

欠驱动无人艇轨迹跟踪动态性能约束控制

慕东东¹, 吴 韬¹, 尹铭扬¹, 李鸿彪², 石林龙², 范云生¹

(1. 大连海事大学 船舶电气工程学院, 辽宁 大连 116026;

2. 上海科梁信息科技股份有限公司, 上海 200000)

摘要: 针对欠驱动无人艇轨迹跟踪过程中的性能约束问题, 提出一种考虑海浪干扰、模型不确定性和执行器饱和下的轨迹跟踪性能约束控制算法; 基于海浪谱统计特性构建海浪干扰模型, 突破传统简谐波叠加方法无法反映海浪随机性的局限; 引入有限时间干扰观测器和单参数神经网络, 分别对海浪干扰和模型不确定性进行补偿; 采用 tan 形式的障碍 Lyapunov 函数对欠驱动无人艇的跟踪误差进行约束, 并设计有限时间辅助动态系统解决输入饱和问题; 在证明系统误差收敛基础上通过 SimuNPS 数值仿真实验验证了控制策略的合理性和有效性。

关键词: 欠驱动无人艇; 轨迹跟踪; 海浪干扰建模; 输入饱和; 误差约束; 单参数神经网络逼近; SimuNPS

Trajectory Tracking Dynamic Performance Constraint Control for Underactuated USVs

MU Dongdong¹, WU Tao¹, YIN Mingyang¹, LI Hongbiao², SHI LinLong², FAN Yunsheng¹

(1. Department of Marine Electrical Engineering College, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China;

2. KeLiang Information Technology Co., Ltd., Shanghai 200000, China)

Abstract: To address performance constraints in trajectory tracking of underactuated unmanned surface vehicles (USVs), a trajectory tracking control algorithm with performance constraints considering wave disturbances, model uncertainties, and actuator saturation is proposed. Based on the statistical characteristics of wave spectra, a wave disturbance model is established, which achieves the constraints that, traditional harmonic superposition methods cannot capture the randomness of ocean waves. A finite-time disturbance observer and a single-parameter neural network are introduced to compensate for wave disturbances and model uncertainties, respectively. A Lyapunov function with the Tan-type is adopted to constrain tracking errors of underactuated USVs, and a finite-time auxiliary dynamic system is designed to solve input saturations. Based on the system error convergence, the control strategy validates the rationality and effectiveness through the numerical simulation of SimuNPS.

Keywords: underactuated USVs; trajectory tracking; wave interference modeling; input saturation; error constraint; single-parameter neural network approximation; SimuNPS

0 引言

海洋覆盖地球表面的 71%^[1], 对全球贸易和能源安全至关重要。随着我国海洋强国建设的加快, 海洋科技和工程取得显著成果, 无人艇作为高效的海洋开发工具受到重视^[2]。但无人艇在轨迹跟踪控制上, 尤其在推

进器数量不足时面临挑战。为此, 需研发有效控制策略, 以实现精确轨迹跟踪, 提升应用潜力。欠驱动无人艇的轨迹跟踪控制具有系统非线性较强, 难以建立精确的数学模型、外部干扰因素较多、控制资源有限、执行器饱和等特点, 这些都需要在设计时予以充分考虑。

在对控制策略进行仿真时, 对于海浪的建模, 文献

收稿日期: 2025-01-07; 修回日期: 2025-02-25。

基金项目: 国家自然科学基金项目(52301360); 国家重点研发计划项目(2022YFB4301401); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(3132024101); 辽宁省科技厅中试验证项目(2022JH24, 10200029); 中国博士后科学基金项目(2022M710569); 辽宁省博士启动资金项目(2022-BS-094); 大连市重点科技攻关项目(2023YF11GX007); 辽宁省自然科学基金(2025-MSLH-081); 大连市揭榜挂帅科技攻关项目(2024JB11PT007)。

作者简介: 慕东东(1988-), 男, 博士, 副教授。

通讯作者: 范云生(1981-), 男, 博士, 教授。

引用格式: 慕东东, 吴 韬, 尹铭扬, 等. 欠驱动无人艇轨迹跟踪动态性能约束控制[J]. 计算机测量与控制, 2026, 34(1): 94-102.

[3] 采用的方法是将海浪简化为一系列正弦波和余弦波的叠加。这种简化处理虽然在计算上具有一定的便捷性, 但是条件不够苛刻, 无法全面、准确地反映出海浪的复杂性和随机性。目前, 海浪建模方法大致可以分为三类: 物理模型法: 通过方程组的数值解, 可以得到海洋的表面形态, 并计算水中质点的运动状态, 对波浪进行数值模拟; 几何模型法: 尽管几何方法的海浪建模操作简便, 但因其无法充分体现海浪的随机特性, 因此更适合用于模拟风平浪静、波浪较小的海况; 基于波浪谱的波浪建模法^[4]: 通过波浪谱捕捉海浪的随机性和复杂性, 考虑了不同频率和方向上的波浪能量分布, 从而能够更贴近海面的波动情况。本文采用波浪谱法对海浪的干扰进行建模并与无人艇的轨迹跟踪控制结合, 更加贴合实际情况。

在无人艇的控制策略中, 准确估计并补偿这些外部时变干扰是关键的一环, 文献 [5] 通过有限时间观测器对正余弦叠加的外界干扰进行估计与补偿, 文献 [6] 提出了一种降阶和全阶数据驱动的自适应扰动观测器 (DADO, data-driven adaptive disturbance observers) 来估计未知的输入增益, 文献 [7] 设计了一种自适应预定时间扩展状态观测器 (APESO, adaptive prescribed-time extended state observers), 其收敛时间上限通过仅一个参数进行预设, 为时间需求提供了一个简单的参数调整过程。有限时间观测器具备快速收敛、性能保证、动态适应和设计灵活性, 能满足快速响应需求并优化系统性能, 相比之下, 固定时间观测器在固定的时间内收敛, 这可能不足以满足某些应用对快速响应的要求^[8]。

此外, 无人艇模型本身存在的不确定性也会对轨迹跟踪造成影响。文献 [9] 通过进行预设性能控制, 并引入自适应神经网络对不确定项进行逼近, 并且所设计的算法可以强制跟踪误差在预先指定的时间后进入预先建立的误差域。文献 [10] 通过结合径向基函数神经网络 (RBF-FTFOSMC, fixed-time fractional-order sliding mode control strategy combined with the radial basis function neural network) 设计了一种固定时间分数阶滑模控制策略, 能够有效估计外部风、浪、流扰动等集总不确定性, 以及无人艇模式的未建模动力学。

为了应对海面航行中复杂环境对无人艇构成的威胁, 有必要对无人艇施加约束, 对于动态性能约束的实现, 存在多种技术手段, 基于障碍李雅普诺夫函数法 (BLF, barrier lyapunov function)、预设性能控制方法 (PPC, prescribed performance control)、模型预测控制^[11] (MPC, model predictive control) 以及参考设定法等。障碍李雅普诺夫函数法和预设性能控制方法因其能够显式地处理性能约束在船舶控制和机器人控制领域广泛应用。而模型预测控制方法与参考设定法由于实际

