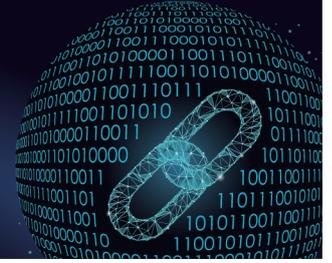




中国科技期刊卓越行动计划项目入选期刊

控制与决策

CONTROL AND DECISION



电动缸举升伺服机构高精度复合控制策略

万子平, 马丽莎, 任广安, 袁志华, 李宝宇, 范大鹏

引用本文:

万子平, 马丽莎, 任广安, 袁志华, 李宝宇, 范大鹏. 电动缸举升伺服机构高精度复合控制策略[J]. *控制与决策*, 2024, 39(6): 1897–1908.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.1419>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law
控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

基于指数趋近律的车载复合储能系统全局滑模控制

Global sliding mode control of vehicle-mounted hybrid energy storage system based on exponential reaching law
控制与决策. 2021, 36(4): 885–892 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0478>

基于模型依赖驻留时间的异步切换控制

Asynchronous switching control based on mode-dependent average dwell time
控制与决策. 2021, 36(3): 609–618 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0645>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

电动缸举升伺服机构高精度复合控制策略

万子平¹, 马丽莎², 任广安¹, 袁志华¹, 李宝宇¹, 范大鹏^{1†}

(1. 国防科技大学 智能科学学院, 长沙 410073; 2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082)

摘要: 针对电动缸举升机构的高精度伺服控制的现实需求, 提出结合辨识伺服环路和差分激励信号的一种基于限定记忆区间的循环最小二乘法 (CLS) 以及基于迭代控制器参数和观测器参数的一种变参数比例积分控制器 (VPI) 结合基于卡尔曼滤波器的变参数比例多重积分观测器 (VPMISAKF) 的复合控制策略. 实验结果表明: 相比于最小二乘法, CLS 辨识法辨识拟合的惯量和阻尼均方根误差分别下降 93.61% 和 82.39%; 相比于 PI 控制器, VPI 结合 VPMISAKF 的复合控制策略使得系统的阶跃响应拟合度在空载和带载工况下分别提高至 0.994 和 0.991; 相比于 VPI 控制器, VPI 结合 VPMISAKF 的复合控制策略使得系统的正弦响应误差在空载和带载工况下分别降低 88.89% 和 86.45%. CLS 辨识法和 VPI 结合 VPMISAKF 的复合控制策略对电动缸举升机构的高精度伺服控制具有一定的参考意义.

关键词: 电动缸举升机构; CLS 辨识法; VPI 控制器; VPMISAKF 观测器

中图分类号: TP202

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.1419

引用格式: 万子平, 马丽莎, 任广安, 等. 电动缸举升伺服机构高精度复合控制策略 [J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1897-1908.

High precision control strategy of EMA lifting servo mechanism

WAN Zi-ping¹, MA Li-sha², REN Guang-an¹, YUAN Zhi-hua¹, LI Bao-yu¹, FAN Da-peng^{1†}

(1. College of Intelligence Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China; 2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the practical demand of high-precision servo control of electric cylinder lifting mechanism, a compound control strategy based on a limited memory interval cyclic least (CLS) square method and a variable proportional integral (VPI) controller based on iterative controller parameters and observer parameters combined with proportional multiple integral observer based on the Kalman filter (VPMISAKF) to identify the servo loop and differential excitation signals is proposed. The experimental results show that compared with the least square method, the inertia and damping root mean square errors of the CLS identification method are reduced by 93.61% and 82.39% respectively. Compared with the PI controller, the composite control strategy of the VPI and VPMISAKF improves the step response fit of the system to 0.994 and 0.991 under no-load and loaded conditions respectively. Compared with the VPI controller, the combined control strategy of the VPI and VPMISAKF reduces the sinusoidal response error of the system by 88.89% and 86.45% under no-load and loaded conditions respectively. The CLS identification method and the compound control strategy of the VPI combined with the VPMISAKF have certain reference significance for high-precision servo control of electric cylinder lifting mechanism.

Keywords: electric cylinder pitching mechanism; CLS identification method; VPI controller; VPMISAKF observer

0 引言

直推式^[1]举升伺服机构^[2-4]利用电动缸驱动相较于液压缸^[5-7]驱动具有更高的传动精度和传动效率, 可用于大惯量和大长径比的负载精密伺服控制.

相比单回环副系统, 电动缸举升伺服机构有模型非线性和扰动非线性两种不利控制的因素.

电动缸举升机构的模型非线性源于机构惯量摄动和变传动比, 且与机构位姿相关, 因此, 定常辨识算

收稿日期: 2022-08-06; 录用日期: 2023-03-28.

基金项目: 国家重点研发计划项目 (2019YFB2004700); 国家自然科学基金项目 (52105077).

责任编委: 孙宗耀.

[†]通讯作者. E-mail: fdp@nudt.edu.cn.

法(批量最小二乘算法、非递推极大似然算法等)不再适用其模型参数的辨识,进而众多学者利用基于数据驱动的稳态控制器对其进行控制.如胡鑫等^[2]提出了以响应误差为标准的切换控制器,使得控制律随着相应误差自适应切换;秦幸妮等^[3]将自抗扰技术用于举升机构伺服控制,并利用非线性PD控制器作为稳态控制器;曾从吉等^[8]提出了分区PID算法,其本质是基于机构位姿切换控制器传递函数补偿动力学非线性;杨善平^[9]通过隶属度函数修改控制器控制率,提出了用于举升机构控制的模糊控制器.上述方法虽然能够获得较好的控制效果且兼顾鲁棒性,但是,其控制参数在运行过程中非最优,且在切换时会出现抖振现象,所以为非最优控制器.虽然电动缸举升机构的模型非线性难辨识,但是,其与非机械臂或机器人等多自由度系统不同,动力学变化存在规律,具有辨识条件,因此,部分研究者利用基于模型的稳态控制器来实现该类机构的控制,如Dai等^[5]利用几何非线性抑制器减少了非线性传动比对举升机构伺服性能的影响;杨善平^[9]提出了基于举升机构模型的backstepping控制器,其本质是依据模型和Lypunov函数反向设计控制器;宋卓异等^[10]利用类似的方法对举升机构进行控制,并通过力矩平衡方程和油缸流量方程建立了复杂的动力学模型;江献良等^[11]利用增广递推最小二乘法实时辨识模型参数,并通过实时迭代PI控制器参数,实现了惯量摄动系统的自适应控制.上述方法虽然能够更好地实现该类机构的精密控制,但是,研究多基于先验动力学模型或在线模型辨识方法,这不仅无法提供模型参数来源,且会增加计算消耗.

电动缸举升机构的扰动非线性源于机构非恒定摩擦和不平衡力矩,其亦与机构位姿相关,所以高精度扰动模型(Stribeck、Lugre摩擦模型等)辨识存在难度.由于基于扰动模型的控制方法不再适用,基于扰动观测器的控制方法成为首选,如杨善平等^[12]利用K观测器对举升机构的扰动进行了观测,并用K观测器的低增益保证了扰动控制的鲁棒性.刘龙等^[6]利用滑模观测器估计电液机构的模型不确定性,通过观测器的滑模面保证了观测的鲁棒性.Wang等^[13]利用分数阶控制和扰动观测器实现了机载光电稳定平台的高精度控制,表现出良好的鲁棒性.江献良等^[11]利用基于卡尔曼滤波器的状态扩张观测器实现了对摄动惯量系统的扰动观测,并进行了有效抑制.电动缸举升机构仅依靠滤波器增益保证鲁棒性是不够的,应提升模型精度以消除观测扰动的有偏性,因此仍然应

进行模型辨识.

综上,电动缸举升伺服系统应结合稳态控制器和扰动观测器实现精密伺服控制,且模型非线性仍然需要精确辨识.针对模型辨识方法,本文提出CLS辨识法,该方法为离线辨识法,可有效避免在线辨识法的计算消耗,且能够有效辨识机构行程内的模型非线性.针对复合控制策略,提出VPI控制器结合VPMISAKF观测器的复合控制策略,该复合控制策略通过迭代控制器和观测器参数实现自适应控制,且观测器通过结合PMI观测原理和Kalman滤波器实现原理精准和快速的观测.

