

基于 NDO 的 ROV 滤波反步轨迹跟踪控制*

魏延辉¹, 贾献强¹, 高延滨¹, 王毅²

(1. 哈尔滨工程大学自动化学院 哈尔滨 150001; 2. 重庆前卫科技集团有限公司 重庆 404100)

摘要:针对作业型遥控水下机器人(ROV)在轨迹跟踪过程中存在模型非线性、强耦合、模型参数不确定和外界干扰不确定等问题,提出一种基于非线性干扰观测器(NDO)的滤波自适应反步控制策略。使用 NDO 观测模型的不确定性和外界干扰,通过指令滤波器避免了直接对虚拟控制量解析求导的过程,利用自适应律补偿观测器观测残量。通过 Lyapunov 稳定性理论证明了跟踪误差系统的渐进稳定。仿真实验表明,设计的控制器能够实现精确的轨迹跟踪,具有较好的鲁棒特性。

关键词:作业型遥控水下机器人;轨迹跟踪;非线性干扰观测器;指令滤波器;自适应反步控制

中图分类号: TH39 TP24 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 580.50

Command filtered backstepping path tracking control for ROV based on NDO

Wei Yanhui¹, Jia Xianqiang¹, Gao Yanbin¹, Wang Yi²

(1. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. Chongqing Qianwei Science and Technology Group Co. Ltd., Chongqing 404100, China)

Abstract: Aiming at the problems of nonlinear model, strong coupling, as well as model parameter uncertainty and external disturbance of work-class remotely operated vehicle (ROV) in path tracking process, a command filtered adaptive backstepping control strategy is proposed based on nonlinear disturbance observer (NDO). The NDO is used to observe the model uncertainty and external disturbance. The command filter is adopted to avoid directly computing the analytic derivative of the virtual control quantity. The un-observable disturbance is compensated with adaptive law. Lyapunov stability theory is used to prove the asymptotic stability of the path tracking error system. The simulation experiment results show that the designed controller can achieve precise path tracking and has good robust characteristic.

Keywords: work-class remotely operated vehicle (ROV); path tracking; nonlinear disturbance observer (NDO); command filter; adaptive backstepping control

1 引言

深海作业型遥控水下机器人(remotely operated vehicle, ROV)是人类开发海洋资源的重要工具。随着我国对深海油气开采的不断深入,能够在几千米深海作业的 ROV 将扮演越来越重要的角色^[1]。

国内外许多学者致力研究水下运载器动力定位和轨迹跟踪的鲁棒控制方法,并已经取得了一系列的研究成果。Li J. H. 等人^[2]针对自主式水下潜器(autonomous

underwater vehicle, AUV)的变深控制,提出了基于 backstepping 的控制方法,通过仿真验证反步控制的可行性;You S. S. 等人^[3]对 AUV 垂直平面建立新的状态空间方程,并采用 H_∞ 控制理论进行控制,仿真效果良好;Bessa W. M. 等人^[4]应用了自适应模糊滑模控制方法,实现了 ROV 在外干扰不确定情况下的动力定位;Joe H 等人^[5]设计了二阶滑模控制器来实现 AUV 的轨迹跟踪,通过仿真可以看出控制算法能够较好地克服不确定干扰;朱康武等人^[6]在“海王”号 ROV 上采用了多变量 backstepping 鲁棒控制,通过仿真验证其性能优于 PID 控

收稿日期:2016-06 Received Date: 2016-06

* 基金项目:国家自然科学基金(51205074)、中国国家科学技术部国际科技合作项目(2014DFR10010)、高等学校博士点基金项目(20112304120007)、中央高校基本科研业务费(HEUCF160403)项目资助

制;魏延辉等人^[7]针对ROV的深度问题,提出基于非线性干扰观测器(nonlinear disturbance observe, NDO)的自适应终端滑模控制方法,经仿真验证,观测器与控制器结合使控制效果更好。还有很多方法诸如滑模控制、模糊PID控制方法等应用到非线性控制领域^[8-10],同时引入自适应方法优化参数能够加强控制系统的鲁棒特性^[11-12]。Lapierre L等人^[13]设计了AUV的路径跟踪问题,但是文献中采用的是单自由度解耦,忽略了各平面之间的耦合作用,与实际模型差距较大。针对传统反步控制的计算膨胀问题,Farrell J等人^[14]提出了指令滤波方法,很好地解决了这一问题;王宏健等人^[15]将指令滤波反步法引入AUV路径跟踪控制,通过仿真验证效果良好。

针对上述研究成果的优缺点,有两个问题值得关注:1)作业型ROV的模型是一个复杂的非线性强耦合系统,如果按照传统的控制策略,将ROV进行单自由度解耦,忽略各自由度之间的交叉耦合影响,这样不符合实际情况,在实际应用中也很难得以实现;2)传统反步控制方法会对虚拟控制量进行多次求导,导致计算膨胀、运算时间长、工程中难以实现等缺点。

为了解决上述问题,本文将不再对ROV进行单自由度解耦,而是将ROV在多个坐标系下的多个状态变量作为一个整体来考虑。同时引入二阶滤波器,解决求导困难等难题,方便工程上的应用。

