



智能船舶自动舵系统自适应模糊输出反馈控制

摘要

针对智能船舶自动舵系统,考虑输入饱和、回转角速度未知和指定性能,提出一种自适应模糊控制算法.本文自适应模糊输出反馈算法采用状态观测器、辅助系统和误差转换系统,模糊逻辑系统用于估计未知非线性函数,状态观测器用于估计未知回转角速度状态,辅助系统和误差转换系统分别用于补偿不匹配控制信号和变换航向角追踪误差.基于 Lyapunov 方法证明了闭环系统内所有信号是有界的,仿真结果进一步验证了本文算法的有效性.

关键词

自适应模糊控制;自动舵;指定性能;输入饱和;状态观测器

中图分类号 TP273.2

文献标志码 A

收稿日期 2020-10-24

资助项目 国家自然科学基金(51939001,61976033);大连市重点学科重大课题科技创新基金(2018J11CY022);辽宁省兴辽英才计划高水平创新创业团队(XLYC1908018);辽宁省自然科学基金(2019-ZD-0151);中央高校基本科研业务费项目(3132019345)

作者简介

朱丽燕,女,博士生,研究方向为船舶运动智能控制.livvyan@163.com

李铁山(通信作者),男,博士,教授,主要从事非线性系统智能控制理论与应用研究.tieshanli@126.com

1 大连海事大学 航海学院,大连,116026

2 电子科技大学 自动化工程学院,成都,611731

0 引言

自动舵是智能船舶最重要的操控系统之一,在船舶的航行安全、能源成本和船员的劳动强度等方面起着重要的作用.智能船舶运动具有大时滞、大惯性、强非线性等特点,同时由于航行条件变化和环境影响等问题使得船舶运动模型具有严重的不确定性.因此,自动舵算法设计,即智能船舶航向控制,成为船舶控制领域中的难点和热点问题^[1-2].近年来,智能船舶航向控制研究取得了丰富的成果^[3-5].现有大多数研究基于状态反馈方法,即控制设计所需的系统状态信息全部已知.船舶航行中,载况、航速和外扰等变化不仅会带来模型不确定性问题,同时还给传感器量测造成困难,再加上传感器本身存在测量噪声,将带来某些状态信息不可测问题,如自动舵系统仅能测量航向角信息,而很难得到回转角速度信息,这时应引入状态观测器来获得控制器设计时所需要的回转角速度信息^[6].此外,智能船舶的自动舵系统存在输入饱和现象,而且饱和和非线性问题在控制器设计时是不可避免的,主要表现为舵角受限,这就意味着控制器设计时需要补偿输入饱和带来的信号不匹配问题.为减少频繁的无效操舵导致舵机过度磨损和能量耗费,应引入辅助系统解决舵角受限问题^[7].

智能船舶在特殊海域航行时,航向追踪任务对追踪精度具有一定要求,需要达到指定性能.建立误差转换系统,可以对系统输出航向与参考信号的追踪误差进行一定的约束变换,从而提高智能船舶的控制精度,因此,自动舵系统的控制器设计还应考虑系统的指定性能问题.文献[8]解决了具有指定性能的水面舰艇跟踪控制问题;文献[9]基于误差变换函数,将水面舰艇的约束跟踪控制转化为无约束系统的镇定问题,但跟踪时间过长,并缺乏对船舶航向实际性能需求的考虑.

本文研究了智能船舶自动舵系统控制问题,利用航向跟踪误差设计误差转换系统,并定义辅助系统对受限舵角进行补偿.利用模糊逻辑系统对未知函数进行逼近,设计状态观测器,从而得到未知回转角速度的估计信号.采用动态面技术,得到虚拟控制函数的一阶滤波器,将转换误差、辅助系统、状态观测器应用于控制器设计,不仅能够实现航向追踪任务,同时解决了实际工程中舵角幅值限制问题,提高控制精度.

1 问题描述

1.1 数学模型

考虑船舶稳态回转非线性特性, 本文采用如下船舶航向非线性系统数学模型^[10]:

$$\ddot{\phi} + \frac{1}{T}H(\phi) = \frac{K}{T}\delta, \quad (1)$$

其中, ϕ 为航向角, δ 为舵角, K 是船舶转回性指数, T 为船舶追随性指数, $H(\phi)$ 为关于 ϕ 的未知非线性函数, 其特征可通过水池试验确定, 从而得到 ϕ 和 δ 的关系, 以满足 $\dot{\phi} = \dot{\phi} = \delta = 0$.

