

文章编号:1673-5005(2019)01-0115-10

doi:10.3969/j.issn.1673-5005.2019.01.014

半潜式海洋平台输出反馈终端滑模动力定位系统

赵东亚, 高守礼, 梁浩, 赵通

(中国石油大学(华东)化学工程学院, 山东青岛 266580)

摘要:针对半潜式海洋平台动力定位系统,通过构造等效输出注入滑模观测器(SMO)以及引入终端滑模控制(TSMC)原理,提出一种输出反馈终端滑模控制方法,运用Lyapunov方法进行稳定性证明。结果表明:SMO方法解决了对船舶速度的估计和来自缓慢变化环境负载的偏差,能过滤掉高频运动,以避免执行机构的磨损和过度的燃料消耗;设计的输出反馈终端滑模控制算法可保证系统状态在有限时间内稳定到平衡点附近,实现系统的闭环稳定,同时具有很强的鲁棒性。通过仿真结果验证了所设计观测器和控制器的有效性,能够实现复杂干扰下海洋平台的有限时间动力定位和轨迹追踪控制。

关键词:半潜式海洋平台; 动力定位系统; 滑模观测器; 终端滑模控制; 输出反馈

中图分类号:TP 273 **文献标志码:**A

引用格式:赵东亚,高守礼,梁浩,等. 半潜式海洋平台输出反馈终端滑模动力定位系统[J]. 中国石油大学学报(自然科学版), 2019,43(1):115-124.

ZHAO Dongya, GAO Shouli, LIANG Hao, et al. Semi-submersible marine platform dynamic positioning system output feedback terminal sliding mode control [J]. Journal of China University of Petroleum (Edition of Natural Science), 2019,43(1):115-124.

Semi-submersible marine platform dynamic positioning system output feedback terminal sliding mode control

ZHAO Dongya, GAO Shouli, LIANG Hao, ZHAO Tong

(College of Chemical Engineering in China University of Petroleum(East China), Qingdao 266580, China)

Abstract: An output feedback terminal sliding mode control method was proposed for the dynamic positioning system of semi-submersible offshore platform by constructing the equivalent output injection sliding mode observer (SMO), and introducing the terminal sliding mode control (TSMC). The system stability was proved by the Lyapunov method. The result shows that, the SMO method can provide estimation of the ship speed and the bias from slowly varying environmental loads, and can filter out high frequency motions to avoid actuator wear and excessive fuel consumption. The feedback terminal sliding mode control algorithm will ensure that the system states be stable near the equilibrium point within a finite period, which realizes the system closed-loop stability and has strong robustness. The simulation results verify the effectiveness of the proposed method. It can realize the finite time dynamic positioning and trajectory tracking control of the semi-submersible offshore platform under complex disturbance.

Keywords: semi-submersible offshore platform; dynamic positioning system; sliding mode observer; terminal sliding mode control; output feedback

动力定位(dynamic positioning, DP)技术是利用主动推进器来克服环境因素如风、浪、流等干扰,保持海洋平台的位置和航向,最终实现平台以固定的

位姿状态保持在海面某一位置或精确地跟踪某一给定轨迹。在海上钻井平台、机器人研究、科学考察等领域有广泛应用^[1-2]。由于在大多数情况下海上钻

收稿日期:2018-04-26

基金项目:国家自然科学基金项目(61473312)

作者简介:赵东亚(1975-),男,教授,博士,研究方向为机械系统同步控制、过程建模与控制等。E-mail:dyszao@upc.edu.cn。

井平台的速度很难测量,根据噪声污染的位置和航向信号设计状态观测器估计速度信号具有实际意义。基于状态观测器的输出反馈控制器设计是海洋平台动力定位的关键问题。最初的动力定位系统采用传统的PID控制器,通过低通或陷波滤波器级联抑制误差产生。从20世纪70年代中期,基于最优控制和卡尔曼滤波器理论, Balchenetal等^[3]提出了先进控制的概念。Fossen等^[4-5]使用反步法进行非线性观测器设计,并应用于船舶动力定位的输出反馈控制。Balchen等^[6]提出改进的LQG控制算法,后被扩展到基于模型的控制器设计,能够实现定点和轨迹追踪控制^[7]。Tannuri等^[8-9]将滑模控制理论应用于欠驱动船舶动力定位系统轨迹跟踪控制,并通过实验进行验证。Ashrafiuon等^[10]进行实验分析,验证了动力定位系统滑模控制的有效性和优越性。Kim等^[11]针对船舶动力定位控制,提出了鲁棒非线性观测器。杜佳璐等^[12-14]应用串级理论设计了一种高增益观测器-控制器设计方案,能够实现船舶动力定位的输出反馈控制。然而这些方法均为渐近稳定,需要高增益以增加控制系统收敛速度和系统鲁棒性,高增益控制往往会引起控制器输出饱和。滑模观测器自身具备很强的鲁棒特性,对系统不确定性和外部环境干扰具有较强的抑制能力,对低频信号进行估计,对高频信号进行滤波,可实现对半潜式海洋平台状态的有限时间估计^[15-16]。笔者提出一种基于滑模观测器的输出反馈终端滑模控制的设计方法,可实现海洋平台的有限时间的观测与稳定控制,获得较快的收敛速度和较强的鲁棒性,同时避免控制器饱和。

1 问题描述

半潜式海洋钻井平台的动力定位系统如图1所示。如图2所示,在地球固定坐标系 $X_E Y_E Z_E$ 中,海洋平台位置为 (x, y) , 艏摇角度为 ψ , 平台的位置向量为 $\eta = [x, y, \psi]^T$, 平台的速度向量为 $\dot{\eta} = [\dot{x}, \dot{y}, \dot{\psi}]^T$ 。在平台坐标系 XYZ 中,速度向量 $v = [\bar{u}, \bar{v}, \bar{r}]^T$, 分别代表平台的纵荡、横荡以及艏摇速度。原点取在海洋平台中心线上,地球固定坐标系与平台坐标系的转化关系及平台非线性动力学方程为

$$\dot{\eta} = J(\psi)v. \tag{1}$$

$$M\dot{v} + Dv = \tau(t) + d(t). \tag{2}$$

其中

$$\tau \in R^{3 \times 1}.$$

式中, $J(\psi)$ 为雅可比矩阵; $M, D \in R^{3 \times 3}$ 分别代表惯

性矩阵和线性阻尼矩阵; τ 和 R 分别为纵荡、横荡方向的控制力及艏摇方向的控制力矩; $d \in R^{3 \times 1}$ 为风、浪、流干扰及未建模动力学特性。

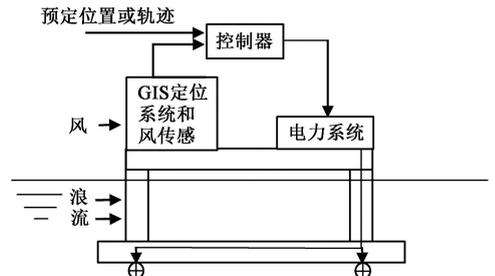


图1 半潜式海洋钻井平台动力定位系统
Fig.1 Dynamic positioning system of semi-submersible offshore drilling platform

