自动化学报
ACTA AUTOMATICA SINICA

状态测量不确定和动力学未知的无人艇固定时间容错控制

王宁 高颖 王仁慧

Fixed-time Fault-tolerance Control of an Unmanned Surface Vehicle With Uncertain Measurements and Unknown Dynamics

WANG Ning, GAO Ying, WANG Ren-Hui

在线阅读 View online: https://doi.org/10.16383/j.aas.c220482

您可能感兴趣的其他文章

基于扰动观测器的AUVs固定时间编队控制

Fixed-time Formation Control of AUVs Based on a Disturbance Observer

自动化学报. 2019, 45(6): 1094-1102 https://doi.org/10.16383/j.aas.c180809

一类非线性系统模糊自适应固定时间量化反馈控制

Fuzzy Adaptive Fixed-time Quantized Feedback Control for a Class of Nonlinear Systems

自动化学报. 2021, 47(12): 2823-2830 https://doi.org/10.16383/j.aas.c190681

水上无人系统研究进展及其面临的挑战

Progress and Challenges of Overwater Unmanned Systems

自动化学报. 2020, 46(5): 847-857 https://doi.org/10.16383/j.aas.c190363

非匹配扰动下的多智能体系统固定时间一致跟踪

Fixed-time Consensus Tracking of Multi-agent Systems Under Unmatched Disturbances

自动化学报. 2021, 47(6): 1368-1376 https://doi.org/10.16383/j.aas.c190339

故障诊断与容错控制的一个新框架

A New Framework for Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control

自动化学报. 2021, 47(5): 1035-1042 https://doi.org/10.16383/j.aas.c190004

时滞忆阻神经网络动力学分析与控制综述

An Overview of Dynamics Analysis and Control of Memristive Neural Networks With Delays

自动化学报. 2021, 47(4): 765-779 https://doi.org/10.16383/j.aas.c200691

状态测量不确定和动力学未知的无人艇固定时间容错控制

王 宁[1] 高 颖[2] 王仁慧[2]

摘 要 针对含有推进器故障和状态测量不确定的无人艇 (Unmanned surface vehicle, USV) 系统, 提出一种基于双扰动观测器的固定时间容错跟踪控制 (Double disturbance observer-based fixed-time fault-tolerance control, DDO-FxFC) 方法. 设计两个固定时间扰动观测器, 分别估计状态测量不确定性产生的非匹配干扰和包含推进器故障的集总非线性, 同时自适应实时补偿未知观测误差; 采用测量位姿跟踪误差及其动态, 设计快速非奇异终端滑模面, 构建 DDO-FxFC 框架; 理论分析证明 DDO-FxFC 方法能够确保跟踪误差固定时间收敛, 其中收敛时间的上界独立于系统初始状态; 针对原型 USV 的仿真结果和综合对比验证所提出 DDO-FxFC 技术的有效性和优越性.

关键词 无人艇, 测量不确定性, 未知动力学, 固定时间控制, 容错控制

引用格式 王宁, 高颖, 王仁慧. 状态测量不确定和动力学未知的无人艇固定时间容错控制. 自动化学报, 2023, **49**(5): 1050−1061

DOI 10.16383/j.aas.c220482

Fixed-time Fault-tolerance Control of an Unmanned Surface Vehicle With Uncertain Measurements and Unknown Dynamics

WANG Ning[1] GAO Ying[2] WANG Ren-Hui[2]

Abstract In this paper, a double disturbance observer-based fixed-time fault-tolerance control (DDO-FxFC) scheme is developed for an unmanned surface vehicle (USV) in the presence of thruster faults and measurement uncertainties. To be specific, two fixed-time disturbance observers are devised to estimate the mismatching disturbances generated by measurement uncertainties and the lumped nonlinearities including thruster faults, respectively, while unknown estimation errors are compensated in an adaptively real-time manner. Furthermore, a fast nonsingular terminal sliding-mode using measurement tracking errors and their dynamics is deployed to build up the DDO-FxFC framework. Theoretical analysis proves that the DDO-FxFC scheme can ensure fixed-time convergence of tracking errors, whereby the upper bound of convergence time is independent of initial states. Simulation results and comprehensive comparisons on a prototype USV demonstrate the remarkable effectiveness and superiority of the proposed DDO-FxFC scheme.

Key words Unmanned surface vehicle (USV), measurement uncertainty, unknown dynamics, fixed-time control, fault-tolerance control

Citation Wang Ning, Gao Ying, Wang Ren-Hui. Fixed-time fault-tolerance control of an unmanned surface vehicle with uncertain measurements and unknown dynamics. *Acta Automatica Sinica*, 2023, **49**(5): 1050−1061

无人艇 (Unmanned surface vehicle, USV) 是执行海洋资源勘测、海事防务等水面作业任务的新兴技术装备, 在军事、民生、科研等领域发挥重要的作用[1−3]. 针对不同场景需求, 精准轨迹跟踪是 USV 可靠自主作业的关键技术基础, 具有重要的研究价值和现实意义[4−8]. 由于 USV 处于复杂、多变的海洋环境, 存在强环境干扰和未知动力学等不利因素, 使得高精度跟踪控制系统设计成为挑战性难题[9−13].

滑模控制 (Sliding mode control, SMC) 技术具备良好的收敛性能, 对外部扰动、系统不确定性有较强鲁棒性, 在 USV 控制领域得到了广泛应用[14−17]. 文献 [18] 设计了 SMC 策略, 解决了全回转舵桨的电力推进船舶航向控制问题. 针对系统不确定性和复杂干扰, 文献 [19] 结合非线性增益递归 SMC 与自适应神经网络控制技术, 获得了良好的控制性能. 文献 [20] 提出了自适应快速非奇异积分终端滑模控制, 使得水下航行器跟踪误差动态系统

收稿日期 2022-06-10 录用日期 2022-10-29
Manuscript received June 10, 2022; accepted October 29, 2022
国家自然科学基金 (52271306), 船舶总体性能创新研究开放基金 (31422120) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of China (52271306) and Open Foundation for Innovative Research on Ship General Performance (31422120)
本文责任编委 杨浩
Recommended by Associate Editor YANG Hao
1. 大连海事大学轮机工程学院 大连 116026 2. 大连海事大学船舶电气工程学院 大连 116026
1. Marine Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026 2. Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026

的收敛速度快于现有的非奇异 SMC 方法. 文献 [21] 设计了事件触发 SMC 策略, 显著减少了控制律更新次数, 有助于节约 USV 通信资源. 然而, 上述控制方法只能实现系统渐近稳定或指数稳定, 即系统稳定时间无穷大, 难以满足 USV 执行快速、精确的跟踪控制任务需求.

有限时间控制方法能够确保系统在有限时间内稳定, 具有更快的收敛速度、更高的稳态精度, 近年来成为 USV 控制领域的研究热点[22−23]. 文献 [24] 提出了一种基于积分 SMC 的轨迹跟踪控制策略, 利用扰动观测器补偿未知海洋扰动, 实现了复杂航行环境下的 USV 精确跟踪控制, 但该方案忽略了 USV 系统中存在的系统不确定性. 考虑未建模动态和时变干扰, 文献 [25] 提出基于观测器的 SMC 设计方法, 获得有限时间收敛跟踪性能. 文献 [26] 进一步考虑执行器故障, 将自适应控制与 SMC 相结合, 提出一种新型有限时间容错跟踪控制器, 实现系统模型完全未知的有限时间轨迹跟踪控制. 文献 [27] 考虑未知系统动力学和复杂扰动, 提出基于有限时间扩张状态观测器的精确跟踪控制方案, 实现了有限时间内对期望轨迹的高精度跟踪. 在文献 [28] 中, 针对欠驱动 USV 有限时间跟踪问题, 设计一种超扭曲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, 进而设计了一种新型指令滤波控制方案, 能够保证跟踪误差控制系统全局有限时间稳定.

针对有限时间控制方案的不足, Polyakov 发展固定时间控制方法[29]. 文献 [30] 提出一种基于双极限齐次理论的固定时间 SMC 方案, 实现 USV 固定时间跟踪控制, 但需要扰动上界已知. 文献 [31] 将固定时间状态观测器和非奇异终端 SMC 结合, 实现了速度未知的复杂扰动下 USV 固定时间跟踪控制. 文献 [32] 结合积分 SMC 和固定时间观测器, 实现模型参数未知的 USV 固定时间控制. 考虑到 USV 全状态约束, 文献 [33] 基于均匀性的 Lyapunov 方法, 通过设计扩张状态观测器, 使 USV 的位置和航向严格在预定义的输出约束内. 在上述成果的基础上, 文献 [34] 提出了基于事件触发的无人船固定时间轨迹跟踪控制方法. 但需要指出的是, 上述研究成果需要系统状态精准已知.

实际上, USV 测量装置易受恶劣海洋环境影响, 不可避免地存在状态测量不确定性[35−37]. 不同于系统不确定性、海洋环境扰动和推进系统约束, 测量不确定性不仅带来 USV 动力学层面的匹配非线性, 而且产生运动学层面的非匹配扰动. 由于没有直接控制输入处理同一通道中的非匹配扰动, 导致测量不确定性 USV 成为一类非匹配系统, 使其高精度跟踪控制系统设计更为困难. 在现有文献中, 考虑位姿、速度测量不确定性的 USV 跟踪控制研究鲜有报道. 此外, 推进器是 USV 运动控制的底层执行机构, 在高负荷工作、润滑不足、老化等因素作用下极易发生故障[38−40]. 而且, 推进系统故障难以预见, 若未能及时识别、有效补偿, 必然导致控制性能下降、甚至引发灾难性事故. 针对上述问题, 目前主要采用自适应控制、观测器设计、神经网络逼近等技术, 提升控制系统的容错能力[41−44]. 文献 [45] 采用滑模输出反馈技术, 设计 USV 鲁棒容错控制器, 在推进器故障约束下尽量减小位置、速度跟踪误差. 文献 [46] 针对包含推进器故障与未知扰动, 建立了考虑偏移、卡死、时变情形的 USV 推进器故障模型, 对推进器输入矩阵进行满秩分解并构造线形滑模面, 提出一种基于终端滑模的自适应容错跟踪控制策略, 保证闭环系统误差收敛不依赖故障检测与诊断机制. 文献 [47] 中, 结合固定时间扰动观测器, 解决了含有执行器死区和偏航约束的无人船系统渐近稳定问题, 该方法还可以扩展到偏航约束时变且初始状态超过约束区域的情况. 文献 [48] 中, 综合考虑系统未知动态、外部扰动、推进器故障约束等问题, 结合齐次积分滑模和自适应控制技术, 提出一种新型有限时间自适应控制方案, 确保推进器故障下位姿和速度跟踪误差有限时间收敛, 并且具有不依赖模型、连续无抖振等优势.