定义状态变量 $x_1 = \phi, x_2 = \dot{\phi}, u = \frac{K\delta}{T}$, 则式(1)的状态空间形式表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_2) + u, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (2)$$

其中, $x_i (i = 1, 2)$ 为系统的状态变量, u 和 y 分别为系统的输入和输出, $f(x_2) = \left(-\frac{1}{T}\right)H(x_2)$ 显然是一个满足利普希茨条件的未知光滑非线性函数, 即存在已知常数 l 使得 $|f(x_2) - f(\hat{x}_2)| \leq l|x_2 - \hat{x}_2|$ 成立, 其中 \hat{x}_2 是 x_2 的估计值. 在实际工程应用中, 航向状态信息可以获得, 本文假设回转角速度的信息是不可测的.

1.2 饱和模型

为使系统的控制性和稳定性能够得以保证, 在控制器设计中考虑舵角输入饱和限制(一般幅值是 35°), 式(2)可以被改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(x_2) + u(v), \\ y = x_1, \end{cases} \quad (3)$$

其中, v 是待设计控制信号, $u(v)$ 是受饱和约束的执行器输入信号, $u(v)$ 可被描述为

$$u(v) = \text{sat}(v) = \begin{cases} \text{sign}(v)u_M, & |v| \geq u_M, \\ v, & |v| < u_M, \end{cases} \quad (4)$$

其中, u_M 是舵角的最大幅值, 系统的饱和特性可被光滑函数逼近为

$$h(v) = u_M \times \tanh\left(\frac{v}{u_M}\right) = u_M \frac{e^{v/u_M} - e^{-v/u_M}}{e^{v/u_M} + e^{-v/u_M}}. \quad (5)$$

$\text{sat}(v(t))$ 可被表述为

$$\text{sat}(v) = h(v) + \rho(v) = u_M \times \tanh\left(\frac{v}{u_M}\right) + \rho(v), \quad (6)$$

其中, $\rho(v) = \text{sat}(v) - h(v)$ 是一个有界的函数, 其有界性可被表述为

$$|\rho(v)| = |\text{sat}(v) - h(v)| \leq u_M(1 - \tanh(1)) = S_1. \quad (7)$$

当 $|v|$ 在 0 与 u_M 之间变化时, $\rho(v)$ 的值由 0 增加到 S_1 , 当 $|v|$ 超出变化区间, $\rho(v)$ 由 S_1 减少到 0 .

1.3 指定性能

智能船舶自动舵实现航向追踪控制, 要求船舶保持给定航向航行, 当船舶在特殊海域航行时, 对航向追踪性能及追踪精度有一定的要求. 从自动舵设计角度来说, 对于给定的参考信号, 所设计的控制器可以使智能船舶的航向角的追踪误差达到指定的性能. 本文将指定性能^[11-12]描述为如下不等式:

$$-\omega_{\min}\mu(t) < s(t) < \omega_{\max}\mu(t), \quad \forall t > 0, \quad (8)$$

其中, $\mu(t) = (\mu_0 - \mu_\infty)e^{-at} + \mu_\infty$, $\omega_{\min}, \omega_{\max}, a$ 和 μ_∞ 是设计参数, $\mu_0 = \mu(0)$, 选择 μ_0 使 $\mu_0 > \mu_\infty$, 不等式 $-\omega_{\min}\mu(0) < s(0) < \omega_{\max}\mu(0)$ 成立. 由式(8)易得, $s(t)$ 是不大于 $\max\{\delta_{\min}\mu(0), \delta_{\max}\mu(0)\}$ 的, 而且 $s(t)$ 的性能界值可通过适当选取性能函数 $\mu(t)$ 、参数 ω_{\min} 和 ω_{\max} 得到.

本文的控制目标是针对存在未知系统状态和饱和输入限制的系统(3), 设计一个自适应模糊输出反馈控制器 u , 使系统的输出信号 y 能够跟踪参考信号 y_r , 跟踪误差动态满足指定的性能要求, 并且闭环系统内所有的信号是有界的. 控制系统共有 2 个假设条件: 1) 系统中的回转角速度 x_2 的信息是不可测的; 2) 系统的参考信号 y_r 及其导数 \dot{y}_r, \ddot{y}_r 是已知并且有界的.

1.4 模糊逻辑系统

引理 1^[13] $f(x)$ 是定义在闭集 Ω 内的连续函数, 对任意给定的常数 $\varepsilon > 0$, 存在一个模糊逻辑系统 $\theta^T \varphi(x)$ 使得

$$\sup_{x \in \Omega} |f(x) - \theta^{*T} \varphi(x)| \leq \varepsilon, \quad (9)$$

其中 $\theta^* = [\theta_1^*, \theta_2^*, \dots, \theta_N^*]^T$ 是理想权重向量, 本文假设存在未知常数 $\bar{\theta} > 0$, 使得不等式 $\|\theta^*\| \leq \bar{\theta}$ 成立, 并且, ε 是一个任意小的模糊逼近误差, 存在一个正数 $\bar{\varepsilon}$ 使得不等式 $\|\varepsilon\| \leq \bar{\varepsilon}$ 成立. $N > 1$ 是模糊规则的个数, $\varphi(x)$ 是模糊基函数, $0 < \varphi^T(x)\varphi(x) \leq 1$, 可以表示为 $\varphi(x) = [\varphi_1(x), \varphi_2(x), \dots, \varphi_N(x)]^T / \sum_{i=1}^N \varphi_i(x)$, 选取其中 $\varphi_i(x)$ 为高斯函数,

具体形式可以表示为 $\varphi_i(\mathbf{x}) = \exp\left[\frac{-(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_i)^T(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_i)}{\eta_i^2}\right]$, $\boldsymbol{\mu}_i$ 和 η_i 分别为中心值和 高斯函数的宽度.

