

	<p>投稿网址: <a href="http://www.ship-research.com">www.ship-research.com</a></p> <p><b>友情提示:</b></p> <p>1. 为减少返修次数, 投稿前, 请阅读本模板中的写作要求, 对<b>摘要、引言、结论和参考文献</b>等部分进行修改完善, 并确保涉及到引用的文字和图表都已经明确标明来源, 不涉及版权纠纷;</p> <p>2. 论文内容不得涉及国家秘密, 论文送审前, 必须在“版权协议”处上传论文不涉密证明或<b>版权协议</b>【<b>点击打开, 复制到 word 中, 签字盖章</b>】。</p> <p style="text-align: center;"><b>作者自评推荐表</b> (供审稿专家核实参考)</p>
本文主要创新点:	<p>1) 对于输入饱和, 采用双曲正切函数和 Nussbaum 函数来逼近约束条件, 且设计了一种自适应控制律来估计和补偿逼近误差和艏摇方向上的扰动;</p> <p>2) 通过引入滤波器, 避免了对虚拟控制律求导的复杂计算, 简化了反推过程。</p> <p>3) 同时考虑漂角和输入饱和的影响, 基于反步法设计了航向控制器, 航向误差可以一致最终有界 (UUB), 且闭环系统内所有状态均有界。</p>
备注:	

## 基于带漂角修正和输入饱和的水面船舶航向控制

**摘要:** 【目的】为处理水面船舶航向控制过程中受到的非零漂角和输入饱和影响, 【方法】提出一种基于反步控制算法的鲁棒自适应方法。提出一种基于反步法的航向控制方法。利用相对速度求出实际漂角, 通过漂角对航向误差进行修正, 采用了一种预滤波方法减小航向改变时航速变化的影响, 同时引入双曲正切函数和 Nussbaum 函数逼近输入约束, 结合自适应律对逼近误差和艏摇方向上的扰动进行估计, 借助指令滤波器简化反推过程, 引入双曲正切函数处理输入约束, 结合自适应律对扰动进行估计, 设计滤波器简化反步控制器的设计, 并通过 Lyapunov 理论证明了控制系统的稳定性。【结果】仿真表明, 所提出的控制器使水面船舶航向输出误差有效减小且始终保持着较小的控制输入力矩。【结论】研究成果可为水面船舶航向控制设计提供参考。该方法可以减小漂角和输入饱和对船舶航向控制的影响。

**关键词:** 航向控制; 反步法; 漂角; 输入约束

**中图分类号:** U664.82

## Heading Control for a Surface Ship with Based on Sideslip Angle Amended and Input Saturation

**Abstract:** [Objectives] To handle the influence of non-zero sideslip angle and input saturation on the heading control of a surface ship, [Methods] a robust adaptive heading control method based on backstepping control algorithm is proposed. The actual sideslip angle is obtained by the relative velocity and the course error is amended by the sideslip angle. A pre-filter is used to reduce the influence of the speed change when the heading change. The hyperbolic tangent function and Nussbaum function is introduced to approximate the input constraint, the adaptive law is designed to estimate the approximation error and the disturbance in the yaw, and a command filter is proposed to simplify the design of the backstepping controller. The stability of the control system is proved by Lyapunov theory. The hyperbolic tangent function is introduced to deal with input

constraints; the adaptive law is designed to estimate disturbances; and a command filter is proposed to simplify the design of the backstepping controller. The stability of the control system is proved by Lyapunov theory. [Results] The simulation results show that the proposed controller can effectively reduce the heading output error of a surface ship and maintain a small control input moment all the time. [Conclusions] This method can reduce the influence of sideslip angle and input saturation on heading control. The study results can provide reference for the heading control design of surface ship.

**Key words:** heading control; backstepping; sideslip angle; constrained input

## 0. 引言

航向控制作为船舶控制领域的首要问题，一直是国内外学者研究的热点。随着控制理论的发展，从PID<sup>[1]</sup>、滑模<sup>[2]</sup>、神经网络<sup>[3]</sup>到模糊自适应<sup>[4-5]</sup>等智能优化算法，很多控制理论应用到船舶控制领域并取得了理想的控制效果，也存在一定的局限性。神经网络需昂贵设备且计算时间长，不利于工程实现。模糊规则的制定复杂且难以推广。适用反馈形式的串级系统的反步法是非线性领域最流行的控制技术之一。彭秀艳<sup>[6]</sup>针对海浪滤波和状态估计问题设计了反步自适应输出反馈控制器，但传统反步法中容易出现“计算爆炸”情况，林郁<sup>[7]</sup>提出了一种减少控制器计算负担的滤波器，可以有效避免这一问题，值得注意的是前两者研究对象并非但并未考虑该方法在欠驱动水面船舶上的适用性，然而海上实际使用的多数船舶是欠驱动系统，即仅利用主推进和舵装置驱动完成船舶操纵任务。文献[8]利用反步法和改良的视线法结合，将欠驱动路径跟踪控制问题转化为虚拟全驱动控制问题，但对海风、浪和流等外部干扰考虑不周且忽略了船舶运动时非零漂角的影响。漂角是船体受不对称水流作用发生了偏转时纵剖面与水流方向所形成的夹角，对船舶操纵效果有一定的影响，通常很少被考虑。Yu<sup>[9]</sup>提出通过漂角修正来实现航向控制，但需要借助全球定位系统(GPS)和速率传感器。在不借助GPS的情况下，文献[10-11]提出可根据船舶相对速度进一步求得实际漂角值。其中文献[11]利用有限时间观测器结合视线导航法对受漂角影响的船舶进行航迹控制设计，但没有考虑输入饱和问题。作为实际控制系统中的常见现象，执行器饱和会降低系统的性能，甚至导致闭环系统的不稳定性，因此要解决船舶控制问题必须考虑受限约束条件下系统的稳定性。Lin<sup>[12]</sup>提出适用未知时变环境扰动和输入饱和的情况下的自适应模糊输出反馈控制器，文献[13]提出了一个基于径向基神经网络，采用动态面控制和反步法相结合的方法处理饱和问题，但是该方法只能应用于单输入单输出系统。

针对以上提到的水面船舶运动中出现的漂角和输入饱和问题，设计了一种带漂角修正和输入约束的鲁棒自适应反步航向控制器。采用光滑双曲正切函数和Nussbaum函数来逼近约束条件，利用自适应技术处理未知扰动，引入指令滤波器与反步法结合设计航向控制器，通过Lyapunov理论证明其有界性，最后通过仿真实验验证该控制方法的有效性。

