第42卷 第7期 哈尔滨工业大学学报 Vol. 42 No. 7
2010年7月 JOURNAL OF HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY July 2010

具有参数不确定被动力伺服系统的反步控制

曹 健，张 彪，赵克定

（哈尔滨工业大学 机电工程学院，哈尔滨 150001，zhbiao_1118@163.com）

摘 要：针对被动式力伺服系统的参数变化和多余力矩问题，在建立系统非线性模型的基础上，设计一种自适应反步控制器. 并利用 Lyapunov 稳定性定理证明了设计控制器的稳定性. 该控制器考虑了系统主要参数变化和承载系统的扰动，将系统方程重组成多个虚拟子系统，利用反步控制思想对每个虚拟系统设计虚拟控制量，通过反步递推得到含有参数变化与承载系统扰动的非线性控制器. 仿真结果表明：与传统控制器相比，该自适应反步控制器能更好地抑制多余力矩，证明了所设计控制器的有效性.

关键词：参数不确定；反步控制；多余力矩；被动力伺服系统

中图分类号：TP273 **文献标志码**：A **文章编号**：0367-6234(2010)07-1071-05

Backstepping control of passive force control system with parameter uncertainties

CAO Jian, ZHANG Biao, ZHAO Ke-ding

(School of Mechatronic Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China, zhbiao_1118@163.com)

Abstract: Aimed at the parameter uncertainties and extra torque in passive force control system, an adaptive backstepping controller is proposed based on the established nonlinear model of the system. The stability of the controller is testified by the Lyapunov stability theory, in which the parameter uncertainties and extra torque are considered. The nonlinear model of the system is established to construct several new virtual subsystems, then the backstepping thought is introduced to the design of the dummy controllers for each dummy subsystem. By backstepping recurrence, the nonlinear controller with parameter uncertainties and disturbance of load bearing system is obtained. The result of simulation shows that the designed controller can eliminate extra torque better compared with traditional controller, which proves the effectiveness of the proposed approach.

Key words: parameter uncertainties; backstepping control; extra torque; passive force control system

被动式力伺服系统是一地面半实物仿真设备，主要用于检测目标物体驱动系统的技术性能指标[1]. 由于被动式力伺服系统（加载系统）和其加载对象（承载系统）之间存在一个强耦合作用而产生较大的多余力矩[2]，又由于系统参数的时变性，所以很难对其进行高性能的控制. 针对上述情况，国内外对被动式力伺服系统提出各种控制方法以提高其加载性能. 文献[3]提出一种小波逼近和神经网络结合的复合式控制；文献[4]提出一种速度加速度补偿与承载系统阀控制信号前馈并用的复合控制方法；在分析多余力矩的基础上文献[5]和[6]分别提出 H_∞ 和 μ 综合等鲁棒控制以提高被动力矩跟踪性能；文献[7]使用神经元控制来提高加载性能，使用承载系统伺服阀信号前馈；文献[8]提出了速度同步补偿多余力矩作用，以及使用 QFT 控制[9]和模糊控制[10]等. 近年来发展起来的反步控制[11]，由于其能够解决不确定非线性问题而越来越受到国内外学者的重视，并且推广到自适应控制[12]、鲁棒控制[13]以及滑模变结构控制[14]等等. 在解决参数变化，尤其是存在耦合问题时，反步控制具有明显的优势.

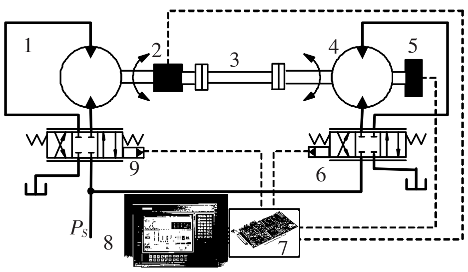
针对被动式力伺服系统的上述问题以及反步控制的特点，本文设计了用于被动力伺服系统的

收稿日期：2008-04-20.
作者简介：曹 健（1971—），男，副教授；
赵克定（1941—），男，教授，博士生导师.

反步自适应控制器. 结合自适应控制设计了系统位置干扰、粘性阻尼系数以及泄漏系数的自适应估计律,进而对承载系统的位置干扰,加载系统的粘性阻尼系数和泄漏系数进行实时在线估计,最后进行了仿真分析.

