

# 多轴同步系统模糊补偿虚拟主轴偏差耦合控制<sup>\*</sup>

田 昊, 宋玉宝, 曹清媛, 刘晓林

(中国空气动力研究与发展中心 低速空气动力研究所, 四川 绵阳 621000)

**摘 要:** 在多轴同步系统中, 同步控制的目标包括降低同步误差, 减小跟踪误差。针对普通偏差耦合控制在实际应用中的问题, 对其结构进行改进。该结构通过引入虚拟主轴, 虚拟主轴在参考各轴反馈转速的同时, 同步完成各轴转速给定补偿, 优化了同步控制性能, 简化了转速补偿结构。然后, 通过结合模糊补偿, 可自适应修正控制参数。最后, 通过机构运动进行了试验验证, 试验结果表明该控制方法相对传统偏差耦合控制结构, 在简化系统结构的同时, 可进一步提高同步控制性能, 在存在负载扰动的运行工况下, 可有效降低跟踪误差。该方法也为相关领域的同步控制提供了参考。

**关键词:** 多轴同步; 模糊补偿; 偏差耦合; 虚拟主轴

中图分类号: TP273 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)07-0014-08

doi: 10.12177/emca.2022.044

## Relative Coupling Control by Virtual Master Axis with Fuzzy Compensation of Moulti-Axis Synchronous System<sup>\*</sup>

TIAN Hao, SONG Yubao, CAO Qingyuan, LIU Xiaolin

(Low Speed Aerodynamics Institute, China Aerodynamics Research and Development Center, Mianyang 621000, China)

**Abstract:** In the multi-axis synchronous system, the main objective of synchronous control is to reduce the synchronous error and tracking error. Firstly, to solve the problem of traditional relative coupling control in practice, an improved relative coupling control structure is proposed. The virtual master axis is added in the structure. While referring to the feedback speed of each axis, the virtual master axis synchronously completes the given compensation of the speed of each axis. The synchronous control performance is optimized and the speed compensation structure is simplified. Secondly, combined with the fuzzy compensation, the adaptive correction of control parameters is realized. Finally, the experiment of the mechanism is carried out. The results show that, compared with traditional relative coupling control structure, the proposed control method can simplify system structure and improve synchronous performance, and the tracking error can be reduced obviously in the load disturbance circumstance. The proposed method provide a reference value in the synchronous system.

**Key words:** multi-axis synchronousness; fuzzy compensation; relative coupling; virtual master axis

## 0 引 言

多轴同步系统广泛地应用于现代工业控制领

域<sup>[1]</sup>, 现代工业的发展对系统的同步控制精度和跟踪性能均提出了较高的要求<sup>[2]</sup>。多轴同步控制一般分为主令控制、主从控制和耦合控制<sup>[3]</sup>。其中前

收稿日期: 2022-03-29; 收到修改稿日期: 2022-05-22

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(51905532)

作者简介: 田 昊(1982—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为机电控制。

宋玉宝(1989—), 男, 博士, 助理研究员, 研究方向为振动控制。

曹清媛(1994—), 女, 硕士, 助理工程师, 研究方向为机械结构。

两者属于非耦合控制,运动过程中没有在轴与轴之间建立耦合关系,存在较大的同步误差<sup>[4]</sup>。

Koren<sup>[5]</sup>提出了交叉耦合控制结构,较好地解决了双轴同步运动耦合问题。但交叉耦合控制结构不适用于多轴耦合控制<sup>[6]</sup>,为此,Perez-Pinal等<sup>[7-8]</sup>提出了偏差耦合同步控制结构。这种同步结构既利用了交叉耦合双轴之间同步精度高的优点,又克服了交叉耦合结构不适用于多轴工况的缺点。但是,当轴间转动惯量差异较大时,也存在起动过程中同步误差较大的问题,且当控制轴较多时,系统运算量将急剧增大<sup>[9]</sup>。

针对偏差耦合同步控制运算量大的问题,文献[10-11]提出了相邻偏差耦合同步控制,该控制方法只针对各相邻轴进行同步控制,能极大减小系统计算量。但该类控制方法对于运动轴存在调整的应用情况,如风洞试验模型支撑方式的调整,每次必须重新建立各个调整轴与其相邻运动轴之间的运动关系,从而难以满足实际应用需求。文献[12]提出了采用虚拟电机的偏差耦合结构,对各个电机与虚拟电机之间求转速差,提高了多电机间的同步性能,具有一定的参考意义。但该方法对负载突变工况下减小跟踪误差作用有限,在风洞吹风试验过程中负载处于变化状态下的实

