 为正设计参数;  $u_{dc} = k_{ud}\rho - (u_{\max} + u_{\min})/2, u_{\max} > u_{\min} > 0, k_{ud} > 0$ ;  $\text{erf}(s) = (2/\sqrt{\pi}) \int_0^s e^{-t^2} dt$ , 表示高斯误差函数;  $\rho = \sqrt{x_e^2 + y_e^2}$ , 为无人艇实际位置与期望位置的距离;  $u_y = \text{sgn}(u_{dc})(u_{\max} - u_{\min})/2$ 。

设计虚拟速度控制输入  $u_p$  为

$$u_p = U \cos(\psi - \psi_p) - U \sin(\psi - \psi_p) \hat{\beta} + \lambda_x \text{sig}^p(x_e) + \mu_x \text{sig}^q(x_e) \quad (27)$$

则路径参数方程中  $\theta$  的更新率为

$$\dot{\theta} = u_p / \sqrt{x_p'^2(\theta) + y_p'^2(\theta)} \quad (28)$$

根据等式:

$$\begin{cases} \sin(\psi - \psi_p) = -\frac{\alpha_f + y_e + \Delta \hat{\beta}}{\sqrt{\Delta^2 + (\alpha_f + y_e + \Delta \hat{\beta})^2}} \\ \cos(\psi - \psi_p) = \frac{\Delta}{\sqrt{\Delta^2 + (\alpha_f + y_e + \Delta \hat{\beta})^2}} \end{cases} \quad (29)$$

将式(27)和式(29)代入(20), 可得

$$\begin{cases} \dot{x}_e = U \sin(\psi - \psi_p) \tilde{\beta} + \dot{\psi}_p y_e - \lambda_x \text{sig}^p(x_e) - \mu_x \text{sig}^q(x_e) \\ \dot{y}_e = C_{y_e} (\Delta \tilde{\beta} - \lambda_y \text{sig}^p(y_e) - \mu_y \text{sig}^q(y_e)) - \dot{\psi}_p x_e \end{cases} \quad (30)$$

式中:  $C_{y_e} = U / \sqrt{\Delta^2 + (\alpha_f + y_e + \Delta \hat{\beta})^2} > 0$ ;  $\tilde{\beta} = \hat{\beta} - \beta$ , 为漂角估计的误差。

**定理 2** 在制导律式(26)的作用下, 无人艇位置误差  $x_e$  和  $y_e$  在固定时间  $T_1$  内收敛至 0。

证明: 考虑如下李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} x_e^2 + \frac{1}{2} y_e^2 \quad (31)$$

对  $V_1$  求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & x_e (-U \sin(\psi - \psi_p) \tilde{\beta} - \lambda_x \text{sig}^p(x_e) - \mu_x \text{sig}^q(x_e)) + y_e (C_{y_e} \Delta \tilde{\beta} - \lambda_y \text{sig}^p(y_e) - \mu_y \text{sig}^q(y_e)) \\ \leq & -\Lambda_{\psi 1} \left( \left( \frac{1}{2} x_e^2 \right)^{\frac{p+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} y_e^2 \right)^{\frac{p+1}{2}} \right) \end{aligned}$$

$$\Lambda_{\psi 2} \left( \left( \frac{1}{2} x_e^2 \right)^{\frac{q+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} y_e^2 \right)^{\frac{q+1}{2}} \right) + U |\tilde{\beta}| |x_e| + C_{y_e} \Delta |\tilde{\beta}| |y_e| \quad (32)$$

其中:

$$\Lambda_{\psi 1} = 2^{\frac{p+1}{2}} \min \{ \lambda_x, \lambda_y \}$$

$$\Lambda_{\psi 2} = 2^{\frac{q+1}{2}} \min \{ \mu_x, \mu_y \}$$

根据引理 3, 式(32)可以写为

$$\dot{V}_1 \leq -\Lambda_{\psi 1} \left( \frac{1}{2} x_e^2 + \frac{1}{2} y_e^2 \right)^{\frac{p+1}{2}} - \Lambda_{\psi 3} \left( \frac{1}{2} x_e^2 + \frac{1}{2} y_e^2 \right)^{\frac{q+1}{2}} + U |\tilde{\beta}| |x_e| + C_{y_e} \Delta |\tilde{\beta}| |y_e| \quad (33)$$

其中,  $\Lambda_{\psi 3} = 2^{\frac{q+1}{2}} \Lambda_{\psi 2}$ 。根据定理 1 可知, 当  $\forall t > T_{o1}$  时,  $\hat{u} \equiv u, \hat{v} \equiv v$ , 则  $\hat{\beta} \equiv \beta, \tilde{\beta} \equiv 0$ 。因此, 式(33)写可为

$$\dot{V}_1 \leq -\Lambda_{\psi 1} V_1^{\frac{p+1}{2}} - \Lambda_{\psi 3} V_1^{\frac{q+1}{2}} \quad (34)$$

根据引理 1 可知,  $x_e$  和  $y_e$  将在固定时间内收敛至 0, 且收敛时间  $T_1$  满足

$$T_1 \leq \frac{2}{\Lambda_{\psi 1}(1-p)} + \frac{2}{\Lambda_{\psi 3}(1-q)} + T_{o1} \quad (35)$$

由此, 定理 2 证毕。

## 5 控制器设计

为使无人艇的纵向速度  $u$  和艏向角  $\psi$  准确跟踪 SGFTLOS 设计的期望值, 本文结合辅助动态系统和相对阈值触发机制, 基于反步法设计了一种固定时间的纵向速度和艏摇角速度控制器。

### 5.1 输入饱和和辅助动态系统

在控制系统中, 输入饱和是指控制器输出达到极限后无法进一步变化, 这会影响系统性能。为减小饱和对系统的负面影响, 本文引入动态变量调节控制输入, 以提高系统稳定性和鲁棒性。

由于式(10)描述的传统饱和模型无法在反步控制中直接使用, 基于文献[25]进行改进, 设计非对称的参数化双曲正切函数来替代传统的饱和函数, 从而保证控制器输出的平滑性。

$$h_i(\tau_{ic}) = \begin{cases} \tau_{im}^* + (\tau_{im} - \tau_{im}^*) \tanh\left(\frac{\tau_{ic} - \tau_{im}^*}{\tau_{im} - \tau_{im}^*}\right), & \tau_{ic} > \tau_{im}^* \\ \tau_{ic}, & \tau_{im}^* \leq \tau_{ic} \leq \tau_{im}^* \\ \tau_{im}^* + (\tau_{im} - \tau_{im}^*) \tanh\left(\frac{\tau_{ic} - \tau_{im}^*}{\tau_{im} - \tau_{im}^*}\right), & \tau_{ic} < \tau_{im}^* \end{cases} \quad (36)$$

式中:  $i = u, r$ ;  $\tau_{ic}$  为控制器输出;  $\tau_{im}$  为执行器最小

输出值;  $\tau_{im}$  为执行器最大输出值;  $\tau_{im}^* = k_{im} \tau_{im}$ ;  $\tau_{im}^* = k_{im} \tau_{im}$ ;  $k_{im}$  和  $k_{im}$  为设计正参数, 则输入饱和的误差定义为  $\Delta \tau_i = h(\tau_{ic}) - \tau_{ic}$ 。

设计的辅助系统动态定义为

$$\dot{\varsigma}_i = \begin{cases} - (q_i k_{\varsigma_i} |\varsigma_i|^{(q_i+1)/q_i} + 2q_i |\Delta \tau_i|^{(q_i+1)/q_i} + (\mu_{\varsigma_i} + 1) |\varsigma_i|^{q_i+1}) / (\varsigma_i (q_i + 1)) - \lambda_{\varsigma_i} \text{sig}^{p_i}(\varsigma_i) + \Delta \tau_i, & |\varsigma_i| \geq \varsigma_g \\ 0, & |\varsigma_i| < \varsigma_g \end{cases} \quad (37)$$

