

## 四随动式线加速度计动态校准装置的研制

张 功, 赵子伦, 杨 硕, 王昱峰, 胡勇翔, 姚小龙

(北京航天计量测试技术研究所, 北京 100076)

**摘要:** 常规振动台因输出幅值有限无法满足线加速度计高  $g$  值下的动态校准, 针对该问题研制出带四随动平台的离心机; 在分析了其工作原理基础上, 从结构及电控两方面介绍了装置研制过程; 结构方面首先介绍了装置轴系设计, 其次以模拟计算出的轴系惯量值及要求转速值为设计输入进行了电机选型计算, 并介绍了测角码盘的配置情况; 电控方面, 以稳速台为例, 采用“空间矢量脉宽调制  $+i_d=0$  控制”方法建立系统模型, 并给出调速模式仿真结果; 以随动台为例, 位置环设计采用复合控制方法, 利用动态误差系数法由“双十指标”推算出前馈控制器参数可行域; 最后通过实验对装置速率精度及平稳性指标、跟随正弦指令的幅值误差及相移指标进行了测试, 结果表明校准装置满足项目指标要求, 系统达到预期控制效果。

**关键词:** 线加速度计; 随动台; 离心机; 校准; 复合控制

## Development of Dynamic Calibrating Device with Four Turntables for Linear Accelerometer

Zhang Gong, Zhao Zilun, Yang Shuo, Wang Yufeng, Hu Yongxiang, Yao Xiaolong

(Beijing Aerospace Institute for Metrology and Measurement Technology, Beijing 100076, China)

**Abstract:** The conventional shaking table can not meet the dynamic calibration of linear accelerometer at high  $g$  value because of its limited output amplitude. To solve the problem, a centrifuge with four servo platforms is developed. Based on the analysis of its working principle, the development process of the device is introduced from the aspects of structure and electronic control. In the aspect of structure, the design of shafting system is introduced firstly. Secondly, the motor type selection calculation is carried out based on the inertia value and requiring speed value of shafting calculated by simulation, and the configuration of angle measuring codes is introduced. In the aspect of control system, taking the steady speed table as an example, the control system model is established by the method of “space vector pulse width modulation  $+i_d=0$  control”, and the simulation results of speed regulation mode are given. Taking the servo turntable as an example, the compound control method is adopted in the design of the position loop, and the feasible region of the parameters of the feedforward controller is deduced from the “double ten indexes” by using the dynamic error coefficient method. Finally, the accuracy of the device's speed accuracy and stationarity index, the amplitude error following the sinusoidal command and the phase shift index are tested by experiments, and the results show that the calibration device meets the project's requirements and the system achieves the expected control effect.

**Keywords:** linear accelerometer; servo turntable; centrifuge; calibration; compound control

## 0 引言

加速度计根据检测对象不同可分为角加速度计与线加速度计。相对于角加速度计, 线加速度计带宽较宽, 可满足高带宽惯性稳定平台的控制。对线加速度计的动态校准, 通常采用振动台实现, 但振动台输出幅值有限, 无法满足大  $g$  值下的动态校准。在常规离心机稳速平台基础上研制的带多个随动平台的离心机可实现线加速度计在大  $g$  值下的动态校准。对该方面研究, 美国电气和电子工程师协会 (IEEE) 推荐的关于线加速度计精密离心机测试规范<sup>[1]</sup>中提到了双转台式离心机 (double turntable centrifuge) 测试方法。国内对线加速度计动态校准研究起步较晚, 主要是航空 304 所、航天 13 所专家学者从事研究并取得一些成

果<sup>[2-5]</sup>。针对某型四随动式离心机的研制需求, 本文从结构、电控两方面进行了介绍并对控制系统进行了建模仿真, 最后通过实验对设备精度进行了测试。