2 基于状态观测器的模糊自适应控制器设计

2.1 状态观测器设计

实际应用中的很多工况下,智能船舶自动舵系统的回转角速度是不可获得的,可以引入状态观测器来对其进行估计.在本文系统(3)中,唯一可测的状态信息是 $y = x_1$,设计状态观测器来对未知航向角信息进行估计.

设计状态观测器

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + m_1(y - \hat{x}_1), \\ \dot{\hat{x}}_2 = \frac{1}{2}h(v) + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + m_2(y - \hat{x}_1), \\ \hat{y} = \hat{x}_1, \end{cases} \quad (10)$$

其中, $m_1 > 0, m_2 > 0$ 是待设计参数, \hat{x}_1 是 x_1 的估计值, \hat{x}_2 是 x_2 的估计值, $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ 是 $\boldsymbol{\theta}^*$ 的估计值.

改写式(10)得

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{M}y + \mathbf{B}_1\hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \mathbf{B}_2h(v), \\ \hat{y} = \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (11)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2]^T$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -m_1 & 1 \\ -m_2 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{M} = [m_1, m_2]^T$,

$\mathbf{C} = [1, 0]^T$, $\mathbf{B}_1 = [0, 1]^T$, $\mathbf{B}_2 = \left[0, \frac{1}{2}\right]^T$.

选取向量 \mathbf{M}, \mathbf{A} 为严格的 Hurwitz 矩阵,因此,给定矩阵 $\mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T > 0$,存在矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ 满足:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q}. \quad (12)$$

式(3)第二阶系统左右两边加减 $f(\hat{x}_2)$,可改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = f(\hat{x}_2) + \Delta f + u, \\ y = x_1, \end{cases} \quad (13)$$

其中, $\Delta f = f(x_2) - f(\hat{x}_2)$.

由于 $f(\hat{x}_2)$ 是未知函数,基于定理 1 可知,式(13)中的 $f(\hat{x}_2)$ 可被 FLS 逼近,则

$$f(\hat{x}_2) = \boldsymbol{\theta}^{*T} \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (14)$$

式中, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为估计误差.

定义 $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1, \tilde{x}_2]^T = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ 为观测器误差向量, $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$, $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2]^T$,根据式(10)和式(13),得

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \boldsymbol{\varepsilon} + \Delta \mathbf{F} + \mathbf{B}[\bar{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \rho(v)], \quad (15)$$

式中, $\boldsymbol{\varepsilon} = [0, \boldsymbol{\varepsilon}]^T$, $\Delta \mathbf{F} = [0, \Delta f]^T$, $\mathbf{B} = [\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2]^T$, $\bar{\boldsymbol{\theta}} = \boldsymbol{\theta}^* - \hat{\boldsymbol{\theta}}$.

选择李雅普诺夫函数 $V_0 = \tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}}$,有

$$\dot{V}_0 = -\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{x}} + 2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P}[\boldsymbol{\varepsilon} + \Delta \mathbf{F} + \mathbf{B}_1 \bar{\boldsymbol{\theta}}^T(\hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{B}_2 \rho(v)]. \quad (16)$$

利用杨氏不等式可得:

$$2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon} \leq \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\| \|\boldsymbol{\varepsilon}\|^2, \quad (17)$$

$$2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \Delta \mathbf{F} \leq \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \|\Delta \mathbf{F}\|^2 \leq \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 l^2 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2, \quad (18)$$

$$2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_1 \bar{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{\mathbf{x}}) \leq \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \bar{\boldsymbol{\theta}}^T \bar{\boldsymbol{\theta}}, \quad (19)$$

$$2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2 \rho(v) \leq \frac{1}{4} \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\| S_1^2. \quad (20)$$

将式(17)–(20)代入式(16)得:

$$\dot{V}_0 \leq -\lambda_0 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\| \bar{\boldsymbol{\theta}}^T \bar{\boldsymbol{\theta}} + D_0, \quad (21)$$

其中,

$$\lambda_0 = \lambda_{\min}(\mathbf{Q}) - \frac{13}{4} - \|\mathbf{P}\| l^2,$$

$$D_0 = \lambda_{\max}(\mathbf{P})(\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}^2 + S_1^2).$$

