

推进器饱和/故障下的无人艇固定时间指定性能容错控制

王宁^{1†}, 王仁慧², 刘永金²

(1. 大连海事大学 轮机工程学院, 辽宁 大连 116026; 2. 大连海事大学 船舶电气工程学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 针对系统动态未知的无人艇(USV)在推进器故障与饱和约束下轨迹跟踪问题, 本文提出一种基于固定时间扩张状态观测器的积分滑模容错控制方法. 首先, 构造固定时间扩张状态观测器, 实现未知速度信息、集总未知非线性的准确估计. 进而, 通过引入一种新型设定时间性能函数, 约束位姿跟踪误差, 并利用误差转换函数将其转化为无约束误差动态系统. 在此基础上, 结合固定时间积分滑动模态与饱和补偿动态系统, 设计固定时间控制策略, 保证系统实际固定时间稳定且位姿跟踪误差严格位于指定范围内. 最后, 仿真验证所提出控制方法的有效性与优越性.

关键词: 无人艇; 推进器饱和/故障; 跟踪误差约束; 扩张状态观测器; 积分滑动模态

引用格式: 王宁, 王仁慧, 刘永金. 推进器饱和/故障下的无人艇固定时间指定性能容错控制. 控制理论与应用, 2023, 40(7): 1304–1314

DOI: 10.7641/CTA.2023.20473

Fixed-time specified performance fault-tolerance control of an unmanned surface vehicle with thruster saturations/faults

WANG Ning^{1†}, WANG Ren-hui², LIU Yong-jin²

(1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning 116026, China;
2. Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning 116026, China)

Abstract: In this paper, an integral sliding-mode fault-tolerance control scheme based on the fixed-time extended state observer (FxESO-ISMFC) scheme is proposed for trajectory tracking of an unmanned surface vehicle (USV) with unknown system dynamics and thruster saturations/faults. First, a fixed-time extended state observer is constructed to achieve accurate estimation of unknown velocity information and the lumped nonlinearity, simultaneously. Furthermore, a setting-time performance function is introduced to constrain the position tracking error, such that the tracking error constraints can be transformed into the unconstrained error dynamic system through a conversion function. On this basis, a fixed-time tracking control scheme is designed by combining the integral sliding-mode with the saturation compensation system, which can ensure that the system is practical fixed-time stable. While position tracking errors are strictly within the specified ranges. Simulation results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed FxESO-ISMFC strategy.

Key words: unmanned surface vehicle; thruster saturations/faults; tracking error constraints; extended state observer; integral sliding-mode

Citation: WANG Ning, WANG Renhui, LIU Yongjin. Fixed-time specified performance fault-tolerance control of an unmanned surface vehicle with thruster saturations/faults. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(7): 1304–1314

1 引言

无人艇(unmanned surface vehicle, USV)是一种以遥控或自主模式在海上航行, 并且能够同步执行军事、民生、科研等任务的水面机器人^[1]. 作为探索、开发海洋世界的利器, USV智能化水平和运动控制技术日益受到人们的重视, 改进USV运动控制技术对于提高其智能化、安全性和经济性具有重要意义^[2–4]. 轨迹

跟踪是USV运动控制的重要研究方向之一, 要求USV从任意初始位置出发以指定速度跟踪期望轨迹, 即保证在指定时间到达指定位置^[5]. 由于USV模型具有强耦合性、高度非线性与未建模动态等特点, 使得高精度跟踪控制系统的设计充满挑战.

为了获得更好的跟踪性能, 众多科研人员将滑模控制与不同的控制技术相结合, 例如: 神经网络、自适应

收稿日期: 2022–05–30; 录用日期: 2023–03–31.

[†]通信作者. E-mail: n.wang@ieee.org; Tel: +86 13478510177.

本文责任编辑: 李世华.

国家自然科学基金项目(52271306), 船舶总体性能创新研究开放基金项目(31422120), 中央引导地方科技发展专项资金项目(2023JH6/100100010)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (52271306), the Innovative Research Foundation of Ship General Performance (31422120) and the Central Guidance on Local Science and Technology Development Fund (2023JH6/100100010).

应控制等, 实现了优越的控制性能. 文献[6]针对存在未知系统动态与推力受限的欠驱动USV, 采用滑模控制、神经网络与反步技术, 设计一种自适应滑动模态控制策略, 保证跟踪误差渐进稳定至平衡点. 文献[7]研究动力学模型未知的欠驱动USV积分滑动模态控制, 提出一种结合条件积分器的自适应神经网络控制器, 为其提供鲁棒性与自适应能力. 考虑存在模型不确定性和复杂海洋扰动的USV, 文献[8]采用非线性增益滑动模态与自适应神经网络设计跟踪控制器, 取得了良好的轨迹跟踪效果. 结合超螺旋滑模技术与模型预测控制算法, 文献[9]提出一种基于超螺旋滑模算法的鲁棒模型预测控制策略, 用于未知系统动态及时变扰动影响下USV轨迹跟踪, 进一步提高了系统瞬态响应速度与稳态精度. 然而, 上述控制策略只能实现系统渐近稳定或指数稳定, 无法满足USV执行复杂任务的控制需求. 在此背景下, 有限时间轨迹跟踪成为USV运动控制的一个重要的研究课题. 此外, 有限时间控制收敛速度快、跟踪精度高且抗扰动能力强^[10-13]. 文献[14]针对具有未知系统动态的欠驱动USV有限时间控制问题, 设计基于终端滑模技术与变指数幂次趋近律的控制器, 保证有限时间内追踪并保持期望轨迹. 文献[15]利用径向基神经网络逼近未知的系统动态, 进一步提出一种非奇异终端滑模有限时间跟踪控制器, 保证有限时间内追踪并保持期望轨迹. 文献[16]为USV设计一种无模型高阶滑模控制器, 并且结合时基振荡器实现跟踪误差有限时间收敛, 其优势在于不需要模型先验信息且有效削弱滑模控制抖振. 由上述研究可知, 滑模控制已广泛用于USV控制系统设计, 但由于存在符号函数项使其含有控制抖振. 因此, 减小抖振与改善收敛性能是当前滑模控制研究与应用的重要方向之一.

此外, 利用扰动观测技术对海洋扰动及系统动态不确定进行重构与补偿, 能够有效改善USV轨迹跟踪控制性能. 文献[17]设计非线性扰动观测器对复杂扰动与模型不确定性完成打包估计与补偿, 进而提出一种滑模跟踪控制器, 保证系统误差信号全局渐进稳定. 文献[18]基于有限时间扰动观测器与非奇异终端滑模技术, 构建一种有限时间精准控制方案, 保证观测误差、跟踪误差均能有限时间收敛至平衡点. 文献[19]进一步提出一种有限时间状态观测器, 同时完成对未知系统动态和速度信息快速精准的估计, 并基于估计值设计一种动态面控制方案. 文献[20]针对欠驱动USV有限时间跟踪问题, 设计一种超螺旋观测器实现有限时间内对扰动与未知系统动态的精准重构, 同时有效削弱观测抖振, 进而设计指令滤波控制方案, 保证系统全局有限时间稳定.

过大的超调量会导致控制系统安全性下降. 因此, 基于指定性能技术的控制策略在近年来得到持续的关注和研究^[21-22]. 通过指定性能控制, 能够使得系统

瞬态性能、稳态性能均满足任务需求. 文献[23]为实现未知海洋扰动和输入饱和下USV轨迹跟踪控制, 基于非对数型性能函数与动态面控制, 提出一种鲁棒自适应指定性能动态面控制方案, 使得闭环控制系统半全局最终一致有界且位姿跟踪误差始终位于预设范围内. 文献[24]研究包含模型不确定性、时变扰动、输入量化的欠驱动USV自适应指定性能控制问题, 采用指令滤波技术与最小学习参数算法设计控制器, 并引入映射函数将约束控制问题转化为无约束控制, 保证系统跟踪误差渐进稳定. 文献[25]研究含有模型不确定性和未知扰动的欠驱动USA跟踪控制问题, 基于动态面控制、反步、对数转换函数等技术提出一种无奇点控制器, 保证系统瞬态与稳态跟踪性能满足实际要求. 进一步, 文献[26]针对模型未知的欠驱动USV编队控制问题, 利用指定性能控制方法降低碰撞风险, 并设计基于神经网络逼近器的事件触发控制策略, 使得快速形成、保持编队. 文献[27]研究具有未知扰动、模型不确定性和输出约束的USV跟踪控制问题, 通过引入障碍Lyapunov函数保证状态满足约束条件, 在此基础上提出一种基于反步法的径向基神经网络有限时间控制器, 使得轨迹跟踪误差能够在有限时间收敛至零附近的邻域内, 且不会超出跟踪误差的预定边界. 文献[28]提出一种具有误差约束及输入饱和的USV有限时间控制策略, 分别采用双曲正切函数与Tan-type型障碍Lyapunov函数对执行器饱和、误差约束进行处理.

受上述文献启发, 本文考虑跟踪误差约束, 针对含有系统动态未知、推进器故障与饱和约束、速度不可测的USV跟踪控制问题开展研究. 首先, 构造推进器饱和约束下固定时间扩张状态观测器, 实现对未知系统状态与集总未知非线性准确的估计. 其次, 通过采用一种设定时间性能函数, 预先设定性能指标规范位姿跟踪误差的瞬态与稳态性能, 进而利用误差转换函数, 对位姿跟踪误差约束进行无约束转换, 凭借控制转换误差信号有界可使实际位姿误差满足指定约束. 此外, 利用饱和和补偿系统抑制输入饱和的不利影响. 在此基础上, 提出一种基于固定时间扩张状态观测器的积分滑模容错控制(integral sliding mode fault-tolerant control based on fixed-time extended state observer, FxESO-ISMFC)策略, 保证系统实际固定时间稳定. 最后, 仿真研究和对比分析验证了该策略能够在满足跟踪误差约束的前提下实现精准跟踪控制, 且提高了系统瞬态与稳态性能.

