文章编号:1000-8152(2010)09-1214-07

# 飞行仿真转台无模型复合控制器设计

# 郭治富, 董彦良, 赵克定

(哈尔滨工业大学 机电工程学院,黑龙江 哈尔滨 150001)

摘要:针对飞行仿真转台的宽频带要求,提出了一种无模型复合控制器设计方法.该方法以定量反馈理论为基础, 结合前馈控制以兼顾仿真转台对幅频和相频特性的苛刻要求.在设计过程中,运用功率谱估计方法获取仿真转台 的不确定性范围.同时将仿真转台对幅频特性要求转化为定量反馈理论的跟踪性能边界,对相频特性要求用前馈控 制器加以补偿,以实现对仿真转台幅值和相位指标综合控制.仿真结果表明,该方法能够满足仿真转台性能指标要 求.且此方法具有无需参数化建模,设计过程直观的特点.

**关键词**: 无模型; 定量反馈理论; 功率谱估计; 系统辨识; 飞行仿真转台 中图分类号: TP273<sup>+</sup>.3 文献标识码: A

# Model-free compound controller design of flight simulator

GUO Zhi-fu, DONG Yan-liang, ZHAO Ke-ding

(School of Mechatronics Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin Heilongjiang 150001, China)

**Abstract:** A model-free compound controller design method is proposed to meet the requirement of a flight simulator in a wide range of frequencies. In addition to the quantitative feedback theory, we employ the feedforward control to make a tradeoff between the strict requirements of the amplitude-frequency characteristic and the phase-frequency characteristic of the flight simulator. In the controller design, the system uncertainties are determined from the power spectrum estimation. The requirement of the amplitude-frequency characteristic of the flight simulator is converted into the tracking specification bounds of the quantitative feedback theory; the requirement of the phase-frequency characteristic is fulfilled by the compensation of the feedforward controller. Simulation results indicate that the proposed method realizes the desired control over a wide of frequencies. Also, this method is model-free and transparent in the design.

Key words: model-free; quantitative feedback theory; power spectrum estimation; system identification; flight simulator

# 1 引言(Introduction)

飞行仿真转台是在地面测试飞行器的传感器、 制导装置、控制系统和各种执行机构性能的关键设 备.随着待测试的飞行器件性能的不断提高,对仿真 转台动态特性,即频带宽度的要求也越来越高.影响 仿真转台频宽的主要因素是驱动功率和结构刚度<sup>[1]</sup>, 二者是实现仿真转台宽频带的前提条件.目前,国内 外对飞行仿真转台拓宽频带的研究主要集中在转台 系统的功率和机械刚度足够的情况下对控制算法的 改进方面.李智铭等<sup>[2]</sup>使用输入指令整形技术抑制 机械谐振以拓宽转台的系统频带;Demore等<sup>[3]</sup>提出 带有前馈的状态变量反馈控制器减小转台的低频相 角滞后;Swamp等<sup>[4]</sup>在仿真转台控制器研究中加入 了加速度反馈作为内环来提高运动模拟逼真度;刘 强等<sup>[5]</sup>提出了一种自适应滑模控制方法,用滑模方 法抑制系统中外部扰动,用自适应估计值补偿转动 惯量的变化以保证系统具有良好的跟踪性能.

近年来,定量反馈理论(QFT)在仿真转台上的应 用研究得到迅速发展.富强<sup>[6]</sup>和刘金锟等<sup>[7]</sup>提出了 基于定量反馈理论和零相差前馈的复合控制方法. 该方法弥补了定量反馈控制不能补偿系统相位滞后 的不足,改善了系统的跟踪性能,提高了转台控制系 统的精度和频宽.于金盈<sup>[8]</sup>提出了将频域性能指标 在名义控制对象和系统不确定性之间分配的改进定 量反馈控制方法.以上工作都是在假定转台系统模 型不确定性范围已知的情况下展开的.在此基础上, 本文建立了一种通过从转台系统的时间响应测量数 据获取QFT实验模板(系统不确定性范围),同时将系 统幅频指标直接转化为跟踪性能边界,用微分前馈 补偿系统相角滞后的无模型复合控制器设计方法.

