

零航速减摇鳍改进自适应神经元控制

金鸿章^{1,2}, 王帆²

(1. 哈尔滨工程大学 船舶控制工程教育部工程研究中心, 哈尔滨 150001, chinawangfan@yahoo.cn;

2. 哈尔滨工程大学 自动化学院, 哈尔滨 150001)

摘 要: 针对零航速减摇鳍系统使常规 PID 控制方法难以获得满意的减摇效果这一问题, 研究了一种改进自适应单神经元控制器, 在不增加神经元结构复杂性的同时, 提高了其非线性处理能力. 为降低对零航速减摇鳍驱动伺服系统功率的要求, 借助最优控制中的二次型指标思想, 对神经元参数进行在线自适应调整, 实现了对驱动功率的间接约束. 证明了在该控制方法下系统的 Lyapunov 稳定性, 并在不同海情下与常规 PID 控制方法进行模拟比较, 展示出该方法解决零航速减摇鳍输入非线性控制的优越性.

关键词: 零航速减摇鳍; 输入非线性; 自适应神经元; 控制约束

中图分类号: U664.7

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2010)11-1810-04

Control zero-speed fin stabilizers using an improved adaptive neuron

JIN Hong-zhang^{1,2}, WANG Fan²

(1. Ship Control Engineering Research Center of Ministry of Education, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China, chinawangfan@yahoo.cn; 2. College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: The system of the zero-speed fin stabilizers controlled by common PID controller can hardly obtain satisfying performance, so an improved adaptive single neuron controller is developed, and the capability for nonlinear processing is improved without increasing the structural complexity of the neuron. To reduce the requirement of the power for driving servo system, from the viewpoint of the quadratic performance index employed in optimal control, the indirect constraint to the driving power is realized by means of online updating parameters in the neuron adaptively. The Lyapunov stability of the system with this control method is proved. Compared with the common PID control under different sea conditions, the advantage for controlling zero-speed fin stabilizer system with nonlinear input is demonstrated.

Key words: zero-speed fin stabilizer; input nonlinearity; adaptive single neuron; control constraint

为使减摇鳍具备零航速下的减摇能力, 零航速减摇鳍成为近年来减摇鳍研究与发展的新方向, 并得到国内外学者的广泛关注^[1-3]. 从 2005 年起, 哈尔滨工程大学船舶控制工程研究中心开始进行此项理论研究工作, 建立了单翼拍动式零航速减摇鳍水动力模型^[4-5]. 与普通减摇鳍不同, 零航速减摇鳍是依靠鳍的主动拍水来产生减摇所需要的稳定力(矩). 这种特殊的生力方式不但使鳍的水动力模型成为一个典型的强非线性环节, 而且对抗海浪扰动所消耗的能量只能由驱动伺服

系统提供, 加之减摇鳍系统普遍存在的参数时变、未建模动态等因素, 使得零航速减摇鳍系统成为一个具有时变参数、未建模动态、输入非线性特性已知、输入饱和和约束的 SISO 系统.

迄今, 对零航速减摇鳍水动力模型的研究已取得显著成果, 但针对其控制方法的研究文献极少. 从零航速减摇鳍系统的特性易知, 其控制难点在于如何解决输入非线性及对控制量的约束(功率约束)问题. 文献[4]采用常规 PID 控制方法对零航速减摇鳍系统进行控制, 但由于非线性输入不单调, 使得线性控制器无法在较大的参数范围内保证全局稳定, 稳定性对参数变化比较敏感. 该方法实质是利用 PID 控制器的鲁棒性使系统镇

定, 因此, 减摇效果不理想。

目前, 尽管非线性自适应控制已广泛应用于仿射非线性对象的控制问题, 但仍难解决存在输入非线性的被控对象^[6]。文献[7]将自适应控制用于带非平滑输入非线性的系统, 但要求输入非线性已知, 且满足分段线性特性。文献[8]将反馈线性化方法用于控制带非线性执行器的系统, 但该方法仅适用于输入非线性结构简单、满足反馈线性化条件^[9]的情况。文献[10]应用滑模控制解决了一类具有扇形非线性、带死区的系统控制问题。