## 1 问题描述

假设船舶关于 $xz$ 平面对称，且垂荡、横摇、纵摇方向上的运动可忽略不计，为了便于控制器的设计，基于纵荡速度 $u$ 恒定和横荡速度 $v$ 被动有界且足够小的假设纵荡速度 $u$ 由独立控制系统控制故假设其为常数，横荡速度 $v$ 与船舶操纵中其他运动变量相比较小，故设其被动有界<sup>[14]</sup>，则水面船舶动力学模型通常可以简化为在横荡和艏摇方向上的两自由度运动，描述如下<sup>[4-5]</sup>

$$\begin{cases} \dot{u} = \frac{(m_1 - m_2)}{m_3} uv + f_1(r) + \frac{1}{m_3} \tau(\varphi) + \omega_r \\ \dot{v} = -\frac{m_1}{m_2} ur + f_2(v) + \frac{1}{m_2} \omega_v \\ \dot{\varphi} = r \\ \dot{\psi} = r \end{cases} \quad (1)$$

其中  $\psi$ 、 $r$  分别表示船舶的实际航向角和艏摇角速率，单位分别为  $^\circ/\text{s}$  和  $\text{rad}/\text{s}$ ；

$m_i (i=1,2,3)$  为包括附加质量影响的船舶惯性参数，单位为  $\text{kg}$ ； $\varphi$  是唯一的控制输入表示艏摇力矩，

$\tau(\varphi)$  为饱和执行器输出，单位均为  $\text{Nm}$ ； $\omega_r$  和  $\omega_v$  分别表示艏摇和横荡方向上有未知界的时变扰动。

艏摇和横荡方向上的阻尼函数  $f_1(r)$ 、 $f_2(v)$  表示如下：

$$f_1(r) = -\frac{d_{r1}}{m_3} r - \frac{1}{m_3} (d_{r2} r^2 \tanh(\frac{r}{\lambda}) + d_{r3} r^3) \quad (2)$$

$$f_2(v) = -\frac{d_{v1}}{m_2} v - \frac{1}{m_2} (d_{v2} v^2 \tanh(\frac{v}{\lambda}) + d_{v3} v^3) \quad (3)$$

其中对于  $i=1,2,3$ ， $d_{ri}$ 、 $d_{vi}$  分别表示艏摇和横荡方向上的水动力阻尼系数，单位为  $\text{kg}\cdot\text{s}^{-1}$ ； $\lambda$  是一

个大于 0 的常数。唯一的控制输入  $\varphi$  表示艏摇力矩，考虑输入约束，定义  $\tau(\varphi)$  为饱和执行器输出：

$$\tau_r(\varphi) = \begin{cases} \text{sign}(\varphi)\tau_M, & |\varphi| \geq \tau_M \\ \varphi, & |\varphi| < \tau_M \end{cases} \quad \tau(\varphi) = \begin{cases} \text{sign}(\varphi)\tau_M, & |\varphi| \geq \tau_M \\ \varphi, & |\varphi| < \tau_M \end{cases} \quad (4)$$

其中  $\tau_M > 0$  表示输入约束的界值，单位为  $\text{Nm}$ 。

在忽略海流速度对漂角影响的情况下，利用下式可获得船舶的实际漂角  $\beta$ ：

$$\beta = \sin^{-1} \frac{v}{u} \quad \beta = \arctan \frac{v}{u} \quad (5)$$

反步法需要求解虚拟控制率的过程中所涉及的函数均可导，但饱和执行器输出  $\tau(\varphi)$  存在非线性部分，为了解决这一问题，引入双曲正切函数  $g(\varphi)$  将不连续函数转化为连续函数，逼近误差为  $\mu(\varphi)$ ，即  $\tau(\varphi) = g(\varphi) + \mu(\varphi)$ 。其中

$$g(\varphi) = \text{sign}(\varphi)\tau_M \tanh(\frac{\varphi}{\text{sign}(\varphi)\tau_M}) \quad (6)$$

假设  $b > 0$  为  $\mu(\varphi)$  的界值，即  $|\mu(\varphi)| = |\tau(\varphi) - g(\varphi)| \leq \max\{\text{sign}(\varphi)\tau_M(1 - \tanh(1))\} = b$ 。

结合以上，则式(1)可改写为

$$\begin{cases} \dot{u} = \frac{(m_1 - m_2)}{m_3} uv + f_1(r) + \frac{1}{m_3} g(\varphi) + \Delta \\ \dot{v} = -\frac{m_1}{m_2} ur + f_2(v) + \frac{1}{m_2} \omega_v \\ \dot{\varphi} = -c\varphi + \phi \\ \dot{\psi} = r \end{cases} \quad (7)$$

其中  $\Delta = \omega_r + \mu(\varphi)$ ，由于  $\omega_r$  和  $\mu(\varphi)$  均有界，则  $\Delta$  有界且假设  $|\Delta| \leq \sigma$   $\Delta \leq \sigma$ 。定义  $\hat{\sigma}$ 、 $\delta$  分别为  $\sigma$  的估计值和估计误差，即  $\delta = \hat{\sigma} - \sigma$ 。 $c$  为正常数，因为实际控制输入  $\varphi$  难以直接计算得出，因此定义一个辅助变量  $\phi$  方便后续的控制设计。

针对受非零漂角和输入饱和影响的水面船舶，提出一种基于反步法的航向控制方法，目标如下  
1)减小航向输出误差；2)控制输入力矩始终保持着较小值。

## 2 控制系统

### 2.1 预滤波器

为避免船舶航向突然改变较大角度从而导致航速变化较大，对研究时假设条件造成影响，采用了一种预滤波方法，使船舶航向平滑过渡，保证了控制器的鲁棒性。在期望航向角  $\psi_d$  处加入一个预滤波器，输出光滑缓慢变化的参考航向角  $\psi_{dr}$  及其导数作为参考输入。提出的二阶预滤波器可以写成<sup>[16]</sup>

$$n_1 \psi_{dr}^2 + n_2 \psi_{dr} + n_3 = n_4 \psi_d \quad (8)$$

其中  $n_i (i=1,2,3,4)$  为二阶预滤波器的参数。

### 2.2 漂角修正

在航向控制设计中，通常假设漂角为零，选择期望路径的切线角作为期望航向角  $\psi_d$ ，航向误差为  $e = \psi - \psi_d$ ，然而实际上漂角存在且会对航行造成一定的影响，特别是对欠驱动水面船舶来说，

利用一个输入来控制横荡和艏摇运动，船舶的重力速度方向与航向不一致，将会导致船舶逐渐偏离航线。可以利用漂角来修正所需航向的不合理性。如图1所示，由于船舶重心速度方向与期望路径的切线角相差一个漂角<sup>[10]</sup>，所以结合预滤波器，漂角修正后的期望航向角和航向误差如下：

$$\psi_{da} = \psi_d - \beta \quad (8)$$

$$\psi_{da} = \psi_{dr} - \beta \quad (9)$$

$$e_a = \psi - \psi_{da} = \psi - \psi_d + \beta \quad (910)$$



$$z_1 = \psi - \psi_{da} = \psi - \psi_d + \beta \quad (4112)$$

$$z_2 = r - \alpha_1 \quad (4213)$$

$$z_3 = g(\varphi) - \alpha_2 \quad (4314)$$

步骤1: 结合式(7)和上述滤波器可得

$$\dot{\xi} = z_2 + \alpha_{10} + \Delta\alpha_1 - \psi_d \xi + \beta \xi \quad (4415)$$