收稿日期: 2008-11-19; 收修改稿日期: 2009-11-12.

2 QFT实验模板功率谱辨识(Identification of QFT experiment plant templates using power spectrum estimation)

2.1 功率谱估计原理(Principles of power spectrum estimation)

QFT实验模板获取采用了经典谱估计方法. 如 图1所示.



图 1 系统辨识示意图 Fig. 1 System identification schematic

假设P(jω)是一个线性时不变系统,输入信号 为X(n),输出信号为Y(n),计算输入与输出信号 的互相关函数,可以得到下面的公式(因为X(n)和 Y(n)都是实序列,故省去复数的共轭计算):

$$R_{XY}(m) = E\{X(n)Y(n+m)\} = p(m) * R_X(m), (1)$$

等式两边作傅立叶变换,得到

$$S_{\rm XY}(j\omega) = P(j\omega)S_{\rm X}(j\omega), \qquad (2)$$

所以只要计算出互谱密度 $S_{XY}(j\omega)$ 和自谱密度 $S_{x}(j\omega)$ ,就可以得到 $P(j\omega)$ 辨识结果为

$$P(j\omega) = \frac{S_{XY}(j\omega)}{S_X(j\omega)}.$$
(3)

在经典谱估计计算中,因为常用的周期图方法是 一种渐进无偏估计,不是对谱密度的一致估计<sup>[9]</sup>.因 此,在实验模板获取算法中使用平均周期图法.该方 法将测量的数据分成*N*等分.

分别求取各段数据的互功率谱密度 $S_{XY}^{i}(j\omega)$ 和自功率谱密度 $S_{X}^{i}(j\omega), i = 1, \cdots, N.$ 然后计算平均的系统互功率谱和自功率谱.

$$S_{\rm XY}(j\omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{\rm XY}^i(j\omega), \qquad (4)$$

$$S_{\mathbf{X}}(\mathbf{j}\omega) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} S_{\mathbf{X}}^{i}(\mathbf{j}\omega).$$
 (5)

最后使用式(3)得到系统频率响应.用平均周期 图法算得的功率谱估计的方差是周期图法得到估计 值方差的1/N.考虑到待测的输出信号也可能被噪 声信号污染.这时的输入输出互相关函数为

$$R_{\rm XY}(m) = E\{X(n)[Y(n+m) + D(n+m)]\} = p(m) * R_{\rm X}(m) + R_{\rm XD}(m).$$
(6)

对应的傅立叶变换为

$$S_{\rm XY}(j\omega) = P(j\omega)S_{\rm X}(j\omega) + S_{\rm XD}(j\omega).$$
(7)

为了消除在系统输出端噪声信号的影响,可以通 过计算输入输出信号的相干函数γ<sup>2</sup>(jω)来评价对应 频率值处频率响应数据可靠性<sup>[10]</sup>:

$$\gamma^{2}(j\omega) = \frac{S_{XY}(j\omega)S_{XY}^{*}(j\omega)}{S_{X}(j\omega)S_{Y}(j\omega)} = \frac{|S_{XY}(j\omega)|^{2}}{S_{X}(j\omega)S_{Y}(j\omega)}, (8)$$

式中:  $S_{Y}(j\omega)$ 为输出信号自功率谱密度;  $S_{XY}^{*}(j\omega)$ 是 $S_{XY}(j\omega)$ 的共轭.

一般取满足相干函数为 $0.8 < \gamma^2(j\omega) < 1$ 之间频率处对应的频率响应数值为模板数据.

#### 2.2 实验条件(Experimental conditions)

在应用中,通常选用具有良好功率谱特性的测试 信号.两种常用的信号是*M*序列和扫频信号.