然而, 零航速减摇鳍系统的输入非线性结构极为复杂, 无法分段线性化, 且不具备扇形特性, 因此, 以上方法均无法解决。文献[11]提出了一种基于单神经元的鲁棒自适应控制, 并成功应用于具有输入非线性的不确定系统中。考虑到单神经元控制结构简单、算法收敛速度快、无需先验知识等优点, 加之已有的普通减摇鳍单神经元控制经验^[12], 本文研究了一种适用于零航速减摇鳍系统的自适应单神经元控制器, 并借助最优控制中的二次型指标思想, 实现了对功率的间接约束, 同时补偿了系统存在的时变、未建模因素。

1 船舶动力学

1.1 船舶横摇运动模型

船舶在海洋环境的扰动作用下会产生剧烈的横摇运动, 考虑船舶处于零航速状态, 根据牛顿定律得出的船体坐标系下的横摇运动模型为

$$\begin{cases} I_{xx}\ddot{\phi} = K_{hy} + K_s + K_w, \\ \dot{\phi} = p. \end{cases}$$

式中: p 为船舶横摇角速度, I_{xx} 为横摇转动惯量, K_s 为减摇鳍稳定力矩, K_w 为横摇扰动力矩, K_{hy} 为水动力矩, 且有

$$K_{hy} = K_p\dot{p} + K_{1p}|p|p + K_pp + K_{\phi\phi}\phi^3 - \rho g \nabla GZ(\phi).$$

式中: ∇ , GZ 分别为船舶排水量与横稳心高; ρ 为海水密度。式中的水动力系数可由水池试验或理论估算确定, 若是在裸船体下得到的, 则需考虑鳍对船舶附加质量、阻尼等的影响, 具体方法见文献[13]。

1.2 零航速减摇鳍动态水动力

当船舶处于零航速状态时, 减摇鳍通过绕鳍轴的主动拍水产生对抗横摇所需的稳定力, 如图 1。为获得较大的稳定力, 与普通鳍相比, 零航速减摇鳍的面积较大, 展弦比较小, 鳍轴更靠近前缘。

特殊的运动方式使鳍周围的流场呈非定常

流, 受力情况非常复杂。水池试验^[1-2]表明, 零航速减摇鳍的动态水动力主要由形阻力、涡阻力与附加质量力构成, 且可分别建模为^[5]

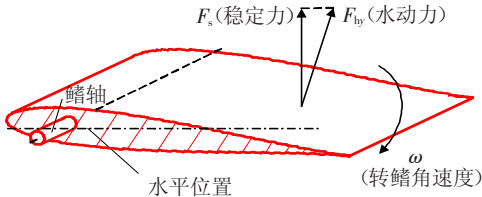


图 1 零航速减摇鳍工作原理

$$\begin{cases} F_f = \frac{1}{3}C_d\epsilon\rho(3a^2c + c^3)\omega^2(t), \\ F_v = k\epsilon\rho(3a^2c + c^3)\omega^2(t), \\ F_a = [\pi\epsilon\rho a^2c^2 + \frac{\pi}{8}\epsilon\rho(a^2 - b^2)^2]\dot{\omega}(t)/d. \end{cases}$$

式中: a 为 $1/2$ 弦长; c 为弦长中点与鳍轴距离; e 为展长; C_d 为阻力系数; $\omega(t)$ 为转鳍角速度; $b = a\bar{t}/1.3$, $\bar{t}$ 为最大厚度比; k, d 为比例因数。零航速减摇鳍动态水动力可表示为 $F_{hy} = F_f + F_v + F_a$ 。当鳍转角为 $\alpha(t)$ 时, 鳍产生的稳定力为

$$F_s = (F_f + F_v + F_a)\cos(\alpha(t)),$$

为规定方向, 将方程中的 $\omega^2(t)$ 替换为 $\omega(t) \mid \omega(t) \mid$ 。可见, 零航速减摇鳍的稳定力模型具有很强的非线性特性, 且无法分段线性化。在尺寸确定的前提下, 稳定力的大小由鳍的转角、角速度、角加速度共同决定, 并可概括为

$$\begin{cases} F_s = [k_1\omega(t) \mid \omega(t) \mid + k_2\dot{\omega}(t)]\cos(\alpha(t)), \\ \omega(t) = \dot{\alpha}(t). \end{cases}$$

