

文章编号: 1000 - 4653(2020)02 - 0007 - 07

基于多模态快速非奇异终端滑模的 船舶航迹跟踪自抗扰控制

郭 杰, 刘轶华, 马利华
(上海海事大学 商船学院, 上海 201306)

摘 要: 为解决欠驱动船舶航迹直线和曲线跟踪控制问题, 设计基于多模态快速非奇异终端滑模(Fast Nonsingular Terminal Sliding Mode, FNTSM)的自抗扰控制器(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)。引入ADRC技术, 利用跟踪微分器快速提取跟踪期望信号的微分信号, 通过可在线性与非线性之间切换的扩张状态观测器实时估计船舶外部和内部的总干扰; 将根据多模态思想设计的非奇异终端滑模和一种新型双幂次趋近律引入状态误差反馈环节中, 设计基于多模态FNTSM的ADRC控制律, 在保证ADRC优点的同时, 提高收敛速度和稳态跟踪精度; 构造期望艏向角方程, 将航迹控制问题转化为易于实现的航向控制问题。Simulink仿真结果表明: 利用该控制器的船舶能快速、准确地跟踪期望直线和曲线航迹, 说明其具有优良的控制品质。

关键词: 欠驱动船舶; 终端滑模; 自抗扰控制; 航迹跟踪

中图分类号: U664.82 文献标志码: A

Active Disturbance Rejection Control for Ship Trajectory Tracking with Multimodal Fast Nonsingular Terminal Sliding Mode Strategy

GUO Jie, LIU Yihua, MA Lihua

(Merchant Marine College, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

Abstract: The ADRC (Active Disturbance Rejection Controller) based on FNTSM (Fast Nonsingular Terminal Sliding Mode) is designed to improve the straight-line and curve-following control of underactuated ships. In the active disturbance rejection control system, a tracking-differentiator is used to extract differential signal of the desired track signal quickly and an extended state observer that can switch between linear and nonlinear is used to estimate the total external and internal disturbances on the ship in real time. The nonsingular terminal sliding mode control strategy that is designed according to the multimodal idea and a new dual power approach law is introduced to the state errors feedback to improve the convergence speed and steady-state tracking accuracy of the system. The equation of desired heading is formulated so that the trajectory tracking problem is transformed into a course control problem that gives executable manipulating directions. The design is verified as accurate and quick in trajectory tracking through simulation.

Key words: underactuated ship; terminal sliding mode; ADRC; trajectory tracking

欠驱动船舶系统是指控制其运动系统的输入量少于其需要控制的运动自由度的数量^[1], 具有船舶运动模型参数不确定和非线性强等特点, 加上外界风、浪、流的干扰, 航迹控制器设计比较困难。常规船舶上只安装有螺旋桨主推进器和舵装置, 是典型的欠驱动船舶系统。^[2] 传统非完整系统的控制方法并不能直接应用到此类系统中。因此, 对这类问题

进行研究有重要意义。^[3]

国内外学者对航迹控制问题已有丰富的研究成果。文献[4]~文献[6]设计控制器的基础均为精确的数学模型, 因此当参数辨识不精确时难以应用。滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)因具有对参数摄动的不变性而引起广泛关注。传统的滑模是一种

收稿日期: 2020-01-20

基金项目: 国家自然科学基金(51509151); 山东省重点研发计划项目(2019JZZY020713)

作者简介: 郭 杰(1993—)男, 河南新乡人, 硕士生, 研究方向为海上智能交通。E-mail: 997703556@qq.com

刘轶华(1980—)男, 湖南郴州人, 副教授, 研究方向为智能航海、海上交通安全和气象导航等。E-mail: liuyh@shmtu.edu.cn

线性滑模,如果需要较大的收敛速率,必须增大控制增益,而这会引发输入饱和现象。为克服线性滑模渐进稳定的问题,文献[7]提出终端滑模(Terminal Sliding Mode, TSM)的控制策略,由于传统 TSM 存在奇异问题,进而提出非奇异终端滑模(Nonsingular Terminal Sliding Mode, NTSM)控制。文献[8]采用 NTSM 控制,在模型参数不确定的情况下实现航迹控制,对外界风、流、浪的干扰有较好的抵抗作用。文献[9]设计的滑模面虽能弥补普通 TSM 的缺点,但其收敛速度不够理想。文献[10]提出自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)技术有不依赖精确模型的优良控制特性。文献[11]提出非线性扩张状态观测器(Nonlinear Extended States Observer, NLESO),在一定范围内,对不确定系统有很好的跟踪性能。但是,目前还没有针对其中非线性函数选择的明确理论依据,在大多数情况下还是要依靠研究者的经验判断。由于 NLESO 在参数整定不易、稳定性分析和控制性能分析等方面有一定困难,为扩大扩张状态观测器(Extended States Observer, ESO)的应用,文献[12]将其中的非线性函数替换为线性函数,从而得到线性扩张状态观测器(Linear Extended States Observer, LESO),具有参数整定方便和理论分析简单等优点,且对扰动的抵抗性能较强。文献[13]得出 LESO 的观测精度较低的结论。文献[14]提出当系统模型未知时,LESO 的观测误差收敛是有一定条件的。