## 1 系统各部分介绍

## 1.1 四随动式离心机工作原理

四随动式离心机如图 1 所示。设稳速台圆盘半径为  $R$ , 四随动台圆形工作台半径均为  $r$  且均匀分布安装在稳速台圆形台面上。随动台回转中心距稳速台回转中心距离为  $l_1$ 。加速度计安装于随动台工作台面, 设其有效质量中心 (effective center of mass (ECM)) 与随动台回转中心之间距离为  $l_2$ 。若稳速台以角速度  $\omega_0$  旋转, 随动台 1 以角速度  $\omega_1$  旋转, 两者旋转方向相同。作用在加速度计输入轴方向<sup>[6]</sup>的加速度  $a$  如式 (1) 所示:

$$a = \omega_0^2 l_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_0) + (\omega_0 + \omega_1)^2 l_2 \quad (1)$$

若加速度计 ECM 与随动台回转中心重合, 即  $l_2=0$ , 则式 (1) 简化为式 (2):

收稿日期: 2019-07-28; 修回日期: 2019-09-20。

作者简介: 张 功(1985-), 男, 山东德州人, 硕士, 工程师, 主要从事惯导测试设备研制及精密测试技术方向的研究。

$$a = \omega_0^2 l_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_0) \quad (2)$$

式中,  $\varphi_0$  为加速度计初始位置, 由式 (2) 可知, 随动式离心机稳速台用来产生加速度信号的幅值, 而随动台用来实现加速度信号的频率及相位。基于这一原理, 线加速度计动态校准装置可模拟产生正弦加速度, 实现加速度计大量程动态校准。

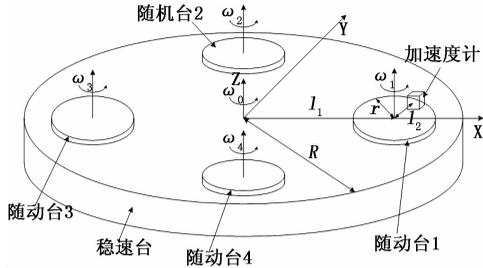


图 1 四随动式离心机示意图

### 1.2 随动式离心机结构系统设计

随动式离心机结构系统由稳速台台体、4 个随动台以及导电滑环等组成, 结构示意如图 2 所示。

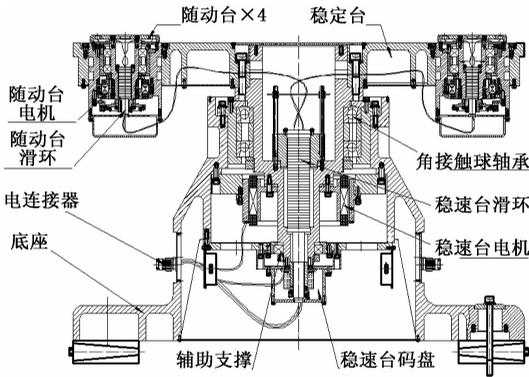


图 2 随动式离心机结构示意图

离心机稳速台及随动台轴系均采用一对背靠背式角接触球轴承作为主支撑并增加一个角接触球轴承作为辅助支撑, 力矩电机处于主支撑与辅助支撑之间, 以保证轴系力矩分布合理且具有良好的刚性。各轴内安装有导电滑环, 轴与轴承座采用精磨工艺, 必要时采用人工研磨的方法使其达到  $2 \sim 5 \mu\text{m}$  的最佳配合间隙。

电机的选择直接影响到装置加速度、速度及频带指标能否实现, 同时影响到各轴系结构设计, 因此电机选择是结构设计需确定的重要工作。离心机稳速台需高速旋转, 故采用了无电刷结构的永磁同步电机提供驱动力矩。相较于其他类型电机, 同步电机采用正弦波驱动, 转矩脉动除齿槽转矩外基本无其他, 电机运转更加平稳。四个随动台需较高的定位精度且从控制简单考虑采用直流有刷力矩电机。

通过建立三维结构模型可知稳速台轴系总转动惯量  $J_1 = 140 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ , 按照角加速度  $a_1 = 100 \text{ }^\circ/\text{s}^2$  计算, 所需驱动力矩  $T_1$  如式 (3) 所示:

$$T_1 = J_1 a_1 = 244.35 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (3)$$