式中:  $i = u, r$ ,  $0 < p_i < 1, q_i > 1, k_{\varsigma_i} > 0, \lambda_{\varsigma_i} > 0, \mu_{\varsigma_i} > 0$  为待设计参数,  $\varsigma_i$  为辅助系统变量;  $\varsigma_g$  为趋近于 0 的正常数。

### 5.2 周期性相对阈值事件触发机制

在无人艇路径跟踪过程中, 传统连续控制方法因执行器频繁操作易造成不必要的能耗。为降低能耗, 本文采用事件触发控制策略, 仅在系统状态变化超出预设阈值时触发控制信号, 从而减少不必要的控制输出。为提升控制性能, 引入周期性相对阈值机制, 使阈值能够根据系统状态动态调整, 增强环境适应性, 避免过度触发。该机制可在保证响应速度的同时, 减少控制信号的触发次数, 提高控制器性能与能量效率。设计的周期性相对阈值触发机制如下:

$$\tau_{ic}(t) = \varpi_i(t_k), \forall t \in [t_{i,k}, t_{i,k+1}) \quad (38)$$

$$\begin{cases} t_{i,k+1} = \inf \{ t \in R \mid |e_i(t)| \geq \bar{\lambda}_i |\tau_{ic}(t)| + m_i \} \\ t_{i,k+1} - t_{i,k} = nT_s \end{cases}$$

式中:  $t_{i,k}$  为控制器输出更新时间,  $i = u, r$ ;  $T_s > 0$ ;  $\inf\{\ast\}$  表示下确界;  $\varpi_i(t)$  为相对阈值事件触发控制律;  $n = 1, 2, 3, \dots$ ;  $0 < \bar{\lambda}_i < 1$ ;  $m_i > 0$ 。事件触发控制中, 在  $t \in [t_{i,k}, t_{i,k+1})$  时间内, 控制器  $\tau_{ic}(t)$  从前一个触发时刻  $t_{i,k}$  开始, 通过零阶保持器一直保持  $\tau_{ic}(t_k)$  值, 直至下一个触发时刻  $t_{i,k+1}$  才更新。

定义测量误差为

$$e_i(t) = \varpi_i(t) - \tau_{ic}(t), t \in [t_{i,k}, t_{i,k+1}) \quad (39)$$

其中  $\varpi_i(t)$  定义为

$$\varpi_i(t) = - (1 + \bar{\lambda}_i) \left( \alpha_i \tanh\left(\frac{\hat{i}_e \alpha_i}{\bar{\mu}_i}\right) + \bar{m}_i \tanh\left(\frac{\hat{i}_e \bar{m}_i}{\bar{\mu}_i}\right) \right) \quad (40)$$

式中:  $\bar{m}_i > m_i / (1 - \bar{\lambda}_i) > 0$ ;  $\bar{\mu}_i > 0$ , 为待设计参数;  $\alpha_i$  为虚拟推力和力矩控制输入;  $\hat{i}_e = \hat{i} - i_d$ 。当  $t \in [t_{i,k}, t_{i,k+1})$  时, 由式(39)可知,  $|\varpi_i(t) - \tau_{ic}(t)| \geq \bar{\lambda}_i |\tau_{ic}(t)| + m_i$ , 因而存在连续的时变参数  $\gamma_{i1}$  和  $\gamma_{i2}$ , 满足  $|\gamma_{i1}| \leq 1, |\gamma_{i2}| \leq 1$ , 使得  $\varpi_i(t) = (1 + \gamma_{i1} \bar{\lambda}_i) \tau_{ic} +$

$\gamma_{i2}m_i$ , 则

$$\tau_{ic}(t) = \frac{\varpi_i(t) - \gamma_{i2}m_i}{1 + \gamma_{i1}\bar{\lambda}_i} \quad (41)$$

已知双曲正切函数有如下性质:

$$0 \leq |\bar{\rho}| - \bar{\rho} \tanh\left(\frac{\bar{\rho}}{\varepsilon}\right) \leq \delta\varepsilon \quad (42)$$

式中:  $\bar{\rho} \in \mathbb{R}$ ;  $\varepsilon > 0$ ;  $\delta$  为一个常数, 满足  $\delta = e^{-(\delta+1)}$ 。

由式(40)可知  $\hat{i}_e\varpi_u(t) \leq 0$ , 故式(43)成立。

$$\frac{\hat{i}_e\varpi_i(t)}{1 + \gamma_{i1}\bar{\lambda}_i} \leq \frac{\hat{i}_e\varpi_i(t)}{1 + \bar{\lambda}_i}, \quad \left| \frac{\hat{i}_e\gamma_{i2}m_i}{1 + \gamma_{i1}\bar{\lambda}_i} \right| \leq \left| \frac{\hat{i}_e m_i}{1 - \bar{\lambda}_i} \right| \quad (43)$$

结合式(40)~式(43), 可得

$$\begin{aligned} i_e\tau_{ic} &\leq \frac{i_e\varpi_i(t)}{1 + \bar{\lambda}_i} + \left| \frac{i_e m_i}{1 - \bar{\lambda}_i} \right| \leq 2\delta\bar{\mu}_i - |i_e\alpha_i| - |i_e\bar{m}_i| + \\ &\quad \left| \frac{i_e m_i}{1 - \bar{\lambda}_i} \right| \leq 2\delta\bar{\mu}_i + i_e\alpha_i \end{aligned} \quad (44)$$

### 5.3 纵向速度跟踪控制器

设计纵向推力虚拟控制律为

$$\begin{aligned} \alpha_u &= m_{11}(\dot{u}_d - \hat{F}_1 \cos(\psi) - \hat{F}_2 \sin(\psi) - \hat{r}\hat{v}) - \\ &\quad \lambda_u \text{sig}^{p_u}(\hat{u}_e) - \mu_u \text{sig}^{q_u}(\hat{u}_e) + k_{\zeta,u} S_u \end{aligned} \quad (45)$$

**定理 3** 在虚拟控制律式(45)、辅助动态系统式(37)以及事件触发机制式(38)作用下, 速度跟踪误差  $u_e$  在固定时间内收敛到有界小邻域内, 且不存在芝诺行为。

证明: 选取李雅普诺夫函数

$$V_2 = \frac{1}{2}m_{11}u_e^2 + \frac{1}{2}S_u^2 \quad (46)$$

1) 当  $|S_u| \geq S_g$  时, 对式(46)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= m_{11}u_e(\dot{u} - \dot{u}_d) + \zeta_u \dot{S}_u = \\ &\quad u_e(m_{11}(\dot{\hat{u}} + \dot{\hat{u}}) - m_{11}\dot{u}_d) + \zeta_u \dot{S}_u = \\ &\quad u_e(\tau_u + m_{11}\hat{F}_1 \cos(\psi) + m_{11}\hat{F}_2 \sin(\psi) + \\ &\quad m_{11}\hat{r}\hat{v} - m_{11}\dot{u}_d) + \zeta_u \dot{S}_u + m_{11}u_e\dot{\hat{u}} = \\ &\quad u_e(\tau_{uc} + \Delta\tau_u + m_{11}\hat{F}_1 \cos(\psi) + m_{11}\hat{F}_2 \sin(\psi) + \\ &\quad m_{11}\hat{r}\hat{v} - m_{11}\dot{u}_d) + \zeta_u \dot{S}_u + m_{11}u_e\dot{\hat{u}} \end{aligned} \quad (47)$$

