

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

王 宁[†], 吕帅林

(大连海事大学 船舶电气工程学院, 辽宁 大连 116026)

摘要: 针对复杂航行环境下的无人水面艇系统, 提出一种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策略. 该控制方法具有以下显著特点: 能够精确补偿未知海洋干扰, 可实现精确跟踪控制; 相比传统的渐近收敛控制算法, 有限时间稳定性确保跟踪控制系统具有更快的收敛速度和更强的扰动抑制能力; 能够同时确保扰动观测误差和航迹跟踪误差在有限时间内精确收敛到零. 仿真结果验证了所提出控制方法的有效性和优越性.

关键词: 有限时间控制; 精确航迹跟踪; 有限时间扰动观测器; 无人水面艇

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Finite-time disturbance observer based accurate trajectory tracking control of an unmanned surface vehicle

WANG Ning[†], LYU Shuai-lin

(School of Marine Electrical Engineering, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: A finite-time disturbance observer based accurate trajectory tracking control (FDO-ATTC) scheme for an unmanned surface vehicle (USV) in the presence of complex external disturbances is proposed. The salient features are as follows: 1) By virtue of the FDO-ATTC law, unknown disturbances induced by complex marine environments can be exactly compensated within a short time and thereby leading to high-accuracy tracking performance; 2) In comparison with asymptotic approaches, the proposed finite-time stability of the entire closed-loop system achieves faster convergence and stronger rejection to disturbances, simultaneously; 3) Both disturbance observation and trajectory tracking errors can be rendered to zero in a finite time. Simulation results demonstrate the effectiveness and superiority of the proposed FDO-ATTC scheme.

Keywords: finite-time control; accurate trajectory tracking; finite-time disturbance observer; unmanned surface vehicle

0 引 言

无人水面艇(unmanned surface vehicle, USV)是一种无人操作的、具有自主航行能力的水面机器人^[1]. 以无人水面艇为载体, 通过配备传感器系统、通信系统、武器系统等各种不同的功能模块, 可以执行多种任务, 如水质监测、绘制海图、扫雷、反潜、侦查、反恐、搜救等^[2]. 随着海洋科技的快速发展, 无人水面艇得到了包括科研机构、公司、企业以及各国政府越来越广泛的关注. 然而, 相比于其他运载工具, 由于其恶劣的海洋环境, 并遭受到风、浪、流等众多不确定外部扰动的影响, 使得无人水面艇的航迹跟踪控制问题更具挑战性^[3].

现有的航迹跟踪控制方法常采用模糊逻辑系统^[4]、神经网络控制^[5]以及模糊神经网络^[6]等. 上述方法的优势在于不需要被控对象有精确的数学模型, 而且模糊神经网络可以自动在线逼近系统的不确定项, 同时可以逼近外部未知扰动. 然而, 自适应逼近算法只能保证系统误差在时间趋于无穷时才能被镇定到零点附近的一个领域里, 并不能实现有限时间精确控制. 因此, 上述渐近控制算法收敛速度慢、控制精度低.

考虑到上述渐近控制算法的不足, 为进一步提高无人水面艇系统的控制性能, 文献[7-8]采用加累积分方法, 提出一种鲁棒自适应有限时间航迹跟踪控制

收稿日期: 2018-03-03; 修回日期: 2018-09-10.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51009017, 51379002); 中央高校基本科研业务费专项基金项目(3132014206, 3132018126); 辽宁省高校创新人才支持计划项目(LR2017024); 辽宁省高校优秀人才支持计划项目(LJQ2013055); 大连市杰出青年科技人才支持计划项目(2016RJ10); 大连市青年科技之星支持计划项目(2015R065); 水下机器人技术重点实验室稳定支持课题项目(SXJQR2018WDKT03).

责任编辑: 吕金虎.

[†]通讯作者. E-mail: n.wang@ieee.org.

策略,能够实现航迹的快速跟踪控制.文献[9]针对无人水面艇的航向控制问题,提出一种基于负齐次度设计的有限时间航向控制策略.上述有限时间控制器的非光滑性,使得无人水面艇系统具有更强的鲁棒性,同时极易引起抖振,而且外界扰动的精确估计并未得到充分考虑.

为强化有限时间收敛性能,文献[10]提出了一种终端滑模控制方法.通过构造一个非线性滑模面,使系统误差能在有限时间内被镇定到原点.而传统的滑模控制方法构造的滑模面为一个线性超平面,仅能实现渐近的控制效果.因此,终端滑模具有更快的收敛速度,该方法已广泛应用于飞行器控制^[11]、机械手系统^[12]等领域.然而,终端滑模控制方法不可避免地存在奇异性问题.为了解决这一问题,文献[13]提出非奇异终端滑模控制律,并将其应用于 N 自由度机械手系统中.为进一步加快收敛速度,文献[14]提出了快速终端滑模控制方法,当系统状态远离平衡点时,将能以更快的收敛速度趋于滑模面.此外,文献[15]提出一种新的积分终端滑模控制方法,并迅速得到了相应推广^[16-17].该方法不仅能够实现有限时间控制,而且具备很强的鲁棒性和很高的控制精度.然而,鲜有学者将其应用到海洋航行器航迹跟踪控制中.

本文针对复杂扰动环境下的无人水面艇航迹跟踪问题,采用积分滑模控制方法,设计有限时间扰动观测器,提出一种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(FDO-ATTC)策略.将该方法应用到无人水面艇航迹跟踪问题中可以解决以下问题:1) FDO-ATTC策略能在有限时间将误差镇定到零,克服了传统渐近航迹控制方法仅能在无穷远时间将误差镇定到零或者零邻域的问题,因此具有更快的收敛速度和更高的控制精度;2)通过设计扰动观测器,实现了对未知时变的风浪流等外界干扰的精准观测,使得控制系统具有更强的鲁棒性,进一步实现了复杂海况下的无人艇精确航迹跟踪控制问题.最终采用Lyapunov理论,严格证明了闭环控制系统的有限时间稳定性.

