

文章编号: 1007-7294(2025)04-0547-13

基于有限时间指令滤波反步法的 船舶动力定位自适应控制

陈兴华¹, 韩旭², 刘彩云³, 夏国清¹, 李娟¹

(1. 哈尔滨工程大学 智能科学与工程学院, 哈尔滨 150001; 2. 广东理工学院, 广东 肇庆 526100; 3. 山东工商学院, 山东 烟台 264005)

摘要: 本文研究船舶动力定位(DP)系统中存在的推进器动态特性、模型参数不确定、推进器输入饱和及外部扰动未知等问题, 提出一种基于有限时间指令滤波反步法的鲁棒自适应动力定位控制方法, 该方法不仅具有滤波反步法的优点还能保证控制系统在有限时间内收敛。首先, 采用神经网络技术对系统中的非线性项进行逼近; 其次, 设计有限时间辅助动态系统(FTADS)解决推进器输入饱和问题; 最后, 结合设计的神经网络估计值和 FTADS, 采用有限时间指令滤波反步法对控制器进行设计, 利用 Lyapunov 稳定性理论证明系统跟踪误差和参数估计误差是有限时间收敛的。并对所提控制方法进行仿真实验, 仿真结果表明所提出的控制器是有效性的。

关键词: 动力定位系统; 推进器动态特性; 神经网络估计器; 有限时间指令滤波反步法; 有限时间收敛

中图分类号: U664.3 U664.82 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1007-7294.2025.04.004

Adaptive dynamic positioning control for ships based on finite-time command filtered backstepping

CHEN Xing-hua¹, HAN Xu², LIU Cai-yun³, XIA Guo-qing¹, LI Juan¹

(1. College of Intelligent Systems Science and Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China; 2. Guangdong Technology College, Zhaoqing 526100, China; 3. Shandong Technology and Business University, Yantai 264005, China)

Abstract: This paper focuses on proposing a finite-time command filtered backstepping robust adaptive dynamic positioning control method to deal with the thruster dynamics, parameters uncertainty, input saturation and unknown external disturbance problems. The proposed method not only has the advantages of the command filtered backstepping, but also can guarantee the control system convergence in finite time. Firstly, adaptive neural network was used to estimate uncertain functions in the system. Secondly, the thruster input saturation issue was addressed with a finite-time auxiliary dynamic system. Finally, based on the uncertain estimation and the FTADS, a finite-time command filtered backstepping (FTCFB) control law was introduced, and the system tracking errors and parameter estimating errors were proved to be convergent in finite time by using Lyapunov stability theory. Additionally, the effectiveness of the proposed positioning control method was verified by numerical simulations.

收稿日期: 2024-10-23

基金项目: 工信部“第七代超深水钻井平台(船)创新专项”

作者简介: 陈兴华(1983-), 男, 硕士; 韩旭(1999-), 男, 硕士研究生;

刘彩云(1988-), 女, 博士, 通讯作者, E-mail: liucaiyun_hrbeu@163.com;

夏国清(1962-), 男, 博士; 李娟(1976-), 女, 博士。

Key words: dynamic positioning system; thruster dynamics; neural network; finite-time command filtered backstepping; finite-time convergence

0 引言

随着对深海资源的不断开发,对深海浮式结构物(船舶、钻井平台等)定位方式的研究也显得尤为重要。其中,动力定位系统就是研究者们重点研究的一种定位方式。动力定位(dynamic positioning,即DP),指的是船舶等浮式结构物在海上定点作业时,利用自身的推进系统产生的力与力矩来抵抗海洋环境干扰引起的扰动,使船舶等浮式结构物定位在期望的位置上。

控制系统是DP系统中重要的组成部分之一,因此研究者们针对DP系统的非线性控制开展了深入研究。常用的DP控制方法主要有:PID控制^[1-2],模型预测控制^[3-4],鲁棒自适应控制^[5-9]等。主要的鲁棒自适应控制方法有滑模控制方法、自适应反步法等。滑模控制方法具有较好的鲁棒性和较快的收敛性,在DP控制领域得到了广泛应用^[10]。

近年来,基于观测器的自适应反步控制方法成为DP领域的研究热点。在实际工程中,船舶运动会面临推进器输入饱和、推进器动态特性、模型参数不确定及外部扰动未知等问题的约束。为了解决外部扰动未知的问题,研究者们提出了不同的观测器来解决此问题。通常用到的观测器主要有干扰观测器^[8]、有限时间干扰观测器^[11]、固定时间扩张状态观测器^[12]、滑模观测器^[5]等。为了解决推进器输入饱和问题,研究者在控制系统设计中引入了辅助动态系统来补偿控制力输入。另外,当船舶低速运动时,推进器的动态特性对系统的性能有极大影响^[13]。实际作业中,由于推进器的动态特性,会引起控制指令滞后,导致系统性能变差甚至引起系统的不稳定,因此在控制器设计中很有必要考虑推进器的动态特性。Mu等^[12]结合固定时间扩张状态观测器与传统反步法技术,获得了良好的定位性能。王元慧等^[10]提出一种基于干扰观测器的动态面定位控制系统,解决了外部扰动未知和输入饱和问题。Mu等^[14]结合有限时间干扰观测器、神经网络技术与动态面技术,提出一种鲁棒自适应定位控制方法,并在控制器设计中考虑了推进的动态特性。但是,传统的反步法存在爆炸复杂性问题,为了解决此问题,动态面(dynamic surface control,简称DSC)和指令滤波反步(command filtering backstepping,简称CFB)方法的提出有效解决了该问题。但是,DSC没有考虑一阶滤波器产生的误差问题,这样会降低系统的性能或者导致系统不稳定。CFB提出的误差补偿系统则弥补了DSC的缺点^[15-17]。Hu等^[18]基于指令滤波技术针对推进器动态特性问题,提出一种新的控制方法。为了更好解决DP系统中存在的非线性问题,神经网络及模糊控制技术被用于DP系统非线性项的逼近^[6-7,19]。

然而,上述控制方法只能实现系统的渐近稳定。实际工程中大多看中系统短时间内的暂态行为,即有限时间内稳定。由于有限时间控制收敛速度快、鲁棒性好及抗干扰性好等优点,近年来成为DP控制领域的研究热点。Xia等^[20]结合有限时间扩张状态观测器研究了DP系统的有限时间稳定问题,取得了较好的定位效果。近年来,有限时间指令滤波反步法作为一种新的鲁棒控制方法被提出^[21],并被应用于编队控制、路径跟踪等领域。

基于以上分析,本文提出一种基于有限时间指令滤波的鲁棒自适应动力定位控制方法,将FTCFB、FTADS与神经网络技术相结合,同时解决推进器动态特性、模型参数不确定、输入饱和及外部扰动未知等问题,并通过Lyapunov稳定性理论证明系统的有限时间收敛性。

1 问题描述及预备知识

1.1 船舶动力学模型

单考虑推进器动态特性、模型参数不确定、输入饱和及外部扰动未知的DP船的非线性数学模型^[22]

可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= \mathbf{R}(\psi)\mathbf{v} \\ \mathbf{M}\dot{\mathbf{v}} + \mathbf{D}\mathbf{v} &= \boldsymbol{\tau} + \mathbf{d}(t) + \boldsymbol{\omega}_o \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} &= \mathbf{A}\boldsymbol{\tau} + \mathbf{B}\boldsymbol{\tau}_p \end{aligned} \tag{1}$$

