文章编号：1006-1355(2018)05-0081-08

参数不确定性条件下螺旋桨致舰船系统振动的自适应反演控制

公 鑫[1,2]，华宏星[1,2]

（1. 上海交通大学 振动冲击噪声研究所，上海 200240；
2. 上海交通大学 机械系统与振动国家重点实验室，上海 200240）

摘 要：螺旋桨致舰船振动的有效控制对降低舰船尾部壳体低频段声辐射具有重要意义，其中振动主动控制技术能够在保证隔振系统的总刚度不变软的前提下降低螺旋桨到艇体的能量传递率。本研究以桨轴-艇体为研究对象，使用止推电磁轴承作为致动器，针对模型的不确定性，提出一种自适应反演控制方案，不仅可以降低螺旋桨激励传递到艇体的能量，还能够降低未知参数和未知动力学部分对艇体振动的不良影响。此外，为了降低电磁轴承的能量损耗，相对于传统的差动电流驱动方案，设计出分时驱动的双边电磁轴承方案。仿真结果显示，这种自适应反演控制方法不仅能有效控制螺旋桨激励下的艇体振动，还显示出优良的稳定性和鲁棒性。

关键词：振动与波；螺旋桨致振动；参数不确定性；振动主动控制；自适应控制；反演控制
中图分类号：TB535 **文献标志码**：A **DOI编码**：10.3969/j.issn.1006-1355.2018.05.015

Adaptive Backstepping Control of Propeller induced Vibration of Ship Systems with Parameter Uncertainties

GONG Xin[1,2], *HUA Hongxing*[1,2]

(1. Institute of Vibration, Shock & Noise, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China;
2. State Key Laboratory of Mechanical System and Vibration, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Effective control of propeller induced vibration (PIV) is of significant importance for reducing acoustic radiation of ship's rear hull. Active vibration control technology can inhibit rear hull's vibration with the total stiffness of the isolation system unchanged. In this research, the electromagnetic thrust bearing is used as an actuator to control the hull's vibration. To deal with the uncertainties of the model, an adaptive backstepping control scheme is proposed. It can reduce the energy transfer rate from the propeller excitation to the hull and minimize the adverse effects of the unknown parameters and uncertain dynamic that act on hull's vibration. Besides, in order to make full use of energy, a novel time-sharing driving scheme of bilateral electromagnetic bearing is designed which is more energy-efficient than traditional differential current drive schemes. The simulation results show that this adaptive backstepping control method can effectively reduce the hull's vibration response under the excitation of propellers, as well as possesses excellent stability and robustness.

Keywords: vibration and wave; propeller induced vibration; parameter uncertainties; active vibration control; adaptive control; backstepping control

在低频段，螺旋桨激励所诱发的艇体振动被认为是舰艇尾部噪声的主要原因[1]。例如，当潜艇在深海区低速潜行时，与螺旋桨叶频、桨频相关的线谱噪声成分在艇体声辐射频谱中占主要部分。这种与螺旋桨旋转相关的激励成分得到了广泛的关注，例如：Merz研究了艇体曲面和艉舵引起的非一致伴流场可以导致作用在桨-轴系统的水动力学激励[2]。

针对螺旋桨致艇体振动的控制是一个极富挑战性的研究课题。螺旋桨作用下的轴系承受着极大的轴向推力载荷，所以不适合添加对低频成分具有良好减震特性的刚度较小的被动减震元件。基于这点，Goodwin首先提出了一种共振转换装置，使用大型油池来吸收从螺旋桨处传来的振动能量[3]。Ojak

收稿日期：2018-01-26
基金项目：国家自然科学基金资助项目(11672180)
作者简介：公鑫（1992–），男，山东省临沂市人，硕士研究生，主要研究方向为非线性振动及其主动控制。
E-mail: sjtugongxin@sjtu.edu.cn
通信作者：华宏星，男，教授，博士生导师。
E-mail: hhx@sjtu.edu.cn

也提出了使用传统的质量可调吸振器的设想[4]。然而这些方法都有一个共同局限，也就是只能在预先设定好的狭窄的特定频率区间内发挥作用。

在不降低轴系总刚度的前提下，主动控制技术和主被动混合控制技术是另外两种降低螺旋桨能量到艇体传递率的可行方案。多种传统致动器（如惯性和气动致动器等）和一些新型的致动器（如记忆合金、压电陶瓷等）已被广泛用于结构的主动控制领域[5]。Lewis等首先提出了使用电磁止推轴承进行主动控制的设想[6]。Baz尝试使用气动伺服系统来抵消轴系的纵向振动[7]。Dylejko提出了使用一系列的被动共振转换器，基于自适应控制技术进行轴系的纵振控制[8]。但是这些研究将控制目标为抑制桨轴系统的纵向振动，并没有将重点放在如何降低螺旋桨激励传递到艇体的能量传递率这一关键问题上。

针对降低振动能量传递率这一关键问题，本研究提出了一种基于电磁轴承的非线性自适应反演控制方法。控制系统采用了双边止推电磁轴承作为致动器，使用特殊的电磁力分布函数来保证系统的可控性。本研究使用了反演控制策略对系统的非线性动力学部分进行控制。反演控制具有设计灵活，分层解耦等优点，能够抑制系统的建模误差和外部扰动的不良影响，具有良好的鲁棒性[9]。本研究也阐述了当系统存在结构参数和激励力不确定性时，如何使用自适应方法对艇体振动进行有效控制。

1 水下推进系统的动力学建模

1.1 动力学方程

如图1所示，典型的水下航行器的推进系统主要由螺旋桨、轴、止推轴承、径向轴承等构成。

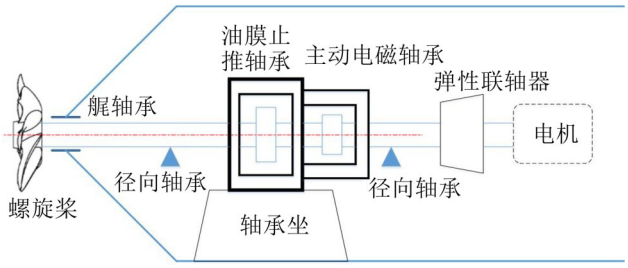


图1 典型的水下推进系统示意图

推进轴系在工作时，沿轴向将静推力和动态推力经过止推轴承传递到轴承基座，然后动态力经过轴承基座传递到艇体，进而引起艇体的振动和噪声。图2给出了推进系统的质量弹簧模型。