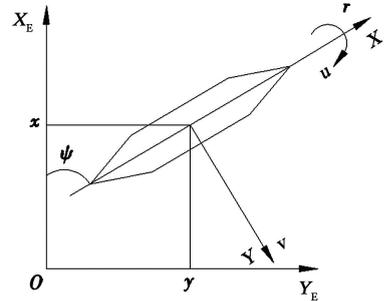


图2 平台地球坐标系和平台坐标系
Fig.2 Earth coordinate system and platform coordinate system

假设 d 有界, 满足

$$\|d(t)\| < d_0, d_0 > 0. \tag{3}$$

式中, d_0 为干扰和不确定性的上界。

平台的横摇与纵摇运动均是零均值且振幅有限。通常的平台都是稳心稳定的, 这意味着在摇晃和倾斜中存在恢复力矩。假设平台足够稳心稳定, 雅可比矩阵可用于描述运动方程, 即

$$J(\eta) = J(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

$$J^{-1}(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & \sin \psi & 0 \\ -\sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{5}$$

$$\dot{J}(\psi) = \begin{bmatrix} -\sin \psi \dot{\psi} & -\cos \psi \dot{\psi} & 0 \\ \cos \psi \dot{\psi} & -\sin \psi \dot{\psi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{6}$$

$J(\psi)$ 对于所有 ψ 均是非奇异的。

$$(J^{-1})' = -J^{-1} \dot{J} J^{-1}. \tag{7}$$

由式(1)可知, v 可以表示为

$$v = J^{-1}(\psi) \dot{\eta}. \tag{8}$$

对式(8)进行求导,可得

$$\dot{\boldsymbol{v}} = \dot{\boldsymbol{J}}^{-1}(\boldsymbol{\psi}) \boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\psi}) \dot{\boldsymbol{\eta}}. \quad (9)$$

联立式(2)和(9),整理得到

$$\boldsymbol{M}\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\psi}) \dot{\boldsymbol{\eta}} + (\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{J}}^{-1}(\boldsymbol{\psi}) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\psi})) \boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{d}. \quad (10)$$

为了对式(10)进行简化,令

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\eta}) = \boldsymbol{M}\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\psi}),$$

$$\boldsymbol{Q}(\boldsymbol{\eta}, \dot{\boldsymbol{\eta}}) = \boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{J}}^{-1}(\boldsymbol{\psi}) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{J}^{-1}(\boldsymbol{\psi}).$$

式(10)可以简化为

$$\boldsymbol{P}(\boldsymbol{\eta}) \dot{\boldsymbol{\eta}} + \boldsymbol{Q}(\boldsymbol{\eta}, \dot{\boldsymbol{\eta}}) \boldsymbol{\eta} = \boldsymbol{\tau}(t) + \boldsymbol{d}(t). \quad (11)$$

2 滑模观测器设计及稳定性证明

由式(11)可得

$$\dot{\boldsymbol{\eta}} = -\boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{\eta} + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{d}. \quad (12)$$

$$\text{取} \begin{cases} \boldsymbol{x}_1 = \boldsymbol{\eta}, \\ \boldsymbol{x}_2 = \dot{\boldsymbol{\eta}}; \end{cases} \text{令 } \boldsymbol{X} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_1 \\ \boldsymbol{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\eta} \\ \dot{\boldsymbol{\eta}} \end{bmatrix}$$

则 $\boldsymbol{x}_1 = \boldsymbol{\eta}$,

其中

$$\boldsymbol{x}_{11} = \boldsymbol{x}, \boldsymbol{x}_{12} = \boldsymbol{y}, \boldsymbol{x}_{13} = \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{x}_1 = [x_{11}, x_{12}, x_{13}]^T, \boldsymbol{x}_2 = \dot{\boldsymbol{\eta}},$$

$$\boldsymbol{x}_{21} = \dot{\boldsymbol{x}}, \boldsymbol{x}_{22} = \dot{\boldsymbol{y}}, \boldsymbol{x}_{23} = \dot{\boldsymbol{\psi}}, \boldsymbol{x}_2 = [x_{21}, x_{22}, x_{23}]^T.$$

式中, \boldsymbol{X} 代表系统状态量; $\boldsymbol{\eta}$ 和 $\dot{\boldsymbol{\eta}}$ 分别为地球坐标系下海洋平台的位置向量和速度向量。

假设 1: \boldsymbol{d} 代表外部干扰, 且有 $\|\boldsymbol{d}\| \leq d_0, d_0 > 0$ 为正常数, 即 \boldsymbol{d} 有界。

假设 2: 因为 \boldsymbol{M} 可逆、 \boldsymbol{J} 可逆, 那么 $\boldsymbol{P} = \boldsymbol{M}\boldsymbol{J}^{-1}$ 可逆。

假设 3: 系统状态 \boldsymbol{x}_2 有界, 即 $\|\boldsymbol{x}_2\| \leq r, 0 < r \in \mathbb{R}$ 为状态 \boldsymbol{x}_2 的上界。

式(12)系统的状态方程和输出方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_1 = \boldsymbol{x}_2, \\ \dot{\boldsymbol{x}}_2 = -\boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{x}_2 + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{d}, \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{x}_1. \end{cases} \quad (13)$$

设计滑模观测器为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_1 = \hat{\boldsymbol{x}}_2 + \kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1), \\ \dot{\hat{\boldsymbol{x}}}_2 = -\boldsymbol{P}^{-1}\hat{\boldsymbol{Q}}\hat{\boldsymbol{x}}_2 + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{\tau} + \kappa_2 \text{sgn}(\bar{\boldsymbol{x}}_2 - \boldsymbol{x}_2). \end{cases} \quad (14)$$

其中

$$\bar{\boldsymbol{x}}_2 = \boldsymbol{x}_2 + [\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}},$$

令

$$\bar{\boldsymbol{x}}_1 = \boldsymbol{x}_1 - \hat{\boldsymbol{x}}_1, \bar{\boldsymbol{x}}_2 = \boldsymbol{x}_2 - \hat{\boldsymbol{x}}_2,$$

则由式(13)和(14)做差可得观测误差为

$$\begin{cases} \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_1 = \bar{\boldsymbol{x}}_2 - \kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1), \\ \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_2 = -\boldsymbol{P}^{-1}(\tilde{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 + \hat{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2) + \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{d} - \kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}). \end{cases}$$

$$\bar{\boldsymbol{x}}_1)]_{\text{eq}}). \quad (15)$$

其中

$$\text{sgn}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{x}_1) = \text{sgn}(\bar{\boldsymbol{x}}_1) = [\text{sgn}(\bar{x}_{11}), \text{sgn}(\bar{x}_{12}), \text{sgn}(\bar{x}_{13})]^T,$$

$$\bar{\boldsymbol{x}}_1 = [\bar{x}_{11}, \bar{x}_{12}, \bar{x}_{13}]^T.$$

$[\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}$ 为 $\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)$ 的等效输出注入, 根据滑模原理, 可用低通滤波器得到 $\text{sgn}(\cdot)$ 的等效值^[18-19]。

定理 1: 如果系统满足假设 1~3, 所设计滑模观测器(14)可在有限时间内估计出系统状态 \boldsymbol{x}_1 和 \boldsymbol{x}_2 , $\bar{\boldsymbol{x}}_1$ 和 $\bar{\boldsymbol{x}}_2$ 会在有限时间内收敛到 0。