1 电动缸举升机构动力学建模和参数辨识

1.1 动力学建模和模型参数非线性拟合

直推式电动缸举升机构参数以及映射关系如图1所示,可推导出完整的动力学模型为

$$\left\{ \begin{array}{l} U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + K_E \omega_m, \\ T_m - T_{fm} - \frac{T_L}{N} = J_m a_m + B_m \omega_m, \\ N = \frac{\omega_m}{\omega_{BAC}} = \frac{2\pi L_{AC} L_{AB} \sin(\theta_{BAC})}{L_{BC} d}, \\ T_L - (T_{L_f})_{eq} - (T_{L_u})_{eq} = (J_L)_{eq} a_L, \\ (J_L)_{eq} = J_L + (J_p + J_r) \left(\frac{\omega_{ACB}}{\omega_{BAC}} \right)^2, \\ J_p = J_{Gb} + m_{Gb} (L_{BC} - L_{BG_B})^2, \\ (T_{L_f})_{eq} = T_{f_A} + T_{f_B} \frac{\omega_{ABC}}{\omega_{BAC}} + T_{f_C} \frac{\omega_{ACB}}{\omega_{BAC}}, \\ (T_{L_u})_{eq} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}, \\ \mathbf{F} = (F_g, F_{g_c}, F_{g_b}), \\ \mathbf{L} = [L_{AG}, L_{CG_C}, L_{CG_B}], \\ \mathbf{A} = [\cos(\theta_{GAX}), \cos(\theta_{CBX}), \cos(\theta_{CBX})]. \end{array} \right. \quad (1)$$

其中: U_a 为电枢电压, R_a 为电枢电阻, I_a 为电枢电流, L_a 为电枢电感, K_E 为反电动势系数, ω_m 为电机转速, T_m 为电机转矩, T_L 为输出到负载的转矩, N 为电动缸推杆位移到电机转角的传动比, ω_{BAC} 为 θ_{BAC} 的转速, J_m 为电动缸惯量等效到电机端的惯量, a_m 为电机转角加速度, B_m 为电动缸等效阻尼, T_{fm} 为电动缸等效到电机端的摩擦转矩, $(J_L)_{eq}$ 为等效惯量, $(T_{L_f})_{eq}$ 为等效摩擦, $(T_{L_u})_{eq}$ 为等效不平衡力矩, J_r 为电动缸推杆绕铰点C的惯量, ω_{ACB} 为 θ_{ACB} 的转速, ω_{ABC} 为 θ_{ABC} 的转速, T_{f_A} 为铰链A处的摩擦, T_{f_B} 为铰链B处的摩擦, T_{f_C} 为铰链C处的摩擦, J_{Gb} 和 m_{Gb} 分别为推杆质心惯量和质量, L_{BC} 为铰点B到铰点C的距离, L_{BG_B} 为铰点B到推杆质心点 G_B 的距离.

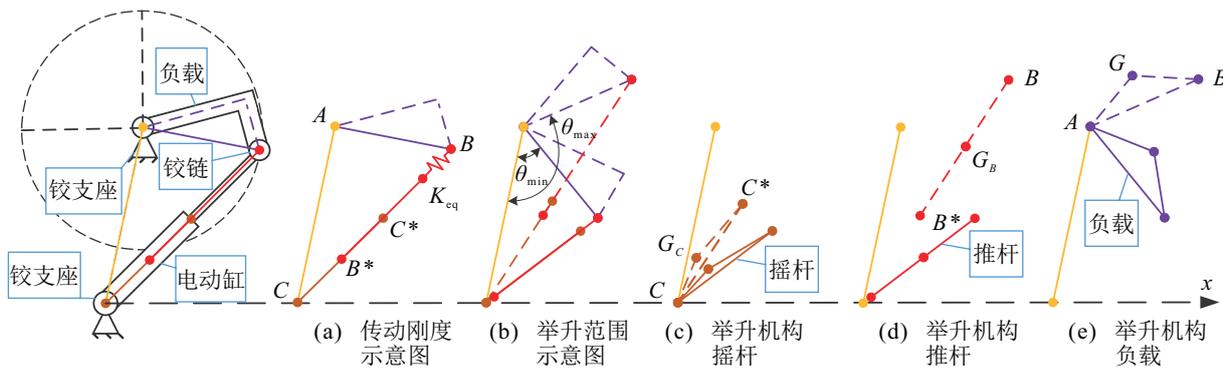


图1 电动缸举升机构参数以及映射关系

电流环模型可简化为比例环节,非线性惯量和阻尼可利用高阶多项式拟合,简化的动力模型为

$$\begin{cases} \frac{\omega_L(s)}{U_a(s)} = \frac{(T_m/U_a)N}{(J_L)_{eq}s + (B_L)_{eq}}, \\ (J_L)_{eq} = (J_L + J_0x^0) + \sum_{i=1}^3 J_i x^i, \\ (B_L)_{eq} = (B_L + B_0x^0) + \sum_{i=1}^3 B_i x^i, \\ x = \theta_{BAC} \in [\theta_{min}, \theta_{max}]. \end{cases} \quad (2)$$

由式(2)可知,系统可简化为一阶连续非线性模型,非线性来源为参数 $(J_L)_{eq}$ 和 $(B_L)_{eq}$.

1.2 模型辨识环路选择和激励信号构造

为了使得负载转角 θ_{BAC} 限定于行程内,可在速度环下对系统进行辨识^[14],机构速度环框图如图2所示.图2中, K_p 为PID控制器的比例参数项.

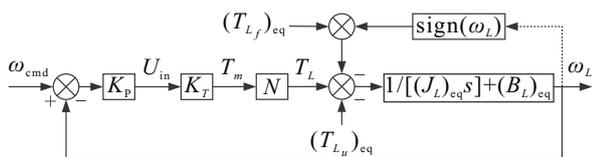


图2 电动缸举升机构速度环控制框图

将辨识所用输入序列设定为 $U_{in}(t)$,输出序列设定为 $\omega_{out}(t)$.上述参数表达式为

$$\begin{cases} \{U_{in}(t), \omega_{out}(t)\} = \{e_v(t)K_p, \omega_L(t)\}, \\ e_v(t) = \omega_{cmd}(t) - \omega_L(t). \end{cases} \quad (3)$$

为了消除色噪声 $(T_{L_f})_{eq}$ 和 $(T_{L_u})_{eq}$ 对系统的影响,可通过对输入辨识信号 $U_{in}(t)$ 和输出辨识信号 $\omega_L(t)$ 差分^[15]进行消除,则辨识传递函数为

$$\begin{cases} \text{diff}[\omega_L(s)] = \frac{K_T \text{diff}[U_{in}(s)] - \Delta(T_{L_f})_{eq} - \Delta(T_{L_u})_{eq}}{(J_L)_{eq}s + (B_L)_{eq}}, \\ \text{diff}[U_{in}(s)] = U_{in_1}(s) - U_{in_2}(s), \\ \text{diff}[\omega_L(s)] = \omega_{L_1}(s) - \omega_{L_2}(s). \end{cases} \quad (4)$$

忽略微小量 $\Delta(T_{L_f})_{eq}$ 和 $\Delta(T_{L_u})_{eq}$,对式(4)离散化后的传递函数表达式为

$$\frac{\text{diff}[\omega_L(Z^{-1})]}{\text{diff}[U_{in}(Z^{-1})]} = \frac{b_0 + b_1 Z^{-1}}{1 + a_1 Z^{-1}}. \quad (5)$$

设定 $\text{diff}[U_{in}(k)]$ 和 $\text{diff}[\omega_L(k)]$ 的数据量样本长度为 n ,且DA的量化噪声和传感器的测量噪声均为0均值的白噪声,则构建准则函数为

$$\begin{cases} V_{min} = \frac{1}{2}(\mathbf{Y}_1 - \Phi_1 \xi_1)^T (\mathbf{Y}_1 - \Phi_1 \xi_1), \\ \xi_1 = [a_1 \quad b_0 \quad b_1]^T, \\ \mathbf{Y}_1 = \text{diff}[\omega_L(2) \quad \omega_L(3) \quad \dots \quad \omega_L(n)]^T, \\ \Phi_1 = \text{diff} \begin{bmatrix} -\omega_L(1) & -\omega_L(2) & \dots & -\omega_L(n-1) \\ \omega_{in}(2) & \omega_{in}(3) & \dots & \omega_{in}(n) \\ \omega_{in}(1) & \omega_{in}(2) & \dots & \omega_{in}(n-1) \end{bmatrix}^T. \end{cases} \quad (6)$$

其中 ξ_1 的最佳估计值可通过辨识得到.

为了对系统的模型参数进行有效辨识,所构建的被差分激励信号应具有以下两种特性.

1) 特征激励特性: $\omega_{cmd_1}(n)$ 和 $\omega_{cmd_2}(n)$ 采用逆 M 序列,其随机特性可充分激励其结构特性,逆 M 序列级数可根据文献[15]进行求解.

2) 位移全域特性: $\omega_{cmd_1}(n)$ 和 $\omega_{cmd_2}(n)$ 选用小速度指令,使得机构在不平衡力矩的作用下由最大仰角向最大俯角偏移,从而经历整个俯仰角范围.

1.3 CLS辨识法

由于变惯量和变阻尼与位姿 θ_{BAC} 相关,提出CLS辨识方法.将式(5)等价变换为

$$\begin{cases} \frac{\text{diff}[\omega_L(Z^{-1})]}{\text{diff}[U_{in}(Z^{-1})]} = \frac{K_d}{Z - P_d} = \frac{\frac{K}{P}(1 - e^{-PT_s})}{Z - e^{-PT_s}}, \\ \{K, P\} = \left\{ \frac{K_p K_T}{(J_L)_{eq}}, \frac{(B_L)_{eq} + K_p K_T}{(J_L)_{eq}} \right\}. \end{cases} \quad (7)$$

其中 T_s 为采样周期.