2.2 自适应控制器设计及稳定性分析

对于系统(3),设计自适应模糊输出反馈指定性能控制器,取误差变换系统为

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = y - y_r, \\ \dot{z}_2 = \hat{x}_2 - r - \frac{1}{2}\xi, \\ \dot{\chi} = r - \alpha_1, \end{cases} \quad (22)$$

其中, z_2 是虚拟误差面, r 是状态变量, α_1 是虚拟控制函数, χ 是关于 r 和 α_1 的误差变量, ξ 是辅助信号,其系统动态为

$$\dot{\xi} = -2\xi + (h(v) - 2v). \quad (23)$$

为实现式(8),将受约束的追踪误差通过不受限不等式进行转换^[11],定义

$$s(t) = \boldsymbol{\mu}(t)H(\zeta(t)), \forall t > 0, \quad (24)$$

其中, ζ 是转换后的误差变量, $H(\zeta)$ 是预设函数,具体为 $H(\zeta) = (\omega_{\max} e^\zeta - \omega_{\min} e^{-\zeta}) / (e^\zeta + e^{-\zeta})$. 易得: $\partial H / \partial \zeta = 2(\omega_{\max} + \omega_{\min}) / (e^\zeta + e^{-\zeta})^2 > 0$. 由 $H(\zeta)$ 的定义和式(24)可得:

$$\zeta(t) = H^{-1}\left(\frac{s(t)}{\boldsymbol{\mu}(t)}\right) = \frac{1}{2} \ln \frac{H + \omega_{\min}}{\omega_{\max} - H}, \quad (25)$$

$$\dot{\zeta}(t) = \frac{1}{2} \ln \left[\frac{H + \omega_{\min}}{\omega_{\max} - H} \right] =$$

$$\frac{1}{2} \left[\frac{1}{H + \omega_{\min}} - \frac{1}{\omega_{\max} - H} \right] \dot{H} =$$

$$\frac{1}{2} \left[\frac{1}{H + \omega_{\min}} - \frac{1}{\omega_{\max} - H} \right] \left(\frac{\dot{s}_{11} \boldsymbol{\mu} - s_{11} \dot{\boldsymbol{\mu}}}{\boldsymbol{\mu}^2} \right) =$$

$$h\left(\frac{\dot{s}_{11}\mu - s_{11}\mu}{\mu^2}\right), \quad (26)$$

其中, $h = \frac{1}{2\mu} \left[\frac{1}{H + \omega_{\min}} - \frac{1}{\omega_{\max} - H} \right]$.

定义如下状态变换:

$$z_1(t) = \zeta(t) - \frac{1}{2} \ln \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}}, \quad (27)$$

易得

$$z_1(t) = h\left(\dot{s}_{11} - \frac{s_{11}\mu}{\mu}\right). \quad (28)$$

若 $z_1(t)$ 是有界的, 则式(22) 中的 s_1 是满足指定性能的^[12]. 基于后推方法, 针对智能船舶自动舵系统, 控制器设计及系统稳定性分析过程如下:

步骤 1. 由式(10), (22) 和 $x_2 = \hat{x}_2 + \tilde{x}_2$ 可得, z_1 的导数为

$$z_1 = h\left(x_2 - \dot{y}_r - \frac{s_1\mu}{\mu}\right) = h\left(z_2 + \chi + \alpha_1 + \frac{1}{2}\xi + \tilde{x}_2 - \dot{y}_r - \frac{s_1\mu}{\mu}\right). \quad (29)$$

选取李雅普诺夫函数 V_1 为

$$V_1 = V_0 + \frac{1}{2}z_1^2. \quad (30)$$

由式(13), (21), (22) 和(30), 有 $\dot{V}_1 \leq -\lambda_0 \|\tilde{x}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0 +$

$$z_1 h\left(z_2 + \chi + \alpha_1 + \frac{1}{2}\xi + \tilde{x}_2 - \dot{y}_r - \frac{s_1\mu}{\mu}\right). \quad (31)$$

由杨氏不等式可得:

$$z_1 h z_2 + z_1 h \chi + z_1 h \tilde{x}_2 \leq \frac{3}{2} z_1^2 h^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2 + \frac{1}{2} \|\tilde{x}\|^2. \quad (32)$$

将式(32)代入式(31), 则

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda_1 \|\tilde{x}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0 + z_1 h\left(\frac{3}{2} z_1 h + \alpha_1 + \frac{1}{2}\xi - \dot{y}_r - \frac{s_1\mu}{\mu}\right) + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2, \quad (33)$$

式中, $\lambda_1 = \lambda_0 - \frac{1}{2}$.

设计虚拟控制函数 α_1 为

$$\alpha_1 = -\frac{c_1 z_1}{h} - \frac{3}{2} z_1 h + \dot{y}_r + \frac{s_1\mu}{\mu} - \frac{1}{2}\xi, \quad (34)$$

其中, $c_1 > 0$ 是待设计参数.