1　被动力伺服系统描述

本文所研究的电液被动力矩伺服系统由加载系统和承载系统两大部分组成. 系统在不考虑力矩传感器刚度的情况下,其结构原理图如图 1 所示. 图中右侧是模拟加载对象系统即承载系统,左侧是用于给对象加载的加载系统. 在力矩伺服系统工作过程中,对象模拟系统和加载系统分别跟踪加载对象转角位置指令信号和加载力矩指令,并利用角位移传感器和扭矩传感器测量信号实现闭环控制.



1—加载马达;2—扭矩传感器;3—连接轴;4—承载马达; 5—位移传感器;6—承载伺服阀;7—AD/DA 卡;8—计算机;9—加载伺服阀

图 1　电液被动力伺服系统原理图

对于加载系统有如下各方程:

$$Q_L = c_d w x_v \sqrt{(p_s - \operatorname{sgn}(x_v)p_L/\rho}, \tag{1}$$

$$Q_L = D_m\dot\theta_j + C_{tm}p_L + V_m/(4\beta_e)\dot p_L, \tag{2}$$

$$p_L D_m = J\ddot\theta_j + B_c\dot\theta_j + T_g. \tag{3}$$

加载和承载系统的耦合干扰如下:

$$T_g = G(\theta_j - \theta_d). \tag{4}$$

式中: c_d 为流量系数,w 为伺服阀面积梯度(m),Q_L 为伺服阀的负载流量(m^3/s),x_v 为伺服阀阀芯的开口量(m),p_s 为油源压力,p_L 为马达的负载压(N/m^2),D_m 为马达的理论排量(m^3/rad),θ_j、θ_d 分别为加载和承载马达轴的转角(rad),C_{tm} 为马达总的泄漏系数($m^5/(N\cdot s)$),V_m 为加载马达腔和连接管道的总容(m^3),β_e 为有效体积弹性模数(N/m^2),J 为等效转动惯量($kg\cdot m^2$),T_g 为输出力矩($N\cdot m$),B_c 为粘性阻尼系数($N\cdot m/(rad\cdot s^{-1})$),$G$ 为连接环节刚度($N\cdot m/rad$).

2　自适应反步控制器设计

将上述系统方程转化状态方程,由式(1)~(4)可以得到下述统一形式:

$$T_g = G\omega_j - G\omega_d.$$

其中 $\omega_j = \dot\theta_j, \omega_d = \dot\theta_d$ 分别为加载马达轴和承载马达轴的角速度(rad/s).

$$\dot\omega_j = \frac{D_m}{J}p_L - \frac{B_c}{J}\omega_j - \frac{1}{J}T_g,$$

$$\dot p_L = Cx_v\sqrt{p_s - \operatorname{sgn}(x_v)p_L} - D\omega_j - EC_{tm}p_L.$$

其中: $C = \frac{4\beta_e c_d w}{V_m}\sqrt{\frac{1}{\rho}}$, $D = \frac{4\beta_e D_m}{V_m}$, $E = \frac{4\beta_e}{V_m}$.

考虑参数 θ_d、B_c、C_{tm} 的变化,设输出误差

$$e_1 = T_g^* - T_g,$$

取 Lyapunov 函数

$$V_1 = 0.5e_1^2 \geqslant 0, \tag{5}$$

对式(5)求导得

$$\dot V_1 = e_1(\dot T_g^* - G(\omega_j - \omega_d)). \tag{6}$$

取虚拟控制如下:

$$\omega_j = (1/G)(f_1e_1 + \dot T_g^*) + \omega_d, \tag{7}$$

式(7)代入(6)可得

$$\dot V_1 = -f_1e_1^2 \leqslant 0. \tag{8}$$

当位置干扰未知时,式(8)中的虚拟控制表示为

$$\hat\omega_j = \frac{1}{G}(f_1e_1 + \dot T_g^*) + \hat\omega_d.$$

其中 $\hat\omega_d$ 为 ω_d 的估计值. 取

$$e_2 = \hat\omega_j - \omega_j = \frac{1}{G}(f_1e_1 + \dot T_g^*) + \hat\omega_d - \omega_j,$$

得到

$$\dot e_1 = -f_1e_1 + Ge_2 - G\tilde\omega_d.$$

其中: $\tilde\omega_d = \hat\omega_d - \omega_d$ 为扰动误差.