2 关键引理与问题描述

2.1 关键引理

引理 1^[29] 若存在正定、连续函数 $V(x)$ 满足

$$\dot{V}(x) = -aV^p(x) - bV^q(x) + \vartheta, \quad (1)$$

其中: $a > 0, b > 0, 0 < p < 1, q > 1$. 该系统实际固定时间稳定, 系统状态能够在固定时间收敛至残差集

$$\left\{ \lim_{x \rightarrow T} x | V(x) \leq \min \left\{ a^{-\frac{1}{p}} \left(\frac{\vartheta}{1-\theta} \right)^{\frac{1}{p}}, b^{-\frac{1}{p}} \left(\frac{\vartheta}{1-\theta} \right)^{\frac{1}{p}} \right\} \right\}, \quad (2)$$

式中: $0 < \theta < 1$, 收敛时间 T 满足

$$T \leq T_{\text{upper}} = \frac{1}{a\theta(1-p)} + \frac{1}{b\theta(q-1)}. \quad (3)$$

引理 2^[30] 对于二阶系统, 即

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -l_1 \text{sig}^{\alpha_1} x_1 - l'_1 \text{sgn} x_1 - \\ \quad l''_1 \text{sig}^{\alpha_1'} x_1 - l_2 \text{sig}^{\alpha_2} x_2 - \\ \quad l'_2 \text{sgn} x_2 - l''_2 \text{sig}^{\alpha_2'} x_2, \end{cases} \quad (4)$$

式中: $l_i > 0, l'_i > 0, l''_i > 0, i = 1, 2, \alpha_i, \alpha'_i$ 并且满足

$$\alpha_1 = \frac{\alpha}{2-\alpha}, \alpha_2 = \alpha, \alpha'_1 = \frac{4-3\alpha}{2-\alpha}, \alpha'_2 = \frac{4-3\alpha}{3-2\alpha},$$

$0 < \alpha < 1$, 则该二阶系统状态能够在固定时间 t_f 内收敛到平衡点.

引理 3^[31] 对于 $x_i, i = 1, 2, \dots, k$, 若 $0 < \beta \leq 1$, 可得

$$\left(\sum_{i=1}^N |x_i| \right)^\beta \leq \sum_{i=1}^N |x_i|^\beta \leq N^{1-\beta} \left(\sum_{i=1}^N |x_i| \right)^\beta, \quad (5)$$

若实数 β 满足 $\beta > 1$, 则有

$$\sum_{i=1}^N |x_i|^\beta \leq \left(\sum_{i=1}^N |x_i| \right)^\beta \leq N^{\beta-1} \sum_{i=1}^N |x_i|^\beta. \quad (6)$$

2.2 问题描述

如图1所示, 考虑系统动态未知的USV数学模型

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{R}(\psi)\boldsymbol{\nu}, \\ \dot{\boldsymbol{\nu}} = \mathbf{M}^{-1}(\mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\nu}) + \boldsymbol{\tau} + \mathbf{d}), \end{cases} \quad (7)$$

其中: $\boldsymbol{\eta} = [x \ y \ \psi]^T$ 为地球坐标系 OXY 中USV位置矢量与艏向角; $\boldsymbol{\nu} = [u \ v \ r]^T$ 为附体坐标系 BX_oY_o 中线速度和角速度; $\mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\nu}) = -\mathbf{C}(\boldsymbol{\nu})\boldsymbol{\nu} - \mathbf{D}(\boldsymbol{\nu})\boldsymbol{\nu}$ 表示未知系统动态; $\mathbf{d} = \mathbf{M}\mathbf{R}^T\boldsymbol{\delta}, \boldsymbol{\delta} = [\delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3]^T$ 为外部扰动; $\mathbf{R}(\psi)$ 是旋转矩阵, 表示为

$$\mathbf{R}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

且满足

$$\begin{cases} \mathbf{R}^T(\psi)\mathbf{R}(\psi) = \mathbf{I}, \|\mathbf{R}(\psi)\| = 1, \forall \psi \in [0, 2\pi], \\ \dot{\mathbf{R}}(\psi) = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{S}(r), \\ \mathbf{R}^T(\psi)\mathbf{S}(r)\mathbf{R}(\psi) = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{S}(r)\mathbf{R}^T(\psi) = \mathbf{S}(r). \end{cases} \quad (9)$$

矩阵 $\mathbf{S}(r)$ 表示为

$$\mathbf{S}(r) = \begin{bmatrix} 0 & -r & 0 \\ r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

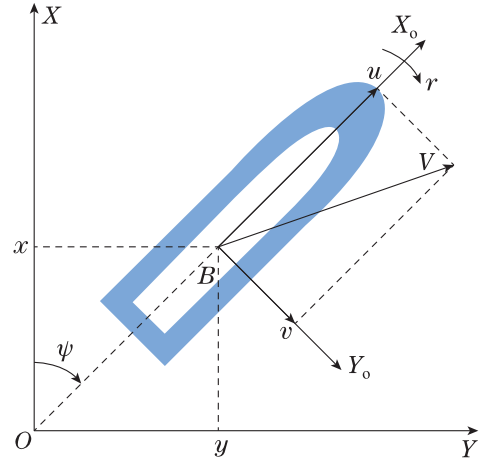


图1 地球坐标系 OXY 以及附体坐标系 BX_oY_o

Fig. 1 Earth OXY and body-fixed BX_oY_o coordinate frames

惯性矩阵 \mathbf{M} , 科里奥利向心力矩阵 $\mathbf{C}(\boldsymbol{\nu})$ 和阻尼矩阵 $\mathbf{D}(\boldsymbol{\nu})$ 分别如下所示:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \quad (11a)$$

$$\mathbf{C}(\boldsymbol{\nu}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{13}(\boldsymbol{\nu}) \\ 0 & 0 & c_{23}(\boldsymbol{\nu}) \\ -c_{13}(\boldsymbol{\nu}) & -c_{23}(\boldsymbol{\nu}) & 0 \end{bmatrix}, \quad (11b)$$

$$\mathbf{D}(\boldsymbol{\nu}) = \begin{bmatrix} d_{11}(\boldsymbol{\nu}) & 0 & 0 \\ 0 & d_{22}(\boldsymbol{\nu}) & d_{23}(\boldsymbol{\nu}) \\ 0 & d_{32}(\boldsymbol{\nu}) & d_{33}(\boldsymbol{\nu}) \end{bmatrix}, \quad (11c)$$

式中: $m_{11} = m - X_{\dot{u}}, m_{22} = m - Y_{\dot{v}}, m_{23} = m x_g - Y_{\dot{r}}, m_{32} = m x_g - N_{\dot{v}}, m_{33} = I_z - N_{\dot{r}}, c_{13}(\boldsymbol{\nu}) = -m_{11}v - m_{23}r, c_{23}(\boldsymbol{\nu}) = -m_{11}u, d_{11}(\boldsymbol{\nu}) = -X_u - X_{|u|u}|u| - X_{uuu}|u|^2, d_{22}(\boldsymbol{\nu}) = -Y_v - Y_{|v|v}|v|, d_{23}(\boldsymbol{\nu}) = -Y_r - Y_{|v|r}|v| - Y_{|r|r}|r|, d_{32}(\boldsymbol{\nu}) = -N_v - N_{|v|v}|v| - N_{|r|v}|r|, d_{33}(\boldsymbol{\nu}) = -N_r - N_{|v|r}|v| - N_{|r|r}|r|, Y_{\dot{r}} = N_{\dot{v}}. m$ 表示USV的质量, I_z 表示USV的惯量力矩.

考虑部分失效故障, 则在推进器饱和与故障约束下, 实际作用于USV的力/力矩 $\boldsymbol{\tau}$ 可表示为

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{E} \text{sat} \boldsymbol{\tau}_c, \quad (12)$$

其中: $\mathbf{E} = \text{diag}\{e_u, e_v, e_r\}$ 是USV推进系统效率矩阵, $0 < e_j \leq 1, j = u, v, r$. 若存在 $e_j = 1$, 表示USV推进系统正常工作, 可得 $\tau_j = \text{sat} \tau_{cj}$; 若 $0 < e_j < 1$, 表示推进系统发生部分失效故障, 可得 $\tau_j < \text{sat} \tau_{cj}$,

sat τ_c 为输入饱和约束下作用于USV控制力/力矩, 数学描述为

$$\text{sat}\tau_{cj} = \begin{cases} \tau_{j,\max} \text{sgn}\tau_{cj}, & |\tau_{cj}| > \tau_{j,\max}, \\ \tau_{cj}, & |\tau_{cj}| \leq \tau_{j,\max}, \end{cases} \quad (13)$$

其中: $\tau_{j,\max}(j = u, v, r)$ 表示推进系统在各自自由度上能提供力/力矩的最大值, τ_{cj} 表示由控制器计算得到的指令控制向量。

考虑推进系统故障与饱和约束, USV数学模型式可表示为

$$\begin{cases} \dot{\eta} = \mathbf{R}(\psi)\nu, \\ \dot{\nu} = \mathbf{M}^{-1}(\mathbf{E} \text{sat}\tau_c + \mathbf{Q}(\eta, \nu)), \end{cases} \quad (14)$$

式中

$$\mathbf{Q}(\eta, \nu) = \mathcal{H}(\eta, \nu) + \mathbf{d}. \quad (15)$$

考虑期望轨迹如下:

$$\begin{cases} \dot{\eta}_d = \mathbf{R}(\psi_d)\nu_d, \\ \dot{\nu}_d = \mathbf{M}^{-1}(\mathcal{H}_d(\eta_d, \nu_d) + \tau_d), \end{cases} \quad (16)$$

