



面向性能增强的双惯量伺服系统状态反馈控制

王树波 那靖 任雪梅

State Feedback Control for Dual-inertia Servo Mechanisms With Performance Enhancement

WANG Shu-Bo, NA Jing, REN Xue-Mei

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.16383/j.aas.c200726>

您可能感兴趣的其他文章

具有指定性能和全状态约束的多智能体系统事件触发控制

Event-Triggered Control for Multi-Agent Systems With Prescribed Performance and Full State Constraints

自动化学报. 2019, 45(8): 1527–1535 <https://doi.org/10.16383/j.aas.c190252>

基于性能指标约束的一类输入死区非线性系统最优控制

Adaptive Optimal Control for a Class of Nonlinear Systems With Dead Zone Input and Prescribed Performance

自动化学报. 2019, 45(11): 2128–2136 <https://doi.org/10.16383/j.aas.c190414>

考虑伺服系统增益不确定的船舶动力定位自适应有限时间控制

Adaptive Finite Time Dynamic Positioning Control of Fully-actuated Ship With Servo System Uncertainties

自动化学报. 2018, 44(10): 1907–1912 <https://doi.org/10.16383/j.aas.2017.c170111>

惯性串联系统的自抗扰控制

Active Disturbance Rejection Control of Cascade Inertia Systems

自动化学报. 2018, 44(3): 562–568 <https://doi.org/10.16383/j.aas.2018.c160568>

基于量化依赖Lyapunov函数的有界丢包网络控制系统的保成本控制

Guaranteed Cost Control of Networked Control Systems With Bounded Packet Loss Based on Quantization Dependent Lyapunov Function

自动化学报. 2018, 44(8): 1381–1390 <https://doi.org/10.16383/j.aas.2017.c170140>

基于罚函数内点法的泄露积分型回声状态网的参数优化

Parameter Optimization of Leaky Integrator Echo State Network with Internal-point Penalty Function Method

自动化学报. 2017, 43(7): 1160–1168 <https://doi.org/10.16383/j.aas.2017.c160541>

面向性能增强的双惯量伺服系统状态反馈控制

王树波^{1,2} 那靖³ 任雪梅⁴

摘要 为避免使用函数逼近器(神经网络或模糊系统),并提高双惯量伺服系统的瞬态响应和稳态性能,针对含外部扰动的双惯量伺服系统,提出一种基于预设性能函数(Prescribed performance function, PPF)的类比例状态反馈控制策略.首先,提出一种改进的带有最大超调、收敛速率以及稳态误差的预设性能函数,并将该函数融入控制器设计使二惯量伺服的跟踪误差保持在预定的边界之内.其次,基于预设性能函数设计了类比例状态反馈控制器实现跟踪控制.与传统基于函数逼近控制方法相比较,该方法可降低控制系统计算复杂度同时消除反演控制中存在的复杂度爆炸问题.最后,利用双惯量伺服系统实验平台开展了对比实验,验证了所提出方法的有效性.

关键词 双惯量伺服系统, 状态反馈, 预设性能函数, 函数逼近器

引用格式 王树波, 那靖, 任雪梅. 面向性能增强的双惯量伺服系统状态反馈控制. 自动化学报, 2023, 49(4): 904–912

DOI 10.16383/j.aas.c200726

State Feedback Control for Dual-inertia Servo Mechanisms With Performance Enhancement

WANG Shu-Bo^{1,2} NA Jing³ REN Xue-Mei⁴

Abstract To avoid using the function approximation (neural networks or fuzzy logic systems) and enhance the transient and steady-state control performance, this paper proposes a proportional-integral feedback control strategy for dual-inertia servo systems with external disturbance based on prescribed performance functions (PPF). First, a modified prescribed performance function with guaranteed convergence rate, maximum overshoot and steady-state error boundary is employed, so that both the transient response and steady-state errors are retained within a pre-defined boundary. Second, a state-feedback control with this proposed PPF is suggested. Compared with the classical function approximation-based control approaches, the computational complexity of the developed control system is reduced and the explosion of complexity in the backstepping methods could be remedied. Finally, comparative experiments based on a dual-inertial test-rig are provided to show the effectiveness and superior performance of the proposed control scheme.

Key words Dual-inertia servo systems, state-feedback, prescribed performance function (PPF), function approximation

Citation Wang Shu-Bo, Na Jing, Ren Xue-Mei. State feedback control for dual-inertia servo mechanisms with performance enhancement. *Acta Automatica Sinica*, 2023, 49(4): 904–912

大惯量伺服系统广泛应用于机器人、风力发电以及深空探测等领域.这类系统的特点是由电机通

过联结轴和齿轮箱连接负载,通常可以简化为双惯量伺服系统^[1-4].在这类系统中,往往存在外部扰动等因素,降低了双惯量伺服系统的控制精度.为提高其控制精度,文献[5]采用传统的比例-积分-微分(Proportional-integral-differential, PID)方法抑制双惯量伺服系统存在的外部扰动,但由于存在非线性动态, PID 控制方法不能满足对高精度控制的要求.随着控制理论与技术的发展,各种先进的控制策略也应用于控制双惯量伺服系统.例如,自适应控制^[6-7]、Backstepping 控制^[8-9]以及滑模控制^[10]等.另外,随着智能控制的发展,函数逼近器(神经网络^[11-13]或模糊逻辑^[14-15])也应用于估计系统中的未知非线性动态,并将其估计值融入到控制器设计中对其补偿,从而提高系统的控制精度.虽然上述

收稿日期 2020-09-07 录用日期 2021-03-02

Manuscript received September 7, 2020; accepted March 2, 2021

国家自然科学基金(61803216, 61922037, 61873115, 61973036)资助

Supported by National Natural Science Foundation of China (61803216, 61922037, 61873115, 61973036)

本文责任编辑 贺威

Recommended by Associate Editor HE Wei

1. 青岛大学自动化学院 青岛 266071 2. 山东省工业控制技术重点实验室 青岛 266071 3. 昆明理工大学机电工程学院 昆明 650550 4. 北京理工大学自动化学院 北京 100081

1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071
2. Shandong Key Laboratory of Industrial Control Technology, Qingdao 266071
3. Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology, Kunming 650550
4. School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081

方法能够提高控制精度,但未考虑系统的瞬态响应(如超调量、收敛速度等).

众所周知,瞬态响应是双惯量伺服控制系统一个重要的性能指标,对控制系统的安全性和可靠性至关重要.传统的非线性控制方法很难对瞬态响应进行预先设计.为克服该问题,文献[16]提出了一种新型的预设性能控制器设计方法,其主要特点是通过引入误差转换函数将原始系统的跟踪误差转换为一个等价的误差变量,并据此设计控制器,从而保证原始系统的跟踪误差保持在预先设定的边界之内.受该思想的启发,基于预设性能的控制方法在多种控制系统中得到应用^[17-20].另一方面,BLF(Barrier Lyapunov function)^[21]作为一种约束控制技术同样用于提高系统的跟踪控制性能.该方法的主要特点是利用BLF保证系统的输出信号在给定的约束之内,故其在一些实际系统得到成功应用,如:起重机系统^[22]、多输入输出系统^[23]以及切换系统^[24]等.虽然预设性能控制在伺服系统得到一些应用^[25-26],但已有的研究成果主要是利用扰动观测器或者函数逼近器对系统的扰动或不确定性进行估计和补偿,从而增加了控制器的计算复杂度,不利于在实际中应用.因此,研究不依赖于函数逼近器的双惯量伺服系统的控制器设计并确保预设瞬态响应性能是本文的主要动机.