转速方面, 装置最大线加速度要求为  $12 \text{ g}$ , 按照半径  $R = 0.5 \text{ m}$  计算, 则稳速台电机转速需不小于  $147 \text{ rpm}$ 。

单个随动台轴系总转动惯量  $J_2 = 0.12 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。其正弦响应指标要求: 幅值  $A = 0.5^\circ$ , 频率  $f = 10 \text{ Hz}$ , 故其摇摆加速度  $a_2$  幅值大小及所需驱动力矩  $T_2$  如式 (4) 所示:

$$\begin{cases} a_2 = 4\pi^2 f^2 A = 1973.92^\circ/\text{s}^2 \\ T_2 = J_2 a_2 = 4.13 \text{ N} \cdot \text{m} \end{cases} \quad (4)$$

随动台最大转速要求为  $84 \text{ rpm}$ , 考虑留有  $1.2$  倍裕量, 则电机转速至少需  $100 \text{ rpm}$ 。

综上所述, 稳速轴选用某电机厂 320LWX09 型永磁同步电机, 4 个随动轴选用 J160LYX0313 型直流有刷力矩电机。主要参数如表 1 所示。

表 1 电机主要参数

稳速台电机		随动台电机	
参数项	数值	参数项	数值
峰值堵转力矩/(N·m)	365	峰值堵转力矩/(N·m)	12.3
峰值堵转电流/A	35	峰值堵转电流/A	6
连续堵转力矩/(N·m)	122	连续堵转力矩/(N·m)	4.35
连续堵转电流/A	11	连续堵转电流/A	2
电枢线一线电阻/ $\Omega$	2.22	电枢线一线电阻/ $\Omega$	4.63
电枢线一线电感/mH	7.44	电枢线一线电感/mH	7.27
转动惯量/( $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ )	0.3	峰值堵转电压/V	60
级数	22	60V 空载转速/rpm	265

位置反馈方面, 稳速台采用海德汉公司 ERN180 型一体式光电码盘, 其光栅刻线达  $5000$  线, 输出为两路峰峰值为  $1 \text{ V}$  的正余弦模拟信号。测角计数卡采用 IK220 型产品, 此款产品具有很高的模拟信号电子细分倍数和准确度, 也具有很高的实时性和同步采集性, 可用于角度/位移细分数据采[7], 可采集的码盘信号类型包括 ENDAT、SSI、 $1 \text{ Vpp}$  和  $11 \mu\text{A}$ , 电子细分高达  $4096$  倍, 可实现角秒级的测量精度。随动台采用雷尼绍公司 RESM20 型圆光栅测角系统, 该型光栅柱面上直接刻有栅距为  $20 \mu\text{m}$  的刻线, 并具有光学参考零位。光栅环外径选为  $115 \text{ mm}$ , 整圈刻线数高达  $18000$  线, 配合控制系统后可实现非常高的定位精度。

### 1.3 随动式离心机控制系统设计

装置控制软件采用基于 Windows 人机交互模块 + RTX (real-time extension) 实时控制核心的协同工作模式。Windows 人机交互模块与 RTX 实时控制核心共享一个硬件平台, 其中人机交互模块主要用于为用户提供友好的界面、发送/接收控制指令、监测运行状态及数据存储等。RTX 实时控制软件功能包括响应人机交互模块的各种指令、在一个标准中断周期 (通常为  $1 \text{ ms}$ ) 完成码盘数据采集及误差补偿并将该值发送给上位机、根据控制律计算实时控制量并通过 DA 转换和校正电路向功放发送控制信号, 整个系统属于典型的高精度伺服控制系统。