设计一个辅助系统处理滤波器估计误差  $\Delta\alpha_1$  :

$$\dot{\xi} = \begin{cases} -k_{e1}e_1 - f_1e_1 + \gamma_1\Delta\alpha_1, & |e_1| > \bar{e}_1 \\ 0, & |e_1| \leq \bar{e}_1 \end{cases} \quad (4516)$$

其中函数  $f_1 = \frac{z_1\Delta\alpha_1 + 0.5\gamma_1^2\Delta\alpha_1^2}{|e_1|^2}$  且  $|e_1| \neq 0$ 。辅助系统参数  $k_{e1} > 1$ ,  $\gamma_1 > 0$ ,  $\bar{e}_1$  是一个很小的正常数。

选择Lyapunov函数  $V_1 = 0.5z_1^2 + 0.5e_1^2$ , 结合式(1514-1615)则

$$\dot{V}_1 = z_1\dot{z}_1 + e_1\dot{e}_1 = z_1(z_2 + \alpha_{10} - \psi_d\xi + \beta\xi) - k_{e1}e_1^2 - 0.5\gamma_1^2\Delta\alpha_1^2 + e_1\gamma_1\Delta\alpha_1 \quad (4617)$$

设计虚拟控制率  $\alpha_{10}$  为

$$\alpha_{10} = -k_1z_1 + \psi_d\xi - \beta\xi + k_{a1}e_1 \quad (4718)$$

其中控制器参数  $k_1 > 0$ ,  $k_{a1} > 0$ 。

定理 1 (杨氏不等式): 对于任意变量  $x, y \in \mathbb{R}$ ,  $\varepsilon > 0$ , 设  $p > 1$ ,  $q < \infty$  满足  $\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = 1$ , 则

$$xy \leq \varepsilon \frac{|x|^p}{p} + \varepsilon \frac{|y|^q}{q} \quad (19)$$

利用杨氏不等式根据定理1, 可得

$$e_1\gamma_1\Delta\alpha_1 \leq 0.5e_1^2 + 0.5\gamma_1^2\Delta\alpha_1^2 \quad (4820)$$

$$k_{a1}z_1e_1 \leq 0.5k_{a1}^2z_1^2 + 0.5e_1^2 \quad (4921)$$

将式(2018-4921)带入式(4617)得

$$\dot{V}_1 \leq -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 + z_1z_2 \quad (2022)$$

步骤2: 为了处理  $\Delta\alpha_2$ , 同理步骤1, 定义辅助系统

$$\hat{\delta}_2 = \begin{cases} -k_{e2}e_2 - f_2e_2 + \gamma_2\Delta\alpha_2, & |e_2| > \bar{e}_2 \\ 0, & |e_2| \leq \bar{e}_2 \end{cases} \quad (2423)$$

其中函数  $f_2 = \frac{z_2\Delta\alpha_2 + 0.5\gamma_2^2\Delta\alpha_2^2}{|e_2|^2}$  且  $|e_2| \neq 0$ 。辅助系统参数  $k_{e2} > 1$ ,  $\gamma_2 > 0$  且  $\bar{e}_2$  是一个很小的正常数。

考虑  $\sigma$  和  $\Delta\alpha_2$ , 选择  $V_2 = V_1 + 0.5m_3z_2^2 + 0.5e_2^2 + \frac{0.5}{\gamma_f}\sigma$  作为Lyapunov函数, 其中常数  $\gamma_f > 0$ 。由

于扰动导数一般很难得到, 相对于自适应率动态, 扰动变化缓慢, 故假设  $\dot{\delta} = 0$ , 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + m_3z_2\dot{z}_2 + e_2\dot{e}_2 + \frac{1}{\gamma_f}\dot{\sigma} \\ &= -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 + z_1z_2 + z_2((m_1 - m_2)uv - \\ &\quad d_{r1}r - (d_{r2}r^2 \tanh(\frac{r}{\lambda}) + d_{r3}r^3) + (z_3 + \alpha_{20}) + m_3\Delta - m_2\hat{\delta}) - \\ &\quad k_{e2}e_2^2 - 0.5\gamma_2^2\Delta\alpha_2^2 + e_2\gamma_2\Delta\alpha_2 + \frac{1}{\gamma_f}\sigma \end{aligned} \quad (2224)$$

引理1<sup>[4618]</sup>: 对于任意变量  $x \in \mathbb{R}$ , 下列不等式  $0 \leq |x| - x \tanh(\frac{x}{\nu}) \leq \kappa\nu$  都成立, 其中  $\nu \in \mathbb{R}^+$ ,  $\kappa = 0.2785$  且满足  $\kappa = e^{-(\kappa+1)}$ 。

根据引理1和假设  $|\Delta| \leq \sigma$ ,  $\Delta \leq \sigma$ , 可得

$$m_3z_2\Delta \leq m_3|z_2|\sigma \leq m_3z_2 \tanh(\frac{z_2}{\nu})\sigma + m_3\kappa\nu\sigma \quad (2325)$$

则虚拟控制率  $\alpha_{20}$  设计为

$$\begin{aligned} \alpha_{20} &= -(m_1 - m_2)uv + d_{r1}r + d_{r2}r^2 \tanh(\frac{r}{\lambda}) + d_{r3}r^3 - \\ &\quad z_1 - k_2z_2 + m_3\hat{\delta} - m_3 \tanh(\frac{z_2}{\nu})\hat{\sigma} + k_{a2}e_2 \end{aligned} \quad (2426)$$

其中控制器参数  $k_2 > 0$ ,  $k_{a2} > 0$ 。

为解决  $\sigma$ , 设计自适应率为

$$\dot{\sigma} = \gamma_f(m_3z_2 \tanh(\frac{z_2}{\nu}) - \gamma_\sigma\hat{\sigma}) \quad (2527)$$

其中参数  $\gamma_\sigma > 0$ 。

结合式(2325-2527), 则式(2224)为

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 \leq & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - k_2z_2^2 - k_{e2}e_2^2 + \\
& z_2z_3 + k_{a2}z_2e_2 + m_3z_2\Delta - m_3z_2 \tanh\left(\frac{z_2}{\nu}\right)\hat{\sigma} - \\
& 0.5\gamma_2^2\Delta\alpha_2^2 + e_2\gamma_2\Delta\alpha_2 + \frac{1}{\gamma_f}\partial\phi_f(m_3z_2 \tanh\left(\frac{z_2}{\nu}\right) - \gamma_\sigma\hat{\sigma}) \leq \\
& -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - k_2z_2^2 - k_{e2}e_2^2 + z_2z_3 + \\
& m_3\kappa\nu\sigma - 0.5\gamma_2^2\Delta\alpha_2^2 - \gamma_\sigma\partial\hat{\sigma} + k_{a2}z_2e_2 + e_2\gamma_2\Delta\alpha_2
\end{aligned} \tag{2628}$$