本文研究含外部扰动的双惯量伺服系统预设性能状态反馈控制.首先提出一种改进的带有最大超调量、收敛速率和稳态收敛误差边界的预设性能函数(Prescribed performance functions, PPF),进一步提升传统预设性能函数的收敛速度.其次将该预设性能函数用于控制器设计中,设计了一种比例控制结构的状态反馈控制器.与传统的Backstepping方法相比较,该方法结构简单、避免了虚拟控制的高阶导数计算,从而消除了复杂性爆炸的问题.此外,在反馈控制器设计中避免使用函数逼近方法,从而降低了控制系统计算复杂度.实验结果也验证了本文提出控制算法的有效性.

本文主要创新点总结为:

1) 设计了一种改进的带有快速收敛率的预设性能函数,并将该函数用于控制器设计以提高双惯量伺服控制系统的瞬态性响应和稳态性能;

2) 基于预设性能函数设计了一种比例的控制方法,避免了传统反演控制中对函数估计器的适应及复杂性爆炸问题,降低了控制系统实现的复杂度.

本文结构安排如下:第1节给出相关的引理;第2节描述了双惯量伺服系统的模型和改进预设性能函数设计;第3节给出了控制器设计步骤和收敛

性证明;第4节通过实验验证了所提出方法的有效性;最后对全文进行了总结和展望.

1 预备知识

考虑以下初始值问题^[27]

$$\dot{\mu}(t) = \psi(t, \mu), \quad \mu(0) = \mu^0 \in \Omega_{\mu} \quad (1)$$

其中, $\psi: \mathbf{R}_+ \times \Omega_{\mu} \rightarrow \mathbf{R}^n$ 为连续函数, $\Omega_{\mu} \subset \mathbf{R}^n$ 表示非空集合.

引理 1^[27]. 对系统(1),若函数 $\psi(t, \mu)$ 满足以下条件: 1) 对于时间 $t > 0$, $\psi(t, \mu)$ 对 μ 是局部 Lipschitz; 2) 对每一固定的 $\mu(t) \in \Omega_{\mu}$, $\psi(t, \mu)$ 在时间 t 上是分段连续的; 3) 对每一固定 $\mu(t) \in \Omega_{\mu}$, $\psi(t, \mu)$ 在时间 t 上是局部可积的,则在区间 $[0, \rho_{\max})$ ($\rho_{\max} > 0$) 存在解 $\mu(t)$,使得 $\mu(t) \in \Omega_{\mu}$ 成立.

命题 1^[27]. 对任意紧集 $\bar{\Omega}_{\mu} \subset \Omega_{\mu}$, 在区间 $[0, \rho_{\max})$ ($\rho_{\max} < \infty$) 存在一个最大解 $\mu(t)$, 则存在一个时间 $t_1 \in [0, \rho_{\max})$, 使得 $\mu(t_1) \notin \bar{\Omega}_{\mu}$.

2 系统建模及预设性能函数设计

2.1 双惯量伺服系统模型

本文考虑的典型伺服传动系统(如图1所示)主要由一个驱动电机通过传动轴和柔性的负载机连接而成.该系统可以简化为双惯性系统,其中,第1个惯量表示电机,第2个惯量代表负载.此外,阻尼系数 c_f 通常忽略,且摩擦、齿隙等本文暂时不予考虑.

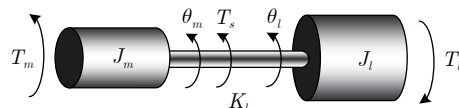


图1 双惯量伺服系统示意图

Fig.1 Schematic of the dual-inertia servo system

根据以上所述,该双惯量伺服系统数学模型可表示为

$$\begin{cases} \dot{\theta}_m = \omega_m \\ J_m \dot{\omega}_m = T_m - T_s + d_m \\ \dot{\theta}_l = \omega_l \\ J_l \dot{\omega}_l = T_s - T_l + d_l \\ T_s = k_f(\theta_m - \theta_l) \end{cases} \quad (2)$$

其中, θ_m 和 θ_l 分别表示电机和负载的角位置, ω_m 和 ω_l 分别表示角速度, T_m 表示电机力矩, T_s 表示轴(扭转)扭矩, T_l 表示负载扰动力矩, k_f 表示联轴器的弹性系数, J_m 和 J_l 分别表示电机惯量和负载惯量, d_m 和 d_l 表示电机端和负载端的量测噪声及

未建模动态.

为了方便控制器设计, 选择状态变量 $x_1 = \theta_l$, $x_2 = \dot{\theta}_l$, $x_3 = \theta_m$, 和 $x_4 = \dot{\theta}_m$. 因此, 系统状态方程可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{k_f}{J_l}(x_3 - x_1 - T_l) + d_1 \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{J_m}u - \frac{k_f}{J_m}(x_3 - x_1) + d_2 \end{cases} \quad (3)$$

其中, $u = T_m$ 为控制变量, $d_1 = d_l/J_l$ 及 $d_2 = d_m/J_m$ 为集总干扰.

假设 1^[28]. 系统负载端扰动 T_l 是有界的.

假设 2^[28]. 集总干扰满足 $|d_i| < \bar{d}_i$, $i = 1, 2$, 其中, $\bar{d}_i > 0$ 为常数.

在实际双惯量伺服系统实际运行中, 上述假设条件 (外部扰动及未建模动态有界) 一般可得到满足, 因此其已广泛用于伺服控制器设计中. 此外, 针对上述伺服系统控制设计, 一般需采用函数逼近器 (神经网络或模糊逻辑) 估计未知动态和未知干扰. 但函数逼近器会增加控制系统计算复杂度, 且控制系统的瞬态性能难以定量分析. 因此, 本文将研究不依赖于函数逼近器的预设性能控制器设计, 确保双惯量伺服系统的控制性能.

2.2 预设性能函数

为定量研究伺服控制系统的瞬态响应, 定义预设性能函数^[16]为

$$\varphi(t) = (\varphi_0 - \varphi_\infty)e^{-at} + \varphi_\infty \quad (4)$$

其满足

$$0 < \varphi_\infty < \varphi_0, \quad a > 0 \quad (5)$$

其中, φ_0 , φ_∞ 和 a 是大于零的常数.

根据文献 [16], 为定量研究控制系统瞬态性能, 需让跟踪误差 $e(t) = x_1 - x_d$ (x_d 表示参考轨迹) 满足以下条件:

$$-\underline{\delta}\varphi(t) < e(t) < \bar{\delta}\varphi(t) \quad (6)$$

其中, $\underline{\delta}$ 和 $\bar{\delta}$ 是设计参数.

为确保式 (3) 的误差约束边界, 引入一个误差转换函数 $\Lambda(z)$, 该函数具有以下性质:

- 1) $\lim_{z \rightarrow -\infty} \Lambda(z) = -\underline{\delta}$, $\lim_{z \rightarrow \infty} \Lambda(z) = \bar{\delta}$;
- 2) $-\underline{\delta} < \Lambda(z) < \bar{\delta}$, $\forall z \in L_\infty$.