本文对原本的 ESO 进行改造,实时在线性函数与非线性函数之间切换,进而设计一种可切换的组合式 ESO,同时发挥两种函数的优点,使其性能在不依赖于精确的数学模型的基础上得到进一步提升。同时,基于多模态的思想,采用分段切换函数设计 NTSM,根据实际情况选择适当的滑模面,实现多个滑动模态,并引入一种新型双幂次趋近律,以期达到快速趋近的目的。此外,将此趋近律和 NTSM 引入状态误差反馈(States Errors Feedback, SEF)环节,设计的基于多模态的快速 NTSM 在继承原本 ADRC 优良控制品质的同时,能提高收敛速度和精度,改善控制器性能。

1 船舶运动数学模型

三自由度欠驱动水面船舶运动模型^[15]为

$$\begin{cases} \dot{x} = u \cos \varphi - v \sin \varphi \\ \dot{y} = u \sin \varphi + v \cos \varphi \\ \dot{\varphi} = r \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: x 、 y 和 φ 分别为船舶在坐标系下的坐标位

置和艏向角; u 、 v 和 r 分别为纵向速度和横荡速度、艏向角速度。考虑 ADRC 的设计,加上控制过程中非线性因素和外界干扰的影响,可得出

$$\dot{r} = -\alpha_1 r - \alpha_2 r^3 + \omega(t) + b\delta \quad (2)$$

式(2)中: b 为控制增益系数; δ 为控制器的输入信号,即舵角; $-\alpha_1 r - \alpha_2 r^3$ 为船舶转向产生的干扰项, $\alpha_1 = -\frac{1}{T}$, $\alpha_2 = \frac{a}{T}$ (T 为船舶追随性指数, a 由螺旋试验得到); $\omega(t)$ 为外界干扰。考虑舵机伺服系统特性^[16]得

$$\dot{\delta} = K_E(\delta_r - \delta) / T_E \quad (3)$$

式(3)中: δ_r 为命令舵角; K_E 为舵机控制增益; T_E 为舵机时间常数。

由上述计算可得运动数学模型为

$$\begin{cases} \dot{x} = u \cos \varphi - v \sin \varphi \\ \dot{y} = u \sin \varphi - v \cos \varphi \\ \dot{\varphi} = r \\ \dot{r} = -\alpha_1 r - \alpha_2 r^3 + \omega(t) + b\delta \\ \dot{\delta} = K_E(\delta_r - \delta) / T_E \end{cases} \quad (4)$$

2 基于 FNTSM 的 ADRC 设计

2.1 FNTSM 算法

由文献[8]可知,传统 TSM 的切换函数为

$$s = x_2 + \beta x_1^{p/q} \quad (5)$$

式(5)中: x_1 和 x_2 为系统状态变量; $\beta > 0$; p 和 q 为正奇数,且 $p = 2m + 1$ ($m = 1, 2, \dots$), $p > q$ 。对应的控制律为

$$u = b^{-1}(f(x) + \beta \frac{p}{q} x_1 x_2 + (l + \eta) \operatorname{sgn}(s)) \quad (6)$$

此控制律在 $x_1 = 0, x_2 \neq 0$ 时存在奇异问题,特别是在平衡点附近出现的频率很高,奇异现象严重。

为克服 TSM 的奇异问题,研究者设计了很多切换函数,其中文献[8]中 NTSM 切换函数为

$$s = x_1 + \frac{1}{\beta} \operatorname{sgn}(x_2) |x_2|^v \quad (7)$$

式(7)中: x_1 和 x_2 为系统状态变量; β 和 v 为可调参数, $\beta > 0, 1 < v < 2$ 。该切换函数在远离滑模动态时存在速度过小和运动时间过长的问题。

为进一步改善收敛性能,本文基于多模态的思想设计一种组合式的滑模面,可根据实际情况进行选择,并引入一种新型的双幂次趋近律,得到快速非奇异终端滑模,提高收敛速度。本文设计的分段切换函数^[17]为

$$s_1 = x_1 + \frac{1}{\beta} \operatorname{sgn}(x_2) |x_2|^v \quad (8)$$

$$s_2 = x_2 + \beta^{1/v} \operatorname{sgn}(x_1) |x_1|^\omega \quad (9)$$

式(8)中: ω 为可调参数,且 $\omega > 1$ 。当 $|x_1| < 1$ 时,取切换函数 $s_1 = 0$; 当 $|x_1| \geq 1$ 时,取切换函数 $s_2 = 0$ 。两切换函数收敛度对比见图 1。