算法方面, 以稳速台为例, 对同步电机的研究多采用矢量控制理论, 其中以“空间矢量脉宽调制 (space vector

pulse width modulation (SVPWM) +  $i_d=0$  控制”最为典型, 其原理如图 3 所示。

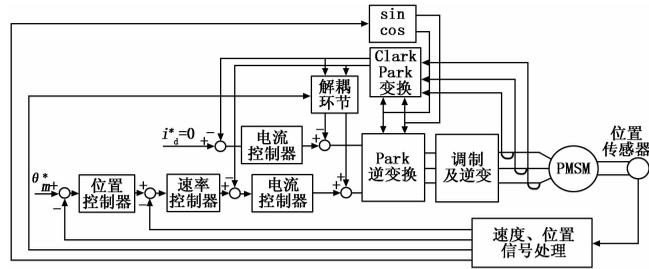


图 3 “SVPWM+ $i_d=0$  控制”系统结构图

交流电机输入三相正弦电流目的是在电机空间形成圆形旋转磁场从而产生恒定电磁转矩。可证明, 电机旋转磁场的运动轨迹问题可转化为合成空间电压矢量运动轨迹问题, 故 SVPWM 技术就是把逆变器和电机视为一体, 按照跟踪圆形旋转磁场的目的来控制逆变电路。也就是说, 逆变电路功率器件的开关时刻决定于三相输出合成电压矢量符合电机磁通轨迹为圆这一要求, 在此要求下通过器件规律性开关动作对母线电压进行调制产生不同的电压矢量, 控制实际输出的磁链矢量, 使其轨迹逼近圆形。

以典型的三相六拍电压型逆变电路为例。其包含 6 个功率开关管, 电机相电压大小取决于 3 个桥臂的开关状态, 规定: 同一桥臂同时只能有一个处于导通。根据桥臂的导通规则可得到 8 组相电压。在三相坐标系下每组相电压矢量合成后可获得一组矢量和及对应相位角, 这 8 个矢量和为基本电压空间矢量, 包含 6 个非零矢量及 2 个零矢量。6 个非零电压矢量把复平面空间划分为 6 个扇区。根据矢量合成原理可知, 位于复平面任一扇区的电压矢量均可由其相邻的两个基本矢量合成, 只要能算出这两个基本电压矢量的作用时间, 便可计算出相应的脉冲宽度, 从而实现电机的控制, 具体实现方法可参见文献 [8] 中介绍。

电流环及速度环均采用比例-积分控制器。以  $q$  轴为例, 解耦后电流环简化如图 4 所示。

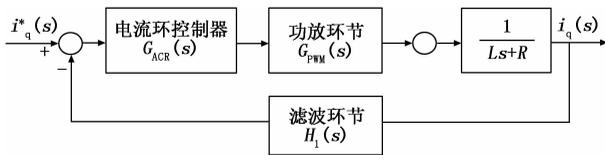


图 4 电流环示意图

电流环为内环, 考虑到需要快速响应及较宽频带, 故设计为典型 I 型环节并按“二阶最佳系统”法计算控制器参数<sup>[9]</sup>, 如式 (5) 所示:

$$\begin{cases} k_{ci} = \frac{R}{2t_p k_{pwm}} \\ k_{cp} = t_p k_{ci} \\ t_e = \frac{L}{R} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $k_{ci}$ 、 $k_{cp}$  分别为电流环积分及比例系数;  $t_p$  为电流环采样

及处理时间;  $t_e$  为电枢电磁时间常数;  $k_{pwm}$  为功率放大系数。

速度环简化如图 5 所示。速度环作用是增强系统抗扰动能力抑制转速波动, 故将速度环校正成典型 II 型系统并选中频宽  $h=5$  计算控制器参数, 如式 (6) 所示。

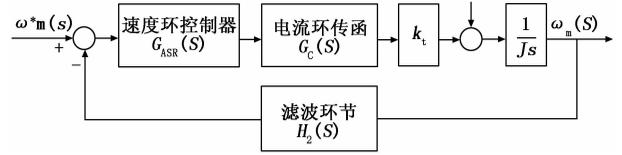


图 5 速度环示意图

$$\begin{cases} k_{sp} = k_{si} h t_{\Sigma} \\ k_{si} = \frac{J(h+1)}{2h^2 T_{\Sigma}^2 k_t} \\ t_{\Sigma} = 2t_p + t_{on} \end{cases} \quad (6)$$