根据杨氏不等式定理1得

$$e_2\gamma_2\Delta\alpha_2 \leq 0.5e_2^2 + 0.5\gamma_2^2\Delta\alpha_2^2 \tag{2729}$$

$$k_{a2}z_2e_2 \leq 0.5k_{a2}^2z_2^2 + 0.5e_2^2 \tag{2830}$$

$$-\partial\hat{\sigma} = -\partial(\sigma + \delta\phi) \leq -\partial\sigma + 0.5\sigma^2 + 0.5\partial\phi = -0.5\partial\phi + 0.5\sigma^2 \tag{2931}$$

将式(2729-2931)带入-(2628)可得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 \leq & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - \\
& (k_{e2} - 1)e_2^2 - 0.5\gamma_\sigma\partial\phi + z_2z_3 + m_3\kappa\nu\sigma + 0.5\gamma_\sigma\sigma^2
\end{aligned} \tag{3032}$$

步骤3: 设  $\vartheta = \frac{\partial g(\varphi)}{\partial \varphi}$ , 对  $z_3$  求导可得

$$\dot{z}_3 = \vartheta(-c\varphi + \phi) - \alpha_3 \tag{3133}$$

为了避免求  $\vartheta$  过程中出现复杂计算过程, 引入Nussbaum函数<sup>[1947]</sup>:

$$\begin{cases} N(\eta) = (e^\eta + e^{-\eta}) \cos\left(\frac{\pi}{2}\eta\right) \\ \dot{\eta} = \gamma_\eta \bar{\phi} z_3 \end{cases} \tag{3234}$$

其中参数  $\gamma_\eta > 0$ 。

选择Lyapunov函数  $V_3 = V_2 + 0.5z_3^2$ , 对其求导得

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + z_3(\vartheta(-c\varphi + \phi) - \alpha_3) \leq \\
-(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - \\
(k_{e2} - 1)e_2^2 - 0.5\gamma_\sigma\partial\phi + z_2z_3 + m_3\kappa\nu\sigma + 0.5\gamma_\sigma\sigma^2 + \\
z_3(\vartheta(-c\varphi + \phi) - \alpha_3)
\end{aligned} \tag{3335}$$

设计辅助变量  $\phi$  为

$$\begin{cases} \phi = N(\eta)\bar{\phi} \\ \dot{\bar{\phi}} = -k_3z_3 - z_2 + c\vartheta\varphi + \alpha_3 \end{cases} \tag{3436}$$

其中参数  $k_3 > 0$ 。

结合式(3335-3436), 得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - (k_{e2} - 1)e_2^2 - \\ & 0.5\gamma_\sigma \theta^2 + z_2 z_3 + m_3 \kappa v \sigma + 0.5\gamma_\sigma \sigma^2 + z_3 (\bar{\phi} \mathcal{G}(N(\eta) - 1) - z_2) = \\ & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - (k_{e2} - 1)e_2^2 - \\ & 0.5\gamma_\sigma \theta^2 + m_3 \kappa v \sigma + 0.5\gamma_\sigma \sigma^2 + \frac{\eta \mathcal{F}}{\gamma_\eta} (\mathcal{G}N(\eta) - 1) \leq \\ & -\gamma V_3 + d_f + \frac{\eta \mathcal{F}}{\gamma_\eta} (\mathcal{G}N(\eta) - 1) \end{aligned} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - k_3 z_3^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - (k_{e2} - 1)e_2^2 - \\ & 0.5\gamma_\sigma \theta^2 + z_2 z_3 + m_3 \kappa v \sigma + 0.5\gamma_\sigma \sigma^2 + z_3 (\bar{\phi} (\mathcal{G}N(\eta) - 1) - z_2) = \\ & -(k_1 - 0.5k_{a1})z_1^2 - (k_2 - 0.5k_{a2})z_2^2 - (k_{e1} - 1)e_1^2 - (k_{e2} - 1)e_2^2 - \\ & 0.5\gamma_\sigma \theta^2 + m_3 \kappa v \sigma + 0.5\gamma_\sigma \sigma^2 + \frac{\eta \mathcal{F}}{\gamma_\eta} (\mathcal{G}N(\eta) - 1) \leq \\ & -\gamma V_3 + d_f + \frac{\eta \mathcal{F}}{\gamma_\eta} (\mathcal{G}N(\eta) - 1) \end{aligned} \quad (37)$$

其中  $\gamma = \min \left\{ 2(k_1 - 0.5k_{a1}), 2(k_{e1} - 1), \frac{2}{m_3}(k_2 - 0.5k_{a2}), 2(k_{e2} - 1), \gamma_\sigma, \gamma_f, 2k_3 \right\}$ ,  $d_f = m_3 \kappa v \sigma + 0.5\gamma_\sigma \sigma^2$ 。

对式(3537)积分可得

$$0 \leq V_3(t) \leq V_3(0)e^{-\gamma t} + \frac{d_f}{\gamma}(1 - e^{-\gamma t}) + \frac{e^{-\gamma t}}{\gamma_\eta} \int_0^t (\mathcal{G}N(\eta) - 1) \eta \mathcal{F} e^{\gamma \tau} d\tau \quad (3638)$$

引理2<sup>[1947]</sup>: 定义  $V(\cdot)$  和  $\chi(\cdot)$  在区间  $t \in [0, t_f)$  为连续函数且  $V(t) \geq 0$ , 那么对于任意  $t \in [0, t_f)$ ,

不等式  $V \leq V(0)e^{-bt} + \frac{M}{a}(1 - e^{-bt}) + \frac{e^{-bt}}{r_\chi} \int_0^t (hN(\chi) - 1) \chi e^{b\tau} d\tau$  成立。其中  $N(\chi)$  是Nussbaum函数,  $a$ 、

$b$ 、 $r_\chi$ 、 $h$ 、 $M$  为正常数, 且  $\int_0^t (hN(\chi) - 1) \chi e^{b\tau} d\tau$  在  $t \in [0, t_f)$  上有界。

根据引理2可知  $V_3(t)$  和  $\eta$  有界。根据最终一致有界(UUB)稳定性定义, 即控制系统的末态收敛于

以原点为圆心的小邻域内, 从式(3836)可以得出  $V_3$  和  $z_i (i=1,2,3)$  是UUB, 即对于任意  $\delta > 0$ , 存在

有限时间值  $T$ , 当  $t > T$  时,  $|z_i(t)| < \delta (i=1,2,3)$  成立。

因此  $|e_a| = |\psi - \psi_{da}| = |\psi - \psi_d + \beta| = |z_1| < \delta, t > T$ , 即航向误差也是最终一致有界稳定。