式中

$$\mathcal{H}_d(\eta_d, \nu_d) = -\mathbf{C}(\nu_d)\nu_d - \mathbf{D}(\nu_d)\nu_d, \quad (17)$$

其中: $\eta_d = [x_d \ y_d \ \psi_d]^T, \nu_d = [u_d \ v_d \ r_d]^T$ 分别为期望位置和速度向量, $\tau_d = [\tau_{ud} \ \tau_{vd} \ \tau_{rd}]^T$ 表示期望控制力/力矩。

本文控制目标: 为包含系统动态未知、推进器故障与饱和约束、速度不可测的USV, 设计一种具有指定性能的控制策略 τ_c , 能够驱动USV实际轨迹向量 η, ν 精准跟踪期望轨迹向量 η_d, ν_d , 保证跟踪误差能够在固定时间内收敛到平衡点附近的邻域, 且位姿跟踪误差严格位于指定的约束边界内, 闭环系统实际固定时间稳定。

3 轨迹跟踪控制系统设计

3.1 模型变换

为便于后续控制器设计, 针对速度向量 ν, ν_d 引入坐标变换

$$\begin{cases} \varsigma = \mathbf{R}\nu, \\ \varsigma_d = \mathbf{R}_d\nu_d, \end{cases} \quad (18)$$

其中: $\varsigma = [\varsigma_u \ \varsigma_v \ \varsigma_r]^T, \varsigma_d = [\varsigma_{du} \ \varsigma_{dv} \ \varsigma_{dr}]^T, \mathbf{R} = \mathbf{R}(\psi), \mathbf{R}_d = \mathbf{R}(\psi_d)$ 。

结合式(9)(14)(18), 可得

$$\begin{cases} \dot{\eta} = \varsigma, \\ \dot{\varsigma} = \mathcal{N}(\eta, \nu) + \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \text{sat}\tau_c, \end{cases} \quad (19)$$

其中: $\mathcal{N}(\eta, \nu) = \mathbf{S}\varsigma + \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{Q}, \mathbf{S} = \mathbf{S}(\varsigma_r)$ 。

同理, 由式(9)(16)(18), 可得

$$\begin{cases} \dot{\eta}_d = \varsigma_d, \\ \dot{\varsigma}_d = \mathcal{N}_d(\eta_d, \nu_d) + \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\tau_d, \end{cases} \quad (20)$$

其中: $\mathcal{N}_d(\eta_d, \nu_d) = \mathbf{S}_d\varsigma_d + \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\mathcal{H}_d(\eta_d, \nu_d), \mathbf{S}_d = \mathbf{S}(\varsigma_{dr})$ 。

根据式(19)–(20), 跟踪误差动态系统可表示为

$$\begin{cases} \dot{\eta}_e = \varsigma_e, \\ \dot{\varsigma}_e = \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \text{sat}\tau_c + \mathcal{F}(\cdot), \end{cases} \quad (21)$$

其中: $\eta_e = \eta - \eta_d = [\eta_{e,u} \ \eta_{e,v} \ \eta_{e,r}]^T, \varsigma_e = \varsigma - \varsigma_d = [\varsigma_{eu} \ \varsigma_{ev} \ \varsigma_{er}]^T, \mathcal{F}(\cdot) = [\mathcal{F}_u \ \mathcal{F}_v \ \mathcal{F}_r]^T$ 表示包含推进系统故障、未知系统动态及外部海洋扰动的集总未知非线性, 数学描述为

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\cdot) = & \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{Q}(\eta, \nu) - \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\tau_d - \\ & \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\mathcal{H}_d(\eta_d, \nu_d) + \mathbf{S}\varsigma - \mathbf{S}_d\varsigma_d. \end{aligned} \quad (22)$$

假设 1 包含推进系统故障与未知系统动态的集总非线性 $\mathcal{F}(\cdot)$ 关于时间的变化率有界, 即满足

$$\|\dot{\mathcal{F}}(\cdot)\| \leq L_f, \quad (23)$$

其中 L_f 表示一个有界的正常数。

定义状态变量 $\mathbf{x}_1 = \eta_e, \mathbf{x}_2 = \varsigma_e, \mathbf{x}_3 = \mathcal{F}(\cdot)$, 则式(21)可表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{x}_2, \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \text{sat}\tau_c + \mathbf{x}_3, \\ \dot{\mathbf{x}}_3 = \mathbf{h}, \end{cases} \quad (24)$$

其中 $\mathbf{h} = [h_u \ h_v \ h_r]^T$ 为扩张状态 \mathbf{x}_3 的未知导数。

3.2 固定时间扩张状态观测器设计

针对跟踪误差动态系统存在的未知速度跟踪误差 \mathbf{x}_2 与集总未知非线性 $\mathcal{F}(\cdot)$, 为改善系统控制性能, 设计固定时间扩张状态观测器如下所示:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}_1 = \hat{\mathbf{x}}_2 + g_1 \text{sig}^{a_1}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1) + h_1 \text{sig}^{b_1}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1), \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_2 = \hat{\mathbf{x}}_3 + \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \text{sat}\tau_c + g_2 \text{sig}^{a_2}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1) + \\ \quad h_2 \text{sig}^{b_2}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1), \\ \dot{\hat{\mathbf{x}}}_3 = g_3 \text{sig}^{a_3}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1) + h_3 \text{sig}^{b_3}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1) + \\ \quad l_0 \text{sgn}(\mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1), \end{cases} \quad (25)$$

其中: $\hat{\mathbf{x}}_1, \hat{\mathbf{x}}_2, \hat{\mathbf{x}}_3$ 分别为系统状态 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3$ 的估计值, $a_i = ia - (i - 1), b_i = b + (i - 1)(\frac{1}{b} - 1), i = 1, 2, 3, a \in (1 - l_1), b \in (1 + l_2)$, 并且 l_1, l_2 为足够小的正常数, $L_f \leq l_0$. 选取合适的增益矩阵, 即

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} -g_1 & 1 & 0 \\ -g_2 & 0 & 1 \\ -g_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} -h_1 & 1 & 0 \\ -h_2 & 0 & 1 \\ -h_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (26)$$

其中 $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2$ 为Hurwitz矩阵。

定理 1 在满足假设1的条件下, 为跟踪误差动态系统(24)设计的固定时间扩张状态观测器(25), 选

取合适的观测器参数 $a_i, b_i, g_i, h_i, i = 1, 2, 3$ 与 l_0 , 能够实现对系统状态信息 \mathbf{x}_2 、集总非线性 \mathbf{x}_3 的准确观测, 观测误差将在固定时间内收敛至平衡点.

定义辅助误差变量, 即

$$\begin{cases} \mathbf{e}_1 = \mathbf{x}_1 - \hat{\mathbf{x}}_1, \\ \mathbf{e}_2 = \mathbf{x}_2 - \hat{\mathbf{x}}_2, \\ \mathbf{e}_3 = \mathbf{x}_3 - \hat{\mathbf{x}}_3. \end{cases} \quad (27)$$

结合式(25)(27), 可得观测误差动态如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{e}}_1 = \mathbf{e}_2 - g_1 \text{sig}^{a_1} \mathbf{e}_1 - h_1 \text{sig}^{b_1} \mathbf{e}_1, \\ \dot{\mathbf{e}}_2 = \mathbf{e}_3 - g_2 \text{sig}^{a_2} \mathbf{e}_1 - h_2 \text{sig}^{b_2} \mathbf{e}_1, \\ \dot{\mathbf{e}}_3 = \mathbf{h} - g_3 \text{sig}^{a_3} \mathbf{e}_1 - h_3 \text{sig}^{b_3} \mathbf{e}_1 - l_0 \text{sgn} \mathbf{e}_1. \end{cases} \quad (28)$$

经过变换, 所设计固定时间状态观测器与文献[32]所提出扰动观测器相同, 观测误差能够在固定时间 $T_0 \leq T_{0, \text{upper}} = \frac{\lambda_{\max}^{1-a}(\mathbf{P}_1)}{\chi_1(1-a)} + \frac{1}{\chi_2(b-1)\theta^{b-1}}$ 快速收敛到平衡点, 其中参数 $\chi_1 = \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{J}_1)}{\lambda_{\max}(\mathbf{P}_1)}$, $\chi_2 = \frac{\lambda_{\min}(\mathbf{J}_2)}{\lambda_{\max}(\mathbf{P}_2)}$, $\theta \leq \lambda_{\min}(\mathbf{P}_2)$, 矩阵 $\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \mathbf{J}_1, \mathbf{J}_2$ 均为正定矩阵, 满足 $\mathbf{P}_1 \mathbf{W}_1 + \mathbf{W}_1^T \mathbf{P}_1 = -\mathbf{J}_1, \mathbf{P}_2 \mathbf{W}_2 + \mathbf{W}_2^T \mathbf{P}_2 = -\mathbf{J}_2$.

3.3 设定时间性能函数设计

引入一种新型设定时间性能函数如下:

$$\rho_k(t) = \begin{cases} (\rho_{k,0} - \rho_{k,\infty}) \left(\frac{\sin \frac{2\pi t}{t_0}}{2\pi} - \frac{t}{t_0} \right) + \rho_{k,0}, & t \leq t_0, \\ \rho_{k,\infty}, & t > t_0, \end{cases} \quad (29)$$

其中: $\rho_{k,0} > \rho_{k,\infty} > 0, k = u, v, r$ 分别表示 $\rho_k(t)$ 的初值和终值.