联立式(44)和式(45), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq 2\delta\bar{\mu}_u + u_e(\Delta\tau_u - \lambda_u \text{sig}^{p_u}(\hat{u}_e) - \\ &\quad \mu_u \text{sig}^{q_u}(\hat{u}_e) + k_{\zeta,u} S_u) + \zeta_u \dot{S}_u + m_{11}u_e\dot{\hat{u}} \leq \\ &\quad 2\delta\bar{\mu}_u + u_e(\Delta\tau_u - \lambda_u \text{sig}^{p_u}(u_e + \hat{u}) - \\ &\quad \mu_u \text{sig}^{q_u}(u_e + \hat{u}) + k_{\zeta,u} S_u) + \zeta_u \dot{S}_u + m_{11}u_e\dot{\hat{u}} \end{aligned} \quad (48)$$

由定理 1 可知, 当  $t > T_1$  时, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\lambda_u |u_e|^{p_u+1} - \mu_u |u_e|^{q_u+1} + k_{\zeta,u} u_e \zeta_u + \\ &\quad u_e \Delta\tau_u + \zeta_u \dot{S}_u + 2\delta\bar{\mu}_u \end{aligned} \quad (49)$$

根据引理 4, 有

$$\begin{cases} u_e \Delta\tau_u \leq \frac{1}{q_u+1} |u_e|^{q_u+1} + \frac{q_u}{q_u+1} |\Delta\tau_u|^{\frac{1}{q_u+1}} \\ u_e \zeta_u \leq \frac{1}{q_u+1} |u_e|^{q_u+1} + \frac{q_u}{q_u+1} |\zeta_u|^{\frac{1}{q_u+1}} \\ \zeta_u \Delta\tau_u \leq \frac{1}{q_u+1} |\zeta_u|^{q_u+1} + \frac{q_u}{q_u+1} |\Delta\tau_u|^{\frac{1}{q_u+1}} \end{cases} \quad (50)$$

将辅助动态系统式(37)和不等式(50)代入式(49), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\Lambda_{u1} \left[ \left( \frac{1}{2} m_{11} u_e^2 \right)^{\frac{p_u+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} S_u^2 \right)^{\frac{p_u+1}{2}} \right] - \\ &\quad \Lambda_{u2} \left[ \left( \frac{1}{2} m_{11} u_e^2 \right)^{\frac{q_u+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} S_u^2 \right)^{\frac{q_u+1}{2}} \right] + 2\delta\bar{\mu}_u \end{aligned} \quad (51)$$

其中  $\Lambda_{u1} = 2^{(p_u+1)/2} \min\{\lambda_u/m_{11}^{(p_u+1)/2}, \lambda_{\zeta,u}\}$ ,  $\Lambda_{u2} = 2^{(q_u+1)/2}$

$$\min\left\{ \frac{(q_u+1)\mu_u - k_{\zeta,u} - 1}{(q_u+1)m_{11}^{(q_u+1)/2}}, \frac{\mu_{\zeta,u}}{q_u+1} \right\}。$$

根据引理 3, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\Lambda_{u1} \left( \frac{1}{2} m_{11} u_e^2 + \frac{1}{2} S_u^2 \right)^{(p_u+1)/2} - \\ &\quad 2^{\frac{1-q_u}{2}} \Lambda_{u2} \left( \frac{1}{2} m_{11} u_e^2 + \frac{1}{2} S_u^2 \right)^{(q_u+1)/2} + 2\delta\bar{\mu}_u \leq \\ &\quad -\Lambda_{u1} V_2^{(p_u+1)/2} - \Lambda_{u3} V_2^{(q_u+1)/2} + \vartheta_{u1} \end{aligned} \quad (52)$$

其中,  $\vartheta_{u1} = 2\delta\bar{\mu}_u$ ,  $\Lambda_{u3} = 2^{(1-q_u)/2} \Lambda_{u2}$ , 且  $\Lambda_{u1} > 0$ ,  $\Lambda_{u3} > 0$ , 则参数  $\mu_u, \mu_{\zeta,u}$  满足  $\mu_u > (k_{\zeta,u} + 1)/(q_u + 1)$ ,  $\mu_{\zeta,u} > 0$ 。根据引理 2, 系统式(46)是实际固定时间稳定的, 则  $u_e$  和  $S_u$  可在固定时间  $T_{u1}$  内收敛到有界小邻域内, 存在  $\theta_{u1} \in (0, 1)$  使收敛时间  $T_{u1}$  满足

$$T_{u1} \leq \frac{2}{\Lambda_{u1}\theta_{u1}(1-p_u)} + \frac{2}{\Lambda_{u3}\theta_{u1}(q_u-1)} \quad (53)$$

2) 当  $|S_u| < S_g$  时, 系统不存在饱和问题<sup>[26]</sup>, 此时  $\Delta\tau_u = 0$ , 选取李雅普诺夫函数  $V_2 = (1/2)m_{11}u_e^2$ , 对  $V_2$  求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -\lambda_u |u_e|^{p_u+1} - \mu_u |u_e|^{q_u+1} + k_{\zeta,u} u_e \zeta_u + 2\delta\bar{\mu}_u \leq \\ &\quad -\lambda_u |u_e|^{p_u+1} - \left( \mu_u - \frac{k_{\zeta,u}}{q_u+1} \right) |u_e|^{q_u+1} + \\ &\quad \frac{k_{\zeta,u} q_u}{q_u+1} |S_g|^{(q_u+1)/q_u} + 2\delta\bar{\mu}_u \leq \\ &\quad -\Lambda_{u4} V_2^{(p_u+1)/2} - \Lambda_{u5} V_2^{(q_u+1)/2} + \vartheta_{u2} \end{aligned} \quad (54)$$

其中:

$$\Lambda_{u4} = 2^{(p_u+1)/2} \lambda_u / m_{11}^{(p_u+1)/2}$$

$$\Lambda_{u5} = 2^{(q_u+1)/2} \frac{(q_u+1)\mu_u - k_{\zeta,u}}{(q_u+1)m_{11}^{(q_u+1)/2}}$$

$$\vartheta_{u2} = \frac{k_{\zeta,u}q_u}{q_u+1} S_g^{(q_u+1)/q_u} + 2\delta\bar{\mu}_u$$

根据引理2可知,  $u_e$ 在固定时间  $T_{u2}$ 内收敛, 且存在  $\theta_{u1} \in (0, 1)$ 使  $T_{u2}$ 满足

$$T_{u2} \leq \frac{2}{\Lambda_{u4}\theta_{u2}(1-p_u)} + \frac{2}{\Lambda_{u5}\theta_{u2}(q_u-1)} \quad (55)$$

综上所述,  $u_e$ 在固定时间  $T_2$ 内收敛到有界小邻域内, 且满足  $T_2 \leq T_{u1} + T_{u2} + T_{o1}$ 。根据触发条件式(38)可知, 因两次触发时间间隔不小于  $T_s$ , 故排除了芝诺(Zeno)行为, 定理3证毕。

#### 5.4 艏向角跟踪控制器

为跟踪式(26)所设计的期望艏向角  $\psi_d$ , 将期望艏摇角速度  $r_d$ 视为虚拟控制输入, 设计艏摇角速度虚拟控制律  $r_d$ 为

$$r_d = \dot{\psi}_d - \lambda_\psi \text{sig}^{p_r}(\psi_e) - \mu_\psi \text{sig}^{q_r}(\psi_e) \quad (56)$$

式中,  $\psi_e = \psi - \psi_d$ , 为艏向角跟踪误差。设计转艏力矩虚拟控制律为

$$\alpha_r = m_{33}\dot{r}_d - m_{33}\hat{r}_3 - \psi_e - \lambda_r \text{sig}^{p_r}(\hat{r}_e) - \mu_r \text{sig}^{q_r}(\hat{r}_e) + k_{\zeta,r} S_r \quad (57)$$

式中,  $\hat{r}_e = \hat{r} - r_d = r_e + \tilde{r}$ 且  $\tilde{r} = r - \hat{r}$ , 为  $r$ 的估计误差。

