自抗扰控制技术在转台频响伺服中的应用

付永领 龙满林

（北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100191） （北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院，北京 100191）

郭 栋 牛建军

（辽宁工业大学 电气工程学院，锦州 121000） （北京航空航天大学 机械工程及自动化学院，北京 100191）

摘 要：在转台频响伺服中，针对低频和低速时干扰难补偿、高频时相位滞后和幅值衰减程度急剧恶化、常规控制策略严重依赖精确对象模型等难题，引入不依赖精确对象模型的自抗扰控制技术，并设计了控制系统. 控制系统中，自抗扰控制器用来在线观测补偿干扰，前置处理单元用来补偿相位和幅值. 控制系统应用到转台频响伺服中，实测得到的“双十”标准下最大跟踪频率和扫频频率都大于转台出厂时的验收指标. 实测结果表明：自抗扰控制技术应用到转台频响伺服中可以有效提升转台的频响性能.

关 键 词：转台；自抗扰控制；频响性能；伺服控制

中图分类号：TH 137

文献标识码：A **文 章 编 号**：1001-5965(2013)04-0432-05

Application of ADRC technology in simulator frequency response servo

Fu Yongling

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Long Manlin

(School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Guo Dong

(School of Electrical Engineering, Liaoning University of Technology, Jinzhou 121000, China)

Niu Jianjun

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: In simulator frequency response servo, there are some difficulties, including disturbance compensation when low frequency or low speed, a sharp deterioration of phase lag and amplitude attenuation when high frequency, the problem of conventional control strategy depending on high precise object model heavily, etc. Active disturbance rejection control(ADRC) technology which doesn't depend on object model was introduced to solve those difficulties. Active disturbance rejection controller was designed to online observe and compensate disturbance, and pre-processing unit was designed to compensate phase and amplitude. It was applied in frequency response servo of the simulator. The measured results of tracking frequency and swept frequency according to the "Double Ten" standard were greater than the acceptance criteria of the simulator. It is showed that ADRC technology introduced in simulator frequency response servo can effectively improve frequency response characteristics of simulator.

Key words: simulator; active disturbance rejection control(ADRC); frequency response; servo control

收稿日期：2012-04-05；**网络出版时间**：2012-12-12 14:37

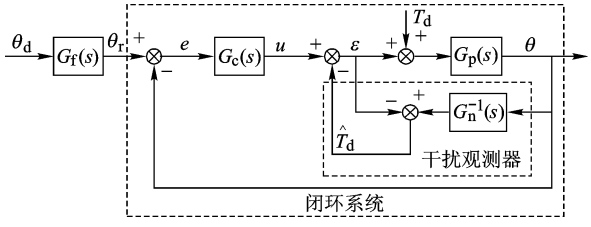
网络出版地址：www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20121212.1437.001.html

作者简介：付永领(1966-)，男，河北迁西人，教授，fuyongling@126.com.

作为飞行器半物理仿真的关键设备,转台可以真实地模拟飞行器的动力学特征和各种姿态,其伺服性能的优劣直接关系到半物理仿真的可靠性和置信度[1],工程中常用频响性能来衡量转台的伺服性能. 转台的频响性能就是要求转台能在较大频率范围内适应正弦输入信号,常用“双十”标准(幅值误差小于 10%,相位滞后小于 10°)来衡量. 在研究转台频响伺服时发现,使用常规控制策略会产生以下问题:①当正弦信号频率较低和转台运转速度较低时,干扰[2]难以观测补偿,导致跟踪误差较大,同时存在一定的相位滞后和幅值衰减;②当正弦信号频率较高时,相位滞后和幅值衰减程度急剧恶化;③常规控制策略严重依赖精确的对象模型[3-5],而转台系统的精确模型受非线性和时变性等因素影响难以建立. 为了解决这些问题,有必要引入合理有效的控制技术.

1　问题的提出

针对转台频响伺服,国内外学者提出了很多控制策略. 其中,基于干扰观测器和零相差前馈控制器的控制策略最具代表性[4],如图 1 所示.



$G_f(s)$—零相差前馈控制器;$G_c(s)$—位置闭环控制器;$G_p(s)$—转台某框模型;$G_n(s)$—转台某框名义模型的逆;θ_d—期望信号;θ_r—输入信号;θ—输出信号;T_d—干扰;$\hat{T}_d$—观测干扰;e—误差;u—控制量;ε—中间变量.