用性受到限制。

因此,本文采用了一种改进型偏差耦合控制结构。通过建立虚拟主轴,将所有运动轴与虚拟轴转速差作为虚拟轴同步补偿器的输入,单轴与虚拟轴的转速差作为单轴同步补偿器的输入。该结构在减小起动过程中同步误差的同时简化了单轴补偿器的结构,减少了轴调整过程中系统的运算量。在此基础上,通过结合模糊补偿控制策略,对控制参数进行自适应修正来满足负载扰动过程中对跟踪精度的要求。并以某风洞多轴运动机构为对象进行了试验,对该控制结构和方法的有效性进行了检验。

## 1 改进型偏差耦合结构

图1为虚拟主轴偏差耦合结构,其中: $\omega_{\text{ref}}$ 为系统给定转速, $\omega_i$ 为第*i*个轴的实际转速, $\omega_{\text{vir}}$ 为虚拟轴的转速, $k_i$ 为第*i*个轴和虚拟轴的耦合比例系数, $e_i$ 为第*i*个轴的跟踪误差和其对对应转速补偿器输出之和, $e_{\text{vir}}$ 为虚拟轴的跟踪误差和其对对应补偿器输出之和, $u_i$ 为第*i*个轴的控制器输出, $u_{\text{vir}}$ 为虚拟轴的控制器输出, $T_{ei}$ 为第*i*轴的给定力矩, $T_{Li}$ 为第*i*轴负载力矩, $T_{\text{evir}}$ 为虚拟轴的给定力矩。

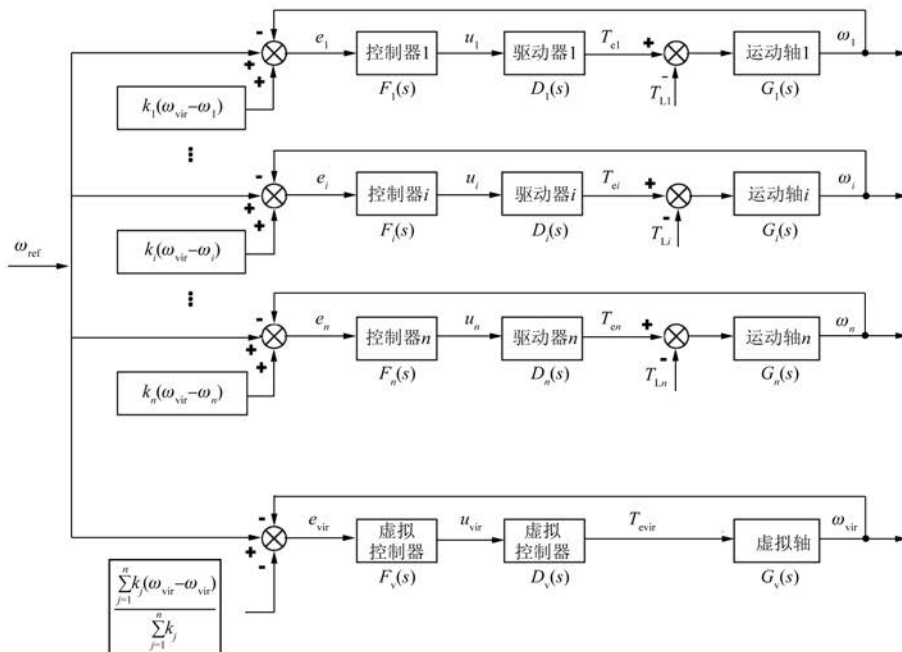


图1 虚拟主轴偏差耦合结构

从图 1 中可以看出,单轴控制输入  $e_i$  包括了单轴速度跟踪误差和转速补偿器输出的补偿量,其中转速同步补偿器包含轴自身与虚拟轴的转速差。由于虚拟轴同步补偿器包括所有轴与虚拟轴的差量,各轴通过转速补偿器与虚拟轴转速关联,从而与其他轴转速关联,同时实现跟踪误差与同步误差补偿功能。

假定系统有  $n$  个轴,则所有转速同步补偿器对应的转速差数为  $2n$ ,与相邻偏差耦合控制一致,相对于传统偏差耦合结构  $n(n-1)$  的转速差数,当  $n>3$  时,可得  $2n < n(n-1)$ ,且当  $n$  较大时,  $2n \ll n(n-1)$ 。因此,虚拟主轴偏差耦合控制结构数学模型更为简单,计算量更小。当系统运动轴调整时,其他无关轴的同步补偿器无须变动,只需对参与调整的轴和虚拟轴同步补偿器进行变动即可。假定调整轴数目为  $n$ ,调整量为  $n+1$ ,小于相邻偏差耦合控制  $3n$  的调整量,因此轴调整过程中系统的运算量得以减少,系统灵活性更好。

各轴起动过程中因转速限幅的作用,各轴转速输出可能会达到饱和状态,传统偏差耦合控制转速补偿此时将处于失效状态。当各轴转动惯量差别较大时,将产生较大的转速同步误差。通过引入虚拟主轴,选取合适的虚拟转动惯量,利用转速同步补偿器减小控制器转速给定,避免饱和状态,可以减小起动过程中的同步误差。