式中: k_1, k_2 为鳍参数的正值函数。由微积分理论易知, F_s 连续、可微, 但不满足 $F_s[\omega(t)] \mid_{\omega=0} = 0$, 因此, 根据广义能量原理可以证明, 非线性输入改变了原系统的稳定性。图 2 给出了稳定力随鳍角变化的关系曲线。

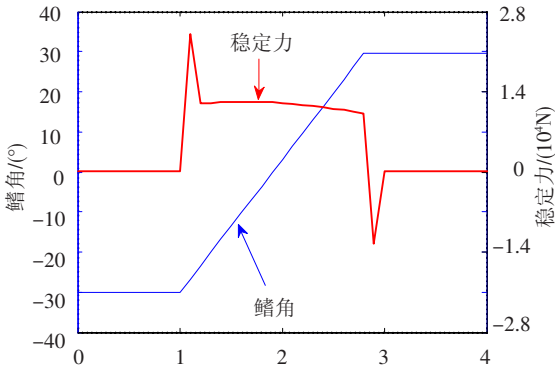


图 2 稳定力与鳍角关系曲线

2 零航速减摇鳍控制器设计

2.1 问题描述

定义横摇角、角速度为状态变量, 即 $\mathbf{X} = [\phi,$

$\phi]^T = [x_1, x_2]^T$; $u = \omega(t)$ 为控制输入; $y = \phi$ 为输出, 则系统模型可描述为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = (K_{lplp} | x_2 | x_2 + K_p x_2 + K_{\phi\phi\phi} x_1^3 - \rho g \nabla GZ(x_1) + \Delta f(X, t) + K_s[u(t)] + K_w)/(I_{xx} - K_\beta). \end{cases}$$

式中: $\Delta f(X, t)$ 为模型不确定项; $K_s[u(t)] = 2F_s[\omega(t)]l$ 为稳定力矩 (输入非线性), l 为作用力臂. 定义误差矢量

$$E = \begin{bmatrix} e \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_d \\ \dot{y}_d \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} y \\ \dot{y} \end{bmatrix}.$$

其中, y_d 为期望输出, 此处, 期望输出 (横摇角) 为 0, 因此, 误差矢量可改写为

$$E = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}.$$

2.2 自适应神经元模型

自适应神经元模型结构如图 3 所示.

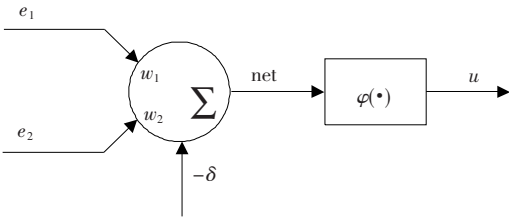


图 3 自适应神经元结构

其中, w_1, w_2 为可自适应调整的误差权系数; δ 为可调阈值. 神经元内部状态 S_{net} 表示为

$$S_{net} = \sum_{i=1}^2 w_i \cdot e_i - \delta.$$

考虑到零航速减摇鳍系统存在的输入饱和因素, 为避免传统神经网络控制的比例缩放和饱和问题, 神经元激活函数选取改进的双曲正切函数^{[11][14]}, 即

$$u = \varphi(S_{net}) = \frac{a[1 - \exp(-b \cdot S_{net})]}{1 + \exp(-b \cdot S_{net})}. \quad (1)$$

式中: a, b 为自适应调整参数, 分别确定神经元输出范围与函数形状. 记 $\mu = [w_1, w_2, \delta, a, b]^T$.

2.3 基于二次型指标的参数自适应规则与稳定性分析

系统的稳定性取决于参数矢量 μ 的更新机制, 下面将设计单神经元的自适应率并分析系统的稳定性. 设 μ 的更新方程为

$$\mu(k+1) = \mu(k) + \eta \beta(k),$$

即 $\Delta \mu(k) = \mu(k+1) - \mu(k) = \eta \beta(k)$, $\beta(k)$ 表示 μ 的搜索方向; $\eta > 0$ 为学习速率, 决定收敛速度. 为降低驱动功率, 应在保证减摇效果的同时尽

量减小控制输入, 基于此, 本文借鉴最优控制思想, 采用二次型性能指标作为参数更新的目标函数, 即

$$J[\mu(k)] = \frac{1}{2} [E^T(k) \lambda_1 E(k) + u^T(k) \lambda_2 u(k)]. \quad (2)$$