桨轴质量M_s和轴承基座质量M_h的纵向振动方程如下

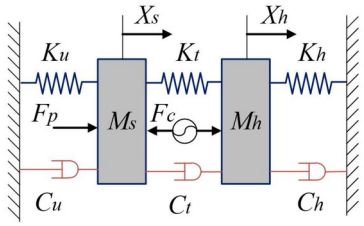


图2 推进系统的简化质量-刚度-阻尼模型

$$\begin{cases} M_s\ddot{X}_s+(C_u+C_t)\dot{X}_s+ \\ (K_u+K_t)X_s-C_t\dot{X}_h-K_tX_h=F_p-F_c \\ M_h\ddot{X}_h+(C_h+C_t)\dot{X}_s+ \\ (K_h+K_t)X_h-C_t\dot{X}_s-K_tX_s=F_c \end{cases} \tag{1}$$

其中：F_p和F_c分别为螺旋桨所受的激励力和电磁轴承的主动控制力，K_t和C_t分别为油膜推力轴承的刚度和阻尼，K_u和C_u分别为系统建模时未考虑的刚度和阻尼（如：径向轴承摩擦，螺旋桨水动力阻尼等），X_s和X_h分别为轴和轴承基座的纵向位移；定义如下状态变量

$$x_1=X_h;\ x_2=\dot{X}_h;\ x_3=X_s;\ x_4=\dot{X}_s \tag{2}$$

则式(1)可以写为状态空间形式

$$\begin{cases} \dot{x}_1=x_2 \\ \dot{x}_2=-(\theta_{21}+\theta_{23})x_1-(\theta_{22}+\theta_{24})x_2+ \\ \theta_{21}x_3+\theta_{22}x_4+\dfrac{F_c}{M_h} \\ \dot{x}_3=x_4 \\ \dot{x}_4=r\theta_{21}x_1-r\theta_{22}x_2-(r\theta_{21}+\theta_{41})x_3- \\ (r\theta_{22}+\theta_{42})x_4+ \\ r\dfrac{F_c}{M_h}+\dfrac{F_p}{M_s} \end{cases} \tag{3}$$

其中：

$$\begin{aligned} &\theta_{21}=\frac{K_t}{M_h},\theta_{22}=\frac{C_t}{M_h},\theta_{23}=\frac{K_h}{M_h},\theta_{24}=\frac{C_h}{M_h} \\ &\theta_{41}=\frac{K_u}{M_s},\theta_{42}=\frac{C_u}{M_s},r=\frac{M_h}{M_s} \end{aligned} \tag{4}$$

控制目标是通过调节电磁控制力F_c来降低螺旋桨激励力传递到艇体的能量，具体来讲，在保证桨轴位移速度和响应(x_3,x_4)稳定的前提下，将止推轴承基座的位移和速度响应(x_1,x_2)降低到零。

1.2 双边电磁止推轴承及其输入电压-输出力关系

如图3，一个双边电磁止推轴承包含左右两个单边电磁轴承AMB1和AMB2。每一个单边电磁轴承输入电压V_q与输出电磁力F_q存在如下关系[10]

$$\begin{aligned} &F_q(X_h,X_s,i_q)=-\frac{\mu_0A_gN^2}{4g_q^2(X_h,X_s)}i_q^2 \\ &g_q(X_h,X_s)=g_{0q}\pm(X_h-X_s) \\ &R_qi_q=V_q-(L_q\frac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}+i_q\frac{\mathrm{d}L_q}{\mathrm{d}t}),\ q=1,2 \\ &F_c=\sum_{i=1}^{2}(-1)^qF_q \end{aligned} \tag{5}$$

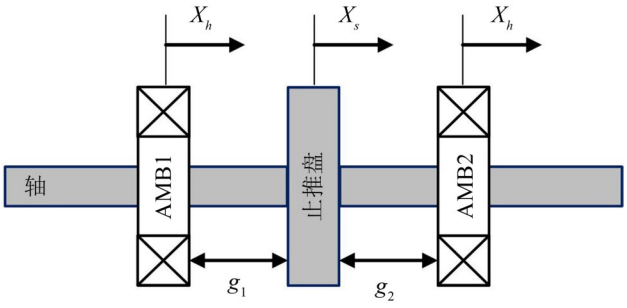


图3 双边电磁止推轴承原理图

式(5)中：μ_0为空气的磁导率，N为AMB线圈的匝数，A_g为磁路的截面积，R_q与L_q为线圈的电阻和电抗，g_q和g_{0q}为气隙宽度和初始气隙宽度，i_q和V_q分别为控制电流和控制电压，F_c为两个单边输出电磁力F_q的矢量和。为了最大化电能利用率，两个单边电磁力需要满足如下关系

$$\begin{cases} F_1 = (\ \mathrm{sgn}(-F_c) + 1\ ) \times F_c/2 \\ F_2 = (\ \mathrm{sgn}(F_c) + 1\ ) \times F_c/2 \end{cases} \tag{6}$$

上述两个单边电磁力的分配关系式是不可微的。由于在控制系统设计部分需要对F_c进行求导，所以本研究提出了一种代替的电磁力分配方案

$$\begin{cases} F_1 = (\ F_c - \sqrt{F_c^2 + \gamma_0^2}\ )/2 \\ F_2 = (\ F_c + \sqrt{F_c^2 + \gamma_0^2}\ )/2 \end{cases} \tag{7}$$