## 2 转速补偿器

从图 1 可以看出,各轴转速同步补偿由耦合比例系数  $k_i$  和虚拟轴的转速  $\omega_{vir}$  确定。

### 2.1 电机传递模型

根据电机电枢回路电压平衡方程、电磁转矩方程及电机转子转矩平衡方程<sup>[13]</sup>,有:

$$\begin{cases} u_a(t) = L_a \frac{di_a(t)}{dt} + R_a i_a(t) + C_e \frac{d\theta_m(t)}{dt} \\ M_m(t) = C_m i_a(t) \\ M_m(t) = J_m \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + f_m \frac{d\theta_m(t)}{dt} + M_c(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_a(t)$  为电机电枢电压;  $L_a$ 、 $R_a$  为电枢电感和电阻;  $C_e$  为反电动势系数;  $i_a(t)$  为电枢电流;  $\theta_m(t)$  为电机转子角位移;  $M_m(t)$  为电机转矩;  $C_m$

为电机转矩系数;  $J_m$  为电机和传动机构折合到电机轴上的转动惯量;  $f_m$  为电机和负载折合到电机轴上的摩擦系数;  $M_c(t)$  为负载转矩。

忽略电枢电感  $L_a$  和电机轴摩擦  $f_m$ ,将式(1)联立求解可得:

$$\frac{R_a J_m}{C_m C_e} \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + \frac{d\theta_m(t)}{dt} = \frac{u_a(t)}{C_e} - \frac{R_a}{C_m C_e} M_c(t) \quad (2)$$

根据:

$$\omega_d(t) = \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (3)$$

式中:  $\omega_d(t)$  为电机的实际转速。

将式(3)代入式(2)可得:

$$\frac{R_a J_m}{C_m C_e} \frac{d\omega_d(t)}{dt} + \omega_d(t) = \frac{u_a(t)}{C_e} - \frac{R_a}{C_m C_e} M_c(t) \quad (4)$$

将式(4)进行拉普拉斯变换得:

$$\omega_d(s) = \frac{C_m u_a(s) - R_a M_c(s)}{R_a J_m s + C_m C_e} \quad (5)$$

根据式(5)得到电机速度与电枢电压和转动惯量之间的传递关系。同时根据电机电枢电压与电机给定转速  $\omega_{dg}(t)$  之间近似关系:

$$u_a(t) = C_e \omega_{dg}(t) \quad (6)$$

可将式(6)转换为

$$\omega_d(s) = \frac{C_m C_e \omega_{dg}(s) - R_a M_c(s)}{R_a J_m s + C_m C_e} \quad (7)$$

由此得到电机输出转速与电机给定转速之间的传递关系。假定机构与电机之间为线性传动关系,传动比为  $X$ ,则式(7)可转换为

$$\omega(s) = \frac{C_m C_e \omega_{ref}(s) - \frac{R_a M_c(s)}{X}}{R_a J_m s + C_m C_e} \quad (8)$$

由此得到各轴实际转速与系统给定转速之间的开环传递关系。

### 2.2 耦合比例系数

从各轴实际转速与系统给定转速之间的开环传递关系可以看出,各轴速度响应与自身转动惯量  $J_m$  相关。如果轴间转动惯量差别较大,在起动过程中,轴与轴之间会出现较大的同步误差。为实现各轴速度同步响应,各轴偏差补偿耦合系数应参照自身转动惯量值确定。为保证各轴转速同步补偿的协调性,可以对各轴耦合系数进行归一

化处理<sup>[14]</sup>。选取转动惯量最大的轴(轴 $k$ )作为参考轴,将其余各轴的转动惯量和参考轴的转动惯量进行比运算,从而完成各轴耦合比例系数 $k_i$ 的归一化确定:

$$k_i = \frac{J_i}{J_k}, i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (9)$$

式中: $J_i$ 为第 $i$ 轴转动惯量; $J_k$ 为第 $k$ 轴的转动惯量。

通过前文分析,为保证起动过程中的同步性能,应利用转速同步补偿器减小控制器转速给定。从图1可以看出,转速补偿应为负补偿,即 $\omega_{\text{vir}} < \omega_i$ 。因此,应增大虚拟轴的转动惯量 $J_{\text{vir}}$ , $J_{\text{vir}}$ 取系统中转动惯量最大轴的惯量值,即 $J_{\text{vir}} = J_k$ 。

### 2.3 虚拟轴速度传递函数

根据图1,虚拟轴的转速为

$$\omega_{\text{vir}} = \frac{F_v D_v G_v}{1 + 2F_v D_v G_v} \omega_{\text{ref}} + \frac{F_v D_v G_v \sum_{j=1}^n k_j \omega_j}{(1 + 2F_v D_v G_v) \sum_{j=1}^n k_j} \quad (10)$$