关于式(29)求关于时间的一阶与二阶导数, 可得

$$\dot{\rho}_k(t) = \begin{cases} \frac{\rho_{k,0} - \rho_{k,\infty}}{t_0} (\cos \frac{2\pi t}{t_0} - 1), & t \leq t_0, \\ 0, & t > t_0. \end{cases} \quad (30)$$

$$\ddot{\rho}_k(t) = \begin{cases} -\frac{2\pi(\rho_{k,0} - \rho_{k,\infty})}{t_0^2} (\sin \frac{2\pi t}{t_0}), & t \leq t_0, \\ 0, & t > t_0. \end{cases} \quad (31)$$

由式(30), 当 $t \geq 0$, 有 $\dot{\rho}_k(t) \leq 0$; 且 $t \geq t_0$ 时, 存在 $\rho_k(t) = \rho_{k,\infty}$. 因此, 式(29)中设定时间性能函数为正且非递增函数. 此外, 由于 $\dot{\rho}_k(t_0) = \ddot{\rho}_k(t_0) = 0$, 可知该函数在 $t \in [0, +\infty)$ 连续.

为改善USV轨迹跟踪瞬态与稳态性能, 提高其作业安全性, 在式(29)提出的指定性能函数下, 预先设定

位姿跟踪性能如下:

$$-\rho_k(t) \leq x_{1k} \leq \rho_k(t), \quad (32)$$

其中 $k = u, v, r$. 根据实际任务需求选取合适的初始误差 $\rho_{k,0}$ 、稳态误差 $\rho_{k,\infty}$, 能够实现对跟踪误差的瞬态、稳定性能的合理约束.

3.4 跟踪误差无约束变换

进一步, 针对式(32)中位姿跟踪误差约束, 引入转换函数如下所示:

$$\mu_k = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1+z_k}{1-z_k} \right), \quad (33)$$

其中 $z_k = \frac{x_{1k}}{\rho_k}$, 对其求关于时间的一阶导数, 进一步可得

$$\dot{z}_k = \frac{x_{2k}\rho_k - x_{1k}\dot{\rho}_k}{\rho_k^2}. \quad (34)$$

同时, 求误差转换函数 μ_k 关于时间的导数, 则有

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_k &= \frac{\partial \mu_k}{\partial z_k} \dot{z}_k = \\ &= \frac{\partial \mu_k}{\partial z_k} \left(\frac{x_{1k}\rho_k - x_{2k}\dot{\rho}_k}{\rho_k^2} \right) = \\ &= \bar{r}_k \left(x_{2k} - \frac{x_{1k}\dot{\rho}_k}{\rho_k} \right), \end{aligned} \quad (35)$$

其中 $\bar{r}_k = \frac{\partial \mu_k}{\partial z_k} \frac{1}{\rho_k}$. 对其求关于时间的导数, 可得

$$\dot{\bar{r}}_k = \frac{d(\frac{\partial \mu_k}{\partial z_k})}{dt} \frac{1}{\rho_k} - \frac{\partial \mu_k}{\partial z_k} \frac{\dot{\rho}_k}{\rho_k^2}, \quad (36)$$

式中

$$\frac{d(\frac{\partial \mu_k}{\partial z_k})}{dt} = \frac{-2\dot{z}_k z_k}{(1-z_k)^2 (z_k+1)^2}. \quad (37)$$

进一步, 可求得

$$\begin{aligned} \ddot{\mu}_k &= \dot{\bar{r}}_k \left(x_{2k} - \frac{x_{1k}\dot{\rho}_k}{\rho_k} \right) + \\ &= \bar{r}_k \left(\dot{x}_{2k} - \frac{x_{2k}\dot{\rho}_k\rho_k + x_{1k}\ddot{\rho}_k\rho_k - x_{1k}\dot{\rho}_k^2}{\rho_k^2} \right). \end{aligned} \quad (38)$$

定义变量 $\boldsymbol{\mu} = [\mu_u \ \mu_v \ \mu_r]^T$, 并结合轨迹跟踪误差动态系统(24), 可得

$$\dot{\boldsymbol{\mu}} = \bar{\mathbf{R}}(\mathbf{x}_2 - \text{diag}\{\mathbf{x}_1\} \text{diag}\{\dot{\boldsymbol{\rho}}\} \boldsymbol{\rho}^{-1}) \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\boldsymbol{\mu}} &= \dot{\bar{\mathbf{R}}}(\mathbf{x}_2 - \text{diag}\{\mathbf{x}_1\} \text{diag}\{\dot{\boldsymbol{\rho}}\} \boldsymbol{\rho}^{-1}) + \\ &= \bar{\mathbf{R}}(\mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{E} \text{sat} \boldsymbol{\tau}_c + \mathbf{x}_3 - \boldsymbol{\Upsilon}), \end{aligned} \quad (40)$$

其中: $\bar{\mathbf{R}} = \text{diag}\{\bar{r}_u, \bar{r}_v, \bar{r}_r\}$, $\boldsymbol{\rho} = [\rho_u \ \rho_v \ \rho_r]^T$, $\boldsymbol{\Upsilon}_k = (x_{2k}\dot{\rho}_k\rho_k + x_{1k}\ddot{\rho}_k\rho_k + x_{1k}\dot{\rho}_k^2)/\rho_k^2, k = u, v, r, \boldsymbol{\Upsilon} = [\Upsilon_u \ \Upsilon_v \ \Upsilon_r]^T$.

通过误差变换, 将受约束的跟踪误差式(32)转化为无约束系统式(40), 则控制转换误差有界能够保证原始跟踪误差满足性能约束.

3.5 固定时间齐次积分滑动模态设计

设计固定时间齐次积分滑动模态如下:

$$s = \dot{\boldsymbol{\mu}} + \int_0^t (\mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta})) d\boldsymbol{\vartheta}, \quad (41)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta}) = & \\ & \gamma_1 \text{sig}^{\alpha_1} \boldsymbol{\mu} + \gamma_1' \text{sgn} \boldsymbol{\mu} + \gamma_1'' \text{sig}^{\beta_1} \boldsymbol{\mu} + \\ & \gamma_2 \text{sig}^{\alpha_2} \dot{\boldsymbol{\mu}} + \gamma_2' \text{sgn} \dot{\boldsymbol{\mu}} + \gamma_2'' \text{sig}^{\beta_2} \dot{\boldsymbol{\mu}}, \end{aligned} \quad (42)$$

其中: $\gamma_i > 0, \gamma_i' > 0, \gamma_i'' > 0, i = 1, 2; \alpha_i, \beta_i$ 且满足

$$\begin{aligned} \alpha_1 = \frac{\alpha_0}{2 - \alpha_0}, \alpha_2 = \alpha_0, \beta_1 = \frac{4 - 3\alpha_0}{2 - \alpha_0}, \\ \beta_2 = \frac{4 - 3\alpha_0}{3 - 2\alpha_0}, 0 < \alpha_0 < 1. \end{aligned}$$

此外, 采用的滑动模态趋近律为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{s}} = -r_0 \mathbf{s} - \frac{r_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}} - \\ \frac{r_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}}, \end{aligned} \quad (43)$$

其中: r_0, r_1, r_2 均为正数; p_1, q_1, p_2, q_2 均为正奇数, 并且满足 $p_1 > q_1, p_2 < q_2$.

3.6 指定性能约束的固定时间控制律设计

在输出反馈控制框架下, 设计一种基于扩张状态观测器(25)的积分滑模容错控制FxESO-ISMFC策略如下所示:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\tau}_c = \boldsymbol{\tau}_1 + \boldsymbol{\tau}_{sa}, \\ \boldsymbol{\tau}_1 = -\mathbf{E}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{R}}^{-1} (r_0 \mathbf{s} + \frac{r_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}} + \\ \frac{r_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}} + \mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta})) - \\ \mathbf{E}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}^{-1} \bar{\mathbf{R}}^{-1} \dot{\bar{\mathbf{R}}} (\hat{\mathbf{x}}_2 - \text{diag}\{\hat{\mathbf{x}}_1\} \times \\ \text{diag}\{\dot{\boldsymbol{\rho}}\} \boldsymbol{\rho}^{-1}) + \mathbf{E}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}^{-1} (\boldsymbol{\Upsilon} - \hat{\mathbf{x}}_3), \\ \boldsymbol{\tau}_{sa} = \mathbf{E}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}^{-1} k_\omega \boldsymbol{\omega}_\tau, \end{cases} \quad (44)$$

式中: $\boldsymbol{\tau}_1$ 为固定时间积分滑模控制器计算得到的控制律, $\boldsymbol{\tau}_{sa}$ 为饱和和补偿项, $\boldsymbol{\tau}_c$ 为饱和和补偿后的USV系统固定时间控制律, k_ω 为补偿系统调节因子, 满足 $k_\omega > 0, \boldsymbol{\omega}_\tau = [\omega_{\tau_u} \ \omega_{\tau_v} \ \omega_{\tau_r}]^T$ 是为防止控制器出现饱和而引入的饱和和补偿项, 由如下设计的输入饱和和补偿器计算得到

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\omega}}_\tau = -k_0 \boldsymbol{\omega}_\tau - \frac{k_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} - \\ \frac{k_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}, \end{aligned} \quad (45)$$

其中: $k_0 > 0, k_1 > 0, k_2 > 0$, 且 $\Delta \boldsymbol{\tau} = \text{sat} \boldsymbol{\tau}_c - \boldsymbol{\tau}_c, \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}} = \mathbf{R} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{E} \Delta \boldsymbol{\tau}$.

注 1 由于本文引入了设定时间性能函数对跟踪误差 $\boldsymbol{\eta}_e$ 进行约束, 所以在观测器误差动力学收敛之前, USV 所有

状态在固定时间 $[0, T_0]$ 内不会发散. 因此, 对于可控的USV, 基于无约束转换误差 $\boldsymbol{\mu}$ 所设计的指令控制信号 $\boldsymbol{\tau}_c$ 是有界的, 因此式(45)所包含的推进器饱和和约束误差 $\Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}$ 有界.