式(7)中：γ_0为设计常数，一般取很小的正数。

2 控制系统设计

2.1 反演控制器设计

包含推进系统、电磁致动器的完整系统的状态空间表达式可以表示为式(8)。

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -(\theta_{21} + \theta_{23})x_1 - (\theta_{22} + \theta_{24})x_2 + \theta_{21}x_3 + \theta_{22}x_4 - \\ \theta_{25}\dfrac{x_5^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \theta_{25}\dfrac{x_6^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2} \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = r\theta_{21}x_1 - r\theta_{22}x_2 - (r\theta_{21} + \theta_{41})x_3 - (r\theta_{22} + \theta_{42})x_4 + \\ r\theta_{25}\dfrac{x_5^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} - r\theta_{25}\dfrac{x_6^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2} + \dfrac{F_p}{M_s} \\ \dot{i}_1 = \theta_{51}i_1 + u_1 \\ \dot{i}_2 = \theta_{61}i_2 + u_2 \end{cases} \tag{8}$$

其中：θ_{21}～θ_{24}, θ_{41}, θ_{42}同式(4)，其他参数如下

$$\theta_{25} = \frac{\mu_0 A_g N^2}{4M_h},\ r = \frac{M_h}{M_s},\ g_{\mathrm{total}} = g_{01} + g_{02},\ u_1 = \frac{V_1}{L_1},\ u_2 = \frac{V_2}{L_2}$$

$$\theta_{51} = \frac{1}{L_1}\left(-R_1 + \frac{\mathrm{d}L_1}{\mathrm{d}g_1}\cdot\frac{\mathrm{d}g_1}{\mathrm{d}t}\right),\ \theta_{61} = \frac{1}{L_1}\left(-R_2 + \frac{\mathrm{d}L_2}{\mathrm{d}g_2}\cdot\frac{\mathrm{d}g_2}{\mathrm{d}t}\right) \tag{9}$$

设计步1：

设变量z_i为第i个设计步的误差($i = 1, \cdots, 4$)，反演控制将状态空间的输出转换为对应每一步的误差变量的输出，且误差变量的输出稳定、有界、趋于零。由式(8)，从第一个积分器开始设计

$$\begin{cases} z_1 = x_1 \\ z_2 = x_2 - \alpha_1 \end{cases} \tag{10}$$

其中：α_1：为使得第一个积分器稳定的虚拟控制量。为了保证z_1的稳定，定义Lyapunov函数为

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \tag{11}$$

选择正实数k_1，设虚拟控制$\alpha_1 = -k_1 z_1$，则Lyapunov函数和z_1的导数可表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 \\ \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + z_2 \end{aligned} \tag{12}$$

设计步2：

为了将误差状态变量z_2调控到0，将z_2计入Lyapunov函数，并对V_2求导，得到

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 \tag{13}$$

设AMB1和AMB2虚拟控制输入电流为α_{21}和α_{22}，输出的虚拟控制电磁力为F_α

$$F_\alpha = -\theta_{25}\frac{\alpha_{21}^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \theta_{25}\frac{\alpha_{22}^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2} \tag{14}$$

则$\dot{V}_2$可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 + z_2\{[&-(\theta_{21} + \theta_{23})x_1 - (\theta_{22} + \theta_{24}) \\ &x_1 + \theta_{21}x_3 + \theta_{22}x_4 - \theta_{25}\frac{x_5^2 - \alpha_{21}^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \\ &\theta_{25}\frac{x_6^2 - \alpha_{22}^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2}] + x_1 + k_1 x_2\} \end{aligned} \tag{15}$$

选择合适的正常数k_2，则虚拟控制电磁力为

$$\begin{aligned} F_\alpha = &(\theta_{21} + \theta_{23})x_1 + (\theta_{22} + \theta_{24})x_1 \\ &-\theta_{21}x_3 - \theta_{22}x_4 - x_1 - k_1 x_2 - k_2 z_2 \end{aligned} \tag{16}$$

则$\dot{V}_2$可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = -k_1 z_1^2 - k_1 z_2^2 + z_2[&-\theta_{25}\frac{x_5^2 - \alpha_{21}^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \\ &\theta_{25}\frac{x_6^2 - \alpha_{22}^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2}] \end{aligned} \tag{17}$$

由上式知：只有在实际控制电流与虚拟控制电流之差为0的情况下，$\dot{V}_2$才能保证恒不大于0。

设计步3：

定义第3个和第4个误差变量为

$$z_3 = x_5 - \alpha_{21},\ z_4 = x_6 - \alpha_{22} \tag{18}$$

则Lyapunov函数可以定义为

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2}z_4^2 \tag{19}$$

由式(14)和式(7)得虚拟控制输入电流为

$$\begin{cases} \alpha_{21} = \dfrac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}(g_{01} + x_3 - x_1)\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} - F_\alpha} \\ \alpha_{22} = \dfrac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}(g_{02} + x_1 - x_3)\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} + F_\alpha} \end{cases} \tag{20}$$

易知：α_{21}和α_{22}皆为关于x_1～x_4的函数，则

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 = &-k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3\{[u_1 + \theta_{51}x_5] - \\ &[\frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_2}\dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_3}\dot{x}_3 + \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_4}\dot{x}_4] - \\ &\theta_{25}\frac{z_2(z_3 + 2\alpha_{21})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2}\} + z_4\{[u_2 + \theta_{61}x_6] - \\ &[\frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_2}\dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_3}\dot{x}_3 + \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_4}\dot{x}_4] + \\ &\theta_{25}\frac{z_2(z_4 + 2\alpha_{22})}{(g_{02} + x_1 - x_3)^2}\}\end{aligned} \tag{21}$$

为了保证$\dot{V}_3 < 0$，选择实际控制输入电流为

$$\begin{cases} u_1 = -k_3 z_3 - \theta_{51}x_5 + [\frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_2}\dot{x}_2 + \\ \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_3}\dot{x}_3 + \frac{\partial \alpha_{21}}{\partial x_4}\dot{x}_4] + \theta_{25}\frac{z_2(z_3 + 2\alpha_{21})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} \\ u_2 = k_4 z_4 - \theta_{61}x_6 + [\frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_1}\dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_2}\dot{x}_2 + \\ \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_3}\dot{x}_3 + \frac{\partial \alpha_{22}}{\partial x_4}\dot{x}_4] - \theta_{25}\frac{z_2(z_4 + 2\alpha_{22})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} \end{cases} \tag{22}$$