证明: (1) 选取第一个 Lyapunov 函数。

$$V_1 = \frac{1}{2} \bar{\boldsymbol{x}}_1^T \bar{\boldsymbol{x}}_1. \quad (16)$$

对时间求导数可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= \bar{\boldsymbol{x}}_1^T \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_1 = \bar{\boldsymbol{x}}_1^T \bar{\boldsymbol{x}}_2 - \kappa_1 \bar{\boldsymbol{x}}_1^T \text{sgn}(\bar{\boldsymbol{x}}_1) \\ &\leq \|\bar{\boldsymbol{x}}_1\| \|\bar{\boldsymbol{x}}_2\| - \kappa_1 (|\bar{x}_{11}| + |\bar{x}_{12}| + |\bar{x}_{13}|) \\ &\leq -(|\bar{x}_{11}| + |\bar{x}_{12}| + |\bar{x}_{13}|) (\kappa_1 - \|\bar{\boldsymbol{x}}_2\|). \end{aligned} \quad (17)$$

设计参数 $\kappa_1 > \|\bar{\boldsymbol{x}}_2\| + \zeta_1, \zeta_1 > 0$, 选择 $\kappa_1 > \max_{t \in [0, T_1]}$

$\|\bar{\boldsymbol{x}}_2\|$, 其中 T_1 足够大, 则满足 $\dot{V}_1 \leq -\zeta_1 \|\bar{\boldsymbol{x}}_1\| \leq 0$ 成立。由于 $\|\bar{\boldsymbol{x}}_1\| \leq -\sqrt{2} V_1^{0.5}$, 可得到 $\dot{V}_1 \leq -\sqrt{2} \zeta_1 V_1^{0.5}$ 。由微分不等式原理, 当 $t_1 \geq t_0 + \frac{V_1^{0.5}(\bar{\boldsymbol{x}}_1(t_0))}{0.5\sqrt{2}\zeta_1}, t_0$ 为初始时刻, 即 $t_1 \geq t_0 + \frac{\|\bar{\boldsymbol{x}}_1(t_0)\|}{\zeta_1}$,

$V_1 = 0, \bar{\boldsymbol{x}}_1 = 0$ 。根据滑模原理 $\bar{\boldsymbol{x}}_1$ 和 $\dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_1$ 会在有限时间内收敛到 0。

(2) 当 $\bar{\boldsymbol{x}}_1 = 0, \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_1 = 0$, 必有

$$\bar{\boldsymbol{x}}_2 = \kappa_1 \text{sgn}(\bar{\boldsymbol{x}}_1). \quad (18)$$

选取第二个 Lyapunov 函数:

$$V_2 = \frac{1}{2} \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \bar{\boldsymbol{x}}_2. \quad (19)$$

如果满足 $\boldsymbol{P}^{-1}\hat{\boldsymbol{Q}} \geq 0$ 成立, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_2 = -\bar{\boldsymbol{x}}_2^T [\boldsymbol{P}^{-1}(\tilde{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 + \hat{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2)] + \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{d} - \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \times \\ &\kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}) = -\bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\hat{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 - \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\tilde{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 + \\ &\bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\boldsymbol{d} - \bar{\boldsymbol{x}}_2^T \kappa_2 \text{sgn}(\bar{\boldsymbol{x}}_2) \leq -\bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\hat{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 + \\ &\|\bar{\boldsymbol{x}}_2\| \|\boldsymbol{P}^{-1}\tilde{\boldsymbol{Q}}\| \|\boldsymbol{x}_2\| + \|\bar{\boldsymbol{x}}_2\| \|\boldsymbol{P}^{-1}\| d_0 - \\ &\kappa_2 (|\bar{x}_{21}| + |\bar{x}_{22}| + |\bar{x}_{23}|) \leq -\bar{\boldsymbol{x}}_2^T \boldsymbol{P}^{-1}\hat{\boldsymbol{Q}}\bar{\boldsymbol{x}}_2 + (|\bar{x}_{21}| + \\ &|\bar{x}_{22}| + |\bar{x}_{23}|) \|\boldsymbol{P}^{-1}\tilde{\boldsymbol{Q}}\| \|\boldsymbol{x}_2\| + (|\bar{x}_{21}| + |\bar{x}_{22}| + \\ &|\bar{x}_{23}|) \|\boldsymbol{P}^{-1}\| d_0 - \kappa_2 (|\bar{x}_{21}| + |\bar{x}_{22}| + |\bar{x}_{23}|) \leq \\ &-(|\bar{x}_{21}| + |\bar{x}_{22}| + |\bar{x}_{23}|) (\kappa_2 - \|\boldsymbol{P}^{-1}\| d_0 - \\ &\|\boldsymbol{P}^{-1}\tilde{\boldsymbol{Q}}\| \|\boldsymbol{x}_2\|). \end{aligned} \quad (20)$$

设计参数 $\kappa_2 > \|P^{-1}\| d_0 + \|P^{-1}\tilde{Q}\| \|x_2\| + \zeta_2$, $\zeta_2 > 0$, 则满足 $\dot{V}_2 \leq -\zeta_2 (|\tilde{x}_{21}| + |\tilde{x}_{22}| + |\tilde{x}_{23}|) \leq -\zeta_2 \|\tilde{x}_2\| \leq 0$.

$$\text{当 } t_2 \geq t_1 + \frac{V_2^{0.5}(\tilde{x}_2(t_1))}{0.5\sqrt{2}\zeta_2}, \text{ 即 } t_2 \geq t_1 + \frac{\|\tilde{x}_2(t_0)\|}{\zeta_2},$$

$V_2 = 0, \tilde{x}_2 = 0$ 。根据滑模原理 \tilde{x}_2 和 $\dot{\tilde{x}}_2$ 会在有限时间内收敛到 0。

$$d = P\kappa_2 [\text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}})]_{\text{eq}}. \quad (22)$$

如果满足 $P^{-1}\hat{Q} < 0$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \dot{\tilde{x}}_2^T \tilde{x}_2 = -\tilde{x}_2^T [P^{-1}(\tilde{Q}x_2 + \hat{Q}\tilde{x}_2)] + \tilde{x}_2^T P^{-1}d - \tilde{x}_2^T \kappa_2 \times \\ \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}) = -\tilde{x}_2^T P^{-1}\hat{Q}\tilde{x}_2 - \tilde{x}_2^T P^{-1}\tilde{Q}x_2 + \\ \tilde{x}_2^T P^{-1}d - \tilde{x}_2^T \kappa_2 \text{sgn}(\tilde{x}_2) \leq -\tilde{x}_2^T P^{-1}\hat{Q}\tilde{x}_2 - \tilde{x}_2^T P^{-1}\tilde{Q}x_2 + \\ \|\tilde{x}_2\| \|P^{-1}\| d_0 - \kappa_2 (|\tilde{x}_{21}| + |\tilde{x}_{22}| + |\tilde{x}_{23}|) \leq \\ \|P^{-1}\hat{Q}\| \|\tilde{x}_2\|^2 + \|\tilde{x}_2\| \|P^{-1}\tilde{Q}\| \|x_2\| + \\ \|\tilde{x}_2\| \|P^{-1}\| d_0 - \kappa_2 \|\tilde{x}_2\| \leq -\|\tilde{x}_2\| (\kappa_2 - \\ \|P^{-1}\hat{Q}\| \|\tilde{x}_2\| - \|P^{-1}\| d_0 - \|P^{-1}\tilde{Q}\| \|x_2\|). \end{aligned} \quad (23)$$