式中, $\boldsymbol{\eta} = [x \ y \ \psi]^T$ 是大地坐标系下船舶的位置和艏向角向量; $\mathbf{v} = [u \ v \ r]^T$ 是船体坐标系下船舶的速度向量; \mathbf{R} 是旋转矩阵且 $\mathbf{R}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; \mathbf{M} 是惯性质量矩阵; \mathbf{D} 是阻尼矩阵; $\boldsymbol{\tau}$ 是推进系统产生的力及力矩; $\mathbf{d}(t)$ 表示未知干扰, 其中包括风、浪和海流产生的海洋干扰; $\boldsymbol{\omega}_o$ 表示模型参数不确定, 包括系统的未建模动态和误差, $\boldsymbol{\omega} = -\Delta\mathbf{M}\dot{\mathbf{v}} - \Delta\mathbf{D}\mathbf{v}$; \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 为对角阵; $\boldsymbol{\tau}_p$ 表示由于推进器物理限制产生的控制信号, 定义为

$$\boldsymbol{\tau}_p = \begin{cases} \boldsymbol{\tau}_{\max}, & \boldsymbol{\tau}_c \geq \boldsymbol{\tau}_{\max} \\ \boldsymbol{\tau}_c, & \boldsymbol{\tau}_{\min} < \boldsymbol{\tau}_c \leq \boldsymbol{\tau}_{\max} \\ \boldsymbol{\tau}_{\min}, & \boldsymbol{\tau}_c \leq \boldsymbol{\tau}_{\min} \end{cases}$$

其中, $\boldsymbol{\tau}_c$ 为控制器产生的控制指令, $\boldsymbol{\tau}_{\max} \in \mathbf{R}^3$ 和 $\boldsymbol{\tau}_{\min} \in \mathbf{R}^3$ 分别表示船舶推进器系统能够产生的最大和最小推力; $\Delta\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_p - \boldsymbol{\tau}_c$ 。

1.2 预备知识

引理 1^[23] 对于任意正实数 $c, l > 0, \alpha \in (0, 1)$, 我们可以给出一个有限时间稳定的扩展 Lyapunov 条件, 即 $\dot{V}(x) \leq -c(V(x))^\alpha - lV(x)$, 并且设定时间满足 $T \leq \frac{1}{l(1-\alpha)} \ln \frac{lV(0)^{1-\alpha} + c}{c}$ 。

引理 2^[21] 对于 $0 < \alpha \leq 1$ 和 $x_i \in \mathbf{R} (i = 1, 2, 3 \dots, n)$, 存在下列不等式:

$$n^{1-\alpha} \left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^\alpha \geq \sum_{i=1}^n |x_i|^\alpha \geq \left(\sum_{i=1}^n |x_i| \right)^\alpha \tag{2}$$

引理 3^[24] 令 $\tilde{\rho} = \rho - \hat{\rho}$, 则存在正常数 $\zeta > \frac{1}{2}$, 使得下列不等式成立:

$$\tilde{\rho}\hat{\rho} \leq [-(2\zeta - 1)]/2\zeta\tilde{\rho}^2 + \zeta/2\rho^2 \tag{3}$$

引理 4^[21] 基于一阶 Levant 微分器的有限时间指令滤波器:

$$\begin{aligned} \dot{\phi}_1 &= \kappa_1 \\ \kappa_1 &= -r_1 |\phi_1 - \alpha_1|^{1/2} \text{sign}(\phi_1 - \alpha_1) + \phi_2 \\ \dot{\phi}_2 &= -r_2 \text{sign}(\phi_2 - \phi_1) \end{aligned} \tag{4}$$

式中, α_1 是滤波器输入信号, ϕ_1 和 κ_1 是滤波器的输出信号。如果 α_i 不受噪声影响, 则可以通过选择合适的参数 $r_1 > 0$ 和 $r_2 > 0$, 使下列不等式在有限时间内成立:

$$\phi_1 = \alpha_0, \kappa_1 = \dot{\alpha}_0 \tag{5}$$

引理 5^[21] 如果 α_i 受噪声的影响且满足 $|\alpha_i - \alpha_{i0}| \leq \kappa$, α_{i0} 是无干扰情况下的初始输入信号, 则下列不等式在有限时间内成立:

$$\begin{aligned} |\phi_{i1} - \alpha_i| &\leq \mu_1 \kappa = \varpi_1 \\ |\dot{\phi}_{i1} - \dot{\alpha}_i| &\leq \mu_2 \kappa^{1/2} = \varpi_2 \end{aligned} \tag{6}$$

式中, $\mu_1, \mu_2, \varpi_1, \varpi_2$ 都是正常数。

2 DP 自适应控制器设计

2.1 有限时间指令滤波控制器设计

为了便于控制器设计, 首先我们需要对公式(1)进行变形。

令 $\boldsymbol{\vartheta} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{v}, \mathbf{u} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}, \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta}) = (r\dot{\mathbf{R}}(\psi) - \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} - \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{D})\mathbf{R}^{-1}\boldsymbol{\vartheta}, \mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta}) = \mathbf{f}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{d}_o,$

$d_0 = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}(d(t) + \omega_o)$ 且 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta}) = [F_1 \ F_2 \ F_3]^T$, 则可以得到

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{\vartheta} \\ \dot{\boldsymbol{\vartheta}} = \mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta}) + \mathbf{u} \\ \dot{\mathbf{u}} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{u} + \bar{\mathbf{B}}(\boldsymbol{\tau}_c + \Delta\boldsymbol{\tau}) \end{cases} \quad (7)$$

式中, $\bar{\mathbf{A}} = (\dot{\mathbf{R}}(\psi)\mathbf{M}^{-1} + \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{A})\mathbf{M}\mathbf{R}^T$, $\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{R}(\psi)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B}$ 。

在对控制器设计时需对系统做以下假设:

假设1 非线性函数 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 是可导且有界的。

注: 因为 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 是依赖于速度和时变海洋环境干扰的函数, 而时变海洋环境干扰是慢变的, 且产生的能量也是有限的, 所以时变海洋环境干扰是有界的, 并且船舶的速度也是有界的, 可以得出 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 是有界的, 因此假设1是合理的。

有限时间滤波反步法的设计步骤与传统的滤波反步法基本一致, 具体的设计步骤如下:

步骤1: 定义各跟踪误差为

$$\boldsymbol{\eta}_e = \boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}_d, \boldsymbol{\vartheta}_e = \boldsymbol{\vartheta} - \boldsymbol{\vartheta}_c, \mathbf{u}_e = \mathbf{u} - \mathbf{u}_c \quad (8)$$

式中, $\boldsymbol{\eta}_d$ 是提前设定的期望位置和艏向; $\boldsymbol{\vartheta}_c = [\vartheta_{c1}, \vartheta_{c2}, \vartheta_{c3}]^T$, $\mathbf{u}_c = [u_{c1}, u_{c2}, u_{c3}]^T$ 是由下面的有限时间指令滤波器^[16]产生的虚拟控制量。此滤波器与传统的滤波器相比可以更快地逼近虚拟控制量的微分信号^[19]。

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{i1} &= -R_{i1}|\varphi_{i1} - \beta_i|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(\varphi_{i1} - \beta_i) + \varphi_{i2} \\ \dot{\varphi}_{i2} &= -R_{i2}\text{sign}(\varphi_{i2} - \dot{\varphi}_{i1}) \\ [\dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c \ \dot{\mathbf{u}}_c]^T &= [\dot{\varphi}_{i1} \ \dot{\varphi}_{i2}]^T, i = 1, 2 \end{aligned} \quad (9)$$

式中, R_{i1} 和 R_{i2} 为待设计系数; β_i 是滤波器输入, 稍后将对其进行设计。

步骤2: 定义各跟踪误差的补偿向量为

$$\mathbf{v}_1 = \boldsymbol{\eta}_e - \boldsymbol{\xi}_1, \mathbf{v}_2 = \boldsymbol{\vartheta}_e - \boldsymbol{\xi}_2, \mathbf{v}_3 = \mathbf{u}_e - \boldsymbol{\xi}_3 \quad (10)$$