则：$$\dot{V}_3 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 \leqslant 0 \tag{23}$$

将式(20)代入式(22)，得到输入的显式表达

$$\begin{cases} u_1 = -k_3 z_3 - \theta_{51}i_1 + [-\varphi_1 + \xi_1 f_1]x_2 + \\ \xi_1 f_2 x_3 + [\varphi_1 - \xi_1\theta_{21}]x_4 - \xi_1\theta_{22}\dot{x}_4 + \\ \theta_{25}\frac{z_2(z_3 + 2\alpha_{21})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} = -k_4 z_4 - u_2\theta_{61}i_2 + \\ [\varphi_2 + \xi_2 f_1]x_2 + \xi_2 f_2 x_3 + -\varphi_2 - \xi_2\theta_{21}] \\ [x_4 - \xi_2\theta_{22}\dot{x}_4 - \theta_{25}\frac{z_2(z_4 + 2\alpha_{22})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} \end{cases} \tag{24}$$

其中：

$$\begin{cases} \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}(\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} - F_\alpha}) \\ \varphi_2 = \frac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}(\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} + F_\alpha}) \\ f_1 = \theta_{21} + \theta_{23} - 1 - k_1 k_2 \\ f_2 = \theta_{22} + \theta_{24} - k_1 - k_2 \\ \xi_1 = \frac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}\frac{g_{01} + x_3 - x_1}{2\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} - F_\alpha}}(\frac{F_\alpha}{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2}} - 1) \\ \xi_2 = \frac{1}{\sqrt{2\theta_{25}}}\frac{g_{01} + x_1 - x_3}{2\sqrt{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2} + F_\alpha}}(\frac{F_\alpha}{\sqrt{F_\alpha^2 + \gamma_0^2}} + 1) \end{cases} \tag{25}$$

2.2 考虑参数不确定性后的反演控制器设计

由于Lyapunov方法采用分层（分步）设计，每一设计步可以保证之前的各设计步渐进稳定，不能保证之后的设计步的稳定性。所以即使对于相同的不确定参数，每个设计步都需要重新进行不确定值的参数估计。设第二设计步的不确定参数对应的自适应估计器估计值为$\{\theta_{21}^*, \theta_{22}^*, \theta_{23}^*, \theta_{24}^*\}$，基于式(13)，将参数估计的误差计入设计步2的Lyapunov函数

$$\begin{aligned}V_2 = &\frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2\gamma_1}(\theta_{21} - \theta_{21}^*)^2 + \frac{1}{2\gamma_2}(\theta_{22} - \theta_{22}^*)^2 + \\ &\frac{1}{2\gamma_3}(\theta_{23} - \theta_{23}^*)^2 + \frac{1}{2\gamma_4}(\theta_{24} - \theta_{24}^*)^2\end{aligned} \tag{26}$$

其中：γ_i为自适应估计器的设计使用的正的常数，其取值过小会导致自适应过程的收敛速度过慢，过大会导致自适应初始阶段发散。为协调这一矛盾取

$$\begin{aligned}\gamma_i &= \gamma_{i,\infty} + (\gamma_{i,0} - \gamma_{i,\infty}) \times e^{-\frac{t - t_c}{\tau}} \\ \gamma_{i,\infty} &= 1000 \times \gamma_{i,0} \quad (i = 1,2,3,4)\end{aligned} \tag{27}$$

其中：t_c为控制律开始作用的时间，$\gamma_{i,0}$为t_c时刻的设计常数，$\gamma_{i,\infty}$为无穷时刻的设计常数，τ为时间常数。设虚拟控制电磁力的估计值为

$$\begin{aligned}F_\alpha^* = &(\theta_{21}^* + \theta_{23}^*)x_1 + (\theta_{22}^* + \theta_{24}^*)x_1 - \\ &\theta_{21}^* x_3 - \theta_{22}^* x_4 - x_1 - k_1 x_2 - k_2 z_2\end{aligned} \tag{28}$$

则Lyapunov函数的导数为

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 = &-k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + (\theta_{21} - \dot{\theta}_{21}^*) \\ &(-x_1 z_2 + x_3 z_2 - \frac{1}{\gamma_1}\dot{\theta}_{21}^*) + (\theta_{22} - \theta_{22}^*) \\ &(-x_1 z_2 + x_3 z_2 - \frac{1}{\gamma_2}\dot{\theta}_{22}^*) + (\theta_{23} - \theta_{23}^*) + \\ &(-x_1 z_2 - \frac{1}{\gamma_3}\dot{\theta}_{23}^*) + (\theta_{24} - \theta_{24}^*)(-x_2 z_2 - \frac{1}{\gamma_4}\dot{\theta}_{24}^*) \\ &z_2[-\theta_{25}\frac{x_5^2 - \alpha_{21}^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \theta_{25}\frac{x_6^2 - \alpha_{22}^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2}]\end{aligned} \tag{29}$$

为了保证估计误差的系数为0，则未知参数的自适应控制率为

$$\begin{cases} \dot{\theta}_{21}^* = -\gamma_1 z_2(x_1 - x_3), \dot{\theta}_{22}^* = -\gamma_2 z_2(x_2 - x_4) \\ \dot{\theta}_{23}^* = -\gamma_3 z_2 x_1, \dot{\theta}_{24}^* = -\gamma_4 z_2 x_2 \end{cases} \tag{30}$$