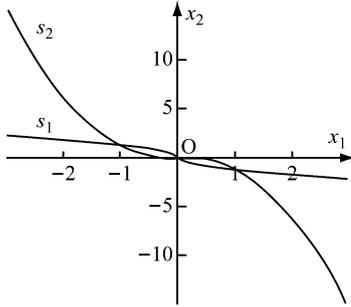


图 1 两切换函数收敛度对比

由图 1 可知: 当 $|x_1| < 1$ 时,切换函数 s_1 的收敛速度优于 s_2 ; 当 $|x_1| \geq 1$ 时, s_2 的收敛速度大大优于 s_1 。因此,采用切换设计可同时发挥两个函数的优点。

本文采用的新型双幂次趋近律相比传统的趋近律,具有更好的运动品质。^[18] 推导分段切换函数相对应的控制律^[19]过程如下。

根据式(4)定义船舶航向误差为

$$\varphi_e = \varphi - \varphi_d \quad (10)$$

式(10)中: φ_d 为指令信号,即期望航向。

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_e &= \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_d, \quad \ddot{\varphi}_e = \ddot{\varphi} - \ddot{\varphi}_d = \dot{r} - \ddot{\varphi}_d = -\alpha_1 r - \alpha_2 r^3 + \\ &\omega(t) + b\delta - \ddot{\varphi}_d \end{aligned} \quad (11)$$

令

$$f(r) = -\alpha_1 r - \alpha_2 r^3 \quad (12)$$

由此可得二阶船舶航向控制系统为

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_e = \dot{\varphi} - \dot{\varphi}_d \\ \ddot{\varphi}_e = f(r) + \omega(t) + bu - \ddot{\varphi}_d \\ y = \varphi_e \end{cases} \quad (13)$$

由式(8)和式(9)结合船舶系统可得

$$u_2 = -b^{-1} \left[\frac{k_1 |s_2|^\alpha \operatorname{sgn}(s_2) + k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_2) + f(r) + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_2) - \ddot{\varphi}_d}{\rho(\dot{\varphi}_e) + \zeta} + \dot{\varphi}_e \right] \quad (21)$$

当 $|x_1| < 1$ 时,取控制律 u_1 ; 当 $|x_1| \geq 1$ 时,取控制律 u_2 。对于式(13),分别取式(14)和式(20)、式(18)和式(21)时,能使得在有限时间内,系统状态变量最终到达终端滑模面,且跟踪误差收敛到 0,此证明过程可详见文献[8]。

2.2 自抗扰控制方法

韩京清^[10]利用非线性机制开发一些具有特殊功能的环节,如跟踪微分器(Tracking-Differentiator, TD)和扩张状态观测器等,并加以组合,由此形成自抗扰控制技术。该技术因具有良好的控制特性而备受关注,此后随着研究深入,出现许多富有成效的研

$$s_1 = \varphi_e + \frac{1}{\beta} \operatorname{sgn}(\dot{\varphi}_e) |\dot{\varphi}_e|^v \quad (14)$$

$$s_2 = \varphi_e + \beta^{1/v} \operatorname{sgn}(\dot{\varphi}_e) |\dot{\varphi}_e|^\omega \quad (15)$$

对式(13)进行求导可得

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{\varphi}_e + \frac{v}{\beta} \operatorname{sgn}(\dot{\varphi}_e) |\dot{\varphi}_e|^{v-1} \ddot{\varphi}_e = \dot{\varphi}_e + \frac{v}{\beta} \operatorname{sgn}(\dot{\varphi}_e) \times \\ &|\dot{\varphi}_e|^{v-1} (f(r) + \omega(t) + bu - \ddot{\varphi}_d) \end{aligned} \quad (16)$$

取双幂次趋近律 $\dot{s} = -k_1 |s|^\alpha \operatorname{sgn}(s) - k_2 |s|^\beta \operatorname{sgn}(s)$ 代入式(16),其中 $\alpha > 1$, $0 < \beta < 1$, $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ 。当系统状态远离滑模动态,即 $|s| > 1$ 时,由第一项主导控制;当系统状态接近滑模动态,即 $|s| < 1$ 时,由第二项主导控制,两项结合可保证系统的运动品质。令

$$\rho(\dot{\varphi}_e) = \frac{v}{\beta} \operatorname{sgn}(\dot{\varphi}_e) |\dot{\varphi}_e|^{v-1} \quad (17)$$

可得

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_e + \rho(\dot{\varphi}_e) (f(r) + \omega(t) + bu - \ddot{\varphi}_d) &= -k_1 |s_1|^\alpha \times \\ &\operatorname{sgn}(s_1) - k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) \end{aligned} \quad (18)$$