根据以上函数性质, 式 (6) 可以写为

$$e(t) = \varphi(t)\Lambda(z) \quad (7)$$

进而可得函数 $\Lambda(z)$ 的反函数

$$z(t) = \Lambda^{-1} \left[\frac{e(t)}{\varphi(t)} \right] \quad (8)$$

本文中, 函数 $\Lambda(z)$ 可选为

$$\Lambda(z) = \frac{\delta e^{z(t)} - \bar{\delta} e^{-z(t)}}{e^{z(t)} + e^{-z(t)}} \quad (9)$$

根据式 (9), 可得到转换误差为

$$z(t) = \frac{1}{2} \ln \frac{\mu(t) + \bar{\delta}}{\bar{\delta} - \mu(t)} \quad (10)$$

其中, $\mu(t) = e(t)/\varphi(t)$ 为中间误差变量.

由式 (10) 可知, 对于有界误差初始值 $e(0)$, 可选择合适的参数 a , φ_0 , φ_∞ , 使其满足不等式 $-\underline{\delta}\varphi(0) < e(0) < \bar{\delta}\varphi(0)$. 故若能设计控制器使得 $z(t)$ 有界, 则不等式 $-\underline{\delta} < \Lambda(z) < \bar{\delta}$ 成立, 进而使得预设控制系统性能 (6) 得到满足. 上述预设性能函数 (4) 中误差收敛方式为指数方式, 虽然可通过增大收敛参数 a 获得更好的收敛性能, 但较大的参数 a 会引起转换误差 z 过大, 可能造成基于变量 z 的控制器输出幅值过大, 故本文将给出改进的预设瞬态性能函数, 实现更快的收敛速度.

2.3 改进预设性能函数

通过以上分析可知, 跟踪误差 $e(t)$ 下的边界和收敛速度主要受到预设性能函数 $\varphi(t)$ 的影响且满足

$$|e(t)| < \delta\varphi(t) \quad (11)$$

其中, $\delta = \max\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}$.

为进一步提高收敛速度, 本文提出一种改进的预设性能函数, 定义为

$$\varphi(t) = \varphi_0 e^{-at} + \frac{t}{a(t+1)} \varphi_\infty \quad (12)$$

从式 (12) 可知, 改进的预设性能函数同样满足性质 1 和性质 2, 但可获得更快的收敛速度. 图 2 给出了与传统的预设性能函数^[16] 的仿真比较, 从图 2 中可以看出, 对于相同的参数 $\underline{\delta}$, $\bar{\delta}$ 和 a , 改进的预设性能函数 (12) 具有更快的收敛速度.

3 控制器设计与稳定性分析

针对含外部扰动的双惯量伺服系统, 本文提出不依赖于函数逼近器的反馈控制器设计方法, 其闭环控制结构如图 3 所示.

3.1 状态反馈控制器设计

针对双惯量伺服系统 (3), 借助于递归设计方法构造类比例状态反馈控制器设计, 具体的设计步骤如下:

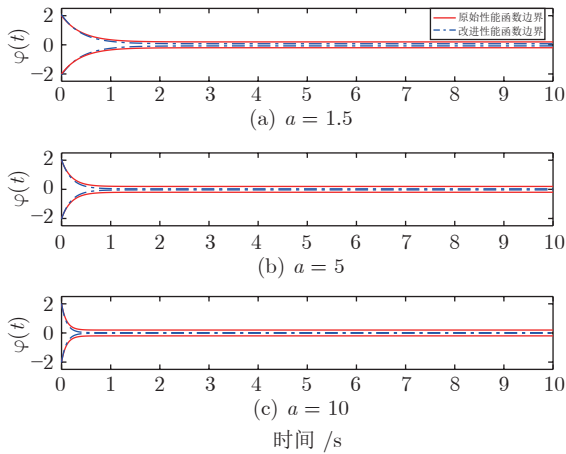


图 2 改进的预设性能函数与原始预设性能函数比较 ($\varphi_0 = 2$ $\varphi_\infty = 0.2$)

Fig.2 Comparative profiles between the original PPF and the modified PPF with $\varphi_0 = 2$ and $\varphi_\infty = 0.2$

步骤 1. 定义跟踪误差 $e_1 = x_1 - x_d$, 根据式 (9), 得转换误差为

$$z_1(t) = \Lambda^{-1}(\mu_1(t)) \quad (13)$$

其中, $\mu_1(t) = e_1(t)/\varphi_1(t)$, 性能函数 $\varphi_1(t)$ 为

$$\varphi_1(t) = \varphi_{10}e^{-a_1t} + \frac{t}{a_1(t+1)}\varphi_{1\infty} \quad (14)$$

其中, φ_{10} , $\varphi_{1\infty}$ 和 a_1 为正常数, 且 $e_1(0)$ 满足 $|e_1(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}\varphi_{10}$. 定义第 1 个虚拟控制为

$$\vartheta_1 = -k_1z_1 = -\frac{k_1}{2} \ln\left(\frac{\bar{\delta} + \mu_1}{\underline{\delta} - \mu_1}\right) \quad (15)$$

其中, $k_1 > 0$ 是控制增益常数.

步骤 2. 定义中间控制误差为

$$e_2 = x_2 - \vartheta_1 \quad (16)$$

转换误差为

$$z_2(t) = \Lambda^{-1}(\mu_2(t)) \quad (17)$$

其中, $\mu_2(t) = e_2(t)/\varphi_2(t)$. 定义 $\varphi_2(t)$ 为

$$\varphi_2(t) = \varphi_{20}e^{-a_2t} + \frac{t}{a_2(t+1)}\varphi_{2\infty} \quad (18)$$

其中, φ_{20} , $\varphi_{2\infty}$ 以及 a_2 是大于零的常数, 并且跟踪误差 $e_2(0)$ 满足 $|e_2(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}\varphi_{20}$. 因此, 第 2 个虚拟控制量为

$$\vartheta_2 = -k_2z_2 = -\frac{k_2}{2} \ln\left(\frac{\bar{\delta} + \mu_2}{\underline{\delta} - \mu_2}\right) \quad (19)$$

其中, $k_2 > 0$ 为控制增益常数.

步骤 3. 定义第 3 个误差变量为

$$e_3 = x_3 - \vartheta_2 \quad (20)$$

根据式 (9), 转换误差为

$$z_3 = \Lambda^{-1}(\mu_3(t)) \quad (21)$$

其中, $\mu_3(t) = e_3(t)/\varphi_3(t)$. 定义变量 $\varphi_3(t)$ 为

$$\varphi_3(t) = \varphi_{30}e^{-a_3t} + \frac{t}{a_3(t+1)}\varphi_{3\infty} \quad (22)$$

其中, φ_{30} , $\varphi_{3\infty}$ 以及 a_3 是大于零的常数且误差 $e_3(0)$ 满足 $|e_3(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}\varphi_{30}$. 第 3 个虚拟控制量为

$$\vartheta_3 = -k_3z_3 = -\frac{k_3}{2} \ln\left(\frac{\bar{\delta} + \mu_3}{\underline{\delta} - \mu_3}\right) \quad (23)$$

其中, $k_3 > 0$ 是控制增益常数.