图 1　基于干扰观测器和零相差前馈控制器的控制策略

干扰观测器工作原理:通过构建 $G_p(s)$ 的近似逆 $G_n^{-1}(s)$ 得 $\hat{T}_d$,实现对 T_d 的补偿,公式为

$$\hat{T}_d = (\varepsilon + T_d) \cdot G_p(s) \cdot G_n^{-1}(s) - \varepsilon \approx T_d \quad (1)$$

由式(1)知,干扰观测器的设计依赖于 $G_p(s)$ 的逆,且当其参数调整后又需重新辨识并确定新的 $G_p(s)$ 的逆. 因此,对 T_d 的准确估计和补偿的前提是 $G_p(s)$ 的逆存在且可辨识. 由于非线性、时变性等因素的影响,精确的 $G_p(s)$ 很难建立,工程中常用 $G_n^{-1}(s)$ 代替 $G_p(s)$ 的逆,这将严重影响 $\hat{T}_d$ 的观测精度,不能准确地补偿 T_d. $G_f(s)$ 通过引入闭环系统的零点来补偿不稳定零点,理论上可使系统在全频域内实现零相差控制. 但该控制器的设计必须知道确切的闭环系统零点,因此,需要辨识闭环系统. 而闭环系统与转台模型 $G_p(s)$ 一样,具有非线性和时变性,难以准确辨识. 综上所述,由于干扰观测器的设计严重依赖转台某框的模型,$G_f(s)$ 的设计严重依赖闭环系统的模型,而两个模型受非线性、时变性等因素的影响,难以准确辨识,故影响了该控制策略的应用效果.

2　转台自抗扰控制策略

本文研究对象为 TAMS-C2 型转台内框. 在该系统中,影响转台频响性能的干扰种类繁多,难以建模[6]. 受非线性和时变性等因素影响的转台内框模型也难以建立. 考虑到自抗扰控制技术具有不依赖精确对象模型的特点,故将其引入到转台频响伺服中:利用该技术设计的自抗扰控制器替代图 1 中的干扰观测器和 $G_c(s)$,将所有影响因素总和成唯一的总扰动,用扩张状态观测器实时观测重构并补偿这一总扰动;利用该技术中跟踪微分器的原理设计不依赖对象模型又具有相位超前功能的前置处理单元,替代图 1 中的 $G_f(s)$,用来减小相位误差和幅值误差,提高频响性能.

2.1　系统模型

TAMS-C2 型转台内框伺服系统硬件构成框图[3]如图 2 所示. 光电编码器测得的角位移信号 θ 经数据采集卡输入到工控机中,与期望信号相减形成误差. 误差按自抗扰控制算法计算出控制量 u,由 D/A 板卡输出. u 经 PWM(Pulse Width Modulation)功率放大板放大后直接驱动直流力矩电机,使其带动转台内框和负载一起转动.

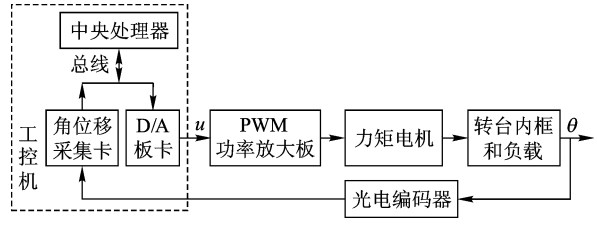


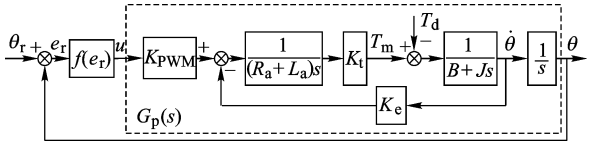
图 2　转台内框伺服系统硬件构成框图

转台内框伺服系统的传递函数方框图如图 3 所示[3]. 其中,T_d 包括摩擦力矩、电机波动力矩、模型参数时变特性、负载波动和反馈元件误差等影响因素,难以建立模型.

2.2　自抗扰控制器设计

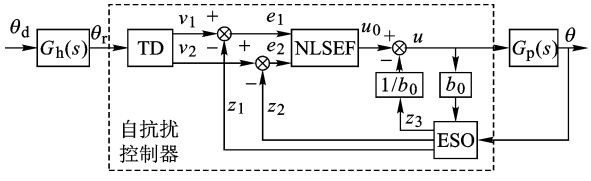
自抗扰控制器由跟踪微分器(TD, Tracking Differentiator)、扩张状态观测器(ESO, Extended State Observer)和非线性状态误差反馈控制律(NLSEF, Non-linear State Error Feedback)3 部分组成[7-8]. 由图 3 知,转台内框伺服系统为二阶系统,因此自抗扰控制器也为二阶. 转台伺服系统结

构如图 4 所示,其中,转台内框模型 $G_p(s)$ 为图 3 中虚线内的部分.