取 Lyapunov 函数如下:

$$V_2 = 0.5e_1^2 + 0.5e_2^2 \geqslant 0. \tag{9}$$

对式(9)两端求导并代入相应量可得

$$\dot V_2 = e_1\dot e_1 + e_2\dot e_2 = -f_1e_1^2 + e_2\Big(Ge_1 - \frac{1}{G}f_1^2e_1 + f_1e_2 + \frac{1}{G}\ddot T_g^* + \dot{\hat\omega}_d - \frac{D_m}{J}P_L + \frac{B_c}{J}\omega_j + \frac{1}{J}T_g\Big) + \tilde\omega_d(-Ge_1 - f_1e_2). \tag{10}$$

取如下虚拟控制:

$$P_L = \frac{J}{D_m}\Big(f_2e_2 + Ge_1 - \frac{1}{G}f_1^2e_1 + f_1e_2 + \frac{1}{G}\ddot T_g^* + \dot{\hat\omega}_d + \frac{B_c}{J}\omega_j + \frac{1}{J}T_g\Big), \tag{11}$$

将式(11)代入(10)可得

$$\dot V_2 = -f_1e_1^2 - f_1e_2^2 + \tilde\omega_d(-Ge_1 - f_1e_2).$$

当粘性阻尼系数发生变化时,上述虚拟控制可表示为

$$\hat{P}_{\mathrm{L}} = \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}(f_2e_2 + Ge_1 - \frac{1}{G}f_1^2 e_1 + f_1e_2 + \frac{1}{G}\ddot{T}_{\mathrm{g}}^* + \dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}} + \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{J}\omega_{\mathrm{j}} + \frac{1}{J}T_{\mathrm{g}}).$$

设虚拟控制误差为

$$e_3 = \hat{p}_{\mathrm{L}} - p_{\mathrm{L}} = \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}(f_2e_2 + Ge_1 - \frac{1}{G}f_1^2 e_1 + f_1e_2 + \frac{1}{G}T_{\mathrm{g}}^* + \dot{\hat{\varepsilon}}_{\mathrm{d}} + \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{J}\omega_{\mathrm{j}} + \frac{1}{J}T_{\mathrm{g}}) - p_{\mathrm{L}}. \quad (12)$$

由式(12)可得

$$P_{\mathrm{Lj}} = \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}(f_2e_2 + Ge_1 - \frac{1}{G}f_1^2 e_1 + f_1e_2 + \frac{1}{G}T_{\mathrm{g}}^* + \dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}} + \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{J}\omega_{\mathrm{j}} + \frac{1}{J}T_{\mathrm{g}}) - e_3,$$

得到

$$\dot{e}_2 = -f_2e_2 - Ge_1 + \frac{D_{\mathrm{m}}}{J}e_3 - \frac{\tilde{B}_{\mathrm{c}}}{J}\omega_j - f_1\tilde{\omega}_{\mathrm{d}}.$$

其中：$\tilde{B}_{\mathrm{c}} = \hat{B}_{\mathrm{c}} - B_{\mathrm{c}}$，为粘性阻尼系数的误差.

设 Lyapunov 函数为

$$V_3 = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2}e_3^2 + \frac{1}{2}\frac{\tilde{\omega}_{\mathrm{d}}^2}{\lambda_1} + \frac{1}{2}\frac{\tilde{B}_{\mathrm{c}}^2}{\lambda_2} + \frac{1}{2}\frac{\tilde{C}_{\mathrm{tm}}^2}{\lambda_3} \geqslant 0. \quad (13)$$