步骤 4. 计算实际控制器 u . 定义误差为

$$e_4 = x_4 - \vartheta_3 \quad (24)$$

转换误差为

$$z_4 = \Lambda^{-1}(\mu_4(t)) \quad (25)$$

其中, $\mu_4(t) = e_4(t)/\varphi_4(t)$, 且 $\varphi_4(t)$ 定义为

$$\varphi_4(t) = \varphi_{40}e^{-a_4t} + \frac{t}{a_4(t+1)}\varphi_{4\infty} \quad (26)$$

其中, φ_{40} , $\varphi_{4\infty}$ 和 a_4 为大于零的常数, 且误差 $e_4(0)$ 满足 $|e_4(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}\varphi_{40}$. 因此, 实际控制器 u 为

$$u = -k_4z_4 = -\frac{k_4}{2} \ln\left(\frac{\bar{\delta} + \mu_4}{\underline{\delta} - \mu_4}\right) \quad (27)$$

其中, $k_4 > 0$ 是控制增益常数.

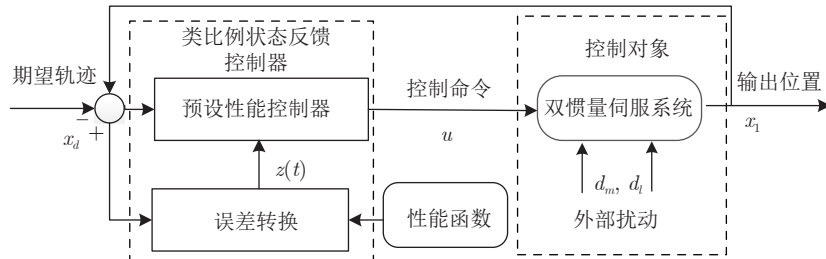


图 3 闭环控制结构框图

Fig.3 Block diagram of the closed-loop control system

与传统的 Backstepping 方法相比较, 本文提出的反馈控制方法不需要双惯量伺服系统中未知动态的先验知识, 同时无需及时虚拟控制量的导数, 故消除了复杂性爆炸问题. 除此之外, 在控制器设计中避免了函数近似, 便于在实际系统中的应用.

3.2 稳定性分析

本节利用李雅普诺夫方法分析闭环系统的稳定性和控制误差收敛性. 首先给出引理 2.

引理 2. 考虑跟踪误差 e_1 以及中间控制误差 $e_i, i = 2, 3, 4$, 若转换误差 z_i 有界 ($|z_i| \leq e_{Mi}, e_{Mi} > 0$), 则可得 $-\underline{\delta}\varphi_i(t) < e_i(t) < \bar{\delta}\varphi_i(t), \forall t > 0$.

证明. 根据误差转换函数 (8), 可得

$$e^{2z_i} = \frac{\underline{\delta} + \mu_i}{\bar{\delta} - \mu_i} \quad (28)$$

则下列不等式成立

$$-\underline{\delta} < \frac{e^{-2e_{Mi}}\bar{\delta} - \underline{\delta}}{e^{-2e_{Mi}} + 1} \leq z_i(t) \leq \frac{e^{2e_{Mi}}\bar{\delta} - \underline{\delta}}{e^{2e_{Mi}} + 1} < \bar{\delta} \quad (29)$$

根据 $\mu_i = e_i(t)/\varphi_i(t)$ 的定义, 则

$$-\underline{\delta}\varphi_i(t) < e_i(t) < \bar{\delta}\varphi_i(t) \quad (30)$$

成立. \square

定理 1. 考虑双惯量伺服系统 (2), 设计带有预设性能函数的中间控制量 (15), (19), (23) 以及实际控制器 (24). 如果控制误差 e_i 满足初始条件 $|e_i(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}\varphi_{i0}$, 则控制系统所有的信号有界, 且跟踪误差 e_1 能够保持在预先设定的边界 (4) 之内.

证明. 由规范化误差 $\mu_i(t) = e_i(t)/\varphi_i(t)$ 定义可知:

$$\begin{cases} x_1 = \varphi_1\mu_1 + x_d, & x_2 = \varphi_2\mu_2 + \vartheta_1 \\ x_3 = \varphi_3\mu_3 + \vartheta_2, & x_4 = \varphi_4\mu_4 + \vartheta_3 \end{cases} \quad (31)$$

对 $\mu_i, i = 1, \dots, 4$ 求导, 可得:

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_1 &= \frac{1}{\varphi_1} [(\dot{x}_1 - \dot{x}_d) - \mu_1\dot{\varphi}_1] = \frac{1}{\varphi_1} [\varphi_2\mu_2 + \\ &\vartheta_1 - \dot{x}_d - \mu_1\dot{\varphi}_1] = \psi_1(t, \mu_1, \mu_2) \end{aligned} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_2 &= \frac{1}{\varphi_2} [(\dot{x}_2 - \dot{\vartheta}_1) - \mu_2\dot{\varphi}_2] = \\ &\frac{1}{\varphi_2} \left[\frac{k_f}{J_l} (\varphi_3\mu_3 + \vartheta_2 - x_1 - T_l + d_1) - \dot{\vartheta}_1 - \right. \\ &\left. \mu_2\dot{\varphi}_2 \right] = \psi_2(t, \mu_2, \mu_3) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_3 &= \frac{1}{\varphi_3} [\dot{x}_3 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3\dot{\varphi}_3] = \frac{1}{\varphi_3} [\varphi_4\mu_4 + \\ &\vartheta_3 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3\dot{\varphi}_3] = \psi_3(t, \mu_3, \mu_4) \end{aligned} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mu}_4 &= \frac{1}{\varphi_4} [\dot{x}_4 - \dot{\vartheta}_3 - \mu_4\dot{\varphi}_4] = \\ &\frac{1}{\varphi_4} \left[\frac{1}{J_m} u - \frac{k_f}{J_m} (x_3 - x_1) + d_2 - \right. \\ &\left. \dot{\vartheta}_3 - \mu_4\dot{\varphi}_4 \right] = \psi_4(t, \mu_3, \mu_4) \end{aligned} \quad (35)$$

定义向量 $\mu = [\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4]^T$, 则上述方程可写为

$$\dot{\mu} = \psi(t, \mu) = \begin{bmatrix} \psi_1(t, \mu_1, \mu_2) \\ \psi_2(t, \mu_2, \mu_3) \\ \psi_3(t, \mu_3, \mu_4) \\ \psi_4(t, \mu_3, \mu_4) \end{bmatrix} \quad (36)$$

定理 1 的证明主要分为两步: 首先, 证明在集合 Ω_μ 存在唯一的最大解; 其次, 证明闭环系统所有的信号在时间 $t \in [0, \rho_{\max})$ 是有界的, 并且该结果对 $\rho_{\max} = +\infty$ 成立.