图 5 中,  $\omega_m^*$  为指令机械转速,  $\omega_m$  为输出机械转速。式 (6) 中,  $k_{sp}$ 、 $k_{si}$  为速度环比例及积分系数;  $J$  为系统转动惯量;  $k_t$  为电机电力矩系数;  $t_{on}$  为反馈滤波时间系数。

#### 1.4 随动台位置环复合控制器设计

对随动台, 除应具备良好定位精度外, 通常对其动态性能也有所要求, 要求转台能在较宽频率范围内响应正弦激励信号。该项功能常用“双十指标”来评价, 即对一定范围角频率, 控制系统输出幅值变化  $\Delta A$  及相移变化  $\varphi$  须满足:  $|\frac{\Delta A}{A}| \leq 10\%$ 、 $|\varphi| \leq 10^\circ$ 。多环路控制模式一个缺点就是随着环路增加对输入信号的响应变慢, 特别对位置伺服输入时变跟随指令其动态误差有时难以接受。实践证明该问题可通过增加前馈环节, 采用复合控制方法予以弥补, 复合控制如图 6 所示。

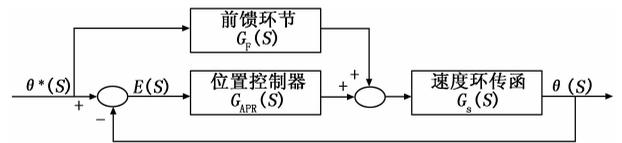


图 6 位置环复合控制框图

设输入正弦指令信号  $\theta^*(t) = A \sin(\omega t)$ , 输出信号  $\theta(t) = A' \sin(\omega t + \varphi)$ 。按照前述“双十指标”定义有:

$$\begin{cases} 0.9 \leq \frac{A'}{A} \leq 1.1 \\ -10^\circ \leq \varphi \leq 10^\circ \end{cases} \quad (7)$$

时域下输入输出间的误差  $E(t)$ <sup>[10]</sup> 如式 (8) 所示:

$$\begin{cases} E(t) = A \sin(\omega t) - A' \sin(\omega t + \varphi) = \\ A \sqrt{1 - 2(\frac{A'}{A}) \cos \varphi + (\frac{A'}{A})^2} \sin(\omega t + \gamma) \\ \gamma = \arctan(\frac{\frac{A'}{A} \sin \varphi}{1 - \frac{A'}{A} \cos \varphi}) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\gamma$  角为中间计算量。由图 6 可知, 系统误差传递函数如式 (9) 所示:

$$\Phi_E(s) = \frac{E(s)}{\theta^*(s)} = \frac{1 - G_F(s)G_s(s)}{1 + G_{APR}(s)G_s(s)} \quad (9)$$

通常  $\Phi_E(s)$  在坐标原点无极点, 可展开成升幂级数形式<sup>[11]</sup>, 即:

$$\Phi_E(s) = c_0 + c_1s + c_2s^2 + \dots + c_ns^n \quad (10)$$

将输入量变换成原函数得系统动态误差如式 (11) 所示:

$$E(t) = c_0\theta^*(t) + c_1 \frac{d\theta^*(t)}{dt} + \dots + c_n \frac{d^n\theta^*(t)}{dt^n} \quad (11)$$

其中:  $c_0, c_1 \dots c_n$  为动态误差系数, 为计算系数方便将  $\Phi_E(s)$  改写为如下形式:

$$\Phi_E(s) = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_ms^m}{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_ms^m} \quad (12)$$

则误差系数计算如式 (13) 所示:

$$\begin{cases} c_0 = \lim_{s \rightarrow 0} [\Phi_E(s)] = \frac{b_0}{a_0} \\ c_1 = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s} [\Phi_E(s) - c_0] = \frac{b_1 - a_1c_0}{a_0} \\ c_2 = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2} [\Phi_E(s) - c_0 - c_1s] = \frac{b_2 - a_2c_0 - a_1c_1}{a_0} \\ \vdots \\ c_n = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^n} [\Phi_E(s) - \sum_{k=0}^{n-1} c_k s^k] = \frac{1}{a_0} [b_n - \sum_{k=0}^{n-1} c_k a_{n-k}] \end{cases} \quad (13)$$