为了避免对  $\psi_d, r_d$ 求导引起的计算爆炸问题, 设计二阶固定时间微分器为

$$\begin{cases} \dot{z}_{\chi,1} = z_{\chi,2} + k_{\chi,1} \text{sig}^{\alpha_{\chi,1}}(\chi - z_{\chi,1}) + K_{\chi,1} \text{sig}^{\beta_{\chi,1}}(\chi - z_{\chi,1}) \\ \dot{z}_{\chi,2} = k_{\chi,2} \text{sig}^{\alpha_{\chi,2}}(\chi - z_{\chi,1}) + K_{\chi,2} \text{sig}^{\beta_{\chi,2}}(\chi - z_{\chi,1}) \end{cases} \quad (58)$$

式中:  $\chi = \psi_d, r_d$ ;  $k_{\chi,u}, K_{\chi,u}, \alpha_{\chi,u}, \beta_{\chi,u}$  ( $u=1, 2$ )满足引理5中的约束条件。根据文献[22]中的定理2可知, 所设计的二阶固定时间微分器(58)在固定时间  $T_{o2}$ 内稳定, 当  $t \geq T_{o2}$ 时,  $z_{\psi_d,1} \equiv \psi_d, z_{\psi_d,2} \equiv \dot{\psi}_d, z_{r_d,1} \equiv r_d, z_{r_d,2} \equiv \dot{r}_d$ 。引入微分器式(58)后, 则虚拟控制律式(56)和式(57)可以写为

$$\begin{cases} r_d = z_{\psi_d,2} - \lambda_\psi \text{sig}^{p_r}(\psi_e) - \mu_\psi \text{sig}^{q_r}(\psi_e) \\ \alpha_r = m_{33}z_{r_d,2} - m_{33}\hat{r}_3 - \psi_e - \lambda_r \text{sig}^{p_r}(\hat{r}_e) - \mu_r \text{sig}^{q_r}(\hat{r}_e) + k_{\zeta,r} S_r \end{cases} \quad (59)$$

**定理4** 通过应用虚拟控制律(式(59)), 辅助动态系统(式(37))以及相对阈值事件触发机制(式(38)),  $\psi_e$ 和  $r_e$ 可在固定时间内收敛到有界小邻域内, 且不存在芝诺行为。

证明: 选取李雅普诺夫候选函数:

$$V_3 = \frac{1}{2}\psi_e^2 + \frac{1}{2}m_{33}r_e^2 + \frac{1}{2}S_r^2 \quad (60)$$

1) 当  $|\zeta_r| \geq \zeta_g$ 时, 对式(60)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \psi_e \dot{\psi}_e + m_{33}r_e \dot{r}_e + S_r \dot{S}_r = \\ &= \psi_e (r_d + r_e - \dot{\psi}_d) + m_{33}r_e (\dot{r} - \dot{r}_d) + S_r \dot{S}_r \end{aligned} \quad (61)$$

将式(59)中的艏摇角速度虚拟控制律代入式(61), 当  $t \geq T_{o2}$ 时, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= -\lambda_\psi \psi_e^{p_r+1} - \mu_\psi \psi_e^{q_r+1} + r_e (m_{33}\dot{\hat{r}} + \\ &= m_{33}\dot{\hat{r}} - m_{33}\dot{r}_d + \psi_e) + S_r \dot{S}_r = \\ &= -\lambda_\psi \psi_e^{p_r+1} - \mu_\psi \psi_e^{q_r+1} + r_e (\tau_{rc} + \Delta\tau_r + \\ &= m_{33}\hat{r}_3 + m_{33}\dot{\hat{r}} - m_{33}\dot{r}_d + \psi_e) + S_r \dot{S}_r \end{aligned} \quad (62)$$

其中,  $\dot{\hat{r}} = \dot{r} - \dot{\hat{r}}$ , 为  $\dot{r}$ 的估计误差。

将式(44)和式(59)代入式(62), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -\lambda_\psi \psi_e^{p_r+1} - \mu_\psi \psi_e^{q_r+1} + 2\delta\bar{\mu}_r - \\ &= \lambda_r r_e \text{sig}^{p_r}(r_e + \tilde{r}) - \mu_r r_e \text{sig}^{q_r}(r_e + \tilde{r}) + \\ &= k_{\zeta,r} S_r + r_e (\Delta\tau_r + m_{33}\dot{\hat{r}}) + S_r \dot{S}_r \end{aligned} \quad (63)$$

当  $t \geq T_{o1} + T_{o2}$ 时, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -\lambda_\psi |\psi_e|^{p_r+1} - \mu_\psi |\psi_e|^{q_r+1} + 2\delta\bar{\mu}_r - \\ &= \lambda_r |r_e|^{p_r+1} - \mu_r |r_e|^{q_r+1} + \\ &= k_{\zeta,r} r_e S_r + r_e \Delta\tau_r + S_r \dot{S}_r \end{aligned} \quad (64)$$

由引理4可知不等式(65)成立:

$$\begin{cases} r_e \Delta\tau_r \leq \frac{1}{q_r+1} |r_e|^{q_r+1} + \frac{q_r}{q_r+1} |\Delta\tau_r|^{q_r+1} \\ r_e S_r \leq \frac{1}{q_r+1} |r_e|^{q_r+1} + \frac{q_r}{q_r+1} |S_r|^{q_r+1} \\ S_r \Delta\tau_r \leq \frac{1}{q_r+1} |S_r|^{q_r+1} + \frac{q_r}{q_r+1} |\Delta\tau_r|^{q_r+1} \end{cases} \quad (65)$$

将辅助动态系统式(37)和不等式(65)代入式(64), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -\Lambda_{r1} \left[ \left( \frac{1}{2} \psi_e^2 \right)^{\frac{p_r+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} m_{33} r_e^2 \right)^{\frac{p_r+1}{2}} + \right. \\ &= \left. \left( \frac{1}{2} S_r^2 \right)^{\frac{p_r+1}{2}} \right] - \Lambda_{r2} \left[ \left( \frac{1}{2} \psi_e^2 \right)^{\frac{q_r+1}{2}} + \right. \\ &= \left. \left( \frac{1}{2} m_{33} r_e^2 \right)^{\frac{q_r+1}{2}} + \left( \frac{1}{2} S_r^2 \right)^{\frac{q_r+1}{2}} \right] + 2\delta\bar{\mu}_r \end{aligned} \quad (66)$$

其中:

$$\Lambda_{r1} = 2^{\frac{p_r+1}{2}} \min \left\{ \lambda_\psi, \frac{\lambda_r}{m_{33}^{(p_r+1)/2}}, \lambda_{\zeta,r} \right\}$$

$$\Lambda_{r2} = 2^{\frac{q_r+1}{2}} \min \left\{ \mu_\psi, \frac{(q_r+1)\mu_r - k_{\zeta,r} - 1}{(q_r+1)m_{33}^{(q_r+1)/2}}, \frac{\mu_{\zeta,r}}{q_r+1} \right\}$$

由引理3, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &\leq -\Lambda_{r1} \left( \frac{1}{2} \psi_e^2 + \frac{1}{2} m_{33} r_e^2 + \frac{1}{2} S_r^2 \right)^{\frac{p_r+1}{2}} - \\ &2^{\frac{1-q_r}{2}} \Lambda_{r2} \left( \frac{1}{2} \psi_e^2 + \frac{1}{2} m_{33} r_e^2 + \frac{1}{2} S_r^2 \right)^{\frac{q_r+1}{2}} \leq \\ &-\Lambda_{r1} V_2^{\frac{p_r+1}{2}} - \Lambda_{r3} V_2^{\frac{q_r+1}{2}} + \vartheta_r \end{aligned} \quad (67)$$