零航速减摇鳍驱动伺服系统的功率主要由转鳍角速度及其三次方决定, 因此, 对转鳍角速度的限制实现了对驱动能量的间接约束. λ_1, λ_2 分别为状态误差和控制量的权系数, 由于零航速减摇鳍的减摇能力随海情增大而大幅降低^[1-2], 为提高能量利用率, λ_1, λ_2 可依海情调整. 自适应机制的目的就是通过更新 μ 使目标函数在每个迭代点处递减, 即

$$\Delta J[\mu(k)] = J[\mu(k+1)] - J[\mu(k)] < 0.$$

为满足上述要求, 本文采用最速下降法设计自适应率, 选取 $\beta(k) = -g(k)$, $g(k)$ 为 $J(\mu)$ 在 $\mu(k)$ 处的梯度, 即

$$g(k) = \nabla J(\mu) |_{\mu=\mu(k)} = \frac{\partial J(\mu)}{\partial \mu} |_{\mu=\mu(k)}.$$

μ 的自适应更新规则为

$$\begin{aligned} \dot{\mu} &= -\eta g(k) = -\eta \frac{\partial J(\mu)}{\partial \mu} = \\ &= -\eta \left\{ \left(\sum_{i=1}^2 \frac{\partial J}{\partial e_j} \cdot \frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]} \right) \cdot \frac{\partial [K_s(u) + K_w]}{\partial u} + \right. \\ &\quad \left. \frac{\partial J}{\partial u} \right\} \cdot \frac{\partial u}{\partial \mu} \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $[K_s(u) + K_w]$ 为横摇的合外力矩; $\frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]}$ 代表参数搜索方向, 并可由符号函数 $\text{sgn}\left\{\frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]}\right\}$ 近似代替^[15], 所造成的计算误差可通过调整 η 补偿. 依照船舶横摇原理, 取 $\text{sgn}\left\{\frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]}\right\} = 1$. 将式(1)代入式(3)即得 μ 的自适应规则.

下面给出系统的 Lyapunov 稳定性证明. 取目标函数 J 为 Lyapunov 函数, 即

$$V(t) = \frac{1}{2} (E^T \lambda_1 E + u^T \lambda_2 u).$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) &= \frac{dV}{dt} = \frac{\partial J}{\partial \mu} \beta \cdot \frac{d\mu}{dt} = \left\{ \left(\sum_{i=1}^2 \frac{\partial J}{\partial e_j} \cdot \frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]} \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \frac{\partial [K_s(u) + K_w]}{\partial u} + \frac{\partial J}{\partial u} \right\} \cdot \frac{\partial u}{\partial \mu} \cdot \frac{d\mu}{dt}. \end{aligned}$$

将式(3)代入上式得

$$\dot{V}(t) = -\eta \left\{ \left(\sum_{i=1}^2 \frac{\partial J}{\partial e_j} \cdot \frac{\partial e_j}{\partial [K_s(u) + K_w]} \right) \cdot \right.$$

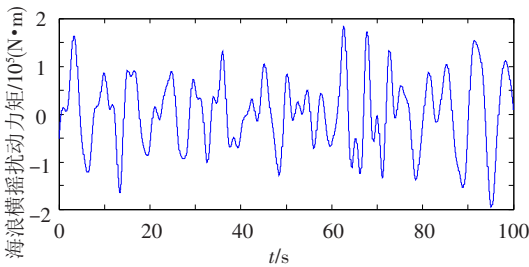
$$\frac{\partial [K_s(u) + K_w]}{\partial u} + \frac{\partial J}{\partial u} \Big\}^2 \cdot \Big\| \frac{\partial u}{\partial \mu} \Big\|^2 \leq 0.$$

根据 Lyapunov 稳定性理论, 参数更新规则可确保系统输出渐进跟踪期望输出.