本文中使用了*M*序列. 其最长循环周期:  $N_{\rm p} = 2^{11} - 1$ 位;移位脉冲周期:  $\Delta t = 0.006$  s; 频带覆盖范围:  $0 \sim 1/(3\Delta t) \approx 55.56$  Hz; 幅值: ±0.5 V; 频率分辨率:  $1/(N_{\rm p}\Delta t) = 0.08$  Hz.

在功率谱计算中,做了如下的数据处理工作: 1)测得时域数据去趋势化处理;2)将数据按照M序 列的单个周期数据长度分段,同时保证数据有一半 数据段的重叠率;3)使用汉宁窗对每段数据加权,以 降低由于数据重叠导致的数据段之间统计相依效应 和减小"旁瓣效应"的影响.文中通过以上方法来 最大程度降低用周期图法估计功率谱的估计期望值 偏差和估计方差.

根据QFT性能边界曲线可知,某些主要频率点会 产生相同的性能边界,可以去掉以缩短计算时间.最 终得到的系统QFT实验模板如图2所示.



# **2.3** 1型系统传递函数拟合算法(Transfer function fitting algorithm of type 1 system )

在使用实验模板QFT控制器设计研究中,需要对 时域特性进行仿真.为此设计了用于求解已知模型 阶次1型系统传递函数的拟合程序.该算法原理如 下:

対于传递函数(m < n)  

$$P(j\omega) = \frac{b_m \cdot s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0}{s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s}.$$
(9)

已知该传递函数对应的频率响应为 $\hat{P}(j\omega), \omega \in [\omega_1, \omega_k]$ . 通过复数数据拟合求出 $a_{n-1}, a_{n-2}, \cdots, a_2, a_1; b_m, b_{m-1}, \cdots, b_1, b_0$ . 算法步骤如下:

1) 用最小二乘法求解传递函数系数的初始  $fac{d}{a_{n-1}}a_{n-2}\cdots a_2a_1; b_m b_{m-1}\cdots b_1b_0)^{\mathrm{T}}.$ 

构造如下最小二乘问题:

 $(j\omega)$ 

 $(j\omega$ 

 $(j\omega)$ 

$$\epsilon(\mathbf{j}\omega) = \hat{P}(\mathbf{j}\omega) - P(\mathbf{j}\omega) = 0, \omega \in [\omega_1, \omega_k],$$
(10)

$$P(\mathbf{j}\omega) \cdot [(\mathbf{j}\omega)^n + a_{n-1} \cdot (\mathbf{j}\omega)^{n-1} + \dots + a_1 \cdot (\mathbf{j}\omega)] - [b_m \cdot (\mathbf{j}\omega)^m + \dots + b_1 \cdot (\mathbf{j}\omega) + b_0] = 0,$$
  
$$\omega \in [\omega_1, \omega_k]. \tag{11}$$

整理得

$$\hat{P}(j\omega) \cdot [a_{n-1} \cdot (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 \cdot (j\omega)] - (b_m \cdot (j\omega)^m + \dots + b_1 \cdot (j\omega) + b_0) = -\hat{P}(j\omega) \cdot (j\omega)^n, \omega \in [\omega_1, \omega_k].$$
(12)