对于虚拟轴,其转动惯量参照系统中转动惯量最大轴的惯量值 $J_k$ ,因此其他参数应与对应轴保持一致。根据图1可确定其开环传递函数 $H(s)$ :

$$H(s) = F_v D_v G_v \quad (11)$$

虚拟轴的转速可简化为

$$\omega_{\text{vir}} = \frac{H(s)}{1 + 2H(s)} \omega_{\text{ref}} + \frac{H(s) \sum_{j=1}^n k_j \omega_j}{[1 + 2H(s)] \sum_{j=1}^n k_j} \quad (12)$$

根据式(12)得到虚拟主轴速度关系传递函数。同时由式(12)可以看出各轴速度变化对虚拟轴转速 $\omega_{\text{vir}}$ 的影响。

## 3 基于模糊补偿的偏差补偿控制

根据以上结构及关系确定的补偿方法,虽然简化了单轴补偿器模型,优化了起动时的同步性能。但因为各轴控制参数固定,难以适应各种负载不确定,负载变化较大的应用工况,也存在鲁棒性较差的问题。对此,在基于虚拟主轴的改进型偏差耦合结构的基础上,采用基于模糊补偿的速

度补偿控制器来调整控制系数,以保证在负载变化情况下的同步跟踪性能。

### 3.1 模糊补偿控制结构

综合考虑系统控制性能及模糊推理运算工作量的大小,采用二维模糊补偿控制器<sup>[15]</sup>。图2为模糊补偿控制器结构图。模糊补偿器采用跟踪误差和转速同步补偿器输出之和 $e$ 作为偏差输入量,并同时以偏差变化率 $ec$ 作为输入量。当系统负载变化时, $e$ 和 $ec$ 将发生变化。补偿器根据输入量的大小来调整控制器的PI参数,改变二者的变化量 $\Delta K_p$ 和 $\Delta K_i$ ,从而满足同步控制性能要求。

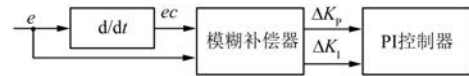


图2 模糊补偿控制器结构图

### 3.2 隶属度函数的选取

模糊补偿器的输入变量分别是 $e$ 和 $ec$ ,输出变量分别为 $\Delta K_p$ 和 $\Delta K_i$ ,则输入输出变量的物理论域可分别设为 $[-e_{\text{max}}, e_{\text{max}}]$ 、 $[-ec_{\text{max}}, ec_{\text{max}}]$ 、 $[-\Delta K_{p\text{max}}, \Delta K_{p\text{max}}]$ 和 $[-\Delta K_{i\text{max}}, \Delta K_{i\text{max}}]$ 。

设定输入输出4个变量的模糊论域皆为 $[-L_{\text{max}}, L_{\text{max}}]$ ,则可确定量化因子 $K_e$ 、 $K_{ec}$ 、 $K_{\Delta K_p}$ 和 $K_{\Delta K_i}$ 分别为 $L_{\text{max}}/e_{\text{max}}$ 、 $L_{\text{max}}/ec_{\text{max}}$ 、 $L_{\text{max}}/\Delta K_{p\text{max}}$ 和 $L_{\text{max}}/\Delta K_{i\text{max}}$ 。

将4个输入输出变量的模糊论域按照{BN、MN、SN、Z、SP、MP、BP}7个模糊子集划分,分别对应{负大、负中、负小、零、正小、正中、正大}7个语言变量。为保证系统具有较好的鲁棒性,隶属度函数的选取需跟随误差变化进行调整,即随着误差的增大,应逐步降低隶属度函数的分辨率。输入论域中误差最大的2个模糊子集分别是BP和BN,此位置可选取分辨率较低的高斯函数作为其隶属度函数。函数式为

$$\mu(x) = e^{-\frac{(x-e)^2}{2\delta^2}} \quad (13)$$

式中: $e$ 为函数中心的位置; $\delta$ 为函数的宽度。

输入论域其余位置以及输出论域的隶属度函数可选择分辨率高的三角形函数,函数方程为

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \end{cases} \quad (14)$$

式中: $a$  为隶属度函数的下边界; $b$  为隶属度函数的中心; $c$  为隶属度函数的上边界。

图 3 为隶属度函数的分布图。

3.3 模糊补偿规则及解模糊方法

根据前期系统相关运行控制经验,找出模糊化输入量  $e$  和  $ec$  与控制器输出量的模糊关系,据此用于指导  $e$  和  $ec$  与控制器参数的模糊关系,最终得到  $e$  和  $ec$  与  $\Delta K_p$  和  $\Delta K_i$  的模糊控制规则如表 1 所示。