步骤 1. 选择预设性能函数 $\varphi_i, i = 1, \dots, 4$, 使其满足 $\varphi_i(0) > \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}|e_i(0)|$, 故函数 $\mu(t)$ 的初始值满足 $|\mu_i(0)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}$ 使得 $\mu_i(0) \in \Omega_\mu$. 此外, 函数 $\psi_i(t)$ 在时间 t 上有界且分段连续. 由于参考信号 x_d , 性能函数 φ_i 有界且连续可微, 以及实际控制器 u 和中间控制器 ϑ_i 在集合 Ω_μ 光滑, 所以函数 μ 在集合 Ω_μ 是局部 Lipschitz. 因此, 定理 1 的条件成立, 故在区间 $[0, \rho_{\max})$ 存在着式 (34) 一个最大解 $\mu: [0, \rho_{\max}) \rightarrow \Omega_\mu$.

步骤 2. 为证明闭环系统在时间 $t \in [0, \rho_{\max})$ 有界, 对 z_1 求导并应用方程 $x_1 = \varphi_2\mu_2 + \vartheta_1$ 可得

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \frac{\partial \Lambda^{-1}}{\partial \mu_1} \dot{\mu}_1 = \rho_1 (\dot{x}_1 - \dot{x}_d - \mu_1\dot{\varphi}_1) = \\ &\rho_1 (\varphi_2\mu_2 + \vartheta_1 - \dot{x}_d - \mu_1\dot{\varphi}_1) \end{aligned} \quad (37)$$

其中, $\rho_1 = 1/(2\varphi_1)[1/(\mu_1 + \underline{\delta}) - 1/(\mu_1 - \bar{\delta})]$ 是大于零的变量, 并且满足 $0 < \rho_1 \leq \rho_{M1}$.

类似于式 (37), 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= \frac{\partial \Lambda^{-1}}{\partial \mu_2} \dot{\mu}_2 = \rho_2 [\dot{x}_2 - \dot{\vartheta}_1 - \mu_2\dot{\varphi}_2] = \\ &\rho_2 \left[\frac{k_f}{J_l} (\varphi_3\mu_3 + \vartheta_2 - x_1 - T_l + d_1) - \dot{\vartheta}_1 - \mu_2\dot{\varphi}_2 \right] \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= \frac{\partial \Lambda^{-1}}{\partial \mu_3} \dot{\mu}_3 = \rho_3 [\dot{x}_3 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3\dot{\varphi}_3] = \\ &\rho_3 [\varphi_4\mu_4 + \vartheta_3 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3\dot{\varphi}_3] \end{aligned} \quad (39)$$

$$\dot{z}_4 = \frac{\partial \Lambda^{-1}}{\partial \mu_3} \dot{\mu}_3 = \rho_4 [\dot{x}_4 - \dot{\vartheta}_3 - \mu_4 \dot{\varphi}_3] =$$

$$\rho_4 \left[\frac{1}{J_m} u - \frac{k_f}{J_m} (x_3 - x_1) + d_2 - \dot{\vartheta}_3 - \mu_4 \dot{\varphi}_3 \right] \quad (40)$$

其中, $\rho_i = 1/(2\varphi_i)[1/(\mu_i + \underline{\delta}) - 1/(\mu_i - \bar{\delta})]$ 是大于零的变量, 且满足 $0 < \rho_i \leq \rho_{Mi}$, $i = 2, 3, 4$.

1) 选择李雅普诺夫函数

$$V_1 = 0.5z_1^2 \quad (41)$$

对其求导, 得

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \rho_1 (\mu_2 \varphi_2 - \dot{x}_d - \mu_1 \dot{\varphi}_1 - k_1 z_1) \quad (42)$$

由于 $\dot{\varphi}_1$ 和 φ_2 是有界的并且 $\mu_i(t)$ 满足 $|\mu_i(t)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}$. 根据极值定理, 可知对于 $t_1 \in [0, \rho_{\max})$, 使得

$$|\mu_2 \varphi_2 - \dot{x}_d - \mu_1 \dot{\varphi}_1| \leq \varpi_1 \quad (43)$$

其中, ϖ_1 是大于零的常数. 故有

$$\dot{V}_1 \leq |z_1| \rho_{M1} (\varpi_1 - \kappa_1 |z_1|) \quad (44)$$

从式 (42) 可以看出, 对于任意 $|z_1| > \varpi_1/\kappa_1$, 李雅普诺夫函数 \dot{V}_1 是非正的. 根据李雅普诺夫稳定性理论可知, z_1 收敛到一个紧集 $\Psi_1 = \{z_1 ||z_1| \leq z_{M1}\}$ 内, $\forall t \in [0, \rho_{\max})$, 其中 $z_{M1} = \max\{|z_1(0)|, \varpi_1/\kappa_1\}$. 因此, 控制信号 ϑ_1 和 z_1 是有界的. 由引理 2 可知, 跟踪误差 e_1 在预设的边界 (6) 之内.

2) 选择李雅普诺夫函数

$$V_2 = 0.5z_2^2 \quad (45)$$

对其进行求导, 得

$$\dot{V}_2 = z_2 \rho_2 \left[\frac{k_f}{J_l} (\varphi_3 \mu_3 - x_1 - T_l + d_1) - \right.$$

$$\left. \frac{k_f k_2}{J_l} z_2 - \dot{\vartheta}_1 - \mu_2 \dot{\varphi}_2 \right] \leq$$

$$|z_2| \rho_{M2} \left[\varpi_2 - \frac{k_2 k_f}{J_l} |z_2| + \frac{k_f}{J_l} \bar{d}_1 \right] \quad (46)$$

其中, 在 $t \in [0, \rho_{\max})$ 中由极值定理可知, 存在大于零的常数 ϖ_2 , 使得 $|k_f(\varphi_3 \mu_3 - x_1 - T_l)/J_l - \dot{\vartheta}_1 - \mu_2 \dot{\varphi}_2| \leq \varpi_2$ 成立. 由于 $|z_2(t)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}$, 以及 $\mu_2, \dot{\mu}_2, \mu_1, \dot{\vartheta}_1$ 是有界的. 因此, z_2 收敛到紧集 $\Psi_2 = \{z_2 ||z_2| \leq z_{M2}\}$ 内, 其中, $z_{M2} = \max\{|z_2(0)|, (\varpi_2 + k_f \bar{d}_1)/(k_2 k_f)\}$. 所以, 虚拟控制器 ϑ_2 及其微分 $\dot{\vartheta}_2$ 有界, 因而 e_2 保持在预设的边界 (6) 之内.

3) 类似于以上步骤, 选择李雅普诺夫函数 $V_3 = 0.5z_3^2$, 并对其求导, 得

$$\dot{V}_3 = z_3 \rho_3 [\mu_4 \varphi_4 - k_3 z_3 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3 \dot{\varphi}_3] \leq$$

$$|z_3| \rho_{M3} (\varpi_3 - k_3 |z_3|) \quad (47)$$

其中, ϖ_3 是大于零的常数, 代表未知动态的上界, 即对于 $t \in [0, \rho_{\max})$, 由极值定理有 $|\mu_4 \varphi_4 - \dot{\vartheta}_2 - \mu_3 \dot{\varphi}_3| \leq \varpi_3$ 成立. 由于 $|z_3(t)| < \min\{\underline{\delta}, \bar{\delta}\}$, $\mu_3, \dot{\mu}_3, \mu_2$ 和 $\dot{\vartheta}_2$ 有界, 故 z_3 将收敛到集合 $\Psi_3 = \{z_3 ||z_3| \leq z_{M3}\}$ 内且 $z_{M3} = \max\{|z_3(0)|, \varpi_3/k_3\}$. 所以, 中间控制信号 ϑ_3 以及它的微分 $\dot{\vartheta}_3$ 是有界的. 根据引理 2, 中间误差 e_3 保持在预设的边界 (6) 之内.