当全部误差系数为零时, 系统可实现零误差跟随, 但实际上不可能全部系数都为零。应根据对系统误差的要求确定所设计前馈环节的基本参数, 本系统中前馈通道设计为二阶微分环节, 即  $G_F(s) = \lambda_1s + \lambda_2s^2$ 。位置控制器设计为比例环节, 即  $G_{APR}(s) = k_{pp}$ 。通常  $G_s(s)$  的阶次较高而高阶项的系数非常小, 大部分文献将其简化处理, 但也可借助 Simulink 下的 Control Design 工具获得。系统输入正弦跟随指令  $\theta^*(t) = A\sin(\omega t)$  代入式 (11) 得式 (14):

$$E(t) = A[(c_0 - c_2\omega^2 + c_4\omega^4 - \dots)\sin(\omega t) + (c_1\omega - c_3\omega^3 + \dots)\cos(\omega t)] \quad (14)$$

工程实际中, 可忽略输入量的高次微分项<sup>[12]</sup>且根据动态仿真实验的特点, 转台产生角加加速度及其以上的情况是不存在的<sup>[13]</sup>, 故简化后  $E(t)$  的幅值及相移如式 (15) 所示。

$$\begin{cases} |E(t)| = A \sqrt{(c_0 - c_2\omega^2)^2 + (c_1\omega)^2} \\ \gamma = \arctan\left(\frac{c_1\omega}{c_0 - c_2\omega^2}\right) \end{cases} \quad (15)$$

结合式 (8) 及式 (15) 可得:

$$\begin{cases} 1 - 2\left(\frac{A'}{A}\right)\cos\varphi + \left(\frac{A'}{A}\right)^2 = (c_0 - c_2\omega^2)^2 + (c_1\omega)^2 \\ \frac{A'}{A}\sin\varphi = \frac{c_1\omega}{c_0 - c_2\omega^2} \end{cases} \quad (16)$$

经计算可得:

$$\begin{cases} \frac{A'}{A}\sin\varphi = c_1\omega \\ 1 - \left(\frac{A'}{A}\right)\cos\varphi = c_0 - c_2\omega^2 \end{cases} \quad (17)$$

将  $G_{APR}, G_s$  及  $G_F$  代入式 (9) 化简为式 (12) 形式并根据式 (13) 计算可得:

$$\begin{cases} c_0 = 0 \\ c_1 = \frac{1 - \lambda_1}{k_{pp}} \\ c_2 = \frac{\lambda_1 - 1}{k_{pp}^2} - \frac{\lambda_2}{k_{pp}} \end{cases} \quad (18)$$

将上式代入式 (17) 可得:

$$\begin{cases} \lambda_1 = 1 - \frac{k_{pp}}{\omega} \left(\frac{A'}{A}\right)\sin\varphi \\ \lambda_2 = \frac{\lambda_1 - 1}{k_{pp}} - \frac{k_{pp}}{\omega^2} \left[\left(\frac{A'}{A}\right)\cos\varphi - 1\right] \end{cases} \quad (19)$$

式 (19) 中,  $k_{pp}$  的取值范围可通过对闭环传函特征方程实施劳斯稳定判据获得,  $\omega$  为已知量, 结合式 (7) 约束条件便可推算出“双十指标”下前馈环节参数  $\lambda_1, \lambda_2$  的可行域, 通过合理计算选取前馈环节系数便可实现系统高精度跟随。