K_{PWM}—PWM 功率放大器的比例放大系数;R_a—电枢电阻;L_a—电枢电感;K_t—电磁转矩常数;K_e—反电势系数;J—等效到电机轴的转动惯量;B—等效的粘性阻尼系数;T_m—电机输出力矩;T_d—总扰动;e_r—角位移误差;$f(e_r)$—自抗扰控制律.

图 3 转台内框伺服系统传递函数方框图



$G_h(s)$—前置处理单元;v_1—θ_r 的跟踪信号;v_2—v_1 的微分;e_1,e_2—误差信号;z_1,z_2—系统的状态;z_3—系统总扰动的实时作用量;u_0—中间控制信号;b_0—补偿因子.

图 4 自抗扰控制技术应用到转台伺服中的结构图

TD 安排过渡过程,避免系统超调,同时产生过渡过程的微分信号,其算法为[7]

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= \mathrm{fhan}(v_1 - \theta_r, v_2, r_0, h)\\ v_1 &= v_1 + hv_2\\ v_2 &= v_2 + hf_1 \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

式中,fhan 为文献[7]设计的快速最优控制综合函数,具有响应快速的特点,对颤振信号有很好的抑制作用;r_0 为速度因子;h 为步长,由采样频率决定. ESO 观测到 z_1,z_2 和 z_3,其算法为[7]

$$\left.\begin{aligned} e &= z_1 - \theta\\ z_1 &= z_1 + h(z_2 - \beta_{01}e)\\ z_2 &= z_2 + h(z_3 - \beta_{02}e)\\ z_3 &= z_3 + h(-\beta_{03}e) \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

式中,z_1 为对转台实际输出信号 θ 的估计;z_2 为对 θ 的微分的估计;z_3 为扩张状态,将 T_d 实时估计出来;β_{01},β_{02}和β_{03}为待整定的参数. v_1,v_2 和 z_1,z_2 分别相减构成 NLSEF 中误差信号 e_1,e_2,用来构造 u_0,最终形成 u,其算法为[7]

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= v_1 - z_1\\ e_2 &= v_2 - z_2\\ u_0 &= -\mathrm{fhan}(e_1, ce_2, r, h_1)\\ u &= u_0 - z_3/b_0 \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

式中,r 为速度因子,与 TD 中的 r_0 功能一样;c 为阻尼因子,h_1 为滤波因子,c 和 h_1 能很好地抑制微分信号中的噪声放大,彻底避免高频颤振现象;b_0 为 u 作用于系统时的放大系数的估计值.

纵观自抗扰控制器,需要整定的参数有 TD 中的 r_0,ESO 中的 β_{01},β_{02},β_{03},NLSEF 中的 c,r,h_1,b_0,共 8 个.

2.3 前置处理单元设计

在转台频响伺服中,期望信号为

$$\theta_d = A\sin(2\pi\omega t) \tag{5}$$

式中,A 为幅值;ω 为频率;t 为时间.

套用式(2),有

$$\left.\begin{aligned} f_2 &= \mathrm{fhan}(\mu_1 - \theta_d, \mu_2, r_0, h)\\ \mu_1 &= \mu_1 + h\mu_2\\ \mu_2 &= \mu_2 + hf_2 \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

得 $\mu_1 \to \theta_d \to A\sin(2\pi\omega t)$,$\mu_2 \to 2\pi\omega A\cos(2\pi\omega t)$.