4) 定义 $V_4 = 0.5z_4^2$, 并对其求导

$$\dot{V}_4 = z_4 \rho_4 \left[\frac{1}{J_m} u - \frac{k_f}{J_m} (x_3 - x_1) + d_2 - \dot{\vartheta}_3 - \mu_4 \dot{\varphi}_3 \right] \leq$$

$$|z_4| \rho_{M4} \left[\frac{\varpi_4 - k_f k_4 z_4}{J_m} + \frac{k_f d_m}{J_m} \right] \quad (48)$$

其中, ϖ_4 是大于零的常数, 代表未知动态的上界, 即对于 $t \in [0, \rho_{\max})$, 由极值定理可知 $|-k_f(x_3 - x_1)/J_m - \dot{\vartheta}_3 - \mu_4 \dot{\varphi}_3| \leq \varpi_4$. 由于 $\mu_4, \dot{\mu}_4, \mu_3, \dot{\vartheta}_3$ 有界, 可以得到 z_4 收敛到集合 $\Psi_4 = \{z_4 ||z_4| \leq z_{M4}\}$ ($z_{M4} = \max\{|z_4(0)|, (\varpi_4 + k_f \bar{d}_2)/(k_f k_4)\}$) 内. 所以, 实际控制律 u 以及控制误差 e_4 在区间 $t \in [0, \rho_{\max})$ 上是有界的.

步骤 3. 接下来证明上述结论对 $\rho_{\max} = \infty$ 成立.

由式 (28) 可知, $z(t) \in \bar{\Omega}_u, \forall t \in [0, \rho_{\max})$, 其中集合 $\bar{\Omega} = [\underline{\delta}, \bar{\delta}] \times [\underline{\delta}, \bar{\delta}] \times [\underline{\delta}, \bar{\delta}] \times [\underline{\delta}, \bar{\delta}]$ 是非空紧集. 由此可以得到 $\bar{\Omega}_\mu \subset \bar{\Omega}_\mu$. 假设 $\rho_{\max} < +\infty$, 根据命题 1 知, 存在一个时间常数 $t' \in [0, \rho_{\max})$, 使得 $z(t') \notin \bar{\Omega}_\mu$. 这与前述结论互相矛盾. 故可得 $\rho_{\max} = \infty$ 成立. \square

注 1. 本文提出的控制器参数主要分为两组: 一组是预设性能函数参数 $\underline{\delta}, \bar{\delta}, a, \varphi_0, \varphi_\infty$; 另一组是控制增益参数 $k_i, i = 1, \dots, 4$. 在实际的工程应用中, 可选择合适的参数 $\underline{\delta}_i, \bar{\delta}_i, \varphi_i(0)$, 使其满足初始条件 $-\underline{\delta}_i(0)\varphi_i(0) < e_i(0) < \bar{\delta}_i(0)\varphi_i(0)$. 其中, 稳态误差边界 $\varphi_{i\infty}$ 在开始阶段可设置较大数值并在调节过程中逐渐减小. 此外, 如果控制器增益 k_i 选择偏大则会导致控制量振动, 故需综合考虑控制性能和控制变量幅值.

4 实验验证

4.1 实验装置

为验证本文所提的控制方法, 本节开展实验研究. 实验采用的双惯量伺服系统实验平台如图 4 所示, 该系统为四电机驱动伺服系统, 由 4 个松下交流电机作为驱动电机, 其脉宽调制放大器集成在驱动板卡 (Panasonic MCDDT3520) 中, 采用米格永磁同步电机 (180ST-M35105) 作为负载, 其编码器分辨率为 360 度/64000 转; 4 个数字信号处理板卡

用于实现电机与上位机的通信, 上位机为 Pentium 3.0 GHz 的 PC 机, 采用 C++ 语言在 CCS 5.0 环境下实现软件开发. 上位机通过编码器和传感器的采样信号, 实时采集电机和负载的位置和速度, 并提供相应的控制命令实现电机的在线控制. 在控制器实现中, 采样时间为 $t_s = 0.001\text{ s}$. 系统模型的参数如表 1 所示.

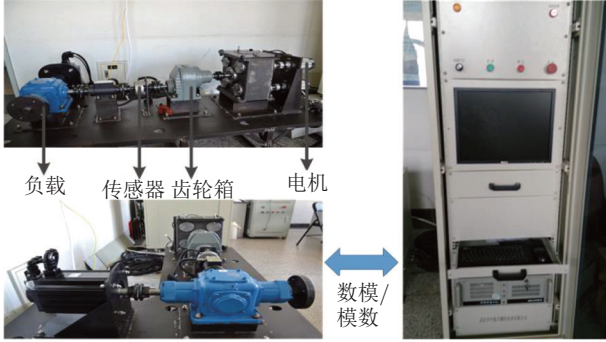


图 4 双惯量系统实验装置图

Fig. 4 Schematic of the dual-inertia servo system

表 1 系统参数
Table 1 System parameters

参数	数值	单位
电机惯量 J_m	0.026	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
负载惯量 J_l	0.0113	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
弹性系数 K_l	56	Nm/rad

4.2 实验结果

首先分别采用变化缓慢的正弦信号 $x_d = 3 \times \sin(2\pi t/8)$ 和变化快速正弦信号 $x_d = 8 \sin(2\pi t/4)$ 作为跟踪参考信号. 实验结果如图 5 和图 6 所示. 图 5 描述了变化缓慢期望轨迹下的双惯量伺服系统的位置跟踪和跟踪误差, 图 6 给出了快速时变期望轨迹的位置跟踪和跟踪误差. 从图 5 可以看出, 期望信号变化缓慢的情况下, 本文提出的控制方法能够使得系统输出跟踪上期望轨迹且产生的跟踪较小. 同样地, 从图 6 中可以发现, 在快速变化的期望轨迹下, 本文提出的控制算法也能够实现精确的位置跟踪. 从上述实验结果可以发现, 本文提出的控制策略在正弦轨迹跟踪控制下能够抑制双惯量伺服系统的扰动, 并能够保证双惯量伺服系统的跟踪性能.