式中:  $\vartheta_r = 2\delta\bar{\mu}_r$ ;  $\Lambda_{r3} = 2^{\frac{1-q_r}{2}} \Lambda_{r2}$ , 且  $\Lambda_{r1} > 0$ ,  $\Lambda_{r3} > 0$ ; 则参数  $\mu_r$  和  $\mu_{s,r}$  满足  $\mu_{s,r} > 0$ ,  $\mu_r > (k_{s,r} + 1)/(q_r + 1)$ 。由引理 2 可知, 系统式(60)是实际固定时间稳定的, 即  $\psi_e, r_e, S_r$  在固定时间  $T_{r1}$  内收敛到有界小邻域内, 存在  $\theta_{r1} \in (0, 1)$  使收敛时间  $T_{r1}$  满足

$$T_{r1} \leq \frac{2}{\Lambda_{r1}\theta_{r1}(1-p_r)} + \frac{2}{\Lambda_{r3}\theta_{r1}(q_r-1)} \quad (68)$$

2) 当  $|s_r| < s_g$  时,  $\psi_e$  和  $r_e$  可在固定时间  $T_{r2}$  内收敛, 证明过程类似定理 3。

综上所述,  $\psi_e$  和  $r_e$  可在固定时间  $T_4$  内收敛到有界小邻域内, 且  $T_4 \leq T_{r1} + T_{r2} + T_{o1} + T_{o2}$ 。由触发条件式(38)可知, 两次触发时间间隔不小于  $T_s$ , 故排除了芝诺行为, 定理 4 证毕。

## 6 仿真研究

### 6.1 圆形路径跟踪

本文以大连海事大学“蓝信”号无人艇为仿真研究对象, 具体模型参数<sup>[27]</sup>见表 1。仿真采用国产化仿真软件 SimuNPS。首先, 利用本文提出的 SGFTLOS 控制方法跟踪圆形路径, 设定仿真步长  $T = 0.01$  s, 所提方法的变量初值和设计参数见表 2。假定无人艇跟踪的期望圆形路径为

$$\begin{cases} x_p = 100 \sin(0.01\theta) \\ y_p = 100 \cos(0.01\theta) \end{cases} \quad (69)$$

为更准确地模拟海洋环境扰动, 设定作用于无人艇的外界干扰为正余弦干扰叠加一阶高斯-马尔可夫过程噪声。正余弦干扰用于模拟周期性环境因素, 例如规则波浪和周期性风力扰动; 一阶高斯-马尔可夫过程噪声则用于模拟实际海洋环境中的随机性干扰, 例如紊流、风速波动等。干扰项的表达式为

表 1 “蓝信”号无人艇模型参数

Table 1 Model parameters of Lanxin USV

参数	数值	参数	数值
$m_{11}/\text{kg}$	2 652.52	$d_{11}/(\text{kg}\cdot\text{s}^{-1})$	848.13
$m_{22}/\text{kg}$	2 825.57	$d_{22}/(\text{kg}\cdot\text{s}^{-1})$	10 162.44
$m_{33}/\text{kg}$	4 201.68	$d_{33}/(\text{kg}\cdot\text{s}^{-1})$	22 721.63

表 2 变量初值和设计参数

Table 2 Initial variables and design parameters

参数	取值
变量初值	$\eta(0) = [-100, 300, 0]^T, \nu(0) = 0, \theta(0) = 0, s_u(0) = 100, s_r(0) = 100, s_g = 0.01$
制导律	$\lambda_{\min} = 5, h_1 = 60, h_2 = 0.006, \lambda_x = 5, \mu_x = 5, \lambda_y = 2.1, \mu_y = 2.1, p = 0.8, q = 1.2, k_{ud} = 0.3, u_{\max} = 20, u_{\min} = 5$
速度控制	$\tau_{u\max} = 10\ 000, \tau_{u\min} = 0, \lambda_u = 1\ 000, \mu_u = 1\ 000, k_{s,u} = 0.01, \lambda_{s,u} = 0.1, \mu_{s,u} = 0.1, p_u = 0.8, q_u = 1.2$
船向角控制	$\tau_{r\max} = 6\ 000, \tau_{r\min} = -6\ 000, \lambda_\psi = 0.13, \mu_\psi = 0.52, \lambda_r = 1\ 200, \mu_r = 1\ 200, k_{s,r} = 0.01, \lambda_{s,r} = 0.1, \mu_{s,r} = 0.1, p_r = 0.8, q_r = 1.2$
事件触发	$\bar{\lambda}_u = 0.02, \bar{\mu}_u = 30, \bar{m}_u = 30, m_u = 1, \bar{\lambda}_r = 0.03, \bar{\mu}_r = 10, \bar{m}_r = 30, m_r = 1, T_s = 0.05$

$$\begin{cases} \tau_{du} = 1\ 000 + 500 \sin(0.2t) + 500 \cos(0.2t) + \xi_u \\ \tau_{dv} = 1\ 000 + 200 \sin(0.3t) + 200 \cos(0.2t) + \xi_v \\ \tau_{dr} = 1\ 000 + 500 \sin(0.2t) + 500 \cos(0.2t) + \xi_r \end{cases} \quad (70)$$

一阶高斯-马尔可夫过程的离散形式为

$$\begin{cases} \xi_u(k+1) = 0.8\xi_u(k) + 10\varepsilon_{uk} \\ \xi_v(k+1) = 0.8\xi_v(k) + 10\varepsilon_{vk} \\ \xi_r(k+1) = 0.8\xi_r(k) + 10\varepsilon_{rk} \end{cases} \quad (71)$$

其中,  $\varepsilon_{uk}, \varepsilon_{vk}, \varepsilon_{rk} \sim N(0, 1)$ , 为标准正态分布的白噪声。

无人艇内部模型参数不确定假设为

$$\begin{cases} \Delta f_u = 0.15f_u \\ \Delta f_v = 0.12f_v \\ \Delta f_r = 0.2f_r \end{cases} \quad (72)$$

图 1~图 5 给出了本文所提控制方法 SGFTLOS 与速度导引视线制导律<sup>[11]</sup>(surge-guided line-of-sight, SGLOS) 和固定时间双自适应视线制导律<sup>[12]</sup>(fixed-time dual adaptive line-of-sight, FTDALOS) 方法的对比结果。

从图 1 可以看出, 初始误差较大时, SGFTLOS 方法能够更快速、准确地跟踪期望路径, 且控制效果与初始状态无关。由图 2 可以看出, SGFTLOS 方法具有更快的收敛速度和更小的稳态误差。图 3 和图 4 为积分绝对误差 ( $E_{IA}$ ) 和积分时间绝对误差 ( $E_{ITA}$ ) 指标的对比结果, 表 3 给出了具

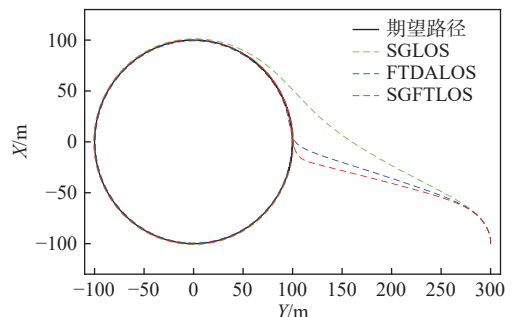
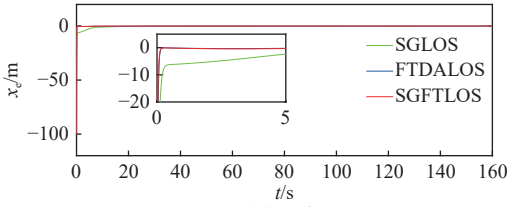
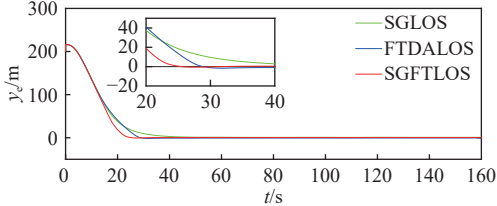