在此将位姿引起的变惯量和变阻尼考虑到式(8)中,并变换为差分预测方程,得到

$$\begin{aligned} \text{diff}[\omega_L(k+1)] = \\ P_d(k)\text{diff}[\omega_L(k)] + K_d(k)\text{diff}[U_{in}(k)]. \end{aligned} \quad (8)$$

在差分预测方程中存在变结构参数变量,无法用最小二乘法进行一次性辨识.

$\omega_L(k)$ 和 $U_{in}(k)$ 为辨识量, $K_d(k)$ 和 $P_d(k)$ 为输入输出辨识量,则准则函数(6)中参数为

$$\begin{cases} \xi_2 = [\text{diff}(\omega_L) \quad \text{diff}(U_{in})]^T, \\ \mathbf{Y}_2 = [K_d(2) \quad K_d(3) \quad \dots \quad K_d(n)]^T, \\ \Phi_2 = \begin{bmatrix} -K_d(1) & P_d(1) \\ \vdots & \vdots \\ -K_d(n-1) & P_d(n-1) \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (9)$$

由最小二乘原理和正交投影定理,最小二乘法实际逼近的是 $P_d(k)$ 和 $K_d(k)$ 的平均值 \bar{P}_d 和 \bar{K}_d ,式(9)的参数二元回归的差分预测方程为

$$\begin{aligned} \text{diff}[\omega_L(k+1)] = \\ \bar{P}_d \text{diff}[\omega_L(k)] + \bar{K}_d \text{diff}[U_{in}(k)]. \end{aligned} \quad (10)$$

其中: \bar{P}_d 和 \bar{K}_d 为位置域的状态变量; $\text{diff}[U_{in}(k)]$ 和 $\text{diff}[\omega_L(k)]$ 为时间域的状态变量,两者相互正交.

采用式(6)的准则函数对式(10)中的 \bar{P}_d 和 \bar{K}_d 进行估计,估计值为

$$\begin{cases} \{\bar{K}_d, \bar{P}_d\} = \left\{ \frac{K_T - K_T e^{-PT_s}}{P}, e^{-PT_s} \right\}, \\ P = \frac{(B_L)_{\text{eq}}(\bar{x}_k)}{(J_L)_{\text{eq}}(\bar{x}_k)}, \bar{x}_k \in \frac{\sum_{k=1}^n (\theta_{BAC})_k}{n}. \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知,最小二乘法辨识的惯量和阻尼为平均位姿下的惯量和阻尼为

$$\begin{cases} \bar{J}_k = (J_L)_{\text{eq}}(\bar{x}_k) = \frac{(\bar{P}_d - 1)K_T T_s}{\bar{K}_d \ln(\bar{P}_d)}, \\ \bar{B}_k = (B_L)_{\text{eq}}(\bar{x}_k) = \frac{(\bar{P}_d - 1)K_T}{\bar{K}_d}. \end{cases} \quad (12)$$

其中 $(\bar{x}_k)_i$ 、 $(\bar{J}_k)_i$ 和 $(\bar{B}_k)_i$ 分别为第 i 次辨识的平均位姿、平均惯量和平均阻尼.

由上述分析,CLS 辨识法辨识流程如图3所示.由图3可见,CLS 辨识法具有以下3个特性:1)通过限定记忆区间,解决数据段饱和问题;2)通过最小二乘法的近似辨识能力,保留各记忆区间的辨识参数;3)通过循环移位,保证辨识效率和修正能力.

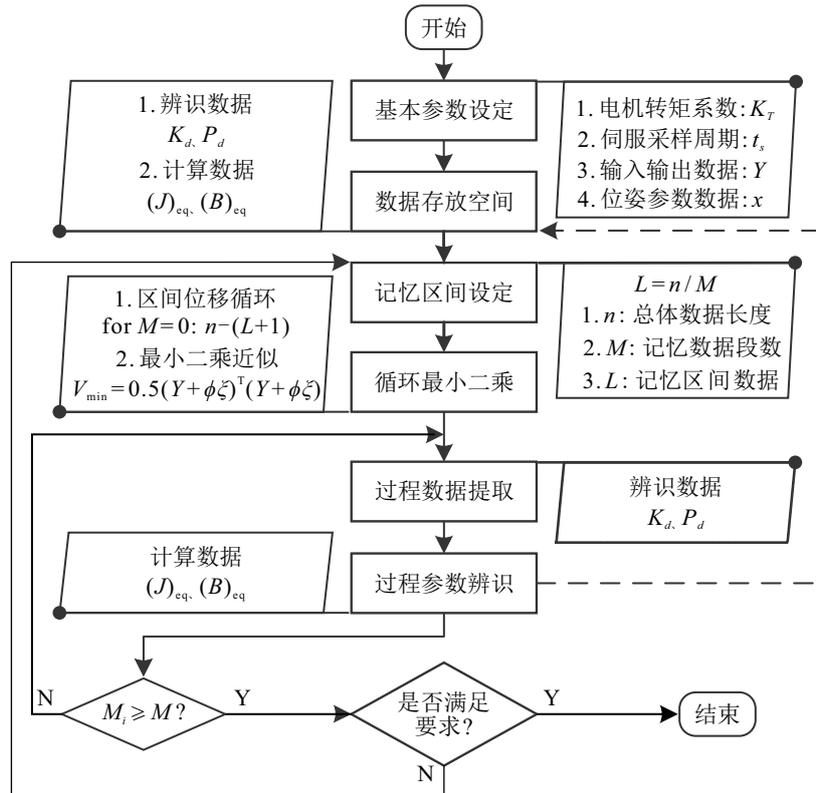


图3 CLS辨识法辨识流程

2 电动缸举升机构高精度复合控制策略

2.1 复合控制策略设计和扰动非线性分析

基于第1.3节的辨识参数,提出基于性能约束^[11]的VPI控制器,该控制器根据机构的位姿和性能约束实时更新迭代PI控制器参数,保证闭环系统的稳态

特性;提出基于多阶扰动观测^[16]的VPMISAKF观测器,该观测器根据电动缸举升伺服机构的位姿实时更新迭代观测器中惯量参数,对扰动非线性进行精确和快速地观测.电动缸举升伺服机构的复合控制策略如图4所示.

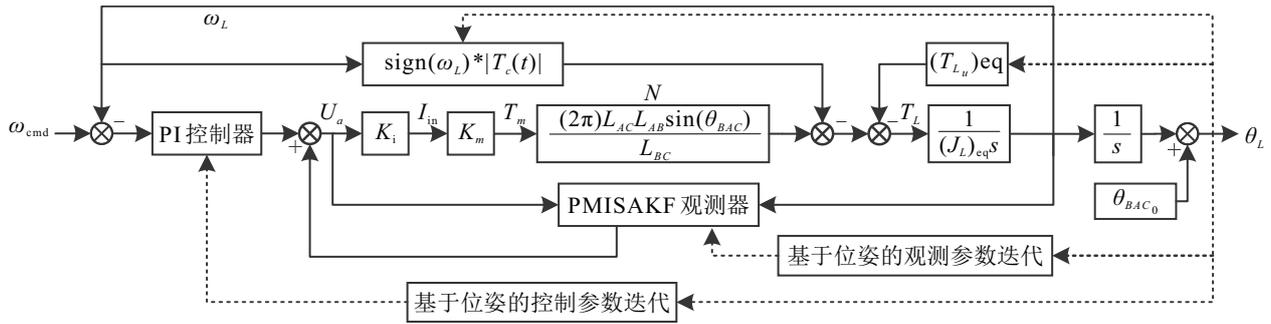


图4 电动缸举升伺服机构复合控制策略框图

2.2 基于性能约束的VPI控制器设计

定义VPI控制器的输出信号为

$$\begin{cases} U_{pi} = K_p(\omega_{cmd} - \omega_L) + K_i\omega_s, \\ \omega_s = \int_0^t (\omega_{cmd} - \omega_L)d\tau. \end{cases} \quad (13)$$

不考虑外部扰动的基础上,结合系统模型图2,得到速度环微分方程为

$$\begin{cases} \dot{\omega}_L = -\frac{K_T N}{(J_L)_{eq}}(K_p\omega_L - K_i\omega_s + K_p\omega_{cmd}), \\ \dot{\omega}_s = -\omega_L + \omega_{cmd}. \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)整理为速度环状态空间方程,即

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{\omega}_L \\ \dot{\omega}_s \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{VPI} \begin{bmatrix} \omega_L \\ \omega_s \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{VPI} \cdot \omega_{cmd}, \\ \mathbf{A}_{VPI} = \begin{bmatrix} -\frac{K_T N K_p}{(J_L)_{eq}} & \frac{K_T N K_i}{(J_L)_{eq}} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{VPI} = \begin{bmatrix} \frac{K_T N K_p}{(J_L)_{eq}} \\ 1 \end{bmatrix}. \end{cases} \quad (15)$$