对式(13)两端求导并代入各量整理后可得

$$\dot{V}_3 = -f_1e_1^2 - f_2e_2^2 + \Big(\tau_1e_1 + \tau_2e_2 + \tau_3e_3 + \tau_4\omega_{\mathrm{j}} + \tau_5P_{\mathrm{L}} + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{G}T_{\mathrm{g}}^* + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\ddot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}} - Cx_{\mathrm{v}}\sqrt{p_{\mathrm{s}} - \mathrm{sgn}(x_{\mathrm{v}})p_{\mathrm{L}}} - \frac{1}{D_{\mathrm{m}}}G\hat{\omega}_{\mathrm{d}} - \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{J}T_{\mathrm{g}} - f_3e_3\Big)e_3 + \tilde{\omega}_{\mathrm{d}}\Big(\frac{\dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}}}{\lambda_1} - Ge_1 - f_1e_2 + \Big(-\frac{JG^2}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{Jf_1f_2}{D_{\mathrm{m}}}\Big)e_3 + \frac{Ge_3}{D_{\mathrm{m}}}\Big) + \tilde{B}_{\mathrm{c}}\Big(\frac{\dot{\tilde{B}}_{\mathrm{c}}}{\lambda_2} - \Big(\frac{f_1}{D_{\mathrm{m}}} + \frac{f_2}{D_{\mathrm{m}}}\Big)\omega_je_3 - \frac{1}{J}\omega_{\mathrm{j}}e_2\Big) + \tilde{C}_{\mathrm{tm}}\Big(\frac{\dot{\tilde{C}}_{\mathrm{tm}}}{\lambda_3} - Ep_{\mathrm{L}}e_3\Big).$$

其中：$\tilde{C}_{\mathrm{tm}} = \hat{C}_{\mathrm{tm}} - C_{\mathrm{tm}}$，为系统泄漏系数的误差.

取控制输入如下：

$$x_{\mathrm{v}} = (C\sqrt{p_s - \mathrm{sgn}(x_{\mathrm{v}})p_{\mathrm{L}}})^{-1}(\tau_1e_1 + \tau_2e_2 + \tau_3e_3 + \tau_4\omega_{\mathrm{j}} + \tau_5p_{\mathrm{L}} - \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{J}T_{\mathrm{g}} + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{G}T_{\mathrm{g}}^* - \frac{G}{D_{\mathrm{m}}}\hat{\omega}_{\mathrm{d}} + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\ddot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}}). \quad (14)$$

取舵机扰动自适应律为

$$\dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}} = \lambda_1(\frac{Jf_1f_2e_3}{D_{\mathrm{m}}} + \frac{G^2Je_3}{D_{\mathrm{m}}} + Ge_1 + f_1e_2 + \frac{Ge_3}{D_{\mathrm{m}}}). \quad (15)$$

取粘性阻尼系数变化自适应律为

$$\dot{\tilde{B}}_{\mathrm{c}} = \lambda_2(\frac{\omega_{\mathrm{j}}e_2}{J} + \frac{e_3\omega_{\mathrm{j}}f_2}{D_{\mathrm{m}}} + \frac{e_3\omega_{\mathrm{j}}f_1}{D_{\mathrm{m}}}). \quad (16)$$

取泄漏系数变化自适应律为

$$\dot{\tilde{C}}_{\mathrm{tm}} = \lambda_3EP_{\mathrm{L}}e_3. \quad (17)$$

将式(14)～(17)代入式(13)可得

$$\dot{V}_3 = -f_1e_1^2 - f_2e_2^2 - f_2e_3^2 \leqslant 0. \quad (18)$$

其中：

$$\tau_1 = \frac{Jf_1^3}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{G} - \frac{2JGf_1}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{GJf_2}{D_{\mathrm{m}}},$$

$$\tau_2 = \frac{JG^2}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{Jf_1^2}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{Jf_2^2}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{Jf_1f_2}{D_{\mathrm{m}}} + \frac{D_{\mathrm{m}}}{J},$$

$$\tau_3 = f_3 + f_2 + f_1,$$

$$\tau_4 = \frac{G}{D_{\mathrm{m}}} - \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{D_{\mathrm{m}}}\frac{B_{\mathrm{c}}}{J} + D + \frac{\dot{\hat{B}}_{\mathrm{c}}}{D_{\mathrm{m}}},$$

$$\tau_5 = \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{J} + E\hat{C}_{\mathrm{tm}}.$$

系统稳定性证明：由式(13)和(18)可知，当满足控制律(14)和自适应律(15)时，由于 Lyapunov 函数 $V_3 \geqslant 0$，而且 $\dot{V}_3 \leqslant 0$，则根据 Lyapunov 稳定性定理，系统的控制误差 e_1 在平衡点稳定. 又由 Barbalat 引理[15]，当最 $t \to \infty$ 时，$e_1 \to 0$，即误差 e_1 渐进收敛于零.