注 2 由式(44)可知, 本文提出的控制策略中不存在任何引起奇异的非线性项, 从而在保证USV系统固定时间稳定的同时, 从理论上避免了传统终端滑模的奇异性问题.

定理 2 在满足假设1的条件下, 针对存在推进器故障与饱和约束、系统动态未知和速度不可测的USV轨迹跟踪误差控制系统(24), 在本文所设计的FxESO-ISMFC(44)策略作用下, 具有指定性能无约束误差(32)的USV系统能够在固定时间内准确跟踪上期望轨迹并保持在稳定状态.

4 稳定性分析

在分离原理框架下, 在本节中对于定理2的证明分为两步完成, 首先证明跟踪误差可以在固定时间 T_1 内收敛到滑模面(41)任意小邻域内, 然后证明当系统到达齐次积分滑模面后依然可以在固定时间内收敛至平衡点.

步骤 1 构造Lyapunov函数如下所示:

$$V = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \frac{1}{2} \boldsymbol{\omega}_\tau^T \boldsymbol{\omega}_\tau, \quad (46)$$

对式(46)求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = \mathbf{s}^T \dot{\mathbf{s}} + \boldsymbol{\omega}_\tau^T \dot{\boldsymbol{\omega}}_\tau = \\ \mathbf{s}^T (\dot{\boldsymbol{\mu}} + \mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta})) + \boldsymbol{\omega}_\tau^T (-k_0 \boldsymbol{\omega}_\tau - \\ \frac{k_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} - \frac{k_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}) = \\ \mathbf{s}^T (\dot{\bar{\mathbf{R}}} (\hat{\mathbf{x}}_2 - \text{diag}\{\mathbf{x}_1\} \text{diag}\{\dot{\boldsymbol{\rho}}\} \boldsymbol{\rho}^{-1}) + \\ \bar{\mathbf{R}} (\hat{\mathbf{x}}_3 + \mathbf{R} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{E} \text{sat} \boldsymbol{\tau}_c - \boldsymbol{\Upsilon}) + \\ \mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta})) + \boldsymbol{\omega}_\tau^T (-k_0 \boldsymbol{\omega}_\tau - \\ \frac{k_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} - \frac{k_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}) = \\ \mathbf{s}^T (\dot{\bar{\mathbf{R}}} (\hat{\mathbf{x}}_2 - \text{diag}\{\mathbf{x}_1\} \text{diag}\{\dot{\boldsymbol{\rho}}\} \boldsymbol{\rho}^{-1}) + \bar{\mathbf{R}} (\hat{\mathbf{x}}_3 + \\ \mathbf{R} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{E} \boldsymbol{\tau}_c - \boldsymbol{\Upsilon} + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}) + \mathbf{y}_1(\boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{y}_2(\boldsymbol{\vartheta})) + \\ \boldsymbol{\omega}_\tau^T (-k_0 \boldsymbol{\omega}_\tau - \frac{k_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} - \\ \frac{k_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}). \end{aligned} \quad (47)$$

进一步, 将本文所设计FxESO-ISMFC(44)策略代入式(47)中, 有

$$\begin{aligned} \dot{V} = \mathbf{s}^T (-r_0 \mathbf{s} - \frac{r_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}} - \\ \frac{r_2}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\mathbf{s}}{\sqrt{2}} + k_\omega \boldsymbol{\omega}_\tau + \Delta \bar{\boldsymbol{\tau}}) + \\ \boldsymbol{\omega}_\tau^T (-k_0 \boldsymbol{\omega}_\tau - \frac{k_1}{\sqrt{2}} \text{sig}^{\frac{2p_1}{q_1}-1} \frac{\boldsymbol{\omega}_\tau}{\sqrt{2}} - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{k_2}{\sqrt{2}} \operatorname{sig}^{\frac{2p_2}{q_2}-1} \frac{\omega_\tau}{\sqrt{2}} + \Delta\bar{\tau} \leq \\ & -r_0 \|s\|^2 - r_1 \sum_{i=1}^3 |s_i|^{\frac{2p_1}{q_1}} - r_2 \sum_{i=1}^3 |s_i|^{\frac{2p_2}{q_2}} + \\ & k_\omega \|s\| \|\omega_\tau\| + \|s\| \|\Delta\bar{\tau}\| - k_1 \sum_{i=1}^3 |\omega_{\tau i}|^{\frac{2p_1}{q_1}} - \\ & k_2 \sum_{i=1}^3 |\omega_{\tau i}|^{\frac{2p_2}{q_2}} + \|\omega_\tau\| \|\Delta\bar{\tau}\| - k_0 \|\omega_\tau\|^2. \end{aligned} \tag{48}$$

根据引理3, 可得

$$r_1 \sum_{i=1}^3 |s_i|^{\frac{2p_1}{q_1}} + k_1 \sum_{i=1}^3 |\omega_{\tau i}|^{\frac{2p_1}{q_1}} \geq l_1 2^{\frac{p_1}{q_1}} V^{\frac{p_1}{q_1}}, \tag{49}$$

$$r_2 \sum_{i=1}^3 |s_i|^{\frac{2p_2}{q_2}} + k_2 \sum_{i=1}^3 |\omega_{\tau i}|^{\frac{2p_2}{q_2}} \geq l_2 2^{\frac{p_2}{q_2}} 6^{\frac{q_2-p_2}{q_2}} V^{\frac{p_2}{q_2}}, \tag{50}$$

其中: $l_1 = \min\{r_1, k_1\}$, $l_2 = \min\{r_2, k_2\}$.

由Young不等式, 存在如下不等式:

$$\|s\| \|\omega_\tau\| \leq \frac{\|s\|^2}{2} + \frac{\|\omega_\tau\|^2}{2}, \tag{51}$$

$$\|s\| \|\Delta\bar{\tau}\| \leq \frac{w_1 \|s\|^2}{4} + \frac{\|\Delta\bar{\tau}\|^2}{w_1}, \tag{52}$$

$$\|\omega_\tau\| \|\Delta\bar{\tau}\| \leq \frac{w_2 \|\omega_\tau\|^2}{4} + \frac{\|\Delta\bar{\tau}\|^2}{w_2}, \tag{53}$$

其中: $w_1 > 0, w_2 > 0$.

根据以上分析, 并选取控制参数 r_0, k_0 , 使得其分别满足 $r_0 > \frac{k_\omega}{2} + \frac{w_1}{4}, k_0 > \frac{k_\omega}{2} + \frac{w_2}{4}$, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -l_1 2^{\frac{p_1}{q_1}} V^{\frac{p_1}{q_1}} - l_2 2^{\frac{p_2}{q_2}} 6^{\frac{q_2-p_2}{q_2}} V^{\frac{p_2}{q_2}} - \\ & (r_0 - \frac{k_\omega}{2} - \frac{w_1}{4}) \|s\|^2 - (k_0 - \frac{k_\omega}{2} - \\ & \frac{w_2}{4}) \|\omega_\tau\|^2 + (\frac{1}{w_1} + \frac{1}{w_2}) \|\Delta\bar{\tau}\|^2 \leq \\ & -\lambda_1 V^{\frac{p_1}{q_1}} - \lambda_2 V^{\frac{p_2}{q_2}} + \lambda, \end{aligned} \tag{54}$$

式中: $\lambda_1 = l_1 2^{\frac{p_1}{q_1}}, \lambda_2 = l_2 2^{\frac{p_2}{q_2}} 6^{\frac{q_2-p_2}{q_2}}, \lambda = (\frac{1}{w_1} + \frac{1}{w_2}) \|\Delta\bar{\tau}\|^2$.

由引理1可知, 误差系统状态 $\mu, \dot{\mu}$ 能够在固定时间 T_1 内稳定, 并收敛至残差集, 即

$$\begin{aligned} \Delta s = \{ & \|\mu, \dot{\mu}\| \mid \Delta s(\mu, \dot{\mu}) \leq \\ & \min\{\lambda_1^{-\frac{q_1}{p_1}} (\frac{\lambda}{1-\theta})^{\frac{q_1}{p_1}}, \lambda_2^{-\frac{q_1}{p_1}} (\frac{\lambda}{1-\theta})^{\frac{q_2}{p_2}}\}, \end{aligned} \tag{55}$$

其中 $0 < \theta < 1$, 收敛时间满足

$$T_1 \leq \frac{q_1}{\lambda_1 \theta (p_1 - q_1)} + \frac{q_2}{\lambda_2 \theta (q_2 - p_2)}. \tag{56}$$

通过表达式(55)可知, 当增大控制参数 $r_1, r_2, k_1,$

k_2, w_1, w_2 时, 可使滑模面 s 最终收敛域的界值任意小, 并且都存在与其对应的固定收敛时间, 即系统跟踪状态可以在固定时间 T_1 内收敛到滑模面 $s = 0$ 附近的任意小邻域内. 当推进器的控制输入稳定在饱和约束范围之内后, 系统跟踪误差状态将会到达滑模面.

注3 步骤1只是证明了USV的系统跟踪误差状态在到达滑模面之前是固定时间稳定的, 误差系统稳定收敛时间为 $T = T_0 + T_1$. 因此, 第2步需要继续证明, 当时系统滑动到滑模面时, 系统依然满足固定时间收敛.