整理得控制律为

$$u_1 = -b^{-1} \left[\frac{k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) + \dot{\varphi}_e}{\rho(\dot{\varphi}_e)} + f(r) + \omega(t) - \ddot{\varphi}_d \right] \quad (19)$$

对未知的外界干扰 $\omega(t)$ 进行限制, $\|\omega(t)\| < l_g$, $l_g > 0$,以减小不确定性的影响。同时,为防止控制量为 0,加入一个很小的避零常数 ζ ($\zeta > 0$),从而得到新的控制律为

$$u_1 = -b^{-1} \left[\frac{k_1 |s_1|^\alpha \operatorname{sgn}(s_1) + k_2 |s_1|^\beta \operatorname{sgn}(s_1) + \dot{\varphi}_e}{\rho(\dot{\varphi}_e) + \zeta} + f(r) + (l_g + \eta) \operatorname{sgn}(s_1) - \ddot{\varphi}_d \right] \quad (20)$$

式(20)中: η 为设计常数。同理可得切换函数 s_2 对应的控制律为

究成果。^[20] 二阶不确定非线性系统 ADRC 结构见图 2。^[21]

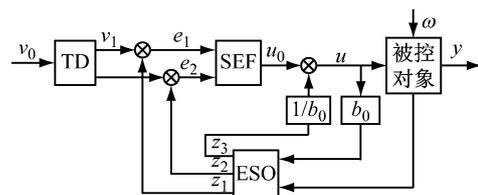


图 2 二阶不确定非线性系统 ADRC 结构图

2.2.1 TD

采用二阶最速跟踪微分器能更快地实现对输入信号及其微分的跟踪。结合式(13)可得其离散算

法^[22]为

$$\begin{cases} \varphi_{d1}(k+1) = \varphi_{d1}(k) + T\varphi_{d2}(k) \\ \varphi_{d2}(k+1) = \varphi_{d2}(k) + Tfh \\ fh = fhan(\varphi_{d1}(k) - \varphi_d(k), \varphi_{d2}(k), r_0, h) \end{cases} \quad (22)$$

式(22)中: $\varphi_d(k)$ 为输入信号; $\varphi_{d1}(k)$ 和 $\varphi_{d2}(k)$ 分别为 $\varphi_d(k)$ 的跟踪信号和近似微分信号; r_0 为速度因数; h 为滤波因数; T 为系统积分步长; $fhan(\varphi_{d1}, \varphi_{d2}, r_0, h)$ 为最速控制综合函数, 其计算式见文献[10]。

2.2.2 LESO 和 NLESO 切换法

抖振问题是滑模控制方法的固有缺陷, 当控制系统有较大不确定性时, 为保证系统的鲁棒性, 控制量的抖振现象会更严重, 解决系统的不确定性问题成为关键。ESO 理论的出现为处理不确定性问题提供了新的方式, ESO 为 ADRC 的核心部分, 其作用是根据输入和输出数据对系统动态和总扰动进行实时估计, 可根据函数类型的不同分为线性扩张状态观测器和非线性扩张状态观测器。相对应的 ADRC 分为线性自抗扰控制(Linear Active Disturbance Rejection Controller, LADRC)^[23] 和非线性自抗扰控制(Nonlinear Active Disturbance Rejection Controller, NLADRC)^[24]。

LESO 的理论分析较为简单, 参数整定方便, 且跟踪性能几乎不随扰动幅度的变化而变化; NLESO 相对来说较为困难和复杂, 跟踪性能与扰动幅度有关。但是, 采用本文所述方法可使得其与 LESO 有同等噪声放大效应, 同时具有参数效率较高和跟踪精度高等优点。由此可知: LESO 和 NLESO 的特点不同, 为发挥各自的优势, 采用组合方式设计 ESO^[25], 即

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - l_2 e_1 + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -l_3 e_1 \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1 g_1(e_1) \\ \dot{z}_2 = z_3 - l_2 g_2(e_1) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -l_3 g_3(e_1) \end{cases} \quad (24)$$

式(23)和式(24)中: $e_1 = z_1 - y$, z_1 为 y 的跟踪信号; z_2 为 z_1 的微分信号; z_3 为总扰动的跟踪信号; l_i 为 ESO 的增益函数; b_0 为 b 的估计值; $g_i(e_1)$ 为一种常用的非线性函数。设置切换条件如下: 当 ESO 跟踪偏差 $|e_1| > 1$ 时, 采用 LESO, 即式(23); 反之, 采用 NLESO, 即式(24)。这样就能发挥各自的优点。 $g_i(e_1)$ 的表达式为

$$g_i(e_1) = \begin{cases} \frac{e_1}{\delta^{1-\alpha_i}}, & |e_1| \leq \delta \\ |e_1|^{\alpha_i} \text{sgn}(e_1), & |e_1| > \delta \end{cases} \quad (25)$$