由于速度环的动态响应通常可用调整时间 \$t_s\$ 和系统阻尼 \$\xi\$ 来评价,且满足如下关系:

$$t_s = \frac{3}{\xi\omega_n}, \quad (16)$$

其中 \$\omega_n\$ 为闭环系统的无阻尼自然频率. 假设有两个共轭根分别为

$$\lambda_{1,2} = \omega_n[-\xi \pm (\sqrt{1 - \xi^2})j], \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} = & \tilde{A}\hat{x} + \tilde{B}U_a + \tilde{K}_o \left[(y - \tilde{C}\hat{x}) \int (y - \tilde{C}\hat{x})d\tau \dots \right. \\ & \left. \int \int \dots \int (y - \tilde{C}\hat{x})d\tau^{q-1} \right]^T. \end{aligned} \quad (18)$$

另外, \$\lambda_1\$ 和 \$\lambda_2\$ 可通过求解下列行列式得到:

$$|\lambda \mathbf{I} - \mathbf{A}_{VPI}| = \begin{vmatrix} \lambda + \frac{K_T N K_p}{(J_L)_{eq}} & -\frac{K_T N K_i}{(J_L)_{eq}} \\ 1 & \lambda \end{vmatrix} = 0, \quad (19)$$

其中 \$\mathbf{I}\$ 为单位矩阵. 结合式(17)~(19),得到依据性能指标设计的VPI控制器参数为

$$\{K_p, K_i\} = \left\{ \frac{6(J_L)_{eq}}{t_s K_T N}, \frac{9(J_L)_{eq}}{\xi^2 t_s^2 K_T N} \right\}, \quad (20)$$

式中 \$N\$ 和 \$(J_L)_{eq}\$ 为随 \$x = \theta_{BAC}\$ 变化量,所以控制参数 \$K_p\$ 和 \$K_i\$ 为变化参数.

2.3 VPMISAKF的状态观测器设计

为了辅助观测器设计,根据图2建立电动缸举升伺服系统的动力学微分方程组为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + BU_a + B_d T_d, \\ y = Cx, \\ T_d = (T_{L_f})_{eq} + (T_{L_u})_{eq} + (B_L)_{eq}x. \end{cases} \quad (21)$$

其中: \$x = \omega_L\$ 为状态变量,其他系数为

$$\{A, B, B_d, C\} = \left\{ 0, \frac{K_T N}{(J_L)_{eq}}, \frac{1}{(J_L)_{eq}}, 1 \right\}. \quad (22)$$

为了对复杂扰动快速精确地观测,将扰动项描述为

$$T_d = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_{q-1} t^{q-1}, \quad (23)$$

则该多项式的第 \$q\$ 阶微分为

$$T_d^{(q)} = 0. \quad (24)$$

结合式(21)~(23),构造一种扩张的连续状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + BU_a + B_d d_q, \\ \dot{d}_q = d_{q-1}, \\ \dot{d}_{q-1} = d_{q-2}, \\ \vdots \\ \dot{d}_1 = 0. \end{cases} \quad (25)$$

其中 \$d_i (i \in \{1, 2, \dots, q\})\$ 为随机扰动 \$T_d\$ 的第 \$q - i\$ 阶微分.

借鉴残差累加的思想,构造观测器的结构为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + BU_a + K_\omega(y - C\hat{x}) + B_d \hat{d}_q, \\ \dot{\hat{d}}_q = K_1^q(y - C\hat{x}) + \hat{d}_{q-1}, \\ \dot{\hat{d}}_{q-1} = K_1^{q-1}(y - C\hat{x}) + \hat{d}_{q-2}, \\ \vdots \\ \dot{\hat{d}}_1 = K_1^1(y - C\hat{x}). \end{cases} \quad (26)$$

其中: \hat{x} 和 \hat{d}_i 分别为 x 和 d_i 的估计值, 观测器增益 K_ω 和多重积分系数 $K_1^i (i \in \{1, 2, \dots, q\})$ 为观测器的设计参数.

由式(26), 得到

$$\hat{d}_q = \sum_{i=0}^{q-1} K_1^{q-i} \underbrace{\int \dots \int (y - C\hat{x}) d\tau^{i+1}}_{i+1}. \quad (27)$$

将式(27)代入(26), 将观测器的状态空间方程转换为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + BU_a + K_\omega(y - C\hat{x}) + B_d\hat{d}_q, \\ \dot{\hat{d}}_q = \sum_{i=0}^{q-1} K_1^{q-i} \underbrace{\int \dots \int (y - C\hat{x}) d\tau^i}_i, \\ \vdots \\ \dot{\hat{d}}_2 = K_1^2(y - C\hat{x}) + K_1^1 \int (y - C\hat{x}) d\tau, \\ \dot{\hat{d}}_1 = K_1^1(y - C\hat{x}). \end{cases} \quad (28)$$

为了扩张状态空间方程, 构造新的状态向量 \tilde{x} 为

$$\tilde{x} = [x \quad d_1 \quad d_2 \quad \dots \quad d_q]^T. \quad (29)$$

为了实现对状态向量 \tilde{x} 的观测, 基于卡尔曼滤波原理, 构造观测方程式(18). 式(18)中: $\hat{\tilde{x}}$ 为状态向量 \tilde{x} 的估计值, 其系数为

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & 0 & \dots & 0 & B_d \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\tilde{C} = \begin{bmatrix} C \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{K}_O = \begin{bmatrix} K_\omega & 0 & 0 & 0 \\ K_1^1 & 0 & 0 & 0 \\ K_1^2 & K_1^1 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ K_1^q & K_1^{q-1} & \dots & K_1^1 \end{bmatrix}. \quad (30)$$

为了便于离散控制的设计和实现, 给出离散状态方程的计算方法为

$$\begin{cases} \tilde{A}_d = e^{\tilde{A}T_s}, \\ \tilde{B}_d = \tilde{B} \int_0^{t_s} e^{\tilde{A}d\tau} d\tau. \end{cases} \quad (31)$$

为了分析观测器性能, 定义

$$\begin{cases} \tilde{e}_x = \hat{\tilde{x}} - \tilde{x}, \\ \tilde{e}_{d_i} = \hat{d}_i - d^{q-i}. \end{cases} \quad (32)$$

通过整合式(28)和(32), 得到

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_x = (A - K_\omega C)\tilde{e}_x + B_d\tilde{e}_{d_q}, \\ \dot{\tilde{e}}_{d_q} = -K_1^q C\tilde{e}_x + \tilde{e}_{d_{q-1}}, \\ \vdots \\ \dot{\tilde{e}}_{d_2} = -K_1^2 C\tilde{e}_x + \tilde{e}_{d_1}, \\ \dot{\tilde{e}}_{d_1} = -K_1^1 C\tilde{e}_x. \end{cases} \quad (33)$$

从而得到观测误差 \tilde{e}_x 的状态空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{E}} = (\tilde{A} - \tilde{K}_O^0 \tilde{C})\tilde{E}, \\ \tilde{E} = [\tilde{e}_x \quad \tilde{e}_{d_1} \quad \dots \quad \tilde{e}_{d_q}]^T. \end{cases} \quad (34)$$

若式(21)的 (A, C) 是可观的, 则下式成立:

$$\text{rank} \begin{bmatrix} sI - \tilde{A} \\ \tilde{C} \end{bmatrix} = \text{rank} \begin{bmatrix} sI - A \\ C \end{bmatrix} + q. \quad (35)$$

通过分析, (\tilde{A}, \tilde{C}) 可观, 因此在选取合理增益 \tilde{K}_O^0 情况下, 有利于实现观测误差的快速收敛.

由卡尔曼滤波原理, 可通过模型参数和误差方差确定 \tilde{K}_O^0 的值, 从而实现扰动观测. \tilde{K}_O^0 可通过迭代下式直至收敛到稳态值来实现离线求解:

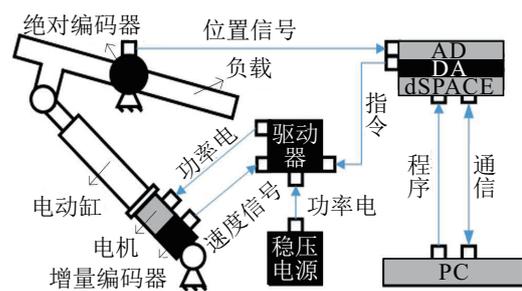
$$\begin{cases} \tilde{P}(k|k-1) = \tilde{A}^* \tilde{P}(k-1|k-1) \tilde{A}^{*T} + \tilde{W} \tilde{R}_P \tilde{W}^T, \\ \tilde{K}_O^0(k) = \tilde{P}(k|k-1) \tilde{C}^T [\tilde{R}_M + \tilde{C}^* \tilde{C}^*]^{-1}, \\ \tilde{P}(k|k) = [I - \tilde{K}_O^0(k) \tilde{C}] \tilde{P}(k|k-1), \\ \tilde{A}^* = \tilde{A}_d \tilde{P}(k-1|k-1) \tilde{A}_d^T, \\ \tilde{C}^* = \tilde{C} \tilde{P}(k|k-1) \tilde{C}^T. \end{cases} \quad (36)$$

其中: \tilde{W} 为噪声输入矩阵; \tilde{R}_P 为过程噪声的协方差矩阵, 包括输入电压噪声和随机扰动方差; \tilde{R}_M 为测量噪声方差矩阵, 包含速度噪声方差; $\tilde{P}(k-1|k-1)$ 为预测误差协方差; $\tilde{P}(k|k-1)$ 为下一步的预测误差协方差; $\tilde{K}_O^0(k)$ 为第 k 次迭代时 \tilde{K}_O^0 的值; 在电动缸举升伺服机构中, 矩阵 \tilde{A}_d 为关于 \tilde{A} 的离散形式, 在求解时, 其需要迭代计算, 迭代式为 $\tilde{A}_d(x_{k-1})$, x_{k-1} 为 θ_{BAC} 在 $k-1$ 时刻的值.