为了更好地验证本文方法的良好性能, 采用以下 3 种方法作为比较: 1) 本文方法. 选择预设性能函数参数 $\varphi_{0i} = 0.6$, $\varphi_{\infty i} = 0.1$ 以及 $a_i = 1.5$; 控制器参数设置为 $k_1 = 3$, $k_2 = 6$, $k_3 = 7$, $k_4 = 2$. 2) 动

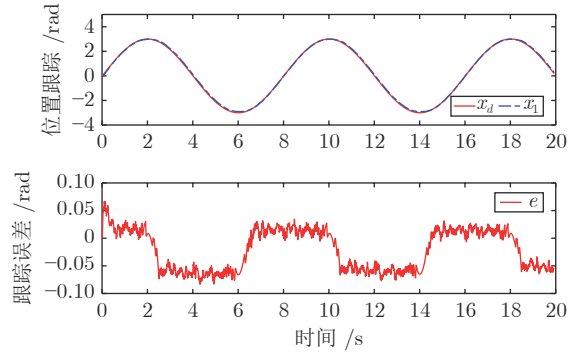


图 5 正弦 $x_d = 3 \sin(2\pi t/8)$ 跟踪性能: 位置跟踪与跟踪误差

Fig. 5 Tracking performance for $x_d = 3 \sin(2\pi t/8)$: Position tracking and tracking error

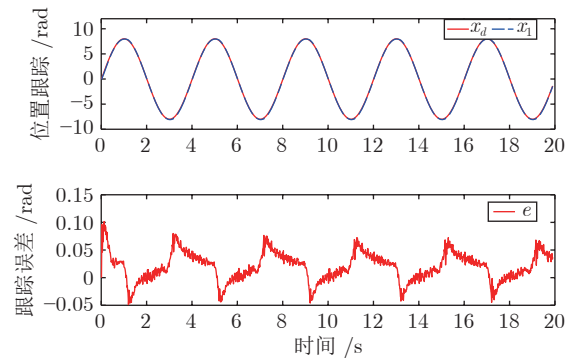


图 6 正弦 $x_d = 8 \sin(2\pi t/4)$ 跟踪性能: 位置跟踪与跟踪误差

Fig. 6 Tracking performance for $x_d = 8 \sin(2\pi t/4)$: Position tracking and tracking error

态面控制. 动态面控制器参数如文献 [29] 所示. 3) 自适应神经网络控制. 自适应神经网络控制器参数如文献 [30] 所示. 对比实验结果如图 7 所示.

此外, 本文采用以下 3 种性能指标来定量比较 3 种控制方法的跟踪性能: 1) 跟踪误差的最大绝对值: $M_e = \max_{i=1, \dots, N} \{|e_1(i)|\}$; 2) 跟踪误差平均值: $\mu_e = (1/N) \sum_{i=1}^N |e_1(i)|$; 3) 跟踪误差的标准差: $\sigma_e = \sqrt{(1/N) \sum_{i=1}^N [|e_1(i)| - \mu_e]^2}$. 以上性能指标如表 2 所示.

从实验结果 (图 7 和表 2) 可以看出, 与另外两种控制方法 (自适应神经控制与动态面控制) 相比较, 本文提出的控制方法能够达到满意的控制性能, 并且跟踪误差能够保持在预先设定的边界之内. 通过比较本文方法与自适应神经控制方法可以发现, 本文采用预设性能函数方法可以有效地抑制双惯量伺服系统存在的扰动, 提高系统的瞬态性能与稳态性能; 而对比动态面控制方法, 本文方法的跟踪性能优于动态面控制方法, 且由于在控制器设计中避免了一阶滤波运算, 从而减少了计算复杂度. 此外,

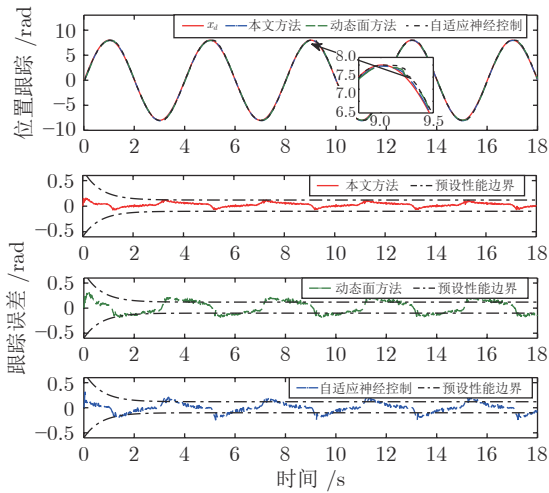


图 7 3 种方法性能比较: 位置跟踪与跟踪误差

Fig. 7 Performance comparison: Position tracking and tracking error

表 2 性能指标

Table 2 Performance indexes

方法	M_e	μ_e	σ_e
本文方法	0.1587	0.0413	0.00004
动态面方法	0.3104	0.1171	0.00009
自适应神经控制	0.3081	0.0757	0.00007

从表 2 中可以发现, 本文提出的控制方法由于采用预设性能函数可以提高控制性能, 产生了较小的 M_e , μ_e 和 σ_e . 而对比动态面方法和自适应神经网络方法可知, 自适应神经网络控制器的性能指标 (如 M_e , σ_e) 小于动态面控制方法.

最后, 为了验证所提出方法对双惯量伺服系统的实用性, 还采用阶跃信号 $x_d = 10 \text{ rad}$ 作为参考信号. 预设性能函数参数为 $\varphi_{i0} = 1.2$, $\varphi_{i\infty} = 0.1$, $a_i = 1.2$. 其他的控制参数与正弦参考信号相同. 图 8 描述了 3 种控制方法的位置跟踪和跟踪误差. 从图 8

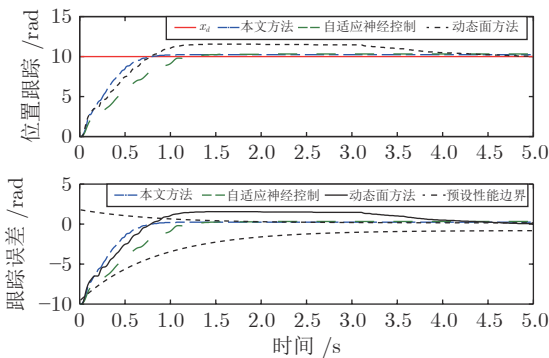


图 8 阶跃信号: 位置跟踪与跟踪误差

Fig. 8 Set-point: Position tracking and tracking error

中可以发现, 与另外两种方法相比较, 本文提出的控制方法的上升时间更快, 没有产生超调, 并能够快速到达稳态. 而动态面方法产生了较大的超调且跟踪误差较大, 自适应控制的到达稳态时间最长.

从以上实验结果可以看出, 本文提出的预设性能控制方法可以提高双惯量伺服系统的瞬态响应与稳态性能. 此外, 与另外两种控制方法相比较, 本文提出的控制方法避免使用函数逼近器, 在有效地抑制双惯量伺服系统存在的外部扰动影响的同时, 降低了计算复杂度.

5 总结与展望

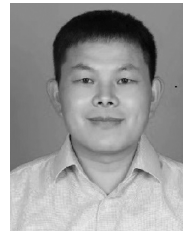
本文提出了一种不依赖于函数逼近器的类比例预设性能状态反馈控制方法, 通过定义预设性能函数对双惯量伺服系统的瞬态响应和稳态性能进行预先设计. 在此基础上, 借助于递归策略设计了状态反馈控制器, 避免了由函数逼近器带来的计算复杂性问题, 同时消除了传统的 Backstepping 方法存在的复杂性爆炸问题. 实验结果表明, 相比于其他自适应控制策略, 本文提出的方法能够提高双惯量伺服系统的瞬态性能和稳态性能, 并且结构简单, 利于在实际中应用. 后续将针对多电机驱动的二惯量系统, 研究伺服系统的结构参数与控制器一体化设计方法.