将式(34) 代入式(33), 则

$$\dot{V}_1 \leq -\lambda_1 \|\tilde{x}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0 -$$

$$c_1 z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2. \quad (35)$$

为避免对虚拟控制函数 α_1 重复求导, 定义一阶滤波器为

$$\begin{cases} \tau \dot{r} + r = \alpha_1, \\ r(0) = \alpha_1(0), \end{cases} \quad (36)$$

其中, $\tau > 0$ 是待设计参数.

由式(22) 可得:

$$\begin{cases} \dot{r} = -\frac{\chi}{\tau}, \\ \dot{\chi} = r - \alpha = -\frac{\chi}{\tau} + Y(\cdot), \end{cases} \quad (37)$$

其中, $Y(\cdot)$ 是连续的非线性函数.

步骤 2. 由式(10)、式(22) 和式(23) 得

$$\dot{z}_2 = \dot{\hat{x}}_2 - \dot{r} - \frac{1}{2}\dot{\xi} = m_2 \tilde{x}_1 + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \xi + v - \dot{r}. \quad (38)$$

选取李雅普诺夫函数

$$V = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}}. \quad (39)$$

由式(22), (29), (35), (38) 和(39), 有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 + \chi \dot{\chi} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} = \\ &\dot{V}_1 + z_2 [m_2 \tilde{x}_1 + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \\ &\tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) - \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + v + \xi - \dot{r}] + \\ &\chi \left[-\frac{\chi}{\tau} + Y(\cdot) \right] + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} \leq \\ &-\lambda_1 \|\tilde{x}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} - c_1 z_1^2 + \\ &\frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2 + z_2 [m_2 \tilde{x}_1 + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \\ &\tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) - \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + v + \xi - \dot{r}] + \\ &\chi \left[-\frac{\chi}{\tau} + Y(\cdot) \right] + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} + D_0. \end{aligned} \quad (40)$$

由杨氏不等式可得:

$$-z_2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) \leq \frac{1}{4} z_2^2 + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}}. \quad (41)$$

将式(41)代入(40)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\lambda_1 \|\tilde{x}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0 - c_1 z_1^2 + \\ &\frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2 + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + z_2 [m_2 \tilde{x}_1 + \frac{1}{4} z_2 + \\ &v + \xi - \dot{r} + \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + \\ &\chi \left[-\frac{\chi}{\tau} + Y(\cdot) \right] + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \dot{\tilde{\boldsymbol{\theta}}} + D_0. \end{aligned} \quad (42)$$

设计控制器和参数自适应率分别为

$$v = -m_2 \tilde{x}_1 - \left(c_2 - \frac{3}{4}\right) z_2 - \xi - \hat{\boldsymbol{\theta}}^T \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) + r, \quad (43)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\theta}}} = \gamma z_2 \boldsymbol{\varphi}(\hat{x}_2) - \sigma \hat{\boldsymbol{\theta}}, \quad (44)$$

其中, $c_2 > 0, \gamma > 0, \sigma > 0$ 是待设计参数.

根据式(15), (39) 和(40), 并将式(43) 和式(44) 代入(42), 有

$$\dot{V} \leq -\lambda_1 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} - c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \frac{1}{2} \chi^2 - \frac{\chi^2}{\tau} + \chi Y(\cdot) - \frac{\sigma}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0. \quad (45)$$

由杨氏不等式可得:

$$\chi Y(\cdot) \leq \frac{\chi^2 Y^2(\cdot)}{2\eta} + 2\eta, \quad (46)$$

$$\frac{\sigma}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \hat{\boldsymbol{\theta}} = \frac{\sigma}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T (\boldsymbol{\theta}^* - \tilde{\boldsymbol{\theta}}) \leq -\frac{\sigma}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + \frac{\sigma}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^2. \quad (47)$$

将式(46) 和式(47) 代入式(45), 则

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_1 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 + \|\mathbf{P}\|^2 \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} - c_1 z_1^2 - \\ & c_2 z_2^2 + \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D_0 - \left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} - \frac{Y^2(\cdot)}{2\eta}\right) \chi^2 - \\ & \frac{\sigma}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + \frac{\sigma}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^2 = -\lambda_1 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 - c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \\ & \left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} - \frac{Y^2(\cdot)}{2\eta}\right) \chi^2 + \\ & \left(1 - \frac{\sigma}{2\gamma} + \|\mathbf{P}\|^2\right) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D, \end{aligned} \quad (48)$$

式中, $\eta > 0, D = D_0 + \frac{\sigma}{2\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^2 + 2\eta$.