### 2 仿真结果

稳速台控制系统 Simulink 模型如附图 7 所示, 设定指令机械转速  $\omega_m^* = 5 \text{ rad/s}$ ,  $T_L = 5.2 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 作用时刻为 0.2 s, 仿真得各变量稳态响应如图 8 所示。由图中所示变量可看出, 计算得到的控制器使控制回路运行稳定可靠, 输出达到了预期。随动台系统动态指标要求: 峰峰值  $1^\circ$ , 频带 10 Hz。输入  $0.5^\circ 10 \text{ Hz}$  正弦指令, 在有无前馈两种情况下, 系统输出对比如图 9 所示, 增加前馈校正环节后, 系统动态输出误差幅值与相移均较未增加时明显减小。

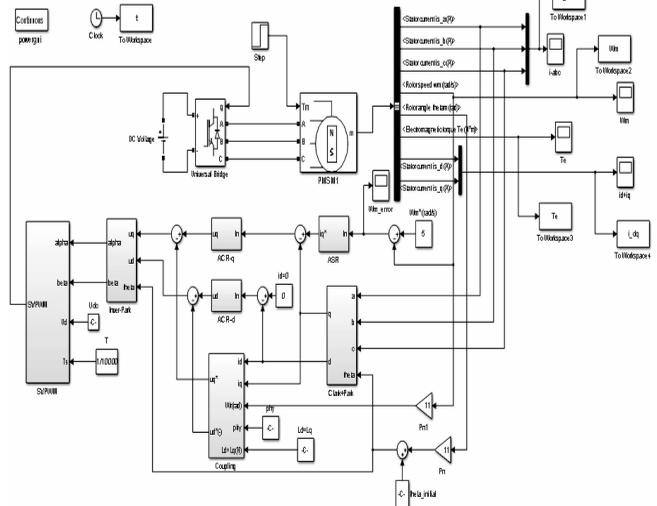


图 7 稳速台控制系统 Simulink 模型

### 3 相关项实验测试结果

四随动式离心机实物如图 10 所示。

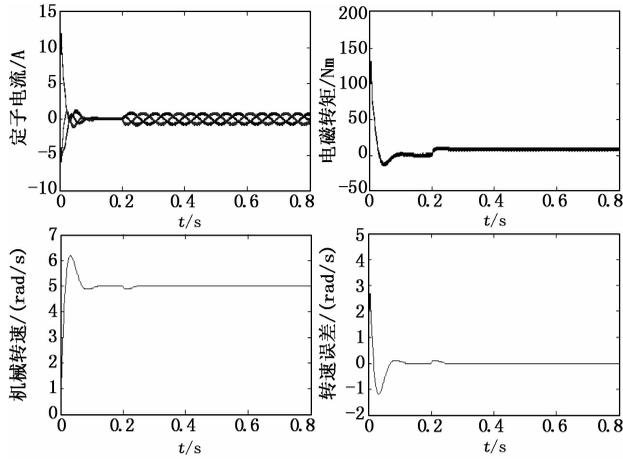


图 8 稳态下定子三相电流、电磁转矩、转速及转速误差波形

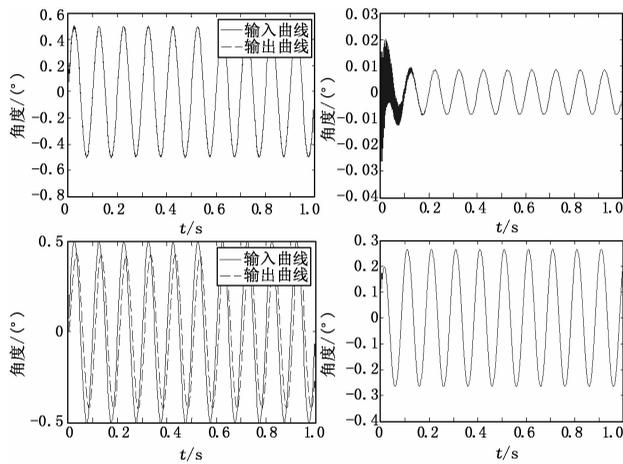


图 9 随动台系统有无前馈下正弦激励仿真对比



图 10 四随动式离心机

表 2 为稳速轴速率精度及平稳性测试结果, 表 3 为随动台 1 输入幅值  $0.5^\circ$  频带 10 Hz 正弦指令的输出结果。由表 3 可知, 10 Hz 内幅值及相移均满足双十要求。