1 预备知识及问题描述

1.1 预备知识

考虑如下非线性系统:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}(t)), \boldsymbol{x}(0) = 0, \boldsymbol{f}(0) = 0, \boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^n. \quad (1)$$

其中: $\boldsymbol{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 为系统状态; $\boldsymbol{f}(\cdot)$ 为定义在原点附近 U_0 上的非线性函数, $U_0 \subset \boldsymbol{R}^n$.

定义1(齐次性)^[18] 令 $V(\boldsymbol{x}) : \boldsymbol{R}^n \rightarrow \boldsymbol{R}$ 为一连

续纯量函数,若对于任意的 $\varepsilon > 0$,存在 $(r_1, r_2, \dots, r_n) \in \boldsymbol{R}^n$,其中 $r_i > 0 (i = 1, 2, \dots, n)$,使得

$$V(\varepsilon^{r_1} x_1, \varepsilon^{r_2} x_2, \dots, \varepsilon^{r_n} x_n) = \varepsilon^\sigma V(\boldsymbol{x}), \\ \forall \boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^n,$$

则称 $V(\boldsymbol{x})$ 关于 (r_1, r_2, \dots, r_n) 具有齐次度 σ ,其中 (r_1, r_2, \dots, r_n) 称为权重.

令 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}) = [f_1(\boldsymbol{x}), f_2(\boldsymbol{x}), \dots, f_n(\boldsymbol{x})]^T$ 为一向量函数.若对于任意的 $\varepsilon > 0$,存在 $(r_1, r_2, \dots, r_n) \in \boldsymbol{R}^n$,使得

$$f_i(\varepsilon^{r_1} x_1, \varepsilon^{r_2} x_2, \dots, \varepsilon^{r_n} x_n) = \varepsilon^{k+r_i} f_i(\boldsymbol{x}), \\ \forall \boldsymbol{x} \in \boldsymbol{R}^n,$$

则称 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x})$ 关于 (r_1, r_2, \dots, r_n) 具有齐次度 k .

引理1(有限时间稳定)^[18] 如果系统(1)渐近稳定,并且具有负的齐次度,则系统(1)有限时间稳定.

引理2(快速有限时间稳定)^[12,19] 如果 $V(\boldsymbol{x})$ 满足

$$\dot{V}(\boldsymbol{x}) + \alpha V(\boldsymbol{x}) + \beta V^\gamma(\boldsymbol{x}) \leq 0, \quad (2)$$

其中 α, β, γ 为常数,且 $\alpha > 0, \beta > 0, \gamma \in (0, 1)$,则系统(1)全局有限时间稳定.

引理3(有限时间稳定)^[20] 系统

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_0 &= -\lambda_0 L^{1/(n+1)} |\sigma_0|^{n/(n+1)} \operatorname{sgn}(\sigma_0) + \sigma_1, \\ \dot{\sigma}_1 &= -\lambda_1 L^{1/n} |\sigma_1 - \dot{\sigma}_0|^{(n-1)/n} \operatorname{sgn}(\sigma_1 - \dot{\sigma}_0) + \sigma_2, \\ &\vdots \\ \dot{\sigma}_{n-1} &= -\lambda_{n-1} L^{1/2} |\sigma_{n-1} - \dot{\sigma}_{n-2}|^{1/2} \times \\ &\quad \operatorname{sgn}(\sigma_{n-1} - \dot{\sigma}_{n-2}) + \sigma_n, \\ \dot{\sigma}_n &\in -\lambda_n L \operatorname{sgn}(\sigma_n - \dot{\sigma}_{n-1}) + [-L, L] \end{aligned} \quad (3)$$

有限时间稳定,其中 L 和 $\lambda_i (i = 0, 1, \dots, n)$ 均为正常数.

1.2 问题描述

如图1所示,令 $\boldsymbol{\eta} = [x, y, \psi]^T$ 表示地球坐标系(OX_oY_o)下无人艇运动的位置 (x, y) 以及艏向角 (ψ) , $\boldsymbol{v} = [u, v, r]^T$ 表示艇体坐标系(AXY)下的线速度 (u, v) 以及角速度 (r) .由此可得USV数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{R}(\psi)\boldsymbol{v}, \\ \boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{v}} = \boldsymbol{\tau} - \boldsymbol{C}(\boldsymbol{v})\boldsymbol{v} - \boldsymbol{D}(\boldsymbol{v})\boldsymbol{v} - \boldsymbol{g}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{v}) + \boldsymbol{\tau}_\delta. \end{cases} \quad (4)$$

其中: $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]^T$ 为控制输入, $\boldsymbol{\tau}_\delta := \boldsymbol{M}\boldsymbol{R}^T(\psi)\boldsymbol{\delta}(t)$, $\boldsymbol{\delta}(t) = [\delta_1, \delta_2, \delta_3]^T$ 为外界未知扰动, $\boldsymbol{R}(\psi)$ 为转置矩阵,表示为

$$\boldsymbol{R}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

且具有如下性质:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^T(\psi)\mathbf{R}(\psi) &= \mathbf{I}, \|\mathbf{R}(\psi)\| = 1, \forall \psi \in [0, 2\pi], \\ \dot{\mathbf{R}}(\psi) &= \mathbf{R}(\psi)\mathbf{S}(r), \\ \mathbf{R}^T(\psi)\mathbf{S}(r)\mathbf{R}(\psi) &= \mathbf{R}(\psi)\mathbf{S}(r)\mathbf{R}^T(\psi) = \mathbf{S}(r). \end{aligned} \quad (6)$$