令输入信号

$$\theta_r = \frac{1}{\gamma}(\mu_1 + \lambda\mu_2) = \frac{\sqrt{1 + (2\pi\lambda\omega)^2}}{\gamma} \cdot A\sin[2\pi\omega t + \mathrm{atan}(2\pi\lambda\omega)] \tag{7}$$

式中,γ 为调幅参数;$\delta = 2\pi\lambda\omega$ 为调相参数. 比较 θ_d 和 θ_r,可以发现,若令

$$\sqrt{1 + \delta^2}/\gamma = 1 \tag{8}$$

则 θ_r 比 θ_d 相位超前 $\mathrm{atan}(\delta)$,相当于在 θ_d 不变的前提下,正弦波的相位左移得到 θ_r,将 θ_r 作为转台伺服系统的输入,以补偿该系统输出信号 θ 的相位和幅值. 因此,可以根据 θ_d 的频率 ω,选择合适的 δ,再根据式(8)计算出 γ,就能得到相位超前的正弦信号,即得到 θ_d 的超前值 θ_r,如图 4 所示. $G_h(s)$ 中需要整定的参数有 3 个,r_0,h 和 δ. 为了减少需要整定参数的个数,可令 r_0,h 的值与 TD 中 r_0,h 一样. 这样,前置处理单元中只有 1 个参数需要整定.

3 仿真研究整定参数

自抗扰控制技术应用到转台频响伺服中,共有 9 个参数需要整定,可通过仿真来整定.

3.1 自抗扰控制器参数的整定

自抗扰控制器中部分参数的整定可按文献[7]提供的规律进行整定,见式(9). 工控机的采样时间设定为 1 ms,即 $h = 0.001$,则式(9)中的参数可以整定出来.

$$\left.\begin{aligned} r_0 &= 0.000\,1/h^2\\ \beta_{01} &= 1/h\\ \beta_{02} &= 1/3h^2\\ \beta_{03} &= 1/32h^3\\ r &= 0.5/h^2\\ h_1 &= 5h \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

式(4)中 c 和 b_0 的整定需要在图 3 所示的模型上进行仿真,尝试不同的数值,通过分析仿真结果来整定. 仿真时,施加在图 3 所示系统模型上的输入信号,按照转台验收标准,为 $\theta_r = 0.5\sin(2\pi\omega t)$. 频率 ω 从 0.1 Hz 开始,逐步以 0.1 Hz为增量递增到 11 Hz. 分析仿真结果,根据"相同时间内各时刻角位移误差($e_r=\theta_r-\theta$)平方和最小"的原则[9],可以大致整定出 $c=4$,$b_0=2$,自抗扰控制器对这 2 个参数的要求不高,相对误差在 30% 以内不会影响控制效果[7]. 图 5 为 $\omega=4.7$ Hz 时(控制方式 1)的仿真曲线,稳态时,最大 e_r 接近 0.05°误差带(幅值误差为 10% 时形成的误差范围)的边缘,相位误差为 -5.673 8°. 在 $\omega\leqslant 4.7$ Hz 时,相位误差和幅值误差都符合转台验收时的"双十"标准. 因此,可以认为,仿真时,用同一套参数构造的自抗扰控制器应用到转台内框频响伺服(控制方式 1)中,符合"双十"标准的最大跟踪频率为 4.7 Hz. 表 1 中记录了 0.1 ~ 11 Hz 间部分频率的相位误差.

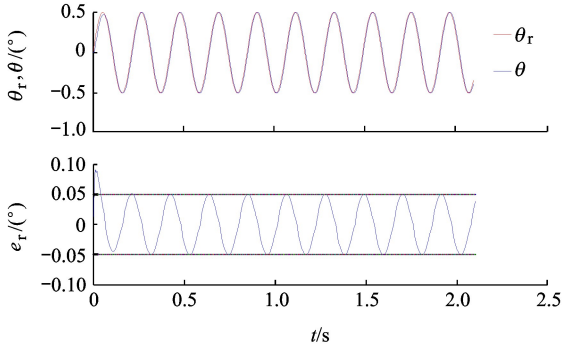


图 5　4.7Hz 时的仿真曲线(控制方式 1)

表 1　仿真时转台内框各频率相位误差对比及调相参数、调幅参数的整定值

频率/Hz	控制方式 1	控制方式 2		
	相位误差/(°)	相位误差/(°)	δ	γ
0.1	−0.072 0	−0.000 4	0.001 26	1.000 00
1	−0.774 2	−0.006 6	0.013 51	1.000 09
2	−1.715 9	−0.022 3	0.029 96	1.000 45
3	−2.993 7	−0.050 1	0.052 23	1.001 36
4	−4.517 0	−0.076 0	0.079 00	1.003 11
5	−6.183 6	−0.096 3	0.108 34	1.005 81
6	−7.947 2	−0.105 6	0.139 60	1.009 70
7	−9.765 0	−0.118 2	0.172 10	1.014 70
8	−11.642 8	−0.128 0	0.206 05	1.021 01
9	−13.602 3	−0.384 2	0.241 97	1.028 86
10	−16.595 8	−0.745 4	0.298 03	1.043 47
11	−24.783 6	−1.091 5	0.461 72	1.101 44