步骤2 当系统状态到达滑模面, 有

$$s = 0, \dot{s} = 0, \tag{57}$$

结合式(41)(57), 跟踪误差系统重新表示为

$$\dot{\mu} = - \int_0^t (y_1(\vartheta) + y_2(\vartheta)) d\vartheta, \tag{58}$$

对式(57)求导可得

$$\begin{aligned} \ddot{\mu} = & -\gamma_1 \operatorname{sig}^{\alpha_1} \mu - \gamma_1' \operatorname{sgn} \mu - \\ & \gamma_1'' \operatorname{sig}^{\beta_1} \mu - \gamma_2 \operatorname{sig}^{\alpha_2} \dot{\mu} - \\ & \gamma_2' \operatorname{sgn} \dot{\mu} - \gamma_2'' \operatorname{sig}^{\beta_2} \dot{\mu}. \end{aligned} \tag{59}$$

由引理2可知, 当系统跟踪误差状态保持在滑模面上时, USV轨迹跟踪误差 $\mu, \dot{\mu}$ 可在固定时间 t_f 内收敛到平衡点. 因此, 所设计的基于扩张状态观测器的积分滑模容错控制(FxESO-ISMFC)方案能够使得控制系统在固定时间 $T = T_0 + T_1 + t_f$ 内稳定.

根据以上分析, 本文所提出FxESO-ISMFC策略能够使得转换误差USV轨迹跟踪误差 $\mu, \dot{\mu}$ 有界且固定时间收敛, 所以通过转换函数特性可得 $-\rho_k(t) \leq x_{1k} \leq \rho_k(t)$, 即位姿跟踪性能约束条件式(32)能够满足.

注4 在引理2中, 虽然系统状态能够在固定时间 t_f 内沿着滑模面收敛到原点, 但滑动阶段收敛时间的上界无法显式给出. 该引理的具体稳定收敛证明过程见参考文献[30,33].

注5 本文以全驱动水面无人船为研究背景, 考虑到实际应用环境, 无人船初始位置与期望轨迹初始位置的误差初值一般不会很大, 并且在设计控制输入饱和约束上界和推进系统部分失效故障后所产生的实际控制推力, 依然能够保证无人船跟踪上期望轨迹的. 因此, 本文结论是在无人船应用环境下的一个研究结果, 并不是一个全局结果.

5 仿真研究

5.1 精准轨迹跟踪性能评估

为验证本文所提FxESO-ISMFC策略能够实现约束条件下USV高精度轨迹跟踪, 选取Cybership II数学模型开展仿真实验^[17], 验证本文所提控制策略的有效性, 模型参数见表1.

表 1 CybershipII 水动力参数

Table 1 Hydrodynamic parameters of the CybershipII

参数	取值	参数	取值	参数	取值
m	23.800	Y_v	-0.8612	$X_{\dot{u}}$	-2.0
I_z	1.760	$Y_{ v v}$	-36.2823	$Y_{\dot{v}}$	-10.0
x_g	0.046	$Y_{ v r}$	0.0	$Y_{\dot{r}}$	0.0
X_u	-0.7225	Y_r	0.1079	$N_{\dot{v}}$	0.0
$X_{ u u}$	-1.3274	N_v	0.1052	$N_{\dot{r}}$	-1.0
X_{uuu}	-5.8664	$N_{ v v}$	5.0437	$Y_{ v r}$	0.0
$N_{ v r}$	0.0	$N_{ r v}$	0.0		

令外部扰动

$$\delta = [2.5 \sin \frac{\pi t}{6} \quad 2.5 \cos \frac{\pi t}{5} \quad 2 \sin \frac{\pi t}{3}]^T,$$

期望轨迹控制信号取为

$$\tau_d = [7 \quad 2.8 \cos(0.01\pi t)^2 \quad \sin(0.1\pi t)^2]^T,$$

初始位姿与速度分别取为

$$\eta_d(0) = [-3 \quad -3 \quad 0]^T, \quad \nu_d(0) = [0 \quad 0 \quad 0]^T,$$

实际初始状态取为

$$\eta(0) = [-1.8 \quad -1.5 \quad \frac{\pi}{2}]^T, \quad \nu(0) = [-0.5 \quad 0 \quad 0]^T.$$

此外, 参考文献[15], 将本文的推进系统效率因子分别设置为 $E = \text{diag}\{0.65 + 0.2 \cos(0.1t), 0.7 + 0.2 \sin(0.2t), 0.6 + 0.2 \sin(0.1t)\}$; 根据文献[27], 推进系统在各个自由度提供的最大合力/力矩分别为 $\tau_{u,\max} = \tau_{v,\max} = 90 \text{ N}$, $\tau_{r,\max} = 20 \text{ N} \cdot \text{m}$. 观测器参数取为 $g_1 = 3, g_2 = 10, g_3 = 20, h_1 = 3, h_2 = 10, h_3 = 20, a = 0.8, b = 1.25$. 所提出设定时间性能函数参数取 $\rho_0 = [2.5 \quad 2.5 \quad 2.5]^T, \rho_\infty = [0.1 \quad 0.1 \quad 0.1]^T, t_0 = 5 \text{ s}$. 齐次积分滑动模态参数取为 $\gamma_1 = 2, \gamma'_1 = 1, \gamma''_1 = 2, \gamma_2 = 2, \gamma'_2 = 1, \gamma''_2 = 2, \alpha_0 = 0.6$. 滑动模态趋近律的参数分别设计为 $r_0 = 2, r_1 = 1, r_2 = 1, p_1 = 9, q_1 = 7, p_2 = 7, q_2 = 9$. 饱和补偿动态系统参数分别取为 $k_\omega = 3, k_0 = 2, k_1 = 0.8, k_2 = 0.8$. 在相同条件下, 采用文献[32]中基于状态观测器的固定时间滑模控制 (fixed-time sliding mode control based on extended state observer, ESO-FxSMC) 策略、文献[34]中自适应有限时间滑模控制 (adaptive finite-time sliding mode control, AFSMC) 策略进行仿真对比.

仿真结果如图2-9所示. 图2表示本文所提出的 FxESO-ISMFC 策略与两种比较策略作用下 USV 对期望轨迹的跟踪曲线. 从图中不难发现, 虽然3种方案均能实现对期望轨迹的跟踪, 但是本文提出的 FxESO-ISMFC 策略, 能够更快速、精准地跟踪到期望轨迹. 图3-5 分别表示上述3种控制策略下 USV 对期望位姿的跟踪误差曲线. 由图可知, 在考虑复杂扰动、未知系统动态、推进系统故障及饱和约束的情况下, 本文 FxESO-ISMFC 策略下的位姿跟踪误差能够更加快速、精确地收敛到平衡点, 且严格保持在指定的约束范围内; 然而, 另外两种对比策略则具有较大的跟踪

瞬态及稳态误差, 不能满足指定约束条件. 图6为3种控制策略下速度跟踪误差曲线, 由图可知在 FxESO-ISMFC 策略下, USV 可以更快到达并保持期望速度, 且具有最小的稳态误差. 图7为推进器饱和和约束下控制器响应曲线. 由图可以看出, 控制器能够在满足饱和和约束的条件下实现对期望轨迹的高精度跟踪. 结合图2-6中 USV 对期望轨迹跟踪表现可以看出本文所提出的补偿动态系统可以有效地处理推进器饱和对控制品质的不利影响, 改善轨迹跟踪性能.