显然, \tilde{x}_2 收敛到剩余集

$$\left\{ \|\tilde{x}_2\| \leq \frac{\kappa_2 - \|P^{-1}\| d_0 - \|P^{-1}\tilde{Q}\| \|x_2\|}{\|P^{-1}\hat{Q}\|} \right\},$$

如果适当选择 κ_2 , 使得 $\kappa_2 \approx \|P^{-1}\| d_0 + \|P^{-1}\tilde{Q}\| \|x_2\|$, 那么 $\|\tilde{x}_2\| \rightarrow 0$ 。根据式(15)可得

$$d \approx P\kappa_2 [\text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}})]_{\text{eq}}. \quad (24)$$

3 输出反馈终端滑模控制器设计

定义系统的误差信号 e 及其微分为

$$\begin{cases} \dot{e} = x_1 - y_d = x_1 - x_1^d, \\ \dot{e} = x_2 - x_1^d, \\ \ddot{e} = -P^{-1}Q\eta + P^{-1}\tau - P^{-1}d - \dot{x}_1^d. \end{cases} \quad (25)$$

其中

$$x_1^d = [x_d, y_d, \psi_d]^T.$$

式中, x_d, y_d, ψ_d 分别为纵荡、横荡、艏摇方向的期望值。

跟踪误差及其微分的估计值为

$$\begin{cases} \hat{e} = \hat{x}_1 - y_d = \hat{x}_1 - x_1^d, \\ \dot{\hat{e}} = \hat{x}_2 - x_1^d, \\ \ddot{\hat{e}} = \hat{x}_2 - \dot{\hat{x}}_d = -P^{-1}\hat{Q}\hat{x}_2 + P^{-1}\tau + \\ \kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}) - \dot{x}_1^d. \end{cases} \quad (26)$$

设计估计滑模函数为

$$\hat{S} = \hat{e} + \lambda \text{sig}(\hat{e})^\alpha, \quad \alpha = p_1/p_2. \quad (27)$$

其中

$$\lambda = \text{diag}(\lambda_{11}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{nn}), \lambda_{ii} > 0, \text{sig}(\hat{e})^\alpha = [|\hat{e}_1|^\alpha \text{sgn}(\hat{e}_1), \dots, |\hat{e}_n|^\alpha \text{sgn}(\hat{e}_n)]^T.$$

一般情况下, p_2 是正奇数且满足条件:

$$\begin{cases} p_2 = (2m+1), m = 1, 2, \dots, \\ p_2 > p_1 \geq (p_2+1)/2. \end{cases} \quad (28)$$

终端滑模控制律 $\tau(t)$ 设计为

$$\tau(t) = \tau_0 + \tau_1. \quad (29)$$

其中

$$\tau_0 = \hat{Q}\hat{x}_2 + P\hat{x}_1^d - P\lambda[\alpha|\hat{e}_1|^{\alpha-1}\dot{\hat{e}}_1, \dots, \alpha|\hat{e}_n|^{\alpha-1}\dot{\hat{e}}_n]^T,$$

$$\tau_1 = -\mu P \frac{\hat{S}}{\|\hat{S}\|} - \xi P\hat{S}.$$

式中, μ 和 ξ 均为控制器参数。

为了实现有限时间稳定, 设计了不连续的控制律 τ_1 , 然而, 不连续的控制可能会产生较大的抖振。为了避免抖振, 采用边界层方法代替不连续控制, 新的控制律 τ_1 可以重新设计为

$$\tau_1 = -\mu P \frac{\hat{S}}{\|\hat{S}\| + \delta} - \xi P\hat{S}. \quad (30)$$

式中, δ 为所取边界层。

定理 2: 在假设 1 ~ 3 下, 如果设计滑模控制器(29), 那么系统跟踪误差 e 和 \dot{e} 可以在有限时间内收敛到 0。

证明: 选取 Lyapunov 函数为

$$V_3 = \frac{1}{2} \hat{S}^T \hat{S}. \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = \hat{S}^T \dot{\hat{S}} = \hat{S}^T (-P^{-1}\hat{Q}\hat{x}_2 + P^{-1}\tau + \kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \\ \hat{x}_1)]_{\text{eq}}) - \dot{x}_1^d + \lambda[\alpha|\hat{e}_1|^{\alpha-1}\dot{\hat{e}}_1, \dots, \alpha|\hat{e}_n|^{\alpha-1}\dot{\hat{e}}_n]^T). \end{aligned} \quad (32)$$

代入 τ_0 可得

$$\dot{V}_3 = \hat{S}^T P^{-1}\tau_1 + \hat{S}^T \kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - \hat{x}_1)]_{\text{eq}}). \quad (33)$$

代入 τ_1 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = -\mu \|\hat{S}\| - \xi \|\hat{S}\|^2 \leq -\mu \|\hat{S}\| - \xi \|\hat{S}\|^2 + \\ \hat{S}^T \kappa_2 \text{sgn}([\kappa_1 \text{sgn}(y - x_1)]_{\text{eq}}) \leq -\mu \|\hat{S}\| + \\ \|\hat{S}\| \|\kappa_2\| \leq -(\mu - \|\kappa_2\|) \|\hat{S}\|. \end{aligned} \quad (34)$$

根据定理 2 的证明, 误差 e 将一直保持在终端滑模面上, 并在有限时间内收敛到 0。当 x_1 和 x_2 收敛到 \tilde{x}_1 和 \tilde{x}_2 后, 真实的滑模控制律为

$$\bar{\tau}(t) = \bar{\tau}_1 + \bar{\tau}_2. \quad (35)$$

其中

$$\bar{\tau}_0 = Qx_2 + Px_1^d - P\lambda[\alpha|e_1|^{\alpha-1}\dot{e}_1, \dots, \alpha|e_n|^{\alpha-1}\dot{e}_n]^T,$$

$$\bar{\tau}_1 = -\mu P \frac{S}{\|S\| + \delta} - \xi PS.$$

在滑模控制律(35)作用下, e 和 \dot{e} 将在有限时间内收敛到0。

4 仿真验证及分析

为验证所设计输出反馈终端滑模控制器的有效性,以某半潜式海洋平台为研究对象,对定位过程进行仿真研究。该控制对象参数来源于文献[20]和[21],其质量矩阵和阻尼矩阵分别为

$$M = \begin{bmatrix} 6.74 \times 10^7 & 0 & 0 \\ 0 & 9.15 \times 10^7 & -0.608 \times 10^7 \\ 0 & -0.608 \times 10^7 & 1.08 \times 10^{11} \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$D = \begin{bmatrix} 6.75 \times 10^5 & 0 & 0 \\ 0 & 5.319 \times 10^5 & -1.56 \times 10^5 \\ 0 & -1.56 \times 10^5 & 1.7313 \times 10^9 \end{bmatrix}. \quad (37)$$

海洋钻井平台的动力定位系统工作时,来自海上复杂环境风、浪、流的干扰集中在一起发生作用,仿真研究中包括与真实工况一致的高频(high frequency)干扰和低频(low frequency)干扰。研究两种情况:一种是基于滑模观测器的设定跟踪控制,另一种是基于滑模观测器的期望轨迹跟踪控制。在这两种情况下,基于干扰和未建模特性的假设下将分别测试 TSMC 和 SMC 控制算法。