3 电动缸举升机构建模和控制实验验证

3.1 实验平台参数和性能指标

电动缸举升伺服机构的实验平台原理和实物图



(a) 实验平台原理



(b) 实验平台样机

图5 电动缸举升伺服机构实验平台

分别如图5(a)和图5(b)所示。

图5中: 绝对位置编码器用来实时反馈负载的转角 $x_a(k)$ 和角速度 $\omega_L(k)$, 伺服驱动器用于实现电流闭环, dSPACE系统用于采集绝对位置编码器的反馈和伺服驱动器的指令 $U_a(k)$ 。

测试设备和被测组件参数如表1所示。

表1 实验平台性能参数

| 测试设备 | 型号 | 参数 | 数值 |
|--------|-------------|---------|---------------|
| 伺服电机 | ASM 80 | 额定功率 | 750/W |
| | | 额定扭矩 | 2.39/(N·m) |
| | | 额定转速 | 3 000/(r/min) |
| | | 转矩系数 | 0.239 |
| | | 编码器线数 | 2 500 |
| dSPACE | ds 1 104 | 伺服周期 | 1/ms |
| | | DA 电压范围 | ± 10/V |
| | | DA 量化精度 | 16/bit |
| 水平仪 | LXR | 显示分辨率 | 0.1/(°) |
| | | 测量精度 | ± 0.1/(°) |
| | | 测试量程 | ± 180/(°) |
| 绝对编码器 | CAPRO-B 112 | 精度 | 19/bit |
| | | 波特率 | 57.6/(Kb/s) |
| 被测组件 | 型号 | 参数 | 数值 |
| 伺服电动缸 | DSH-0 506 | 额定压力 | 3/kN |
| | | 额定行程 | 230/mm |
| | | 综合精度 | ± 0.02/mm |
| | | 导程 | 4/mm |
| 举机构升 | DCQ-002 | A 点坐标 | (0.6, 1.1)/m |
| | | B 点坐标 | (0.7, 0.9)/m |
| | | C 点起始坐标 | (0.5, 0.5)/m |
| | | 俯仰角度范围 | 65/(°) |

3.2 CLS 辨识法的实验验证

本文设定以下实验前提, 为了突出机构的机械非线性特征和避免引起伺服电机的饱和非线性特征, 这里在不带大负载的情况下进行模型参数辨识。

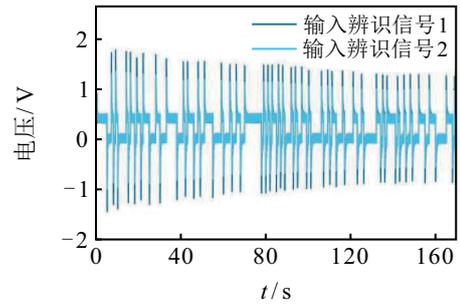
3.2.1 辨识相关信号设计

设定图2中控制参数 K_p 为200, 并根据第1.2节分析, 设定速度激励信号级数为7逆的M序列。得到输入辨识信号、输出辨识信号和位姿输出信号分别如图6(a)~图6(c)所示。

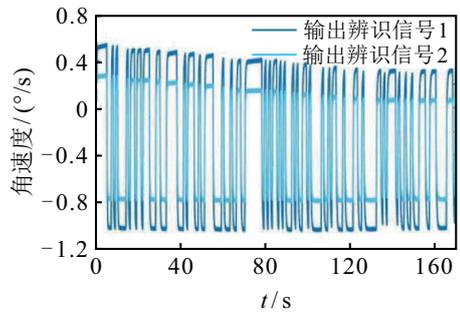
由图6(a)可见, 差分前的两路输入DA电压均处于 $[-10\text{V}, 10\text{V}]$, 可避免伺服的饱和非线性; 由图6(b)可见, 由于不平衡力矩的影响, 机构俯仰角可按照可控趋势下降; 由图6(c)可见, 机构的俯仰角可平稳地运行过整个位姿区域 $[-10^\circ, 45^\circ]$ 。

3.2.2 系统模型参数辨识

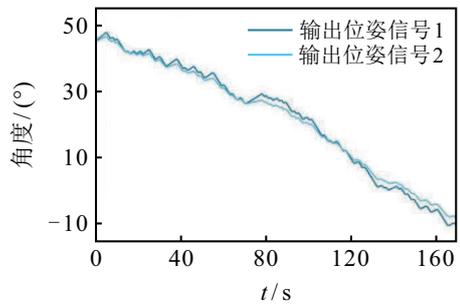
对图6(a)中的两路输入辨识信号做差分, 并将差分后的信号作为辨识输入信号, 如图7(a)所示; 对图6(b)中的两路输出辨识信号做差分, 并将差分后的信号作为辨识输出信号, 如图7(b)所示。



(a) 输入辨识信号

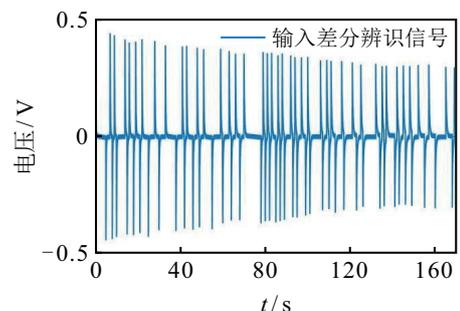


(b) 输出辨识信号

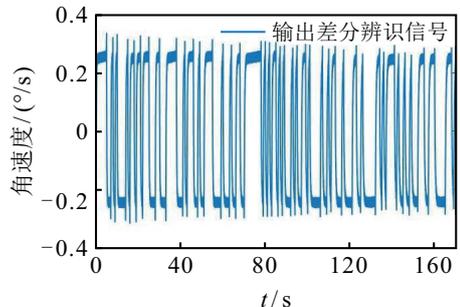


(c) 输出位姿信号

图6 辨识相关信号



(a) 输入差分辨识信号



(b) 输出差分辨识信号

图7 输入输出辨识信号

通过上述信号对系统进行辨识, 辨识后的惯量和阻尼的辨识值和拟合值如图8(a)和图8(b)所示。

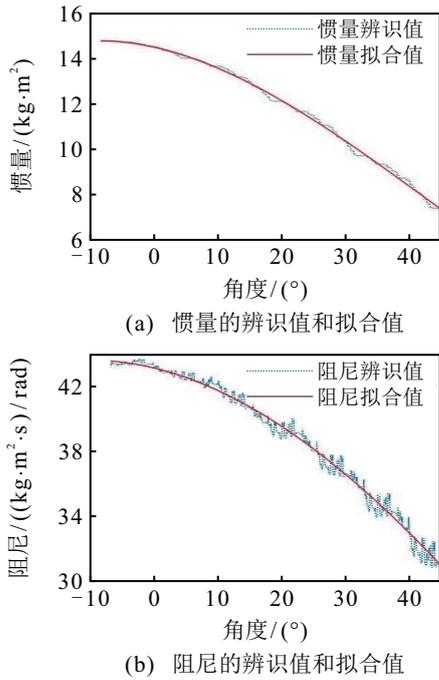


图8 惯量和阻尼的辨识值和拟合值

为了验证CLS辨识法的有效性,利用同为离线辨识法的最小二乘法(least square method, LS)和图7所示的辨识信号对模型参数进行辨识,两种辨识法下的惯量(kg·m²)和阻尼((kg·m²·s)/rad)如表2所示。

表2 被测组件非线性参数辨识值

| 辨识参数 | LS 辨识法 | CLS 辨识法 |
|------|-------------------|--|
| 惯量 | $\bar{J} = 11.56$ | $(J)_{\text{eq}} = \sum_{i=0}^3 J_i x_u^i$ |
| | | $J_0 = 14.40$ |
| | | $J_1 = 6.06 \times 10^{-2}$ |
| | | $J_2 = -3.44 \times 10^{-3}$ |
| 阻尼 | $\bar{B} = 36.14$ | $(B)_{\text{eq}} = \sum_{i=0}^3 B_i x_u^i$ |
| | | $B_0 = 42.97$ |
| | | $B_1 = -0.14$ |
| | | $B_2 = -1.01 \times 10^{-3}$ |
| | | $B_3 = 4.09 \times 10^{-5}$ |

由表2可见,CLS辨识法更细致地刻画了被辨识参数的非线性。后文第3.4.2节中,跟随精度的提升也验证了CLS辨识法辨识参数的有效性,可设定CLS辨识法辨识的参数的拟合值为真实值。