其中: $\mathbf{S}(r) = \begin{bmatrix} 0 & -r & 0 \\ r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, 惯性矩阵 $\mathbf{M} = \mathbf{M}^T > 0$,

反对称矩阵 $\mathbf{C}(\mathbf{v}) = -\mathbf{C}(\mathbf{v})^T$, $\mathbf{D}(\mathbf{v})$ 为阻尼矩阵, 分别表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \begin{bmatrix} m_{11} & 0 & 0 \\ 0 & m_{22} & m_{23} \\ 0 & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}(\mathbf{v}) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & c_{13}(\mathbf{v}) \\ 0 & 0 & c_{23}(\mathbf{v}) \\ -c_{13}(\mathbf{v}) & -c_{23}(\mathbf{v}) & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{D}(\mathbf{v}) &= \begin{bmatrix} d_{11}(\mathbf{v}) & 0 & 0 \\ 0 & d_{22}(\mathbf{v}) & d_{23}(\mathbf{v}) \\ 0 & d_{32}(\mathbf{v}) & d_{33}(\mathbf{v}) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$m_{11} = m - X_{\dot{u}}, m_{22} = m - Y_{\dot{v}}, m_{23} = mx_g - Y_{\dot{r}},$$

$$m_{32} = mx_g - N_{\dot{v}}, m_{33} = I_z - N_{\dot{r}},$$

$$c_{13}(\mathbf{v}) = -m_{11}v - m_{23}r, c_{23}(\mathbf{v}) = m_{11}u,$$

$$d_{11}(\mathbf{v}) = -X_u - X_{|u|u}|u| - X_{uuu}u^2,$$

$$d_{22}(\mathbf{v}) = -Y_v - Y_{|v|v}|v|,$$

$$d_{23}(\mathbf{v}) = -Y_r - Y_{|v|r}|v| - Y_{|r|r}|r|,$$

$$d_{32}(\mathbf{v}) = -N_v - N_{|v|v}|v| - N_{|r|r}|r|,$$

$$d_{33}(\mathbf{v}) = -N_r - N_{|v|r}|v| - N_{|r|r}|r|,$$

m 为艇体质量, I_z 为转动惯量, $Y_{\dot{r}} = N_{\dot{v}}, X_{*}, Y_{*}, N_{*}$ 分别为 USV 运动时在各个自由度的水动力导数.

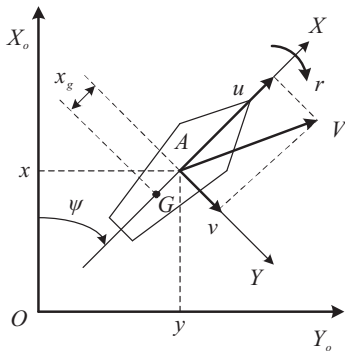


图1 地球坐标系 OX_oY_o 以及艇体坐标系 AXY

考虑期望的 USV 数学模型如下:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = \mathbf{R}(\psi_d)\mathbf{v}_d, \\ \mathbf{M}\dot{\mathbf{v}}_d = \boldsymbol{\tau}_d - \mathbf{C}(\mathbf{v}_d)\mathbf{v}_d - \mathbf{D}(\mathbf{v}_d)\mathbf{v}_d. \end{cases} \quad (8)$$

其中: $\boldsymbol{\tau}_d = [\tau_{d,1}, \tau_{d,2}, \tau_{d,3}]^T$ 为产生期望信号的控制输入, $\boldsymbol{\eta}_d = [x_d, y_d, \psi_d]^T$ 和 $\mathbf{v}_d = [u_d, v_d, r_d]^T$ 分别为期望跟踪的位置矢量以及速度矢量.

本文的控制目标是: 通过设计一个有限时间控制律 $\boldsymbol{\tau}$, 使得系统 (4) 的实际航迹向量 $\boldsymbol{\eta}$ 和速度向量 \mathbf{v} 能够在有限时间 T 精确跟踪式 (8) 期望的状态信号 $\boldsymbol{\eta}_d$ 和 \mathbf{v}_d .

2 FDO-ATTC 控制策略设计

考虑如下坐标变换:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\omega} &= \mathbf{R}\mathbf{v}, \\ \boldsymbol{\omega}_d &= \mathbf{R}_d\mathbf{v}_d, \end{aligned} \quad (9)$$

其中: $\boldsymbol{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \omega_3]^T$, $\boldsymbol{\omega}_d = [\omega_{d,1}, \omega_{d,2}, \omega_{d,3}]^T$, $\mathbf{R} = \mathbf{R}(\psi)$, $\mathbf{R}_d = \mathbf{R}(\psi_d)$.