式(25)中: α_i 和 δ 为待定常数。

结合式(12) 将内外的总干扰扩张为新的系统状态 h , 即 $h = f(r) + \omega(t)$, 令 $\dot{h} = c$, 得到新的线性控制系统为

$$\begin{cases} \dot{\varphi} = r \\ \dot{r} = h + b_r u \\ \dot{h} = c \\ y = \varphi \end{cases} \quad (26)$$

$L = (l_1, l_2, l_3)^T$ 为增益矢量, 只要确定合适的 l_i , 即可达到估计的目的, 即 $z_1 \approx y = \varphi$, $z_2 \approx \dot{\varphi} = r$, $z_3 \approx h$ 。

令 $g_i(e_1) = \lambda_{0i}(e_1) e_1$, 取 $\alpha_i = 0.25$, $\delta = 0.05$, 分析 $\lambda_{0i}(e_1)$ 函数的特性曲线见图3。

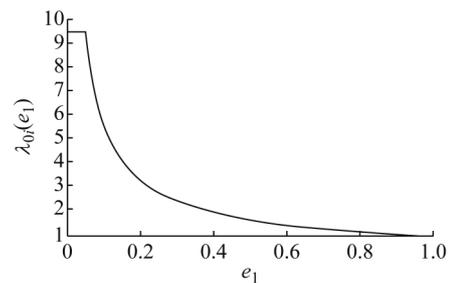


图3 $\lambda_{0i}(e_1)$ 函数特性曲线

由图3可知: $\lambda_{0i}(e_1)$ 在线性区间 δ 内是常数, 当误差 $e_1 > \delta$ 时, 随着误差的增大而减小, 具有“大误差, 小增益; 小误差, 大增益”的特点, 因此, 将 $|e_1| > 1$ 作为切换条件是合适的。

2.2.3 参数整定

LESO 的参数整定问题可通过文献[12]中的“带宽法”或其改进型来解决, 难点在于 NLESO 的参数整定问题。本文采用一种结合“带宽法”和“经验法”的较为适于调试的参数整定方法, 原则如下:

(1) 考虑到系统性能和系统稳定需要, 参数选取基本原则为 $l_i(\lambda_{0i})_{\min} < l'_i < l_i(\lambda_{0i})_{\max}$ 。

(2) 由图3可知: δ 的取值过大会导致丢失非线性增益的优势, 过小会导致系统不稳定, 一般取 $\delta = 0.01$; α_i 通常取经验值, $\alpha_1 = 1$, $\alpha_2 = 0.5$, $\alpha_3 = 0.25$ 。

(3) 在切换控制中, 当扰动幅度较大时采用 LESO, 当扰动幅度较小时采用 NLESO; 根据文献[25]得到 $\delta = 0.01$ 时, 典型三阶 ESO 参数和 NLESO 的参数设置可参考表1。

2.2.4 稳定性分析

针对此切换型 ESO 进行简单且便于应用的稳定性分析。典型三阶 NLESO 的表达式为

表1 参数优化表

h	噪声	l_1	l_2	l_3
0.001	0.007 5 ~ 0.015 0	60	240	980
0.001	0.002 5 ~ 0.007 5	90	550	3 320
0.001	0.001 0 ~ 0.002 5	150	1 460	15 280
0.005	0.007 5 ~ 0.015 0	45	130	418
0.005	0.002 5 ~ 0.007 5	90	540	3 350
0.005	0.001 0 ~ 0.002 5	120	1 000	8 000
0.010	0.007 5 ~ 0.015 0	30	60	125
0.010	0.002 5 ~ 0.007 5	45	140	410
0.010	0.001 0 ~ 0.002 5	60	250	980

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - l_2 g_2(e_1) + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -l_3 g_3(e_1) \\ e_1 = z_1 - y \end{cases} \quad (27)$$

令

$$g_2(e_1) = \lambda_{02}(e_1) e_1 \quad (28)$$

$$g_3(e_1) = \lambda_{03}(e_1) e_1 \quad (29)$$

将式(28)和式(29)代入式(27),可得

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1 e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - (l_2 \lambda_{02}(e_1)) e_1 + b_0 u \\ \dot{z}_3 = -(l_3 \lambda_{03}(e_1)) e_1 \\ e_1 = z_1 - y \end{cases} \quad (30)$$

式(30)可看作是变增益 LESO,其传递函数模型为

$$z_1 = \frac{l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} y + \frac{s}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} b_0 u \quad (31)$$

$$z_2 = \frac{(\lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3) s}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} y + \frac{(s + l_1) s}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} b_0 u \quad (32)$$

$$z_3 = \frac{\lambda_{02} l_3 s^2 y - \lambda_{03} l_3 b_0 u}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} - \frac{\lambda_{03} l_3}{s^3 + l_1 s^2 + \lambda_{02} l_2 s + \lambda_{03} l_3} f(s) \quad (33)$$