2 ROV系统建模

ROV的固定坐标系 E - xyz 和艇体坐标系 G - $\xi\eta\zeta$ 如图1所示。

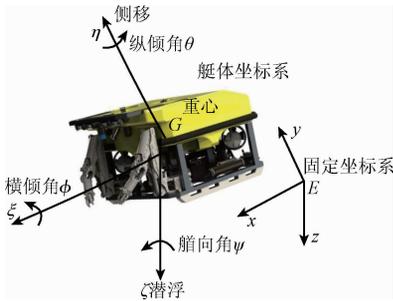


图1 固定坐标系和艇体坐标系

Fig. 1 Earth-fixed and body-fixed reference coordinate frames

在ROV三维轨迹跟踪过程中,ROV具有足够的稳心高(浮心和重心距离),进而有较大的扶正力矩,横倾角和纵倾角变化很小,将横倾和纵倾从模型中解耦出来,不影响系统跟踪误差的渐进收敛特性。所以,通过固定坐标系和艇体坐标系的坐标变换,可以得出ROV的运动学方程为:

$$\dot{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{J}(\boldsymbol{\eta})\mathbf{v} \quad (1)$$

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\eta}) = \begin{bmatrix} \cos\psi & -\sin\psi & 0 & 0 \\ \sin\psi & \cos\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\boldsymbol{\eta} = [\mathbf{x}, \mathbf{y}, \mathbf{z}, \boldsymbol{\psi}]^T$ 表示ROV相对于固定坐标系 x, y, z 轴的位置和艏向角, $\mathbf{v} = [\mathbf{u}, \mathbf{v}, \mathbf{w}, \mathbf{r}]^T$ 表示ROV相对于艇体坐标系 ξ, η, ζ 轴的速度和艏向角速度。

参考文献[1]中的建模方式,忽略横倾和纵倾后,ROV的四自由度非线性动力学模型为:

$$\dot{\mathbf{u}} = -\left(\frac{c_1}{m_1} + \Delta a_1\right)\mathbf{v}\mathbf{r} - \left(\frac{d_{11}}{m_1} + \Delta a_2\right)\mathbf{u} - \left(\frac{d_{12}}{m_1} + \Delta a_3\right)|\mathbf{u}|\mathbf{u} - \frac{\mathbf{g}_1}{m_1} + \frac{\boldsymbol{\tau}_1}{m_1} - \frac{\mathbf{f}_1}{m_1} \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{v}} = -\left(\frac{c_2}{m_2} + \Delta a_4\right)\mathbf{u}\mathbf{r} - \left(\frac{d_{21}}{m_2} + \Delta a_5\right)\mathbf{v} - \left(\frac{d_{22}}{m_2} + \Delta a_6\right)|\mathbf{v}|\mathbf{v} - \frac{\mathbf{g}_2}{m_2} + \frac{\boldsymbol{\tau}_2}{m_2} - \frac{\mathbf{f}_2}{m_2} \quad (4)$$

$$\dot{\mathbf{w}} = -\left(\frac{d_{31}}{m_3} + \Delta a_7\right)\mathbf{w} - \left(\frac{d_{32}}{m_3} + \Delta a_8\right)|\mathbf{w}|\mathbf{w} - \frac{\mathbf{g}_3}{m_3} + \frac{\boldsymbol{\tau}_3}{m_3} - \frac{\mathbf{f}_3}{m_3} \quad (5)$$

$$\dot{\mathbf{r}} = \left(\frac{c_1}{m_4} + \Delta a_9\right)\mathbf{v}\mathbf{u} + \left(\frac{c_2}{m_4} + \Delta a_{10}\right)\mathbf{u}\mathbf{v} - \left(\frac{d_{41}}{m_4} + \Delta a_{11}\right)\mathbf{r} - \left(\frac{d_{42}}{m_4} + \Delta a_{12}\right)|\mathbf{r}|\mathbf{r} - \frac{\mathbf{g}_4}{m_4} + \frac{\boldsymbol{\tau}_4}{m_4} - \frac{\mathbf{f}_4}{m_4} \quad (6)$$

式中: $m_1 = m - X_u, m_2 = m - Y_v, m_3 = m - Z_w, m_4 = I_z - N_r$; $c_1 = -(m - Y_v), c_2 = (m - X_u)$; $d_{11} = -X_u, d_{12} = -X_u|u|, d_{21} = -Y_v, d_{22} = -Y_v|v|$; $d_{31} = -Z_w, d_{32} = -Z_w|w|, d_{41} = -N_r, d_{42} = -N_r|r|$; $g_1 = 0, g_2 = 0, g_3 = -(W - B), g_4 = 0$ 。 m 是ROV质量, X_u, Y_v, Z_w 和 N_r 是流体作用产生的附加质量, I_z 是ROV绕 z 轴的转动惯量, X_u, Y_v, Z_w 和 N_r 为线性水动力阻尼系数, $X_u|u|, Y_v|v|, Z_w|w|$ 和 $N_r|r|$ 为非线性水动力阻尼系数, W 和 B 分别为ROV受到的重力和浮力, $\boldsymbol{\tau}_{(\cdot)}$ 为推进器提供的推力/推力矩, $\mathbf{f}_{(\cdot)}$ 为外界干扰作用, $\Delta(\cdot)$ 可以写成ROV速度的函数,表示模型不确定性。