本文率先研究状态测量不确定的 USV 系统动力学未知、推进器故障约束等容错跟踪控制问题, 结合扰动观测、快速非奇异滑模和自适应控制等技术手段, 提出一种基于双扰动观测器的固定时间容错控制 (Double disturbance observer-based fixed-time fault-tolerance control, DDO-FxFC) 策略. 首先, 分别设计固定时间扰动观测器, 实现系统非匹配扰动与匹配集总非线性的精准估计与补偿; 同时, 采用自适应技术实时逼近未知观测误差, 进一步提高系统鲁棒性. 进而, 设计基于实际位姿跟踪误差及其动态的快速非奇异终端滑模面, 保证跟踪误差在固定时间内快速到达平衡点; 结合所设计固定时间扰动观测器与快速非奇异终端滑模面设计, 构建新型固定时间容错控制框架, 保证 USV 能够在固定时间内精准跟踪期望轨迹, 并且误差收敛时间上界独立于系统初始状态. 最后, 充分利用有限时间收敛带来的控制–观测分离特性, 严格证明闭环控制系统固定时间稳定性. 本文创新性和研究意义如下:

1) 虽然基于终端滑模的有限时间控制方法能够确保跟踪误差在有界时间内收敛至平衡点或其邻域, 但是其收敛时间依赖系统初始状态, 难以应对快速时变扰动和不确定性. 对此, 本文引入固定时

间控制方法, 提出不依赖初始状态的 USV 固定时间控制方案, 使得在任意初始状态下跟踪误差在预设时间内收敛至平衡点或其邻域, 且收敛时间仅由预设的固定时间确定.

2) 考虑实际任务需求, USV 轨迹跟踪要求从任意初始位置出发以指定速度跟踪期望轨迹, 保证在指定时间到达指定位置. 但是由于 USV 具有快时变、强耦合、强非线性和强不确定性等特点, 必须考虑其收敛时间, 否则控制性能难以保证、甚至失稳. 因此, 研究并解决 USV 跟踪控制的固定时间收敛问题具有重要实际意义.

3) 本文首次研究考虑状态测量不确定性的 USV 固定时间容错控制问题. 当 USV 推进器发生故障时, 必然会造成跟踪控制收敛速度慢、控制性能差、鲁棒性弱, 甚至导致系统失稳. 对此, 借鉴容错控制思想, 处理状态测量存在不确定性的推进器故障约束; 结合固定时间控制方法, 提升 USV 故障系统的稳定性和收敛速度.

1 问题描述

1.1 重要引理

引理 1[24]**.** 对于非线性系统:

$$\dot{x} = -k_1 x^{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}} - k_2 x^{\frac{\beta_1}{\beta_2}} - k_3 x - d \tag{1}$$

其中, $k_1 > 0$, $k_2 > 0$, $k_3 > 0$, $k_3 > |d|$, $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ 为正奇数, 满足 $\alpha_1 > \alpha_2$, $\beta_1 < \beta_2$. 该系统全局固定时间稳定且收敛时间独立于系统初始状态, 收敛时间上界满足

$$T \le T_{\text{upper}} = \frac{\alpha_2}{k_1(\alpha_1 - \alpha_2)} + \frac{\beta_2}{k_1(\beta_2 - \beta_1)} \tag{2}$$

引理 2[33]**.** 考虑非线性系统:

$$\dot{x} = -l_1 \text{sig}^{k_1}(x) - l_2 \text{sig}^{k_2}(x), \quad x(0) = x_0 \tag{3}$$

其中, $l_1 > 0$, $l_2 > 0$, $k_1 = (m_1 + 1)/2 + \text{sign}(x-1)(m_1 - 1)/2$, $k_2 = (m_2 + 1)/2 - \text{sign}(x-1)(m_2 - 1)/2$, $m_1 > 0$, $1/2 < m_2 < 1$. $\text{sig}^{k_1}(x) = \text{sign}(x)|x|^{k_1}$, $\text{sig}^{k_2}(x) = \text{sign}(x)|x|^{k_2}$, $\text{sign}(x) = \begin{cases} -1, & \text{如果 } x < 0 \\ 0, & \text{如果 } x = 0 \\ 1, & \text{如果 } x > 0 \end{cases}$

该系统固定时间稳定, 收敛时间独立于系统初始状态且满足

$$T \le T_{\text{upper}} = \frac{1}{l_1(m_1 - 1)} \ln\left(\frac{l_1 + l_2}{l_1}\right) + \frac{1}{l_2(1 - m_2)} \ln\left(\frac{l_1 + l_2}{l_2}\right) \tag{4}$$

引理 3[35]**.** 若存在正定、连续函数 $V(x)$ 满足

$$\dot{V}(x) = -aV^p(x) - bV^q(x) + \vartheta \tag{5}$$

其中, a, b 为正常数且 $0 < p < 1$, $q > 1$, 则该系统实际固定时间稳定, 系统状态能够在固定时间收敛到残差集:

$$\left\{ \lim_{x \to T} x \middle| V(x) \le \min\left\{ a^{-\frac{1}{p}} \left(\frac{\vartheta}{1-\theta}\right)^{\frac{1}{p}}, b^{-\frac{1}{p}} \left(\frac{\vartheta}{1-\theta}\right)^{\frac{1}{q}} \right\} \right\} \tag{6}$$

其中, $0 < \theta < 1$, 收敛时间 T 满足

$$T \le \frac{1}{a(1-p)} + \frac{1}{b(q-1)} \tag{7}$$

1.2 USV 数学模型

考虑系统动态未知的 USV 数学模型如下:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{R}(\psi)\boldsymbol{\upsilon} \\ \dot{\boldsymbol{\upsilon}} = \boldsymbol{M}^{-1}\big(\mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\upsilon}) + \boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{d}\big) \end{cases} \tag{8}$$

其中,

$$\mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\upsilon}) = -\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon})\boldsymbol{\upsilon} - \boldsymbol{D}(\boldsymbol{\upsilon})\boldsymbol{\upsilon} \tag{9}$$

$\boldsymbol{\eta} = [x, y, \psi]^{\text{T}}$ 为惯性坐标系下的位置和艏向, $\boldsymbol{\upsilon} = [u, v, r]^{\text{T}}$ 为附体坐标系下纵荡、横漂、艏摇速度; $\boldsymbol{d} = \boldsymbol{M}\boldsymbol{R}^{\text{T}}\boldsymbol{\delta}$, $\boldsymbol{\delta} = [\delta_u, \delta_v, \delta_r]^{\text{T}}$ 表示海洋环境下产生的外部扰动; $\boldsymbol{R}(\psi)$ 为附体坐标系到惯性坐标系的转换矩阵, 具体可表示为:

$$\boldsymbol{R}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{10}$$

且满足

$$\boldsymbol{R}^{\text{T}}(\psi)\boldsymbol{R}(\psi) = \boldsymbol{I}, \ ||\boldsymbol{R}(\psi)|| = 1, \ \forall \psi \in [0, 2\pi] \tag{11}$$

$$\dot{\boldsymbol{R}}(\psi) = \boldsymbol{R}(\psi)\boldsymbol{S}(r) \tag{12}$$

$$\boldsymbol{R}^{\text{T}}(\psi)\boldsymbol{S}(r)\boldsymbol{R}(\psi) = \boldsymbol{R}(\psi)\boldsymbol{S}(r)\boldsymbol{R}^{\text{T}}(\psi) = \boldsymbol{S}(r) \tag{13}$$

其中, $\boldsymbol{I}$ 是单位矩阵,

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

$\boldsymbol{M}$ 为惯性矩阵, 满足 $\boldsymbol{M} = \boldsymbol{M}^{\text{T}} > 0$, 表示为:

$$\boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \tag{15}$$

$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon})$ 为科里奥利向心力矩阵, 满足 $\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon}) = -\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon})^{\text{T}}$,

$\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\upsilon})$ 为阻尼矩阵, 分别表示为:

$$\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon})=\begin{bmatrix}0 & 0 & c_{13}(\boldsymbol{\upsilon})\\ 0 & 0 & c_{23}(\boldsymbol{\upsilon})\\ -c_{13}(\boldsymbol{\upsilon}) & -c_{23}(\boldsymbol{\upsilon}) & 0\end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\upsilon})=\begin{bmatrix}d_{11}(\boldsymbol{\upsilon}) & 0 & 0\\ 0 & d_{22}(\boldsymbol{\upsilon}) & d_{23}(\boldsymbol{\upsilon})\\ 0 & d_{32}(\boldsymbol{\upsilon}) & d_{33}(\boldsymbol{\upsilon})\end{bmatrix} \tag{17}$$

式中, $m_{11}=m-X_{\dot{u}}$, $m_{22}=m-Y_{\dot{v}}$, $m_{23}=mx_g-Y_{\dot{r}}$, $m_{32}=mx_g-N_{\dot{v}}$, $m_{33}=I_z-N_{\dot{r}}$, $c_{13}(\boldsymbol{\upsilon})=-m_{11}v-m_{23}r$, $c_{23}(\boldsymbol{\upsilon})=-m_{11}u$, $d_{11}(\boldsymbol{\upsilon})=-X_u-X_{|u|u}|u|-X_{uuu}|u|^2$, $d_{22}(\boldsymbol{\upsilon})=-Y_v-Y_{|v|v}|v|$, $d_{23}(\boldsymbol{\upsilon})=-Y_r-Y_{|v|r}|v|-Y_{|r|r}|r|$, $d_{32}(\boldsymbol{\upsilon})=-N_v-N_{|v|v}|v|-N_{|r|v|r|}$, $d_{33}(\boldsymbol{\upsilon})=-N_r-N_{|v|r}|v|-N_{|r|r}|r|$, $Y_{\dot{r}}=N_{\dot{v}}$. m 表示 USV 质量; I_z 为惯量力矩; X_*, Y_*, N_* 表示作用于 USV 上的水动力参数.