采用传递函数形式和根轨迹法分析如下:

根据劳伦斯判据,该 ESO 稳定的充要条件为

$$\lambda_{02} l_1 l_2 > \lambda_{03} l_3 \quad (34)$$

若 $\alpha_2 = \alpha_3$, 则 $\lambda_{02} = \lambda_{03}$, 满足 $l_1 l_2 > l_3$ 即可。对于切换型 ESO, 只要满足

$$l_2(\lambda_{02})_{\min} < l'_2 < l_2(\lambda_{02})_{\max} \quad (35)$$

$$l_3(\lambda_{03})_{\min} < l'_3 < l_3(\lambda_{03})_{\max} \quad (36)$$

即可判断其是稳定的。式(35)和式(36)中: l'_2 和 l'_3 为 LESO 中的 l_2 和 l_3 。

2.2.5 SEF

利用 ESO 能够实时获得总扰动估计值的特性,在控制律中给予补偿,由此实现自抗扰控制。误差反馈控制律为

$$u = -\frac{u_0 + h}{b_0} \quad (37)$$

式(37)中: u_0 为基于多模态思想设计的分段滑模控制律,即

$$u_0 = \begin{cases} u_1 = (|x_1| < 1) \\ u_2 = (|x_2| \geq 1) \end{cases} \quad (38)$$

3 风、流影响下的航迹控制方法与 Simulink 仿真

通过期望艏向角方程将航迹控制问题转化为航向控制问题^[1],有

$$\varphi_d(t) = -\beta_2 \int_0^t \tan h[\Delta \dot{y}(\delta) + \beta_1 \tan h(\beta_0 \Delta y)] + \varphi_p(t) \quad (39)$$

式(39)中: β_0 用于压缩航迹偏差坐标; β_1 用于调整航迹收敛速度; β_2 用于调整积分速度。将式(39)中的 $\varphi_d(t)$ 作为 ADRC 的参考输入信号,使艏向角跟踪 $\varphi_d(t)$, 有

$$\Delta \varphi_d(t) = \varphi_d(t) - \varphi_p(t) = -\beta_2 \int_0^t \tan h[\Delta \dot{y}(\delta) + \beta_1 \tan h(\beta_0 \Delta y)] \quad (40)$$

式(40)中: Δy 为船舶航迹偏差, $\Delta \dot{y} = u \sin \Delta \varphi - v \cos \Delta \varphi$; $\Delta \varphi$ 为船舶航迹向与艏向的夹角; φ_d 为期望艏向; φ_p 为计划航迹向; 当实际艏向角 $\varphi \rightarrow \varphi_d$ 时,船舶相对于航迹向的横向位移 y 收敛于 0。式(40)的详细证明过程见文献[1]。

本文的仿真分析采用文献[26]中给出的“育龙”实船数据,通过 MATLAB 中的 Simulink 模块构建模型,该船的基本资料为:船长为 126 m,船宽为 20.8 m,满载吃水 8.0 m,螺旋桨直径 4.6 m,方形系数 0.681,船速 7.7 m/s。在船舶模型中: $K = 0.478$,

$$T = 216, a = 30, \omega(t) = 0.001, b = \frac{0.478}{216}$$

TD 中的参数为: $T = 0.05, r_0 = 30, h = 0.05$ 。切换 ESO 中的参数为: $\alpha_i = 0.25, \delta = 0.05$, 增益矢量 $L = (30, 300, 1000)^T$ 。期望艏向角方程内的参数为: $\beta_0 = 0.003, \beta_1 = 2.500, \beta_2 = 0.001$ 。

3.1 直线航迹控制

计划航迹向 $\varphi_p = 0^\circ$, 计划航迹 $y_p = 0$, 航迹偏差 $\Delta y = 500$ m, 此处只仿真分析横向航迹偏差, 因为纵向航迹偏差可通过螺旋桨来控制, 前进速度 $u = 7$ m/s, 初始航向 $\varphi = 0^\circ$. 横向航迹偏差、艏向角、舵角和艏向角误差的变化曲线分别见图4、图5、图6和图7。