3.2　前置处理单元参数的整定

前置处理单元 $G_h(s)$ 中的 1 个参数也是通过仿真的方法整定出来的. 在图 4 所示的模型上,施加 $\theta_d=0.5°\sin(2\pi\omega t)$ 进行仿真(控制方式 2),ω 的取值也从 0.1 Hz 开始,尝试不同的 δ,并根据式(8)计算 γ,分析不同取值时的仿真结果,仍根据"相同时间内各时刻角位移误差($e_d=\theta_d-\theta$)平方和最小"的原则,整定出各频率的 δ,并计算出 γ. 仿真得到的数据和整定的参数 δ,γ 见表 1.

图 6 为 $\omega=11.3$ Hz 时(控制方式 2)的仿真曲线. 从图 6 可以看出,加了 $G_h(s)$ 后,单频率正弦信号跟踪时,符合"双十"标准的系统最大跟踪频率提高到 11.3 Hz(稳态时,e_d 在 0.05°的误差带内,相位误差为 -1.623 3°). 可以近似地认为,当 $\omega\leqslant 11.3$ Hz 时,基本上实现了零相差跟踪,而且稳态时,各频率点的 e_d 都在 0.05°的误差带内;当 $\omega>11.3$ Hz时,选取合适的 δ 能够使相位误差很小,但是稳态时 e_d 都超出了 0.05°的误差带,不符合"双十"标准.

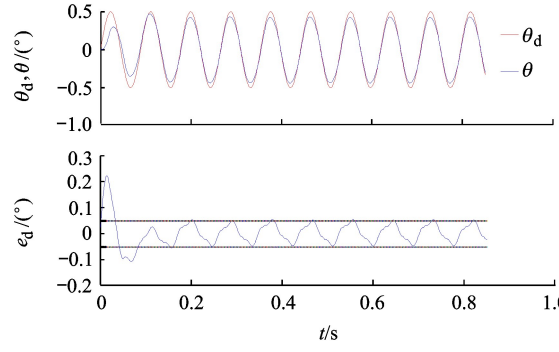


图 6　11.3 Hz 时的仿真曲线(控制方式 2)

根据表 1,可以得到拟合函数 $\delta=g(\omega)$,利用插值方法可计算出 ω 在 11 Hz 以内任何一个 ω 对应的 δ,然后计算出 γ,用于仿真和实际控制,以减小转台频响伺服测试时的相位误差和幅值误差,提高转台的频响性能.

4　实验验证

由仿真结果知,控制方式 2 比控制方式 1 多了前置处理单元 $G_h(s)$,使符合"双十"标准的系统最大跟踪频率得到了提高. 为了验证图 4 所示转台自抗扰控制策略的可行性和参数整定方法的有效性,在 TAMS-C2 型转台内框上进行实验验证.

4.1　正弦信号跟踪测试

正弦信号跟踪测试时,得到符合"双十"标准的系统最大跟踪频率为 9.8 Hz(稳态时,e_d 在 0.05°的误差带内,相位误差为 -4.313 1°),如图 7 所示.

这一频率远大于该转台内框出厂报告中给出的位置伺服频响指标 0.4 ~ 4 Hz. 当 ω 增大时,相

位误差和幅值误差也随之增大,这是因为当 ω 增大后,因采样频率的限制使得每两个采样点之间期望信号的跨度加大,导致 u 变大,陷入饱和失调的状态,最终限制了系统最大跟踪频率.

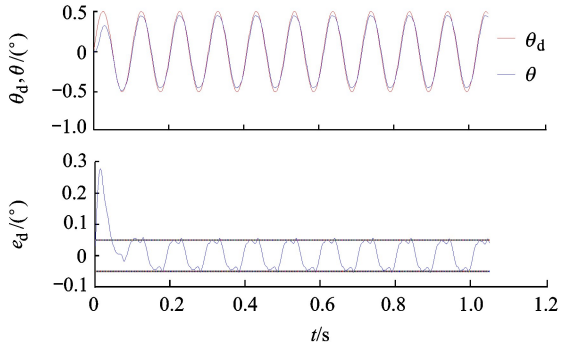


图 7 9.8 Hz 时的实测曲线(控制方式 2)

4.2 正弦信号扫频测试

正弦信号扫频测试时,ω 从 0.1 Hz 开始,以 0.1 Hz 为增量进行连续扫频测试. 从图 8 可以看出,扫频时,符合"双十"标准的频率宽度为 0.1 ~ 5.9 Hz,最大频率小于单频率正弦跟踪测试达到的 9.8 Hz. 这是因为,单频率正弦跟踪时测量的是稳态时的误差,而连续扫频的条件较之苛刻得多. 0.1 ~5.9 Hz 的频率宽度也大于转台内框出厂报告中实现的位置伺服频响指标 0.4 ~4 Hz.