外界环境干扰和集中不确定性 d 为

$$d = \begin{bmatrix} 7.5 \times 10^3 \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right) + 2.5 \times 10^3 \sin\left(0.01t + \frac{\pi}{3}\right) N \\ 3.5 \times 10^3 \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right) + 1.2 \times 10^3 \sin\left(0.01t + \frac{\pi}{3}\right) N \\ 1.5 \times 10^4 \sin\left(1000t + \frac{\pi}{3}\right) + 1.5 \times 10^3 \sin\left(0.01t + \frac{\pi}{3}\right) N \end{bmatrix}. \quad (38)$$

为了进一步验证终端滑模指数项 α 对控制效果的影响,采取不同的 α 值。特别地,当 $\alpha=1$ 时,控制方法即为普通滑模方法。其他控制器参数均完全一致,因此仿真比较具有可比性,是公平的。控制方法分别为 TSMC-1、TSMC-2、TSMC-3 和 SMC,其控制器参数分别为 $\alpha = \frac{1}{3}, \delta = 0.05, \mu = 120, \xi = 55, \lambda = 20, \kappa_1 = 2, \kappa_2 = 4$; $\alpha = \frac{3}{5}, \delta = 0.05, \mu = 120, \xi = 55, \lambda = 20, \kappa_1 = 2, \kappa_2 = 4$; $\alpha = \frac{2}{3}, \delta = 0.05, \mu = 120, \xi = 55, \lambda = 20, \kappa_1 = 2, \kappa_2 = 4$; $\alpha = 1, \delta = 0.05, \mu = 120, \xi = 55, \lambda = 20, \kappa_1 = 2, \kappa_2 = 4$ 。

4.1 定位控制

平台期望位置为 $x_1^d = [x_d, y_d, \psi_d]^T = [1 \text{ m}, 1 \text{ m}, 0.6 \text{ rad}]^T$, 初始值设置为 $x_1(0) = [0.7 \text{ m}, 1.2 \text{ m}, 0.5 \text{ rad}]^T, x_2(0) = [0.1 \text{ m/s}, 0.2 \text{ m/s}, 2 \text{ rad/s}]^T, \dot{x}_1(0) = [0.2 \text{ m}, 0.1 \text{ m}, 0.1 \text{ rad}]^T, \dot{x}_2(0) = [1 \text{ m/s}, 1 \text{ m/s}, 0.5 \text{ rad/s}]^T$, 仿真时间 $T=8 \text{ s}$ 。为进一步研究系统的抗干扰性能,当时间 $5 \text{ s} \leq t < 5.12 \text{ s}$, 对系统施加一个额外脉冲干扰 f :

$$\begin{cases} f = 1 \times 10^{11} [0.4 \quad 0.8 \quad 300]^T, & 5.0 \text{ s} \leq t < 5.12 \text{ s}, \\ f = 0, & \text{其他}. \end{cases} \quad (39)$$

图3、4给出了 $\alpha=1/3$ 时滑模观测器对3个方向上位置和速度状态估计追踪曲线。由图可知,在较短时间内观测器状态估计信号能追踪并保持在实际信号上。当脉冲干扰 f 发生时,观测器也能迅速跟踪到系统的实际状态。

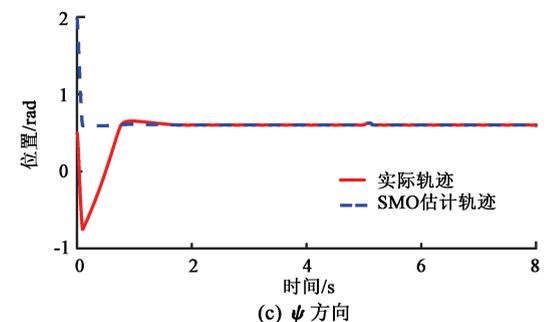
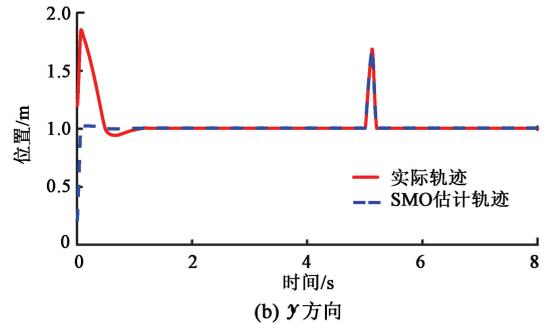
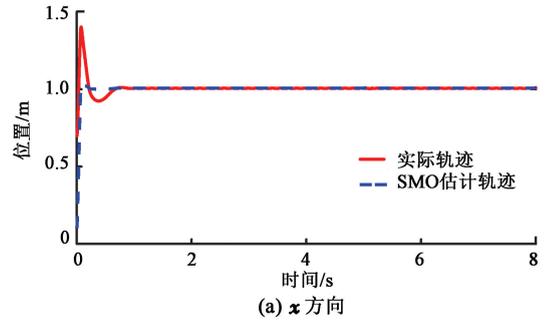


图3 滑模观测器(x, y, ψ)方向上位置估计
Fig.3 Position estimation curves of sliding mode observer in (x, y, ψ) direction

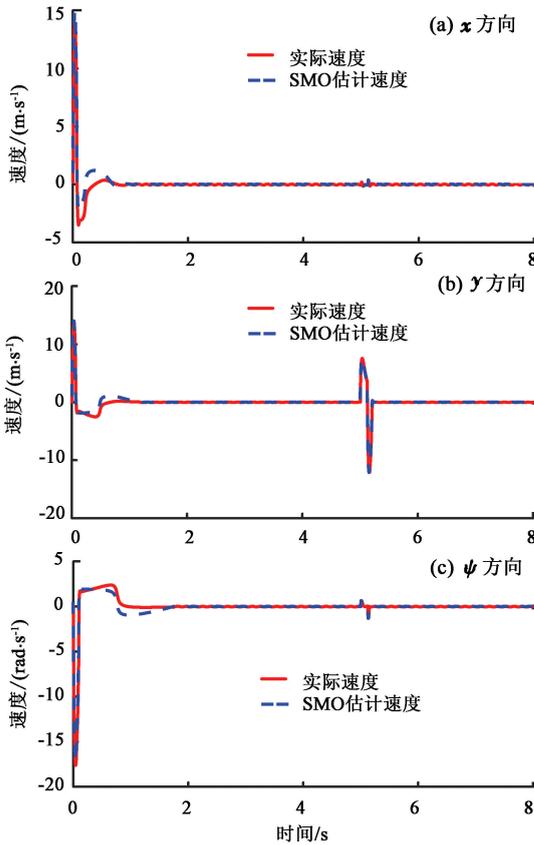


图4 滑模观测器(x,y,ψ)方向上速度估计
Fig. 4 Velocity estimation curves of sliding mode observer in (x,y,ψ) direction

图5为滑模观测器位置信号观测误差曲线。由图5可知,观测系统迅速响应,在 $t \approx 1$ s,位置状态估计信号能追踪并保持到实际位置上,各方向观测误差均被限定在 $[-10^{-3}, 10^{-3}]$ 内,对位置信号状态估计效果很好。图6为滑模观测器速度信号观测误差曲线。由图6可知,观测系统迅速响应,在 $t \approx 1.7$ s,速度状态估计信号能到达并保持到实际速度上,各方向观测误差均被限定在 $[-0.05, 0.05]$ 内,对速度信号状态估计效果很好。