不考虑 USV 推进器具体配置, 仅考虑轨迹跟踪所需的力/力矩. 针对存在推进器部分失效、偏差故障问题, 带有推进器故障的 USV 控制输入可表示为:

$$\tau_j=\tau_{nj}+b_j\left(t-t_{0j}\right)\left(\left(e_j-1\right)\tau_{nj}+\bar{\tau}_j\right) \tag{18}$$

其中, τ_j $(j=u, v, r)$ 表示作用于 USV 的实际控制输入, τ_{nj} 表示对应的期望控制力/力矩, $\bar{\tau}_j$ 表示以叠加形式表现的偏差故障项, e_j 为推进器效率因子, $b_j\left(t-t_{0j}\right)$ 表示时变故障:

$$b_j(t-t_{0j})=\begin{cases}0, & t<t_{0j}\\ 1-\mathrm{e}^{-a_j(t-t_{0j})}, & t\geq t_{0j}\end{cases} \tag{19}$$

其中, a_j 为未知的故障变化率, t_{0j} 为各个自由度故障发生时刻.

综上, 考虑推进器故障约束的 USV 推进系统等效控制力/力矩表示为:

$$\boldsymbol{\tau}=\boldsymbol{\tau}_n+\boldsymbol{B}(t-t_0)\Big((\boldsymbol{E}-\boldsymbol{I}_3)\boldsymbol{\tau}_n+\bar{\boldsymbol{\tau}}\Big) \tag{20}$$

其中, $\boldsymbol{E}=\mathrm{diag}\{e_u, e_v, e_r\}$ 为推进系统的效率矩阵, $\boldsymbol{\tau}_n=[\tau_{nu}, \tau_{nv}, \tau_{nr}]^{\mathrm{T}}$、$\bar{\boldsymbol{\tau}}=[\bar{\tau}_u, \bar{\tau}_v, \bar{\tau}_r]^{\mathrm{T}}$ 分别为期望控制力/力矩和加性故障矢量, 矩阵 $\boldsymbol{B}(t-t_0)=\mathrm{diag}\{b_u(t-t_{0u}), b_v(t-t_{0v}), b_r(t-t_{0r})\}$ 为时变故障.

此外, 考虑位姿/速度测量不确定性:

$$\begin{cases}\boldsymbol{\eta}_c=\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\iota}_1\\ \boldsymbol{\upsilon}_c=\boldsymbol{\upsilon}+\boldsymbol{\iota}_2\end{cases} \tag{21}$$

其中, $\boldsymbol{\eta}_c=[x_c, y_c, \psi_c]^{\mathrm{T}}$ 表示通过相应的位姿传感设备实时测量所得的 USV 位置和艏向角, $\boldsymbol{\upsilon}_c=[u_c, v_c, r_c]^{\mathrm{T}}$ 为测量速度; $\boldsymbol{\iota}_1=[\iota_{1u}, \iota_{1v}, \iota_{1r}]^{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{\iota}_2=[\iota_{2u}, \iota_{2v}, \iota_{2r}]^{\mathrm{T}}$ 表示位姿与速度测量不确定性.

结合式 (8)、式 (21), 可得

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\eta}}_c=\boldsymbol{R}(\psi_c)\boldsymbol{\upsilon}_c+\boldsymbol{d}_1\\ \dot{\boldsymbol{\upsilon}}_c=\boldsymbol{M}^{-1}\Big(\boldsymbol{\tau}_n+\boldsymbol{B}\big(t-t_0\big)\big((\boldsymbol{E}-\boldsymbol{I}_3)\boldsymbol{\tau}_n+\bar{\boldsymbol{\tau}}\big)+\boldsymbol{d}_2\Big)\end{cases} \tag{22}$$

其中,

$$\boldsymbol{d}_1=\boldsymbol{\iota}_1+\boldsymbol{R}(\psi_c-\iota_{1r})(\boldsymbol{\upsilon}_c-\boldsymbol{\iota}_2)-\boldsymbol{R}(\psi_c)\boldsymbol{\upsilon}_c \tag{23}$$

$$\boldsymbol{d}_2=\boldsymbol{d}+\mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}_c-\boldsymbol{\iota}_1, \boldsymbol{\upsilon}_c-\boldsymbol{\iota}_2)+\boldsymbol{M}\boldsymbol{\iota}_2 \tag{24}$$

其中, $\boldsymbol{d}_1$ 表示位姿测量不确定性带来的非匹配扰动, $\boldsymbol{d}_2$ 表示包含未知系统动态、风浪流扰动和速度测量不确定性的集总未知非线性.

期望轨迹动态如下:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\eta}}_d=\boldsymbol{R}(\psi_d)\boldsymbol{\upsilon}_d\\ \dot{\boldsymbol{\upsilon}}_d=\boldsymbol{M}^{-1}(\mathcal{H}_d(\boldsymbol{\eta}_d, \boldsymbol{\upsilon}_d)+\boldsymbol{\tau}_d)\end{cases} \tag{25}$$

其中,

$$\mathcal{H}_d(\boldsymbol{\eta}_d, \boldsymbol{\upsilon}_d)=-\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon}_d)\boldsymbol{\upsilon}_d-\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\upsilon}_d)\boldsymbol{\upsilon}_d \tag{26}$$

其中, $\boldsymbol{\eta}_d=[x_d, y_d, \psi_d]^{\mathrm{T}}$ 表示 USV 的期望位置和艏向, $\boldsymbol{\upsilon}_d=[u_d, v_d, r_d]^{\mathrm{T}}$ 表示附体坐标系下期望纵荡、横荡速度与艏摇角速度.

本文控制目标. 定义测量位姿和速度跟踪误差分别为 $\boldsymbol{\eta}_e=\boldsymbol{\eta}_c-\boldsymbol{\eta}_d$, $\boldsymbol{\upsilon}_e=\boldsymbol{\upsilon}_c-\boldsymbol{\upsilon}_d$, 实际位姿和速度跟踪误差为 $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_e=\boldsymbol{\eta}-\boldsymbol{\eta}_d$, $\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}_e=\boldsymbol{\upsilon}-\boldsymbol{\upsilon}_d$, 设计轨迹跟踪控制策略 $\boldsymbol{\tau}_n$, 使得包含状态测量不确定性、推进器故障、动力学未知的 USV 实际位姿和速度跟踪误差 $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_e$, $\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}_e$ 在固定时间内稳定在平衡点附近的小邻域.

2　轨迹跟踪控制系统设计

2.1　模型变换

引入坐标变换

$$\begin{cases}\boldsymbol{\zeta}_c=\boldsymbol{R}\left(\psi_c\right)\boldsymbol{\upsilon}_c\\ \boldsymbol{\zeta}_d=\boldsymbol{R}\left(\psi_d\right)\boldsymbol{\upsilon}_d\end{cases} \tag{27}$$

其中, $\boldsymbol{\zeta}_c=[\zeta_{cu}, \zeta_{cv}, \zeta_{cr}]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\zeta}_d=[\zeta_{du}, \zeta_{dv}, \zeta_{dr}]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{R}_c=\boldsymbol{R}\left(\psi_c\right)$, $\boldsymbol{R}_d=\boldsymbol{R}(\psi_d)$.

结合式 (22)、式 (27), 可得

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\eta}}_c=\boldsymbol{\zeta}_c+\boldsymbol{d}_1\\ \dot{\boldsymbol{\zeta}}_c=\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_n+\boldsymbol{S}_c\boldsymbol{\zeta}_c\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{M}^{-1}\Big(\boldsymbol{d}_2+\boldsymbol{B}(t-t_0)\big((\boldsymbol{E}-\boldsymbol{I}_3)\boldsymbol{\tau}_n+\bar{\boldsymbol{\tau}}\big)\Big)\end{cases} \tag{28}$$

其中, $\boldsymbol{S}_c=\boldsymbol{S}\left(\boldsymbol{\zeta}_{cr}\right)$.

同理, 由式 (25)、式 (27), 可得

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\eta}}_d=\boldsymbol{\zeta}_d\\ \dot{\boldsymbol{\zeta}}_d=\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_d-\Big(\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{M}^{-1}\big(\boldsymbol{C}(\boldsymbol{\upsilon}_d)+\\ \qquad\boldsymbol{D}(\boldsymbol{\upsilon}_d)\big)\boldsymbol{R}_d^{\mathrm{T}}\Big)\boldsymbol{\zeta}_d+\boldsymbol{S}_d\boldsymbol{\zeta}_d\end{cases}\tag{29}$$

其中, $\boldsymbol{S}_d=\boldsymbol{S}(\zeta_{dr})$.

进一步, 测量跟踪误差动态系统可表示为:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\eta}}_e=\boldsymbol{\zeta}_e+\boldsymbol{d}_1\\ \dot{\boldsymbol{\zeta}}_e=\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_n+\boldsymbol{S}_c\boldsymbol{\zeta}_c-\boldsymbol{S}_d\boldsymbol{\zeta}_d+\mathcal{F}(\cdot)\end{cases}\tag{30}$$

其中, $\boldsymbol{\eta}_e=\boldsymbol{\eta}_c-\boldsymbol{\eta}_d=[\eta_{eu},\,\eta_{ev},\,\eta_{er}]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\zeta}_e=\boldsymbol{\zeta}_c-\boldsymbol{\zeta}_d=[\zeta_{eu},\,\zeta_{ev},\,\zeta_{er}]^{\mathrm{T}}$, $\mathcal{F}(\cdot)$如下式所示:

$$\begin{aligned}\mathcal{F}(\cdot)=&\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{M}^{-1}\big(\boldsymbol{d}_2+\boldsymbol{B}\,(t-t_0)\,(\boldsymbol{E}-\boldsymbol{I}_3)\times\\ &\boldsymbol{\tau}_n+\bar{\boldsymbol{\tau}}\big)-\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_d+\Big(\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{M}^{-1}\times\\ &\big(\boldsymbol{C}\,(\boldsymbol{\upsilon}_d)+\boldsymbol{D}\,(\boldsymbol{\upsilon}_d)\,\big)\boldsymbol{R}_d^{\mathrm{T}}\Big)\boldsymbol{\zeta}_d\end{aligned}\tag{31}$$

假设 1. 位姿测量不确定性 $\boldsymbol{\iota}_1$ 与速度测量不确定性 $\boldsymbol{\iota}_2$ 均有界.

假设 2. USV 非匹配扰动 $\boldsymbol{d}_1$ 可导且有界, 满足 $\|\boldsymbol{d}_1\|\leq L_1$.

假设 3. 包含推进器故障、未知系统动态的集总非线性 $\mathcal{F}(\cdot)$ 可导且导数有界, 满足 $||\dot{\mathcal{F}}(\cdot)||\leq L_2$.