由  $z_i (i=1,2,3)$  的有界性可知, 控制率  $\phi$  和  $\bar{\phi}$ , 虚拟控制率  $\alpha_{i0} (i=1,2)$  及其相应的  $\alpha_i$ , 辅助系统状态量  $e_i (i=1,2)$  和  $\sigma$  的估计误差均有界, 结合其他前面提到信号也有界, 即闭环系统中所有信号

均有界。对于控制器参数值，除了  $k_i (i=1,2,3)$ ，其他参数也会对控制精度造成影响。例如  $k_{ei} (i=1,2)$  和  $\gamma_\sigma$  越大，得到的航向误差越小，但同时也会导致控制输入增大。过大的控制输入(艏摇力矩)会加速舵机的磨损。因此需要选择合适控制器参数保持航向控制性能和控制输入之间的协调。

### 3 仿真结果与分析

为了验证提出控制器的有效性，选择垂荡、横摇、纵摇忽略不计，包含艏摇、横荡、纵荡船舶运动的两自由度水面船舶数学模型为仿真对象。式(7)相关参数具体见文献[20+8]：控制输入约束为  $\tau_M = 1.5 \times 10^7 \text{ Nm}$ 。指令滤波器相关参数为  $\xi_i (i=1,2) = 1.1$ ， $\omega_1 = 10$ ， $\omega_2 = 50$ ；预滤波器相关参数为  $n_1 = 1$ ， $n_2 = 0.5$ ， $n_3 = 5$ ， $n_4 = 2.5$ 。控制器相关参数选择分别为  $k_1 = 0.83$ ， $k_2 = 1$ ， $k_3 = 50$ ， $k_{ai} (i=1,2) = 0.01$ ， $k_{ei} (i=1,2) = 10$ ， $c = 1$ ， $\lambda = 0.1$ ， $\bar{e}_i (i=1,2) = 0.01$ ， $\gamma_i (i=1,2) = 0.1$ ， $\gamma_f = \gamma_\sigma = 1$ ， $\gamma_\eta = 10^{-3}$ 。设置船舶速度为  $15 \text{ m/s}$ ，期望航向角分别为  $15^\circ$ 、 $-30^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $20^\circ$ 、 $45^\circ$ 、 $-5^\circ$  航行。

仿真结果如图2-3-5所示。比较了带漂角修正和输入约束的控制器、仅考虑漂角修正的反步控制器和既不考虑漂角也不带输入约束的传统反步控制器这三种仿真结果，图中分别由“漂角约束”、“漂角”和“传统”表示，其中后两种控制器没有考虑输入饱和问题。为了保证仿真结果的可靠性，分别在2级和5级海况下，根据有无预滤波器的两种情况，进行三种不同控制器之间的比较。即，在均无预滤波器（ $\psi_{dr} = \psi_d$ ）处理情况下，带漂角修正和输入约束的控制器、仅考虑漂角修正的反步控制器和既不考虑漂角修正也不带输入约束的传统反步控制器这三种控制器仿真结果分析，图中分别由“漂角约束无滤波”、“漂角无滤波”、“传统无滤波”表示，其中后两种控制器没有考虑输入饱和问题；及均基于预滤波器的情况下，即参考航向角  $\psi_{dr}$  随预滤波器处理变化，上述三种不同控制器之间的比较，图中分别简称为“漂角约束预滤波”、“漂角预滤波”、“传统预滤波”。在三个不同模型仿真过程中，相同的初始条件和相关参数值保持了一致。图中“饱和极限”表示舵能正常使用的控制输入极限值。

漂角的大小对航向角有着不可忽视的影响，未经过预滤波处理的三种不同控制器在2级和5级海况下输出航向角及其相应的航向角误差仿真结果如图2所示。三种不同控制器输出航向角及其相应的航向角误差仿真结果如图2所示。不同海况下，无论是航向角、航向误差，相同控制器的输出结果差别很小。相同海况下不同控制器相比，航向突然改变导致超调量增加，所以三种控制器的输出误差都很大。根据图2中(b)、(d)可以看出忽略漂角影响的控制器输出航向误差不能收敛到零。而与其他控制器相比，带漂角修正和输入约束的控制器能有效地提高船舶航向控制性能，减小航向误差，并能在较短的时间内明显抑制系统超调量的增加，即对于每次航向改变，带漂角修正和输入约束的控制器能保证平均在5-10分钟内使系统趋于稳定，比其他两种控制器达到稳定的时间缩短一半甚至更多，且超调量平均减少90%以上，稳定状态时，比传统控制器的航向误差精确  $1^\circ$ 、 $2^\circ$ 。图3中(a)、(c)给出了2级和5级海况下未经过预滤波处理的三种控制器的艏摇力矩控制输入仿真结果。可以发现，当航向发生变化时，没有考虑输入饱和的控制器艏摇力矩很大，已经远远超出了舵能正常使用的极限值，尤其是传统控制器在5级海况下，艏摇力矩不仅大且变化剧烈。为了解决这个问题，设计带漂角修正和输入约束的控制器时，增加了输入约束并进行了相应的处理，无论航向是否改变，其艏摇力矩都

保持在很小的范围内，即平均位于  $(-3: 3) Nm$  范围内，是饱和极限的  $2 \times 10^{-7}$  倍，且应对更剧烈海况，船摇力矩变化频率更稳定，如图3中(b)、(d)所示。