图7、8为定点控制中不同 α 取值下实际位置和速度信号追踪曲线。期望位置为 $\mathbf{x}_1^d = \boldsymbol{\eta}_d = [x_d, y_d, \psi_d]^T = [1 \text{ m}, 1 \text{ m}, 0.6 \text{ rad}]^T$,期望速度为 $\mathbf{x}_1^d = \dot{\boldsymbol{\eta}}_d = [0 \text{ m/s}, 0 \text{ m/s}, 0 \text{ rad/s}]^T$ 。以图7(b)及图8(b)作为示例,由图可知,当系统受到脉冲干扰 f ,系统稳态被破坏,控制器迅速发生作用。由系统抗干扰性和鲁棒性进行对比,控制效果: $\alpha = \frac{1}{3} > \alpha = \frac{3}{5} > \alpha = \frac{2}{3} > \alpha = 1$,特别是当 $\alpha = 1$ 时,TSMC即为SMC,控制效果最差,系统有较大的残差,不能达到期望位置。控制效果呈现随着 α 值增大,控制系统性能逐渐变差的趋势。

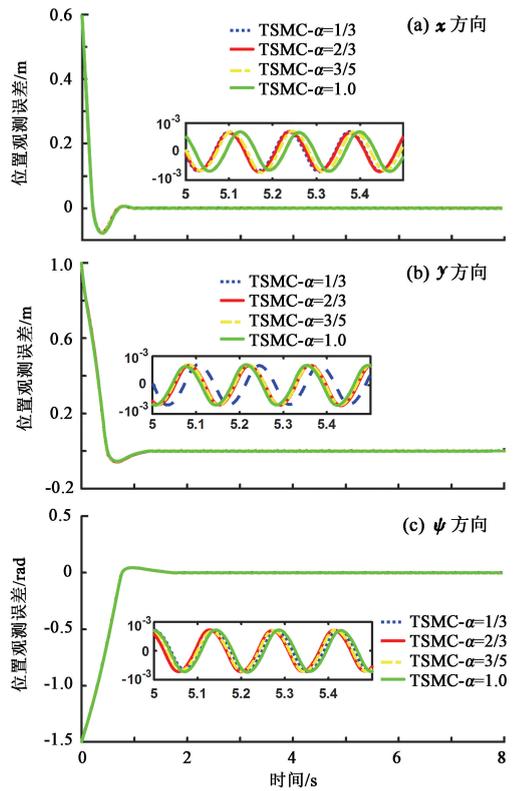


图5 滑模观测器位置信号观测误差

Fig. 5 Observation error curve of sliding mode observer position signal

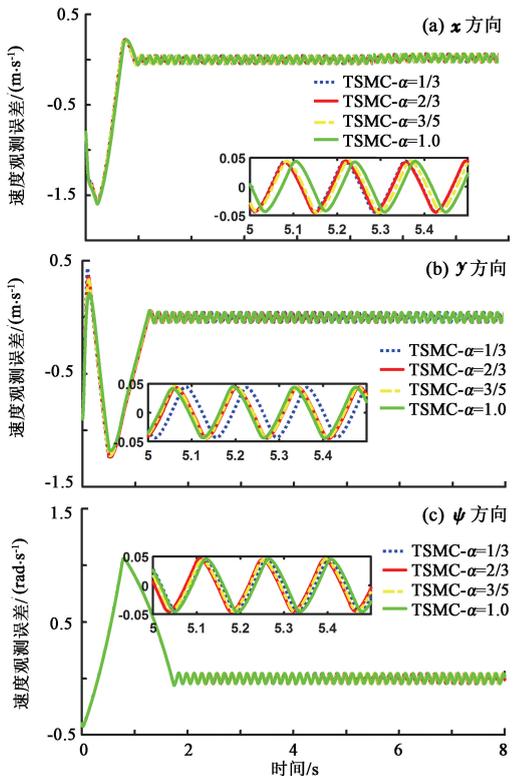


图6 滑模观测器速度信号观测误差

Fig. 6 Observation error curve of sliding mode observer velocity signal

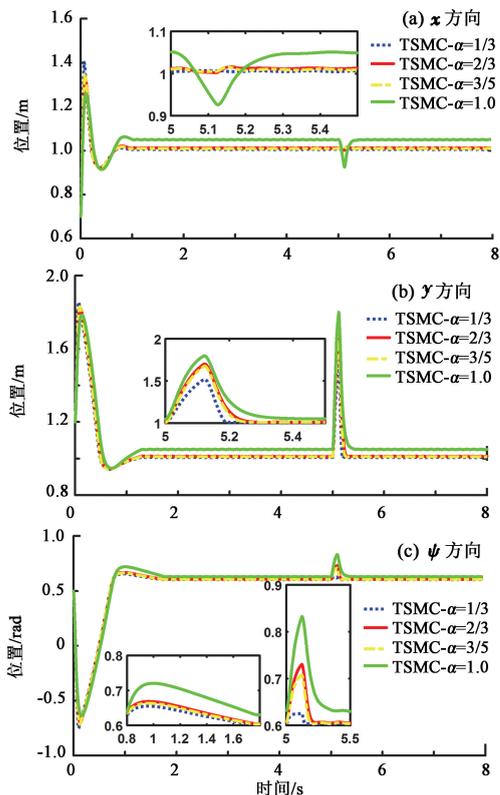


图 7 滑模控制器定点位置追踪

Fig. 7 Position tracking of sliding mode controller for fixed point

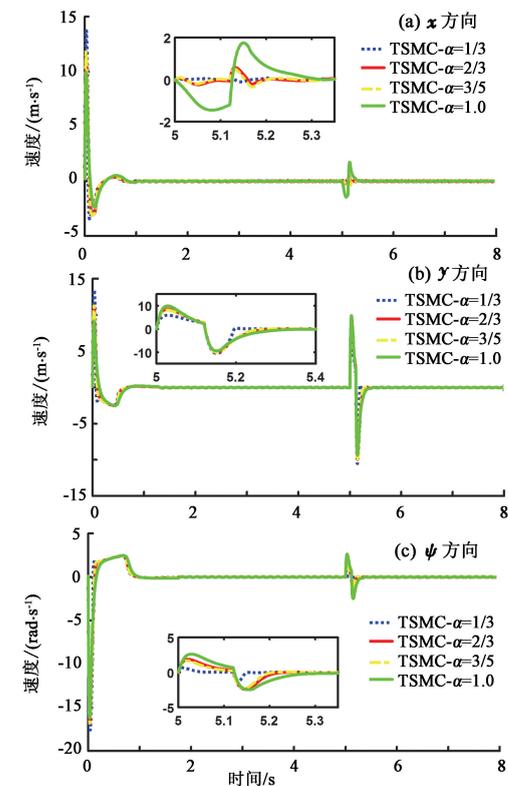


图 8 滑模控制器定点速度追踪

Fig. 8 Velocity tracking of sliding mode controller for fixed point

图 9 分别为纵荡、横荡方向的控制力和艏摇方向的控制力矩曲线。采用边界层方法使得各控制力矩均光滑且有界。当 $\alpha=1$ 时初始有严重超调现象。

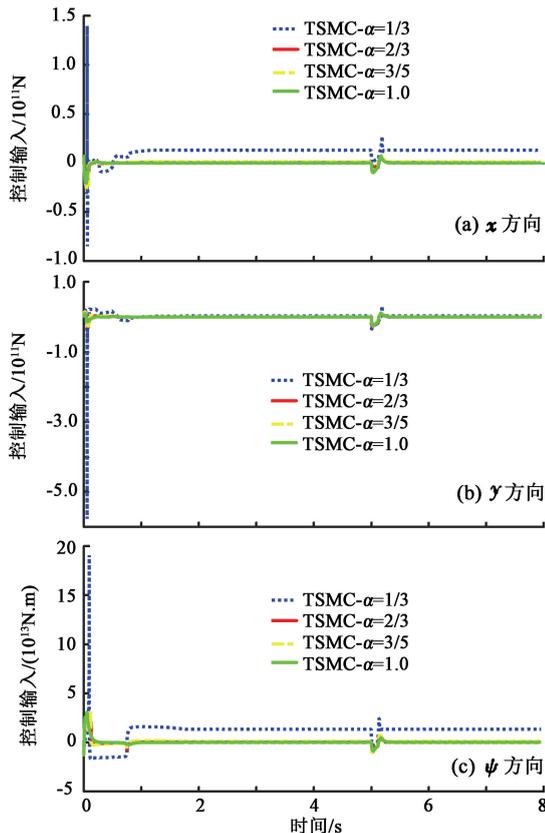


图 9 滑模控制器定点控制输入

Fig. 9 Input curve of sliding mode controller for fixed point tracking