将式(1)和式(3)~(6)改写成非线性状态空间的矩阵形式,如式(7)所示。

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{J}(\mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}\mathbf{u} + \mathbf{F} \\ \mathbf{y} = \mathbf{x}_1 \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{x}_1 = \boldsymbol{\eta}, \mathbf{x}_2 = \mathbf{v}, \mathbf{x}$ 为系统状态变量, $\mathbf{u} = \boldsymbol{\tau}$ 为系统输入变量, \mathbf{F} 为包含模型不确定性在内的总干扰,将上式进一步展开:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = -\mathbf{M}^{-1}[\mathbf{C}(\mathbf{x}_2)\mathbf{x}_2 + \mathbf{D}(\mathbf{x}_2)\mathbf{x}_2 + \mathbf{g}] \quad (8)$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{M}^{-1}, \mathbf{F} = -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{f} + \Delta\mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (9)$$

$$\Delta\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \Delta a_1 \mathbf{v}\mathbf{r} + \Delta a_2 \mathbf{u} + \Delta a_3 |\mathbf{u}| \mathbf{u} \\ \Delta a_4 \mathbf{u}\mathbf{r} + \Delta a_5 \mathbf{v} + \Delta a_6 |\mathbf{v}| \mathbf{v} \\ \Delta a_7 \mathbf{w} + \Delta a_8 |\mathbf{w}| \mathbf{w} \\ \Delta a_9 \mathbf{v}\mathbf{u} + \Delta a_{10} \mathbf{u}\mathbf{v} + \Delta a_{11} \mathbf{r} + \Delta a_{12} |\mathbf{r}| \mathbf{r} \end{bmatrix} \quad (10)$$

由于作业型 ROV 运动速度较慢, 所以其附加质量项的变化也是缓慢的。ROV 在深海环境中, 受到的外干扰主要包括海底洋流、正浮力等, 虽然大部分是实变的, 但变化速度缓慢, 可以将其认为成常值干扰。

$$\dot{\lambda} \approx \dot{f} \approx \dot{F} \approx 0 \quad (11)$$

3 ROV 轨迹跟踪控制策略

ROV 轨迹跟踪控制系统结构如图 2 所示。

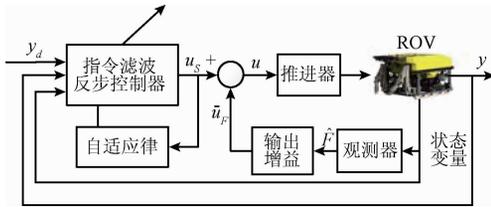


图2 控制系统结构设计

Fig.2 Control system architecture design

3.1 非线性干扰观测器

根据式(7), 采用如下形式的 NDO^[16]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{F}} = \mathbf{z} + \mathbf{p}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \\ \dot{\mathbf{z}} = -\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\mathbf{z} + \mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)[-\mathbf{p}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) - \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{b}\mathbf{u}] \end{cases} \quad (12)$$

式中: \hat{F} 为 F 的观测量, $\mathbf{p}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ 为待设计的非线性函数, $\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ 为非线性干扰观测器的增益, 且满足:

$$\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{d}\mathbf{p}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)/\mathbf{d}t \quad (13)$$

定义非线性干扰观测器的观测误差为:

$$\tilde{\mathbf{F}} = \mathbf{F} - \hat{\mathbf{F}} \quad (14)$$

通常 F 的微分先验知识是无法获得的, 又由于式(9), 可以得到:

$$\dot{\tilde{\mathbf{F}}} = \dot{\mathbf{F}} - \dot{\hat{\mathbf{F}}} = -\dot{\mathbf{z}} - \dot{\mathbf{p}}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = \mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)[\mathbf{z} + \mathbf{p}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)] - \mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)[\dot{\mathbf{x}}_2 - \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{b}\mathbf{u}] = -\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)\tilde{\mathbf{F}} \quad (16)$$

由式(16)可得, 当 $\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ 取任意正值时, 即 $\mathbf{L}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) = \text{diag}\{l_{11}, l_{22}, l_{33}, l_{44}\} > 0$, 求解可得:

$$\tilde{\mathbf{F}}(t) = \mathbf{E}\tilde{\mathbf{F}}(0) \quad (17)$$

$$\mathbf{E} = \text{diag}\{e^{-l_{11}t}, e^{-l_{22}t}, e^{-l_{33}t}, e^{-l_{44}t}\} \quad (18)$$

可以看出, 观测误差可以呈指数收敛。根据文献[13]可知, 在集总干扰是时变的情况下, 干扰观测误

差依然能够达到最终一致有界。

将非线性干扰观测器的估计值替换到式(5)的第2个子式, 可得:

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}(\mathbf{u} + \hat{\mathbf{F}}/\mathbf{b}) \quad (23)$$

其中观测器的输出增益为 $1/\mathbf{b}$, 即:

$$\mathbf{u}_F = \hat{\mathbf{F}}/\mathbf{b} \quad (24)$$

由图2设计的控制系统结构, 引入非线性干扰观测器后, 式(5)的第2个子式能够改写为:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_2 &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}(\mathbf{u}_s - \mathbf{u}_F) + \mathbf{F} = \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}\mathbf{u}_s + \mathbf{F} - \hat{\mathbf{F}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}\mathbf{u}_s + \Delta \end{aligned} \quad (25)$$

由式(25)可知, 系统不确定误差由 F 减小到 Δ , 减小了模型不确定性和外干扰对控制系统的影响。

3.2 滤波反步控制器设计

引入非线性干扰观测器后, 系统状态方程可以改写为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{J}(\mathbf{x}_1)\mathbf{x}_2 \\ \dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{b}\mathbf{u}_s + \Delta \\ \mathbf{y} = \mathbf{x}_1 \end{cases} \quad (26)$$