解模糊方法用于将模糊量转化为  $\Delta K_p$ 、 $\Delta K_i$  的精确值,一般需考虑隶属度函数和模糊关系规

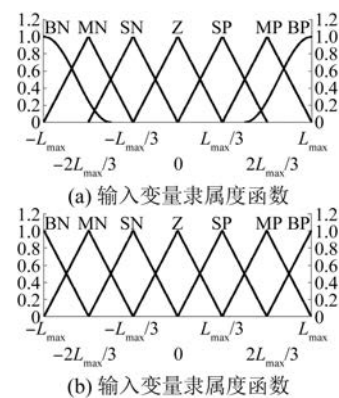


图 3 输入输出变量隶属度函数分布

表 1 模糊控制规则表

| $\Delta K_p/\Delta K_i$ | $e$ |       |       |       |       |       |       |       |
|-------------------------|-----|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
|                         | BN  | MN    | SN    | Z     | SP    | MP    | BP    |       |
| $ec$                    | BN  | BP/BN | BP/BN | MP/MN | SN/MN | SN/SN | Z/SN  | MP/Z  |
|                         | MN  | BP/BN | BP/MN | SP/SN | SN/SN | Z/Z   | SP/Z  | MP/SP |
|                         | SN  | BP/SN | MP/SP | Z/MP  | Z/BP  | Z/BP  | SP/BP | BP/MP |
|                         | Z   | BP/SP | MP/MP | Z/BP  | Z/BP  | Z/MP  | MP/SP | BP/SN |
|                         | SP  | BP/MP | SP/BP | Z/BP  | Z/BP  | Z/BP  | MP/SP | BP/SN |
|                         | MP  | MP/SP | SP/Z  | Z/Z   | SP/SN | SP/SN | BP/MN | BP/BN |
|                         | BP  | MP/Z  | Z/SN  | SN/SN | SP/MN | MP/MN | BP/BN | BP/BN |

则这 2 个因素。重心法可同时兼顾模糊关系集合和隶属度的差异,可作为解模糊方法使用,其计算式如下:

$$\mu_i = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \tag{15}$$

式中: $x_i$  为函数输入变量; $\mu(x_i)$  为  $x_i$  对应的隶属度值。

4 试验与分析

以风洞闭口试验段三轴同步机构为例,对控制方法的有效性进行检验。该机构包括闭口试验段上下转盘以及模型腹撑侧滑转盘 3 个运动轴。3 个运动轴均采用伺服电机—减速器—齿轮传动的传动方式。图 4 为机构结构及单轴传动方式。共有上转盘一下转盘双轴同步、侧滑转盘一下转盘双轴同步以及侧滑转盘一下转盘—上转盘三轴同步 3 种同步模式。其中上、下转盘电机及机构

参数较为接近,侧滑转盘电机及机构参数与另外 2 个轴差别较大。为便于比较控制性能,以三轴同步工况作为试验运行工况,分别选取偏差耦合(RC)控制、虚拟主轴偏差耦合(VRC)控制以及结合模糊补偿的虚拟主轴偏差耦合(FVRC)控制 3 种情况下的速度同步误差进行比较分析。在试验过程中,为模拟吹风试验过程中可能存在的负载变化情况通过人工调整转盘机构上的负载重量模拟运行过程中的负载变化情况。

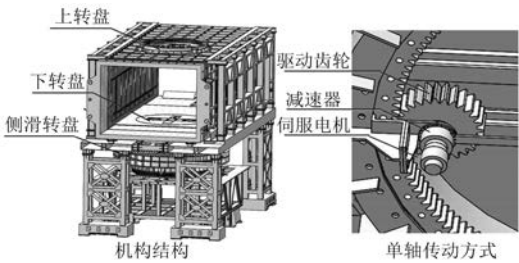


图 4 机构结构及单轴传动方式示意图

4.1 试验平台与条件

试验平台采用西门子 S7-317T 型工艺 CPU

作为控制系统的主控制器,通过电机自带多圈绝对值编码器对各轴运动角速度和角位移进行测量和换算。上位机软件采用 LabVIEW 开发平台, PLC 控制软件采用 SIMATIC Step7 开发平台,使用 LAD(梯形图)和 STL(语句表)编写。

根据机构角速度运行数据以及控制系统中  $e$  和  $ec$  动态响应量的对应关系,确定二者的物理论域分别为  $[-0.002, 0.002]$  和  $[-0.01, 0.01]$ 。根据单轴控制参数范围,确定输出变量  $\Delta K_p$  和  $\Delta K_i$  的物理论域分别为  $[-10, 10]$  和  $[-0.5, 0.5]$ 。可将以上 4 个输入输出变量的模糊论域均设为  $[-6, 6]$ ,则得到 4 个变量对应的量化因子  $K_e$ 、 $K_{ec}$ 、 $K_{\Delta K_p}$  和  $K_{\Delta K_i}$  分别为 3 000、600、0.6 和 12。