式中, $\boldsymbol{\xi}_1, \boldsymbol{\xi}_2, \boldsymbol{\xi}_3$ 是误差补偿信号并分别定义为

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\xi}}_1 &= -b_1\boldsymbol{\xi}_1 + (\boldsymbol{\vartheta}_c - \boldsymbol{\beta}_1) + \boldsymbol{\xi}_2 - c_1\text{sign}(\boldsymbol{\xi}_1) \\ \dot{\boldsymbol{\xi}}_2 &= -b_2\boldsymbol{\xi}_2 + (\mathbf{u}_c - \boldsymbol{\beta}_2) - \boldsymbol{\xi}_1 + \boldsymbol{\xi}_3 - c_2\text{sign}(\boldsymbol{\xi}_2) \\ \dot{\boldsymbol{\xi}}_3 &= -b_3\boldsymbol{\xi}_3 - \boldsymbol{\xi}_2 - c_3\text{sign}(\boldsymbol{\xi}_3) \\ \boldsymbol{\xi}_i(0) &= \mathbf{0}, i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (11)$$

式中, b_i, c_i, γ 是正实数且 $0 < \gamma < 1$; $\boldsymbol{\beta}_i (i = 1, 2, 3)$ 是虚拟信号, 并定义为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\beta}_1 &= -b_1\boldsymbol{\eta}_e + \dot{\boldsymbol{\eta}}_d - s_1\text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_1) \\ \boldsymbol{\beta}_2 &= -b_2\boldsymbol{\vartheta}_e - \mathbf{F} + \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c - \boldsymbol{\eta}_e - s_2\text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_2) \\ \boldsymbol{\beta}_3 &= \boldsymbol{\tau}_c = \bar{\mathbf{B}}^{-1}(-b_3\mathbf{u}_e + \dot{\mathbf{u}}_c - \bar{\mathbf{A}}\mathbf{u}_e - \boldsymbol{\vartheta}_e + \mathbf{K}_g\boldsymbol{\Gamma} - s_3\text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_3)) \end{aligned} \quad (12)$$

式中: $\text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_i) = [|\mathbf{v}_{i1}|^\gamma \text{sgn}(\mathbf{v}_{i1}), |\mathbf{v}_{i2}|^\gamma \text{sgn}(\mathbf{v}_{i2}), |\mathbf{v}_{i3}|^\gamma \text{sgn}(\mathbf{v}_{i3})]^T$, $i = 1, 2, 3$; $s_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 为待设计参数。此外, 为了消除 $\Delta\boldsymbol{\tau}$ 对系统产生的影响, 设计如下形式的有限时间辅助动态系统(FTADS):

$$\dot{\boldsymbol{\Gamma}} = \begin{cases} -\mathbf{K}_r\boldsymbol{\Gamma} - \frac{\sum_{i=1}^3 |(\mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}})_{3,i} \Delta\boldsymbol{\tau}_i| + 0.5\Delta\boldsymbol{\tau}^T \Delta\boldsymbol{\tau}}{\|\boldsymbol{\Gamma}\|^2} \boldsymbol{\Gamma} + \Delta\boldsymbol{\tau} - s_4\text{sig}^\gamma(\boldsymbol{\Gamma}), \|\boldsymbol{\Gamma}\| \geq \theta_0 \\ \theta_{3 \times 1}, \|\boldsymbol{\Gamma}\| < \theta_0 \end{cases} \quad (13)$$

式中, $\boldsymbol{\Gamma} = [\Gamma_1 \ \Gamma_2 \ \Gamma_3]^T$ 为状态向量, $\mathbf{K}_g \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 和 $\mathbf{K}_r \in \mathbf{R}^{3 \times 3}$ 为待设计正定矩阵, θ_0 是一个较小且大于零的常数。

根据式(12)可看出式中有非线性函数 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 。 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 中包含了系统模型参数不确定项和海洋环境干扰组成的复合干扰。如果这些干扰未知, 将给控制器设计带来很大的困难。因此将采用神经网络自适应估计器对 $\mathbf{F}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\vartheta})$ 中的复合干扰进行估计。

2.2 神经网络自适应估计器设计

变量、变动径向基(RBF)神经网络因结构简单、逼近速度快等优点在自适应控制和系统建模等应用中得到了广泛的使用。故我们采用RBF神经网络对非线性函数 $F(\eta, \theta) = [F_1, F_2, F_3]^T$ 进行逼近。神经网络输出^[20]可以表示为

$$F_i(\mathbf{X}) = \mathbf{W}_{fi}^T \Phi_{fi}(\mathbf{X}) \quad (14)$$

根据逼近原理,对于紧集 $\Omega \subset \mathbf{R}^m$ 上的任意 \mathbf{X} ,RBF的输出能够以任意精度近似逼近 $F(\mathbf{X})$,即

$$F_i(\mathbf{X}) = \mathbf{W}_{fi}^{*T} \Phi_{fi}(\mathbf{X}) + \varepsilon_{fi} \quad (15)$$

式中, $\mathbf{X} = [\eta \ \theta]$, $\mathbf{W}_{fi}^* = [W_{fi1}^*, W_{fi2}^*, \dots, W_{fin}^*]^T \in \mathbf{R}^n$ 是理想权值向量且 $W_{fi}^* = \arg \min_{W_{fi} \in \mathbf{R}^n} \{\sup_{X \in \Omega} |F_i(\mathbf{X}) - W_{fi}^T \Phi_{fi}(\mathbf{X})|\}$; ε_{fi} 是逼近误差,并且存在正常数 δ_f ,使得 $|\varepsilon_{fi}| < \delta_f$; $\Phi_{fi} = [\varphi_{fi1} \ \varphi_{fi2} \ \dots \ \varphi_{fin}]^T$,并且对于 $j = 1, 2, \dots, n$, $\varphi_{fij}(\mathbf{X}) = \exp\left[-\frac{\|\mathbf{X} - \mathbf{e}_j\|^2}{2d_j^2}\right]$ 是高斯函数, $\mathbf{e}_j = [c_{j1}, c_{j2}, \dots, c_{jm}]^T$ 是第 i 个神经元高斯函数的中心向量, d_i 是高斯函数的基宽。于是 β_2 进一步表示为

$$\beta_2 = -b_2 \boldsymbol{\vartheta}_e - \frac{\hat{\theta} \Gamma_f \mathbf{v}_2}{2l^2} - \frac{1}{2} \mathbf{v}_2 + \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c - \boldsymbol{\eta}_e - s_2 \text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_2) \quad (16)$$

式中, $\Gamma_f = \text{diag}(\Phi_{f1}^T \Phi_{f1}, \Phi_{f2}^T \Phi_{f2}, \Phi_{f3}^T \Phi_{f3}) \circ$

定义 $\theta = \max\{\|\mathbf{W}_{f1}\|^2, \|\mathbf{W}_{f2}\|^2, \|\mathbf{W}_{f3}\|^2\}$, $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$,选择 $\hat{\theta}$ 的自适应更新率为

$$\dot{\hat{\theta}} = \frac{r}{2l^2} \sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_{2i}^2 \Phi_{fi}^T \Phi_{fi} - mr \hat{\theta} \quad (17)$$

式中, $l, m, r > 0$ 。

2.3 稳定性分析

定理1 对于满足假设1的系统(式(1)),我们可以选择有限时间指令滤波器(式(9))、误差补偿系统(式(11))、有限时间辅助动态系统(式(13))、虚拟控制信号(式(12))和式(16))以及式(12))中的控制律和自适应更新率(式(17)),使得式(8)中的跟踪误差、式(10)中的跟踪误差补偿向量和对非线性函数 $F(\eta, \theta)$ 的估计误差 $\tilde{\theta}$ 在有限时间内收敛。

定理1的证明过程如下:

根据式(8),对各跟踪误差进行求导:

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\eta}}_e &= \dot{\boldsymbol{\eta}} - \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = \boldsymbol{\vartheta} - \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = \boldsymbol{\vartheta}_e + \boldsymbol{\vartheta}_c - \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = \boldsymbol{\vartheta}_e + \boldsymbol{\beta}_1 + (\boldsymbol{\vartheta}_c - \boldsymbol{\beta}_1) - \dot{\boldsymbol{\eta}}_d \\ \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_e &= \dot{\boldsymbol{\vartheta}} - \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c = \mathbf{F} + \mathbf{u} - \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c = \mathbf{F} + \mathbf{u}_e + \mathbf{u}_c - \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c = (\mathbf{F} + \mathbf{u}_e + \boldsymbol{\beta}_2) + (\mathbf{u}_c - \boldsymbol{\beta}_2) - \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_c \\ \dot{\mathbf{u}}_e &= \dot{\mathbf{u}} - \dot{\mathbf{u}}_c = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{u} + \bar{\mathbf{B}}\boldsymbol{\tau}_c + \bar{\mathbf{B}}\Delta\boldsymbol{\tau} - \dot{\mathbf{u}}_c \end{aligned} \quad (18)$$

对补偿系统求导,并将式(11)和(12)代入其中得到

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{v}}_1 &= \dot{\boldsymbol{\eta}}_e - \dot{\xi}_1 = -b_1 \mathbf{v}_1 + \mathbf{v}_2 - s_1 \text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_1) + c_1 \text{sign}(\xi_1) \\ \dot{\mathbf{v}}_2 &= \dot{\boldsymbol{\vartheta}}_e - \dot{\xi}_2 = -b_2 \mathbf{v}_2 + \mathbf{v}_3 - \mathbf{v}_1 - s_2 \text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_2) + c_2 \text{sign}(\xi_2) + (\mathbf{F} - \hat{\theta} \Gamma_f \mathbf{v}_2 / 2l^2 - 1/2 \mathbf{v}_2) \\ \dot{\mathbf{v}}_3 &= \dot{\mathbf{u}}_e - \dot{\xi}_3 = -b_3 \mathbf{v}_3 - \mathbf{v}_2 + \bar{\mathbf{B}}\Delta\boldsymbol{\tau} + \mathbf{K}_g \Gamma - s_3 \text{sig}^\gamma(\mathbf{v}_3) + c_3 \text{sign}(\xi_3) \end{aligned} \quad (19)$$

选择如下的Lyapunov函数:

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + \frac{1}{2r} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2} \boldsymbol{\Gamma}^T \boldsymbol{\Gamma} \quad (20)$$

考虑式(19),并对其求导:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_i^T \dot{\mathbf{v}}_i + \frac{1}{r} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \boldsymbol{\Gamma}^T \dot{\boldsymbol{\Gamma}} = \\ & \sum_{i=1}^3 \left(-b_i \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i - s_i (\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i)^{\frac{r+1}{2}} + c_i \mathbf{v}_i^T \text{sign}(\xi_i) \right) - \frac{1}{r} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} + \mathbf{v}_2^T \left(\mathbf{F} - \frac{\hat{\theta} \Gamma_f \mathbf{v}_2}{2l^2} - \frac{1}{2} \mathbf{v}_2 \right) + \\ & \quad \mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}} \Delta \boldsymbol{\tau} + \mathbf{v}_3^T \mathbf{K}_g \boldsymbol{\Gamma} + \boldsymbol{\Gamma}^T \dot{\boldsymbol{\Gamma}} \end{aligned} \quad (21)$$

根据Young's不等式,有下列不等式成立:

$$\mathbf{v}_2^T \mathbf{F} \leq \frac{1}{2l^2} \sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_{2i}^2 \|\mathbf{W}_{fi}\|^2 \Phi_{fi}^T \Phi_{fi} + \frac{3}{2} l^2 + \frac{1}{2} \mathbf{v}_2^T \mathbf{v}_2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 \quad (22)$$

$$c_i \mathbf{v}_i^T \text{sign}(\xi_i) \leq \frac{c_i}{2} \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + \frac{c_i}{2} [\text{sign}(\xi_i)]^2 \leq \frac{c_i}{2} \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + \frac{3c_i}{2} \quad (23)$$

同时根据引理2和引理3得到下列不等式:

$$-\sum_{i=1}^3 |\mathbf{v}_{ji}|^{\gamma+1} \leq -\left(\sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_{ji}^2\right)^{\frac{\gamma+1}{2}} = -(\mathbf{v}_j^T \mathbf{v}_j)^{\frac{\gamma+1}{2}} \quad (24)$$

$$m\tilde{\theta}\dot{\theta} = m\tilde{\theta}(-\tilde{\theta} + \theta) = m(-\tilde{\theta}^2 + \tilde{\theta}\theta) \leq m\left(-\tilde{\theta}^2 + \frac{1}{4}\tilde{\theta}^2 + \theta^2\right) \leq \frac{-3m}{4}\tilde{\theta}^2 + m\theta^2 \quad (25)$$

将式(17)、式(22)~(25)代入(21)得到下式:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{i=1}^3 \left[\left(b_i - \frac{c_i}{2} \right) \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + s_i (\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} \right] + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i + \frac{1}{2l^2} \sum_{i=1}^3 \mathbf{v}_{2i}^2 (\|\mathbf{W}_{fi}\|^2 - \hat{\theta}) \Phi_{fi}^T \Phi_{fi} - \\ & \frac{1}{r} \tilde{\theta} \left(\frac{r}{2l^2} \sum_{i=1}^3 \Gamma_{2i}^2 \Phi_{fi}^T \Phi_{fi} - m r \hat{\theta} \right) + \mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}} \Delta \tau + \mathbf{v}_3^T \mathbf{K}_g \Gamma + \Gamma^T \dot{\Gamma} \leq \\ & -\sum_{i=1}^3 \left[\left(b_i - \frac{c_i}{2} \right) \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + s_i (\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} \right] + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i - \frac{3m}{4} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 + \\ & \mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}} \Delta \tau + \mathbf{v}_3^T \mathbf{K}_g \Gamma + \Gamma^T \dot{\Gamma} \leq -\sum_{i=1}^3 \left(b_i - \frac{c_i}{2} \right) \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i - \frac{m}{4} \tilde{\theta}^2 - \sum_{i=1}^3 s_i (\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} + \\ & \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i + \mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}} \Delta \tau + \mathbf{v}_3^T \mathbf{K}_g \Gamma + \Gamma^T \dot{\Gamma} \end{aligned} \quad (26)$$

下面对 $\Gamma^T \dot{\Gamma}$ 分两种情况进行讨论:

情况1: 如果 $\|\Gamma\| \geq \theta_0$, 由式(13)和Young's不等式可以得到下面不等式:

$$\Gamma^T \dot{\Gamma} = -\Gamma^T \mathbf{K}_r \Gamma - \sum_{i=1}^3 |(\mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}})_{3,i} \Delta \tau_i| - \frac{1}{2} \Delta \tau^T \Delta \tau + \Gamma^T \Delta \tau - s_4 \Gamma^T \text{sig}^r(\Gamma) \quad (27)$$

$$\leq -\Gamma^T \mathbf{K}_r \Gamma - \sum_{i=1}^3 |(\mathbf{v}_3^T \bar{\mathbf{B}})_{3,i} \Delta \tau_i| + \frac{1}{2} \Gamma^T \Gamma - s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}}$$

$$\mathbf{v}_3^T \mathbf{K}_g \Gamma \leq \frac{1}{2} \mathbf{v}_3^T \mathbf{v}_3 + \frac{1}{2} \Gamma^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \Gamma \quad (28)$$

将式(27)和(28)代入式(26), 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{i=1}^3 \left(b_i - \frac{c_i}{2} \right) \mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i + \frac{1}{2} \mathbf{v}_3^T \mathbf{v}_3 - \frac{m}{4} \tilde{\theta}^2 - \Gamma^T \left(-\frac{\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g}{2} + \mathbf{K}_r - \frac{1}{2} \mathbf{I}_{3 \times 3} \right) \Gamma - \sum_{i=1}^3 s_i (\mathbf{v}_i^T \mathbf{v}_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \\ & \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} + \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i \end{aligned} \quad (29)$$

如果 $\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \geq 1$, 则有下列不等式:

$$\left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 \leq \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 \leq m\theta^2 \quad (30)$$