应用的实现难度大、对扰动的敏感性以及缺乏通用性使其在船舶控制领域的使用相对较少。文献 [12] 通过将误差转化与障碍李雅普诺夫函数法结合, 预定稳定时间后延迟非对称约束, 解决了初始跟踪条件不确定的问题。文献 [13] 在不影响全态约束的情况下, 将 tan 型 BLF 和反步法相结合。本文应用 tan 型 BLF 对位置误差进行约束。

在无人艇执行跟踪任务时, 控制律可能会变化过于剧烈, 因此, 引入输入饱和对于保障无人艇执行器的安全是非常有必要的。文献 [14] 设计的具有平滑开关功能的快速有限时间辅助动态系统以低功耗实现了执行器的饱和限制。与传统的辅助动态系统相比, 新型的辅助动态系统使得制动器在有限时间内收到限制, 从而产生更低的能耗。文献 [15] 提出的一种基于自适应方案的平滑死区算子的模型, 以处理未知输入饱和和约束引起的非线性问题。

本文针对欠驱动无人艇存在海浪干扰的情况下设计了轨迹跟踪约束控制算法, 对跟踪位置误差进行约束的控制策略。主要贡献如下:

- 1) 引入平滑饱和函数避免常规饱和函数中“削平”现象的发生, 并引入了有限时间航向饱和补偿器, 设计辅助函数进行补偿。
- 2) tan 型 BLF 对无人艇的位置误差进行约束, 跟踪位置误差 D_e 被限制在所设的约束边界内部, 保障无人艇在执行跟踪任务不会出现较大偏差。
- 3) 采用最少参数学习法替代传统控制策略, 有效降低计算开销。

本文的其余部分组成如下: 在第 1 节中, 给出了无人艇的数学模型, 介绍了海浪干扰建模、执行器的输入饱和策略、给出了关键引理及基础知识。第 2 节介绍了轨迹跟踪控制系统设计策略: 包括有限时间观干扰观测器的设计、纵向速度控制器设计、转艏速度控制器设计。第 3 节证明了整个系统的稳定性。在第 4 节中, 数值仿真来说明所提控制策略的有效性。第 5 节对全文进行总结, 得出了结论。

1 问题描述

1.1 无人艇运动数学模型

为实现欠驱动无人艇轨迹跟踪动态性能约束控制目标, 考虑做出假设, 具体内容如下。

假设 1: 无人水面艇的位置向量和速度向量均可测。

假设 2: 作用在无人水面艇的外界扰动是未知有界时变干扰, 且扰动的一阶导数有界, 满足:

$$|\dot{\tau}_{ui}| \leq C_{ui} \quad (i = u, v, r) \quad (1)$$

其中: C_{ui} 为未知正常数, τ_{ui} 为时变扰动。

无人水面艇运动学模型和动力学模型可展开为：

$$\begin{cases} \dot{x} = u\cos\psi - v\sin\psi \\ \dot{y} = u\sin\psi + v\cos\psi \\ \dot{\psi} = r \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{u} = f_u + \Delta f_u f_u + \frac{1}{m_{11}}\tau_u + \frac{1}{m_{11}}\tau_{uw} \\ \dot{v} = f_v + \Delta f_v f_v + \frac{1}{m_{22}}\tau_{vw} \\ \dot{r} = f_r + \Delta f_r f_r + \frac{1}{m_{33}}\tau_r + \frac{1}{m_{33}}\tau_{vr} \end{cases} \quad (3)$$

其中： $\Delta f_u, \Delta f_v, \Delta f_r$ 为系统建模误差。

$$f_u = \frac{m_{22}}{m_{11}}vr - \frac{d_{11}}{m_{11}}u, f_v = -\frac{m_{11}}{m_{22}}ur - \frac{d_{22}}{m_{22}}v, f_r =$$

$$\frac{m_{11} - m_{22}}{m_{33}}uv - \frac{d_{33}}{m_{33}}r。$$

无人艇的数学模型符号如表 1 所示。

表 1 数学模型符号

符号	意义	单位
x	X 轴坐标	m
y	Y 轴坐标	m
ψ	船向角	rad
u	纵向速度	m/s
v	横漂速度	m/s
r	船摇角速度	rad/s
τ_u	纵向方向上的推力	N
τ_r	船摇方向上的力矩	Nm
τ_{uw}	纵向方向上的干扰	N
τ_{vw}	横漂方向上的干扰	N
τ_{vr}	船摇方向上的干扰	Nm

建立了合理欠驱动运动数学模型之后，仿真对象的合理性对后续仿真验证有关键作用。本文仿真对象考虑选择大连海事大学的“蓝信”号欠驱动无人水面艇，该艇长 7.02 m，宽 2.6 m，已经完成了海上适航性评估、远程监测与控制、航向/航速联合调控、复杂海况路径跟踪及实时避障等功能验证。本文仿真研究中期望轨迹由曲线和直线结合，回转运动和直线航行的结合更能证明系统在动态特性约束下的跟踪性能，本艇完全满足本研究对轨迹跟踪动态性能约束算法的仿真验证需求。

1.2 执行器输入饱和

在实际航行中，执行器所能提供的力和力矩往往是有限的，所以本章将考虑执行器饱和的情况，即：

$\tau_i = sat(\tau_{i0})$ ， $sat(\tau_{i0})$ 表达式如下：

$$\tau_i = \begin{cases} \tau_{imax}, & \tau_{i0} > \tau_{imax} \\ \tau_{i0}, & \tau_{imin} < \tau_{i0} < \tau_{imax} \\ \tau_{imin}, & \tau_{i0} < \tau_{imin} \end{cases} \quad (4)$$

其中： $i = u, r$ 。

由于上述饱和模型式子不能直接用于反步法设计，

且当实际闭环控制系统的输入在达到最大值或最小值的时候，出现信号直接被“削平”的现象，在“削平”处易引起信号不光滑，从而导致整个控制系统性能下降，甚至造成系统的不稳定或发散。为此定义一个如下所示的平滑形式的模型来更好描述非对称饱和非线性模型^[16]：

$$sat(\tau_i) = \tau_{im} \times erf\left(\frac{\sqrt{\pi}}{2\tau_{im}}\tau_{i0}\right) \quad (5)$$

其中：

$$\tau_{im} = \frac{(\tau_{imax} + \tau_{imin})}{2} + \frac{(\tau_{imax} - \tau_{imin})}{2}sign(\tau_{i0})$$

$$erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x e^{-t^2} dt$$

τ_{imax} 和 τ_{imin} 表示执行器能提供的最大和最小值， τ_{i0} 表示不考虑输入饱和的条件下由控制策略所计算出的控制量，而 τ_i 表示考虑输入饱和的最终输入量。

图 1 为式和式的对比图，展示出了该平滑饱和函数对控制输入起到了平滑的饱和限制作用。其中， $\tau_{imax} = 3.5$ ， $\tau_{imin} = -2.5$ 输入信号为 $\tau_{i0} = 10\sin(1.6t)$ 。明显可以看出，式 (4) 的曲线出现了“削平”的现象，但是应用平滑的饱和函数限制下的式 (5) 曲线在饱和出平缓的变化。