结合式 (30) 与假设 2, 设计固定时间非匹配扰动观测器:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}_0=\boldsymbol{z}_1+\boldsymbol{\zeta}_e-\lambda_1\mathrm{sig}^{\frac{\mu_1}{\mu_2}}(\boldsymbol{z}_0-\boldsymbol{\eta}_e)-\\ \qquad\lambda_2\mathrm{sig}^{\frac{\mu_3}{\mu_4}}(\boldsymbol{z}_0-\boldsymbol{\eta}_e)\\ \dot{\boldsymbol{z}}_1=-\lambda_3\mathrm{sign}\,(\boldsymbol{z}_0-\boldsymbol{\eta}_e)\end{cases}\tag{32}$$

其中, $\lambda_1>0$, $\lambda_2>0$, $\lambda_3\geq L_1$; μ_1, μ_2, μ_3, μ_4 均为正奇数, 满足 $\mu_1>\mu_2$, $\mu_3<\mu_4$.

定理 1. 满足假设 2, 设计固定时间扰动观测器 (32), 实现固定时间 T_0 内对非匹配扰动精准估计.

证明. 定义观测误差:

$$\begin{cases}\boldsymbol{x}_0=\boldsymbol{z}_0-\boldsymbol{\eta}_e\\ \boldsymbol{x}_1=\boldsymbol{z}_1-\boldsymbol{d}_1\end{cases}\tag{33}$$

结合式 (33), 扰动观测器 (32) 可表示为:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}_0=-\lambda_1\mathrm{sig}^{\frac{\mu_1}{\mu_2}}(\boldsymbol{x}_0)-\lambda_2\mathrm{sig}^{\frac{\mu_3}{\mu_4}}(\boldsymbol{x}_0)+\boldsymbol{z}_1+\boldsymbol{\zeta}_e\\ \dot{\boldsymbol{z}}_1=-\lambda_3\mathrm{sign}\,(\boldsymbol{x}_0)\end{cases}\tag{34}$$

利用假设 2, 则有

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}_0=\dot{\boldsymbol{z}}_0-\dot{\boldsymbol{\eta}}_e=\\ \qquad f-\lambda_1\mathrm{sig}^{\frac{\mu_1}{\mu_2}}(\boldsymbol{x}_0)-\lambda_2\mathrm{sig}^{\frac{\mu_3}{\mu_4}}(\boldsymbol{x}_0)+\boldsymbol{x}_1\\ \dot{\boldsymbol{x}}_1=\dot{\boldsymbol{z}}_1-\dot{\boldsymbol{d}}_1=-\lambda_3\mathrm{sign}\,(\boldsymbol{x}_0)-\dot{\boldsymbol{d}}_1\end{cases}\tag{35}$$

结合式 (30) 和式 (35), 可得

$$\begin{aligned}\dot{\boldsymbol{x}}_0=\dot{\boldsymbol{z}}_0-\dot{\boldsymbol{\eta}}_e=&-\lambda_1\mathrm{sig}^{\frac{\mu_1}{\mu_2}}(\boldsymbol{x}_0)-\lambda_2\mathrm{sig}^{\frac{\mu_3}{\mu_4}}(\boldsymbol{x}_0)-\\ &\lambda_3\int_0^t\mathrm{sign}\,(\boldsymbol{x}_0)\,\mathrm{d}t-\boldsymbol{d}_1\end{aligned}\tag{36}$$

由引理 1 可知, 系统 (36) 固定时间稳定, 观测误差在固定时间 T_0 内收敛至平衡点, 即

$$\boldsymbol{z}_0(t)\equiv\boldsymbol{\eta}_e(t),\ \boldsymbol{z}_1(t)\equiv\boldsymbol{d}_1(t),\ \ \forall t>T_0\tag{37}$$

收敛时间 T_0 满足

$$T_0\leq\frac{\mu_2}{\lambda_1\,(\mu_1-\mu_2)}+\frac{\mu_4}{\lambda_2\,(\mu_4-\mu_3)}\tag{38}$$

进一步, 设计固定时间集总扰动观测器对集总未知非线性进行观测补偿. 结合假设 3 与式 (30), 设计观测器如下:

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{z}}_2=\gamma_1\boldsymbol{\vartheta}_1\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)+\boldsymbol{z}_3+\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_n+\\ \qquad\boldsymbol{S}_c\boldsymbol{\zeta}_c-\boldsymbol{S}_d\boldsymbol{\zeta}_d\\ \dot{\boldsymbol{z}}_3=\dfrac{\gamma_2}{\hbar}\boldsymbol{\vartheta}_2\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)\end{cases}\tag{39}$$

其中, γ_1, $\gamma_2>0$, $\gamma_1>2\sqrt{\gamma_2}$, $\hbar$ 为待设计的放大因子, 满足 $0<\hbar<1$; $\boldsymbol{\vartheta}_1$, $\boldsymbol{\vartheta}_2$ 表示如下:

$$\begin{cases}\boldsymbol{\vartheta}_1=\mathrm{sig}^{b_1}\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)+\mathrm{sig}^{b_2}\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)\\ \boldsymbol{\vartheta}_2=\mathrm{sig}^{b_1'}\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)+\mathrm{sig}^{b_2'}\Big(\dfrac{\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2}{\hbar}\Big)\end{cases}\tag{40}$$

其中, $0<b_1<1$, $0<b_2<1.5$, $b_1'=2b_1-1$, $b_2'=2b_2-1$. □

定理 2. 满足假设 3, 设计固定时间集总观测器 (39), 观测误差 $\|\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2\|$, $\|\mathcal{F}(\cdot)-\boldsymbol{z}_3\|$ 能够在固定时间收敛至有界区域内, 收敛时间 T_1 满足

$$T_1\leq\frac{1}{b_0}\left(\frac{2b_1}{1-b_1}+\frac{2b_2}{b_2-1}\right)\tag{41}$$

其中, b_0 是与 b_1, b_2 相关的常数.

证明. 引入误差辅助变量:

$$\begin{cases}\boldsymbol{y}_1=\boldsymbol{\zeta}_e-\boldsymbol{z}_2\\ \boldsymbol{y}_2=\mathcal{F}(\cdot)-\boldsymbol{z}_3\end{cases}\tag{42}$$

进一步, 定义如下变量:

$$\boldsymbol{\partial}_i=\frac{\boldsymbol{y}_i(\hbar t)}{\hbar^{2-i}},\quad i=1,\,2\tag{43}$$

结合式 (39)、式 (43), 可得

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{\partial}}_1=-\gamma_1\big(\mathrm{sig}^{b_1}(\boldsymbol{\partial}_1)+\mathrm{sig}^{b_2}(\boldsymbol{\partial}_1)\big)+\boldsymbol{\partial}_2\\ \dot{\boldsymbol{\partial}}_2=-\gamma_2\big(\mathrm{sig}^{b_1'}(\boldsymbol{\partial}_1)+\mathrm{sig}^{b_2'}(\boldsymbol{\partial}_1)\big)+\hbar\cdot\dot{\mathcal{F}}\end{cases}\tag{44}$$

经过变换, 式 (44) 所示的集总扰动观测器与文献 [20] 观测器类似, 后续证明步骤略去. □

2.2　固定时间快速非奇异终端滑模设计

令 $\boldsymbol{\omega}_e = \boldsymbol{\zeta}_e + \boldsymbol{z}_1$, 式 (28) 可表示为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}}_e = \boldsymbol{\omega}_e \\ \dot{\boldsymbol{\omega}}_e = \boldsymbol{R}\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_n + \boldsymbol{S}_c\boldsymbol{\zeta}_c - \boldsymbol{S}_d\boldsymbol{\zeta}_d + \\ \qquad \dot{\boldsymbol{z}}_1 + \mathcal{F}(\cdot) \end{cases} \tag{45}$$

进而, 构造快速非奇异终端滑动模态:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{\omega}_e + \alpha_1 \mathrm{sig}^{k_1}(\boldsymbol{\eta}_e) + \beta_1 \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\eta}_e) \tag{46}$$

其中, $\boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\eta}_e)$ 可表示为:

$$\begin{cases} h_1\boldsymbol{\eta}_e + h_2 \mathrm{sig}^2(\boldsymbol{\eta}_e), & ||\boldsymbol{\eta}_e|| < \varepsilon \\ \mathrm{sig}^{k_2}(\boldsymbol{\eta}_e), & ||\boldsymbol{\eta}_e|| \geq \varepsilon \end{cases} \tag{47}$$

其中, $k_1 = (m_1+1)/2 + \mathrm{sign}(||\boldsymbol{\eta}_e|| - 1)(m_1-1)/2$, $m_1 > 1$; $k_2 = (m_2+1)/2 - \mathrm{sign}(||\boldsymbol{\eta}_e|| - 1)(m_2-1)/2$, 且满足 $1/2 < m_2 < 1$. 此外, $\alpha_1 > 0$, $\beta_1 > 0$, ε 表示一个极小的正常数, $h_1 = (2-k_2)\varepsilon^{k_2-1}$, $h_2 = (k_2-1)\varepsilon^{k_2-2}$.

对所设计滑动模态求导, 可得

$$\dot{\boldsymbol{s}} = \dot{\boldsymbol{\omega}}_e + \alpha_1 k_1 \mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_1-1}\}\boldsymbol{\omega}_e + \beta_1 \dot{\boldsymbol{\varphi}}(\boldsymbol{\eta}_e) \tag{48}$$

其中, $\mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_1-1}\} = \mathrm{diag}\{|\eta_{eu}|^{k_1-1}, |\eta_{ev}|^{k_1-1}, |\eta_{er}|^{k_1-1}\}$, $\dot{\boldsymbol{\varphi}}(\boldsymbol{\eta}_e)$ 可表示为:

$$\dot{\boldsymbol{\varphi}}(\boldsymbol{\eta}_e) = \begin{cases} h_1\boldsymbol{\omega}_e + 2h_2\mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||\}\boldsymbol{\omega}_e, & ||\boldsymbol{\eta}_e|| < \varepsilon \\ k_2\mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_2-1}\}\boldsymbol{\omega}_e, & ||\boldsymbol{\eta}_e|| \geq \varepsilon \end{cases} \tag{49}$$

其中, $\mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||\} = \mathrm{diag}\{|\eta_{eu}|, |\eta_{ev}|, |\eta_{er}|\}$, $\mathrm{diag}\{||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_2-1}\} = \mathrm{diag}\{|\eta_{eu}|^{k_2-1}, |\eta_{ev}|^{k_2-1}, |\eta_{er}|^{k_2-1}\}$.