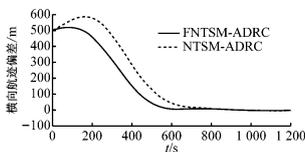


图4 横向航迹偏差对比

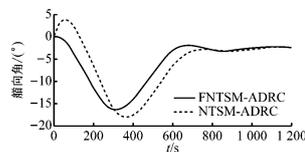


图5 艏向角对比

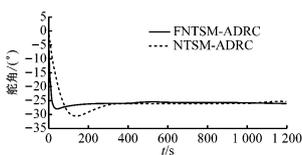


图6 舵角对比

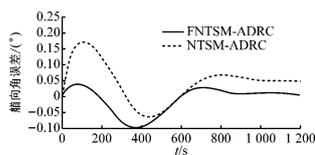


图7 艏向角误差对比

3.2 曲线航迹控制

计划航迹向 $\varphi_p = 0^\circ$, 计划航迹 $y_p = 200\sin(0.0004\pi x)$, 前进速度 $u = 7$ m/s, $v = 0.3$ m/s, 初始航向 $\varphi = 0^\circ$. 横向位置、艏向角、舵角和艏向角误差的变化曲线分别见图8、图9、图10和图11。

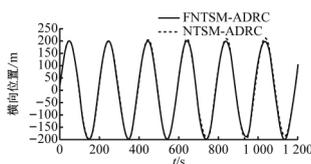


图8 横向位置对比

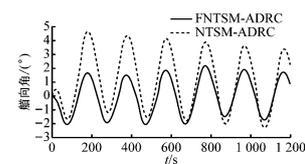


图9 艏向角对比

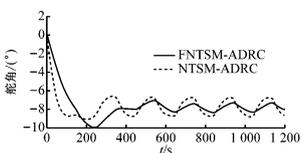


图10 舵角对比

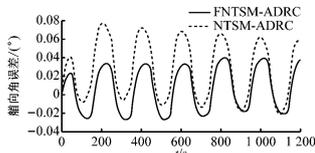


图11 艏向角误差对比

4 结束语

在上述直线航迹控制仿真中,设计的 FNTSM-ADRC 相较于 NTSM-ADRC,横向航迹摇摆程度较小,且更早地到达偏差为0的位置;在曲线航迹控制中,FNTSM-ADRC 相较于 NTSM-ADRC 航迹更贴近期望航迹所调整的舵角、艏向角幅度均相对较小,有利于减少反复操作和舵机磨损。由图10和图11可知:在直线和曲线航迹控制中,FNTSM-ADRC 相

于 NTSM-ADRC 艏向角误差均较小。由上述分析可知,本文设计的航迹控制器相对来说收敛速度快,精度高,效果好。

本文针对欠驱动水面船舶航迹控制问题,在原有 ADRC 的基础上,对扩张状态观测器采用组合式函数设计进行改造,并将基于多模态思想构造的 NTSM 和一种新型的双幂次趋近律引入状态误差反馈环节中,达到快速趋近的效果。同时,构建期望艏向角方程,产生控制系统的期望输入,从而达到航迹控制的目的。本文分别设计了直线和曲线航迹控制两种情况下的仿真试验,结果表明:设计的新型控制器相对来说能更好地提高收敛速度和控制精度,有较好的控制特性。在后续的工作中,将继续研究如何在更加复杂的海况下做到精准控制。

参考文献

- [1] 李荣辉. 欠驱动水面船舶航迹自抗扰控制研究[D]. 大连:大连海事大学,2013.
- [2] 沈智鹏,代昌盛. 欠驱动船舶路径跟踪的强化学习迭代滑模控制[J]. 哈尔滨工程大学学报,2017,38(5):697-704.
- [3] 杨迪,郭晨,朱玉华,等. 欠驱动船舶神经网络自适应路径跟踪控制[J]. 智能系统学报,2018,13(2):254-260.
- [4] LEFEBER E, PETTERSEN K Y, NIJMEIJER H. Tracking Control of an Underactuated Ship [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11(1): 52-61.
- [5] JIANG Z P. Global Tracking Control of Underactuated Ships by Lyapunov's Direct Method [J]. Automatica, 2002, 38(2): 301-309.
- [6] GHOMMAM J, MNIF F, DERBEL N. Global Stabilisation and Tracking Control of Underactuated Surface Vessels [J]. IET Control Theory & Applications, 2010, 4(1): 71-88.
- [7] VENKATARAMAN S T, GULATI S. Terminal Slider Control of Robot Systems [J]. Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications, 1993, 7(1): 31-55.
- [8] 秦朝宇,李伟,宁君,等. 基于非奇异终端滑模的船舶航迹跟踪自抗扰控制[J]. 上海海事大学学报, 2016, 37(3): 13-17.
- [9] 华玉龙,孙伟,迟宝山,等. 非奇异快速终端滑模控制[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(5): 1119-1125.
- [10] 韩京清. 从PID技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.