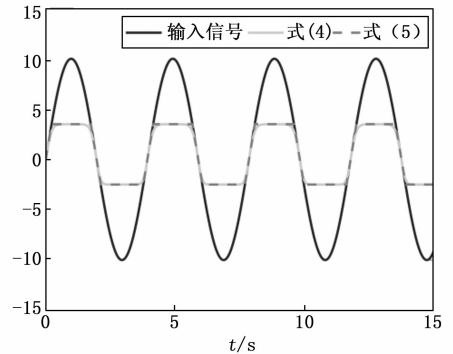


图 1 饱和函数比较

1.3 海浪干扰模型

为了表示出海浪干扰对于无人艇的影响，本文采用式 (6)，通过波谱法对海浪进行建模，来描述海浪干扰：

$$\tau_{wave} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \rho g B_m L T_m \cos(\psi) s_i(t) \\ \sum_{i=1}^N -\rho g B_m L T_m \sin(\psi) s_i(t) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{24} \rho g B_m L (L^2 - B_m^2) T_m \sin(2\psi) s_i^2(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, ρ, g, L, B_m, T_m 均为正数, ρ, g , 分别表示海水密度和重力加速度。 L, B_m, T_m 分别表示艇长、艇宽、吃水。 $s_i(t)$ 定义式为:

$$s_i(t) = A_i \frac{2\pi}{\lambda_i} \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (7)$$

其中: A_i 为各个海浪谐波幅值, λ_i 为海浪波长, ω_i 为遭遇频率, φ_i 为海浪初始相位。

本文采用的式 (6) 通过对海浪波谱对海浪干扰进行建模, 对波浪谱的信息进行加工, 使得海浪模型贴近真实的海浪干扰。

选取大连海事大学自主研发的“蓝信号”无人水面艇为实验对象, 进行三自由度上的外界海浪干扰的仿真。“蓝信号”无人水面艇具体参数如表 2 所示。

表 2 “蓝信号”参数

项目	数值
艇长/m	7.02
艇宽/m	2.6
最高航速/km	35
满载吃水/m	0.32
方形系数	0.697 6
满载排水/m ³	2.73
桨叶面积/m ²	0.209 1

2 轨迹跟踪控制系统设计

无人艇的轨迹跟踪控制问题指的是设计纵向速度控制器 τ_u 和转艏动力学控制器 τ_r , 使得无人艇的位置 (x, y) 跟踪一个期望时变的位置 (x_d, y_d) 。

图 2 给出了本文所考虑的无人艇轨迹跟踪控制问题的框图。该控制方法的流程为: 首先在运动学层面处理期望的前进速度和横漂速度 (即 u_d 和 v_d); 然后在无人艇数学模型的基础上考虑推进器饱和及外部时变干扰等情况, 设计出虚拟控制律 α_u 与 α_r 对跟踪误差进行约束, 推导未经饱和处理的控制器 (即 τ_{u0} 和 τ_{r0}), 之后经过饱和和处理得到最终的纵向速度控制器和转艏动力学控制器

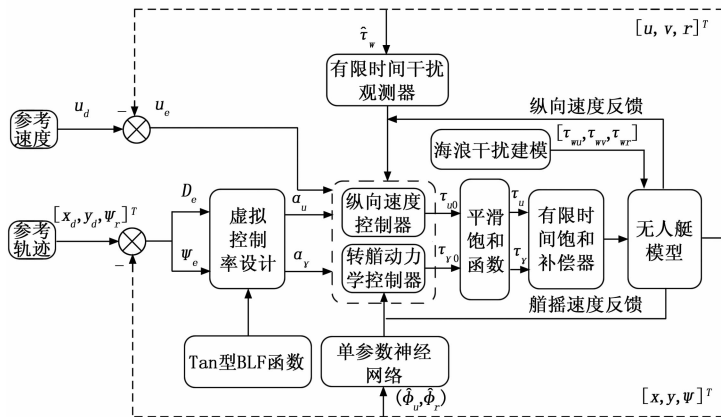


图 2 无人艇轨迹跟踪控制框图

(即 τ_u 和 τ_r); 在控制器的作用下无人艇的实际位置 (x, y) 在有限时间内跟踪上期望位置 (x_d, y_d) , 并且位置误差被约束在给定的范围内。

2.1 有限时间干扰观测器

为精准估计外界时变未知扰动, 有限时间扰动观测器设计如下形式:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{p}} = -C\tilde{p} - D\tilde{v} + \tau - B_1\tilde{p} - B_2\text{sig}^\gamma(\tilde{p}) \\ \dot{\tilde{\tau}}_w = -B_1\tilde{p} - B_2\text{sig}^\gamma(\tilde{p}) - \tilde{\tau}_w \text{sgn}(\tilde{p}) \end{cases} \quad (8)$$

其中: \tilde{p} 为所设计的辅助变量 $0 < \gamma < 1$, $B_1 = \text{diag}\{b_{11}, b_{12}, b_{13}\}$, $B_2 = \text{diag}\{b_{21}, b_{22}, b_{23}\}$ 表示有限时间扰动观测器的参数矩阵, $b_{1i}, b_{2i} > 0 (i = 1, 2, 3)$ 为设计参数, $\tilde{\tau}_w = [\tilde{\tau}_{uw}, \tilde{\tau}_{vw}, \tilde{\tau}_{wr}]^T$:

$$\text{sig}^\gamma(\tilde{p}) = |\tilde{p}|^\gamma \text{sgn}(\tilde{p}) \quad (9)$$

接下来给出有限时间扰动观测器的定理, 具体定理如下。

定理 1: 基于文献 [17-18], 通过引入式 (12) 中提出的有限时间扰动观测器, 可以准确估计不确定项 τ_w , 并且在有限时刻内, 估计误差收敛到零。

证明:

定义辅助变量误差:

$$\tilde{p} = \hat{p} - p \quad (10)$$

和干扰估计误差:

$$\tilde{\tau}_w = \hat{\tau}_w - \tau_w \quad (11)$$

对 (10) 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{p}} &= \dot{\hat{p}} - \dot{p} = \\ & -B_1\tilde{p} - B_2\text{sig}^\gamma(\tilde{p}) - \tilde{\tau}_w \text{sgn}(\tilde{p}) - \tau_w \end{aligned} \quad (12)$$

对 (11) 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\tau}}_w &= \dot{\hat{\tau}}_w - \dot{\tau}_w = \\ & -B_1\tilde{p} - B_2\text{sig}^\gamma(\tilde{p}) - \tilde{\tau}_w \text{sgn}(\tilde{p}) - \tau_w = \dot{\tilde{p}} \end{aligned} \quad (13)$$

根据文献 [18], 在有限时间内估计误差 \tilde{p} 和 $\tilde{\tau}_w$ 收敛于 0, 具体收敛时间为 $0 < T_w < \infty$, 且:

$$\hat{p}(t) \equiv p(t), \hat{\tau}_w(t) \equiv \tau_w(t), \forall t \geq T_w \quad (14)$$

针对欠驱动无人艇的动态特性, 控制器的设计结合了对称障碍李雅普诺夫函数、有限时间扰动观测器和有限时间饱和补偿器。具体由以下两部分组成: 纵向速度控制器设计和转艏动力学控制器设计。

2.2 控制器设计

针对欠驱动无人艇的动态特性, 控制器的设计结合了 tan 型障碍李雅普诺夫函数、有限时间扰动观测器和有限时间饱和补偿器。Tan 型障碍李雅普诺夫函数有着被约束对象的初始条件不确定的情况下依然可以达到最终被约束的效果, 有限时间扰动观测器对干扰的跟踪可以对高干扰敏感性的无人艇进行补偿, 所设计的饱和补偿器使得无