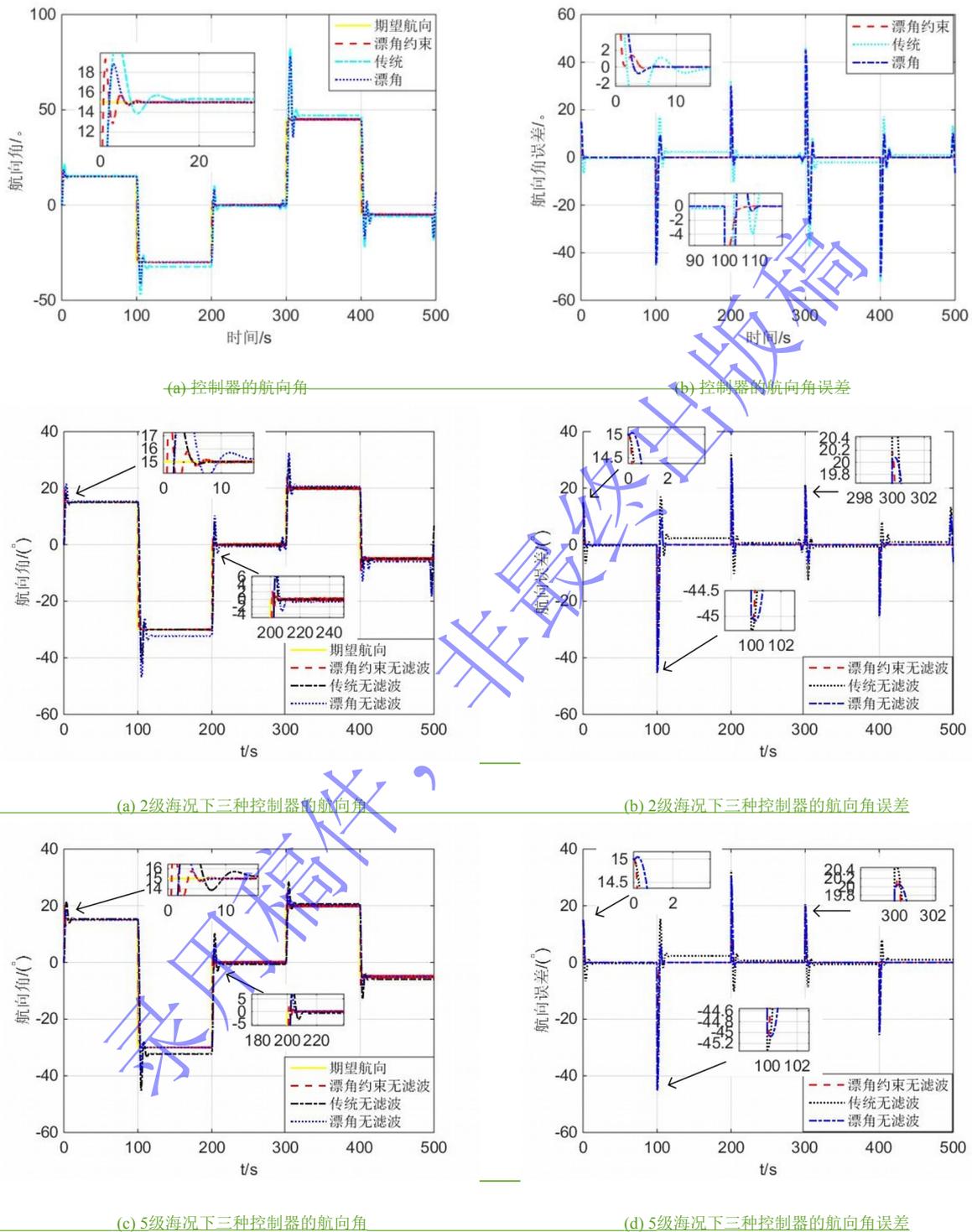
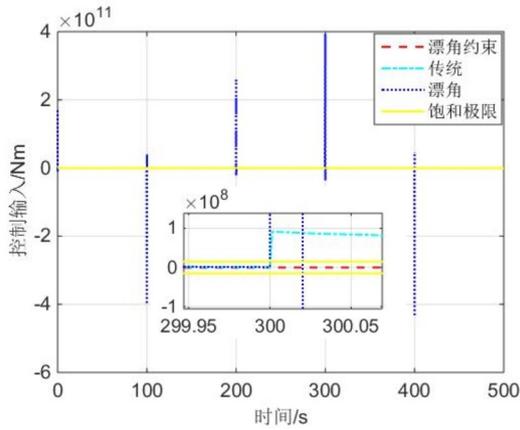
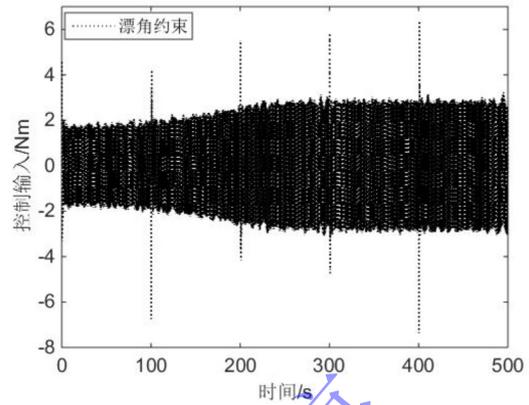


图 2 2级和5级海况下无滤波器的控制器的航向角和航向误差

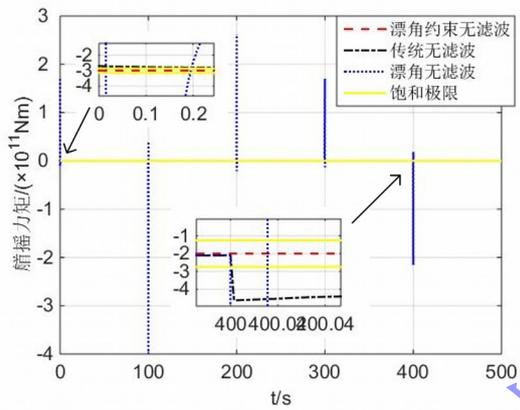
Fig. 2 the heading angles and the heading errors of the controllers without the pre-filter