- [11] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, 10(1): 85-88.
- [12] GAO Z. Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning [C]// American Control Conference. IEEE, 2003.
- [13] 孙佃升, 章跃进. 线性扩张状态观测器的改进及观测精度分析[J]. 国防科技大学学报, 2017, 39(6): 111-117.
- [14] 陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究[J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574-580.
- [15] 马英凯, 刘志林, 冯江, 等. 基于航向控制的欠驱动船舶曲线航迹控制[J]. 应用科技, 2018, 45(1): 26-32.
- [16] 刘程, 李铁山, 陈纳新. 带有舵机特性的船舶航向自动舵 DSC-MLP 设计[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2012, 33(1): 9-14.
- [17] 马悦悦, 唐胜景, 郭杰. 基于 ESO 的复合滑模面非奇异 Terminal 滑模控制[J]. 控制与决策, 2015, 30(1): 76-80.
- [18] 张合新, 范金锁, 孟飞, 等. 一种新型滑模控制双幂次趋近律[J]. 控制与决策, 2013, 28(2): 289-293.
- [19] 张巍巍, 王京. 基于指数趋近律的非奇异 Terminal 滑模控制[J]. 控制与决策, 2012, 27(6): 909-913.
- [20] 李杰, 齐晓慧, 万慧, 等. 自抗扰控制: 研究成果总结与展望[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(3): 281-290.
- [21] 周柏清. 非线性船舶航向自抗扰控制器的仿真研究[J]. 大连: 舰船科学技术, 2016(8): 76-78.
- [22] 孙建. 基于变结构自抗扰的船舶航迹保持控制[D]. 大连: 大连海事大学, 2016.
- [23] 陈增强, 程赞, 孙明玮, 等. 线性自抗扰控制理论及工程应用的若干进展[J]. 信息与控制, 2017, 46(3): 257-266.
- [24] 刘福才, 王立新, 贾晓菁, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制在变载荷气动加载系统中的应用[J]. 机械工程学报, 2018, 54(12): 225-232.
- [25] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.
- [26] 李铁山, 杨盐生. 基于耗散理论的不完全驱动船舶直线航迹控制设计[J]. 应用科学学报, 2005, 23(2): 204-208.

(上接第 6 页)

- [19] 吴卫兵. 北极东北航道航行体会[J]. 航海技术, 2016(4): 7-9.
- [20] 张羽, 李岳阳, 王敏. 极地破冰船发展现状与趋势[J]. 舰船科学技术, 2017, 39(12): 188-193.
- [21] 范厚明, 赵琪琦, 刘益迎. 中国参与北极事务之海上救助的必要性及路径研究[J]. 中国海洋大学学报(社会科学版), 2015(5): 13-17.
- [22] 贾桂德, 石午虹. 对新形势下中国参与北极事务的思考[J]. 国际展望, 2014, 6(4): 5-28.
- [23] 杨孟倩, 葛珊珊, 张韧. 气候变化与北极响应: 机遇、挑战与风险[J]. 中国软科学, 2016(6): 17-25.
- [24] 高健, 邓超风, 徐鸿志. 北极航行船舶安全风险研究[J]. 珠江水运, 2016(23): 59-60.
- [25] 肖洋. 地缘科技学与国家安全: 中国北极科考的战略深意[J]. 国际安全研究, 2015, 33(6): 106-131.
- [26] 李振福, 丁超君. 中俄共建北方海航道研究[J]. 俄罗斯学刊, 2018, 8(6): 65-86.
- [27] 崔白露, 王义桅. “一带一路”框架下的北极国际合作: 逻辑与模式[J]. 同济大学学报(社会科学版), 2018, 29(2): 48-58.
- [28] 唐尧, 夏立平. 中国参与北极航运治理的国际法依据研究[J]. 太平洋学报, 2017, 25(8): 51-61.
- [29] 邓贝西, 张侠. 试析北极安全态势发展与安全机制构建[J]. 太平洋学报, 2016, 24(12): 42-50.
- [30] SAKHUJA V. The Polar Code and Arctic Navigation [J]. Strategic Analysis, 2014, 38(6): 803-811.
- [31] GUPTA S, BHATTACHARYA J. Reliability Analysis of a Conveyor System Using Hybrid Data [J]. Quality & Reliability Engineering International, 2010, 23(7): 867-882.
- [32] CHENG C H. A New Approach for Ranking Fuzzy Numbers by Distance Method [J]. Fuzzy Sets and Systems, 1998, 95(3): 307-317.
- [33] YAZDI M, DANESHVAR S, SETAREH H. An Extension to Fuzzy Developed Failure Mode and Effects Analysis (FDFMEA) Application for Aircraft Landing System [J]. Safety Science, 2017, 98: 113-123.
- [34] NGUYEN H T, PRASAD N R. Fuzzy Modeling and Control: Selected Works of M. Sugeno [M]. Boca Raton: CRC Press, 1999.
- [35] GROSFELD-NIR A, RONEN B, KOZLOVSKY N. The Pareto Managerial Principle: When Does It Apply? [J]. International Journal of Production Research, 2007, 45(10): 2317-2325.