人在执行器饱和时得以补偿。控制器具体由以下两部分组成：纵向速度控制器设计和艏摇速度控制器设计。

2.2.1 纵向速度控制器设计

首先，定义位置跟踪误差：

$$D_e = \sqrt{x_e^2 + y_e^2} \quad (15)$$

其中： x_e ， y_e 分别为 x ， y 方向上的位置误差：

$$x_e = x_d - x \quad (16)$$

$$y_e = y_d - y \quad (17)$$

同时定义转艏角误差：

$$\psi_e = \psi_d - \psi \quad (18)$$

其中： $\psi_d \in (-\pi, \pi]$ 表示期望轨迹的切线角，具体定义如下所示：

$$\psi_d = \arctan(y_e/x_e) + (\pi/2)[1 - \text{sgn}(x_e)]\text{sgn}(y_e) \quad (19)$$

从上式很容易看出在 $D_e = 0$ 时， ψ_e 没有定义。因此，为了避免期望轨迹切线角未定义的情况出现，在这一点设定 $\psi_d = 0$ 。此外，如果 $\psi_e = \pm \pi/2$ ，虚拟控制律 α_u 也没有定义。因此为保证 $|\psi_e| < \pi/2$ ，转换策略如下式所示：

$$\psi_d = \begin{cases} \psi_e + \pi & \psi_e \leq -\frac{\pi}{2} \\ \psi_e & -\frac{\pi}{2} < \psi_e < \frac{\pi}{2} \\ \psi_e - \pi & \psi_e \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (20)$$

从式中，很容易得到：

$$\begin{cases} x_e = D_e \cos \psi_d \\ y_e = D_e \sin \psi_d \end{cases} \quad (21)$$

其中： $k_1 > 0$ 为设计参数。

为了证明位置误差 D_e 的收敛性，将 Lyapunov 函数设计如下：

$$V_1 = \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) \quad (22)$$

对 \dot{V}_1 求导，得：

$$\dot{V}_1 = \frac{2k_b \dot{k}_b}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) - \frac{\dot{k}_b}{k_b} \frac{z_e^2}{\cos^2\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right)} + \frac{z_e \dot{z}_e}{\cos^2\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right)} \quad (23)$$

令：

$$l_1 = \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right)}, k_{10} = \frac{\dot{k}_b}{k_b} \quad (24)$$

$$k_{11} = \sup \sqrt{\left(\frac{\dot{k}_b}{k_b}\right)^2 + \Theta} \quad (24)$$

其中： Θ 为很小的常值。

将其带入 \dot{V}_1 ，得：

$$\dot{V}_1 = 2k_{10} \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10} l_1 z_e^2 + l_1 z_e \dot{z}_e \quad (25)$$

定义纵向速度跟踪误差如下：

$$u_e = \alpha_u - u \quad (26)$$

其中：虚拟控制律 α_u 被设计为：

$$\alpha_u = \frac{\dot{x}_d \cos(\psi_r) + \dot{y}_d \sin(\psi_r) - v \sin(\psi_e) + (k_{11} z_e + A)}{\cos(\psi_e)} \quad (27)$$

其中， A 为：

$$A = -(2k_{11} + k_1) \frac{k_b^2}{\pi} \frac{1}{z_e} \sin\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) \cos\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) \quad (28)$$

将其代入第一个李雅普诺夫函数的导数 \dot{V}_1 中可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq 2k_{11} \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + A l_1 z_e + l_1 z_e u_e \cos(\psi_e) \leq \\ &k_1 \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + l_1 z_e u_e \cos \psi_e \leq \\ &k_1 V_1 + l_1 z_e u_e \cos \psi_e \end{aligned} \quad (29)$$

为证转艏角跟踪误差 ψ_e 的收敛性，将 Lyapunov 函数设计如下：

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} \psi_e^2 \quad (30)$$

对上式求导，并带入式 (21) 和 (23)，得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \psi_e \dot{\psi}_e = \\ &2k_{10} \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10} l_1 z_e^2 + l_1 z_e \dot{z}_e + \psi_e (\dot{\psi}_d - r) \end{aligned} \quad (31)$$

定义转艏速度跟踪误差如下：

$$r_e = \alpha_r - r \quad (32)$$

其中，虚拟控制律 α_r 被设计为：

$$\alpha_r = k_2 \psi_e + \dot{\psi}_r \quad (33)$$

其中： $k_2 > 0$ 为设计参数。

将 (32) 与 (33) 带入式 (31) 中，得到：

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= 2k_{10} \frac{k_b^2}{\pi} \tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10} l_1 z_e^2 + \\ &l_1 z_e \dot{z}_e - k_2 \psi_e^2 + r_e \psi_e \end{aligned} \quad (34)$$

单参数神经网络因其只有一个隐藏层并且只有一个参数（权重）而被广泛应用于无人艇控制领域中。在本节控制器的设计中，引入一个常数 δ 来代替传统神经网络权值 $\|W\|$ ， $\hat{\delta}$ 表示 δ 的估计值。考虑系统误差有可能会趋于较大死区而影响无人艇航行过程中的精度，设计了单参数适应律^[19]。其表达式如下：

$$\dot{\hat{\varphi}}_u = \gamma_u \left(\frac{1}{2} u_e^2 h^T h - \hat{\omega}_u \hat{\varphi}_u \right) \quad (35)$$

其中： $\gamma_u, \hat{\omega}_u$ 为单参数适应律的设计参数，二者均大于零。自适应率的误差定义为：

$$\tilde{\varphi}_u = \hat{\varphi}_u - \varphi_u \quad (36)$$

在进行控制器的设计时，存在着执行器的输入饱和现象。如果不能限制振幅导致执行器超出其最大范围，系统性能将受到损失甚至造成被控系统不稳定。

定义纵向速度控制器的饱和误差：

$$\Delta\tau_u = \tau_u - \tau_{u0} \quad (37)$$

为了降低执行器输入饱和的影响, 有限时间补偿器在纵向速度方向的分量设计如下:

$$\dot{\sigma}_u = -k_{\sigma u1}\sigma_u - k_{\sigma u2}S_{\sigma u} + \Delta\tau_u \quad (38)$$

其中: $k_{\sigma u1} > 0$ 和 $k_{\sigma u2} > 0$ 为设计参数, σ_u 表示有限时间补偿器在纵向速度方向的分量的输出, 设计辅助函数 $S_{\sigma u}$ 如下:

$$S_{\sigma u} = \begin{cases} |\sigma_u|^{1/2} \operatorname{sgn}(\sigma_u), & |\sigma_u| \geq \epsilon_{\sigma u} \\ \frac{3}{2}\epsilon_{\sigma u}^{-1/2}\sigma_u - \frac{1}{2}\epsilon_{\sigma u}^{-3/2}\sigma_u^2, & |\sigma_u| < \epsilon_{\sigma u} \end{cases} \quad (39)$$

其中: $\epsilon_{\sigma u} > 0$ 是一个足够小的常数, 可以根据性能要求进行合理设计。

为了证明纵向速度误差的收敛性, 设计如下 Lyapunov 形式的函数为:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}m_{11}u_e^2 + \frac{1}{2}\sigma_u^2 + \frac{1}{2\gamma_u}\tilde{\varphi}_u^2 \quad (40)$$