假设 $A(t) = 2\tilde{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \tilde{\mathbf{x}} + z_1^2 + z_2^2 + \frac{1}{\gamma} \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + \chi^2$, 对于任意

W_0 和 d , 其中 $\Pi_0 := \{(y_r, \dot{y}_r, \ddot{y}_r) : y_r^2 + \dot{y}_r^2 + \ddot{y}_r^2 \leq W_0\}$ 和 $\Pi := \{A(t) \leq 2d\}$ 分别是 \mathbf{R}^3 和 \mathbf{R} 上的紧集, 因此, 集合 $\Pi_0 \times \Pi$ 也是 \mathbf{R}^4 上的紧集^[14]. 由于 $Y(\cdot)$ 是一个连续的函数, 在集合 $\Pi_0 \times \Pi$ 上, 存在正数 \bar{Y} 使得不等式 $|Y(\cdot)| \leq \bar{Y}$ 成立. 式(48) 可改写为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\lambda_1 \|\tilde{\mathbf{x}}\|^2 - c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - \\ & \left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} - \frac{Y^2(\cdot)}{2\eta}\right) \chi^2 + \\ & \left(1 - \frac{\sigma}{2\gamma} + \|\mathbf{P}\|^2\right) \tilde{\boldsymbol{\theta}}^T \tilde{\boldsymbol{\theta}} + D. \end{aligned} \quad (49)$$

定义, $C = \min\left\{\frac{\lambda_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})}, 2c_1, 2c_2,\right.$

$$\left. 2\left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{2} - \frac{\bar{Y}^2}{2\eta}\right), \sigma - 2\gamma(\|\mathbf{P}\|^2 + 1)\right\}.$$

式(49) 可改写为

$$\dot{V} \leq -CV + D. \quad (50)$$

对式(50) 积分可得:

$$0 \leq V(t) \leq \frac{D}{C} + V(0)e^{-Ct}. \quad (51)$$

由式(50) 可知, 信号 $x_1, \hat{x}_1, x_2, \hat{x}_2, \tilde{x}_1, \tilde{x}_2, z_1, z_2$ 和 $\tilde{\boldsymbol{\theta}}$ 是有界的. ω_{\min} 和 ω_{\max} 是设计参数, 由式(8) 可得 $|s(t)| \leq \max\{\omega_{\min} \mu_0, \omega_{\max} \mu_0\}$, 通过适当地选取参数 $m_1, m_2, c_1, c_2, \sigma, \tau, \eta$ 和 γ , 可以得到期望的瞬态性能, 达到系统的控制目标.

基于以上的控制器设计和系统稳定性分析, 给出如下定理:

定理 1 对于回转角速度不可测的智能船舶自动舵系统(3), 基于状态观测器(10)、自适应模糊输出反馈控制器(43) 和参数自适应律(44), 通过适当地选取设计参数, 闭环系统内所有信号是有界的, 跟踪误差和观测器误差收敛到零的一个小邻域内.

3 有效性实例仿真研究

本文利用 MATLAB 进行计算机仿真, 验证控制算法的有效性. 仿真中用到的船舶参数: 船长为 126.0 m, 船宽为 20.8 m, 满载吃水为 8.0 m, 方形系数为 0.681, 船速为 7.72 m/s. 通过计算得船舶运动数学模型参数^[10] 为 $a_1 = 1, a_2 = 30, K = 0.478, T = 216$.

为跟踪信号选取能够代表实际性能要求的数学模型:

$$\ddot{\phi}_m(t) + 0.1\dot{\phi}_m(t) + 0.0025\phi_m(t) = 0.0025\phi_r(t), \quad (52)$$

其中, ϕ_m 代表在船舶航向控制过程中 $\phi(t)$ 的期望性能, ϕ_r 是命令输入信号.

仿真中考虑舵机影响, $u(v)$ 被描述为

$$u(v) = \text{sat}(v) = \begin{cases} \text{sign}(v)u_M, & |v| \geq u_M, \\ v, & |v| < u_M, \end{cases} \quad (53)$$

其中, $u_M = 40\pi/180$.

在仿真中, 模糊规则选取为

L^1 : 如果 \hat{x}_2 是 F_2^1 , 那么 y 是 G^1 ;

L^2 : 如果 \hat{x}_2 是 F_2^2 , 那么 y 是 G^2 ;

L^3 : 如果 \hat{x}_2 是 F_2^3 , 那么 y 是 G^3 ;

L^4 : 如果 \hat{x}_2 是 F_2^4 , 那么 y 是 G^4 ;

L^5 : 如果 \hat{x}_2 是 F_2^5 , 那么 y 是 G^5 .

在区间 $[-2, 2]$ 选取 \hat{x}_2 的模糊集为 $F_2^1 = (\text{NL}), F_2^2 = (\text{NS}), F_2^3 = (\text{ZE}), F_2^4 = (\text{PS}), F_2^5 = (\text{PL}); \text{PL}, \text{PS}, \text{ZE}, \text{NS}$ 和 NL 分别表示正大、正小、零、负小、负

大;中心点分别选取 $-2, -1, 0, 1, 2; G^1, G^2, G^3, G^4, G^5$ 是模糊集. 对应的模糊隶属函数如图 1 所示.