结合式 (4) 和 (9) 的第 1 式, 并利用性质 (6), 可得

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}} = \boldsymbol{\omega}, \\ \dot{\boldsymbol{\omega}} = \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \mathcal{H}(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\omega}) + \boldsymbol{\delta}(t). \end{cases} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathcal{H}(\cdot) &= \\ &(\mathbf{S}(\omega_3) - \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{C}(\mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}) + \\ &\mathbf{D}(\mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}))\mathbf{R}^T)\boldsymbol{\omega} - \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{g}(\boldsymbol{\eta}, \mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}). \end{aligned} \quad (11)$$

同理, 由式 (8) 和 (9) 的第 2 式可得

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = \boldsymbol{\omega}_d, \\ \dot{\boldsymbol{\omega}}_d = \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_d + \mathcal{H}_d(\boldsymbol{\eta}_d, \boldsymbol{\omega}_d). \end{cases} \quad (12)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_d(\cdot) &= (\mathbf{S}(\omega_{d,3}) - \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{C}(\mathbf{R}_d^T\boldsymbol{\omega}_d) + \\ &\mathbf{D}(\mathbf{R}_d^T\boldsymbol{\omega}_d))\mathbf{R}_d^T)\boldsymbol{\omega}_d. \end{aligned} \quad (13)$$

由式 (10)~(13) 可得航迹跟踪误差系统如下:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{\eta}}_e = \boldsymbol{\omega}_e, \\ \dot{\boldsymbol{\omega}}_e = \mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \mathcal{H}_e(\boldsymbol{\eta}, \boldsymbol{\omega}, \boldsymbol{\eta}_d, \boldsymbol{\omega}_d) + \boldsymbol{\delta}. \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_e(\cdot) &= \\ &-(\mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{C}(\mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}) + \mathbf{D}(\mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}))\mathbf{R}^T)\boldsymbol{\omega} - \\ &\mathbf{R}\mathbf{M}^{-1}\mathbf{g}(\boldsymbol{\eta}, \mathbf{R}^T\boldsymbol{\omega}) + (\mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{C}(\mathbf{R}_d^T\boldsymbol{\omega}_d) + \\ &\mathbf{D}(\mathbf{R}_d^T\boldsymbol{\omega}_d))\mathbf{R}_d^T)\boldsymbol{\omega}_d - \mathbf{S}_d\boldsymbol{\omega}_d - \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_d + \mathbf{S}\boldsymbol{\omega}, \end{aligned} \quad (15)$$

$\boldsymbol{\eta}_e = \boldsymbol{\eta} - \boldsymbol{\eta}_d := [\eta_{e,1}, \eta_{e,2}, \eta_{e,3}]^T$, $\boldsymbol{\omega}_e = \boldsymbol{\omega} - \boldsymbol{\omega}_d := [\omega_{e,1}, \omega_{e,2}, \omega_{e,3}]^T$, 二者分别是经过坐标变换后的位置误差和速度误差.

至此, 只需通过设计有限时间控制律 $\boldsymbol{\tau}$, 使得式

(14)中的误差 η_e 和 ω_e 分别被镇定到零点. 由坐标变换(9)可知, 实际航迹 η 和速度 v 能在有限时间内跟踪上期望信号 η_d 和 v_d .

考虑误差系统(14), 设计如下积分滑模面:

$$s(t) = \omega_e(t) + \int_0^t u_n(\mu) d\mu. \quad (16)$$

其中

$$u_n = \kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_e) + \kappa_2 \text{sig}^{\beta_2}(\omega_e), \quad (17)$$

$0 < \beta_1 < 1, \beta_2 = (2\beta_1)/(1 + \beta_1), \kappa_1 > 0, \kappa_2 > 0$.

假设1 假设外部扰动 $\delta(t)$ 二阶可微, 且满足

$$\|\ddot{\delta}\| \leq L_\delta, \quad (18)$$

其中常数 $L_\delta < \infty$.

结合假设1、式(14)~(17), 采用反馈线性化方法和齐次度理论, 设计如下FDO-ATTC控制律:

$$\begin{aligned} \tau = & -MR^{-1}(u_n + \kappa_3 s + z_1 + \kappa_4 \text{sig}^\rho(s)) - \\ & (MS - C(v) - D(v))v + g(\eta, v) - \\ & MR^{-1}R_dM^{-1}(C(v_d) + D(v_d))v_d + \\ & MR^{-1}(S_dR_dv_d + R_dM^{-1}\tau_d). \end{aligned} \quad (19)$$

其中扰动观测器 z_1 为

$$\begin{aligned} \dot{z}_0 &= \zeta_0 + RM^{-1}\tau + \mathcal{H}_e(\cdot), \\ \zeta_0 &= -\lambda_1 \mathcal{L}^{1/3} \text{sig}^{2/3}(z_0 - \omega_e) + z_1, \\ \dot{z}_1 &= \zeta_1, \\ \zeta_1 &= -\lambda_2 \mathcal{L}^{1/2} \text{sig}^{1/2}(z_1 - \zeta_0) + z_2, \\ \dot{z}_2 &= -\lambda_3 \mathcal{L} \text{sgn}(z_2 - \zeta_1). \end{aligned} \quad (20)$$

这里

$$\begin{aligned} 0 < \rho < 1, \quad \kappa_3 &= (\kappa_{3,1}, \kappa_{3,2}, \kappa_{3,3}), \\ \kappa_4 &= \text{diag}(\kappa_{4,1}, \kappa_{4,2}, \kappa_{4,3}), \quad \kappa_{p,q} > 0, \\ p &= 3, 4, \quad q = 1, 2, 3, \\ z_j &:= [z_{j,1}, z_{j,2}, z_{j,3}]^T, \quad j = 0, 1, 2, \\ \zeta_k &:= [\zeta_{k,1}, \zeta_{k,2}, \zeta_{k,3}]^T, \quad k = 0, 1, \\ \lambda_i &> 0, \quad i = 1, 2, 3, \quad \mathcal{L} = \text{diag}(\ell_1, \ell_2, \ell_3). \end{aligned}$$

3 稳定性分析

定理1 (FDO-ATTC) 在控制律(19)和(20)的作用下, 式(14)中的误差 η_e 、 ω_e 能在有限时间内被镇定到零点, 实际航迹、速度信号也将分别在有限时间内跟踪上期望状态.