图 1 圆形路径跟踪效果图

Fig. 1 Path following performance of circular path



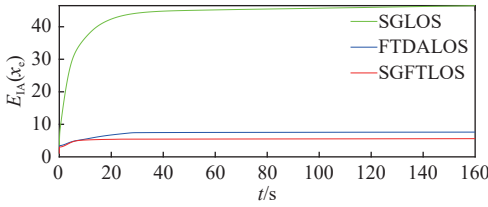
(a) 纵向跟踪误差



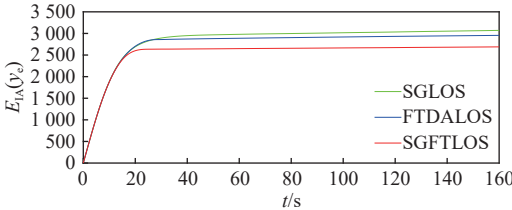
(b) 横向跟踪误差

图 2 纵向跟踪误差和横向跟踪误差

Fig. 2 The along-track and the cross-track errors



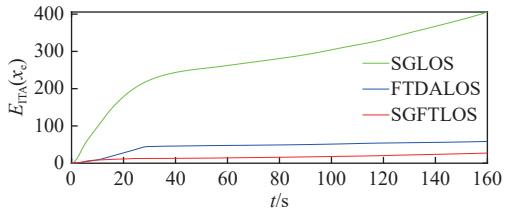
(a)  $E_{IA}(x_c)$  指标



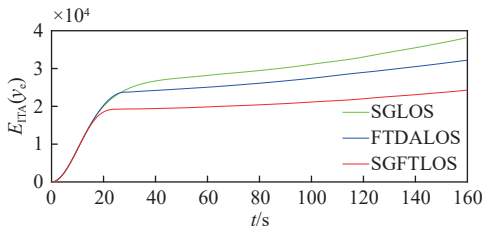
(b)  $E_{IA}(y_c)$  指标

图 3  $E_{IA}$  指标比较

Fig. 3 Comparison of  $E_{IA}$  metrics



(a)  $E_{ITA}(x_c)$  指标



(b)  $E_{ITA}(y_c)$  指标

图 4  $E_{ITA}$  指标比较

Fig. 4 Comparison of  $E_{ITA}$  metrics

体数值。结果表明, SGFTLOS 方法得到的  $E_{IA}$  和  $E_{ITA}$  均优于其他两种方法, 说明 SGFTLOS 方法具有更好的瞬态响应和稳态性能。从图 5 可以看

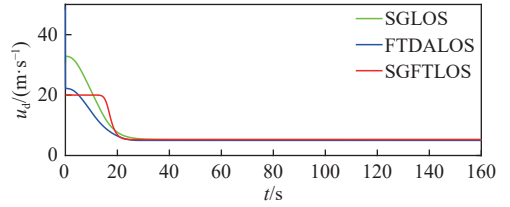


图 5 期望纵向速度  $u_d$  对比

Fig. 5 Comparison of desired surge velocity  $u_d$

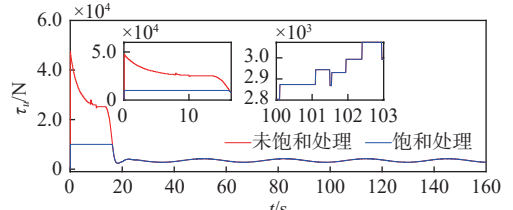
表 3 3 种方法得到的  $E_{IA}$  和  $E_{ITA}$

Table 3  $E_{IA}$  and  $E_{ITA}$  obtained from three methods

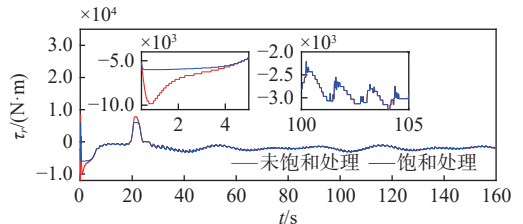
方法	$E_{IA}(x_c)$	$E_{IA}(y_c)$	$E_{ITA}(x_c)$	$E_{ITA}(y_c)$
SGLOS	46.48	3 070.97	402.96	37 902.5
FTDALOS	7.61	2 955.46	58.34	32 193.6
SGFTLOS	5.60	2 689.28	26.25	23 947.1

出, SGFTLOS 方法的期望速度不仅具有明确的上限, 且变化更为平滑。

图 6 为考虑输入饱和和未考虑输入饱和情况下控制输入变化的对比。可以看出, 通过引入辅助动态系统, 控制输入的变化更加平滑, 避免了过大的输入突变。



(a) 纵向推力比较



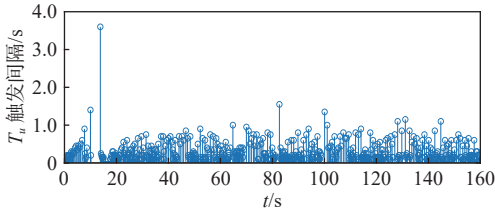
(b) 转舵力矩比较

图 6 控制输入比较

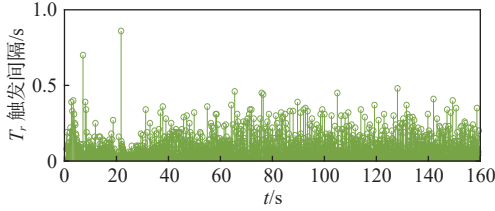
Fig. 6 Comparison of different control inputs

图 7 为周期性相对阈值事件触发机制下触发间隔时间的变化, 表 4 对比了不同触发方式的触发次数。结果表明, 所提方法  $\tau_u$  和  $\tau_r$  的触发次数分别为时间触发的 3.6% 和 15.0%, 显著减少了控制输入的触发次数。该机制降低了执行器的动作频率, 缓解了无人艇机载能量受限问题, 并避免了芝诺现象。

图 8 和图 9 所示为 FESO 对集总扰动  $\Gamma$  和未知速度  $v$  的估计结果。从图中可以看出, FESO 能够准确地估计集总扰动和未知速度, 并保持较小的估计误差。



(a) 纵向推力控制信号触发间隔时间



(b) 转舵力矩控制信号触发间隔时间

图7 周期性相对阈值事件触发间隔时间

Fig. 7 Periodical relative threshold event-triggering interval time

表4 不同触发方式下的控制输入触发次数

Table 4 Number of control input triggers under different triggering methods

方案	$\tau_u$ 触发次数	$\tau_r$ 触发次数
时间触发方案	16 000	16 000
周期性相对阈值触发方案	578	2 396

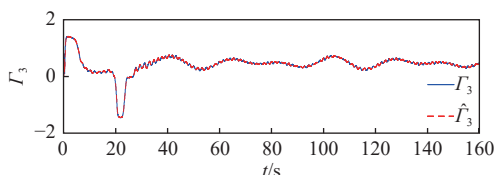
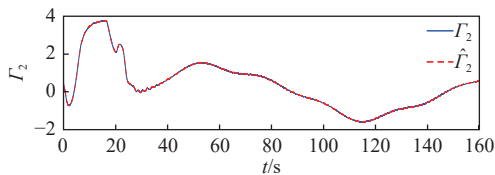
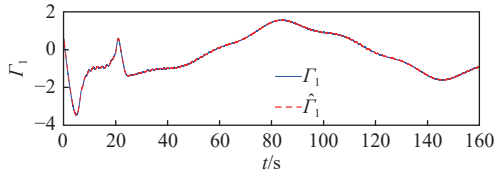
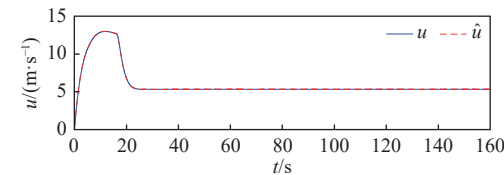
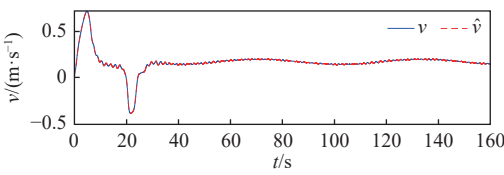