写成矩阵形式为

F

其中令

$$A = \begin{bmatrix} (j\omega_{1})^{n-1} \cdot \hat{P}(\omega_{1}) & \cdots & (j\omega_{1}) \cdot \hat{P}(j\omega_{1}) & (j\omega_{1})^{m} & \cdots & 1 \\ (j\omega_{2})^{n-1} \cdot \hat{P}(\omega_{2}) & \cdots & (j\omega_{2}) \cdot \hat{P}(j\omega_{2}) & (j\omega_{2})^{m} & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 \\ (j\omega_{k})^{n-1} \cdot \hat{P}(\omega_{k}) & \cdots & (j\omega_{k}) \cdot \hat{P}(j\omega_{k}) & (j\omega_{k})^{m} & \cdots & 1 \end{bmatrix}, x_{0} = \begin{bmatrix} a_{n-1} \\ \vdots \\ a_{1} \\ b_{m} \\ \vdots \\ b_{0} \end{bmatrix}, y = - \begin{bmatrix} (j\omega_{1})^{n} \cdot \hat{P}(j\omega_{1}) \\ (j\omega_{2})^{n} \cdot \hat{P}(j\omega_{2}) \\ \vdots \\ (j\omega_{k})^{n} \cdot \hat{P}(j\omega_{k}) \end{bmatrix},$$

则有

$$x_0 = (A^{\mathrm{T}}A)^{-1}A^{\mathrm{T}}y, \tag{14}$$

2) 对*x*<sub>0</sub>用Gauss-Newton方法进行迭代优化, 找 出优化解*x*\*. 将*x*<sub>0</sub>带入式(8)得到

$$\epsilon_0 = \hat{P}(j\omega) - P_0(j\omega) = \nabla \epsilon(j\omega) \cdot \Delta x = 0,$$
  

$$\omega \in [\omega_1, \omega_k].$$
(15)

求解上式得出搜索方向 $\Delta x$ ,沿该方向搜索直 到找到新的 $x'_0$ ,满足norm[ $\epsilon'_0(j\omega)$ ] < norm[ $\epsilon_0(j\omega)$ ]. 以此 $x'_0$ 替换掉 $x_0$ ,带入上式求解新的搜索方向.如 此不断循环直到满足循环终止条件norm[ $\nabla \epsilon(j\omega)$ ] < tol或最大循环次数为止.优化解为 $x^* = x'_0$ .

#### **3 QFT性能边界**(QFT performance bounds)

转台中框控制系统框图如图3所示.

根据仿真转台性能指标要求确定QFT性能指标为:

1) 稳定性:相位裕度50°,幅值裕度5 dB;

2) 频宽: 在峰值2°情况下,  $\omega_{\pm 10^\circ} = 5$  Hz,  $\omega_{\pm 10\%} = 5$  Hz, 即在5 Hz频带范围内信号幅值衰减不超过 ±10%, 相位滞后不超过10°. 其中幅值衰减不超过 ±10%, 对应于Bode图幅频[-0.9125, 0.828]dB区间;

3) 干扰抑制: 在被控对象*P*(jω)的输入端, *V*(s)在1 Hz范围内引起的位置误差小于等于5%.





对应的QFT性能指标分别为: 鲁棒裕量边界:

$$\frac{|Y(j\omega)|}{R(j\omega)} = \frac{P(j\omega)G(j\omega)}{1 + P(j\omega)G(j\omega)H(j\omega)} \le W_{s1},$$
  
$$W_{s1} = 1.2.$$

跟踪性能边界:

$$W_{s7a}(j\omega) \leq \left|\frac{F(j\omega)P(j\omega)G(j\omega)}{1+P(j\omega)G(j\omega)H(j\omega)}\right| \leq W_{s7b}(j\omega).$$

考虑到不平滑的频率响应数据模型在带宽频 段内对幅值衰减不超过±10%要求,以及系统对高 频噪声的抑制要求,跟踪性能上下边界采用了分 段函数来兼顾对二者的要求.

下边界W<sub>s7a</sub>:

当
$$\omega \leq 31.4 \text{ rad/s时}, W_{s7a}(j\omega) = 0.9;$$
当 $\omega > 31.4 \text{ rad/s时},$ 

F(jω)为前置滤波器,计算边界时常取1; H(jω) 为反馈环节,系统为单位反馈时取1.