References

- 1 Wang S B, Na J, Xing Y S. Adaptive optimal parameter estimation and control of servo mechanisms: Theory and experiments. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, **68**(1): 598–608
- 2 Wang C, Yang M, Zheng W L, Hu K, Xu D G. Analysis and suppression of limit cycle oscillation for transmission system with backlash nonlinearity. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, **64**(12): 9261–9270
- 3 Yan Y D, Yang J, Sun Z X, Zhang C L, Li S H, Yu X H. Robust speed regulation for PMSM servo system with multiple sources of disturbances via an augmented disturbance observer. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, **23**(2): 769–780
- 4 Zhang Ya-Jun, Wei Cui, Chai Tian-You, Lu Shao-Wen, Cui Dong-Liang. Un-modeled dynamics increment compensation driven nonlinear PID control and its application. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(6): 1145–1153
(张亚军, 魏萃, 柴天佑, 卢绍文, 崔东亮. 未建模动态增量补偿驱动的非线性 PID 控制及应用. *自动化学报*, 2020, **46**(6): 1145–1153)
- 5 Zhang G, Furusho J J. Speed control of two-inertia system by PI/PID control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, **47**(3): 603–609
- 6 Li S H, Liu Z G. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, **56**(8): 3050–3059
- 7 Yao J Y, Deng W X, Sun W C. Precision motion control for electro-hydraulic servo systems with noise alleviation: A desired compensation adaptive approach. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, **22**(4): 1859–1868
- 8 Zhang G Z, Chen J, Lee Z P. Adaptive robust control for servo mechanisms with partially unknown states via dynamic surface

- control approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2010, **18**(3): 723–731
- 9 Guo Zi-Jie, Bai Wei-Wei, Zhou Qi, Lu Ren-Quan. Adaptive optimal control for a class of nonlinear systems with dead zone input and prescribed performance. *Acta Automatica Sinica*, 2019, **45**(11): 2128–2136
(郭子杰, 白伟伟, 周琪, 鲁仁全. 基于性能指标约束的一类输入死区非线性系统最优控制. *自动化学报*, 2019, **45**(11): 2128–2136)
- 10 El-Sousy F F M. Adaptive dynamic slidingmode control system using recurrent rbfn for high-performance induction motor servo drive. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, **9**(4): 1922–1936
- 11 Gao T T, Liu Y J, Liu L, Li D P. Adaptive neural network-based control for a class of nonlinear pure-feedback systems with time-varying full state constraints. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 2018, **5**(5): 923–933
- 12 Na J, Chen Q, Ren X M, Guo Y. Adaptive prescribed performance motion control of servo mechanisms with friction compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, **61**(1): 486–494
- 13 Li Yang, Liu Ming-Yong, Zhang Xiao-Jian. Adaptive RBF neural network based backstepping control for supercavitating vehicles. *Acta Automatica Sinica*, 2020, **46**(4): 734–743
(李洋, 刘明雍, 张小件. 基于自适应 RBF 神经网络的超空泡航行体反演控制. *自动化学报*, 2020, **46**(4): 734–743)
- 14 Yang C G, Jiang Y M, Na J, Li Z J, Cheng L, Su C Y. Finite-time convergence adaptive fuzzy control for dual-arm robot with unknown kinematics and dynamics. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2019, **27**(3): 574–588
- 15 Cao L, Li H Y, Wang N, Zhou Q. Observerbased event-triggered adaptive decentralized fuzzy control for nonlinear large-scale systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2019, **27**(6): 1201–1214
- 16 Bechlioulis C P, Rovithakis G A. A low-complexity global approximation-free control scheme with prescribed performance for unknown pure feedback systems. *Automatica*, 2014, **50**(4): 1217–1226
- 17 Huang Y B, Na J, Wu X, Gao G B. Approximation-free control for vehicle active suspensions with hydraulic actuator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, **65**(9): 7258–7267
- 18 Psomopoulou E, Theodorakopoulos A, Doulgeri Z, Rovithakis G A. Prescribed performance tracking of a variable stiffness actuated robot. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2015, **23**(5): 1914–1926
- 19 Zheng Z W, Feroskhan M. Path following of a surface vessel with prescribed performance in the presence of input saturation and external disturbances. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, **22**(6): 2564–2575
- 20 Nguyen M L, Chen X K, Yang F. Discretetime quasi-sliding-mode control with prescribed performance function and its application to piezo-actuated positioning systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, **65**(1): 942–950
- 21 Ren B B, Ge S S Z, Tee K P, Lee T H. Adaptive neural control for output feedback nonlinear systems using a barrier Lyapunov function. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 2010, **21**(8): 1339–1345
- 22 He X Y, He W, Shi J, Sun C Y. Boundary vibration control of variable length crane systems in two-dimensional space with output constraints. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, **22**(5): 1952–1962
- 23 He W, Kong L H, Dong Y T, Yu Y, Yang C G, Sun C Y. Fuzzy tracking control for a class of uncertain MIMO nonlinear systems with state constraints. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2019, **49**(3): 543–554
- 24 Liu L, Liu Y J, Chen A Q, Tong S C, Chen P C L. Integral barrier Lyapunov function-based adaptive control for switched nonlinear systems. *Science China Information Sciences*, 2020, **63**(3): 212–225

- 25 Wang S B, Ren X M, Na J, Zeng T Y. Extended-state-observer-based funnel control for nonlinear servomechanisms with prescribed tracking performance. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2017, **14**(1): 98–108
- 26 Wang S B, Ren X M, Na J. RISE-based asymptotic prescribed performance tracking control of nonlinear servo mechanisms. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2018, **48**(12): 2359–2370
- 27 Sontag E D. *Mathematical Control Theory*. London: Springer, 1998.
- 28 Wang S B, Tao L, Chen Q, Na J, Ren X M. USDE-based sliding mode control for servo mechanisms with unknown system dynamics. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2020, **25**(2): 1056–1066
- 29 Wang S B, Ren X M, Na J, Gao X H. Robust tracking and vibration suppression for nonlinear two-inertia system via modified dynamic surface control with error constraint. *Neurocomputing*, 2016, **203**: 73–85
- 30 Zhao W, Ren X M, Wang S B. Parameter estimation-based time-varying sliding mode control for multimotor driving servo systems. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017, **22**(5): 2330–2341



王树波 青岛大学自动化学院副教授。主要研究方向为自适应控制, 智能控制, 自适应参数估计和伺服系统控制及应用。

E-mail: wangshubo1130@126.com

(**WANG Shu-Bo** Associate professor at the School of Automation,

Qingdao University. His research interest covers adaptive control, intelligent control, adaptive parameter estimation, and servo system control and applications.)



那 靖 昆明理工大学机电工程学院教授。主要研究方向为智能控制, 自适应参数估计和非线性控制及应用。本文通信作者。

E-mail: najing25@163.com

(**NA Jing** Professor at the Faculty of Mechanical and Electrical Engineering, Kunming University of Science and Technology. His research interest covers intelligent control, adaptive parameter estimation, and nonlinear control and applications. Corresponding author of this paper.)



任雪梅 北京理工大学自动化学院教授。主要研究方向为非线性系统, 智能控制和自适应控制及多电机驱动控制。E-mail: xmren@bit.edu.cn

(**REN Xue-Mei** Professor at the School of Automation, Beijing Institute of Technology. Her research interest covers nonlinear systems, intelligent control, adaptive control, and multi-motor drive control.)