设第三设计步的不确定参数对应的自适应估计器估计值为$\{\hat{\theta}_{21}, \hat{\theta}_{22}, \hat{\theta}_{23}, \hat{\theta}_{24}, \hat{\theta}_{41}, \hat{\theta}_{42}\}$，基于式(19)，将参数估计的误差计入设计步3的Lyapunov函数

$$\begin{aligned}V_3 = &\frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2}z_4^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \\ &(\theta_{21} - \theta_{21}^*)^2 + \frac{1}{2\gamma_2}(\theta_{22} - \theta_{22}^*)^2 + \frac{1}{2\gamma_3} \\ &(\theta_{23} - \theta_{23}^*)^2 + \frac{1}{2\gamma_4}(\theta_{24} - \theta_{24}^*)^2 + \frac{1}{2\beta_1} \\ &(\theta_{21} - \hat{\theta}_{21})^2 + \frac{1}{2\beta_2}(\theta_{22} - \hat{\theta}_{22})^2 + \frac{1}{2\beta_3} \\ &(\theta_{23} - \hat{\theta}_{23})^2 + \frac{1}{2\beta_4}(\theta_{24} - \hat{\theta}_{24})^2 + \frac{1}{2\beta_5} \\ &(\theta_{41} - \hat{\theta}_{41})^2 + \frac{1}{2\beta_6}(\theta_{42} - \hat{\theta}_{42})^2\end{aligned} \tag{31}$$

引入的设计参数β_i取值方案参考式(27)。增加考虑螺旋桨激励力幅值的不确定性：设螺旋桨激励力幅值$|F_p|$的估计值为$|\hat{F}_p|$，与式(25)同理，引入的时变设计参数设为ζ_1(取值方式同γ_i)，则Lyapunov函数W_3为

$$W_3 = V_3 + (|F_p| - |\hat{F}_p|)^2/(2\zeta_1) \tag{32}$$

设实际电压的输入值为(以u_1为例，u_2同理)

$$\begin{aligned} u_1 = {} & -k_3 z_3 - \theta_{51} x_5 + [-\varphi_1 + \xi_1 f_1] x_2 + \\ & \xi_1 f_2 [-(\hat{\theta}_{21} + \hat{\theta}_{23}) x_1 - \\ & (\hat{\theta}_{22} + \hat{\theta}_{24}) x_2 + \hat{\theta}_{21} x_3 + \hat{\theta}_{22} x_4 - \\ & \hat{\theta}_{25} \frac{x_5^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} + \hat{\theta}_{25} \frac{x_6^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2}] + \\ & [\varphi_1 - \xi_1 \theta_{21}^*] x_4 - \xi_1 \theta_{22}^* [r\hat{\theta}_{21} x_1 + r\hat{\theta}_{22} x_2 - \\ & (r\hat{\theta}_{21} + \hat{\theta}_{41}) x_3 - (r\hat{\theta}_{22} + \hat{\theta}_{42}) x_4 + \\ & r\hat{\theta}_{25} \frac{x_5^2}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} - r\hat{\theta}_{25} \frac{x_6^2}{(g_{01} + x_1 - x_3)^2} + \\ & \frac{|\hat{F}_p| \sin(2\pi f t)}{M_s}] + \theta_{25} \frac{z_2 (z_3 + 2\alpha_{21})}{(g_{01} + x_3 - x_1)^2} - \\ & \xi_1 z_2 [\gamma_1 (x_3 - x_1)^2 + \gamma_2 (x_4 - x_2)^2 + \gamma_3 x_1^2 + \gamma_4 x_2^2] \end{aligned} \tag{33}$$

其中：$\varphi_1, \varphi_2, \xi_1, \xi_2$与式(25)相同，$f_1, f_2$如下

$$\begin{cases} f_1 = \theta_{21}^* + \theta_{23}^* - 1 - k_1 k_2 \\ f_2 = \theta_{22}^* + \theta_{24}^* - k_1 - k_2 \end{cases} \tag{34}$$

则$\dot{W}_3$为

$$\begin{aligned} \dot{W}_3 = {} & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + (|F_p| - |\hat{F}_p|) \times \\ & [-\frac{\dot{|\hat{F}_p|}}{\zeta_1} + (z_3 \xi_1 \theta_{22}^* - z_4 \xi_2 \theta_{22}^*)/M_s] \sin(2\pi f t) + \\ & (\theta_{21} - \hat{\theta}_{21}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{21}}{\beta_1} - z_3 \xi_1 [(f_2 + r\theta_{22}^*)(x_3 - x_1) - \\ & z_4 \xi_2 [(f_2 + r\theta_{22}^*)(x_3 - x_1)]\} + \\ & (\theta_{22} - \hat{\theta}_{22}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{22}}{\beta_2} - z_3 \xi_1 [(f_2 + r\theta_{22}^*)(x_4 - x_2) - \\ & z_4 \xi_2 [(f_2 + r\theta_{22}^*)(x_4 - x_2)]\} + \\ & (\theta_{23} - \hat{\theta}_{23}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{23}}{\beta_3} + z_3 [\xi_1 f_2] x_1 - z_4 [\xi_2 f_2] x_1\} + \\ & (\theta_{24} - \hat{\theta}_{24}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{24}}{\beta_4} + z_3 [\xi_1 f_2] x_2 - z_4 [\xi_2 f_2] x_2\} + \\ & (\theta_{41} - \hat{\theta}_{41}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{42}}{\beta_5} - z_3 [\xi_1 \theta_{22}^*] x_1 - z_4 [\xi_1 \theta_{22}^*] x_3\} + \\ & (\theta_{42} - \hat{\theta}_{42}) \{-\frac{\dot{\hat{\theta}}_{42}}{\beta_6} - z_3 [\xi_1 \theta_{22}^*] x_4 - z_4 [\xi_2 \theta_{22}^*] x_4\} \end{aligned} \tag{35}$$

为了保证估计误差的系数为0，则未知参数的自适应控制率为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\theta}}_{21} = -\beta_1 \{z_3 [\xi_1 (f_2 + r\theta_{22}^*)] - \\ z_4 \xi_2 [(f_2 + r\theta_{22}^*)]\} (x_3 - x_1) \\ \dot{\hat{\theta}}_{22} = -\beta_2 \{z_3 [\xi_1 (f_2 + r\theta_{22}^*)] - \\ z_4 \xi_2 [(f_2 + r\theta_{22}^*)]\} (x_4 - x_2) \\ \dot{\hat{\theta}}_{23} = \beta_3 (z_3 \xi_1 + z_4 \xi_2) f_2 x_1, \dot{\hat{\theta}}_{24} = \\ \beta_4 (z_3 \xi_1 + z_4 \xi_2) f_2 x_3 \\ \dot{\hat{\theta}}_{41} = -\beta_5 (z_3 \xi_1 + z_4 \xi_2) \theta_{22}^* x_3, \\ \dot{\hat{\theta}}_{42} = -\beta_6 (z_3 \xi_1 + z_4 \xi_2) \theta_{22}^* x_4 \\ \dot{|\hat{F}_p|} = \zeta_1 (z_3 \xi_1 \theta_{22}^* - z_4 \xi_2 \theta_{22}^*)/M_s \end{cases} \tag{36}$$