如果 $\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 < 1$, 则有下列不等式:

$$\left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 \right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 < 1 - \frac{m}{2} \tilde{\theta}^2 + m\theta^2 < 1 + m\theta^2 \quad (31)$$

由式(30)和式(31)可以得出:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{i=1}^3 \left(b_i - \frac{c_i}{2}\right) v_i^T v_i + \frac{1}{2} v_3^T v_3 - \frac{m}{4} \tilde{\theta}^2 - \Gamma^T \left(-\frac{\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g}{2} + \mathbf{K}_r - \frac{1}{2} \mathbf{I}_{3 \times 1}\right) \Gamma - \sum_{i=1}^3 s_i (v_i^T v_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \\ & \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2\right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}} + 1 + m\theta^2 + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i \leq -\lambda_1 V - \lambda_2 V^{\frac{\gamma+1}{2}} + a_1 \end{aligned} \quad (32)$$

式中, $\lambda_1 = \min\{(2b_1 - c_1), (2b_2 - c_2), (2b_3 - c_3 - 1), mr/2, \lambda_{\min}(-\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g + 2\mathbf{K}_r - \mathbf{I}_{3 \times 1})\}$, $\lambda_2 = \min\{s_1 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, s_2 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, s_3 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, (mr)^{(\gamma+1/2)}, s_4 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}\}$, 和 $a_1 = \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i + 1 + m\theta^2$, 并满足如下不等式:

$$2b_1 - c_1 > 0 \quad (33)$$

$$2b_2 - c_2 > 0 \quad (34)$$

$$2b_3 - c_3 > 1 \quad (35)$$

$$mr > 0 \quad (36)$$

$$\lambda_{\min}(-\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g + 2\mathbf{K}_r) > 1 \quad (37)$$

情况 2: 如果 $\|\Gamma\| < \theta_0$, 由式(13)和 Young's 不等式可得

$$\Gamma^T \dot{\Gamma} = \mathbf{0}_{3 \times 1} \quad (38)$$

$$v_3^T \bar{\mathbf{B}} \Delta \tau \leq \frac{1}{2} v_3^T v_3 + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{B}} \Delta \tau\|^2 \quad (39)$$

$$\frac{1}{2} \Gamma^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \Gamma \leq \Gamma^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \Gamma - \frac{1}{2} \Gamma^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \Gamma < \theta^2 \|\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g\| - \frac{1}{2} \Gamma^T \mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g \Gamma \quad (40)$$

将式(38)~(40)代入式(26), 并结合式(30)和式(31)可以得到下列不等式:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{i=1}^3 \left(b_i - \frac{c_i}{2}\right) v_i^T v_i - v_3^T v_3 - \frac{m}{4} \tilde{\theta}^2 - \Gamma^T \left(\frac{\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g}{2}\right) \Gamma - \sum_{i=1}^3 s_i (v_i^T v_i)^{\frac{\gamma+1}{2}} - \left(\frac{m}{2} \tilde{\theta}^2\right)^{\frac{\gamma+1}{2}} - s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}} + 1 + \\ & m\theta^2 + \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{B}} \Delta \tau\|^2 + \theta^2 \|\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g\| + s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}} \leq -\lambda_2 V - \lambda_2 V^{\frac{\gamma+1}{2}} + a_2 \end{aligned} \quad (41)$$

式中, $\lambda_2 = \min\{(2b_1 - c_1), (2b_2 - c_2), (2b_3 - c_3 - 2), mr/2, \lambda_{\min}(\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g)\}$, $\lambda_2 = \min\{s_1 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, s_2 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, s_3 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}, (mr)^{(\gamma+1/2)}, s_4 \cdot 2^{(\gamma+1/2)}\}$ 和 $a_2 = \frac{3}{2} l^2 + \frac{3}{2} \delta_f^2 + \frac{3}{2} \sum_{i=1}^3 c_i + 1 + m\theta^2 + \frac{1}{2} \|\bar{\mathbf{B}} \Delta \tau\|^2 + \theta^2 \|\mathbf{K}_g^T \mathbf{K}_g\| + s_4 (\Gamma^T \Gamma)^{\frac{\gamma+1}{2}}$, 并满足如下不等式:

$$2b_1 - c_1 > 0 \quad (42)$$

$$2b_2 - c_2 > 0 \quad (43)$$

$$2b_3 - c_3 > 2 \quad (44)$$

$$mr > 0 \quad (45)$$

结合式(32)和式(41)得到下面不等式:

$$\dot{V} \leq -\lambda V - \lambda V^{\frac{\gamma+1}{2}} + a \leq -\left(\lambda - \frac{a}{2V}\right) V - \left(\lambda - \frac{a}{2V^{\frac{\gamma+1}{2}}}\right) V^{\frac{\gamma+1}{2}} \quad (46)$$

式中, $\lambda = \min\{\lambda_1, \lambda_2\}$, $\lambda = \min\{\lambda_1, \lambda_2\}$, $a = \max\{a_1, a_2\}$ 。

由引理 1, 可以得出结论: 补偿误差 v_1, v_2, v_3 在有限时间 $T \leq \frac{2}{\lambda(1-\gamma)} \ln \frac{\lambda V(0)^{1-\gamma/2} + \lambda}{\lambda}$ 内收敛于区域 $\|v_i\| \leq \max\{\sqrt{a/\lambda}, \sqrt{2(a/2\lambda)^{(2/\gamma+1)}}\}$ 。根据公式(10)的定义, 如果 ξ_i 是有限时间有界的, 则公式(8)中的跟踪误差可以有限时间收敛于原点附近。

下面证明误差补偿系统是有限时间有界的, 首先选择下面的 Lyapunov 函数:

$$\bar{V} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \xi_i^T \xi_i \quad (47)$$

对其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \xi_1^T \dot{\xi}_1 + \xi_2^T \dot{\xi}_2 + \xi_3^T \dot{\xi}_3 = \xi_1^T (-b_1 \xi_1 + (\boldsymbol{\vartheta}_c - \boldsymbol{\beta}_1) + \xi_2 - c_1 \text{sign}(\xi_1)) + \xi_2^T (-b_2 \xi_2 + (u_c - \boldsymbol{\beta}_2) - \xi_1 + \xi_3 - \\ & c_2 \text{sign}(\xi_2)) + \xi_3^T (-b_3 \xi_3 - \xi_2 - c_3 \text{sign}(\xi_3)) = - \sum_{i=1}^3 b_i \xi_i^T \xi_i + \xi_1^T (\boldsymbol{\vartheta}_c - \boldsymbol{\beta}_1) + \xi_2^T (u_c - \boldsymbol{\beta}_2) - \sum_{i=1}^3 \xi_i^T c_i \text{sign}(\xi_i) \end{aligned} \quad (48)$$

根据引理 4 和引理 5, 在有限时间内可以实现 $\|\boldsymbol{\vartheta}_c - \boldsymbol{\beta}_1\| \leq \varpi_{11}, \|u_c - \boldsymbol{\beta}_2\| \leq \varpi_{22}$, 因此存在以下不等式:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & - \sum_{i=1}^3 b_i \xi_i^T \xi_i - \sum_{i,j=1}^3 c_i (\xi_i^T \xi_i)^{\frac{1}{2}} + \varpi_{11} (\xi_1^T \xi_1)^{\frac{1}{2}} + \varpi_{22} (\xi_2^T \xi_2)^{\frac{1}{2}} + \varpi_{33} (\xi_3^T \xi_3)^{\frac{1}{2}} \leq \\ & -k_0 \bar{V} - l_0 \bar{V}^{1/2} + \sqrt{2} \varpi_1 \bar{V}^{1/2} \leq -k_0 \bar{V} - (l_0 - \sqrt{2} \varpi_1) \bar{V}^{1/2} \end{aligned} \quad (49)$$