系统输入为电压 u_{j}，它和 x_{v} 之间还有一伺服阀放大环节，由于伺服阀固有频率相对于加载系统高很多，所以伺服阀看作是比例环节. 取 $x_{\mathrm{v}} = u_{\mathrm{j}}K_{\mathrm{sv}}$，其中 K_{sv} 包含 AV 转换及传感器增益系数等.

由上述分析可以得到最终系统控制输入为

$$u_{\mathrm{j}} = \frac{1}{K_{\mathrm{sv}}C\sqrt{p_{\mathrm{s}} - \mathrm{sgn}(x_{\mathrm{v}})p_{\mathrm{L}}}}(\tau_1e_1 + \tau_2e_2 + \tau_3e_3 + \tau_4\omega_j + \tau_5p_{\mathrm{L}} - \frac{\hat{B}_{\mathrm{c}}}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{J}T_{\mathrm{g}} + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\frac{1}{G}T_{\mathrm{g}}^* - \frac{G}{D_{\mathrm{m}}}\hat{\omega}_{\mathrm{d}} + \frac{J}{D_{\mathrm{m}}}\ddot{\hat{\omega}}_{\mathrm{d}}).$$

3　仿真分析

根据第 2 节中控制器的推导可以得到加载系统的控制系统框图如图 2 所示. 各参数取值见表 1.

为检验设计控制器对干扰抑制作用效果，对承载系统的干扰抑制进行仿真，结果如图 3、4 所示. 其中，加载系统力矩输入为零，承载系统的运动曲线为图 3 所示，其为均值角度 1°变化幅值为 ±3°的任意信号输入. 图 4 中输出曲线为多余力

矩曲线,图 4(a)为未使用控制器时的干扰输出,幅值约为 400 N·m. 图 4(b)为使用设计的控制器时加载子系统的干扰输出,幅值只有 30 N·m 左右,多余力矩的 92.5% 得到抑制. 使用所设计控制器,承载系统对于加载系统的干扰基本被抑制. 值得说明的是如果调整控制器参数 f_i 到合适的值,干扰抑制效果会更好.

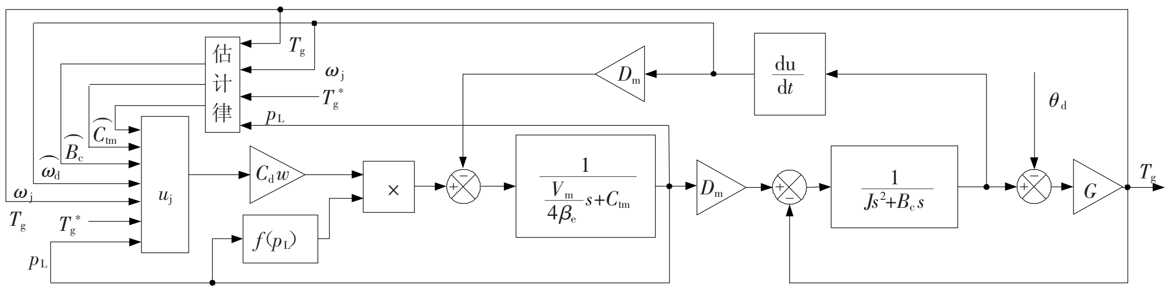


图 2 系统结构控制框图

表 1 各参数取值

参数	J/(kg·m^2)	D_m/(m^3·rad^{-1})	V_m/m^3	C_{tm}/(m^5·(N·s)$^{-1}$)	B_c/(N·m·(rad·s^{-1})$^{-1}$)	f_1	f_2	f_3
参数值	1.37×10^{-2}	3.44×10^{-5}	4.30×10^{-2}	4.00×10^{-12}	8.00	4.50×10^{2}	1.50×10^{1}	1.50×10^{1}
参数	β_e/(N·m^{-2})	w/m	K_{sv}/(m·v)$^{-1}$	C_d	G/(N·m·rad^{-1})	λ_1	λ_2	λ_3
参数值	7.00×10^{8}	3.14×10^{-2}	8.00×10^{-8}	6.10×10^{-1}	8.34×10^{4}	1.00×10^{-12}	1.00×10^{-26}	2.00×10^{-40}