对上式求导, 并将式 (3)、(26)、(34)、(38)、(39) 代入式中, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \dot{V}_2 + m_{11}u_e\dot{u}_e + \dot{\sigma}_u\dot{\sigma}_u + \frac{1}{\gamma_u}\tilde{\varphi}_u\dot{\tilde{\varphi}}_u = \\ & 2k_{10}\frac{k_b^2}{\pi}\tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10}l_1z_e^2 + l_1z_e\dot{z}_e - k_2\psi_e^2 + \\ & u_e(m_{11}\dot{\alpha}_u - m_{22}vr + d_{11}u - \tau_u - \tau_{uu}) - \\ & k_{\sigma u1}\sigma_u^2 - k_{\sigma u2}|\sigma_u|^{3/2} + \sigma_u\Delta\tau_u + r_e\psi_e + \frac{1}{\gamma_u}\tilde{\varphi}_u\dot{\tilde{\varphi}}_u \end{aligned} \quad (41)$$

由此, 设计纵向速度控制器 τ_{u0} 如下:

$$\begin{aligned} \tau_{u0} = & m_{11}\dot{\alpha}_u - m_{22}vr + d_{11}u + k_3u_e - \\ & l_1z_e\cos\psi_e - \hat{\tau}_{uu} - k_{\sigma u}\sigma_u - \frac{1}{2}u\hat{\delta}_u h^T h \end{aligned} \quad (42)$$

其中: $k_3 > 0$ 和 $k_{\sigma u} > 0$ 为设计参数。

将上式代入式 (41) 中, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & 2k_{10}\frac{k_b^2}{\pi}\tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10}l_1z_e^2 + l_1z_e\dot{z}_e - \\ & \tilde{\omega}_u\tilde{\varphi}_u\hat{\varphi}_u - l_1u_ez_e\cos\psi_e - k_2\psi_e^2 - k_3u_e^2 + \\ & r_e\psi_e + k_{\sigma u}\sigma_u u_e - k_{\sigma u1}\sigma_u^2 - k_{\sigma u2}|\sigma_u|^{3/2} + \sigma_u\Delta\tau_u \end{aligned} \quad (43)$$

根据杨氏不等式, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -k_1V_1 - k_2\psi_e^2 - \left(k_3 - \frac{k_{\sigma u}}{2}\right)u_e^2 + \\ & r_e\psi_e - \left(k_{\sigma u1} - \frac{k_{\sigma u}}{2} - \frac{1}{2}\right)\sigma_u^2 - \\ & k_{\sigma u2}|\sigma_u|^{3/2} + \frac{1}{2}\Delta\tau_u^2 + \frac{\tilde{\omega}_u}{2}\varphi_u^2 - \frac{\tilde{\omega}_u}{2}\tilde{\varphi}_u^2 \end{aligned} \quad (44)$$

2.2.2 转艏动力学控制器设计

首先, 定义转艏动力学控制器饱和误差:

$$\Delta\tau_r = \tau_r - \tau_{r0} \quad (45)$$

与上一小节类似, 设计如下的单参数适应律:

$$\dot{\hat{\varphi}}_r = \gamma_r \left(\frac{1}{2}r_e^2 h^T h - \tilde{\omega}_r \hat{\varphi}_r \right) \quad (46)$$

其中: $\gamma_r, \tilde{\omega}_r$ 为单参数适应律的设计参数, 二者均大于零。且自适应律的误差定义为:

$$\tilde{\varphi}_r = \hat{\varphi}_r - \varphi_r \quad (47)$$

针对艏摇角度控制器的输入饱和问题, 有限时间补偿器在转艏速度方向的分量构造为:

$$\dot{\sigma}_r = -k_{\sigma r1}\sigma_r - k_{\sigma r2}S_{\sigma r} + \Delta\tau_r \quad (48)$$

其中: $k_{\sigma r1} > 0$ 和 $k_{\sigma r2} > 0$ 为设计参数, σ_r 表示有限时间补偿器在转艏速度方向的输出, 设计辅助函数 $S_{\sigma r}$ 如下:

$$S_{\sigma r} = \begin{cases} |\sigma_r|^{1/2} \operatorname{sgn}(\sigma_r), & |\sigma_r| \geq \epsilon_{\sigma r} \\ \frac{3}{2}\epsilon_{\sigma r}^{-1/2}\sigma_r - \frac{1}{2}\epsilon_{\sigma r}^{-3/2}\sigma_r^2, & |\sigma_r| < \epsilon_{\sigma r} \end{cases} \quad (49)$$

其中: $\epsilon_{\sigma r} > 0$ 是一个足够小的常数, 可以根据性能要求进行合理设计。

为证明收敛性, 设计如下障碍 Lyapunov 函数:

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2}m_{33}r_e^2 + \frac{1}{2}\sigma_r^2 + \frac{1}{2\gamma_r}\tilde{\varphi}_r^2 \quad (50)$$

结合式 (3) (32) (33) (48) (49) 对上式求导, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = & \dot{V}_3 + m_{33}r_e\dot{r}_e + \dot{\sigma}_r\dot{\sigma}_r = \\ & 2k_{10}\frac{k_b^2}{\pi}\tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10}l_1z_e^2 + l_1z_e\dot{z}_e - \\ & k_2\psi_e^2 - \left(k_3 - \frac{k_{\sigma u}}{2}\right)u_e^2 + r_e\psi_e - l_1z_e\cos\psi_e - \\ & \left(k_{\sigma u1} - \frac{k_{\sigma u}}{2} - \frac{1}{2}\right)\sigma_u^2 - k_{\sigma u2}|\sigma_u|^{3/2} + \frac{1}{2}\Delta\tau_u^2 - \\ & k_{\sigma r1}\sigma_r^2 - k_{\sigma r2}|\sigma_r|^{3/2} + \sigma_r\Delta\tau_r + \frac{1}{\gamma_r}\tilde{\varphi}_r\dot{\tilde{\varphi}}_r + \\ & r_e[m_{33}\dot{\alpha}_r - (m_{11} - m_{22})uv + d_{33}r - \tau_r - \tau_{ur}] \end{aligned} \quad (51)$$

由此, 设计转艏动力学控制器如下:

$$\begin{aligned} \tau_{r0} = & m_{33}\dot{\alpha}_r - (m_{11} - m_{22})uv + d_{33}r + k_4r_e + \\ & \psi_e - k_{\sigma r}\sigma_r - \hat{\tau}_{ur} - \frac{1}{2}r_e\hat{\varphi}_r h^T h \end{aligned} \quad (52)$$

其中: $k_4 > 0$ 和 $k_{\sigma r} > 0$ 为设计参数。

将式 (52) 代入到式 (51) 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_4 = & 2k_{10}\frac{k_b^2}{\pi}\tan\left(\frac{\pi z_e^2}{2k_b^2}\right) + k_{10}l_1z_e^2 + l_1z_e\dot{z}_e - \\ & l_1z_e\cos\psi_e - k_2\psi_e^2 - \left(k_3 - \frac{k_{\sigma u}}{2}\right)u_e^2 - \\ & \left(k_{\sigma u1} - \frac{k_{\sigma u}}{2} - \frac{1}{2}\right)\sigma_u^2 - k_{\sigma u2}|\sigma_u|^{3/2} + \\ & \frac{1}{2}\Delta\tau_u^2 - k_4r_e^2 - k_{\sigma r}\sigma_r r_e - \tilde{\omega}_r\tilde{\varphi}_r\hat{\varphi}_r - \\ & k_{\sigma r1}\sigma_r^2 - k_{\sigma r2}|\sigma_r|^{3/2} + \sigma_r\Delta\tau_r \end{aligned} \quad (53)$$