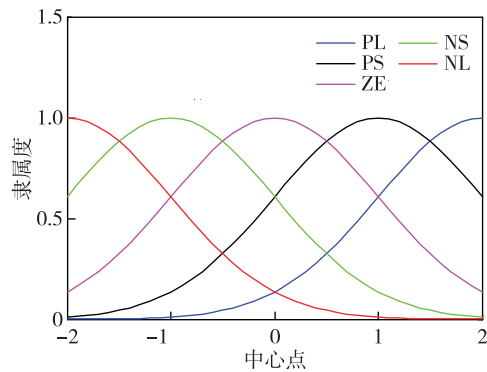


图 1 模糊隶属函数

Fig. 1 Fuzzy membership functions

在仿真中,初始条件选取为: $M = [m_1 \ m_2] = [70 \ 5]$ 的初始状态为 15° (即航向偏差为 $+15^\circ$), 其他初始状态为零. 待设计参数选取, $M = [m_1 \ m_2] = [70 \ 5], c_1 = 25, c_2 = 20, \sigma = 0.1, \tau = 0.1, \eta = 0.02, \gamma = 0.1, \mu_0 = 0.2, \mu_\infty = 0.18, a = 0.08, \omega_{\min} = 1.4, \omega_{\max} = 1.6$. 定义矩阵 $Q = \text{diag}[8,$

$8]$, 由式(12) 可得矩阵 $P = \begin{bmatrix} 0.1 & 2 \\ 2 & 120.2 \end{bmatrix}$.

图 2 为智能船舶自动舵系统的自适应模糊输出反馈算法仿真结果. 由图 2 可见: 本文在考虑舵角输入受限和回转角速度未知的前提下, 期望航向跟踪误差在指定范围内, 兼顾了船舶航向实际性能需求; 在跟踪过程中, 误差趋于以零为中心的一个小邻域内, 表明跟踪效果良好; 控制舵角的历时曲线无较大超调量并趋于稳定, 表明满足要求. 仿真结果验证了本文所提算法的有效性.

4 结论

1) 与现有智能船舶自动舵系统的控制方法相比较, 本文考虑了回转角速度不可测、舵角幅值受限和带有指定性能等智能船舶实际工程应用中的复杂情况, 使系统的控制器设计和稳定性分析更为复杂.

2) 经研究得出, 算法在实现输出反馈控制的同时, 确保了闭环系统内所有信号是有界的, 系统的跟踪误差收敛到以零为中心的较小邻域内, 是解决智能船舶自动舵输出反馈控制设计的一个较好的方法.