3　数值仿真

3.1　仿真参数与方案

表1为仿真所需要的物理参数。

表2为电磁推力轴承的真实参数。

表3为控制方法的设计常数和不确定参数的初始估计值。

表1　名义系统模型的参数

参数	物理意义	名义值
f	螺旋桨叶频(轴频为240 r/min，五叶桨)	20 Hz
Ms	桨-轴总质量	2×10^4 kg
Kt	油膜推力轴承刚度	1×10^9·N·m^{-1}
Ct	油膜推力轴承阻尼	1×10^6 N·s·m^{-1}
Mh	轴承基座质量	1×10^4 kg
Kh	轴承基座刚度	9×10^9·N·m^{-1}
Ch	轴承基座阻尼	1×10^6 N·s·m^{-1}
Ku	建模未考虑到的刚度	1×10^6·N·m^{-1}
Cu	建模未考虑的阻尼	1×10^6 N·s·m^{-1}
Fp	螺旋桨激励的脉动力	2×10^4 sin(2πf)(N)

表2　电磁轴承的真实参数

参数	物理意义	取值
N	电磁轴承的线圈匝数	100
A_g	磁路截面积	0.25 m^2
μ_0	空气的磁导率	$4\pi\times10^{-7}$ H/m
g_{01}	AMB1的初始气隙宽度	1×10^3 m
g_{02}	AMB1的初始气隙宽度	1×10^3 m
R_1	AMB1的电阻	1 Ω
R_2	AMB2的电阻	1 Ω
L_1	AMB1的电抗=$(\mu_0 A_g N^2)/(2g_1)$	H
L_2	AMB2的电抗=$(\mu_0 A_g N^2)/(2g_1)$	H

3.2　确定性系统反演控制的控制效果

首先假设模型参数已知，实际模型参数与表1

所定义的名义模型参数一致，亦即不存在参数不确定性。以该参数已知的确定性系统为研究对象，该系统经过反演控制之后的控制效果及其局部放大图（6 s时开始控制）如图4所示。

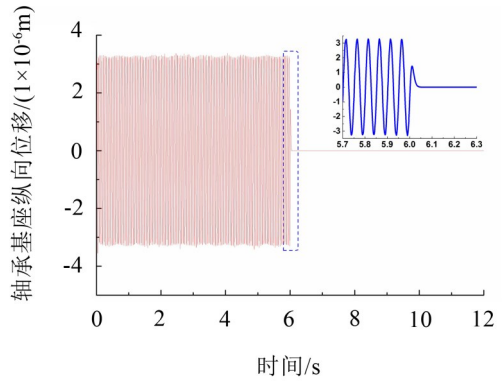
由图4知：施加反演控制率之后，轴承基座纵向振动的位移和速度振幅迅速降低且趋向于0。

作为代价，桨轴系统的纵向位移和速度振幅有所升高，但是依然能够保证有界。这说明该反演控制方法不仅能够有效抑制螺旋桨激励的能量向轴承基座（艇体）传递，而且不破坏原有系统的稳定性。

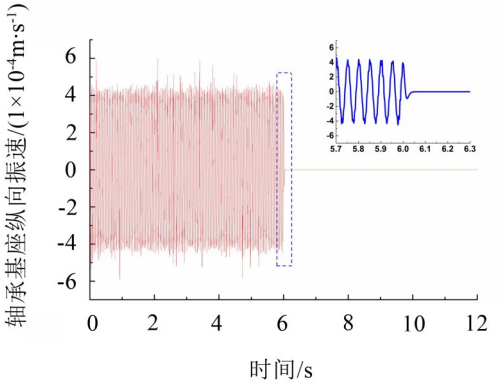
由图5知：瞬态响应之后，两个AMB线圈的电流呈现交替升降的趋势，其中AMB1的电流峰值略大于AMB2的电流峰值。