针对式(26), 设计滤波反步控制器, 首先其指令滤波器结构如图3所示。

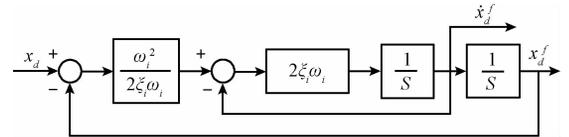


图3 指令滤波器结构

Fig.3 Structure of the command filter

其中 x_d 为输入的指令信号, x_d^f 和 \dot{x}_d^f 分别为经过滤波器后的输出量和输出量的导数。 x_d 和 x_d^f 的关系可写为:

$$\frac{x_d^f}{x_d} = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (27)$$

其状态空间表达式为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1^f \\ \dot{x}_2^f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_i^2 & -2\xi_i\omega_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1^f \\ x_2^f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_i^2 \end{bmatrix} x_d$$

$$\dot{x}_d^f = x_1^f, x_d^f = x_2^f \quad (28)$$

根据式(27)可以得出二阶指令滤波器的相对阻尼系数为 ξ_i , 无阻尼振荡频率为 ω_i 。利用反步控制时需要求出虚拟控制量的导数, 在式(28)中, \dot{x}_d^f 可以用 x_1^f 来逼近, x_d^f 通过积分过程就可以得到, 有效地避免了对 x_d 多次求导导致的计算膨胀难题, 为工程实现提供了方便。

设期望运动轨迹为 y_d , 定义系统的位置误差和速度误差分别为:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{y} - \mathbf{y}_d^f \\ \tilde{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{x}_2 - \boldsymbol{\alpha}^f(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (29)$$

式中: \mathbf{y}_d^f 为滤波轨迹, $\boldsymbol{\alpha}^f(\mathbf{x})$ 为滤波虚拟控制量。

鉴于期望轨迹和虚拟控制量经过了滤波器,必然会导致相应的滤波误差,定义补偿误差变量为:

$$\begin{cases} z_1 = \tilde{y} - \zeta_1 \\ z_2 = \tilde{x}_2 - \zeta_2 \end{cases} \quad (30)$$

式中: ζ_i 表示滤波器产生的误差值, ζ_i 的选取参考 Farrell J 等人在文献[14]中式(14)提到的 n 阶表达式形式,本文 ζ_i 的选取详见后文。

定义 1

$$\dot{\zeta}_1 = -K_1 \zeta_1 + J(\boldsymbol{\eta})(\boldsymbol{\alpha}'(x) - \boldsymbol{\alpha}(x)) \quad (31)$$

式中: $K_1 = \text{diag}\{k_{11}, k_{22}, k_{33}, k_{44}\}$ 为对角阵,且 $K_1 > 0$, 定义如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^T z_1 \quad (32)$$

对式(22)进行求导得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1^T \dot{z}_1 = z_1^T (\dot{\tilde{y}} - \dot{\zeta}_1) = z_1^T (\dot{y} - \dot{y}'_d - \dot{\zeta}_1) = \\ & z_1^T (J(\boldsymbol{\eta})(\tilde{x}_2 + \boldsymbol{\alpha}'(x)) - \dot{y}'_d - \dot{\zeta}_1) = z_1^T (J(\boldsymbol{\eta})z_2 + J(\boldsymbol{\eta}) \cdot \\ & \zeta_2 - \dot{y}'_d + K_1 \zeta_1 + J(\boldsymbol{\eta})\boldsymbol{\alpha}(x)) \end{aligned} \quad (33)$$

取虚拟控制量为:

$$\boldsymbol{\alpha}(x) = J^{-1}(\boldsymbol{\eta})(-K_1 \tilde{y} + \dot{y}'_d - J(\boldsymbol{\eta})\zeta_2) \quad (34)$$

将式(34)带入式(33)中,可得:

$$\dot{V}_1 = -z_1^T K_1 z_1 + z_1^T J(\boldsymbol{\eta})z_2 \quad (35)$$

定义 2

$$\dot{\zeta}_2 = -M^{-1} K_2 \zeta_2 \quad (36)$$

式中: $K_2 = \text{diag}\{k_{55}, k_{66}, k_{77}, k_{88}\}$ 为对角阵,且 $K_2 > 0$, 再定义如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^T M z_2 \quad (37)$$

对式(37)进行求导,将式(26)、(29)、(30)和(35)带入可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2^T M \dot{z}_2 = \dot{V}_1 + z_2^T M (\dot{\tilde{x}}_2 - \dot{\zeta}_2) = \dot{V}_1 + z_2^T (- \\ & C(x_2)x_2 - D(x_2)x_2 - g + u_s + M\Delta - M\boldsymbol{\alpha}'(x) - M\dot{\zeta}_2) \end{aligned} \quad (38)$$

为了得到控制率 u_s , 应该满足 Lyapunov 稳定性理论,令 $\dot{V}_2 \leq 0$, 则可以得到:

$$u_s = C(x_2)x_2 + D(x_2)x_2 + g - M\dot{\Delta} + M\boldsymbol{\alpha}'(x) - J^T(\boldsymbol{\eta})z_1 - K_2 \tilde{x}_2 \quad (39)$$