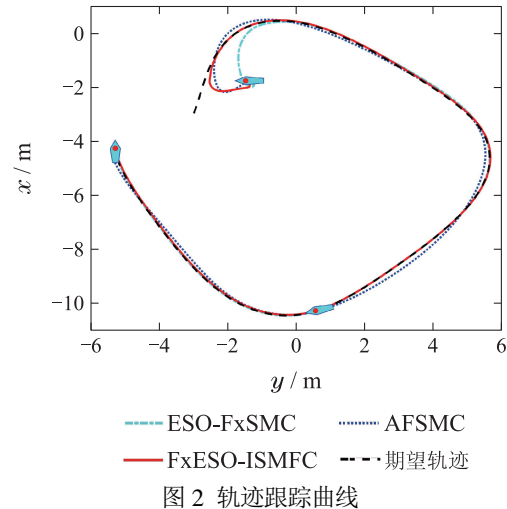


图 2 Trajectory tracking curves

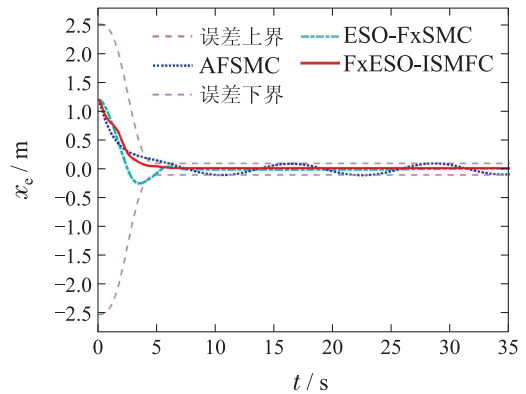


图 3 x 维度位置跟踪误差

Fig. 3 Position tracking error of x dimension

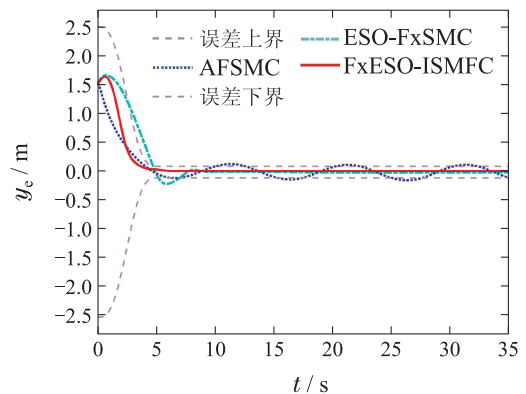


图 4 y 维度位置跟踪误差

Fig. 4 Position tracking error of y dimension

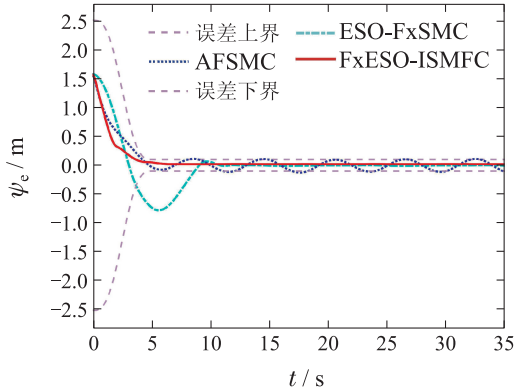


图5 ψ 维度位置跟踪误差

Fig. 5 Position tracking error of ψ dimension

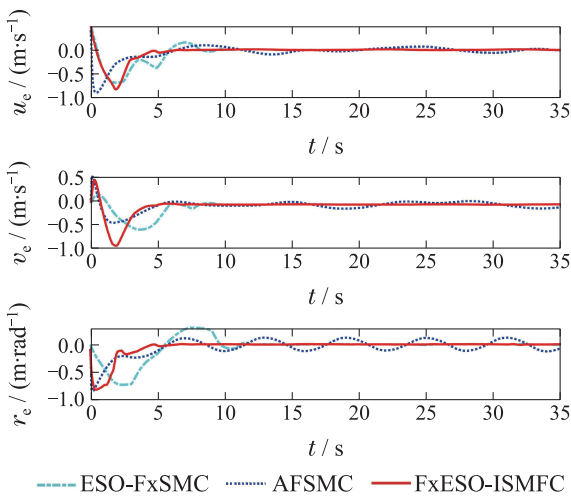


图6 速度跟踪误差

Fig. 6 Velocity tracking errors

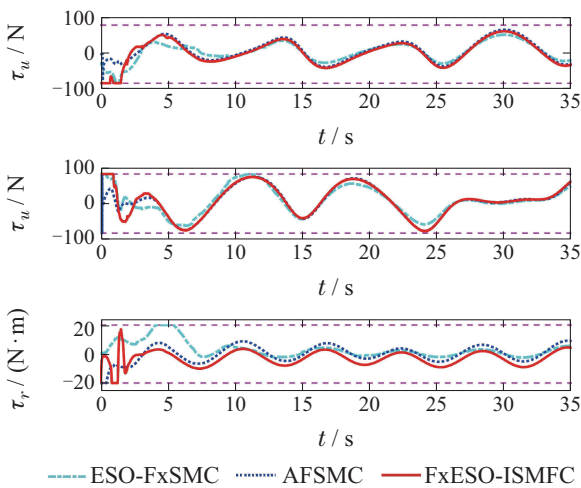


图7 控制输入

Fig. 7 Control inputs

图8-9为本文所设计固定时间扩张状态观测器对未知速度跟踪误差状态、包含推进器故障的集总非线性的估计曲线.因此,由图可知,在本文提出的FxESO-ISMFC策略下,所设计的固定时间扩张状态观测器能够在4 s左右实现对未知速度跟踪误差、未知非线性的精确估计.

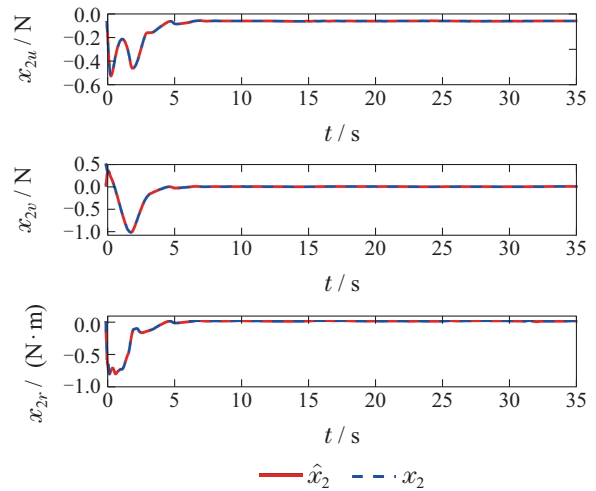


图8 系统状态 x_2 估计

Fig. 8 The estimation of system state x_2

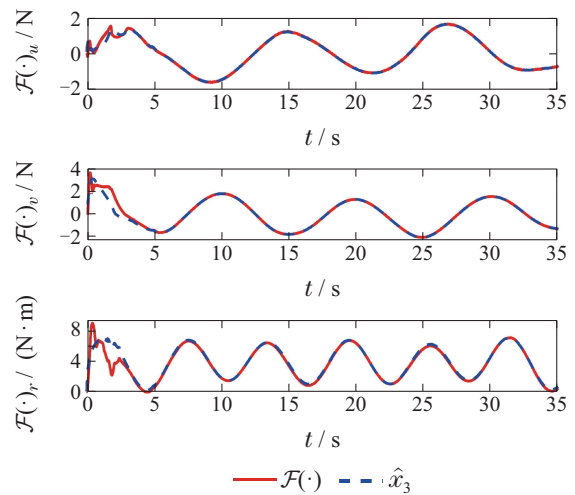


图9 集总扰动估计

Fig. 9 The estimation of lumped disturbance

5.2 固定时间收敛性能评估

为了验证所设计的FxESO-ISMFC方案固定时间收敛特性,选取了4组不同初始状态进行仿真研究,初始状态设置见表2.选取期望轨迹控制信号、期望轨迹初始位置以及相关参数均与上节完全一致.

表2 初始位置和速度

Table 2 Initial position and velocity

	初始位置	初始速度
状态1	$\eta_0 = [1.8 \ -0.5 \ \pi/2]^T$	$\nu_0 = [0.5 \ 0 \ 0.1]^T$
状态2	$\eta_0 = [-4 \ -1.5 \ \pi/3]^T$	$\nu_0 = [0.5 \ 0.2 \ 0.1]^T$
状态3	$\eta_0 = [0 \ -4 \ \pi/6]^T$	$\nu_0 = [0 \ 0.5 \ 0.1]^T$
状态4	$\eta_0 = [-2 \ -6 \ \pi/3]^T$	$\nu_0 = [0 \ 0 \ 0]^T$

仿真结果如图10-14所示,图10为USV在4种不同初始状态下轨迹跟踪曲线,由图可知,本文所设计的FxESO-ISMFC策略在4种不同的初始状态下均能够驱动USV精准的跟踪到预定期望轨迹,并且均能够在设定的固定时间内到达.图11-13分别为采用

FxESO-ISMFC策略下USV位置和艏向跟踪误差变化曲线, 仿真结果表明, 位置与艏向跟踪误差均能以满足误差约束形式的快速固定时间收敛, 且具有相同的收敛性能. 图14为FxESO-ISMFC策略下USV速度跟踪误差曲线, 由图可知, 速度跟踪误差总是能够在固定时间上界 T 内快速收敛至平衡点, 因此, 本文设计的FxESO-ISMFC策略极大地克服了初始状态对USV跟踪性能的影响, 显著提高了USV在近海平台作业及狭窄海域航行的精准性与安全性.