证明 证明过程分为两步, 首先证明系统误差状态可在有限时间内收敛于滑模面(16), 然后证明系统误差在到达该滑模面后可在有限时间内被镇定到零.

Step 1: 定义如下Lyapunov函数:

$$V_1(s) = \frac{1}{2} s^T s. \quad (21)$$

对其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(s) &= s^T \dot{s} = s^T(\dot{\omega}_e + u_n) = \\ & s^T(RM^{-1}\tau + \mathcal{H}_e(\cdot) + u_n). \end{aligned} \quad (22)$$

将控制律(19)、(20)代入式(22)可得

$$\dot{V}_1(s) = s^T[-\kappa_3 s - \kappa_4 \text{sig}^\rho(s) + \delta - z_1]. \quad (23)$$

下面验证扰动可被精确观测. 定义误差变量

$$e_1 = z_0 - \omega_e, \quad e_2 = z_1 - \delta, \quad e_3 = z_2 - \dot{\delta}, \quad (24)$$

可得误差状态方程

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\lambda_1 \mathcal{L}^{1/3} \text{sig}^{2/3}(e_1) + e_2, \\ \dot{e}_2 &= -\lambda_2 \mathcal{L}^{1/2} \text{sig}^{1/2}(e_2 - \dot{e}_1) + e_3, \\ \dot{e}_3 &= -\lambda_3 \mathcal{L} \text{sgn}(e_3 - \dot{e}_2) - \ddot{\delta}, \end{aligned} \quad (25)$$

即

$$\begin{aligned} \dot{e}_{1,j} &= -\lambda_1 \ell_j^{1/3} \text{sig}^{2/3}(e_{1,j}) + e_{2,j}, \\ \dot{e}_{2,j} &= -\lambda_2 \ell_j^{1/2} \text{sig}^{1/2}(e_{2,j} - \dot{e}_{1,j}) + e_{3,j}, \\ \dot{e}_{3,j} &\in -\lambda_3 \ell_j \text{sgn}(e_{3,j} - \dot{e}_{2,j}) + [-L_\delta, L_\delta], \end{aligned} \quad (26)$$

其中 $j = 1, 2, 3$.

由引理3可知, ω_e 、 δ 和 $\dot{\delta}$ 可分别在有限时间内被观测到, 即

$$z_0(t) \equiv \omega_e(t), \quad z_1(t) \equiv \delta(t), \quad z_2(t) \equiv \dot{\delta}(t), \quad (27)$$

可得 $\delta - z_1 = 0$. 结合式(23), 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(s) &= s^T[-\kappa_3 s - \kappa_4 \text{sig}^\rho(s)] \leq \\ & -\underline{\kappa}_3 \|s\|^2 - \underline{\kappa}_4 \|s\|^{\rho+1} = \\ & -2\underline{\kappa}_3 V_1 - 2^{(\rho+1)/2} \underline{\kappa}_4 V_1^{(\rho+1)/2}. \end{aligned} \quad (28)$$

其中

$$\begin{aligned} \underline{\kappa}_3 &= \min\{\kappa_{3,j}\} > 0, \quad \underline{\kappa}_4 = \min\{\kappa_{4,j}\} > 0, \\ j &= 1, 2, 3. \end{aligned}$$

由引理2可知, 系统误差状态可以在有限时间内到达滑模面(16).

Step 2: 当系统误差状态被镇定到滑模面后, $s(t) \equiv 0$ 且 $\dot{s}(t) \equiv 0$. 由式(16)和(17)可得

$$\dot{\omega}_e = -\kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_e) - \kappa_2 \text{sig}^{\beta_2}(\omega_e). \quad (29)$$

结合式(14), 有

$$\begin{cases} \dot{\eta}_{e,j} = \omega_{e,j}, \\ \dot{\omega}_{e,j} = -\kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_{e,j}) - \kappa_2 \text{sig}^{\beta_2}(\omega_{e,j}), \end{cases} \quad (30)$$

其中 $j = 1, 2, 3$.

由引理1可知, 渐近稳定以及负的齐次度可以保

证闭环系统(30)有限时间稳定. 下面据此进行证明.

1) 渐近稳定. 定义如下 Lyapunov 函数:

$$V_2(\boldsymbol{\eta}_e, \boldsymbol{\omega}_e) = \sum_{j=1}^3 \left(\kappa_1 \int_0^{\eta_{e,j}} \text{sig}^{\beta_1}(\mu) d\mu + \frac{1}{2} \omega_{e,j}^2 \right). \quad (31)$$

对 $V_2(\boldsymbol{\eta}_e, \boldsymbol{\omega}_e)$ 求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\boldsymbol{\eta}_e, \boldsymbol{\omega}_e) = & \sum_{j=1}^3 (\kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_{e,j}) \omega_{e,j}) - \\ & \sum_{j=1}^3 \omega_{e,j} (\kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_{e,j}) + \kappa_2 \text{sig}^{\beta_2}(\omega_{e,j})) = \\ & - \kappa_2 \sum_{j=1}^3 (\omega_{e,j} \text{sig}^{\beta_2}(\omega_{e,j})) = \\ & - \kappa_2 \sum_{j=1}^3 |\omega_{e,j}|^{\beta_2+1}. \end{aligned} \quad (32)$$

当 t 趋于无穷远时 $V_2(t)$ 是有界的, 即

$$\frac{1}{2} \|\boldsymbol{\omega}_e(t)\|^2 \leq V_2(t) < \infty. \quad (33)$$

此外, 由 $\|\boldsymbol{\omega}_e(t)\|^{1+\beta_2} \leq \|\boldsymbol{\omega}_e(t)\|^2 + 1$, 可得

$$\|\boldsymbol{\omega}_e^{(1+\beta_2)/2}(t)\| \leq \sqrt{2V_2(t) + 1} < \infty. \quad (34)$$