表 2 稳速台速率精度及平稳性测试结果

速率/( $^\circ$ /s)	精度	平稳性	速率/( $^\circ$ /s)	精度	平稳性
80.214	$5 \times 10^{-6}$	$3 \times 10^{-6}$	567.199	$6 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$
138.935	$5 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$	671.119	$5 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$
212.227	$5 \times 10^{-6}$	$3 \times 10^{-6}$	760.978	$5 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$
253.659	$5 \times 10^{-6}$	$1 \times 10^{-6}$	802.141	$5 \times 10^{-6}$	$1 \times 10^{-6}$
439.351	$5 \times 10^{-6}$	$1 \times 10^{-6}$	878.701	$5 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$

表 3 随动台 1 频率响应测试结果

频率/Hz	幅值误差/%	相移/( $^\circ$ )	频率/Hz	幅值误差/%	相移/( $^\circ$ )
1	7.4	4.20	6	7.7	4.39
2	8.1	4.33	7	8.0	4.61
3	8.1	3.94	8	8.6	4.90
4	7.8	3.98	9	9.5	5.28
5	7.5	4.24	10	9.6	5.72

结合其他相关参数测试, 最终校准装置  $g$  值合成不确定度为  $1 \times 10^{-5}$ , 满足了  $5.52 \times 10^{-5}$  的要求。

#### 4 结束语

本文对某型四随动式离心机研制过程进行了阐述, 着重介绍了结构及电控设计, 并给出了相关仿真结果及实测数据, 对加速计等惯性器件校准装置的研制具有一定工程参考价值。

#### 参考文献:

- [1] IEEE Aerospace and Electronic System Society. IEEE recommended practice for precision centrifuge testing of linear accelerometers: IEEE Std 836 - 2009 [S]. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2009: 74.
- [2] Guan W, Meng X F, Dong X M. Testing transverse sensitivity of linear single-axis pendulous accelerometer with double turntable centrifuge [J]. MAPAN—Journal of Metrology Society of India, 2016, 31 (1): 69 - 74.
- [3] 徐 永, 董青华, 贺忠江, 等. 加速度计动态校准装置的研究 [J]. 计测技术, 2007, 27 (2): 19 - 21.
- [4] 廖建平, 常 欢, 田 阳, 等. 基于双离心机的线加速度计动态校准 [J]. 测试技术学报, 2009, 23 (4): 283 - 287.
- [5] 熊 磊, 贺忠江, 余 臻. 基于双离心机的加速度计动态校准装置 [J]. 测控技术, 2016, 35 (1): 134 - 137.
- [6] 全国惯性技术计量技术委员会. 双离心机法线加速度计动态特性校准规范: JJF 1426 - 2013 [S]. 北京: 中国质检出版社, 2013: 8.
- [7] 张新磊, 高 扬, 刘亚辰, 等. 角度/直线编码器实时数据采集方法的研究 [J]. 宇航计测技术, 2013, 33 (2): 27 - 31.
- [8] 谢 卫. 电力电子与交流传动系统仿真 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [9] 徐向波, 房建成, 杨莲慧. 控制力矩陀螺框架系统高精度复合控制研究 [J]. 载人航天, 2012, 18 (5): 20 - 22.
- [10] 杨黎都, 王立冬, 傅亦源, 等. 转台动态精度模型建立方法研究 [J]. 电子测量技术, 2012, 35 (8): 46 - 47.
- [11] 秦继荣, 沈安俊. 现代直流伺服控制技术及其系统设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [12] 吴学文. 舰载雷达稳定平台复合控制 [J]. 雷达与对抗, 1994, 1 (1): 42 - 43.
- [13] 杨黎都, 高向东, 郑 星, 等. 射频仿真系统三轴模拟转台动态误差分析 [J]. 电讯技术, 2012, 52 (7): 1199 - 1200.