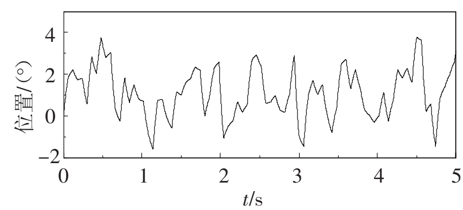
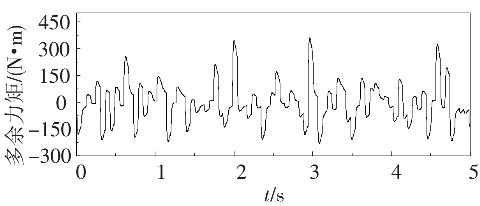
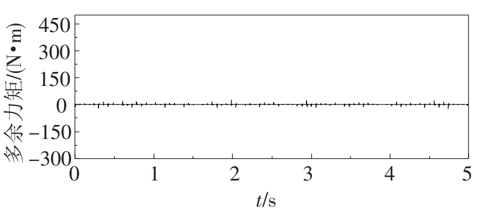


图 3 位置扰动



(a)未使用控制器



(b)使用控制器

图 4 多余力矩曲线

为验证此控制器对快速运动时加载的控制效果,对加载系统高频率加载控制进行了仿真并与 PID 控制进行了对比. 图 5, 6 为加载系统 300 N·m,15 Hz 加载,承载系统 ±3°,15 Hz 同时运动时的力矩输出及误差曲线. 可以看出当加载频率为 15 Hz 时,使用 PID 控制的效果很差,误差幅值达 60 N·m,相位滞后严重,达不到双十指标的跟踪性能要求. 使用本文设计的控制器,幅值跟踪性能明显提高,误差只有 7 N·m,相位也基本无滞后. 可见使用设计的控制器能使系统很好地达到快速性能要求.

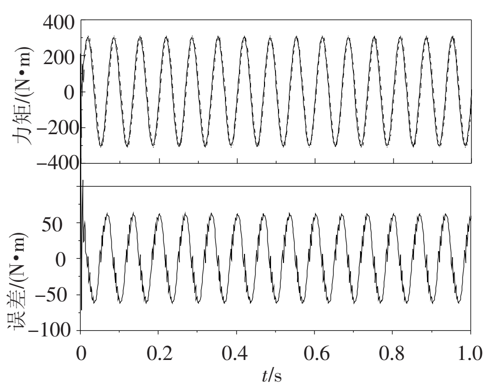


图 5 PID 控制时的力跟踪曲线及跟踪误差

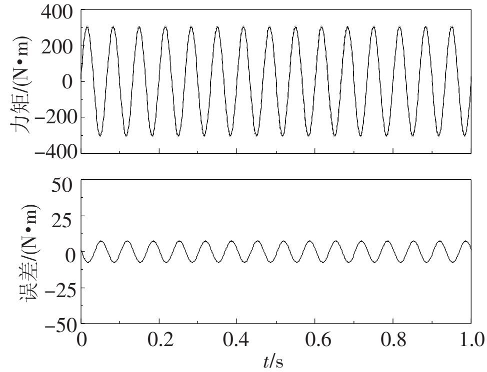


图 6 反步控制器控制时的力矩跟踪曲线及跟踪误差

为验证本文设计控制器对非线性动态加载的控制性能,对任意信号输入加载的仿真结果如图 7 和 8 所示. 任意信号为 0 ~ 500 N·m 的任意载

荷. 承载系统输入为图 3 所示任意信号.

图 7 为使用 PID 控制时的跟踪曲线及跟踪误差. 图 8 为设计控制器控制时的输出力矩曲线及误差曲线. 由图可以看出，使用 PID 控制时，误差最大幅值高达 55 N · m，相位也有很大滞后. 而使用本文设计控制器时输出误差最大幅值只有 30 N · m 左右，而且相位基本无滞后. 可以满足对任意信号的跟踪要求. 从仿真调试可知，f_i 的选取直接影响该控制器控制性能好坏，所以如何选取最佳值也是设计该控制器的重点.