# 4 无模型复合控制器设计(Model free compound controller design)

**4.1** 前向通道控制器设计(Forward channel controller design)

前向通道控制器设计运用了QFT工具箱.QFT 基本思想是将对象的不确定范围和系统的性能指 标以定量的方式在Nichols图上形成边界,进而以 名义对象的开环频率曲线满足边界条件为要求对 系统进行设计和综合,得到的控制器就能使整个 不确定系统满足规定的性能要求.

前向通道控制器G(s)的作用是减小由于被控 对象不确定性导致的输出偏差,同时保证系统闭 环性能<sup>[11]</sup>. QFT前向通道控制器设计过程为: 首 先计算出各个性能指标在研究频率范围内相应频 率处边界, 然后对相同频率对应的边界取交集, 最 后将名义被控对象与控制器的乘积和频率范围内 各个频率对应边界的交集在Nichols图上做出, 调 整控制器参数使控制器与名义对象乘积在各个 频率点处的频域响应在图上的位置高于(若为横 线)相应频率点的边界曲线, 或位于曲线外(若为椭 圆线).

未校正名义对象P(s)与3节中1), 2), 3)性能指标 对应的QFT边界位置关系分别如图4中(a)(b)(c)所 示. 各图中圈点曲线1均指名义对象P(s),每 个圈点代表P(s)在频率范围[3.066, 5.366, 6.133, 11.5, 31.43, 38.33, 48.78, 65.93, 85.09, 89.69, 102, 110.4,129.6, 198.5, 225.4]内相应频率点处的频域 响应.图4中,图(a)为稳定性边界(对应3节中1)性能 指标)与未校正P(s)的位置关系图,由图可知,未 加校正P(s)都位于稳定性边界外,满足稳定性指 标. 图中3.066 rad/s, 48.78 rad/s数字所指曲线分别 是在对应频率点处计算出的稳定性边界.图(b)为 频宽边界(对应3节中2)性能指标)与未校正P(s)的 位置关系图,由图可知,未加校正P(s)在频宽范围 内各个频率处频域响应不能都位于相应频率边界 曲线上方,不满足频宽指标要求.图中3.066 rad/s, 48.78 rad/s数字所指曲线分别是在对应频率点处 计算出的频宽边界.图(c)为干扰抑制边界(对应3 节中3)性能指标)与未校正P(s)的位置关系图,可 知,未加校正P(s)在频宽范围内各个频率处频域 响应位于相应频率曲线下方,不满足干扰抑制 指标要求. 图中3.066 rad/s. 5.366 rad/s. 6.133 rad/s 数字所指曲线分别是在对应频率点处计算出的干 扰抑制边界.

图5为用QFT工具箱交互设计前向通道控制 器得到的最终结果图.将图4中(a)(b)(c)相同频率 对应的边界曲线取交集,和名义对象P(s)与控制 器G(s)的乘积P(s)G(s)绘在Nichols图上,通过改 变控制器G(s)参数调整P(s)G(s)在Nichols图上的 位置,使P(s)G(s)在各个频率下的频率响应高于 相应频率的边界曲线,或位于边界曲线外,就可 以得到最终的控制器G(s).图5中,各个数字标识 的曲线为图4(a)(b)(c)性能指标边界曲线在相同数 字所代表频率下的边界交集,圈点曲线1指控制 器G(s)与名义对象P(s)的乘积P(s)G(s),高频处 形成的边界和稳定性边界基本重合,设计中易于 保证,故没有逐条对高频曲线进行考虑.



经过反复调整,使图5中曲线1所指P(s)G(s)满 足图中各个频率下对应性能指标边界约束,最终 得到的控制器为:

$$G(s) = \frac{117.9 \cdot (\frac{s}{251.2} + 1)}{s} \cdot \frac{(\frac{s}{14.83} + 1)}{(\frac{s}{112} + 1)} \cdot \frac{(\frac{s}{112} + 1)}{(\frac{s}{$$

$$\frac{\left(\frac{s^2}{237.5^2} + \frac{2 \times 0.701s}{237.5} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{755.8^2} + \frac{2 \times 0.2s}{755.8} + 1\right)},$$
 (16)

其中积分环节使系统成为2型系统,保证对斜坡信号的跟踪误差为0.