式中, $\varpi_{33} = 0, k_0 = \min(2b_i), l_0 = \sqrt{2} \min(c_i) (i = 1, 2, 3), \varpi_1 = \max(\varpi_{11}, \varpi_{22}, \varpi_{33})$ 。只要选择合适的 l_0 使得 $l_0 - \sqrt{2} \varpi_1 > 0$, 则 ξ_i 是有限时间稳定的。

3 仿真验证

为了验证本文所提出 FTCFB 控制方法的有效性, 选取一艘动力定位船进行了对比仿真实验。该船长为 76.2 m, 宽度为 18.8 m, 吃水为 6.286 m, 主要模型参数^[22]为

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} 5.3122 \times 10^6 & 0 & 0 \\ 0 & 8.2831 \times 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 3.7454 \times 10^9 \end{bmatrix} \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} 5.0242 \times 10^4 & 0 & 0 \\ 0 & 2.7229 \times 10^5 & -4.3933 \times 10^6 \\ 0 & -4.3933 \times 10^6 & 4.1894 \times 10^8 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

船舶的初始位置和速度为: $\eta_0 = [25 \text{ m}, 25 \text{ m}, 10^\circ]^\text{T}, v_0 = [0 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s}, 0^\circ/\text{s}]^\text{T}$ 。期望位置和速度为: $\eta_d = [0 \text{ m}, 0 \text{ m}, 0^\circ]^\text{T}, v = [0 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s}, 0^\circ/\text{s}]^\text{T}$ 。推进器的输入饱和参数取值如表 1 所示。

表 1 推进器输入饱和参数

Tab.1 Input saturation parameters of thruster

| | |
|---|--|
| $\tau_{1\max} = 3.768\ 15 \times 10^2 \text{ kN}$ | $\tau_{1\min} = -3.768\ 15 \times 10^2 \text{ kN}$ |
| $\tau_{2\max} = 6.807\ 2 \times 10^2 \text{ kN}$ | $\tau_{2\min} = 6.807\ 2 \times 10^2 \text{ kN}$ |
| $\tau_{3\max} = 7.31 \times 10^3 \text{ kN} \cdot \text{m}$ | $\tau_{3\min} = -7.31 \times 10^3 \text{ kN} \cdot \text{m}$ |

考虑海洋环境干扰^[14]:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}(t) &= \mathbf{R}^\text{T}(\boldsymbol{\psi}) \mathbf{b} \\ \dot{\mathbf{b}} &= -\mathbf{T}_b^{-1} \cdot \mathbf{b} + \boldsymbol{\Phi} \cdot \boldsymbol{\omega} \end{aligned} \quad (50)$$

式中, \mathbf{b} 满足一阶马尔可夫过程, \mathbf{T}_b 为时间常数对角阵, $\boldsymbol{\Phi}$ 为扰动幅值对角, $\boldsymbol{\omega} \in \mathbf{R}^3$ 为均值为 0 的高斯白噪声向量。

系统参数取值为: $d_1 = 0.05, r = 0.2, l = 1, b_1 = 0.2, b_2 = 1.6 \times 10^7, b_3 = 1.7, c_1 = 0.3, c_2 = 0.3, c_3 = 0.5, s_1 = 0.3, s_2 = 0.3, s_3 = 0.5, s_4 = 0.7, \gamma = 0.6, R_{11} = 1, R_{12} = 0.8, R_{21} = 95, R_{22} = 1, \mathbf{K}_r = \text{diag}(5, 5, 5), \mathbf{K}_g = \text{diag}(1, 1, 1), \theta_0 = 20, \xi_1(0) = [0, 0, 0]^\text{T}, \xi_2(0) = [0, 0, 0]^\text{T}, \xi_3(0) = [0, 0, 0]^\text{T}$ 。

为了更好验证所提控制方法的性能, 与文献[18]中所提出的指令滤波(CFB)控制率 τ 作了对比实验。此外, 为了验证所提控制方法 FTCFB 的抗干扰性和参数不确定性, 分两种场景进行仿真实验。

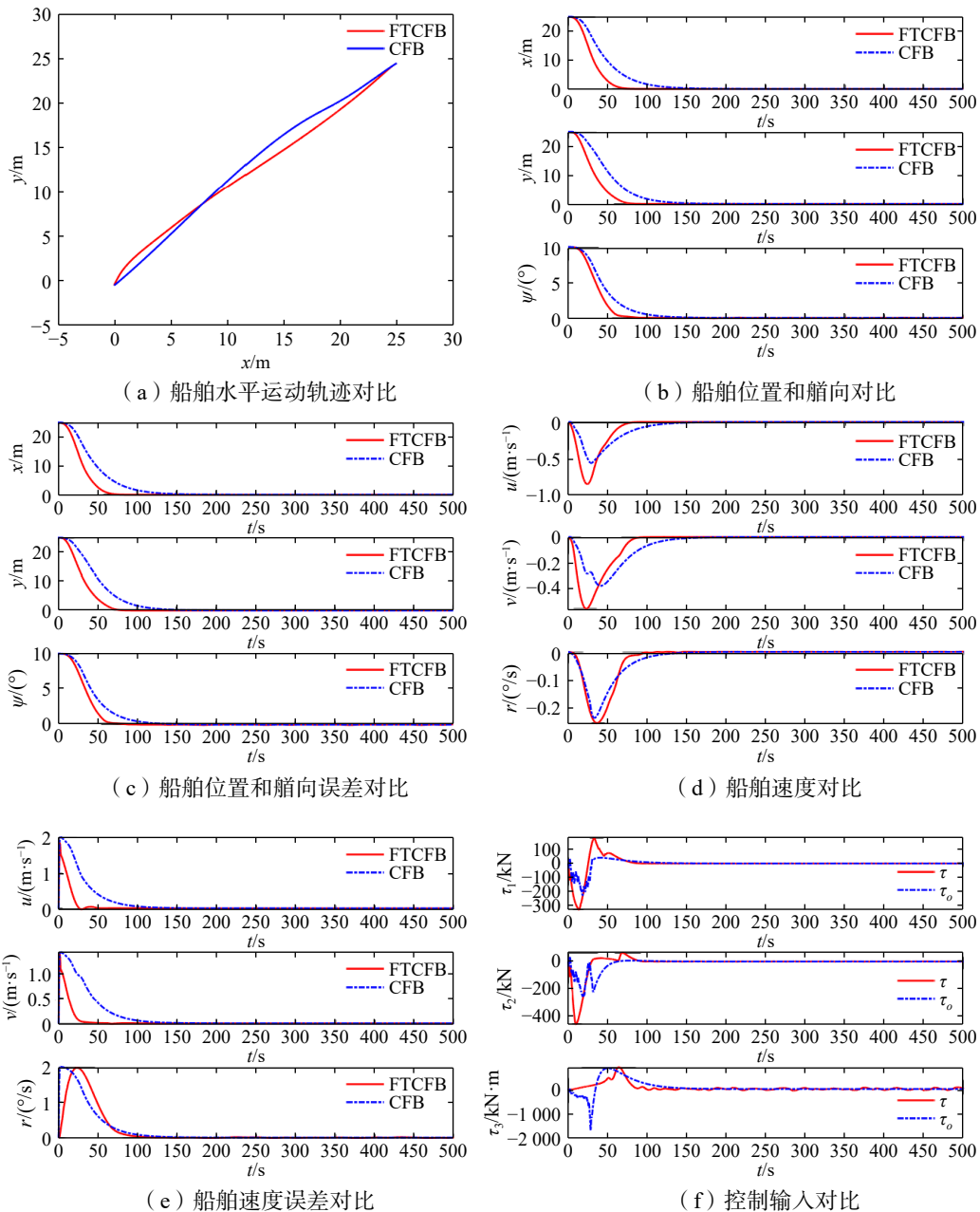
场景 1: 假设矩阵 \mathbf{M} 和 \mathbf{D} 是已知的, 不考虑模型参数的不确定性。干扰参数为: $\mathbf{b}(0) = [10 \text{ kN}, 10 \text{ kN}, 10 \text{ kN} \cdot \text{m}]^\text{T}, \mathbf{T}_b = \text{diag}(10^3, 10^3, 10^3), \boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(10^2, 10^2, 10^3)$ 。