图8 集总扰动Gamma的估计

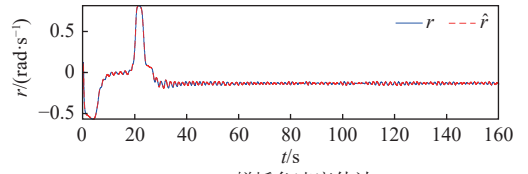
Fig. 8 Estimation of lumped disturbance Gamma



(a) 纵向速度估计



(b) 横摇速度估计



(c) 艏摇角速度估计

图9 速度v的估计

Fig. 9 Estimation of velocity v

## 6.2 正余弦曲线路径跟踪

为了验证本文方法在不同路径控制场景中的有效性,第2组仿真对比实验将期望路径设为正余弦曲线,其数学表达式为

$$\begin{cases} x_p = \theta \\ y_p = 100 \cos(0.01\theta) + 500 \sin(0.02\theta) \end{cases} \quad (73)$$

图10~图13为本文方法SGFTLOS与前人方法SGLOS和FTDALOS在跟踪正余弦曲线路径的对比结果。图10为曲线路径跟踪效果,图11为跟踪误差,图12和图13为得到的 $E_{IA}$ 和 $E_{ITA}$ 指标。由图可见,在初始误差较大的情况下,SGFTLOS方法能够更快速、准确地跟踪期望路径,具有更快的收敛速度和更小的稳态误差,且瞬态响应和稳态性能相比另外两种方法表现更好。

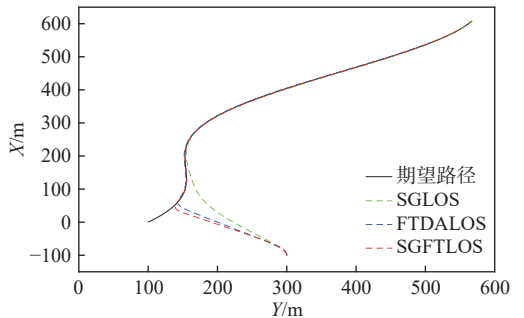
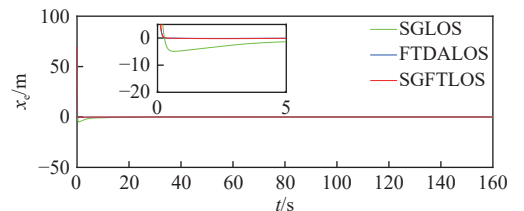
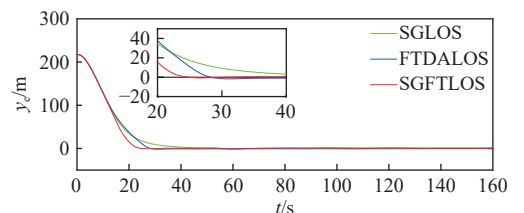


图10 正余弦曲线路径跟踪效果图

Fig. 10 Sinusoidal curve path tracking performance plot



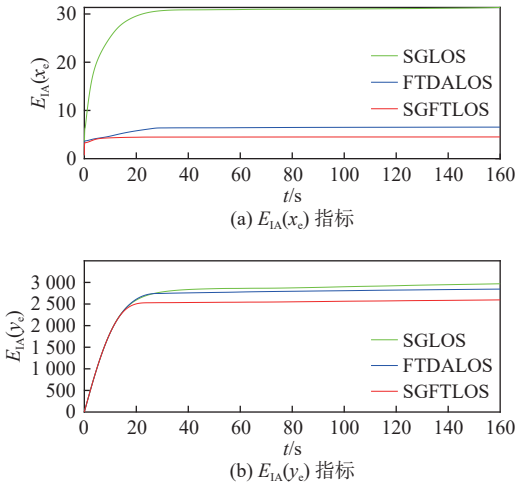
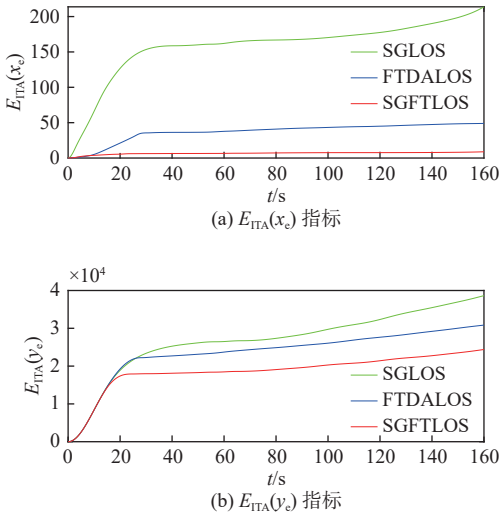
(a) 纵向跟踪误差



(b) 横向跟踪误差

图11 正余弦曲线路径跟踪误差

Fig. 11 Sinusoidal curve path tracking error

图12 正弦曲线路径跟踪  $E_{IA}$  指标比较Fig. 12 Comparison of  $E_{IA}$  metrics for sinusoidal curve path tracking图13 正弦曲线路径跟踪  $E_{ITA}$  指标比较Fig. 13 Comparison of  $E_{ITA}$  metrics for sinusoidal curve path tracking

## 7 结 语

本文研究了具有集总扰动、输入饱和以及机载能量受限的欠驱动无人艇路径跟踪控制问题,提出了基于事件触发的固定时间路径跟踪控制方法。所提控制方法包括固定时间扩张状态观测器、SGFTLOS 制导律、输入饱和辅助动态系统、周期性相对阈值事件触发机制以及固定时间速度和艏向角跟踪控制器。采用该控制方法,欠驱动无人艇能够在完成路径跟踪任务的同时,降低执行器的动作次数。通过李雅普诺夫固定时间理论分析,证明了所有误差信号在固定时间内稳定。芝诺分析表明,所提出的周期性相对阈值事件触发机制不存在芝诺现象。对比仿真结果验证了所提控制方法的有效性。

在未来的研究工作中,将进一步考虑状态约

束的路径跟踪控制问题。

## 参考文献:

- [1] 王维坤, 刘加朋, 王保防, 等. 基于数据驱动的无人船轨迹跟踪自适应控制[J]. 中国舰船研究, 2025, 20(1): 223–231.  
WANG W K, LIU J P, WANG B F, et al. Data-driven unmanned surface vehicles trajectory tracking adaptive control[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2025, 20(1): 223–231 (in Chinese).
- [2] 王山丹, 孙梦薇, 刘剑, 等. 固定时间预测器下的欠驱动无人艇路径跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(10): 1845–1853.  
WANG S S, SUN M W, LIU J, et al. Fixed-time predictor-based path following control of unmanned surface vehicles[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(10): 1845–1853 (in Chinese).
- [3] 余亚磊, 苏荣彬, 冯旭, 等. 基于速变 LOS 的无人船反步自适应路径跟踪控制[J]. 中国舰船研究, 2019, 14(3): 163–171.  
YU Y L, SU R B, FENG X, et al. Tracking control of backstepping adaptive path of unmanned surface vessels based on surge-varying LOS[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2019, 14(3): 163–171 (in both Chinese and English).
- [4] FOSSEN T I, BREIVIK M, SKJETNE R. Line-of-sight path following of underactuated marine craft[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2003, 36(21): 211–216.
- [5] BØRHAUG E, PETERSEN K Y. LOS path following for underactuated underwater vehicle[C]//7th IFAC Conference on Manoeuvring and Control of Marine Craft. Lisbon, Portugal: IFAC, 2006.
- [6] LI M C, GUO C, YU H M, et al. Line-of-sight-based global finite-time stable path following control of unmanned surface vehicles with actuator saturation[J]. ISA Transactions, 2022, 125: 306–317.
- [7] FOSSEN T I, PETERSEN K Y, GALEAZZI R. Line-of-sight path following for dubins paths with adaptive sideslip compensation of drift forces[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2015, 23(2): 820–827.
- [8] LIU L, WANG D, PENG Z H, et al. Predictor-based LOS guidance law for path following of underactuated marine surface vehicles with sideslip compensation[J]. Ocean Engineering, 2016, 124: 340–348.
- [9] LIU L, WANG D, PENG Z H. ESO-based line-of-sight guidance law for path following of underactuated marine surface vehicles with exact sideslip compensation[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2017, 42(2): 477–487.
- [10] FAN Y S, QIU B B, LIU L, et al. Global fixed-time