4.2 轨迹跟踪控制

为进一步测试所设计控制器的性能,对半潜式海洋平台轨迹跟踪过程进行仿真研究。其他各参数设置均与定点控制相同,仅仅改变期望轨迹: $\mathbf{x}_1^d = [x_d, y_d, \psi_d]^T = [\sin t, \cos t, 0.6 \sin t]^T$ 。

为了简化问题,仅给出滑模控制器的性能曲线。仿真结果如图 10 ~ 13 所示。

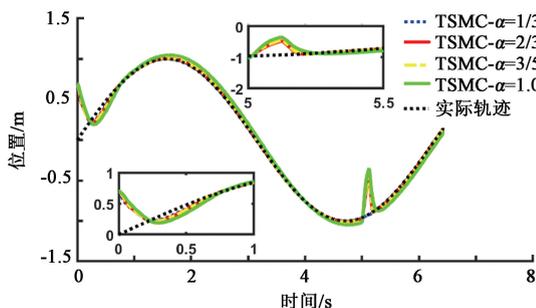


图 10 x 方向轨迹位置追踪

Fig. 10 Position tracking for trajectory tracking in x direction

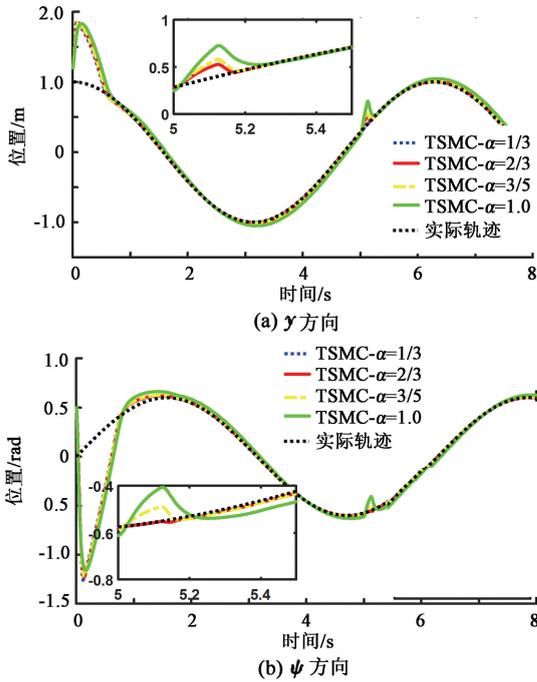


图 11 滑模控制器轨迹位置追踪

Fig. 11 Position tracking of sliding mode controller for trajectory tracking

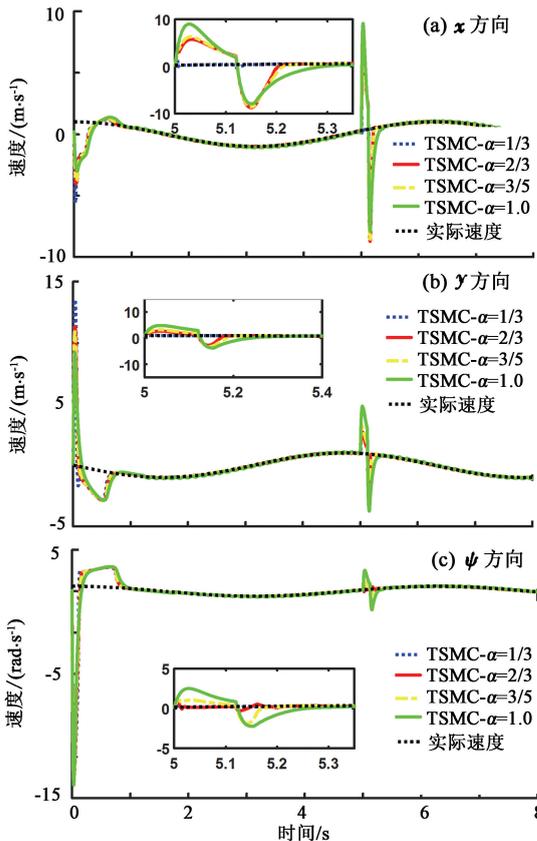


图 12 滑模控制器轨迹速度追踪

Fig. 12 Velocity tracking of sliding mode controller for trajectory tracking

图 10 ~ 12 为轨迹跟踪控制中不同 α 取值下实际位置和速度信号追踪曲线,期望位置为 $\mathbf{x}_1^d = [x_d, y_d, \psi_d]^T = [\sin t \quad \cos t \quad 0.6\sin t]^T$,期望速度为 $\mathbf{x}_1^d = [\cos t \quad -\sin t \quad 0.6\cos t]^T$ 。以图 11 (b) 及图 12 (c) 作为示例,由图可知,当系统受到脉冲干扰 f ,系统稳态被破坏。由局部放大图可知,振幅和响应速度均为: $\alpha = \frac{1}{3} < \alpha = \frac{3}{5} < \alpha = \frac{2}{3} < \alpha = 1$,特别是当 $\alpha = 1$ 时, TSMC 即为 SMC, 振幅最大响应速度最慢。控制效果呈现随着 α 值的增大,控制系统性能逐渐变差的趋势。

图 13 表示纵荡、横荡方向的控制力和船摇方向的控制力矩曲线。由图可知控制力矩: $\alpha = \frac{1}{3} > \alpha = \frac{3}{5} > \alpha = \frac{2}{3} > \alpha = 1$, 选取参数时应兼顾效果与能量消耗。