3 稳定性证明

由上述基于对称障碍李雅普诺夫函数的控制器设计, 可得式子如下:

$$m_{11}\dot{u}_e = -k_3u_e - (\cos\psi_e)D_e + k_{\sigma u}\sigma_u \quad (54)$$

$$m_{33} \dot{r}_e = -k_4 r_e - \psi_e + k_{\sigma} \sigma_r \quad (55)$$

定理 2: 考虑无人艇运动学及动力学模型 (2) 和 (3), 有限时间饱和补偿器 (38) 和 (48), 以及控制律 (42) 和 (52) 定义的受控系统。在选择合适参数的情况下, 跟踪闭环控制系统的所有误差信号一致最终有界。

证明: 考虑如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_5 = \frac{1}{2}(D_e^2 + \psi_e^2 + m_{11} u_e^2 + m_{33} r_e^2 + \sigma_u^2 + \sigma_r^2 + \bar{p}^2 + \frac{1}{2\gamma_u} \bar{\varphi}_u^2 + \frac{1}{2\gamma_r} \bar{\varphi}_r^2) \quad (56)$$

根据定理 1, 式 (54) 和 (55), 可得上式的导数为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -k_1 V_1 - k_2 \psi_e^2 - k_3 u_e^2 - k_4 r_e^2 + \\ & \sigma_u (-k_{\sigma u} \sigma_u - k_{\sigma 2} S_{\sigma u} + \Delta \tau_u) + \\ & \sigma_r (-k_{\sigma r} \sigma_r - k_{\sigma 2} S_{\sigma r} + \Delta \tau_r) - \\ & 2B_{1min} V_w - 2^{\gamma+1} B_{2min} V_w^{(\gamma+1)/2} + \\ & \frac{\bar{\omega}_u}{2} \varphi_u^2 + \frac{\bar{\omega}_r}{2} \varphi_r^2 - \frac{\bar{\omega}_u}{2} \tilde{\varphi}_u^2 - \frac{\bar{\omega}_r}{2} \tilde{\varphi}_r^2 \end{aligned} \quad (57)$$

将式 (38) 和 (48) 代入上式, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -k_1 V_1 - k_2 \psi_e^2 - k_3 u_e^2 - k_4 r_e^2 - \\ & 2B_{1min} V_w - 2^{\gamma+1} B_{2min} V_w^{(\gamma+1)/2} + \\ & (\sigma_u \Delta \tau_u - k_{\sigma u} \sigma_u u_e - k_{\sigma 1} \sigma_u^2 - k_{\sigma 2} |\sigma_u|^{3/2}) + \\ & (\sigma_r \Delta \tau_r - k_{\sigma r} \sigma_r r_e - k_{\sigma 1} \sigma_r^2 - k_{\sigma 2} |\sigma_r|^{3/2}) - \\ & \bar{\omega}_u \tilde{\varphi}_u \hat{\varphi}_u - \bar{\omega}_r \tilde{\varphi}_r \hat{\varphi}_r \end{aligned} \quad (58)$$

根据杨氏不等式可进一步化简 \dot{V}_5 得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -k_1 V_1 - k_2 \psi_e^2 - \left(k_3 - \frac{k_{\sigma u}}{2}\right) u_e^2 - \left(k_4 - \frac{k_{\sigma r}}{2}\right) r_e^2 - \\ & \left(k_{\sigma 1} - \frac{k_{\sigma u}}{2} - \frac{1}{2}\right) \sigma_u^2 - \left(k_{\sigma 1} - \frac{k_{\sigma r}}{2} - \frac{1}{2}\right) \sigma_r^2 - \\ & k_{\sigma 2} |\sigma_u|^{3/2} - k_{\sigma 2} |\sigma_r|^{3/2} + \frac{1}{2} \Delta \tau_u^2 + \frac{1}{2} \Delta \tau_r^2 - \\ & 2B_{1min} V_w - 2^{\gamma+1} B_{2min} V_w^{(\gamma+1)/2} + \\ & \frac{\bar{\omega}_u}{2} \varphi_u^2 + \frac{\bar{\omega}_r}{2} \varphi_r^2 - \frac{\bar{\omega}_u}{2} \tilde{\varphi}_u^2 - \frac{\bar{\omega}_r}{2} \tilde{\varphi}_r^2 \end{aligned} \quad (59)$$

其中: $k_3 > \frac{k_{\sigma u}}{2}, k_4 > \frac{k_{\sigma r}}{2}, k_{\sigma 1} > \frac{k_{\sigma u}}{2} + \frac{1}{2}, k_{\sigma 1} > \frac{k_{\sigma r}}{2}$

+ $\frac{1}{2}$ 。

定义:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= k_3 - \frac{k_{\sigma u}}{2}, \lambda_2 = k_4 - \frac{k_{\sigma r}}{2}, \\ \lambda_3 &= k_{\sigma 1} - \frac{k_{\sigma u}}{2} - \frac{1}{2}, \lambda_4 = k_{\sigma 1} - \frac{k_{\sigma r}}{2} - \frac{1}{2}, \\ \lambda_5 &= \frac{\bar{\omega}_u}{2}, \lambda_6 = \frac{\bar{\omega}_r}{2}, \end{aligned}$$

$$\Delta_v = \frac{1}{2} \Delta \tau_u^2 + \frac{1}{2} \Delta \tau_r^2 + \frac{\bar{\omega}_u}{2} \varphi_u^2 + \frac{\bar{\omega}_r}{2} \varphi_r^2$$

那么, 式 (59) 可以被化简为:

$$\begin{aligned} \dot{V}_5 \leq & -k_1 V_1 - k_2 \psi_e^2 - \lambda_1 u_e^2 - \lambda_2 r_e^2 - \\ & \lambda_3 \sigma_u^2 - \lambda_4 \sigma_r^2 - 2^{3/4} k_{\sigma 2} \left| \frac{1}{2} \sigma_u^2 \right|^{3/4} - \\ & 2^{3/4} k_{\sigma 2} \left| \frac{1}{2} \sigma_r^2 \right|^{3/4} + \Delta_v \end{aligned} \quad (60)$$

最后, 上式可以被写为:

$$\dot{V} \leq -k_l V - k_{l0} V^{\frac{1}{4}} + \Delta_v \quad (61)$$

其中: k_l 和 k_{l0} 是正常数, 且:

$$k_l = \min\{k_1, k_2, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5, \lambda_6\}$$

$$k_{l0} = \min\{2^{3/4} k_{\sigma 2}, 2^{3/4} k_{\sigma 2}\}$$

$$\Delta_v = \frac{1}{2} \Delta \tau_u^2 + \frac{1}{2} \Delta \tau_r^2 + \frac{\bar{\omega}_u}{2} \varphi_u^2 + \frac{\bar{\omega}_r}{2} \varphi_r^2 \geq 0$$