可分别求取LS和CLS辨识法的辨识值与真实值间均方根误差(root mean squared error, RMSE)。通过计算:CLS辨识法的惯量辨识值的RMSE = 0.18/(kg·m²)相比于LS辨识法的惯量辨识值RMSE = 2.82/(kg·m²)下降了93.61%,CLS辨识法的阻尼辨识值的RMSE = 0.69/((kg·m²·s)/rad)相比于LS辨识法的阻尼辨识值RMSE = 3.92/((kg·m²·s)/rad)下降

了82.39%,表明了CLS辨识法在变结构参数辨识方面的优越性。

3.3 VPI结合VPMISAKF的复合控制策略仿真分析

3.3.1 VPI控制器仿真分析

实际系统中有扰动非线性耦合,因此,建立理想仿真模型验证VPI控制器的有效性。

为了保证快速的系统暂态特性,经过调试选择调整 $t_s = 0.2\text{s}$ 和系统阻尼 $\xi = 0.707$ 为暂态性能设计指标。在此设定3个对照组:第1组设定平均传动比和最小二乘法辨识惯量参数为 K_p 和 K_i 的设计依据,平均传动比 $N = 282$,则PI控制器参数为 $K_p = 10.29$ 和 $K_i = 308.82$;第2组设定实际传动比和最小二乘法辨识惯量为 K_p 和 K_i 的设计依据,则VPI控制器参数为迭代值;第3组设定实际传动比和CLS辨识法辨识的惯量为 K_p 和 K_i 的设计依据,则VPI控制器参数为迭代值。

将3个对照组的控制器参数代入闭环系统,为了避免超调超过有限转角,设定阶跃信号为 $-5^\circ \sim 35^\circ$,则阶跃响应和响应误差如图9所示。

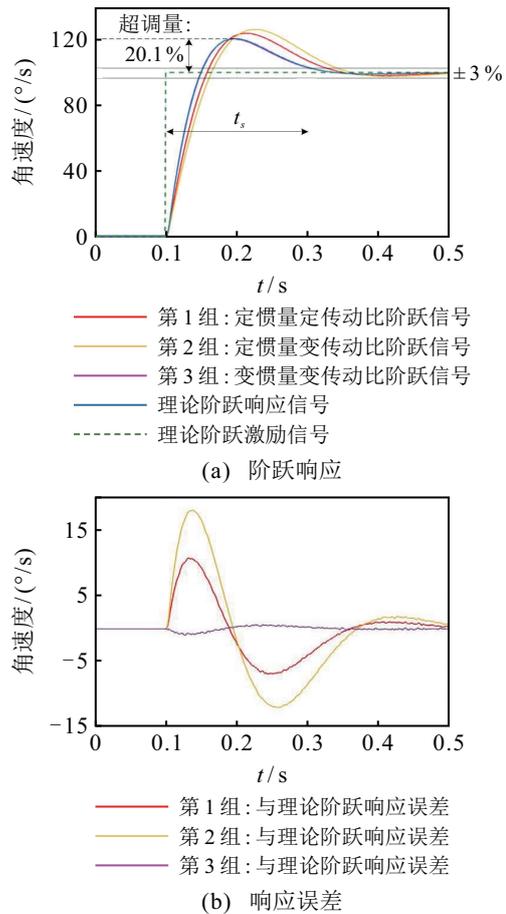


图9 3种控制策略下的阶跃响应和误差

对于标准闭环的二阶系统,理论超调量应为4.32%,但是图9(a)中超调量为20.1%,这是因为积分项引入了一个零点,影响了系统的时域特性。由图

9(b)可见,第3组误差响应最小,可见依据CLS辨识法的辨识参数设计的闭环系统可达到预期的暂态性能控制需求。

由于 K_p 和 K_i 与闭环传递函数的极点相关,根据VPI控制器动态性能指标,理论极点应为

$$\lambda_{1,2} = -30 \pm 30j. \quad (37)$$

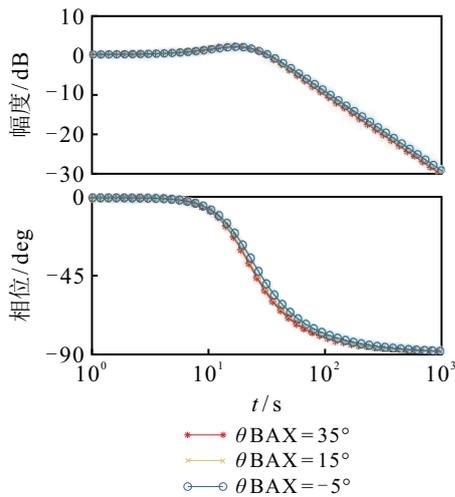
由式(16)可知,极点实部 $-\xi$ 决定了系统的稳定性,由Routh判据可知 ξ 越小,系统越不易稳定。

由式(19)可推导出 K_p 和 K_i 与 $-\xi$ 的函数关系为

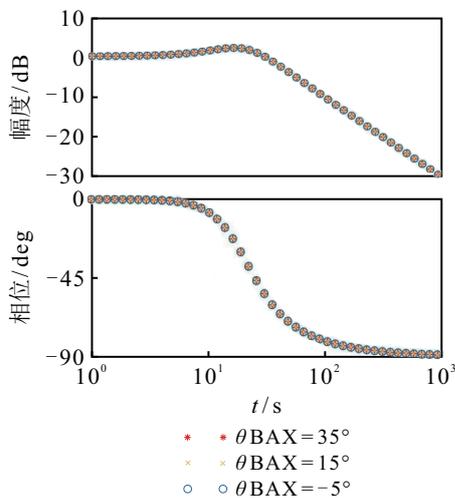
$$-\xi = \frac{-K_p}{2} \sqrt{\frac{K_T N}{K_i (J_L)_{eq}}}. \quad (38)$$

由式(38)可知:若将 K_p 和 K_i 设定为PI控制器常值,则 $(J_L)_{eq}$ 和 N 的扰动会导致 $-\xi$ 发生变化,从而改变闭环极点影响系统的稳定性;若将 K_p 和 K_i 设定为VPI控制器变化值,则可有效地解决该问题。

为了直观地表示PI和VPI控制器对稳定性的影响,测试不同位姿下系统的频域特性,第1组和第3组闭环系统的Bode图分别如图10(a)和图10(b)所示。



(a) 不同位姿的第1组Bode图



(b) 不同位姿的第3组Bode图

图10 不同位姿的第1组和第3组Bode图

由图10(a)可见,由LS方法辨识参数设计的闭环控制系统,在不同位姿下表现出不同的频域特性,难以保证系统稳定性;由图10(b)可见,由CLS方法辨识参数设计的闭环控制系统不会有上述问题。

3.3.2 VPMISAKF观测器仿真分析

本文在二阶VPMISAKF观测器(VPMISAKF-q2)和三阶VPMISAKF观测器(VPMISAKF-q3)的基础上,再设计变参数扰动观测器(VDOB)和变参数扩展的卡尔曼观测器(VSAKF),用于对比验证。

VDOB观测器的低通滤波器的截止频率为 F_q 。

VSAKF观测器和VPMISAKF-q n 观测器在式(36)的参数分别为

$$\begin{cases} \tilde{R}_P = \text{diag}\{R_{\tilde{u}}, R_{wd}\}, \\ \tilde{R}_M = [R_{\tilde{\omega}}]; \end{cases} \quad (39)$$

$$\begin{cases} \tilde{R}_P = \text{diag}\{R_{\tilde{u}}, R_{d_1}, \dots, R_{d_n}\}, \\ \tilde{R}_M = [R_{\tilde{\omega}}]. \end{cases} \quad (40)$$

其中SAKF观测器和VPMISAKF-q n 观测器的扰动观测带宽分别由 R_{wd} 和 R_{d_n} 决定。

上述4种观测器的基本参数设定如表3所示。

表3 4种观测器的基本参数

| | F_q | $R_{\tilde{u}}$ | $R_{\tilde{\omega}}$ | R_{wd} | R_{d_1} | R_{d_2} | R_{d_3} |
|-------------|-------|--------------------|----------------------|----------|-----------|-----------|-----------|
| VDOB | 22 | | | | | | |
| VSAKF | | 7×10^{-9} | 10^{-5} | 1 | | | |
| VPMISAKF-q2 | | 7×10^{-9} | 10^{-5} | | 1 | 10^3 | |
| VPMISAKF-q3 | | 7×10^{-9} | 10^{-5} | | 1 | 10^3 | 10^6 |

由第3.3.1节的对照组条件设定3类VPMISAKF观测器,其观测结果和观测误差如图11所示。由图11可见,迭代参数的两类VPMISAKF-q2观测器观测精度均高于定参数VPMISAKF-q2观测器,充分表明变参数观测器的必要性。为了对比几种观测器,结合表3中参数使其具有相同的观测响应速度。

4种观测器的观测扰动和观测误差如图12所示。由图12的观测效果可知:VPMISAKF-q2 > VPMISAKF-q3 > SAKF > VDOB,所以后续实验验证均以VPMISAKF-q2展开设计实验。

基于仿真可得出以下结论:

- 1) 观测精度方面: 4种变参数观测器均能够在全行程内实现对扰动力矩的无偏观测;
- 2) 暂态响应方面: VPMISAKF观测器的响应速度最高,这是因为多重积分环节加快了观测器的响应速度;
- 3) VPMISAKF观测器的阶数方面: 响应速度与VPMISAKF观测器的阶数成正相关。

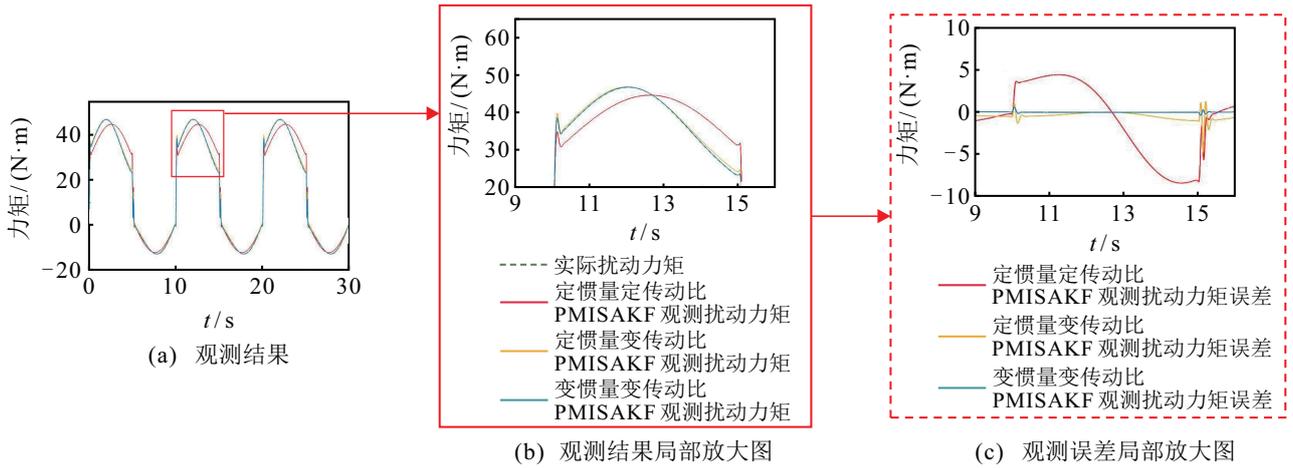


图 11 3种扰动力矩和误差的观测结果

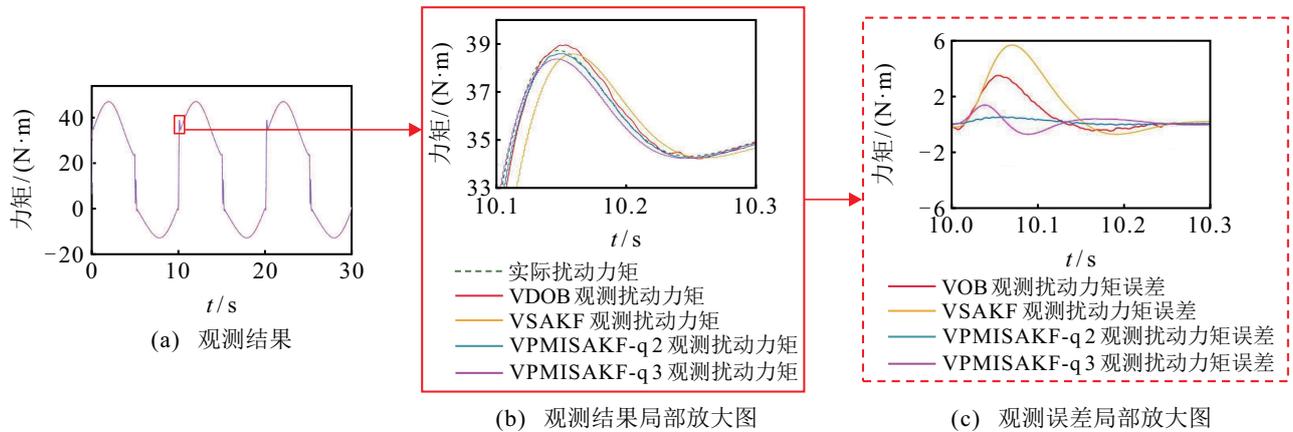


图 12 4种扰动力矩和误差的观测结果

3.4 VPI结合VPMISAKF的复合控制策略实验验证

实验验证设定两种工况,分别为空载工况和带载工况.带载工况无需2次辨识,直接通过建模设为常值即可,与空载惯量式(2)相比,带载惯量为

$$\begin{cases} (J_L)_{eq} = (J_L + \Delta J + p_0 x^0) + \sum_{i=1}^3 p_i x^i, \\ x = \theta_{BAC} \in [\theta_{min}, \theta_{max}]. \end{cases} \quad (41)$$

其中实际负载惯量 $\Delta J = 10.39 / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$.

3.4.1 速度阶跃指令响应特性

设计两个对照组,分别为PI控制器和VPI控制器.设定伺服机构实验位姿为 $\theta_{BAX} = 0^\circ$.空载和带载工况下的阶跃响应分别为图13(a)和图13(b)所示.

由图13可见,带载后的闭环伺服系统的动态特性会劣化,但是,VPI结合VPMISAKF的复合控制策略还是能够有效保证闭环系统的伺服性能.

为了定量分析理论实际阶跃响应与理论阶跃响应的拟合度,在此引入Pearson相关系数.3种控制方式下,系统的实际阶跃响应与理论阶跃响应的Pearson相关系数如表4所示.

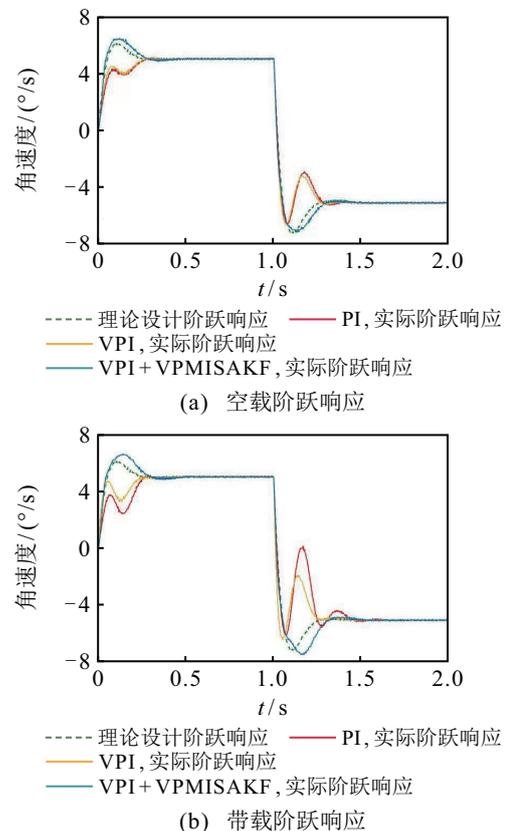


图 13 空载和带载工况下的阶跃响应

表4 实际响应与理论响应的Pearson相关系数

| 控制方式 | 空载工况 | 带载工况 |
|--------------|-------|-------|
| PI | 0.954 | 0.927 |
| VPI | 0.956 | 0.942 |
| VPI+VPMISAKF | 0.991 | 0.991 |

由表4可见,VPI结合VPMISAKF的复合控制策略下系统的实际与理论阶跃响应的拟合度最优,这是

因为扰动观测器对扰动非线性进行了抑制。

3.4.2 速度正弦指令跟随精度

跟随精度可评价VPI结合VPMISAKF的复合控制策略对非线性扰动的抑制能力.设计VPI控制器、VPI结合VDOB的复合控制策略、VPI结合VSAKF的复合控制策略为对照组.空载和带载工况下的正弦响应和响应误差分别如图14(a)~图14(d)所示。