将式(39)代入式(38)可得:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2^T M \dot{z}_2 = -z_1^T K_1 z_1 - z_2^T K_2 z_2 + z_2^T M \dot{\Delta} \quad (40)$$

3.3 自适应律设计

通过非线性干扰观测器将系统不确定误差由 F 减小到 Δ 。

定义 Δ 的估计量和误差量:

$$\tilde{\Delta} = \Delta - \hat{\Delta} \quad (41)$$

设 Δ 变化缓慢,从而:

$$\dot{\Delta} = 0 \quad (42)$$

可得:

$$\dot{\tilde{\Delta}} = -\dot{\hat{\Delta}} \quad (43)$$

定义如下形式的 Lyapunov 函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} \tilde{\Delta}^T K_3^{-1} \tilde{\Delta} \quad (44)$$

式中: K_3 为对角阵,且对角元素均为正。对上式求导,可得:

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \tilde{\Delta}^T K_3^{-1} \dot{\tilde{\Delta}} = -z_1^T K_1 z_1 - z_2^T K_2 z_2 + \tilde{\Delta}^T (M^T z_2 - K_3^{-1} \dot{\tilde{\Delta}}) \quad (45)$$

取如下的自适应律:

$$\dot{\hat{\Delta}} = K_3 M^T z_2 \quad (46)$$

3.4 稳定性分析

对于整个控制闭环系统,分析其稳定性,选取如下形式的 Lyapunov 函数:

$$\begin{aligned} V &= \frac{1}{2} \tilde{F}^T \tilde{F} + \frac{1}{2} z_1^T z_1 + \frac{1}{2} z_2^T M z_2 + \frac{1}{2} \tilde{\Delta}^T K_3^{-1} \tilde{\Delta} = \\ & \frac{1}{2} \tilde{F}^T \tilde{F} + V_3 \end{aligned} \quad (47)$$

对式(47)求导,并带入式(46),可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \tilde{F}^T \dot{\tilde{F}} + \dot{V}_3 = \\ & -\tilde{F}^T L(x_1, x_2) \tilde{F} - z_1^T K_1 z_1 - z_2^T K_2 z_2 \leq 0 \end{aligned} \quad (48)$$

所以,根据 Barbalat 引理,上述设计的控制策略可以使滤波补偿误差向量全局一致收敛到 $\mathbf{0}$, 即:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z_1 = \lim_{t \rightarrow \infty} z_2 = \mathbf{0} \quad (49)$$

上述证明了滤波补偿误差向量全局一致收敛特性,参考文献[11],当滤波器无阻尼振荡频率 ω_i 取值足够大时,有 $\lim_{t \rightarrow \infty} |x'_d - x_d| = 0$, 由式(31)和(36)可得:

$$\zeta_1(t) = K_{1e} \zeta_1(0) \quad (50)$$

$$\zeta_2(t) = K_{2e} \zeta_2(0) \quad (51)$$

其中:

$$K_{1e} = \text{diag}\{e^{-k_{11}t}, e^{-k_{22}t}, e^{-k_{33}t}, e^{-k_{44}t}\} \quad (52)$$

$$K_{2e} = \text{diag}\{e^{-\frac{m_{11}}{m_{11}}t}, e^{-\frac{m_{22}}{m_{22}}t}, e^{-\frac{m_{33}}{m_{33}}t}, e^{-\frac{m_{44}}{m_{44}}t}\} \quad (53)$$

式中: $m_{11}, m_{22}, m_{33}, m_{44}$ 是 M 矩阵的对角元素。由上式可知,当 $t \rightarrow \infty$ 时, ζ_1 和 ζ_2 呈指数收敛,进而存在:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{y} = \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}_2 = 0 \quad (54)$$

即存在跟踪误差向量全局一致收敛到 $\mathbf{0}$ 。

4 仿真研究

为了验证控制策略的可行性与有效性,需要对控制算法进行仿真,以哈尔滨工程大学研制的作业型 ROV 为例,其模型参数如表 1 所示。

表1 作业型ROV模型参数

Table 1 Model parameters of the work-class ROV

参数	值	参数	值
m	2 200 kg	N_r	-7 489 kg/s
W	21 560 N	$X_u u $	-866 kg/m
B	22 050 N	$Y_v v $	-1 124 kg/m
I_z	1175 kg·m ⁻²	$Z_w w $	-3 161 kg/m
X_u	-1 980 kg	$N_r r $	-688 kg/m
Y_v	-1 445 kg	$\tau_{u\max}$	7 637 N
Z_w	-2 800 kg	$\tau_{r\max}$	7 637 N
N_r	-1 245 kg·m ⁻²	$\tau_{w\max}$	3 962 N
X_u	-3 120 kg/s	$\tau_{p\max}$	2 103 N·m
Y_v	-3 120 kg/s	$\tau_{q\max}$	1 803 N·m
Z_w	-10 800 kg/s	$\tau_{r\max}$	9 710 N·m