注意到, 由式(32)可得

$$\int_0^t \|\boldsymbol{\omega}_e^{(1+\beta_2)/2}(\tau)\|^2 d\tau = \frac{V_2(0) - V_2(t)}{\kappa_2} < \infty. \quad (35)$$

结合式(34)和(35), 并由 Barbalat 引理^[21], 有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \boldsymbol{\omega}_e(t) = 0. \quad (36)$$

进而由式(30)可得

$$-\kappa_1 |\eta_{e,j}|^{\beta_1} \text{sgn}(\eta_{e,j}) - \kappa_2 |\omega_{e,j}|^{\beta_2} \text{sgn}(\omega_{e,j}) = 0. \quad (37)$$

因此 $\eta_{e,j} = 0$. 闭环系统(30)全局渐近稳定.

2) 负齐次度. 式(30)可改写为

$$\begin{cases} \dot{\eta}_{e,j} = f_1(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}), \\ \dot{\omega}_{e,j} = f_2(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}). \end{cases} \quad (38)$$

其中

$$\begin{aligned} f_1(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}) &= \omega_{e,j}, \\ f_2(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}) &= -\kappa_1 \text{sig}^{\beta_1}(\eta_{e,j}) - \kappa_2 \text{sig}^{\beta_2}(\omega_{e,j}). \end{aligned}$$

由此可得

$$\begin{cases} f_1(\varepsilon^1 \eta_{e,j}, \varepsilon^{\frac{1+\beta_1}{2}} \omega_{e,j}) = \varepsilon^{\frac{1+\beta_1}{2}} f_1(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}), \\ f_2(\varepsilon^1 \eta_{e,j}, \varepsilon^{\frac{1+\beta_1}{2}} \omega_{e,j}) = \varepsilon^{\frac{\beta_1-1}{2} + \frac{1+\beta_1}{2}} f_2(\eta_{e,j}, \omega_{e,j}). \end{cases} \quad (39)$$

显然, 闭环系统(30)有负的齐次度 $\sigma = (\beta_1 - 1)/2 < 0$, 相应的权重为 $(r_1, r_2) = (1, (1 + \beta_1)/2)$. 根据引理 1 可知, 闭环误差系统(30)有限时间稳定. \square

注 1 当 $\rho = 1$ 时, 控制律(19)退化为如下传统的积分滑模(ISM)控制策略:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\tau} = & -\mathbf{M}\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{u}_n + \kappa_3 \mathbf{s} + \kappa_4 \text{sig}(\mathbf{s})) - \\ & (\mathbf{M}\mathbf{S} - \mathbf{C}(\mathbf{v}) - \mathbf{D}(\mathbf{v}))\mathbf{v} + \mathbf{g}(\boldsymbol{\eta}, \mathbf{v}) - \\ & \mathbf{M}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{C}(\mathbf{v}_d) + \mathbf{D}(\mathbf{v}_d))\mathbf{v}_d + \\ & \mathbf{M}\mathbf{R}^{-1}(\mathbf{S}_d\mathbf{R}_d\mathbf{v}_d + \mathbf{R}_d\mathbf{M}^{-1}\boldsymbol{\tau}_d). \end{aligned} \quad (40)$$

当不考虑水面艇遭受的扰动 $\boldsymbol{\delta}$ 时, 由式(28)可知, 该控制策略具有渐近收敛的特性.

4 仿真研究

为验证控制策略的有效性和优越性, 选取文献[22]的 CyberShip II 无人艇进行仿真研究.

令 $\boldsymbol{\tau}_d = [4, 3 \cos^2(0.1\pi t), \sin^2(0.1\pi t)]^T$, USV 初始状态为 $\boldsymbol{\eta}_d(0) = [15.6, 6.8, \pi/4]^T$, $\mathbf{v}_d(0) = [1, 0, 0]^T$, $\boldsymbol{\eta}(0) = [15.7, 6.4, \pi/2]^T$, $\mathbf{v}(0) = [0, 0, 0]^T$.

假设外界扰动为

$$\boldsymbol{\delta} = \begin{bmatrix} 5 \cos(0.1\pi t - \pi/3) \\ 4 \cos(0.2\pi t - \pi/4) \\ 3 \cos(0.1\pi t - \pi/6) \end{bmatrix}. \quad (41)$$

相应地, 选取如下控制器参数: $\kappa_1 = 3, \kappa_2 = 3, \rho = 1/2, \boldsymbol{\kappa}_3 = \text{diag}(1, 1, 1), \boldsymbol{\kappa}_4 = \text{diag}(0.1, 0.1, 0.1), \beta_1 = 1/3, \beta_2 = 1/2$; 扰动观测器参数选取为: $\lambda_1 = 2.2, \lambda_2 = 1.1, \lambda_3 = 0.8, \mathcal{L} = \text{diag}(30, 30, 30)$. 仿真结果如图 2~图 9 所示. 图中: 实线为 FDO-ATTC, 虚线为 Desired, 点划线为 ISM.