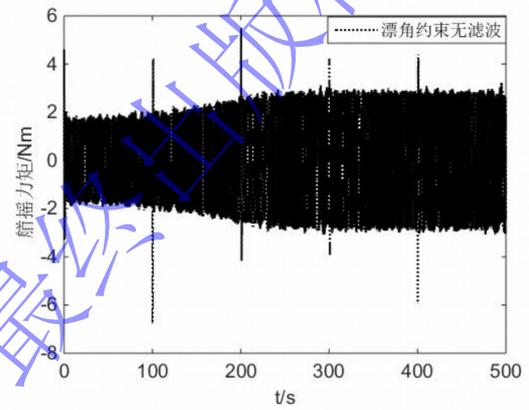
(a)控制器的控制输入



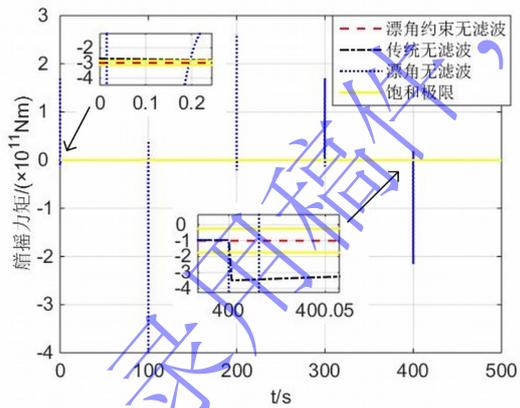
(b)带漂角修正和输入约束的控制器的控制输入



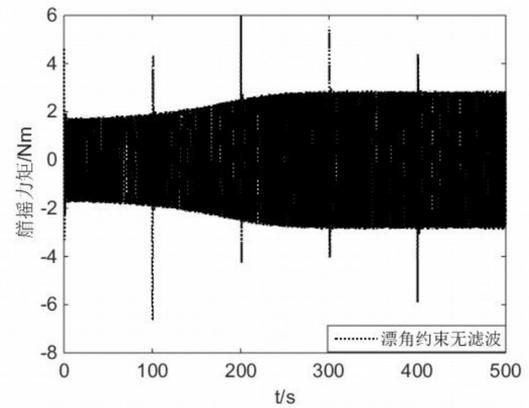
(a)2级海况下三种控制器艏摇力矩



(b)2级海况下带漂角修正和输入约束控制器艏摇力矩



(c)5级海况下三种控制器艏摇力矩



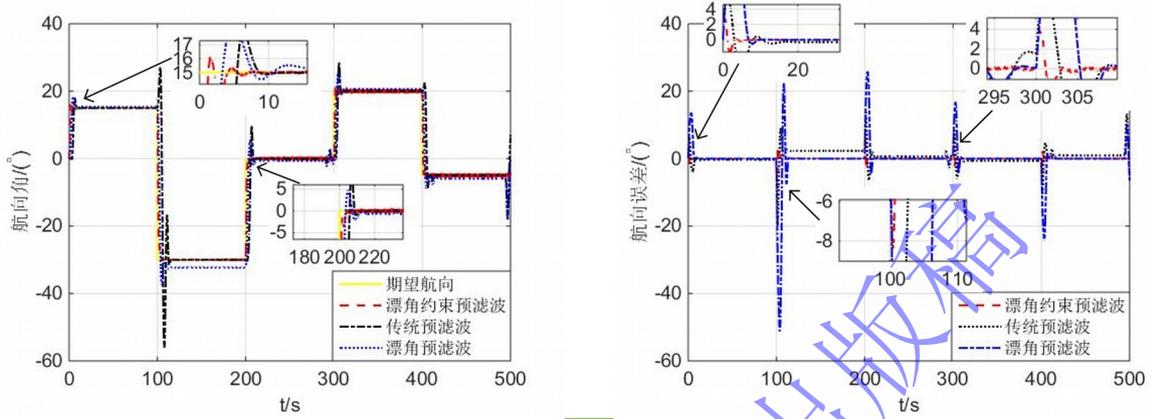
(d)5级海况下带漂角修正和输入约束控制器艏摇力矩

图3 控制器的控制输入-2级和5级海况下无预滤波器的控制器艏摇力矩

Fig. 3 The control input yaw torque of the controllers without the pre-filter

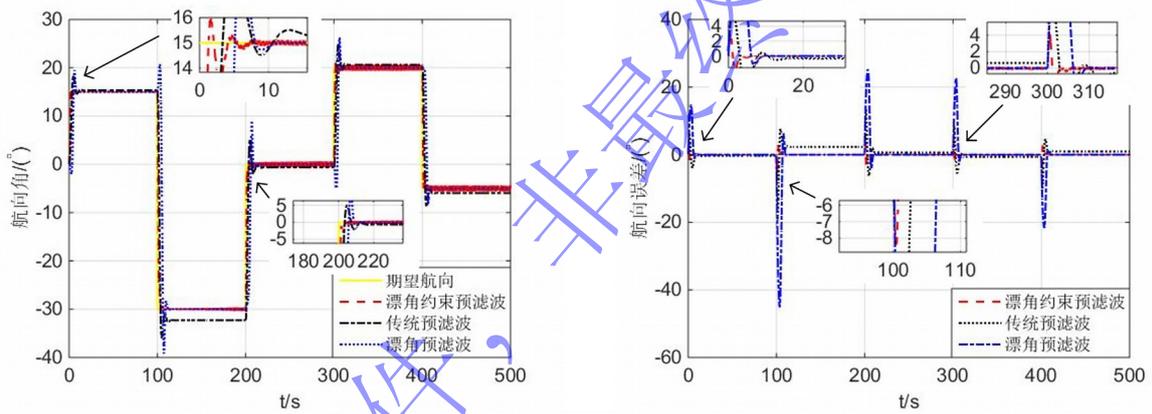
基于预滤波处理的三种不同控制器在2级和5级海况下输出航向角及其相应的航向角误差仿真结果如图4所示。与图2相同，不同海况下，相同控制器的输出航向角、航向误差无明显差别。相同海况下，带漂角修正和输入约束的控制器仍旧是三种控制器中控制性能最好的，与图2(b)相比，航向变化时能够更加平滑的过渡，且超调量几乎为0，航向误差不超过 $\pm 8^\circ$ ，比无预滤波作用的漂角约束

控制器航向误差平均减小了约40%，这也是与图2(b)差别最大处。图5中(a)、(c)给出了2级和5级海况下经过预滤波处理的三种控制器舵摇力矩仿真结果。可以发现，图5内各控制器的比较结果与图3的分析基本相同，但与图3的相同海况下相同控制器比较结果来看，经过预滤波处理的三种不同控制器航向改变时的舵摇力矩基本比未处理的小，即预滤波器也能在一定程度上降低了较大舵角的要求。



(a) 2级海况下三种控制器的航向角

(b) 2级海况下三种控制器的航向角误差

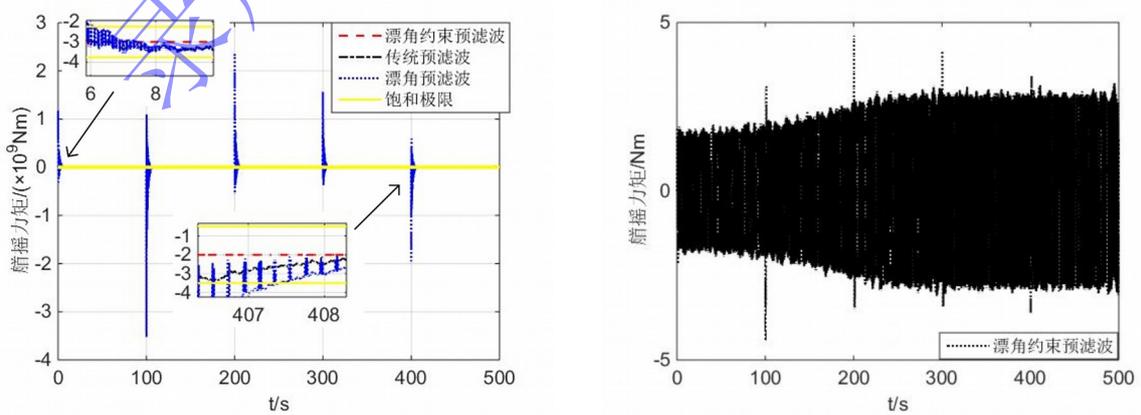


(c) 5级海况下三种控制器的航向角

(d) 5级海况下三种控制器的航向角误差

图4 2级和5级海况下带预滤波器的控制器的航向角和航向误差

Fig. 4 the heading angles and the heading errors of the controllers with the pre-filter