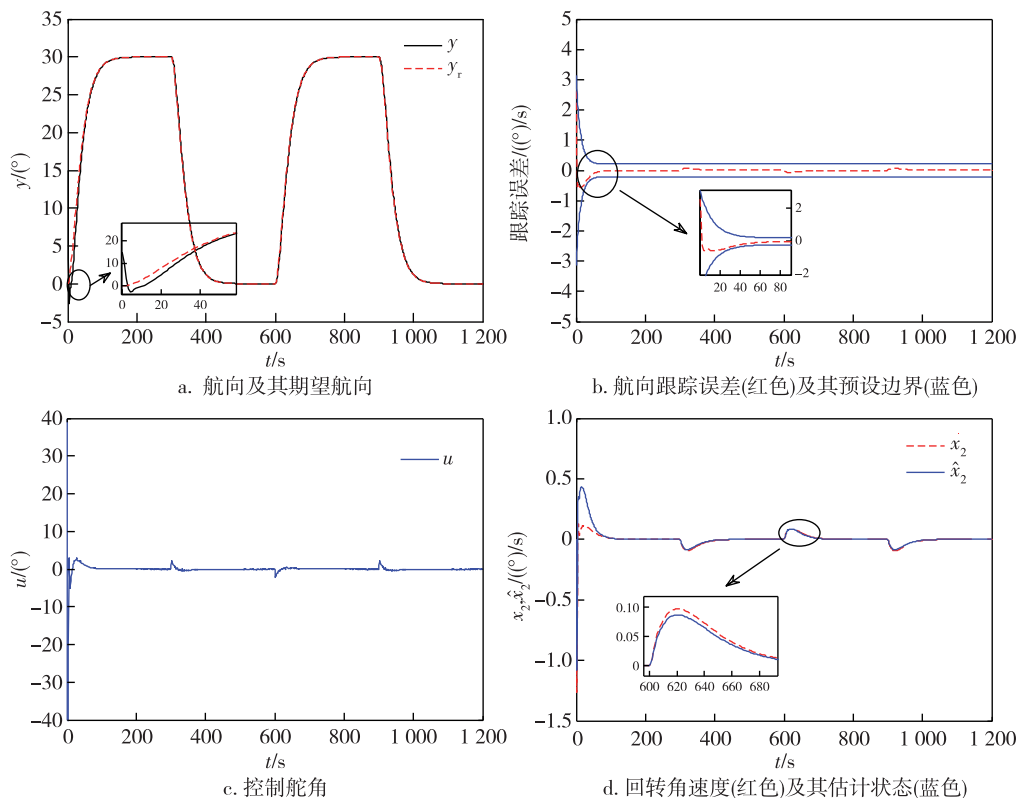


图 2 本文航向系统状态曲线

Fig. 2 State curves of the proposed ship autopilot system

3) 本文没有考虑工程应用中自动舵会出现的情况,未来将考虑故障诊断和状态约束等复杂情况的船舶自动舵输出反馈有限时间容错控制问题。

参考文献

References

- [1] Nejim S. Design of limited authority adaptive ship steering autopilots [J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2000, 14(4) : 381-391
- [2] 杨盐生. 船舶航向非线性系统的模型参考模糊自适应控制 [J]. *中国造船*, 2003, 44(3) : 85-93
YANG Yansheng. Model reference fuzzy adaptive control for ship steering autopilot with uncertain nonlinear system [J]. *Shipbuilding of China*, 2003, 44(3) : 85-93
- [3] 卜仁祥, 刘正江, 李铁山. 迭代滑模增量反馈及在船舶航向控制中的应用 [J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2007, 28(3) : 268-272
BU Renxiang, LIU Zhengjiang, LI Tieshan. Iterative sliding mode based increment feedback control and its application to ship autopilot [J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2007, 28(3) : 268-272
- [4] 李荣辉, 曹峻海, 李铁山. 波浪作用下船舶航向自抗扰控制设计及参数配置 [J]. *控制理论与应用*, 2018, 35(11) : 1601-1609
LI Ronghui, CAO Junhai, LI Tieshan. Active disturbance rejection control design and parameters configuration for ship steering with wave disturbance [J]. *Control Theory & Applications*, 2018, 35(11) : 1601-1609
- [5] 王志文, 彭秀艳. 基于自适应输出反馈的船舶航向控制 [J]. *北京理工大学学报*, 2011, 31(4) : 425-429
WANG Zhiwen, PENG Xiuyan. Control of ship course based on NN-adaptive output feedback [J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2011, 31(4) : 425-429
- [6] Zheng Y F, Li J M, Li R H. Output feedback control design for ship's course keeping nonlinear system based on state observer [C] // *Proceedings of the 29th Chinese Control Conference*, 2010 : 606-609
- [7] Li J F, Li T S, Fan Z Z, et al. Direct adaptive NN control of ship course autopilot with input saturation [C] // *The Fourth International Workshop on Advanced Computational Intelligence*, 2012 : 655-661
- [8] Dai S L, He S D, Wang M, et al. Adaptive neural control of underactuated surface vessels with prescribed performance guarantees [J]. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2019, 30(12) : 3686-3698
- [9] Dai S L, Wang M, Wang C. Neural learning control of marine surface vessels with guaranteed transient tracking performance [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(3) : 1717-1727
- [10] Li T S, Wang D, Feng G, et al. A DSC approach to robust adaptive NN tracking control for strict-feedback nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 2010, 40(3) : 915-927
- [11] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. Adaptive control with guaranteed transient and steady state tracking error bounds for strict feedback systems [J]. *Automatica*, 2009, 45(2) : 532-538
- [12] Bechlioulis C P, Rovithakis G A. A low-complexity global approximation-free control scheme with prescribed performance for unknown pure feedback systems [J]. *Automatica*, 2014, 50(4) : 1217-1226
- [13] Wang L X. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 1993, 1(2) : 146-155
- [14] Tong S C, Min X, Li Y X. Observer-based adaptive fuzzy tracking control for strict-feedback nonlinear systems with unknown control gain functions [J]. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 2020, 50(9) : 3903-3913

Adaptive fuzzy output feedback control for intelligent ship autopilot system

ZHU Liyan¹ LI Tieshan^{1,2}

¹ Navigation College, Dalian Maritime University, Dalian 116026

² School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731

Abstract In this paper, the design problem of intelligent ship autopilot with input saturation, unmeasured yaw rate and prescribed performance is investigated. An adaptive fuzzy output feedback controller is proposed based on state observer, auxiliary system and error transformation system. The fuzzy logic system (FLS) is employed to estimate the unknown nonlinear function, a state observer is designed to estimate the unmeasured yaw rate, an auxiliary signal for input saturation is established to compensate the mismatch between the controller signal and the actuator signal, and an error transformation system is also established to handle the ship heading tracking error. According to Lyapunov theory, the closed-loop system is proved to be bounded for all signals. Finally, simulation results are given to verify the effectiveness of the proposed scheme.

Key words adaptive fuzzy control; autopilot; prescribed performance; input saturation; state observer