首先, 为证明闭环系统的有界性, 式 (61) 被简化为:

$$\dot{V} \leq -k_l V + \Delta_v \quad (62)$$

则上式中 V 最终一致有界^[20], 由此所有误差信号最终一致有界。

然后, 下面开始分析闭环系统的收敛性: 由文献 [18] 可知, V 在有限时间内收敛于区域 $\Omega_L = \{x | V(x, t)^{1-\rho} \leq \frac{C}{\rho k_l}\}$, 且收敛时间为:

$$T_0 = \frac{4 \ln(1 + \frac{k_l}{k_{l0}} (1-\rho) V^{1/4} |_{t=0})}{(1-\rho) k_l} \quad (63)$$

根据上述分析, 所有信号 $[D_e, \psi_e, u_e, r_e, \sigma_u, \sigma_r, \tilde{\varphi}_u, \tilde{\varphi}_r, \bar{p}]$ 最终一致有界。在优化和调整参数的情况下, 闭环系统中的所有状态都是一致最终有界的。定理 2 得证。

4 数值仿真结果与分析

为验证上一节设计出的控制器的有效性和可行性, 采用大连海事大学“蓝信号”进行仿真实验, 其船的具体参数如表 3 所示, 为“蓝信号”设计的控制器的相关参数如表 4 所示。

表 3 “蓝信号”模型参数

m_{11}	m_{22}	m_{33}	d_{11}	d_{22}	d_{33}
2 652.52	2 825.57	4 201.68	848.13	10 162.44	2 2721.63

表 4 控制器参数

符号	数值	符号	数值
k_1	-0.001	k_c	0.05
k_2	18	$k_{\sigma u}$	0.8
k_3	7 000	$k_{\sigma r}$	1
k_4	0.6	k_b	1.8
$k_{\sigma 1}$	1	$k_{\sigma 1}$	1.9
$k_{\sigma 2}$	0.01	$k_{\sigma 2}$	0.1

对“蓝信号”进行轨迹跟踪仿真实验, 参考轨迹设置如下:

$$x_d = 15t$$

$$y_d = \begin{cases} 300, & 0 \leq t < 100 \\ 300\cos[0.03(t-100)], & t \geq 100 \end{cases} \quad (64)$$

对“蓝信号”进行轨迹跟踪仿真实验, 参考轨迹设置如下:

$$[x(0), y(0), \psi(0), u(0), v(0), r(0)]^T = [0 \text{ m}, 300 \text{ m}, 0 \text{ rad/s}, 2 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s}]^T$$

考虑无人艇实际航行速度和推力分布, 设定如下:

$$\tau_{u\max} = 30\,000 \text{ N}, \tau_{u\min} = 0 \text{ N},$$

$$\tau_{r\max} = 6\,000 \text{ Nm}, \tau_{r\min} = -6\,000 \text{ Nm}.$$

考虑无人艇建模误差, 假设为:

$$[\Delta f_x, \Delta f_y, \Delta f_r]^T = [0.1, 0.1, 0.1]^T$$

为验证约束算法的有效性, 设计了两组实验:

1) 第一组仿真实验选择约束边界为 $kb = 14e^{-0.05t} + 10$ 的轨迹跟踪动态性能约束控制。图 3 为无人艇的轨迹跟踪效果图, 展示了无人艇以 15 m/s 的速度下追踪期望轨迹的效果。图 4 为无人艇的转艏力矩和纵向推力, 从图中可以明显看出转艏力矩和纵向推力是符合工程实际的。图 5 为位置误差跟踪曲线, 边界为 $kb = 14e^{-0.05t} + 10$, 可以看出位置误差被约束在边界之内。图 6 为综合干扰与估计效果图, 可以看出综合干扰在有限时间内被干扰观测器所观测到并跟踪。图 7 为期望航速与航向角的跟踪曲线, 对期望航速与航向角进行及时跟踪。