Fig. 5 Forward channel controller design diagram

#### 4.2 前置滤波器设计(Pre-filter design)

前置滤波器F(s)的作用是使系统在不确定性 范围内幅频响应都落在指定的跟踪性能边界之 内,确保系统在整个不确定性范围内满足跟踪性 能指标要求.如图6所示,合适的前置滤波器能 使系统在各个频率下的最大值(虚线3),最小值幅 频响应(实线4)落在给定的跟踪性能指标边界(曲 线1,2)之内.最终得到的前置滤波器为



**4.3** 前馈控制器设计(Feedforward controller de-sign)

由QFT设计的前向通道控制器G(s)和前置滤

波器*F*(*s*)虽然可以保证闭环控制系统的幅频响应 要求,但对相频响应要求并不能保证,需加入微分 前馈控制器*G*<sub>f</sub>(*s*)补偿相位滞后.经过调整所得前 馈控制器为

$$G_{\rm f}(s) = \frac{0.00082 \cdot s^2 + 0.26 \cdot s}{\frac{0.26 \cdot s}{6.5} + 1},$$
 (18)

在控制器设计中,存在多组前向通道控制器、前置滤波器和前馈控制器组合都满足设计要求的情况.在控制器组合选择中应遵循两个原则:1)闭环控制系统性能应尽可能由前向通道控制器满足.因为前馈控制器和前置滤波器是一种开环控制,不影响系统稳定性,且不能抑制系统不确定性对系统输出的影响.2)控制器尽量简单.

### 5 仿真(Simulations)

经复合校正后系统名义对象闭环频率响应如 图7所示. 图中实线为带有前馈的名义对象闭环频 率响应曲线. 在 $\omega \in [0, 31.4]$  rad/s范围内,该曲线 幅频响应在[-0.9125, 0.828] dB区间内;相频响应 在[ $0^{\circ}, 10^{\circ}$ ]内,满足仿真转台跟踪指标要求.







对系统名义对象开环频率特性用2.3节方法拟 合,可得名义被控对象:

$$P(s) = \frac{12.9084}{s \cdot \left(\frac{s^2}{195.7513^2} + \frac{2 \times 0.3355s}{195.7513} + 1\right)}.$$
 (19)

由公式(16)~(19)参数组成的闭环系统正弦信 号响应如图8所示.由图可知,系统对5 Hz正弦信 号响应峰值为1.0892°,幅值放大|1.0892 – 1|/1 < 10%;时间滞后0.005 s,对应相位滞后2×5×0.005× 180 = 9° < 10°, 可见系统时域响应也满足跟踪指标要求.





由公式(16)~(19)参数组成的闭环系统方波信号响应如图9所示.方波信号能揭示控制系统边际稳定性.通常要求系统对方波指令的响应,高频段超调小于2%,低频段超调小于15%<sup>[12]</sup>.方波带宽常取期望系统回路带宽10%,图中方波信号为0.5 Hz.



square signal input

图9中,带有前馈时系统对方波响应超调量为 34.33%,调节时间 0.2963 s( $\Delta = 2\%$ ),上升时间 0.0151 s;不带有前馈时系统对方波响应超调量为 10.92%,调节时间 0.2018 s( $\Delta = 2\%$ ),上升时间 0.055 s.因为前馈控制是开环控制,不影响闭环系 统稳定性.因而,只有不带前馈时系统对方波响应 才能揭示系统的稳定性.由此可知,所设计控制器 满足对于方波信号超调量要求,能保证系统具有 合适的稳定裕量.