- trajectory tracking control of underactuated USV based on fixed-time extended state observer[J]. *ISA Transactions*, 2023, 132: 267–277.
- [11] WANG N, SUN Z, YIN J C, et al. Fuzzy unknown observer-based robust adaptive path following control of underactuated surface vehicles subject to multiple unknowns[J]. *Ocean Engineering*, 2019, 176: 57–64.
- [12] FAN Y S, SHI Y P, MU D D, et al. Global fixed-time adaptive fuzzy path following control for unmanned surface vehicles subject to lumped uncertainties and actuator saturation[J]. *Ocean Engineering*, 2023, 286: 115533.
- [13] PENG Z H, JIANG Y, WANG J. Event-triggered dynamic surface control of an underactuated autonomous surface vehicle for target enclosing[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(4): 3402–3412.
- [14] ZHANG G Q, YAO M Q, XU J H, et al. Robust neural event-triggered control for dynamic positioning ships with actuator faults[J]. *Ocean Engineering*, 2020, 207: 107292.
- [15] 吕旻高, 古楠, 刘陆, 等. 基于动态事件触发的多无人船协同路径跟踪控制 [J]. *中国舰船研究*, 2025, 20(1): 213–222.
- LÜ M G, GU N, LIU L, et al. Dynamic event trigger based cooperative path following control for multiple unmanned surface vehicles[J]. *Chinese Journal of Ship Research*, 2025, 20(1): 213–222 (in Chinese).
- [16] 张恩华, 王巍凯, 苏玉民. 基于事件触发的水面无人艇无模型容错饱和控制 [J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2024, 45(10): 1865–1872.
- ZHANG E H, WANG W K, SU Y M, et al. Adaptive model-free fault-tolerant control for unmanned surface vehicle with input saturation and event-triggered mechanism[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2024, 45(10): 1865–1872 (in Chinese).
- [17] 吕张飞, 赵中原. 基于事件触发机制的水下航行器轨迹跟踪控制 [J]. *软件导刊*, 2024, 23(6): 98–104.
- LÜ Z F, ZHAO Z Y. Trajectory tracking control of underwater vehicle based on event triggering mechanism[J]. *Software Guide*, 2024, 23(6): 98–104 (in Chinese).
- [18] POLYAKOV A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, 57(8): 2106–2110.
- [19] ZUO Z Y, TIAN B L, DEFOORT M, et al. Fixed-time consensus tracking for multiagent systems with high-order integrator dynamics[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2018, 63(2): 563–570.
- [20] ZUO Z Y, TIE L. A new class of finite-time nonlinear consensus protocols for multi-agent systems[J]. *International Journal of Control*, 2014, 87(2): 363–370.
- [21] WANG H Q, CHEN B, LIN C. Adaptive neural tracking control for a class of stochastic nonlinear systems[J]. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2014, 24(7): 1262–1280.
- [22] BASIN M, YU P, SHTESSEL Y. Finite- and fixed-time differentiators utilising HOSM techniques[J]. *IET Control Theory & Applications*, 2017, 11(8): 1144–1152.
- [23] 刘陆. 欠驱动无人船的路径跟踪与协同控制 [D]. 大连: 大连海事大学, 2018.
- LIU L. Path following and cooperative control of underactuated unmanned surface vehicles[D]. Dalian: Dalian Maritime University, 2018 (in Chinese).
- [24] TUO Y L, WANG S S, PENG Z H, et al. Reliability-based fixed-time nonsingular terminal sliding mode control for dynamic positioning of turret-moored vessels with uncertainties and unknown disturbances[J]. *Ocean Engineering*, 2022, 248: 110748.
- [25] 曾江峰. 复杂海况下 USV 路径跟踪控制方法研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2019.
- ZENG J F. Research on path following control of USV in complex sea conditions[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2019 (in Chinese).
- [26] CHEN M, GE S S, REN B B. Adaptive tracking control of uncertain MIMO nonlinear systems with input constraints[J]. *Automatica*, 2011, 47(3): 452–465.
- [27] MU D D, LI L, WANG G F, et al. State constrained control strategy for unmanned surface vehicle trajectory tracking based on improved barrier Lyapunov function[J]. *Ocean Engineering*, 2023, 277: 114276.

# Event-triggered and innovative guidance-based fixed-time path tracking for underactuated unmanned surface vehicles

WANG Jing<sup>1</sup>, SONG Baojian<sup>2</sup>, MU Dongdong<sup>2</sup>

1 School of Electromechanical Engineering, Shandong Transport Vocational College,  
Weifang 261206, China

2 Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China

**Abstract:** [ **Objective** ] This paper addresses the path tracking control problem for underactuated unmanned surface vehicles (USVs) under the conditions of lumped disturbances, input saturation, and limited onboard energy. These factors complicate the path tracking process and reduce the effectiveness of traditional control methods. The aim of this study is to propose an event-triggered fixed-time path tracking control strategy that improves robustness, energy efficiency, and tracking precision in complex environments. [ **Methods** ] The proposed control strategy integrates several key components to address the challenges mentioned. First, a longitudinal speed guidance law and a fixed-time line-of-sight (SGFTLOS) guidance law are designed to provide the desired longitudinal speed and heading angle for the USV, ensuring it follows the trajectory with optimal speed and heading. Next, to handle model uncertainties and external disturbances (such as wind and current), a Fixed-Time Extended State Observer (FESO) is introduced. The FESO estimates and compensates for lumped disturbances, improving the system's robustness in uncertain environments. To address input saturation, an auxiliary dynamic system is designed to smooth inputs and maintain stable path tracking, even when saturation occurs. Finally, to overcome onboard energy limitations, a periodic event-triggered mechanism based on relative threshold is proposed. This mechanism adjusts control signal update frequency based on system states, minimizing unnecessary actuator activity and energy consumption. [ **Results** ] The stability of the system is proven to be fixed-time stable using Lyapunov's fixed-time stability theory, which also eliminates Zeno behavior (infinite triggering in finite time) that could otherwise cause instability. SimuNPS simulation results demonstrate that the tracking error converges within a fixed time, verifying the effectiveness of the proposed method. Compared to existing methods, the proposed strategy exhibits faster transient response, smaller steady-state errors, and superior robustness in the presence of lumped disturbances. Furthermore, the introduction of the FESO provides accurate real-time disturbance estimation, allowing the controller to compensate for disturbances and maintain precise path tracking. Additionally, the event-triggered mechanism significantly reduces the number of control signal updates and actuator actions, improving the system's energy efficiency. [ **Conclusions** ] The proposed event-triggered fixed-time path tracking control strategy effectively addresses the challenges of lumped disturbances, input saturation, and limited onboard energy in underactuated USVs. By integrating event-triggered mechanisms, innovative guidance laws, and robust disturbance compensation, the strategy provides a reliable solution for path tracking in complex and uncertain environments. The fixed-time convergence property ensures that the USV achieves desired performance within a fixed time, making the strategy suitable for real-time applications requiring stability, precision, and energy efficiency. This method offers a robust, efficient, and reliable solution for USV path tracking control under difficult operational conditions.

**Key words:** unmanned surface vehicles; path tracking; event-triggering; fixed-time control; disturbance observation; input saturation; extended state observer; SimuNPS