2) 第二组仿真实验约束边界为 $kb = 14e^{-0.05t} + 1$ 的轨迹跟踪动态性能约束控制, 其余轨迹跟踪控制的参数

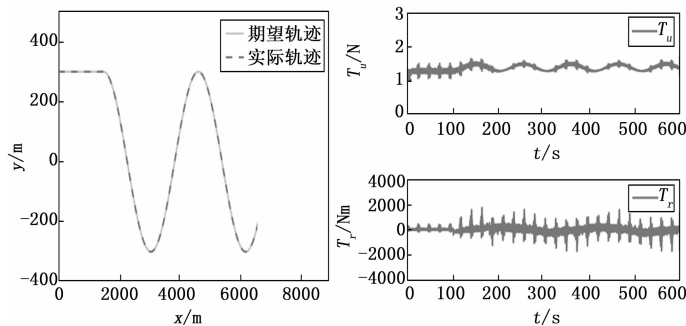


图 3 轨迹跟踪效果图

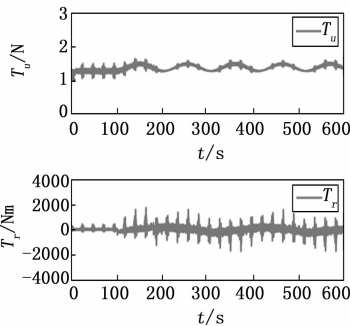


图 4 控制输入

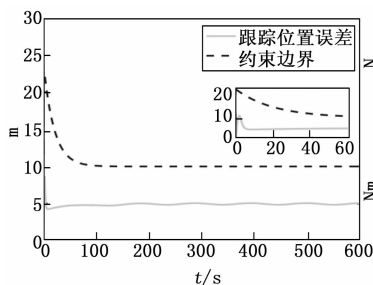


图 5 跟踪位置误差曲线

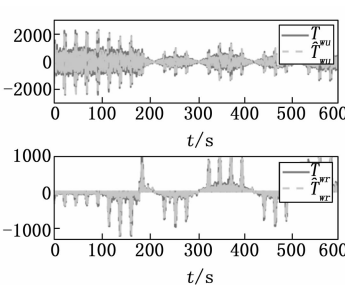


图 6 综合扰动估计

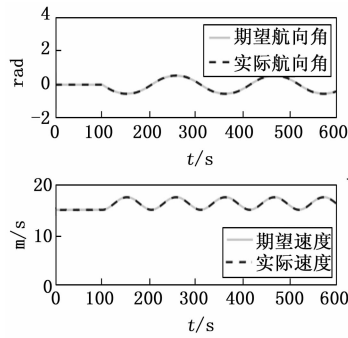


图 7 航速与航向角跟踪曲线

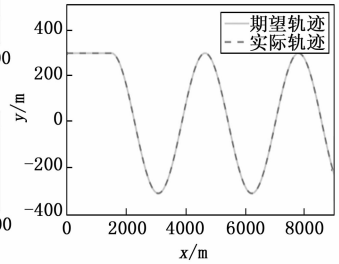


图 8 轨迹跟踪效果图

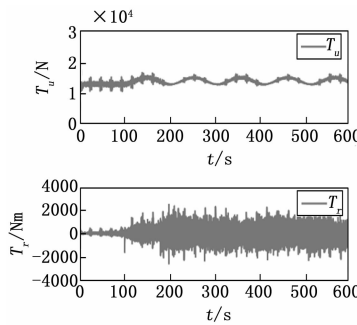


图 9 控制输入

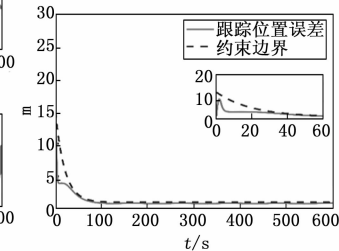


图 10 跟踪位置误差曲线

没有变化。图 8 为无人艇的轨迹跟踪效果图, 展示了无人艇以 15 m/s 的速度下追踪期望轨迹的效果。图 9 为无人艇的转艏力矩和纵向推力, 从图中可以明显看出转艏力矩和纵向推力因为约束边界的缩小稍显抖动但是仍符合工程实际。图 10 为位置误差约束图, 边界为 $kb = 14e^{-0.05t} + 1$ 可以看出位置误差在更换约束边界后, 最终被约束在更小的边界值内, 这对于进行轨迹跟踪任务的无人艇来说增加了跟踪的精准性, 使得无人艇的动态性能提升。图 11 为综合干扰与估计效果图, 可以看出综合干扰在有限时间内被干扰观测器所观测到并跟踪。图 12 为期望航速与航向角的跟踪曲线, 可以看出, 在约束边界更为严格的条件下, 仍能对期望航速与航向角进行跟踪。

5 结束语

在深入研究欠驱动无人艇的过程中, 选用蓝信号模型作为船舶模型, 此模型在船舶领域具备良好的适用性与代表性。同时, 结合基于波浪谱的方法对实际海浪进行精确建模, 旨在最大程度还原复杂多变的海洋环境。然而, 建模过程中不可避免会产生误差, 为有效补偿这些误差, 本文创新性地使用单参数神经网络进行误差修正, 充分发挥其强大的自适应能力。为进一步优化控制效果, 本文设计了一种基于 tan 函数的障碍李雅普诺夫函数, 该函数能够对位置误差进行精准约束, 确保无人艇航位

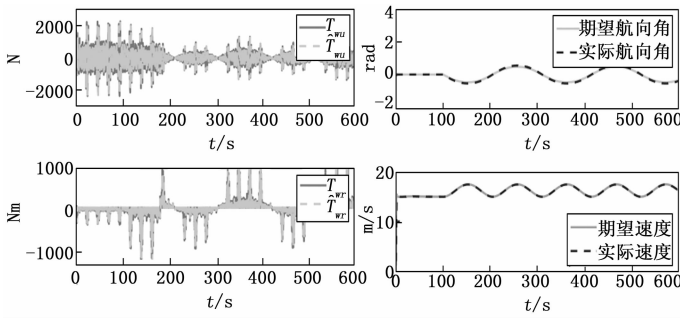


图 11 综合扰动估计

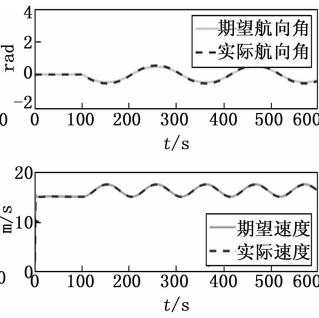


图 12 航速与航向角跟踪曲线

置的准确性。此外,考虑到海浪干扰对轨迹跟踪的不利影响,引入了有限时间干扰观测器,实时监测并快速补偿海浪干扰。最后,通过设计数值仿真实验,验证了所设计控制系统的合理性和有效性。

参考文献:

- [1] GEORGIAN S, HAMEED S, MORGAN L, et al. Scientists'warning of an imperiled ocean [J]. *Biological Conservation*, 2022, 272: 109595.
- [2] 曾江峰, 谢杨柳, 金哲毅. 水面无人艇集群编队控制技术综述 [J]. *导航定位与授时*, 2023, 10 (5): 7-17.
- [3] PAN C, PENG Z, LI Y, et al. Flocking of Under-actuated Un-manned surface vehicles via deep reinforcement learning and model predictive path integral control [J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2024, 73: 1-11.
- [4] MU D, LANG Z, FAN Y, et al. Simulation and control applications based on PM wave spectra [C] // Xi'an, China, *Control and Robotics Engineering (CACRE)*, 2022: 109-114.
- [5] FAN Z, XU Y and FU M. Finite-time command filtered backstepping control for USV path following [C] // Limerick, Ireland, 2023: 1-6.
- [6] PENG Z, WANG D, WANG J. Data-driven adaptive disturbance observers for model-free trajectory tracking control of maritime autonomous surface ships [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2021, 32 (12): 5584-5594.
- [7] ZHAO J, CAI C, LIU Y. Barrier lyapunov function-based adaptive prescribed-time extended state observers design for unmanned surface vehicles subject to unknown disturbances [J]. *Ocean Engineering*, 2023, 270: 113671.
- [8] WANG C, LIANG X, YU C, et al. Fixed-time event-triggered sliding mode cooperative path-following control with pre-scribed performance for USVs based on lumped disturbance observer [J]. *Ocean Engineering*, 2023, 289: 116123.

- [9] SONG Z, SUN K. Prescribed performance tracking control for a class of nonlinear system considering input and state constraints [J]. *ISA transactions*, 2022, 119: 81-92.
- [10] CHEN D, ZHANG J, LI Z. A novel fixed-time trajectory tracking strategy of unmanned surface vessel based on the fractional sliding mode control method [J]. *Electronics*, 2022, 11 (5): 726. G
- [11] ZHANG L, ZHANG S, DU, LI H, et al. Adaptive trajectory tracking of the unmanned surface vessel based on improved AC-MPC method [J]. *Ocean Engineering*, 2025, 322, 120455.
- [12] HOU W, WU Y, XIE X J. Adaptive finite time stabilisation of output-constrained low-order uncertain nonlinear systems with time-varying powers [J]. *International Journal of Control*, 2022, 95: 1-13.
- [13] QIN H, CHEN X, SUN Y. Adaptive state-constrained trajectory tracking control of unmanned surface vessel with actuator saturation based on RBFNN and tan-type barrier Lyapunov function [J]. *Ocean Engineering*, 2022, 253: 110966.
- [14] HE Z, WANG G, FAN Y, et al. Fast finite-time path-following control of unmanned surface vehicles with sideslip compensation and time-varying disturbances [J]. *Journal of Marine Science and Engineering*, 2022, 10 (7): 960.
- [15] ZHANG L, ZHENG Y, HUANG B, et al. Finite-time trajectory tracking control for under-actuated unmanned surface vessels with saturation constraint [J]. *Ocean Engineering*, 2022, 249: 110745.
- [16] ZHENG Z W, JIN C, ZHU M, et al. Trajectory tracking control for a marine surface vessel with asymmetric saturation actuators [J]. *Robotics and Autonomous Systems*, 2017, 97: 83-91.
- [17] BHAT S P, BERNSTEIN D S. Finite-time stability of continuous autonomous systems [J]. *SIAM Journal on Control and optimization*, 2000, 38 (3): 751-766.
- [18] SONG Z, LI H, SUN K. Finite-time control for nonlinear spacecraft attitude based on terminal sliding mode technique [J]. *ISA transactions*, 2014, 53 (1): 117-124.
- [19] MU D, WANG G, FAN Y. Path following control strategy for underactuated unmanned surface vehicle subject to multiple constraints [J]. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 2022, 17 (2): 229-241.
- [20] 尚文飞. 基于状态约束的高速无人艇轨迹跟踪安全控制 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2019.