各轴相关电机及机构参数如表 2 所示。其中  $M_1$ 、 $M_2$  和  $M_3$  分别代表上转盘、下转盘和侧滑转盘,  $m$  为转盘质量,  $d$  为转盘直径,  $J_{m0}$  为转盘转动惯量,  $N_n$  为电机额定转速,  $T_n$  为电机额定转矩,  $X$  为机构传动比。其中上下转盘电机编码器单圈分辨率为  $1/4\ 096$ ,对应上下转盘机构单圈分辨率为  $0.000\ 036^\circ$ ;侧滑转盘电机编码器单圈分辨率为  $1/1\ 024$ ,对应侧滑转盘机构单圈分辨率为  $0.000\ 091^\circ$ 。

表 2 各轴电机及机构参数

| 轴                                                 | $M_1$  | $M_2$  | $M_3$   |
|---------------------------------------------------|--------|--------|---------|
| $m/\text{kg}$                                     | 6 000  | 6 306  | 39 357  |
| $d/\text{m}$                                      | 4.0    | 4.0    | 6.5     |
| $J_{m0}/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$               | 12 000 | 12 612 | 207 854 |
| $N_n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$              | 4 400  | 4 500  | 2 340   |
| $T_n/(\text{N}\cdot\text{m})$                     | 7.95   | 7.95   | 16.30   |
| $C_m/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$   | 0.466  | 0.388  | 2.744   |
| $C_e/(\text{V}\cdot\text{r}^{-1}\cdot\text{min})$ | 0.127  | 0.124  | 0.239   |
| $R_n/\Omega$                                      | 1.098  | 1.098  | 0.931 5 |
| $X$                                               | 2 442  | 2 442  | 3 857   |

4.2 试验结果与分析

对 3 种控制方式在给定  $1^\circ/\text{s}$  运行角速度下从起动到运行稳定一段时间的速度误差情况进行比较分析,转动角度范围为  $10^\circ$ 。模拟重物约 1 000 kg,通过通断永磁起重磁铁磁力的方式吸紧或放松重物从而模拟负载变化。

按照多轴同步系统以跟踪误差和同步误差的

大小作为判定同步性能好坏这一原则<sup>[16]</sup>,选取机构分别在无负载扰动运行情况下和存在负载扰动运行情况下采用 3 种不同控制方式的角速度同步误差及跟踪误差进行比较,为便于分析,负载扰动在各轴转速处于稳定阶段施加。对比情况如图 5 和图 6 所示,分别对应了 RC、VRC 和 FVRC 3 种