2.3　固定时间容错控制律设计

进一步, 为加快滑模趋近速度, 同时减小控制抖振, 设计基于反正切型函数的幂次趋近律:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{s}} = -\dfrac{r_1}{\Re}\mathrm{sig}^{p_1}(\boldsymbol{s}) - \dfrac{r_2}{\Re}\mathrm{sig}^{q_1}(\boldsymbol{s}) \\ \Re = \left(\dfrac{\pi}{2} - \arctan \ell||\boldsymbol{s}||^{\rho}\right)\beta \end{cases} \tag{50}$$

其中, $r_1 > 0$, $r_2 > 0$, $p_1 > 0$, $0 < q_1 < 1$, $\beta > 2/\pi$, $0 < \rho < 1$, $\ell > 0$.

综合式 (30)、式 (32)、式 (39)、式 (46)、式 (50), 设计基于双扰动观测器的固定时间容错控制 (DDO-FxFC) 策略如下:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\tau}_n = & -\boldsymbol{M}\boldsymbol{R}_c^{-1}\Big(\alpha_1 k_1 \mathrm{diag}\{\|\boldsymbol{\eta}_e\|^{k_1-1}\}\boldsymbol{\omega}_e + \beta_1\dot{\boldsymbol{\varphi}}(\boldsymbol{\eta}_e) + \\ & \boldsymbol{S}_c\boldsymbol{R}_c\boldsymbol{v}_c - \boldsymbol{S}_d\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{v}_d + \frac{r_1}{\Re}\mathrm{sig}^{p_1}(\boldsymbol{s}) + \\ & \frac{r_2}{\Re}\mathrm{sig}^{q_1}(\boldsymbol{s}) + \dot{\boldsymbol{z}}_1 + \boldsymbol{z}_3 + \hat{f}\mathrm{sign}(\boldsymbol{s})\Big) \end{aligned} \tag{51}$$

其中, $\hat{f}$ 表示集总扰动观测误差上界 f 的自适应估计, 设计为:

$$\dot{\hat{f}} = \frac{1}{\theta c}\left(||\boldsymbol{s}|| - q\hat{f}\right) \tag{52}$$

其中, $\theta > 0$, $c > 0$, $q > 0$.

定理 3. 满足假设 1 ~ 3, 设计 DDO-FxFC 策略 (51) 和自适应律 (52), 使得 USV 快速精准跟踪期望轨迹 $\boldsymbol{\eta}_d$, $\boldsymbol{v}_d$, 保证其实际位姿、速度跟踪误差在固定时间稳定到平衡点附近的小邻域内, 且收敛时间独立于系统初始状态, 收敛时间 $T \leq T_0 + T_1 + T_2 + T_3$, T_2、T_3 将在后文中给出.

3　稳定性分析

定理 3 的证明过程可分为两个步骤, 即滑动模态到达阶段与滑动阶段.

步骤 1. 考虑候选 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2}\boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{s} + \frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2 \tag{53}$$

其中, $c_0 = \theta c$, $\tilde{f} = f - \hat{f}$.

求式 (53) 关于时间的导数

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\dot{\boldsymbol{s}} + c_0\tilde{f}\dot{\tilde{f}} = \\ & \boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\Big(\boldsymbol{R}\boldsymbol{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_n + \boldsymbol{S}_c\boldsymbol{\zeta}_c - \boldsymbol{S}_d\boldsymbol{\zeta}_d + \dot{\boldsymbol{z}}_1 + \\ & \mathcal{F}(\cdot) + \alpha_1 k_1 \mathrm{diag}\{\|\boldsymbol{\eta}_e\|^{k_1-1}\}\boldsymbol{\omega}_e + \\ & \beta_1\dot{\boldsymbol{\varphi}}(\boldsymbol{\eta}_e)\Big) + c_0\tilde{f}\dot{\tilde{f}} \end{aligned} \tag{54}$$

将 DDO-FxFC 策略代入式 (54), 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\Big(\frac{r_1}{\Re}\mathrm{sig}^{p_1}(\boldsymbol{s}) + \frac{r_2}{\Re}\mathrm{sig}^{q_1}(\boldsymbol{s}) + \\ & \boldsymbol{z}_3 - \mathcal{F}(\cdot) + \hat{f}\mathrm{sign}(\boldsymbol{s})\Big) + c_0\,\tilde{f}\dot{\tilde{f}} \end{aligned} \tag{55}$$

结合定理 2, 式 (55) 可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq & -\boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\Big(\frac{r_1}{\Re}\mathrm{sig}^{p_1}(\boldsymbol{s}) + \frac{r_2}{\Re}\mathrm{sig}^{q_1}(\boldsymbol{s}) + \hat{f}\mathrm{sign}(\boldsymbol{s})\Big) + \\ & f|\boldsymbol{s}| + c_0\tilde{f}\dot{\tilde{f}} \leq \\ & -\boldsymbol{s}^{\mathrm{T}}\Big(\frac{r_1}{\Re}\mathrm{sig}^{p_1}(\boldsymbol{s}) + \frac{r_2}{\Re}\mathrm{sig}^{q_1}(\boldsymbol{s}) + \hat{f}\mathrm{sign}(\boldsymbol{s}) - \\ & f\mathrm{sign}(\boldsymbol{s})\Big) + c_0\tilde{f}\dot{\tilde{f}} \leq \\ & -\frac{r_1}{\Re}\boldsymbol{s}^{p_1+1} - \frac{r_2}{\Re}\boldsymbol{s}^{q_1+1} + \tilde{f}|\boldsymbol{s}| + c_0\tilde{f}\dot{\tilde{f}} \end{aligned} \tag{56}$$

此外, 由式 (50) 易知

$$\frac{r_1}{\Re} \geq \frac{2r_1}{\beta\pi}, \quad \frac{r_2}{\Re} \geq \frac{2r_2}{\beta\pi} \tag{57}$$

令 $r_1' = 2r_1/\pi\beta$, $r_2' = 2r_2/\pi\beta$, 则式 (57) 可表示为:

$$\dot{V}_1 \le -r_1' \boldsymbol{s}^{p+1} - r_2' \boldsymbol{s}^{q+1} + \tilde{f}|\boldsymbol{s}| + c_0 \tilde{f}\dot{\tilde{f}} \tag{58}$$

进一步, 可得

$$\dot{V}_1 \le -l_1 \left[\left(\frac{1}{2}\boldsymbol{s}^2\right)^{\frac{p_2+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} \right] - l_2 \left[\left(\frac{1}{2}\boldsymbol{s}^2\right)^{\frac{q_1+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{q_1+1}{2}} \right] + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{q_1+1}{2}} + q\tilde{f}\hat{f} \tag{59}$$

其中, $l_1 = \min\left\{2^{p_1+1}r_1',\, 1\right\}$, $l_2 = \min\left\{2^{q_1+1}r_2',\, 1\right\}$.

根据引理 3, 可得

$$\dot{V}_1 \le -\left(2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} + l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}}\right) + c_0\tilde{f}\ \hat{f} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{q_1+1}{2}} \tag{60}$$

由杨氏不等式易知, $q\tilde{f}\hat{f}$ 满足

$$q\tilde{f}\hat{f} = q\tilde{f}(f-\tilde{f}) \le q\left(\frac{\tilde{f}^2}{2\theta_1} + \frac{\theta_1 f^2}{2} - \tilde{f}^2\right) \le \frac{q\theta_1 f^2}{2} - c_1\tilde{f}^2 \tag{61}$$

其中, θ_1 为正常数, 且满足$\theta_1 > 1/2$, $c_1 = q(2\theta_1 - 1)/2\theta_1$.

结合式 (60)、式 (61), 可得

$$\dot{V}_1 \le -\left(2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} + l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}}\right) + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c_0\tilde{f}^2\right)^{\frac{q_1+1}{2}} + \frac{q\theta_1 f^2}{2} - c_1\tilde{f}^2 \tag{62}$$

由于 $c_0 = \theta c$, 并取 θ 满足 $1 - (\theta/2)^{(q_1+1)/2} - \theta/2 = 0$, 式 (62) 可表示为:

$$\dot{V}_1 \le -\left(3^{\frac{1-p}{2}} l_1 V_1^{\frac{p+1}{2}} + l_2 V_1^{\frac{q+1}{2}}\right) + \left(\frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2\right)^{\frac{p+1}{2}} + \left(\frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2\right)^{\frac{q+1}{2}} + \frac{q\theta_1 f^2}{2} - \frac{1}{2}\theta c\dot{f}^2 - \left(\frac{1}{2}\theta\right)^{\frac{q+1}{2}} c\dot{f}^2 \tag{63}$$

式 (63) 中, 若 $c\tilde{f}^2 \ge 1$, 则有

$$(c\tilde{f}^2)^{\frac{q_1+1}{2}} - c\tilde{f}^2 \le 0 \tag{64}$$

若 $c\tilde{f}^2 < 1$, 则有

$$(c\tilde{f}^2)^{\frac{q_1+1}{2}} - c\tilde{f}^2 \le \kappa_0 \tag{65}$$

其中, $\kappa_0 = \left(2/(q_1+1)\right)^{1+2/(q_1-1)} - \left(2/(q_1+1)\right)^{2/(q_1-1)}$.

根据式 (64)、式 (65) 讨论, 可得

$$(c\tilde{f}^2)^{\frac{q_1+1}{2}} - c\tilde{f}^2 \le \kappa_0 \tag{66}$$

式 (63) 可继续化简为:

$$\dot{V}_1 \le -\left(2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} + l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}}\right) + \left(\frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} - \frac{1}{2}\theta c\tilde{f}^2 + \kappa_1 \tag{67}$$

其中, $\kappa_1 = (\theta/2)^{(q_1+1)/2}\kappa_0 + q\theta_1 f^2/2$.

进一步, 将式 (67) 中变量 $\tilde{f}$ 的上界表示为λ, 分两种情形进行讨论.

情形 1. 当 $\lambda \le \sqrt{2}/\sqrt{c\theta}$ 时,

$$\left(\frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} - \frac{1}{2}\theta c\tilde{f}^2 \le 0 \tag{68}$$

将式 (68) 代入式 (67), 可得

$$\dot{V}_1 \le -2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} - l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}} + \kappa_1 \tag{69}$$

情形 2. 当 $\lambda > \sqrt{2}/\sqrt{c\theta}$ 时, 存在不等式

$$\left(\frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} - \frac{1}{2}c\theta\tilde{f}^2 \le \left(\frac{1}{2}c\theta\lambda^2\right)^{\frac{p_1+1}{2}} - \frac{1}{2}c\theta\lambda^2 \tag{70}$$

则式 (67) 可表示为:

$$\dot{V}_1 \le -2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} - l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}} + \kappa_2 \tag{71}$$

其中, $\kappa_2 = \kappa_1 + (c\theta\lambda^2/2)^{(p_1+1)/2} - c\theta\lambda^2/2$.