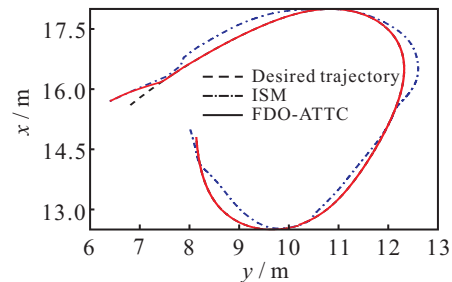


图 2 航迹跟踪曲线

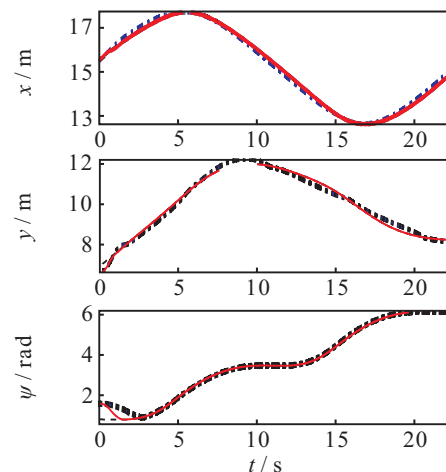


图 3 位置跟踪曲线

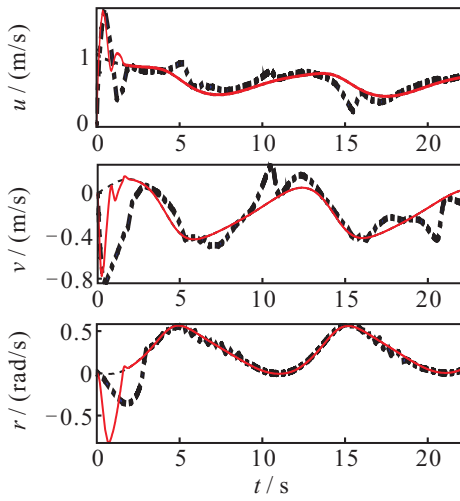


图4 速度跟踪曲线

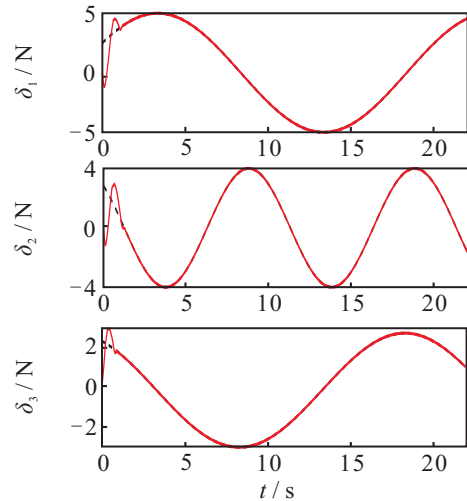


图7 扰动观测曲线

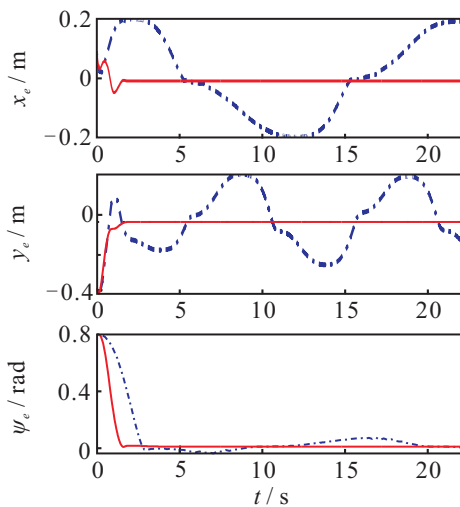


图5 位置跟踪误差曲线

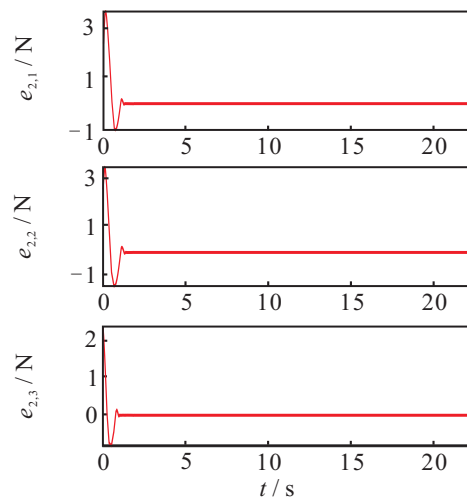


图8 扰动观测误差曲线

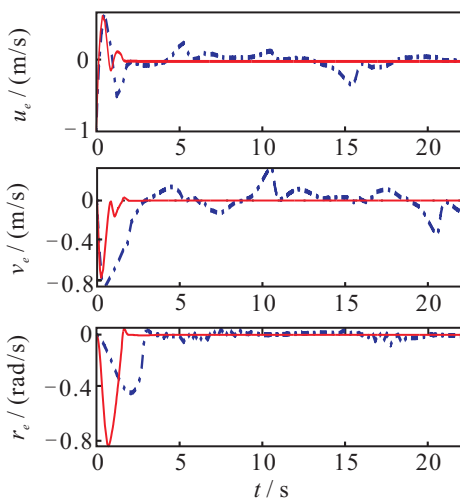


图6 速度跟踪误差曲线

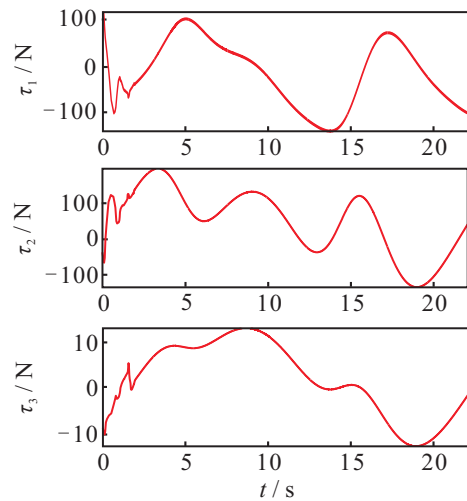


图9 光滑的控制输入曲线

由图2可见,本文设计的控制律可以实现快速、精确的航迹跟踪控制.除了位置跟踪,该控制律还能实现速度跟踪,如图3和图4所示.为形象强化本文所设计控制策略的有效性和优越性,将其与传统积分滑模控制策略进行对比仿真研究,结果如图2~图6所示.可以看出,FDO-ATTC具有更高的控制精度,而

且即使在无人艇遭受强扰动(41)时,仍能确保精准航迹跟踪,而传统的ISM方法不能保证有效的航迹跟踪(如图2所示).由图7和图8可见,在实现上述航迹跟踪控制的基础上,该控制策略还能实现扰动的精准估计.值得一提的是,如图9所示,通过选取合适的控制器参数,所设计的控制器控制输入较为光滑,几乎没

有抖振.