1) 为了验证控制系统的四自由度控制性能,设计 x 、 y 、 z 、 ψ 动轨迹为:

$$y_d =$$

$$[4\sin(0.04\pi t), 4\cos(0.04\pi t), 0.25t, 0.5]^T$$

不确定模型参数 $\Delta a_1 \sim \Delta a_{12}$ 的扰动范围上界为表1中实际值的15%, u 、 v 、 w 、 r 取实时的速度状态变量,外干扰产生的力/力矩采用慢变信号、符号常值信号和随机信号的叠加,形式为:

$$f = - \begin{bmatrix} 2\,000\sin(0.02\pi t) + 400\text{sgn}(x) + 50\text{rand} \\ 2\,000\cos(0.02\pi t) + 400\text{sgn}(x) + 60\text{rand} \\ 2\,000\sin(0.02\pi t) + 400\text{sgn}(x) + 50\text{rand} \\ 2\,000\cos(0.02\pi t) + 400\text{sgn}(x) + 60\text{rand} \end{bmatrix}$$

ROV 初始位置 $y_0 = [1.5, 2, 2, 0.2]^T$ (单位为 m、m、m、rad),初始速度为 0 m/s。ROV 的三维空间轨迹跟踪仿真结果如图4所示。

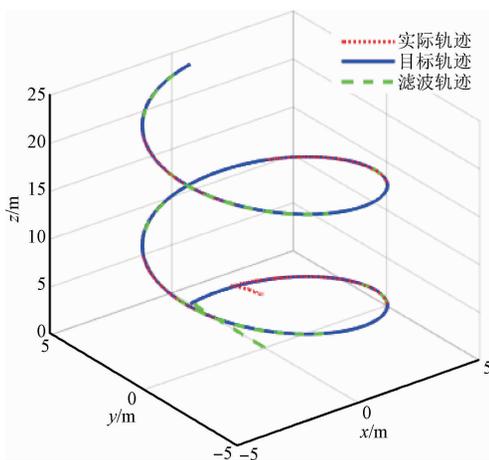
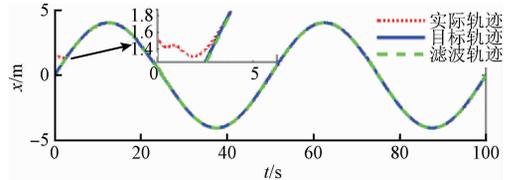


图4 ROV 三维空间轨迹跟踪

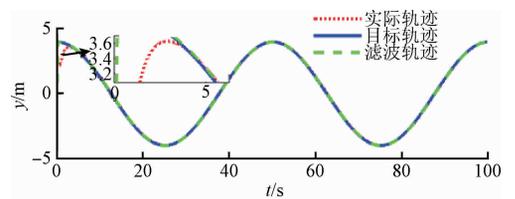
Fig.4 Three-dimensional path tracking of ROV

从图4可以看出,ROV 在受到模型参数不确定性和外干扰影响时,跟踪轨迹能够快速准确地收敛到目标轨迹,且跟踪路径平滑,有较好的干扰抑制性能。

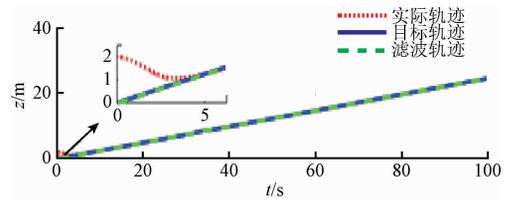
图5、6所示为ROV 4个自由度 x 、 y 、 z 、 ψ 的轨迹跟踪仿真结果。从大图可以看出4个自由度均能在10s之内准确跟踪到目标轨迹,响应速度较快,跟踪效果较好。从图5和6中的放大图可以看出滤波输出轨迹能够较好地跟踪目标轨迹,滤波误差能够快速收敛到0。



(a) x方向位置响应
(a) Position responses in x direction



(b) y方向位置响应
(b) Position responses in y direction



(c) z方向位置响应
(c) Position responses in z direction

图5 x 、 y 、 z 3个方向位置响应

Fig.5 Position responses in x , y and z directions

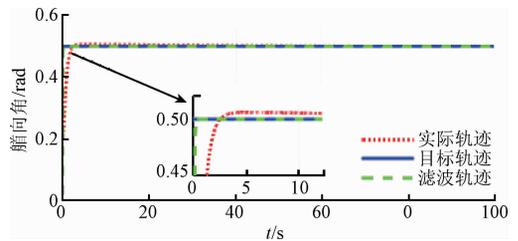


图6 艏向角响应

Fig.6 Heading angle response

2) 为了验证非线性干扰观测器和自适应估计的性能,针对实验1中ROV的三维轨迹跟踪,分别给出了外干扰与NDO观测量的对比图、自适应估计误差与NDO观测误差的对比图,由于篇幅有限,仅以 x 、 z 两个自由度为例,仿真结果如图7和8所示。