根据式 (69)、式 (71) 讨论, 可得

$$\dot{V}_1 \le -2^{\frac{1-p_1}{2}} l_1 {V_1}^{\frac{p_1+1}{2}} - l_2 {V_1}^{\frac{q_1+1}{2}} + \kappa \tag{72}$$

其中,

$$\kappa = \begin{cases} \kappa_1, & \lambda \le \dfrac{\sqrt{2}}{\sqrt{c\theta}} \\ \kappa_2, & \lambda > \dfrac{\sqrt{2}}{\sqrt{c\theta}} \end{cases} \tag{73}$$

由引理 3 可知, 测量跟踪误差动态系统状态 $\boldsymbol{\eta}_e$, $\boldsymbol{\omega}_e$ 在固定时间内收敛至平衡点附近的邻域内, 收敛时间满足

$$T_2 \le \frac{2^{\frac{p_1-1}{2}}}{l_1}\frac{2}{J(1-q_1)} + \frac{1}{l_2}\frac{2}{J(p_1-1)} \tag{74}$$

其中, $0 < J < 1$.

步骤 2. 当滑动模态到达滑动面, 式 (46) 可写为:

$$\dot{\boldsymbol{\eta}}_e = -\alpha_1 \mathrm{sig}^{k_1}(\boldsymbol{\eta}_e) - \beta_1 \boldsymbol{\varphi}(\boldsymbol{\eta}_e) \tag{75}$$

选取 Lyapunov 函数:

$$V_2 = \frac{1}{2}\boldsymbol{\eta}_e^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\eta}_e \tag{76}$$

当$||\boldsymbol{\eta}_e|| \ge \varepsilon$时, 由式 (46) 可得滑模变量为:

$$\boldsymbol{\omega}_e = \alpha_1 \mathrm{sig}^{k_1}(\boldsymbol{\eta}_e) - \beta_1 \mathrm{sig}^{k_2}(\boldsymbol{\eta}_e) \tag{77}$$

对式 (76) 求导, 并代入式 (77), 可得

$$\dot{V}_2 = \boldsymbol{\eta}_e^{\mathrm{T}}\Big(- \alpha_1 \mathrm{sig}^{k_1}(\boldsymbol{\eta}_e) - \beta_1 \mathrm{sig}^{k_2}(\boldsymbol{\eta}_e)\Big) \leq$$
$$- 2^{\frac{k_1+1}{2}} \alpha_1 V_2^{\frac{k_1+1}{2}} - 2^{\frac{k_2+1}{2}} \beta_1 V_2^{\frac{k_2+1}{2}} \tag{78}$$

易知 $0 < (k_1+1)/2 < 1$, $(k_2+1)/2 > 1$. 则由引理 2 可知, 系统状态固定时间收敛, 收敛时间 T_3 满足

$$T_3 \leq \frac{1}{\beta_1(m_1-1)} \ln\left(1 + \frac{\beta_1}{2^{\frac{m_1-1}{2}}\alpha_1}\right) +$$
$$\frac{1}{\alpha_1(1-m_2)} \ln\left(1 + \frac{\beta_1}{2^{\frac{m_2-1}{2}}\beta_1}\right) \tag{79}$$

则系统状态可在预定时间内进入 $||\boldsymbol{\eta}_e|| < \varepsilon$, 并且满足

$$||\boldsymbol{\omega}_e|| \leq \alpha_1 ||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_1} + \beta_1 ||\boldsymbol{\eta}_e||^{k_2} \leq$$
$$\alpha_1 \varepsilon^{k_1} + \beta_1 \varepsilon^{k_2} \tag{80}$$

因此, 测量跟踪误差动态系统状态收敛时间 T 满足 $T \leq T_0 + T_1 + T_2 + T_3$.

当 $||\boldsymbol{\eta}_e|| < \varepsilon$ 时, 滑动模态式 (46) 可表示为:

$$\boldsymbol{\omega}_e = -\alpha_1 \mathrm{sig}^{k_1}(\boldsymbol{\eta}_e) - \beta_1 \left(h_1 \boldsymbol{\eta}_e + h_2 \mathrm{sig}^2(\boldsymbol{\eta}_e)\right) \tag{81}$$

进一步, 可得

$$\|\boldsymbol{\omega}_e\| \leq \alpha_1 \varepsilon^{k_1} + \beta_1 \varepsilon^{k_2} \tag{82}$$

同理, 测量跟踪误差控制系统 (45) 状态可在预定时间 T 内收敛. □

注 1. 由定理 3 可知, 测量位姿/速度误差 $\boldsymbol{\eta}_e$, $\boldsymbol{\upsilon}_e$ 能够在固定时间稳定在平衡点附近的任意小邻域内. 根据 $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_e = \boldsymbol{\eta}_e - \boldsymbol{\iota}_1$, $\tilde{\boldsymbol{\upsilon}}_e = \boldsymbol{\upsilon}_e - \boldsymbol{\iota}_2$, 并结合假设 1, 可得实际位姿/速度跟踪误差能够在固定时间稳定在平衡点附近的邻域内, 即其实际位姿/速度跟踪误差固定时间一致有界.

注 2. 被动容错控制设计需要预知系统可能发生的各种故障情况, 可能导致控制器设计过程复杂, 采用固定控制器应对多种故障也在一定程度上增加了控制系统的保守性. 但是, 本文的控制目标是实际位姿和速度误差在固定时间内收敛到平衡点附近的小邻域内. 借鉴被动容错思想, 结合滑模控制和固定时间收敛技术, 将可能会发生的推进器故障作为先验知识, 设计由期望控制力矩和故障补偿项组成的控制输入, 使得 USV 系统在正常工作状态下能够达到预期的控制性能指标. 同时在系统部件发生故障时, 依然能够保证 USV 在固定时间内跟踪并保持期望轨迹, 且跟踪误差收敛时间的上界独立于系统初始状态, 解决推进器部分失效、偏差故障下的固定时间跟踪控制问题.

注 3. 虽然有限时间控制方法解决了渐近或指数稳定导致的系统收敛时间无穷大问题, 但是有限时间控制系统收敛时间依赖系统初始状态, 当系统远离平衡点时, 有限时间控制收敛速度甚至不及渐近、指数稳定控制. 对此, 突破有限时间控制的局限性, 本文引入固定时间控制方法, 使得在任意初始状态下 USV 闭环控制系统能够在预设时间内收敛至平衡点或其邻域, 且收敛时间独立于系统初始状态. 从实用性角度, 具有固定时间稳定性的 USV 系统能够预设系统误差收敛时间, 大幅减少繁琐的控制参数调节. 从控制性能角度, 固定时间稳定系统能够获得比有限时间稳定系统更高的跟踪精度、更快的收敛速度、更强的鲁棒性, 本文所提出的固定时间控制方法优于文献 [18] 的有限时间控制方法.

4　仿真研究

为了验证本文所提出 DDO-FxFC 方案在状态测量不确定和动力学未知情形下实现对期望轨迹的高精度跟踪, 结合实际任务场景, 针对部署 3 台浮式风机的海上风电场进行近距离巡检作业, 采用 Cybership II USV 开展仿真验证, 模型的相关参数见表 1.

表 1　Cybership II 水动力参数

Table 1　Hydrodynamic parameters of the Cybership II

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	$Y_{\lvert v\rvert v}$	−36.2823	$Y_{\dot{v}}$	−10.0
x_g	0.046	Y_r	0.1079	$Y_{\dot{r}}$	0
X_u	−0.7225	N_v	0.1052	$N_{\dot{v}}$	0
$X_{\lvert u\rvert u}$	−1.3274	$N_{\lvert v\rvert v}$	5.0437	$N_{\dot{r}}$	−1.0
X_{uuu}	1.255				

考虑海洋环境干扰:

$$\boldsymbol{\delta} = \begin{bmatrix} 2\sin\left(0.25\pi t + \dfrac{\pi}{6}\right) \\ 2\cos\left(0.35\pi t + \dfrac{\pi}{3}\right) \\ 1.5\sin\left(0.6\pi t + \dfrac{\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

期望轨迹控制输入:

$$\boldsymbol{\tau}_d = [12,\, 2\cos(0.05\pi t)^2,\, \sin(0.05\pi t)^2]^{\mathrm{T}}$$

对应的初始位姿和速度分别取为 $\boldsymbol{\eta}_d(0) = [0,\, 0,\, 0]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\upsilon}_d(0) = [0,\, 0,\, 0]^{\mathrm{T}}$. USV 初始状态取为 $\boldsymbol{\eta}(0) = [-0.5,\, -2,\, \pi/3]^{\mathrm{T}}$, $\boldsymbol{\upsilon}(0) = [-0.5,\, 0,\, 0]^{\mathrm{T}}$.

推进器故障参数取 $\boldsymbol{E}=\mathrm{diag}\{0.7,\,0.7,\,0.7\}$, $\bar{\boldsymbol{\tau}}=[40,\,40,\,20]^{\mathrm{T}}$, $a_u=a_v=a_r=20$, $t_{0u}=t_{0v}=t_{0r}=10$. 位姿、速度测量不确定性取为 $\boldsymbol{\iota}_1=\boldsymbol{\iota}_2=[0.01\sin(0.6t),\,0.01\sin(0.8t),\,0.01\sin(0.4t)]^{\mathrm{T}}$. 非匹配扰动观测器参数取为 $\lambda_1=3$, $\lambda_2=3$, $\lambda_3=10$, $\mu_1=7$, $\mu_2=9$, $\mu_3=9$, $\mu_4=7$. 所设计的集总扰动观测器参数取为 $\gamma_1=3$, $\gamma_2=1.5$, $\hbar=0.05$. 固定时间快速非奇异终端滑动模态式 (46)、式 (47) 中参数取为 $\alpha_1=0.5$, $\beta_1=0.5$, $m_1=9/5$, $m_2=5/9$, $\varepsilon=0.001$. 快速幂次趋近律式 (50) 参数取为 $r_1=2$, $r_2=2$, $\rho=0.8$, $\ell=1\,200$, $\beta=8$. 式 (52) 中自适应律参数取为 $\hat{f}=1.4$, $\theta=0.629$, $c=0.5$, $q=0.45$.