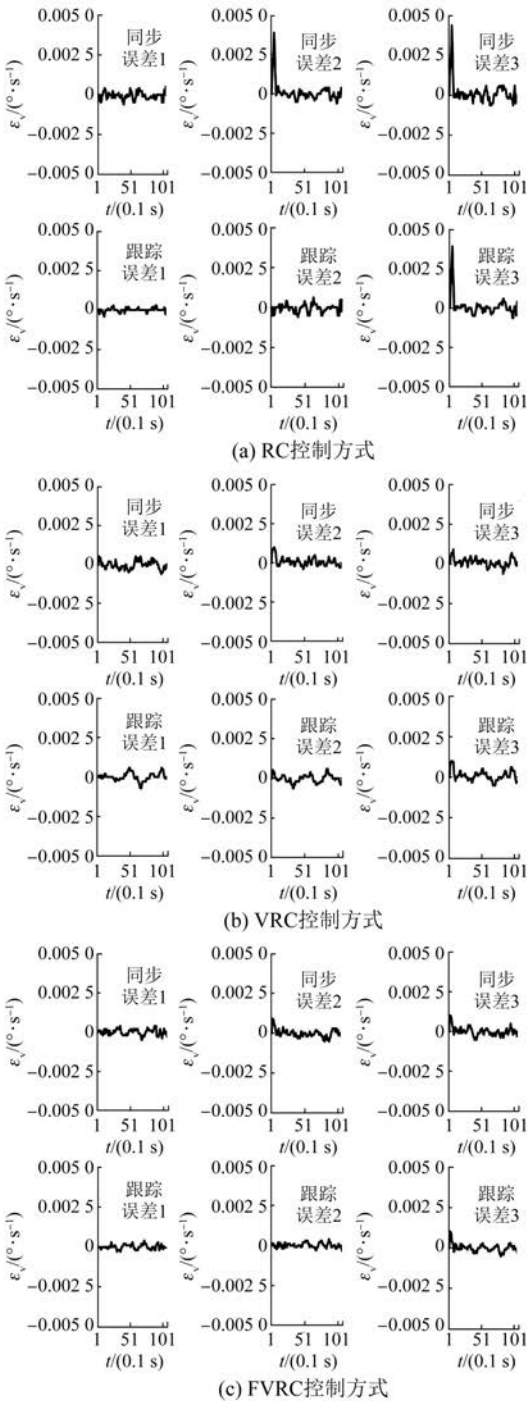


图 5 无负载扰动角速度误差对比

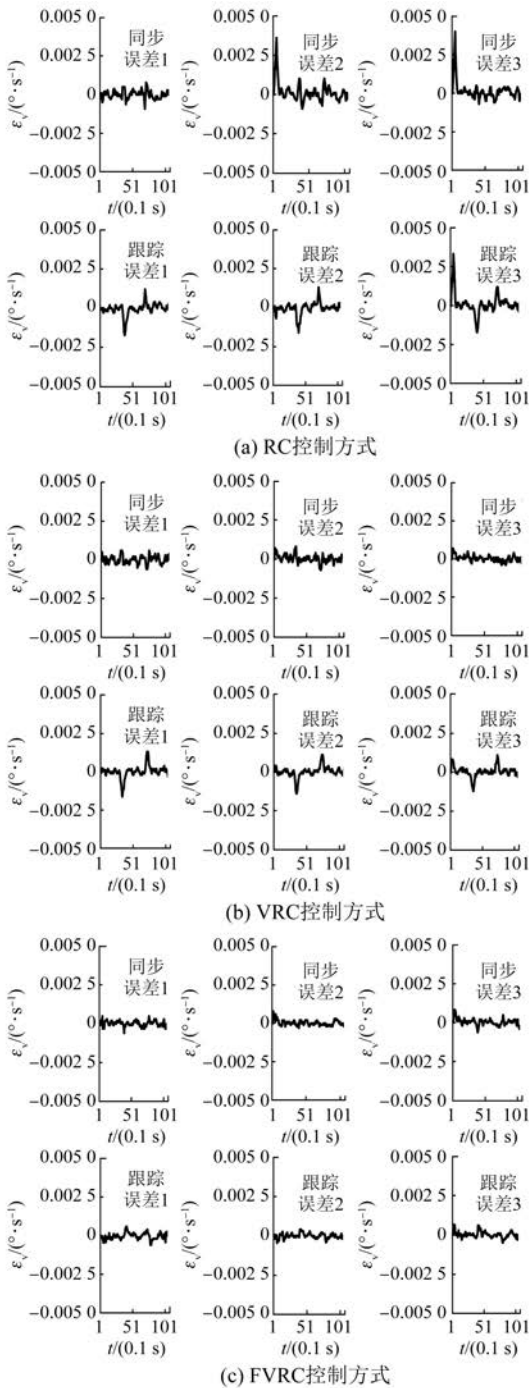


图6 负载扰动角速度误差对比

控制方式。同步误差1为上转盘和下转盘速度差,同步误差2为上转盘和侧滑转盘速度差,同步误差3为下转盘和侧滑转盘速度差。跟踪误差1为给定速度和上转盘速度差,跟踪误差2为给定速度和下转盘速度差,跟踪误差3为给定速度和侧滑转盘速度差。

表3为统计出的3种不同控制方式在无负载扰动情况下误差绝对值的最大值比较情况。

| 最大误差  | 统计结果     |          |          |
|-------|----------|----------|----------|
|       | RC       | VRC      | FVRC     |
| 同步误差1 | -0.000 6 | -0.000 6 | -0.000 5 |
| 同步误差2 | 0.003 9  | 0.001 0  | 0.000 9  |
| 同步误差3 | 0.004 4  | 0.000 9  | 0.001 0  |
| 跟踪误差1 | -0.000 4 | -0.000 7 | 0.000 4  |
| 跟踪误差2 | 0.000 6  | 0.000 6  | 0.000 4  |
| 跟踪误差3 | 0.003 9  | 0.001 0  | 0.001 0  |

从图5(a)和表3可以看出,RC方式在起动阶段会出现较大的同步误差2和同步误差3,并导致较大的跟踪误差3。结合图5(b)和表3数据,VRC方式因为通过包含虚拟轴的速度补偿器对给定量的补偿作用,能有效降低多轴因转动惯量差别较大在起动阶段导致的同步误差,并减小跟踪误差。其中起动时的同步误差和跟踪误差可降至之前的1/4~1/5,接近速度稳定阶段的同步误差和跟踪误差值。结合图5(c)和表3最大误差数据,在无负载扰动工况下,FVRC方式整体控制性能与VRC方式基本一致。说明VRC和FVRC相对RC在简化控制结构、减少计算量并保持稳定阶段的同步和跟踪性能的同时,能有效提升起动阶段的多轴同步和跟踪性能。