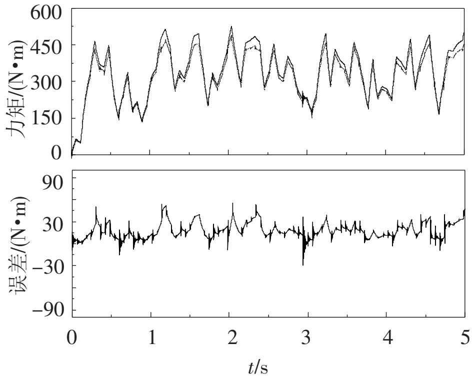


图 7　PID 控制任意信号输入

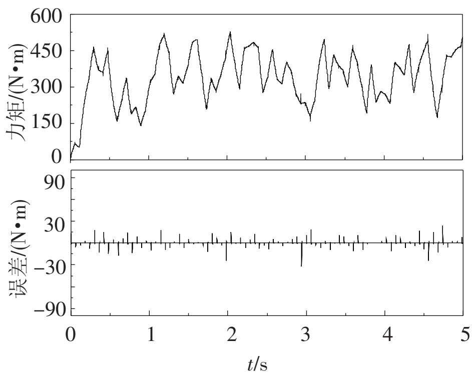


图 8　反步控制器控制任意信号输入

由上述结果可以看出，所设计的全状态反馈控制器能有效控制被动式力加载系统.

4　结　论

1）建立了被动式力伺服系统的非线性数学模型，推导出一种考虑参数变化和承载系统扰动的自适应反步控制器.

2）仿真结果表明与传统控制器相比，所设计的控制器能更好地解决力伺服系统的多余力矩问题，具有更佳的快速跟踪性能.

参考文献：

[1] 李洪人. 液压控制系统[M]. 北京：国防工业出版社，1981：55 – 58.

[2] 华清. 电液负载模拟器关键技术的研究[D]. 北京：航空航天大学，2001：12 – 17.

[3] YUAN Z H, WU J D, TENG J H. Hybrid control of load simulator for unmanned aerial vehicle based on wavelet networks[C]//Proceedings of the Second International Conference on Machine Learning and Cybernetics. Xi'an：[s. n.], 2003：715 – 719.

[4] 焦宗夏，华清，王晓东，等. 电液负载模拟器的复合控制[J]. 机械工程学报，2003，12：34 – 37.

[5] 袁锐波，赵克定，李阁强，等. 基于混合灵敏度方法的电液负载模拟器的控制研究[J]. 南京理工大学学报，2006，30(5)：537 – 541.

[6] LI G Q, CAO J, ZHANG B, *et al*. Design of Robust Controller in Electro-hydraulic Load Simulator[C]//Proceedings of 2006 International Conference on Machine Learning and Cybernetics. Dalian：[s. n.], 2006：779 – 784.

[7] WANG Mingyan, GUO Ben, GUAN Yudong, *et al*. Design of electric dynamic load simulator based on recurrent neural networks[C]//IEEE Electric Machines and Drivers Conference. Madison：[s. n.], 2003：207 – 210.

[8] JIAO Zongxia, GAO Junxia, HUA Qing, *et al*. The velocity synchronizing control on the electro-hydraulic load simulator[J]. Chinese journal of aeronautics, 2004, 17(1)：39 – 46.

[9] NAM Y. QFT force loop design for the aerodyna-mic load simulator[J]. IEEE transaction on aerospace and electronic systems, 2001, 37(4)：1384 – 1392.

[10] LEE S Y, CHO H S. A fuzzy controller for an aeroload simulator using phase plane method[J]. IEEE transaction on control systems technology, 2001, 9(6)：791 – 801.

[11] KRSTIC M, KANELLAKOPOULOSL I, KOKOTOVIC P V. Nonlinear design of adaptive controllers for linear systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1994, 39 (4)：738 – 752.

[12] ZENG Hairong, SEPEHRI N. Adaptive Backstepping Control of Hydraulic Manipulators with Friction Compensation Using LuGre Model[C]//Proceedings of the 2006 American Control Conference. Minneapolis, Minnesota, USA：[s. n.], 2006：3165 – 3169.

[13] 杨俊华，吴捷，胡跃明. 反步方法原理及在非线性鲁棒控制中的应用[J]. 控制与决策，2002，17（增刊）：641 – 647.

[14] SMAOUI M, BRUN X, THOMASSET D. Systematic control of an electropneumatic system integrator backstepping and sliding mode control[J]. IEEE transaction on control systems technology, 2006, 14(5)：905 – 913.

[15] SLOTINE J J E, LI W P. Applied nonlinear control[M]. [S. l.]：Prentice Hall, 1991：42 – 61.

（编辑　杨　波）