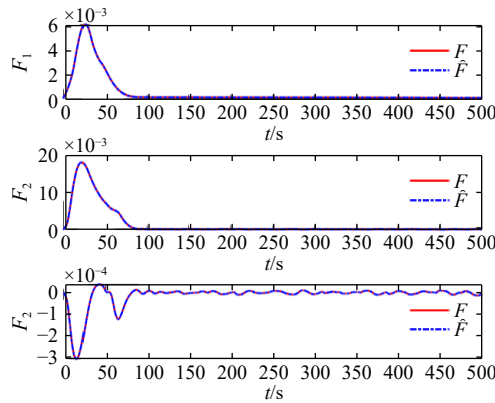
场景 2: 环境干扰强度设置为场景 1 的 300 倍, 并考虑模型参数不确定性, 令 $\boldsymbol{\Phi} = \text{diag}(3 \times 10^4,$

$3 \times 10^4, 3 \times 10^5$, $\Delta M = 33\%M$, $\Delta D = 11\%D$ 。其他参数取值与场景 1 中的相同。

仿真结果如图 1(a)~(g)和图 2(a)~(g)所示。图 1(a)~(g)为场景 1 下船舶运动轨迹、位置、位置误差、速度、速度误差、控制律及非线性函数 F 的估计值; 图 2(a)~(g)为场景 2 下船舶运动轨迹、位置、位置误差、速度、速度误差、控制律及非线性函数 F 的估计值。此外, 表 2 和表 3 总结了两种场景下两种控制系统的性能指标。

图 1(a)和图 2(a)表明, 在两种控制法下, 船舶都能在一定时间内达到并保持期望的位置。场景 1 中, 图 1(b)和图 1(c)分别为 FTCFB 和 CFB 方法下船舶位置和艏向以及误差响应曲线。根据图 1(b)、图 1(c)和表 2 可以看出, FTCFB 方法下的船舶在 84.3 s 内到达期望的位置和艏向, 而 CFB 方法下的船舶则需要超过 146.2 s。图 1(d)和图 1(e)分别为 FTCFB 和 CFB 方法下船舶速度及速度误差的响应曲线。从图 1(d)、图 1(e)和表 3 可以看出, 在两种控制方法下, 船舶分别需要 85.6 s 和 146.7 s 才能达到期望速度。





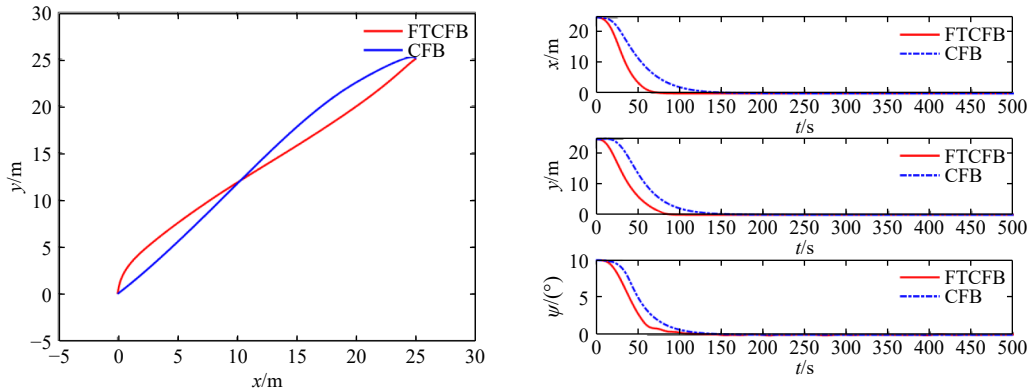
(g) 非线性函数 F 估计和实际值

图 1 场景 1 仿真结果

Fig.1 Simulation results of Scenario 1

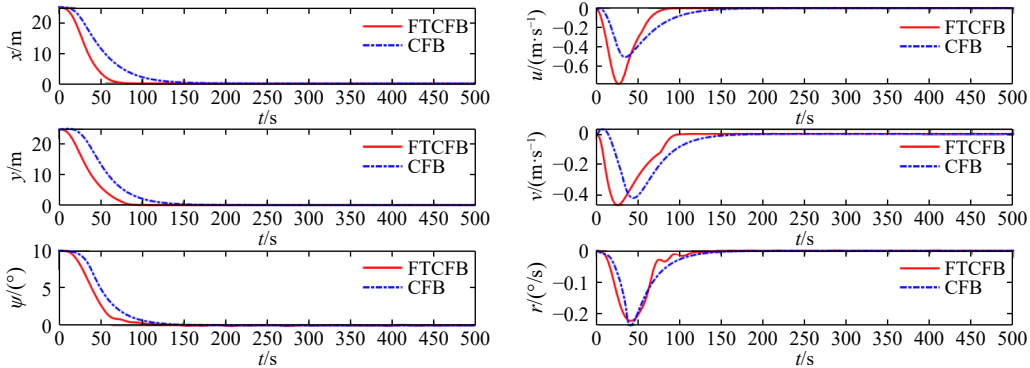
场景 2 中, 环境干扰强度放大为场景 1 的 300 倍, 并考虑了模型参数不确定性, 控制器设计参数和初始条件与场景 1 相同。图 2(b)和图 2(c)分别为 FTCFB 和 CFB 方法下船舶位置和艏向以及误差响应曲线。从图 2(b)、图 2(c)和表 2 可以看出, 两种控制方法下船舶到达期望位置和艏向的时间分别为 104.7 s 和 167.5 s。图 2(d)和图 2(e)分别为 FTCFB 和 CFB 方法下船舶的速度和速度误差响应曲线。从图 2(d)、图 2(e)和表 3 可以看出, 在两种控制方法下, 船舶分别需要 105.2 s 和 169.3 s 才能达到期望速度。

图 1(f)和图 2(f)表明 FTCFB 和 CFB 方法下的控制输入是有界且收敛的。本文 FTCFB 方法的控制输入在初始阶段比 CFB 控制输入大, 这是因为本文控制器在开始后较短时间内驱动船到达期望位置, 具有更快的瞬态响应。图 1(g)和图 2(g)表明, 本文提出的神经网络自适应估计器可以有效地逼近非线性函数 F , 其中包含的系统模型参数不确定项和复合干扰, 保证了控制系统的鲁棒性。



(a) 船舶水平运动轨迹对比

(b) 船舶位置和艏向对比



(c) 船舶位置和艏向误差对比

(d) 船舶速度对比

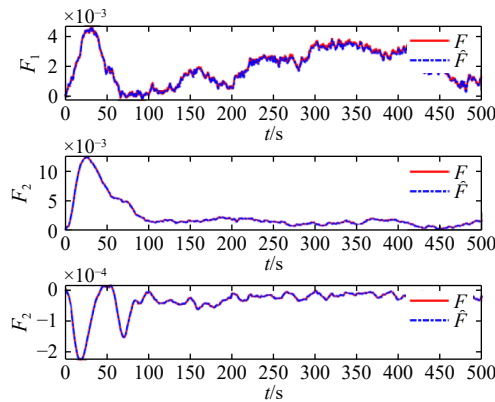
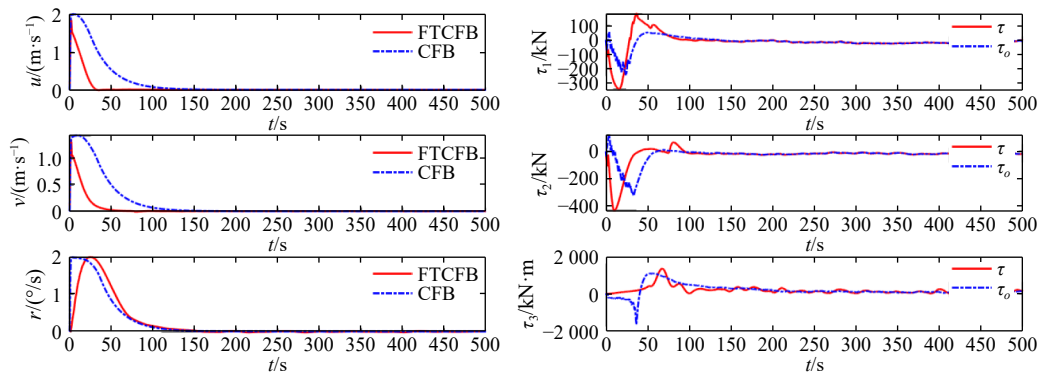