5 结论

本文提出了一种基于有限时间扰动观测器的航迹跟踪控制策略,实现了复杂航行环境下无人水面艇快速、精确航迹跟踪控制. 该控制方法采用有限时间扰动观测器来精确辨识外部扰动,极大地提高了系统的鲁棒性,并且实现了航迹的精确跟踪控制. 此外,除了保证航迹跟踪误差被镇定到零,还可以得到具有有限时间收敛特性的跟踪效果. 相比于传统的渐近收敛控制算法,得到的有限时间稳定性确保了闭环系统具有更快的收敛速度. 仿真结果进一步验证了所提出控制策略的有效性和优越性.

参考文献(References)

- [1] Fossen T I. Marine control systems: Guidance, navigation, and control of ships, rigs and underwater vehicles[M]. Norway: Marine Cybernetics AS, 2002: 7-10.
- [2] Wang N, Sun J C, Er M J. A novel extreme learning control framework of unmanned surface vehicles[J]. IEEE Trans on Cybernetics, 2015, 46(5): 106-117.
- [3] Wang N, Er M J. Direct adaptive fuzzy tracking control of marine vehicles with fully unknown parametric dynamics and uncertainties[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2016, 24(5): 1845-1852.
- [4] Wang N, Er M J, Sun J C. Adaptive robust online constructive fuzzy control of a complex surface vehicle system[J]. IEEE Trans on Cybernetics, 2016, 46(7): 1511-1523.
- [5] Yan Z, Wang J. Model predictive control for tracking of underactuated vessels based on recurrent neural networks[J]. IEEE J of Oceanic Engineering, 2012, 37(4): 717-726.
- [6] Wang N, Er M J, Han M. Dynamic tanker steering control using generalized-ellipsoidal-basis-function-based fuzzy neural networks[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 2015, 23(5): 1414-1427.
- [7] Wang N, Qian C J, Sun J C. Adaptive robust finite-time trajectory tracking control of fully actuated marine surface vehicles[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2016, 24(4): 1454-1462.
- [8] Wang N, Lv S, Zhang W, et al. Finite-time observer based accurate tracking control of a marine vehicle with complex unknowns[J]. Ocean Engineering, 2017, 145(1): 406-415.
- [9] Wang N, Lv S L, Liu Z Z. Global finite-time heading control of surface vehicles[J]. Neurocomputing, 2016, 175(1): 662-666.
- [10] Wu Y Q, Yu X H, Man Z H. Terminal sliding mode control design for uncertain dynamic systems[J]. Systems and Control Letters, 1998, 34(5): 281-287.
- [11] Zou A M, Kumar K D, Hou Z G. Finite-time attitude tracking control for spacecraft using terminal sliding mode and chebyshev neural network[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics, 2011, 41(4): 950-963.
- [12] Yu S H, Yu X H, Shirinzadeh B. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. Automatica, 2005, 41(11): 1957-1964.
- [13] Feng Y, Yu X H, Man Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators[J]. Automatica, 2002, 38(12): 2159-2167.
- [14] Yu X H, Man Z H. Fast terminal sliding mode control design for nonlinear dynamic systems[J]. IEEE Trans on Circuits and System, 2002, 49(2): 261-264.
- [15] Cao W J, Xu J X. Nonlinear integral-type sliding surface for both matched and unmatched uncertain systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2004, 49(8): 1355-1360.
- [16] Chiu C S. Derivative and integral terminal sliding mode control for a class of MIMO nonlinear systems[J]. Automatica, 2012, 48(2): 316-326.
- [17] Tiwaria P M, Janardhanann S, Nabib M. Rigid spacecraft attitude control using adaptive integral second order sliding mode[J]. Aerospace Science and Technology, 2015, 42(1): 50-57.
- [18] Hong Y G, Xu Y S, Huang J. Finite-time control for robot manipulators[J]. Systems and Control Letters, 2002, 46(4): 243-253.
- [19] Khoo S Y, Xie L H, Zhao S K. Multi-surface sliding control for fast finite-time leader-follower consensus with high order SISO uncertain nonlinear agents[J]. Int J of Robust and Nonlinear Control, 2013, 24(16): 2388-2404.
- [20] Shtessel Y B, Shkolnikov I A, Levant A. Smooth second-order sliding modes: Missile guidance application[J]. Automatica, 2007, 43(8): 1470-1476.
- [21] Khalil H. Nonlinear systems[M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996: 323.
- [22] Skjetne R, Fossen T I, Kokotović P V. Adaptive maneuvering, with experiments, for a model ship in a marine control laboratory[J]. Automatica, 2005, 41(2): 289-298.

作者简介

王宁(1983—), 男, 教授, 博士生导师, 从事自主系统智能控制等研究, E-mail: n.wang@ieee.org;

吕帅林(1992—), 男, 硕士生, 从事水面飞行器控制的研究, E-mail: lushuailin@gmail.com.

(责任编辑: 郑晓蕾)