表4为统计出的3种不同控制方式在存在负载扰动情况下的误差绝对值的最大值比较情况。考虑RC方式在起动阶段会导致较大的同步和跟踪误差,为便于比较,表4中的统计数据忽略起动阶段的速度数据。

| 最大误差  | 统计结果     |          |          |
|-------|----------|----------|----------|
|       | RC       | VRC      | FVRC     |
| 同步误差1 | -0.000 9 | 0.000 6  | -0.000 6 |
| 同步误差2 | 0.001 0  | 0.000 8  | 0.000 4  |
| 同步误差3 | -0.000 7 | 0.000 5  | -0.000 6 |
| 跟踪误差1 | -0.001 7 | -0.001 6 | 0.000 6  |
| 跟踪误差2 | -0.001 6 | -0.001 4 | -0.000 4 |
| 跟踪误差3 | -0.001 7 | -0.001 2 | 0.000 6  |

从图 6 和表 4 可以看出,在存在负载扰动的工况下,扰动对 3 种控制方式的同步误差影响并不大。主要因为这 3 种方式在运算时均考虑了各个轴的实际速度,每个轴可根据其他轴的速度变化情况对自身速度补偿进行实时修正,从而能不影响各个轴之间的同步误差。但采用 RC 和 VRC 均会产生较大的跟踪误差,各轴最大跟踪误差可达到无扰动情况下的 2~4 倍。主要因为这 2 种方式虽然能保证各个轴之间同步修正速度补偿量,但无法保证快速修正因负载扰动出现的实际速度与给定速度之间的偏差,从而会带来较大的跟踪误差。

而采用 FVRC 的各轴最大跟踪误差比前 2 种方式的最大跟踪误差大大降低,可降低至前 2 种方式最大跟踪误差的  $1/3 \sim 1/4$ ,与无负载扰动情况最大跟踪误差接近。主要由于 FVRC 能根据跟踪误差自适应快速修正调节参数,能及时减小因负载扰动产生的跟踪误差,具备更优的抗扰性能,从而在满足同步要求的同时实现较好的跟踪性能。

## 5 结 语

本文通过采用基于虚拟主轴的改进型偏差耦合控制结构在提升各轴同步性能和跟踪性能的同时,简化了控制结构,减少了系统计算量。在此基础上,结合使用基于模糊补偿的偏差补偿控制,在保证同步性能的同时,有效降低了在负载扰动情况下各轴的跟踪误差,能更好地满足风洞试验对机构的控制要求。

### 【参 考 文 献】

- [ 1 ] CHEN Z, HE J, ZHENG Y, et al. An optimized feedforward decoupling PD register control method of roll-to-roll web printing systems [ J ]. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, 2016, 13(1): 274.
- [ 2 ] 陈炜,刘旭,史婷娜,等. 双轴联动系统广义预测交叉耦合位置控制[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(3): 399.
- [ 3 ] 曹阳,李巧梅,吴国庆,等. 液压同步系统的研究进展[J]. 现代制造工程, 2014(11): 136.
- [ 4 ] ZHANG C, NIU M, HE J, et al. Robust synchronous control of multi-motor integrated with artificial potential field and sliding mode variable structure[J]. IEEE Access, 2017, 5: 197.
- [ 5 ] KOREN Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems [ J ]. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1980, 102(4): 265.
- [ 6 ] CHEN C, SHIEH Y. Cross-coupled control design of bi-axis feed drive servomechanism based on multitasking real-time kernel [ C ] // Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications, 2004.
- [ 7 ] PEREZ-PINAL F J, CALDERON G, ARAUJO-VARGAS I. Relative coupling strategy [ C ] // IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003.
- [ 8 ] PEREZ-PINAL F J, NUNEZ C, ALVAREZ R, et al. Comparison of multi-motor synchronization techniques [ C ] // 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004.
- [ 9 ] LI L, SUN L, ZHANG S. Mean deviation coupling synchronous control for multiple motors via second-order adaptive sliding mode control [ J ]. ISA Transactions, 2016, 62: 222.
- [ 10 ] 何伟成,王文格,胡旭. 一种模糊补偿相邻耦合多轴同步控制结构研究[J]. 机械科学与技术, 2015, 34(11): 1710.
- [ 11 ] 何晋,曹鲁成,李珂,等. 改进型偏差耦合结构的多电机同步控制系统[J]. 兵工自动化, 2020, 39(3): 41.
- [ 12 ] 史婷娜,辛雄,夏长亮. 采用虚拟电机的改进偏差耦合多电机同步控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7004.
- [ 13 ] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 6 版. 北京:科学出版社, 2013.
- [ 14 ] 高川,黄叙辉,芮伟,等. 改进型环形耦合结构的多缸比例同步控制[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(6): 701.
- [ 15 ] 王有栋,吴淑英,陈丹丹,等. 基于实验数据的电蒸汽发生器模糊控制仿真[J]. 计算机仿真, 2019, 36(6): 320.
- [ 16 ] 苏学满,孙丽丽,于华,等. 四轮毂电机交叉耦合同步控制策略研究[J]. 机械设计与制造, 2020(7): 89.