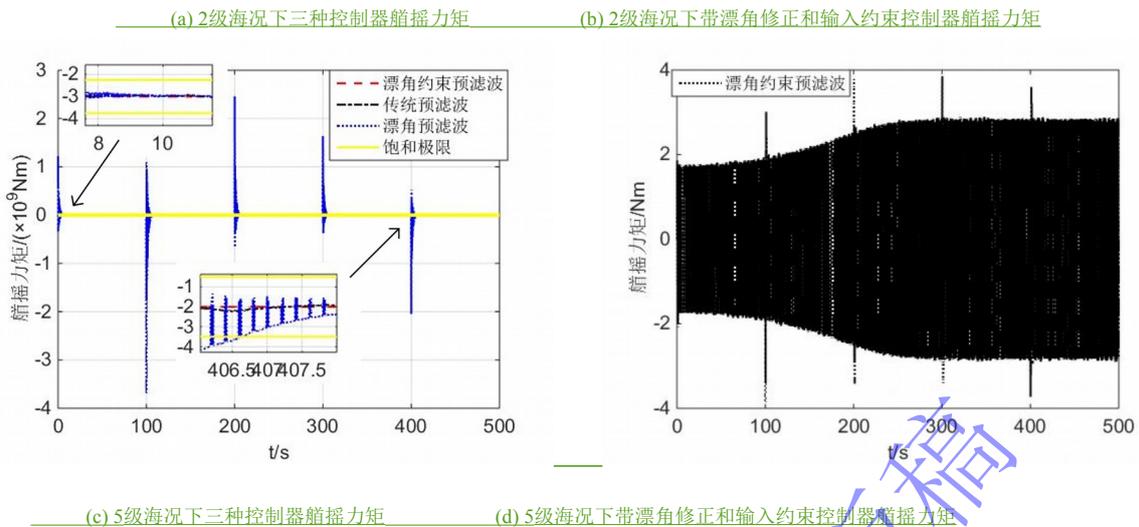


图 5 2级和5级海况下带预滤波器的控制器艏摇力矩  
 Fig. 5 The yaw torque of the controllers with the pre-filter

## 4 结论

针对水面船舶航向运动中出现的非零漂角和输入饱和问题，结合反步控制算法提出了一种鲁棒自适应航向控制器，有效减小了非零漂角对航向的影响，预滤波方法使船舶航向改变时平滑过渡，双曲正切函数和指令滤波器的引入，有效解决了控制器设计过程中反步法的应用难题，所提出的控制器可以实现用较小控制输入准确跟踪期望航向的目标，有效地改善水面船舶的航向控制性能。

然而应该指出，在建模时简化了模型，没有过多考虑船舶非线性动态和参数不确定的情况，同时控制精度有待提高，航向误差的超调量也可以进一步减小，今后还可以从这几方面开展研究。

### 参考文献：

- [1] 赵志平, 张强. 船舶航向的自适应自调节PID跟踪控制[J]. 中国舰船研究, 2019, 14(3): 145-151.  
 Zhao Z P, Zhang Q. Adaptive self-regulation PID tracking control for the ship course[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2019, 14(3): 145-151. (in Chinese)
- [2] 秦梓荷, 林壮, 李平, 等. 基于LOS导航的欠驱动船舶滑模控制[J]. 中南大学学报(自然科学版), 2016, 47(10): 3605-3611.  
 Qin Z H, Lin Z, Li P, et al. Sliding-mode control of underactuated ship based on LOS guidance[J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2016, 47(10): 3605-3611. (in Chinese)
- [3] 王欣, 刘正江, 李铁山, 等. 船舶航向离散非线性系统自适应神经网络控制[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2016, 37(1): 123-126.  
 Wang X, Liu Z J, Li T S, et al. Neural network-based adaptive control for a ship course discrete-time nonlinear system[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2016, 37(1): 123-126. (in Chinese)
- [4] 范云生, 李长飞, 王国峰, 等. 无人水面艇航向跟踪控制器的设计与验证[J]. 大连海事大学学报, 2017, 43(1): 1-7.  
 Fan Y S, Li C F, Wang G F, et al. Design and validation of course tracking controller for unmanned surface vehicle[J]. Journal of Dalian Maritime University, 2017, 43(1): 1-7. (in Chinese)
- [5] Yin S, Yu H, Shahnazi R, et al. Fuzzy adaptive tracking control of constrained nonlinear switched stochastic pure-feedback systems. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 47(3): 579-588.
- [6] 彭秀艳, 胡忠辉. 带有海浪滤波器的船舶航向反步自适应输出反馈控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(7): 863-868.  
 Peng X Y, Hu Z H. Adaptive nonlinear output feedback control with wave filter for ship course[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(7): 863-868. (in Chinese)
- [7] 林郁. 基于滤波反步法的船舶航向跟踪控制[J]. 大连海事大学学报, 2015, 41(1): 6-9.

- Lin Y. Command filtered Backstepping-based design for course-keeping control of ship[J]. Journal of Dalian Maritime University, 2015, 41(1): 6-9. (in Chinese)
- [8] Liu T, Dong Z P, Du H W, et al. Path following control of the underactuated USV based on the improved Line-of-Sight guidance algorithm[J]. Polish Maritime Research, 2017, 24(1): 3-11.
- [9] Yu Z Y, Bao X P, Nonami K. Course keeping control of an autonomous boat using low cost sensors. Journal of System Design and Dynamics, 2008, 2(1): 389-400.
- [10] Hu C, Wang R G, Yan F J, et al. Robust composite nonlinear feedback path-following control for underactuated surface vessels With desired-heading amendment[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6386-6394.
- [11] Wang N, Sun Z, Yin J, et al. Finite-time observer based guidance and control of underactuated surface vehicles with unknown sideslip angles and disturbances[J]. IEEE Access, 2018, 6: 14059-14070.
- [12] Lin X G, Nie J, Jiao Y Z, et al. Adaptive fuzzy output feedback stabilization control for the underactuated surface vessel[J]. Applied Ocean Research, 2018, 74: 40-48.
- [13] Ma J J, Zheng Z Q, Li P. Adaptive dynamic surface control of a class of nonlinear systems with unknown direction control gains and input saturation, IEEE Transactions on Cybernetics, 2015, 45(4): 728-741.
- [14] Li J H, Lee P M, Jun B H, et al. Point-to-point navigation of underactuated ships[J]. Automatica, 2008, 44(12): 3201-3205.
- [15] Do K D. Global robust adaptive path-tracking control of underactuated ships under stochastic disturbances. Ocean Engineering, 2016, 111: 267-278.
- [16] Perera L P, Soares C G. Pre-filtered sliding mode control for nonlinear ship steering associated with disturbances[J]. Ocean Engineering, 2012, 51: 49-62.
- [17] Zheng Z W, Huang Y T, Xie L H, et al. Adaptive trajectory tracking control of a fully actuated surface vessel with asymmetrically constrained input and output[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017, 26(5): 1851-1859.
- [18] Polycarpou M M, Ioannou P A. A robust adaptive nonlinear control design. Automatica, 1996, 32(3): 423-427.
- [19] Wen C Y, Zhou J, Liu Z T, et al. Robust adaptive control of uncertain nonlinear systems in the presence of input saturation and external disturbance. IEEE Transactions on Automatic Control, 2011, 56(7): 1672-1678.
- [20] Chwa D. Global tracking control of underactuated ships with input and velocity constraints using dynamic surface control method. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(6): 1357-1370.