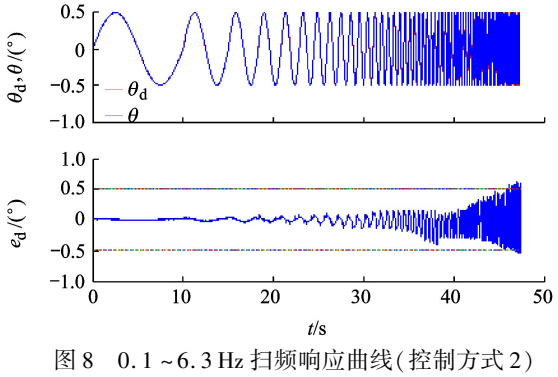


图 8 0.1 ~6.3 Hz 扫频响应曲线(控制方式 2)

5 结 束 语

将自抗扰控制技术应用到转台频响伺服中,大幅提高了系统的频响特性. 而且,自抗扰控制器和前置处理单元的设计不依赖精确的系统模型. 不足之处在于自抗扰控制器和前置处理单元中部分参数的整定,是在大量仿真实验的基础上获得的,特别是前置处理单元中的参数随频率而变,需要建立参数与频率间的对应关系. 相对于系统辨识时遇到的困难来说,这一不足具有直观、简单的优点,值得去做. 因此,将自抗扰控制技术应用到转台频响伺服中,虽然参数整定的工作量大,但该技术可以有效地提升转台的频响特性,是一种值得推广的控制策略.

参考文献(References)

[1] 富强,尔联洁,赵国荣. 基于定量反馈理论的飞行仿真转台鲁棒控制[J]. 北京航空航天大学学报,2004,30(5):410-413
Fu Qiang, Er Lianjie, Zhao Guorong. Robust control based on quantitative feedback theory for flight simulator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2004, 30(5):410-413(in Chinese)

[2] 张从鹏,刘强. 直线电动机定位平台的摩擦建模与补偿[J]. 北京航空航天大学学报,2008,34(1):47-50
Zhang Congpeng, Liu Qiang. Friction modeling and compensation of positioning stage driven by linear motor[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2008, 34(1):47-50(in Chinese)

[3] Niu Jianjun, Fu Yongling, Qi Xiaoye. Design and application of discrete sliding mode control with RBF network-based switching law[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2009, 22(3):279-284

[4] 刘强,尔联洁. 飞行仿真转台基于干扰观测器的鲁棒跟踪控制[J]. 北京航空航天大学学报,2003,29(2):181-184
Liu Qiang, Er Lianjie. Disturbance observer based robust tracking control of high precision flight simulator[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2003, 29(2):181-184(in Chinese)

[5] 付永领,牛建军,王岩. Stribeck 模型模糊整定及其在转台控制中的应用[J]. 北京航空航天大学学报,2009,35(6):701-704
Fu Yongling, Niu Jianjun, Wang Yan. Fuzzy tuning Stribeck model and its application on flight motion simulator control[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2009, 35(6):701-704(in Chinese)

[6] Long Manlin, Fu Yongling, Chen Shuangqiao, et al. Flight simulator table servo control based on ADRC strategy[C]//The 29th Chinese Control Conference. Beijing: IEEE, 2010:3497-3501

[7] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京:国防工业出版社,2008
Han Jingqing. Active disturbance rejection control technology—the technology for estimating and compensating the uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008(in Chinese)

[8] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策,1998,13(1):19-23
Han Jingqing. Auto-disturbances-rejection-controller and its application[J]. Control and Decision, 1998, 13(1): 19-23(in Chinese)

[9] Long Manlin, Li Guanghua, Chen Shuangqiao, et al. ADRC algorithm applied in electro-hydraulic servo system[C]//Proceedings of 2011 International Conference on Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology. Harbin: IEEE, 2011:1888-1891

(编 辑:刘登敏)