图 2 场景 2 仿真结果

Fig.2 Simulation results of Scenario 2

表 2 位置误差平均收敛时间 ($\|\eta_e\|_2 \leq 0.01$)

Tab.2 Averaged convergence time of position errors

| 控制器位置误差 | FTCFB | CFB |
|---------|----------|----------|
| | η_e | η_e |
| 场景 1 | 84.3 s | 146.2 s |
| 场景 2 | 104.7 s | 167.5 s |

表 3 速度误差平均收敛时间 ($\|\vartheta_e\|_2 \leq 0.01$)

Tab.3 Average convergence time of velocity errors

| 控制器速度误差 | FTCFB | CFB |
|---------|---------------|---------------|
| | ϑ_e | ϑ_e |
| 场景 1 | 85.6 s | 146.7 s |
| 场景 2 | 105.2 s | 169.3 s |

由图 1(c)、图 1(e)、图 2(c)、图 2(e)、表 2 和表 3 可以看出,在采用本文 FTCFB 方法情况下,船舶位置和速度误差的平均收敛速度比文献[18]中的 CFB 快很多。因此,本文提出的定位控制法可以提供更好的扰动抑制能力。

4 结 语

对于存在推进器动态特性、输入饱和、外部时变干扰和模型参数不确定性等现象的情况下,本文研究了船舶的有限时间 DP 控制问题。首先,设计了神经网络自适应估计器,用来估计系统中的非线性项;其次,利用有限时间指令滤波反步法,结合神经网络自适应估计器和 FTADS,构造了 DP 鲁棒自适应非线性控制律;最后,利用 Lyapunov 理论分析证明了控制系统的稳定性。并通过一系列对比仿真实验,验证了所提控制方法的有效性。仿真结果表明,本文所提出的 FTCFB 控制方法与文献[18]中的 CFB 控制方法相比,具有更快的收敛速度、更好的扰动抑制能力和更强的鲁棒性。

参 考 文 献:

- [1] Nguyen T D, Sørensen A J, Quek S T. Design of hybrid controller for dynamic positioning from calm to extreme sea conditions[J]. *Automatica*, 2007, 43(5): 768–785.
- [2] Tang S, Li S, Wu Q, et al. A dynamic positioning method based on vision for underwater vehicle[J]. *The Ocean Engineering*, 2006, 24(2): 112–122.
- [3] Veksler A, Johansen T A, Borrelli F, et al. Dynamic positioning with model predictive control[J]. *IEEE T Contr Syst T*, 2016, 24(4): 1340–1353.
- [4] Tsopelakos A, Papadopoulos E. Design and evaluation of dynamic positioning controllers with parasitic thrust reduction for an overactuated floating platform[J]. *IEEE T Contr Syst T*, 2016, 25(1): 145–160.
- [5] 谢文博, 付明玉, 施小成. 动力定位船舶自适应滑模无源观测器设计[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(1): 131–137.
Xie W B, et al. Adaptive sliding-mode passive observer design for dynamic positioning vessel[J]. *Control Theory and Applications*, 2013, 30(1): 131–137.
- [6] Wang Y L, Han Q L, Fei M R, et al. Network-based T–S fuzzy dynamic positioning controller design for unmanned marine vehicles[J]. *IEEE Trans Cybern*, 2018, 48(9): 2750–2763.
- [7] Lin X, Nie J, Jiao Y, et al. Nonlinear adaptive fuzzy output-feedback controller design for dynamic positioning system of ships[J]. *Ocean Eng.*, 2018, 158: 186–195.
- [8] Du J, Hu X, Krstić M, et al. Robust dynamic positioning of ships with disturbances under input saturation[J]. *Automatica*, 2016, 73: 207–214.
- [9] Hassani V, Sørensen A J, Pascoal A M, et al. Robust dynamic positioning of offshore vessels using mixed- μ synthesis modeling, design, and practice[J]. *Ocean Eng.*, 2017, 129: 389–400.
- [10] 王元慧, 李子宜, 张潇月, 张晓云. 考虑输入饱和的锚泊辅助动力定位滑模控制[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2021, 42(7): 1048–1055.
Wang Y H, Li Z Y, Zhang X Y, et al. Sliding mode control of thruster-assisted mooring positioning with input saturation[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2021, 42(7): 1048–1055.
- [11] Xia G, Sun C, Zhao B, et al. Cooperative control of multiple dynamic positioning vessels with input saturation based on finite-time disturbance observer[J]. *Int J Control Autom Syst*, 2019, 17: 370–379.
- [12] Mu D, Feng Y, Wang G, et al. Ship dynamic positioning output feedback control with position constraint considering thruster system dynamics[J]. *J MAR Sci Eng*, 2023, 11(1): 94.
- [13] Yoerger D R, Cooke J G, Slotine J J. The influence of thruster dynamics on underwater vehicle behavior and their incorporation into control system design[J]. *IEEE J Oceanic Eng*, 1990, 15(3): 167–178.
- [14] Mu D, Feng Y, Wang G, et al. Single-parameter-learning-based robust adaptive control of dynamic positioning ships considering thruster system dynamics in the input saturation state[J]. *Nonlinear Dyn.*, 2022, 110(1): 395–412.
- [15] 王宏健, 陈子印, 贾鹤鸣, 等. 基于滤波反步法的欠驱动 AUV 三维路径跟踪控制[J]. *自动化学报*, 2015, 41(3): 631–645.
Wang H J, et al. Three-dimensional path-following control of underactuated autonomous underwater vehicle with command filtered backstepping[J]. *ACTA Automatica Sinica*, 2015, 41(3): 631–645.
- [16] Lü Y, Hu Q, Ma G, et al. 6 DOF synchronized control for spacecraft formation flying with input constraint and parameter uncertainties[J]. *ISA Transactions*, 2011, 50(4): 573–580.
- [17] Zhou Q, Shi P, Tian Y, et al. Approximation-based adaptive tracking control for MIMO nonlinear systems with input saturation[J]. *IEEE Trans Cybern*, 2014, 45(10): 2119–2128.
- [18] Hu X, Du J. Robust nonlinear control design for dynamic positioning of marine vessels with thruster system dynamics[J]. *Nonlinear Dyn.*, 2018, 94(1): 365–376.
- [19] Liu Z Q, Wang Y L, Han Q L, et al. Network-based multiple operating points cooperative dynamic positioning of unmanned surface vehicles[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2022, 27(6): 5736–5747.
- [20] Xia G, Liu C, Zhao B, et al. Finite time output feedback control for ship dynamic positioning assisted mooring positioning system with disturbances[J]. *Int J Control Autom Syst*, 2019, 17(11): 2948–2960.

-
- [21] Yu J, Shi P, Zhao L. Finite-time command filtered backstepping control for a class of nonlinear systems[J]. *Automatica*, 2018, 92: 173–180.
- [22] Fossen T I, Strand J P. Passive nonlinear observer design for ships using Lyapunov methods: Full-scale experiments with a supply vessel[J]. *Automatica*, 1999, 35(1): 3–16.
- [23] Yu S, Yu X, Shirinzadeh B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. *Automatica*, 2005, 41(11): 1957–1964.
- [24] Zhao L, Yu J, Lin C, et al. Adaptive neural consensus tracking for nonlinear multiagent systems using finite-time command filtered backstepping[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, Cybernetics: Systems*, 2017, 48(11): 2003–2012.