# 6 结论(Conclusions)

本文提出了一种以定量反馈理论为基础,结合 微分前馈的无模型复合控制器设计方法.该方法 具有如下特点:

 1) 无需被控对象参数模型. 控制器设计所需 对象模板直接用功率谱估计方法从系统输入输出 信号提取,省去了被控对象建模过程.

2) 设计过程直观. 该方法控制器设计直接在 Nichols图和Bode图上进行. 通过将控制系统性能 指标转化为图上可见的性能边界, 使设计者可以 交互地对系统性能指标进行折衷, 具有所见即所 得的优点.

### 参考文献(References):

- 李智铭. 三轴飞行仿真转台频带拓宽技术研究[J]. 航天控制, 2000, 18(3): 10-15.
   (LI Zhiming. The research on widening the band for three-axis flight simulation table[J]. Aeraspace Control, 2000, 18(3): 10-15.)
- [2] 李智铭, 徐庚保. 输入指令整形技术在飞行仿真转台中的应用[J]. 航天控制, 1999, 17(4): 31 37.
  (LI Zhiming, XU Gengbao. The application of the command shaping technique in a flight simulation table[J]. *Aeraspace Control*, 1999, 17(4): 31 37.)
- [3] LOUIS A D, PAUL R M, MICHAEL S, et al. Improvements in flight table dynamic transparency for hardward-in-The-loop facilities[C] //Proceeding of SPIE Technologies for Synthetic Environments: Hardware-in-the-Loop Testing VII. Orlando: SPIE, 2000, 4027: 101 – 112.
- [4] MICHAEL S, COLIN S, PETER H. Improvements in transient fidelity of HWIL flight tables using acceleration feedback[C] //Proceeding of SPIE Technologies for Synthetic Environments: Hardware-in-the-Loop Testing V. Orlando: SPIE, 2002, 4717: 32 – 45.
- [5] 刘强, 冯姝婷, 尔联洁. 高精度机械伺服系统的一种新型自适应滑 模控制方法[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(2): 239 – 241.

(LIU Qiang, FENG Shuting, ER Lianjie. Novel adaptive sliding mode control scheme of high precision mechanical servo system[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(2): 239 – 241.)

- [6] 富强. 基于定量反馈理论的高性能飞行仿真转台鲁棒控制研究[D]. 北京: 北京航空航天大学, 2004: 84 89.
  (FU Qiang. A research about QFT based robust control of high performance flight simulator[D]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2004: 84 89.)
- [7] LIU J K, HE Y Z. QFT control based on zero phase error compensation for flight simulator[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2007, 18(1): 125 – 131.
- [8] 于金盈. 基于定量反馈理论的液压仿真转台性能分析与试验研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006: 63 65.
  (YU Jinying. Performance analysis and experiment research for hydraulic simulator based on quantitative feecback theory[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2006: 63 65.)
- [9] 方崇智, 萧德云. 过程辨识[M]. 北京: 清华大学出版社, 1988: 39.
   (FANG Chongzhi, XIAO Deyun. *Process Identification*[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1988: 39.)
- [10] WATTON J. Fluid Power Systems[M]. New York: Prentice Hall, 1988: 213 – 214.
- YANIV O. Quantitative Feedback Design of Linear and Nonlinear Control Systems[M]. Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 1999: 73 – 75.
- [12] GEORGE E, 著. 刘君华, 汤晓君, 译. 控制系统设计指南(第三版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2006: 72 75.
  (GEORGE E. *Control System Design Guide*[M]. 3rd ed. Translated by Liu Junhua and Tang Xiaojun. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006: 72 75)

作者简介:

**郭治富** (1981—), 男, 博士研究生, 主要从事液压三轴仿真转

台控制方面的研究, E-mail: zhifuguo@126.com;

**董彦**良 (1973—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为并联六 自由度电液伺服平台;

**赵克定** (1941—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究对象为液压 飞行仿真转台、目标模拟器、六自由度运动模拟台等高精度液压军 用仿真设备.