此外, 选取文献 [26] 中有限时间被动容错控制 (Finite-time passive fault-tolerance control, FPFC) 策略、有限时间主动容错控制 (Finite-time active fault-tolerance control, FAFC) 策略和鲁棒自适应容错控制 (Robust adaptive fault-tolerance tracking control, RFTC)[39] 开展对比研究, 相关参数选取与原文献中保持一致, 此处不再给出.

仿真结果如图 1 ~ 6 所示. 图 1 为本文所提的 DDO-FxFC 策略与三种对比控制策略作用下的 USV 的轨迹跟踪曲线. 不难发现, 在本文所提出 DDO-FxFC 策略作用下, USV 能够快速精准地跟踪期望轨迹, 保证安全和高效地完成指定海上风场近距离巡检作业. FPFC 和 FAFC 方法在推进器故障和测量不确定性影响下存在较大的瞬态与稳态跟踪误差, 明显增加碰撞风险. 而 RFTC 方法面对状态不确定约束和外界扰动时, 在初始阶段需要较长的自适应调整时间, 且横荡受到外界扰动导致系统可靠性降低. 图 2 和图 3 分别表示 USV 对期望位姿和速度的跟踪误差曲线. 结果表明, 即使包含复杂海洋扰动、系统动力学未知、推进系统故障和测量不确定性等限制, 在 DDO-FxFC 策略下, 跟踪误差仍然能够快速、精确地收敛到平衡点. 然而, FPFC 方法的收敛性能依赖系统初始状态, 当系统远离平衡点时跟踪误差较大, 且处于反复校正状态; RFTC 方法的 xy 坐标误差在平衡点附近振荡, 存在较大的稳态跟踪误差, 无法满足高精度跟踪任务的需求. 如图 4 所示为合适控制增益下控制输入曲线, 当推进系统故障发生时, DDO-FxFC 策略会立即响应, 以便克服故障对控制性能的影响. 图 5 为集总扰动观测器的估计曲线, 在 DDO-FxFC 策略作用下, 所设计的观测器可以实现对未知非线性的精准重构与补偿. 如图 6 所示为自适应增益变化曲线, 当系统状态接近平衡点时, 自适应增益能够快速稳定到零附近的邻域内, 有助于提升系统鲁棒性,

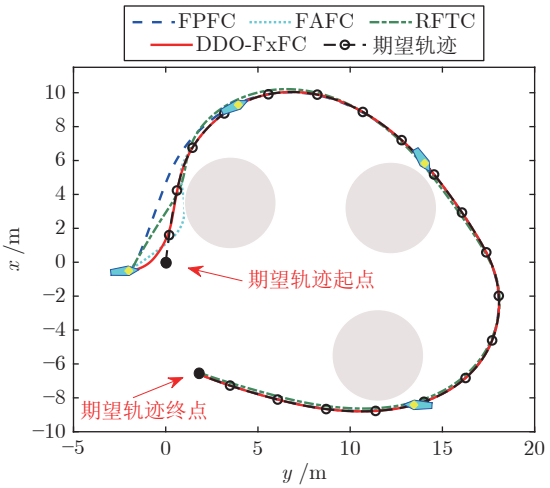

图 1 轨迹跟踪

Fig. 1 Trajectory tracking

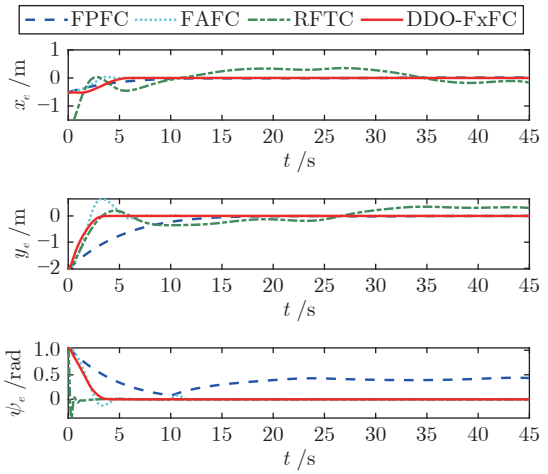

图 2 位姿跟踪误差

Fig. 2 Position tracking errors

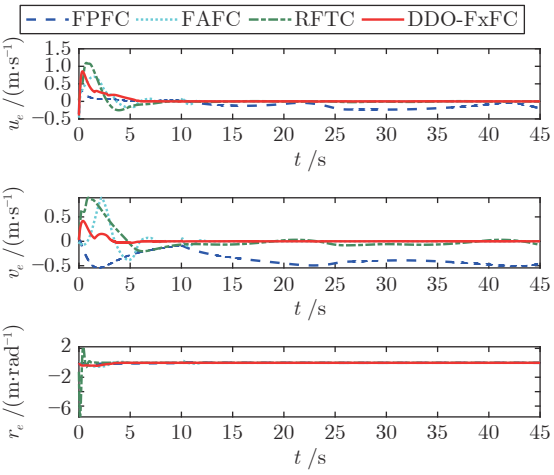

图 3 速度跟踪误差

Fig. 3 Velocity tracking errors

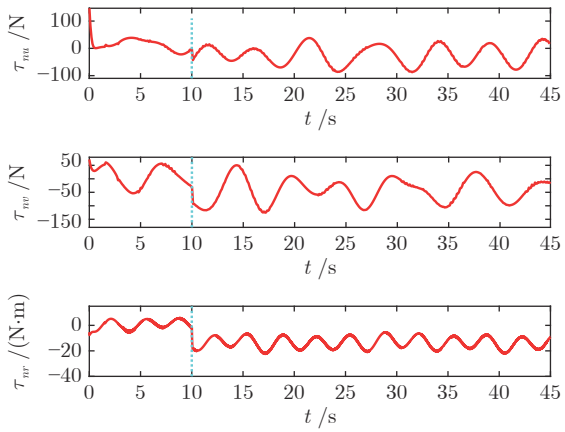

图 4　控制输入

Fig. 4　Control inputs

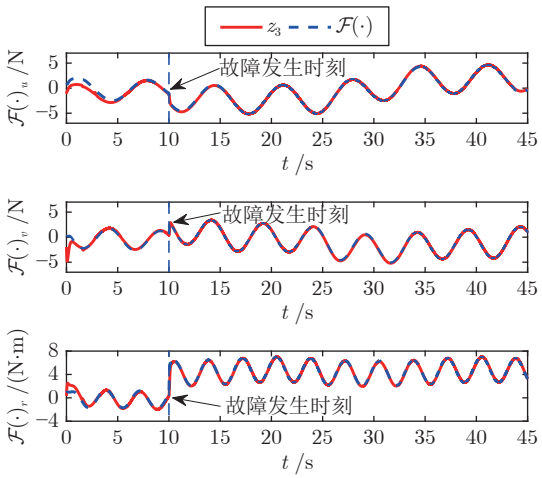

图 5　集总扰动观测

Fig. 5　The observation of lumped disturbances

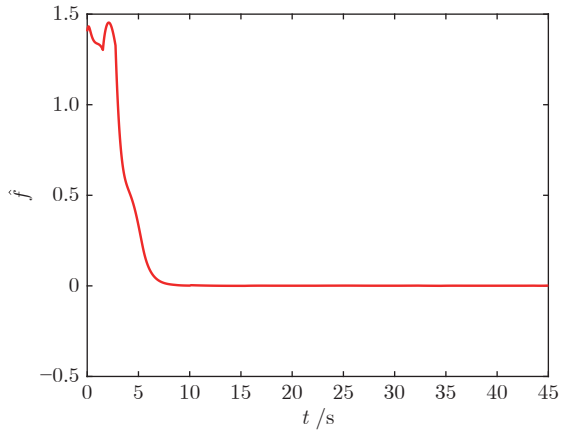

图 6　自适应增益变化

Fig. 6　The variation of adaptive gain

而且可以有效降低常值滑模增益导致的控制抖振.

此外, 采用绝对误差积分 (Integrated absolute errors, IAE) 与时间乘以绝对误差积分 (Integrated time absolute errors, ITAE) 两种性能指标, 对本文控制方案与对比方案进行量化比较分析. 对应性能指标分别表示为:

$$\mathrm{IAE}_i = \int_0^t |e_i(t)|\mathrm{d}t$$

$$\mathrm{ITAE}_i = \int_0^t t|e_i(t)|\mathrm{d}t$$

如表 2 和表 3 所示, 在状态测量不确定性和复杂未知非线性影响下, 本文所设计的 DDO-FxFC 策略取得最佳指标值, 得到最高的暂态精度与稳态精度. 综上可知, 本文所设计的 DDO-FxFC 策略可确保 USV 完成对期望轨迹的高精度跟踪, 显著提高 USV 跟踪控制系统的收敛速度与稳态精度.

表 2　4 种控制方案下积分绝对误差

Table 2　Integrated absolute errors of the four controllers

	IAE_x	IAE_y	IAE_ψ	IAE_u	IAE_v	IAE_r
FPFC	2.32	9.69	17.23	5.27	17.07	1.41
FAFC	1.07	4.13	1.92	1.96	2.09	1.54
RFTC	11.52	13.64	0.34	2.67	4.69	1.54
DDO-FxFC	1.79	2.53	1.61	1.50	0.64	2.08

表 3　4 种控制方案下积分时间绝对误差

Table 3　Integrated time absolute errors of the four controllers

	ITAE_x	ITAE_y	ITAE_ψ	ITAE_u	ITAE_v	ITAE_r
FPFC	17.12	44.49	39.26	23.20	42.91	11.64
FAFC	1.51	7.65	3.16	5.32	7.61	5.25
RFTC	10.97	26.48	1.95	11.79	5.62	1.11
DDO-FxFC	3.42	2.35	1.72	3.05	1.28	2.01

5　结论

本文研究了状态测量不确定和动力学未知情形下的 USV 固定时间容错控制问题. 基于双扰动观测器结构, 提出了一种新型鲁棒固定时间容错跟踪控制策略, 有效提升了系统的收敛速度与跟踪精度. 采用两个固定时间扰动观测器, 分别实现对非匹配扰动与系统匹配集总非线性的精确估计与补偿. 进而, 结合快速非奇异终端滑模与固定时间扰动观测器, 构建了基于双扰动观测器的固定时间容错控制策略, 确保实际位姿与速度跟踪误差在固定时间内达到期望精度. 最后, 仿真实验表明本文所提出控制策略能够明显提升 USV 的轨迹跟踪暂态和稳态性能.