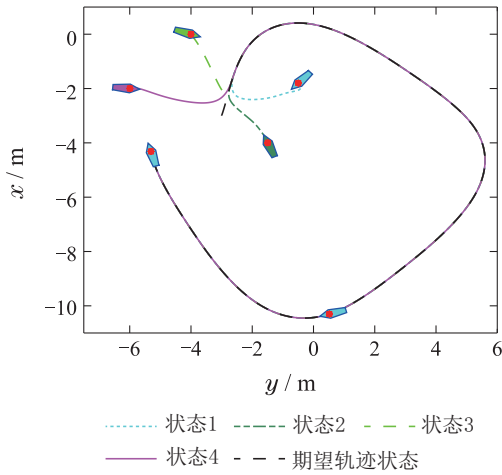


图 10 4种初始状态下的轨迹跟踪曲线
Fig. 10 Trajectory-tracking curves in 4 initial states

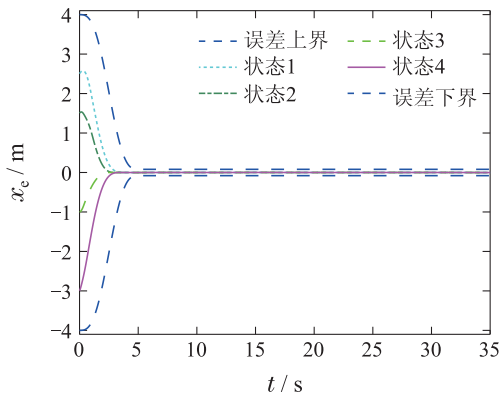


图 11 x 维度位置跟踪误差
Fig. 11 Position tracking error of x dimension

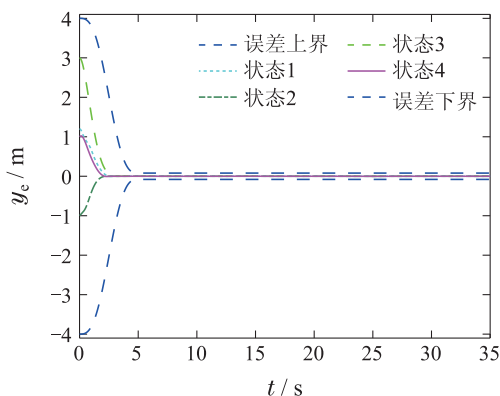


图 12 y 维度位置跟踪误差
Fig. 12 Position tracking error of y dimension

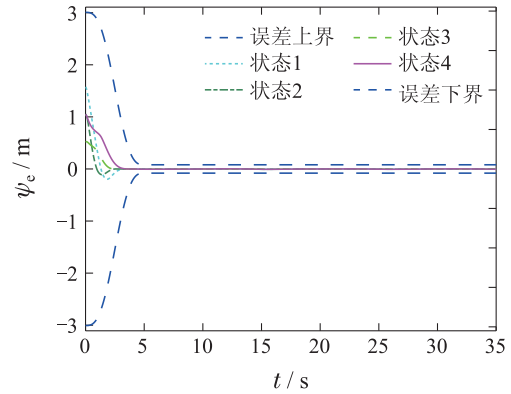


图 13 ψ 维度位置跟踪
Fig. 13 Position tracking error of ψ dimension

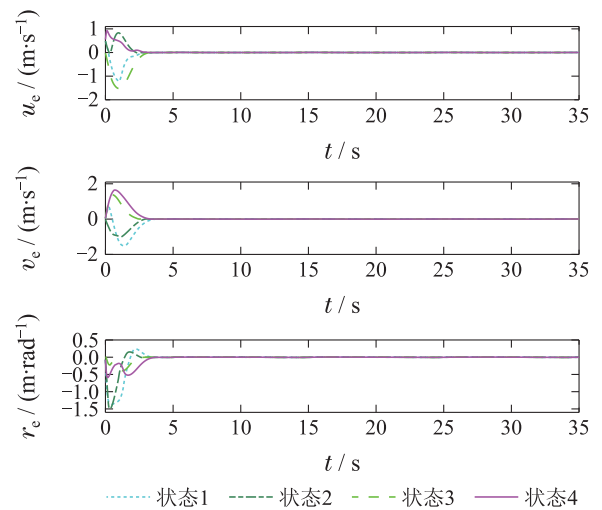


图 14 速度跟踪误差
Fig. 14 Velocity tracking errors

6 结论

本文研究了系统动态未知的USV在推进系统故障与饱和约束下轨迹跟踪问题, 提出了一种具有指定性能约束的固定时间跟踪控制方案. 通过构造固定时间扩张状态观测器, 实现了对未知系统状态、集总非线性精准观测. 同时引入了指定性能函数, 对位姿跟踪误差进行约束, 通过误差转换函数将其转化为等效无约束动态系统, 极大地简化了控制器设计. 在此基础上, 结合固定时间积分滑模与补偿动态系统设计的固定时间控制策略, 能够保证系统实际固定时间稳定且位姿跟踪误差严格位于指定范围内. 仿真研究表明, 本文所设计控制策略能够提高USV轨迹跟踪系统的瞬态性能与稳态精度.

参考文献:

[1] WANG N, ZHANG Y H, AHN C K, et al. Autonomous pilot of unmanned surface vehicles: Bridging path planning and tracking. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2022, 71(3): 2358 – 2374.
[2] WANG N, GAO Y, ZHANG X F. Data-driven performance-prescribed reinforcement learning control of an unmanned surface vehicle. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2021, 32(12): 5456 – 5467.

- [3] YU Yalei, SU Rongbin, FENG Xu, et al. Tracking control of backstepping adaptive path of unmanned surface vessels based on surge-varying LOS. *Chinese Journal of Ship Research*, 2019, 14(3): 163 – 171.
(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. *中国舰船研究*, 2019, 14(3): 163 – 171.)
- [4] WANG N, AHN C K. Coordinated trajectory tracking control of a marine aerial-surface heterogeneous system. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2021, 26(6): 3198 – 3210.
- [5] WANG N, ER M J, HAN M. Large tanker motion model identification using generalized ellipsoidal basis function-based fuzzy neural networks. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2015, 45(12): 2732 – 2743.
- [6] QIU B B, WANG G F, FAN Y S, et al. Adaptive sliding mode trajectory tracking control for unmanned surface vehicle with modeling uncertainties and input saturation. *Applied Sciences*, 2019, 9(6): 1240 – 1253.
- [7] YAN Z P, WANG M, XU J. Robust adaptive sliding mode control of underactuated autonomous underwater vehicles with uncertain dynamics. *Ocean Engineering*, 2019, 173: 802 – 809.
- [8] SHEN Zhipeng, ZHANG Xiaoling. Recursive sliding-mode dynamic surface adaptive control for ship trajectory tracking with nonlinear gains. *Acta Automatica Sinica*, 2018, 44(10): 1833 – 1841.
(沈智鹏, 张晓玲. 基于非线性增益递归滑模的船舶轨迹跟踪动态面自适应控制. *自动化学报*, 2018, 44(10): 1833 – 1841.)
- [9] ESFAHANI H N, SZLAPCZYNSKI R. Model predictive super-twisting sliding mode control for an autonomous surface vehicle. *Polish Maritime Research*, 2019, 26(3): 163 – 171.
- [10] YU S H, YU X H, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode. *Automatica*, 2005, 41(11): 1957 – 1964.
- [11] YU Z F, ZHAO F, DING S H, et al. Adaptive pre-assigned finite-time control of uncertain nonlinear systems with unknown control gains. *Applied Mathematics and Computation*, 2022, 417(15): 1 – 11.
- [12] SU S, HAN L G, LI S K. Finite-time event-triggered consensus control for high-speed train with gradient resistance. *Journal of the Franklin Institute*, 2022, 359(2): 1144 – 1175.
- [13] WANG N, SU S F. Finite-time unknown observer based interactive trajectory tracking control of asymmetric underactuated surface vehicles. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2021, 29(2): 794 – 803.
- [14] SHEN Z P, WANG Y, YU H M, et al. Finite-time adaptive tracking control of marine vehicles with complex unknowns and input saturation. *Ocean Engineering*, 2020, 198: 106 – 121.
- [15] GONZALEZ-GARCIA J, NARCIZO-NUCI N A, GARCIA-VALDOVINOS L G, et al. Model-free high order sliding mode control with finite-time tracking for unmanned underwater vehicles. *Applied Sciences*, 2021, 11(4): 1836 – 1851.
- [16] CHEN Z, ZHANG Y G, ZHANG Y M, et al. Disturbance-observer-based sliding mode control design for nonlinear unmanned surface vessel with uncertainties. *IEEE Access*, 2019, 7: 148522 – 148530.
- [17] WANG N, KARIMI H R, LI H Y, et al. Accurate trajectory tracking of disturbed surface vehicles: A finite-time control approach. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2019, 24(3): 1064 – 1074.
- [18] LI B, BAN H Y, GONG W Q, et al. Extended state observer-based finite-time dynamic surface control for trajectory tracking of a quadrotor unmanned aerial vehicle. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2020, 42(15): 2956 – 2968.
- [19] YANG G C, WANG H, CHEN J, et al. Command filtered robust control of nonlinear systems with full-state time-varying constraints and disturbances rejection. *Nonlinear Dynamics*, 2020, 101(4): 2325 – 2342.
- [20] WANG S B, NA J, YU H S, et al. Finite-time parameter estimation-based adaptive predefined performance control for servo mechanisms. *ISA Transactions*, 2019, 87: 174 – 186.
- [21] BECHLIOLIS C P, ROVITHAKIS G A. A low-complexity global approximation-free control scheme with prescribed performance for unknown pure feedback systems. *Automatica*, 2014, 50(4): 1217 – 1226.
- [22] LUO J J, WEI C S, DAI H H, et al. Robust LS-SVM-based adaptive constrained control for a class of uncertain nonlinear systems with time-varying predefined performance. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2018, 56: 561 – 587.
- [23] QIN H D, LI C P, SUN Y C. Adaptive neural network-based fault-tolerant trajectory-tracking control of unmanned surface vessels with input saturation and error constraints. *IET Intelligent Transport Systems*, 2020, 14(5): 356 – 363.
- [24] HUANG B, ZHOU B, ZHANG S, et al. Adaptive prescribed performance tracking control for underactuated autonomous underwater vehicles with input quantization. *Ocean Engineering*, 2021, 221: 549 – 561.
- [25] DAI S L, HE S D, WANG M, et al. Adaptive neural control of underactuated surface vessels with prescribed performance guarantees. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2018, 30(12): 3686 – 3698.
- [26] CHEN G D, YAO D Y, ZHOU Q, et al. Distributed event-triggered formation control of USVs with prescribed performance. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2021, 16(25): 1 – 19.
- [27] FU M Y, WANG L L. Adaptive finite-time event-triggered control of marine surface vehicles with prescribed performance and output constraints. *Ocean Engineering*, 2021, 238: 712 – 725.
- [28] QIN H D, LI C P, SUN Y C, et al. Finite-time trajectory tracking control of unmanned surface vessel with error constraints and input saturations. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(16): 11472 – 11495.
- [29] GAO Z Y, GUO G. Command-filtered fixed-time trajectory tracking control of surface vehicles based on a disturbance observer. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2019, 29(13): 4348 – 4365.
- [30] CUI J W, SUN H B. Fixed-time trajectory tracking control of autonomous surface vehicle with model uncertainties and disturbances. *Complexity*, 21(9): 191 – 205.
- [31] WANG T Q, LIU Y T, ZHANG X F. Extended state observer-based fixed-time trajectory tracking control of autonomous surface vessels with uncertainties and output constraints. *ISA Transactions*, 2021, 35: 257 – 271.
- [32] ZHANG J Q, YU S H, YAN Y. Fixed-time velocity-free sliding mode tracking control for marine surface vessels with uncertainties and unknown actuator faults. *Ocean Engineering*, 2020, 201: 145 – 159.
- [33] TIAN B L, ZUO Z Y, YAN X M, et al. A fixed-time output feedback control scheme for double integrator systems. *Automatica*, 2017, 80: 17 – 24.
- [34] YAO Q J. Adaptive finite-time sliding mode control design for finite-time fault-tolerant trajectory tracking of marine vehicles with input saturation. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(18): 13593 – 13619.

作者简介:

王宁 博士生导师, 从事海洋自主系统智能控制研究, E-mail: n.wang@ieee.org;

王仁慧 硕士研究生, 研究方向为水面无人艇轨迹跟踪控制, E-mail: wrh1744754029@163.com;

刘永金 硕士研究生, 研究方向为水面无人艇编队控制, E-mail: liuyongjin@dlmu.edu.cn.