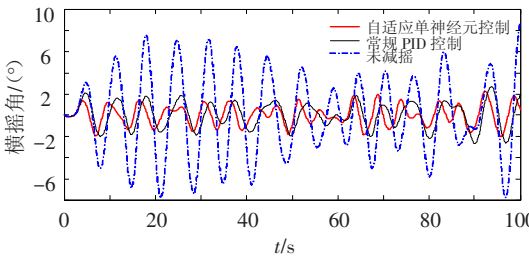
3 系统仿真与分析

为检验控制性能, 建立零航速下横摇运动仿真平台, 主要参数如下^[16]: 船长 51 m; 宽 8 m; $\nabla = 357 \text{ m}^3$; $GZ = 0.85 \text{ m}$; $I_{xx} = 3.4 \times 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. 说明, 本文将文献[16]中的普通减摇鳍替换为零航速减摇鳍, 展弦比 0.56, 最大厚度比 0.15, 伺服系统最大转鳍角速度 $45 \text{ (}^\circ\text{)/s}$. 式(2)的权系数应根据任务要求及设计者经验折衷选取.

分别在 2, 3 级海况下进行模拟, 取有义波高 0.5 m, 1.0 m, 平均周期 7.2 s, 浪向角 90° , 航速 0 kn, 记为海情 A, B. 为检验控制器的鲁棒性, 仿真中加入了模型摄动, 结果如图 4(a) ~ (b), 5(a) ~ (b) 所示.



(a) 海浪横摇扰动力矩



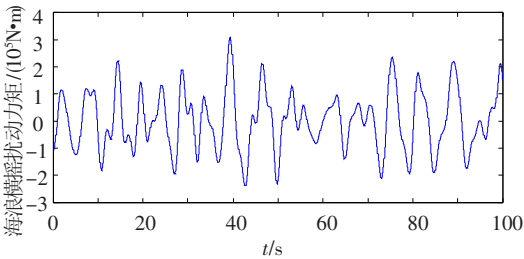
(b) 横摇角曲线

图 4 海情 A 下零航速船舶横摇运动

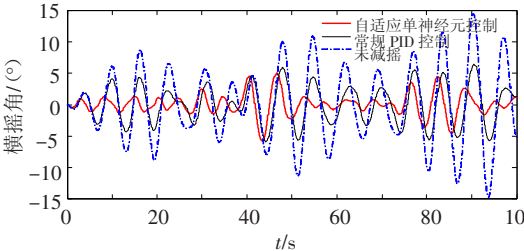
采用下式的减摇效率算法^[16]:

$$R_{PE} = \frac{O_{AP} - C_{CS}}{O_{AP}} \times 100\%.$$

式中: R_{PE} 为减摇效果; O_{AP} , C_{CS} 分别为开环、闭环横摇角的标准差. 依此计算得 A, B 下自适应单神经元控制器的减摇效果分别为 75.18%, 70.89%, 常规 PID 控制器的减摇效果分别为 69.07%, 49.8%.



(a) 海浪横摇扰动力矩



(b) 横摇角曲线

图 5 海情 B 下零航速船舶横摇运动

结果表明, 常规 PID 控制器对输入非线性的处理能力有限. 较低海情时, 由于所需要的转鳍角速度较小, 输入项的非线性特性不明显, 但由于模型的摄动, 常规 PID 控制的效果仍会受到影响. 当海情增大时, 输入项的非线性特性增强, PID 控制器的效果变差, 且系统的稳定性对控制器参数的变化十分敏感. 本文提出的方法较常规 PID 控制方法具有更强的鲁棒性, 不但能够很好地解决输入非线性对系统的影响, 保证较好的减摇效果, 而且实现了对驱动功率的间接约束, 提高了对能量的利用率.

4 结 论

本文解决了零航速减摇鳍控制系统存在的输入非线性问题. 研究了一种改进自适应单神经元控制器, 并借助最优控制中的二次型指标思想, 实现了对驱动功率的间接约束, 在保证减摇效果的同时, 减少所消耗的能量. 仿真结果表明, 该方法能够有效地解决输入非线性问题, 克服模型不确定性、参数扰动等影响.

参考文献:

[1] OOMS J. The use of roll stabilizer fins at zero speed [EB/OL]. http://www.mavituna.com.tr/pdf/zero_speed.pdf. 2002-11-18.

[2] GAILLARDE G, TOXOPEUS S. Hydrodynamics of large motor yachts: Past experience and future developments [J]. Association Technique Maritime et Aeronautique, 2004.

[3] KOOP M T, DINNISSEN J M, OOMS J. Active roll stabilisation system for ships: United States, US7451715B2 [P]. 2008-11-18.

(下转第 1817 页)