References

1 Zhang Wei-Dong, Liu Xiao-Cheng, Han Peng. Progress and challenges of overwater unmanned systems. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(5): 847−857
(张卫东, 刘笑成, 韩鹏. 水上无人系统研究进展及其面临的挑战. 自动化学报, 2020, **46**(5): 847−857)

2 Wang N, Xie G M, Pan X X, Su S F. Full-state regulation control of asymmetric underactuated surface vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, **66**(11): 8741−8750

3 Lin An-Hui, Jiang De-Song, Zeng Jian-Ping. Underactuated ship formation control with input saturation. *Acta Automatica Sinica*, 2018, **44**(8): 1496−1504
(林安辉, 蒋德松, 曾建平. 具有输入饱和的欠驱动船舶编队控制. 自动化学报, 2018, **44**(8): 1496−1504)

4 Wang N, Karimi H R. Successive waypoints tracking of an underactuated surface vehicle. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, **16**(2): 898−908

5 Wang Ning, Wang Ren-Hui, Lu Ting. Fixed-time precision tracking control of an unmanned surface vehicle constrained by thruster saturations. *Control Theory & Applications*, DOI: 10.7641/CTA.2022.10778
(王宁, 王仁慧, 鲁挺. 推进器饱和约束的水面无人艇固定时间精准跟踪控制. 控制理论与应用, DOI: 10.7641/CTA.2022.10778)

6 Zhou B, Huang B, Su Y M, Zheng Y X, Zheng S. Fixed-time neural network trajectory tracking control for underactuated surface vessels. *Ocean Engineering*, 2021, **236**: Article No. 109416

7 Chen L P, Cui R X, Yang C G, Yan W S. Adaptive neural network control of underactuated surface vessels with guaranteed transient performance: Theory and experimental results. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, **67**(5): 4024−4035

8 Du B, Lin B, Zhang C M, Dong B T, Zhang W D. Safe deep reinforcement learning-based adaptive control for USV interception mission. *Ocean Engineering*, 2022, **246**: Article No. 110477

9 Wang N, He H K. Dynamics-level finite-time fuzzy monocular visual servo of an unmanned surface vehicle. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, **67**(11): 9648−9658

10 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

11 Roy S, Roy S B, Kar I N. Adaptive-robust control of Euler-Lagrange systems with linearly parametrizable uncertainty bound. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2018, **26**(5): 1842−1850

12 Wang N, Gao Y, Zhao H, Ahn C K. Reinforcement learning-based optimal tracking control of an unknown unmanned surface vehicle. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2021, **32**(7): 3034−3045

13 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

14 Chen Z, Zhang Y G, Nie Y, Tang J Z, Zhu S Q. Adaptive sliding mode control design for nonlinear unmanned surface vessel using RBFNN and disturbance-observer. *IEEE Access*, 2020, **8**: 45457−45467

15 Qiao L, Zhang W D. Adaptive second-order fast nonsingular terminal sliding mode tracking control for fully actuated autonomous underwater vehicles. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2019, **44**(2): 363−385

16 Gonzalez-Garcia A, Castañeda H. Guidance and control based on adaptive sliding mode strategy for a USV subject to uncertainties. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2021, **46**(4): 1144−1154

17 Shen Z P, Wang Y, Yu H M, Guo C. Finite-time adaptive tracking control of marine vehicles with complex unknowns and input saturation. *Ocean Engineering*, 2020, **198**: Article No. 106980

18 Fu De-Xiang, Kang Wei, Zhu Jin. Sliding-model control based on model reference for electric propulsion ship course tracking control. *Control Engineering of China*, 2013, **20**(S1): 35−38
(付德祥, 康伟, 朱瑾. 基于参考模型的电力推进船舶航向滑模控制器设计. 控制工程, 2013, **20**(S1): 35−38)

19 Shen Zhi-Peng, Zhang Xiao-Ling. 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)

20 Cao L, Xiao B, Golestani M. Robust fixed-time attitude stabilization control of flexible spacecraft with actuator uncertainty. *Nonlinear Dynamics*, 2020, **100**(3): 2505−2519

21 Mustafa A, Dhar N K, Verma N K. Event-triggered sliding mode control for trajectory tracking of nonlinear systems. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2020, **7**(1): 307−314

22 Yu Z F, Zhao F, Ding S H, Chen X Y. Adaptive pre-assigned finite-time control of uncertain nonlinear systems with unknown control gains. *Applied Mathematics and Computation*, 2022, **417**: Article No. 126784

23 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

24 Wang Ning, Lü Shuai-Lin. Finite-time disturbance observer based accurate trajectory tracking control of an unmanned surface vehicle. *Control and Decision*, 2019, **34**(11): 2491−2497
(王宁, 吕帅林. 基于有限时间扰动观测器的无人水面艇精确航迹跟踪控制. 控制与决策, 2019, **34**(11): 2491−2497)

25 Fu Ming-Yu, Liu Jia, Wu Bao-Qi. Terminal sliding mode tracking control with disturbance observer of dynamic positioning vessel. *Shipbuilding of China*, 2015, **56**(4): 33−45
(付明玉, 刘佳, 吴宝奇. 基于扰动观测器的动力定位船终端滑模航迹跟踪控制. 中国造船, 2015, **56**(4): 33−45)

26 Wang N, Deng Z C. Finite-time fault estimator based fault-tolerance control for a surface vehicle with input saturations. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, **16**(2): 1172−1181

27 Wang N, Zhu Z B, Qin H D, Deng Z C, Sun Y C. Finite-time extended state observer-based exact tracking control of an unmanned surface vehicle. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2021, **31**(5): 1704−1719

28 Yang G C, Wang H, Chen J, Zhang H. Command filtered robust control of nonlinear systems with full-state time-varying constraints and disturbances rejection. *Nonlinear Dynamics*, 2020, **101**(4): 2325−2342

29 Polyakov A. Nonlinear feedback design for fixed-time stabilization of linear control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2012, **57**(8): 2106−2110

30 Yao Q J. Robust fixed-time trajectory tracking control of marine surface vessel with feedforward disturbance compensation. *International Journal of Systems Science*, 2022, **53**(4): 726−742

31 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**: Article No. 107107

32 Sun J J, Wang J, Yang P, Guo S J. Model-free prescribed performance fixed-time control for wearable exoskeletons. *Applied Mathematical Modelling*, 2021, **90**: 61−77

33 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*, 2022, **128**: 174−183

34 Song S, Park J H, Zhang B Y, Song X N. Event-triggered adaptive practical fixed-time trajectory tracking control for unmanned surface vehicle. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2021, **68**(1): 436−440

35 Fan Y S, Qiu B B, Liu L, Yang Y. Global fixed-time trajectory tracking control of underactuated USV based on fixed-time extended state observer. *ISA Transactions*, DOI: 10.1016/j.isatra.2022.06.011

36 Rauh A, Wirtensohn S, Hoher P, Reuter J, Jaulin L. Reliability assessment of an unscented kalman filter by using ellipsoidal enclosure techniques. *Mathematics*, 2022, **10**(16): Article No. 3011

37 Cui J W, Sun H B. Fixed-time trajectory tracking control of autonomous surface vehicle with model uncertainties and disturbances. *Complexity*, 2020, **2020**: Article No. 3281368

38 Zhang J Q, Yu S H, Yan Y, Wu D F. Fixed-time output feedback sliding mode tracking control of marine surface vessels under actuator faults with disturbance cancellation. *Applied Ocean Research*, 2020, **104**: Article No. 102378

39 Wang Yuan-Hui, Wang Hai-Bin, Zhang Xiao-Yun. Robust adaptive fault-tolerant tracking control for dynamic positioning vessel. *Control Theory & Applications*, 2021, **38**(2): 287−300
(王元慧, 王海滨, 张晓云. 动力定位船轨迹跟踪鲁棒自适应容错控制. 控制理论与应用, 2021, **38**(2): 287−300)

40 Wang Y Y, Jiang B, Wu Z G, Xie S R, Peng Y. Adaptive sliding mode fault-tolerant fuzzy tracking control with application to unmanned marine vehicles. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, **51**(11): 6691−6700

41 Zhang G Q, Chu S J, Huang J S, Zhang W D. Robust adaptive fault-tolerant control for unmanned surface vehicle via the multiplied event-triggered mechanism. *Ocean Engineering*, 2022, **249**: Article No. 110755

42 Liu K, Wang R J, Zheng S J, Dong S F, Sun G W. Fixed-time disturbance observer-based robust fault-tolerant tracking control for uncertain quadrotor UAV subject to input delay. *Nonlinear Dynamics*, 2022, **107**(3): 2363−2390

43 Gao C, Guo Y J, Zhong M J, Liang X F, Wang H D, Yi H. Reliability analysis based on dynamic Bayesian networks: A case study of an unmanned surface vessel. *Ocean Engineering*, 2021, **240**: Article No. 109970

44 Chen M, Jiang B, Cui R X. Actuator fault-tolerant control of ocean surface vessels with input saturation. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2016, **26**(3): 542−564

45 Hao L Y, Yu Y, Li H. Fault tolerant control of UMV based on sliding mode output feedback. *Applied Mathematics and Computation*, 2019, **359**: 433−455

46 Hao L Y, Zhang H, Yue W, Li H. Fault-tolerant compensation control based on sliding mode technique of unmanned marine vehicles subject to unknown persistent ocean disturbances. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2020, **18**(3): 739−752

47 Guo G, Zhang P F. Asymptotic stabilization of USVs with actuator dead-zones and yaw constraints based on fixed-time disturbance observer. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, **69**(1): 302−316

48 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

王 宁 大连海事大学轮机工程学院教授. 主要研究方向为自主系统与控制, 智能绿色船舶, 海洋人工智能. 本文通信作者.
E-mail: n.wang@ieee.org
(**WANG Ning** Professor at Marine Engineering College, Dalian Maritime University. His research interest covers autonomous systems and control, intelligent green ships, and marine artificial intelligence. Corresponding author of this paper.)

高 颖 大连海事大学船舶电气工程学院博士研究生. 主要研究方向为无人船优化控制, 强化学习.
E-mail: lutyinggao2013@163.com
(**GAO Ying** Ph.D. candidate at Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University. Her research interest covers unmanned vehicle optimization control and reinforcement learning.)

王仁慧 大连海事大学船舶电气工程学院硕士研究生. 主要研究方向为水面无人艇轨迹跟踪控制.
E-mail: wrh1744754029@163.com
(**WANG Ren-Hui** Master student at Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University. His main research interest is trajectory tracking control of unmanned surface vehicles.)