3.3 不确定性反演控制的控制效果

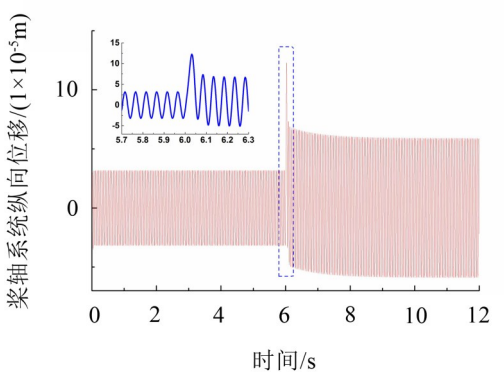
当系统存在参数不确定性时，假设实际模型参数同表一定义的名义模型一致。



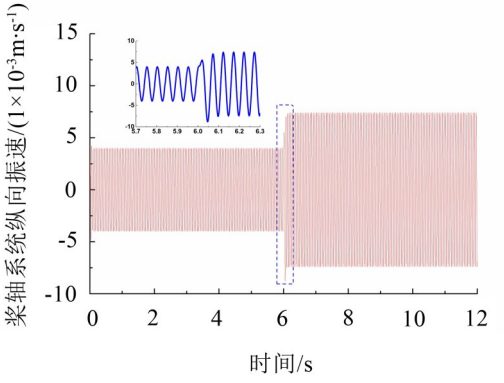
(a) 轴承基座纵向振动位移



(b) 轴承基座纵向振动速度



(c) 桨轴系统纵向振动位移



(d) 桨轴系统纵向振动速度

图4 控制前和控制后(控制律作用于6 s处) 系统

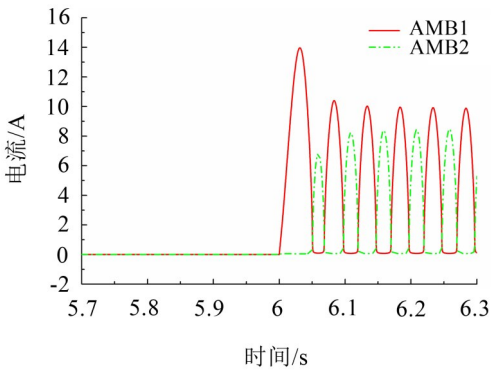


图5 两个电磁推力轴承(AMBs)的控制电流

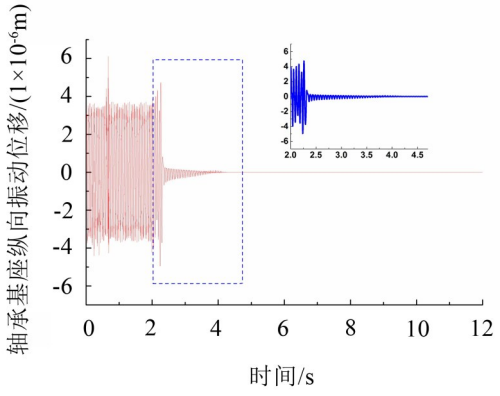
采用表3的不确定参数的初始值和不确定参数下的自适应反演控制方案，控制效果及其局部放大图(2 s时开始控制)如图6。

由图6知：当系统存在不确定参数时，2.2部分提出的参数估计器能够实现针对轴承基座纵向位移和速度(x_1, x_2)的有效控制，亦即能够在短时间内使得(x_1, x_2)向0趋近。尽管瞬态过程中存在振动幅值波动的情况，但对控制器的有效控制影响不大（瞬态波动幅值小于电磁轴承气隙）。综上，针对不能精确建模的实际工况，该非线性反演控制器依然能够在保证系统稳定性的前提下有效工作。

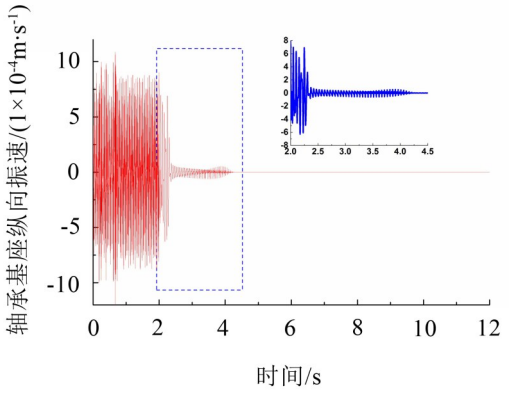
3.4 不确定性参数估计器的估计能力

针对2.2部分所提出的参数估计器，其估计效果如下（以θ_{21}、θ_{22}、θ_{42}、F_p的估计为例）：

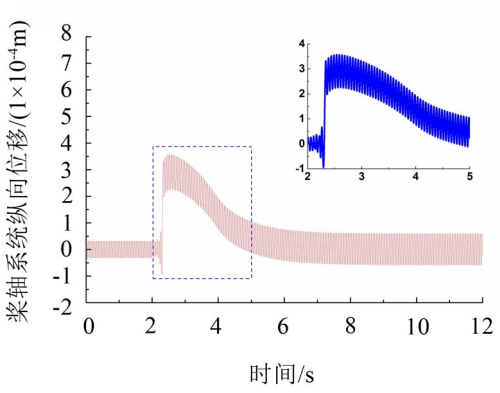
由图7知：由于激励力形式不是持续激励的，并不是所有未知参数能够逼近其真实值：其中θ_{21}、θ_{22}、F_p的参数估计器能够在短时间内有效逼近真实值，而θ_{42}的参数估计器不能收敛于真实值。尽管