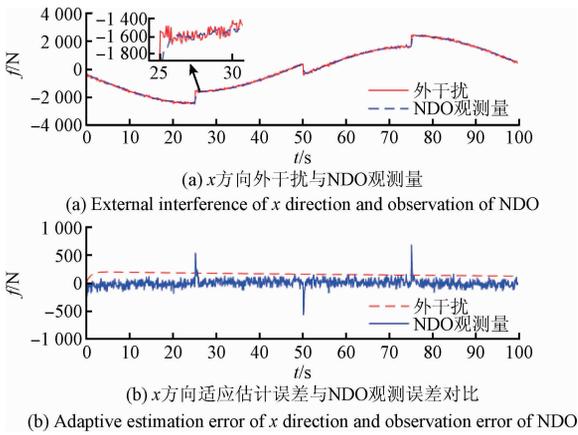


图 7 x 方向 NDO 观测量和自适应估计量

Fig.7 Observed value of NDO and adaptive estimation value in x direction

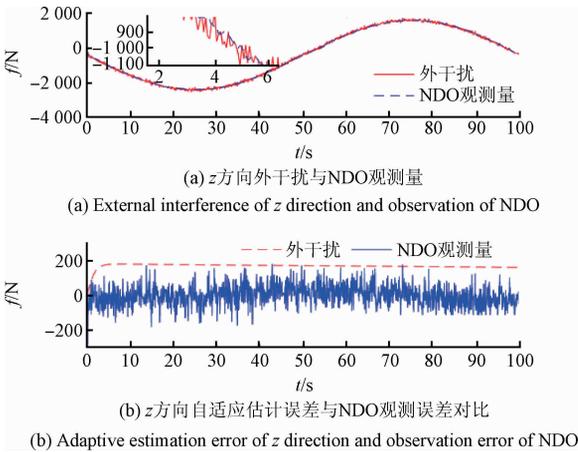


图 8 z 方向 NDO 观测量和自适应估计量

Fig.8 Observed value of NDO and adaptive estimation value in z direction

由图 7(a) 和 8(a) 可以看出,对于包含模型不确定性的外干扰,非线性干扰观测器能够观测出干扰近似值,但是对于干扰中部分模型参数不确定量、rand 量和符号函数 sgn 突变则没有观测作用,所以在图 7(b) 和 8(b) 中会有不规则的噪声干扰和一些“尖峰”脉冲等观测残量。对于这些不规则的噪声干扰,引入自适应项,通过自适应项来估计干扰的上界。通过仿真图可以看到,自适应估计的观测误差大于实际观测误差的上界,因此能够使控制系统摆脱对 Δ 上界的依赖。对于一系列的尖峰脉冲,因为其往往只作用瞬间,而且外干扰突变的几率很小,所以对于全局系统来讲,可以忽略不计。

5 运动控制试验

通过上述仿真可以看出本文提出的控制方法具有较

好的控制品质,但是还需要通过实际的运动控制试验来验证该算法的可行性与有效性。所以以本教研室研制的深海作业型 ROV 为控制对象,如图 9 所示,进行相关的海试。



图 9 本教研室研制的作业型 ROV

Fig.9 The work-class ROV developed in our laboratory

海试地点选在深圳海边,海深 20 m,海况良好。为了试验 ROV 在水中的三维轨迹跟踪,设定目标轨迹为: $y_d = [4\sin(0.05\pi t), 4\cos(0.05\pi t), 0.24t, 0.5]^T$ 初始位置: $y_0 = [1.5, 2, 2, 0.2]^T$ 。

ROV 跟踪轨迹过程中 PC104 工控机记录相关的姿态信息数据,实验结束后将试验数据与设定数据进行对比。试验结果如图 10 和 11 所示。

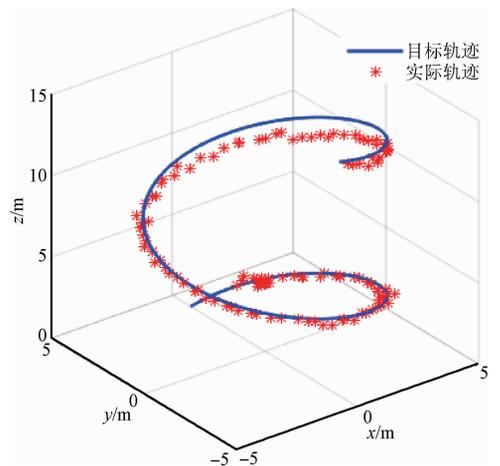


图 10 海试中 ROV 三维轨迹跟踪

Fig.10 Three-dimensional path tracking of ROV in the sea test

本实验数据是从 ROV 初始位置 y_0 开始,运行 60 s 后得到的区间数据,数据采样间隔为 0.5 s,共得到 120 组样本点,从图 10 和 11 中可以看出 4 个自由度的位置响应及跟踪误差,可以看出,随着时间的推移,采样次数的增多,各自由度的跟踪误差逐渐收敛到 0,控制精度能够达到 0.5 m,满足实际的控制要求。

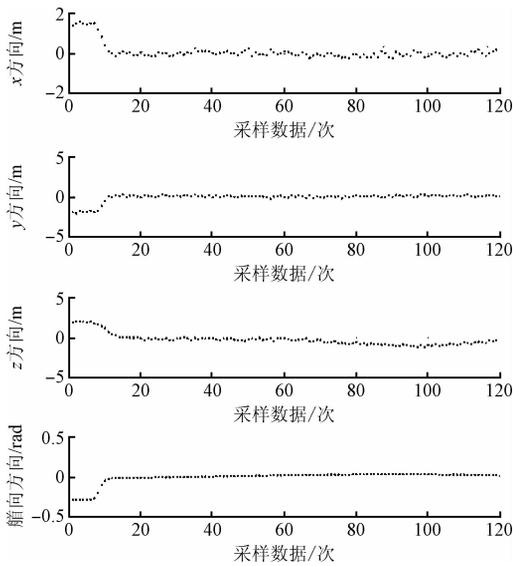


图 11 x, y, z 艏向 4 个方向的位置响应误差

Fig. 11 The position response errors in x, y, z and the heading directions

6 结 论

针对作业型 ROV 轨迹跟踪问题,提出了一种基于非线性干扰观测器的滤波自适应反步控制策略。设计了控制律和自适应律,并通过 Lyapunov 稳定性理论,证明了系统的全局渐进稳定特性以及跟踪误差收敛特性。仿真和实验结果表明,ROV 状态轨线能够快速收敛到目标轨线。

参考文献

[1] SCHJØLBERG I, UTNE I B. Towards autonomy in ROV operations [J]. IFAC-PapersOnLine, 2015, 48 (2): 183-188.