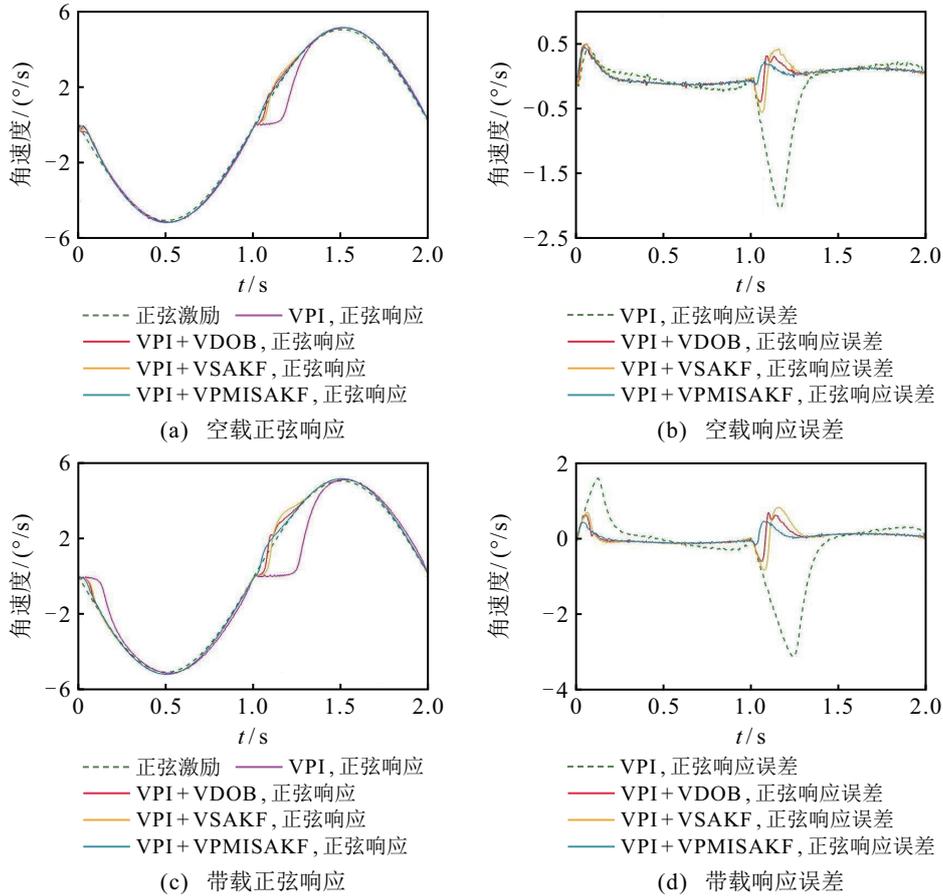


图14 空载和带载工况下的正弦响应和响应误差

对比图14(a)~图14(d)可知,带载后的闭环系统会增加系统的扰动非线性,若只采用VPI内模控制器,则会影响系统的伺服精度。

为了定量分析4种控制方法下的跟随伺服精度,分别求取正弦响应的峰峰值误差(peak to peak value, Vp-p),空载和带载工况的Vp-p如表5所示。

表5 正弦响应与正弦激励的峰峰值误差

| 控制方式 | 空载工况/(°/s) | 带载工况/(°/s) |
|--------------|------------|------------|
| VPI | 2.61 | 5.02 |
| VPI+VDOB | 0.82 | 1.11 |
| VPI+VSAKF | 1.05 | 1.67 |
| VPI+VPMISAKF | 0.29 | 0.68 |

由表5可见,除VPI控制器,其余3种复合控制策略均对电动缸举升伺服系统的非线性扰动起到了抑制作用.其中:VPI结合VPMISAKF的复合控制策略

跟随精度最高,这是因为VPMISAKF观测器对多阶扰动观测更精准地刻画了扰动非线性。

4 结论

本文针对电动缸举升伺服机构的高精度控制方法展开了研究,并得到以下结论。

1) 电动缸举升机构应用CLS辨识法辨识参数,通过差分辨识信号构造和速度环路选择可简化辨识参数.经实验验证:CLS辨识法相比于LS法,其辨识的惯量和阻尼的RMSE降低了93.61%和82.39%。

2) 电动缸举升机构控制方法应迭代控制策略中的相关参数.经仿真验证:相比于PI控制器,VPI控制器能够更好地按照预期配置系统时频域特性.VPMISAKF观测器的观测精度高于PMISAKF观测器,且观测响应速度高于VDOB和VSAKF观测器。

3) VPI结合VPMISAKF的复合控制策略能够更好地克服扰动力矩,其闭环系统下的实际阶跃响应与理论阶跃响应的Pearson系数为0.994,而PI控制器的系统响应的Pearson系数为0.954,VPI控制器的系统响应的Pearson系数为0.956.

4) VPI结合VPMISAKF的复合控制策略能够获得更高的跟随精度,其正弦响应的误差峰峰值相比于VPI、VPI结合VDOB以及VPI结合VSAKF的复合控制策略,分别降低了86.45%、38.7%和59.28%.

参考文献(References)

- [1] Li X F, Wu T. Modeling and simulation of lifting mechanism of dump truck based on AMESim[J]. *Machine Tool & Hydraulics*, 2012, 40(11): 138-141.
- [2] 胡鑫, 赵昕, 李伟, 等. 采用电动缸的火炮随动系统位置控制研究[J]. *兵器装备工程学报*, 2021, 42(1): 245-248.
(Hu X, Zhao X, Li W, et al. Research on position control of electric cylinder servo system[J]. *Journal of Sichuan Ordnance*, 2021, 42(1): 245-248.)
- [3] 秦幸妮, 姜明, 刘彦艳, 等. 自抗扰控制技术在电动缸伺服系统中的研究[J]. *火炮发射与控制学报*, 2019, 40(1): 49-52.
(Qin X N, Jiang M, Liu Y Y, et al. Research of active disturbance rejection control technique in the electric cylinder servo system[J]. *Journal of Gun Launch & Control*, 2019, 40(1): 49-52.)
- [4] Liu Y G, Gao X H, Yang X W. Research of control strategy in the large electric cylinder position servo system[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2015, 2015: 1-6.
- [5] Dai P, Pan J, Ma Q, et al. Research on velocity nonlinear suppression technology of Gun pitching electro-hydraulic servo system[J]. *Acta Armamentarii*, 2022, 43(6): 1246-1254.
- [6] 刘龙, 姚建勇, 胡健, 等. 基于干扰观测器的电液位置伺服系统跟踪控制[J]. *兵工学报*, 2015, 36(11): 2053-2061.
(Liu L, Yao J Y, Hu J, et al. Tracking control for electro-hydraulic positioning servo system based on disturbance observer[J]. *Acta Armamentarii*, 2015, 36(11): 2053-2061.)
- [7] Yao J, Cao X M, Zhang Y, et al. Cross-coupled fuzzy PID control combined with full decoupling compensation method for double cylinder servo control system[J]. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2018, 32(5): 2261-2271.
- [8] 曾从吉, 单梁, 陆建荣. 智能分区PID控制算法在电动缸伺服系统中的研究[J]. *计算机测量与控制*, 2015, 23(6): 1967-1971.
(Zeng C J, Shan L, Lu J R. Research of intelligent partitioning PID control algorithm in electric cylinder servo system[J]. *Computer Measurement & Control*, 2015, 23(6): 1967-1971.)
- [9] 杨善平. 某火炮高平机电液系统辨识与位置控制研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2020.
(Yang S P. Research on electro-hydraulic system identification and position control of a gun Gaoping[D]. Nanjing: Nanjing University of Technology, 2020.)
- [10] 宋卓异, 尹强, 聂守成, 等. 火炮高平机电液伺服系统自适应动态面反演控制[J]. *火炮发射与控制学报*, 2021, 42(1): 49-54.
(Song Z Y, Yin Q, Nie S C, et al. Adaptive dynamic surface backstepping control for electro-hydraulic servo system of artillery elevating equilibrators[J]. *Journal of Gun Launch & Control*, 2021, 42(1): 49-54.)
- [11] 江献良, 陈凌宇, 郑杰基, 等. 基于数字孪生模型的直驱部件高精度控制方法[J]. *机械工程学报*, 2021, 57(17): 98-109.
(Jiang X L, Chen L Y, Zheng J J, et al. High precision control method of direct drive components based on digital twin model[J]. *Journal of Mechanical Engineering*, 2021, 57(17): 98-109.)
- [12] 杨善平, 尹强, 羊柳. 基于K观测器的高平机电液系统动态面控制[J]. *兵器装备工程学报*, 2020, 41(5): 129-133.
(Yang S P, Yin Q, Yang L. Dynamic surface control for elevating equilibrators electro-hydraulic system based on K observer[J]. *Journal of Ordnance Equipment Engineering*, 2020, 41(5): 129-133.)
- [13] Wang C Y, Sun J, Xiao B, et al. Disturbance observation fractional order control method for airborne photoelectric stabilized platform[J]. *Control and Decision*, 2020, 35(8): 1902-1908.
- [14] Zhang P, Wang W G, Fu X, et al. Speed PI parameter auto-tuning based on closed-loop adaptive identification[J]. *China Mechanical Engineering*, 2016, 27(5): 639-645.
- [15] Liao H B, Fan S X, Hei M, et al. Modeling and parameter identification for electro-optical stabilized platform servo systems[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2015, 23(2): 477-484.
- [16] Jiang X L, Fan D P, Fan S X, et al. High-precision gyro-stabilized control of a gear-driven platform with a floating gear tension device[J]. *Frontiers of Mechanical Engineering*, 2021, 16(3): 487-503.

作者简介

万子平(1990—), 男, 工程师, 博士, 从事机电伺服控制与无人智能平台等研究, E-mail: wanziping15@163.com;

马丽莎(1993—), 女, 博士生, 从事智能检测和仪器仪表可靠性等研究, E-mail: mls2460169412@163.com;

任广安(1986—), 男, 讲师, 博士, 从事机电系统控制与故障诊断等研究, E-mail: 369220424@163.com;

袁志华(1974—), 男, 高级工程师, 从事机械传动与误差补偿等研究, E-mail: yuan.zhihua@163.com;

李宝宇(1991—), 男, 工程师, 博士生, 从事精密驱动传动设计与测试等研究, E-mail: lbyu@nudt.edu.cn;

范大鹏(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 从事机电伺服控制与无人智能平台等研究, E-mail: fdp@nudt.edu.cn.