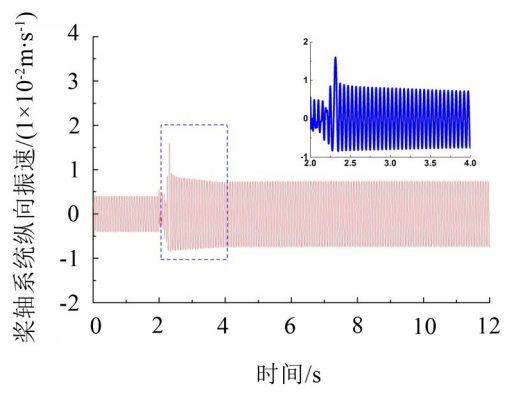
(a) 轴承基座纵向振动位移



(b) 轴承基座纵向振动速度

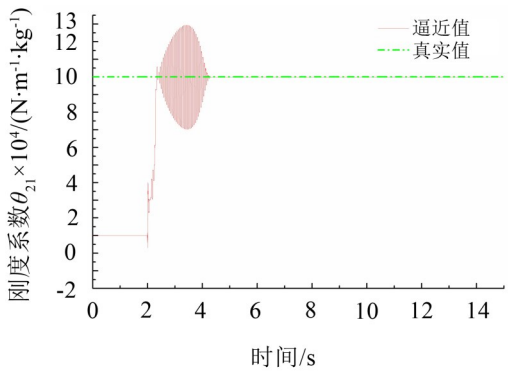


(c) 桨轴系统纵向振动位移

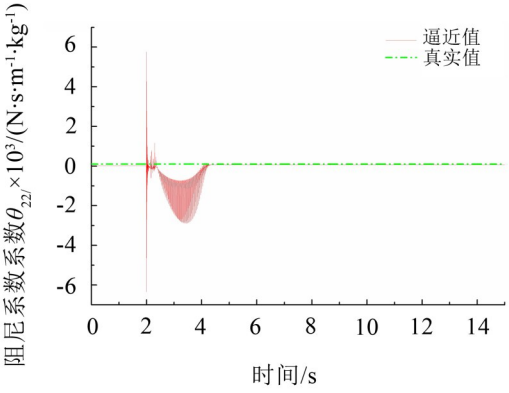


(d) 桨轴系统纵向振动速度

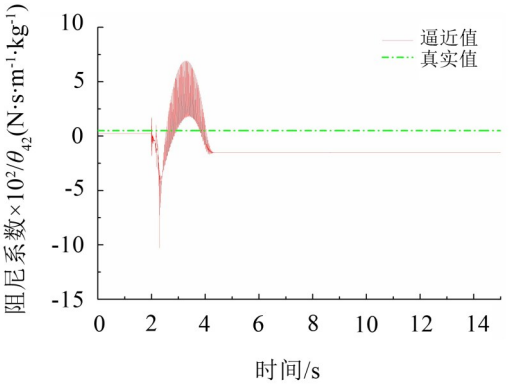
图 6　不确定参数下控制后系统动态响应



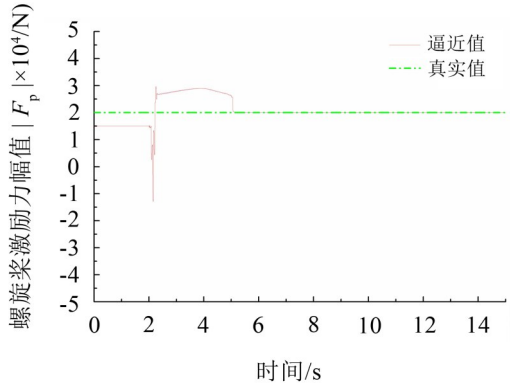
(a) 油膜推力轴承刚度的估计效果



(b) 油膜推力轴承阻尼的估计效果



(c) 建模时未考虑的阻尼的估计效果



(d) 螺旋桨激励力幅值的估计效果

图 7　过参数估计器的估计效果

表 3 控制方法的设计常数和不确定参数的初始估计值

参数	物理意义	取值
	非线性控制器的设计常数	
$k_1 = k_2$	设计常数	350
$k_3 = k_4$	设计常数	200
γ_0	电磁力分布常数	0.1
$\gamma_{1,0}$	第一次估计的设计常数	1×10^8
$\gamma_{2,0}$	第一次估计的设计常数	1×10^6
$\gamma_{3,0}$	第一次估计的设计常数	1×10^5
$\gamma_{4,0}$	第一次估计的设计常数	1×10^5
$\beta_{1,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^7
$\beta_{2,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^5
$\beta_{3,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^5
$\beta_{4,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^5
$\beta_{5,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^5
$\beta_{6,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^5
$\zeta_{1,0}$	第二次估计的设计常数	1×10^6
τ	时间常数	0.2
	第一次估计时不确定参数的初始取值	
θ_{21}^*	第一次估计θ_{21}的估计值	1×10^4
θ_{22}^*	第一次估计θ_{22}的估计值	1
θ_{23}^*	第一次估计θ_{23}的估计值	5×10^5
θ_{24}^*	第一次估计θ_{24}的估计值	5
	第二次估计时不确定参数的初始取值	
$\hat{\theta}_{21}$	第二次估计θ_{21}的估计值	1×10^4
$\hat{\theta}_{22}$	第二次估计θ_{22}的估计值	1
$\hat{\theta}_{23}$	第二次估计θ_{23}的估计值	5×10^5
$\hat{\theta}_{24}$	第二次估计θ_{24}的估计值	5
$\hat{\theta}_{41}$	第二次估计θ_{41}的估计值	25
$\hat{\theta}_{42}$	第二次估计θ_{42}的估计值	25
$\lvert\hat{F}_p\rvert$	第二次估计F_p幅值估计值	1.5×10^4

估计参数和真实参数存在偏差，但并不妨碍非线性反演控制器达到其控制目标。

4 结 语

本文主要研究刚度、阻尼等结构参数，激励力幅值不确定情况下如何抑制螺旋桨振动传递到艇体，并基于Lyapunov第二法给出相应的自适应反演主动抑振方案。本研究使用电磁止推轴承作为致动器，并从最大化电能利用率的角度出发设计了一种分时驱动的双边电磁轴承方案。仿真结果显示，本研究所提出的自适应反演控制方案不仅能够有效降低螺旋桨振动传递到艇体的能量传递率，而且具有良好的鲁棒性和稳定性。这种自适应反演控制方案为结构参数和激励力特性不确定的工况下螺旋桨致舰船系统振动的主动振动控制问题提供了新的思路。

参考文献：

[1] LEWIS M. 1963, Propeller vibration forces[J]. **Transactions of the Society of Naval Architeture and Marine Engineers**, 1963, 16(1): 293-326.

[2] MERZ S, KINNS R, KESSISSOGLOU N. Structural and acoustic responses of a submarine hull due to propeller forces[J]. **Journal of Sound and Vibration**, 2009, 325: 266-286.

[3] GOODWIN A J H. The design of a resonance changer to overcome excessive axial vibration of propeller shafting [J]. **Transactions of the Institution of Marine Engineers**, 1960, 16(1): 37-78.

[4] OJAK W. Vibration force reducer and a new approach to ship vibration[J]. **Journal of Ship Research,** 1984, 22(8): 118-140.

[5] HANSEN C, SNYDER S. Active Control of Noise and Vibration [M]. E&FN Spon, London, 1997

[6] LEWIS D, ALLAIRE P. Control of oscillating transmitted force of axial-thrust bearing with a secondary magnetic bearing[J]. **ASME Trans.**, 1987, 30(1): 1-10

[7] BAZ A, GILHEANY J, STEIMEL P. Active vibration control of propeller shafts[J]. **Journal of Sound and Vibration**, 1990, 136(3): 361-372.

[8] DYLEJKOA P G, KESSISSOGLOUA N J, TSO Y, NORWOOD C J. Optimum quasi-adaptive resonance changer for submerged vessel signature reduction[C]. ICSV14 Proceeding, 2007

[9] KRISTIC M, KANELLAKOPOULOS I, KOKOTOVIC P. Nonlinear and adaptive control design[M]. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995

[10] SCHWEITZER G, BLEULER H. Active Magnetic Bearings[M]. vdf Hochschulverlag AG, Zurich, 1994.