[2] LI J H, LEE P M. Design of an adaptive nonlinear controller for depth control of an autonomous underwater vehicle [J]. Ocean Engineering, 2005, 32 (17-18): 2165-2181.

[3] YOU S S, LIM T W, KIM J Y. Dynamics and robust control of underwater vehicles for depth trajectory following [J]. Journal of Engineering for the Maritime Environment, 2013, 227(2): 107-113.

[4] BESSA W M, DUTRA M S, KREUZER E. An adaptive fuzzy sliding mode controller for remotely operated underwater vehicle [J]. Robotics and Autonomous Systems, 2010, 58(1): 16-26.

[5] JOE H, KIM M, YU S N. Second-order sliding-mode control for autonomous underwater vehicle in the presence of unknown disturbances [J]. Nonlinear Dynamics, 2014, 78(1): 183-196.

[6] 朱康武, 顾临怡. 作业型遥控水下运载器的多变量 backstepping 鲁棒控制 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(10): 1441-1446.

ZHU K W, GU L Y. Multivariable backstepping robust control for work-class remotely operated vehicle [J]. Control Theory & Applications, 2011, 28(10): 1441-1446.

[7] 魏延辉, 周卫祥, 陈巍, 等. 基于 NDO 的 ROV 变深自适应终端滑模控制器设计 [J]. 控制与决策, 2016, 31(2): 373-377.

WEI Y H, ZHOU W X, CHEN W, et al. Design of adaptive terminal sliding mode controller based on nonlinear disturbance observer for ROV depth changing [J]. Control and Decision, 2016, 31(2): 373-377.

[8] 林旭梅, 王婵. 四旋翼飞行器的自适应鲁棒滑模控制器设计 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(7): 1522-1528.

LIN X M, WANG CH. Design of adaptive robust sliding mode controller of quadrotor helicopter [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2015, 36 (7): 1522-1528.

[9] GAO J S, DENG L W, SONG S M. Fractional order nonsingular terminal sliding mode control for flexible space craft attitude tracking [J]. Instrumentation, 2016, 3(1): 21-29.

[10] 贾森, 王新华, 龚华军, 等. 基于模糊 PID 的直升机增稳控制系统设计与实现 [J]. 电子测量技术, 2015, 38(11): 70-73.

JIA S, WANG X H, GONG H J, et al. Design and implementation of stability augmentation control system for small unmanned helicopter based on fuzzy PID [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38 (11): 70-73.

[11] 周凌波, 张方, 姜金辉. FTF 自适应主动控制算法的参数研究及应用 [J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(5): 44-51.

Parametric study and application of FTF adaptive active control algorithm [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2015, 33(11): 44-51.

[12] 张昌凡, 彭钊, 李祥飞, 等. 基于自适应观测器的鲁棒失磁故障检测方法 [J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(4): 508-518.

ZHANG CH F, PENG ZH, LI X F, et al. Robust demagnetization failure detection method based on adaptive observer [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(4): 508-518.

[13] LAPIERRE L, JOUVENCEL B. Robust nonlinear path following control of an AUV [J]. IEEE Journal of

Oceanic Engineering, 2008, 33(2): 89-102.

- [14] FARRELL J, POLYCARPOU M, SHARMA M, et al. Command filtered backstepping [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(6): 1391-1395.
- [15] 王宏健, 陈子印, 贾鹤鸣, 等. 基于滤波反步法的欠驱动 AUV 三维路径跟踪控制 [J]. 自动化学报, 2015, 41(3): 631-645.
WANG H J, CHEN Z Y, JIA H M, et al. Three dimensional path following control of under actuated autonomous underwater vehicle with command filtered backstepping [J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(3): 631-645.
- [16] CHEN W H, BALLANCE D J, GAWTHROP P J, et al. Nonlinear disturbance observer for robotic manipulators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 932-938.

作者简介



魏延辉(通讯作者), 分别在2001年、2003年和2008年于哈尔滨工业大学获得学士、硕士和博士学位, 现为哈尔滨工程大学副教授, 主要研究方向为水下运载器非线性控制、可重构机器人运动控制等。

E-mail: wyhhit@163.com

Wei Yanhui (Corresponding author) received his B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees all from Harbin Institute of Technology in 2001, 2003 and 2008, respectively. Now, he is an associate professor in Harbin Engineering University. His main research interest includes nonlinear control of underwater vehicle and motion control of reconfigurable robot.



贾献强, 2014年于哈尔滨工程大学获得学士学位, 现为哈尔滨工程大学硕士研究生, 主要研究方向为水下运载器非线性控制、智能控制等。

E-mail: jxqbest@163.com

Jia Xianqiang received his B.Sc. degree in 2014 from Harbin Engineering University. He is currently an M.Sc. student in Harbin Engineering University. His main research interest includes nonlinear control of underwater vehicle and intelligent control.