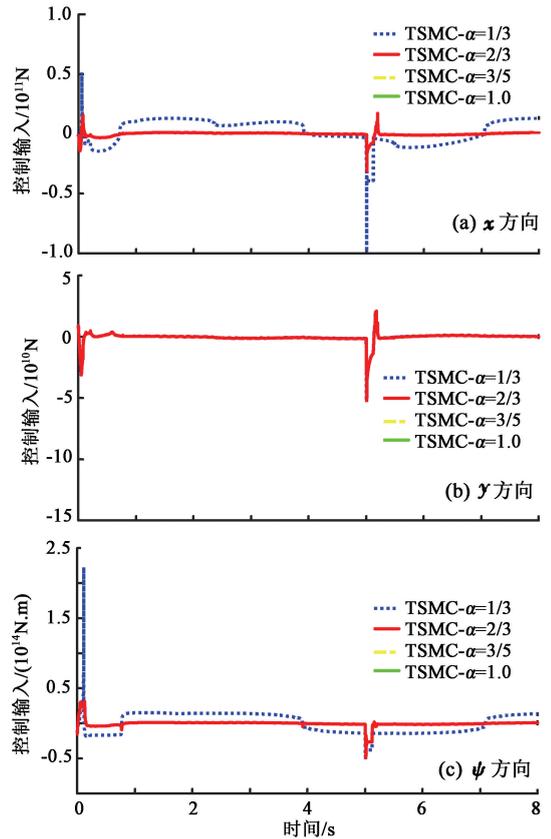


图 13 滑模控制器轨迹控制输入

Fig. 13 Input curve of sliding mode controller for trajectory tracking

5 结论

(1) 提出的新输出反馈终端滑模控制器设计方法中充分考虑了外部环境因素如风、浪、流等干扰及未建模特性的影响,所设计滑模观测器能够提供船

舶速度估计,并提供高频波频运动的滤波。

(2)利用非线性观测器对非线性干扰进行处理是必要的,与高增益观测器相比,可以避免输出饱和情况。

(3)基于滑模理论设计的输出反馈终端滑模控制器能够保证系统闭环稳定,收敛到期望值附近。

(4)随着终端滑模指数项 α 增大,控制系统性能呈现逐渐变差的趋势,而且系统鲁棒性有所下降,控制力矩也随之增大。MATLAB 仿真验证了所设计的输出反馈终端滑模控制器,能够实现半潜式海洋平台精准的动力定位和轨迹追踪控制,具备较强的抵抗外界干扰的能力。

参考文献:

- [1] SØRENSEN A J. A survey of dynamic positioning control systems[J]. *Annual Reviews in Control*, 2011,35(1): 123-136.
- [2] 余培文,陈辉,刘芙蓉. 船舶动力定位系统控制技术的发展与展望[J]. *中国水运*,2009(2):44-45.
YU Peiwen, CHEN Hui, LIU Furong. Development and prospect of control technology for ship dynamic positioning system [J]. *China Water Transport*, 2009(2):44-45.
- [3] BALCHEN J G, JENSSEN N A, MATHISEN E, et al. Dynamic positioning of floating vessels based on Kalman filtering and optimal control[J]. *Decision and Control*, 1980,2:852-864.
- [4] FOSSEN T I, GROVLEN A. Nonlinear output feedback control of dynamically positioned ships using vectorial observer backstepping[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1998,6(1):121-128.
- [5] 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.
- [6] BALCHEN J G. A modified LQG algorithm (MLQG) for robust control of nonlinear multivariable systems [J]. *Modeling Identification & Control*, 1993, 14(3):175-180.
- [7] SØRENSEN A J, SAGATUN S I, FOSSEN T I. Design of a dynamic positioning system using model-based control [J]. *Control Engineering Practice*, 1996, 4(3):359-368.
- [8] TANNURI E A, DONHA D C, PESCE C P. Dynamic positioning of a turret moored FPSO using sliding mode control[J]. *International Journal of Robust & Nonlinear Control*, 2001,11(13):1239-1256.
- [9] TANNURI E A, AGOSTINHO A C, MORISHITA H M, et al. Dynamic positioning systems: an experimental analysis of sliding mode control [J]. *Control Engineering Practice*, 2010,18(10):1121-1132.
- [10] ASHRAFIUON H, MUSKE K R, MCNINCH L C, et al. Sliding-mode tracking control of surface vessels[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008,55(11):4004-4012.
- [11] KIM MH, INMAN D J. Development of a robust nonlinear observer for dynamic positioning of ships [J]. *Journal of Systems & Control Engineering*, 2004,218(1):1-11.
- [12] 杜佳璐,杨杨,郭晨,等. 基于高增益观测器的船舶动力定位系统的输出反馈控制[J]. *控制理论与应用*, 2013,30(11):1486-1491.
DU Jialu, YANG Yang, GUO Chen, et al. Output feedback control for dynamic positioning system of a ship based on a high gain observer [J]. *Control Theory & Applications*, 2013,30(11):1486-1491.
- [13] 杜佳璐,李文华,郑凯,等. 船舶动力定位系统的非线性输出反馈控制[J]. *华南理工大学学报(自然科学版)*, 2012,40(2):70-75.
DU Jialu, LI Wenhua, ZHENG Kai, et al. Nonlinear output feedback control of dynamic positioning system of ships [J]. *Journal of South China University of Technology(Natural Science Edition)*, 2012,40(2):70-75.
- [14] DORLING C M, ZINOBER A S I. Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure control systems [J]. *International Journal of Control*, 1986,44(1):65-82.
- [15] 何黎明,田作华,施颂椒. 动力定位船舶的非线性观测器设计[J]. *上海交通大学学报*, 2003,37(6):964-968.
HE Lihua, TIAN Zuohua, SHI Songjiao. A Nonlinear observer design for dynamic positioning ship [J]. *Journal of Shanghai Jiao Tong University*, 2003,37(6):964-968.
- [16] ASGEIR J S, RENSEN. Structural issues in the design and operation of marine control systems[J]. *Annual Reviews in Control*, 2005, 29(1):125-149.
- [17] CUNHA J P V S, COSTA R R, LIZARRALDE F, et al. Peaking free variable structure control of uncertain linear systems based on a high-gain observer [J]. *Automatica*, 2009,45(5):1156-1164.
- [18] ZHAO D, LI S, ZHU Q. Output feedback terminal sliding mode control for a class of second order nonlinear systems[J]. *Asian Journal of Control*, 2013,15(1):237-247.
- [19] 张加胜,潘大伟. 四象限变流系统建模及滑模控制方

法[J]. 中国石油大学学报(自然科学版), 2008, 32(2):149-154.

ZHANG Jiangsheng, PAN Dawei. Modeling and sliding mode control of four quadrant converter system[J]. Journal of China university of Petroleum (Edition of Natural Science), 2008, 32(2):149-154.

[20] 和红磊, 王玉龙. 基于滑模自抗扰的半潜式海洋平台动力定位控制方法研究[J]. 船舶工程, 2016(11): 72-77.

HE Honglei, WANG Yulong. Research on dynamic po-

sitioning control method of semi submersible offshore platform based on sliding mode auto disturbance rejection [J]. Ship Engineering, 2016(11):72-77.

[21] LIU Wei, PANG Yongjie. Research on dynamic simulation of DP for a deep water semi-submersible platform; Proceedings of the 1st International Conference on Mechanical Engineering and Material Science [C]. Yangzhou: Atlantis Press, 2012.

(编辑 沈玉英)