

# 基于负载惯量匹配的双电机同步控制方法\*

袁 磊, 徐明进, 吴振兴, 许 金

(海军工程大学 舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 湖北 武汉 430033)

**摘 要:** 在交流伺服系统运动控制领域, 针对双电机同步精确控制时由于两轴负载惯量相差较大、额定运行速度快、到位精度要求高等控制难点, 提出了简单且有效的同步控制方法, 并在试验中进行了验证。该方法包括对同步控制方式的设计和误差补偿算法 2 个部分。首先, 设计使用基于虚拟主轴的主从控制方式, 可实现惯量匹配的同步指令输出; 在此基础上, 从负载特性入手, 提出了基于加权耦合的误差补偿方法, 能实现快速稳定的同步误差补偿。仿真与试验结果表明, 该方法能够满足伺服运动系统的定位精度和同步控制精度要求, 同时在一定程度上提升了系统的平稳性和补偿响应速度, 工程实现效果较好。

**关键词:** 双电机同步控制; 惯量匹配; 虚拟主轴; 加权耦合

中图分类号: TP 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)11-0043-07

## Dual-Motor Synchronous Control Method Based on Load Inertia Matching\*

YUAN Lei, XU Mingjin, WU Zhenxing, XU Jin

(Nation Key Laboratory of Science and Technology on Vessel Integrated Power System,  
Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** In the field of AC servo motion control, several control difficulties were caused by the large difference of the two axis load inertia, and the demand of the rated running speed and the high positioning accuracy. To solve these problems, a simple and effective synchronous control method was proposed, and it was verified in the experiment. The method included two parts: the design of the synchronous control and the error compensation algorithm. Firstly, a master-slave control method based on virtual spindle was designed to realize synchronous instruction output with inertia matching. Considering the load characteristics, an error compensation method based on weighted coupling was proposed, which could realize fast and stable synchronous error compensation. Simulation and experimental results show that the method can meet the requirements of positioning and synchronous control accuracy of the servo motion system, meanwhile, the stability and compensation response speed of the system are improved to a certain extent, and the method works well in engineering applications.

**Key words:** dual-motor synchronous control; inertia matching; virtual spindle; weighted coupling

## 0 引 言

随着现代控制理论的创新和伺服运动控制技术的发展和完善, 伺服电机已广泛应用于机床加工、机械制造与航天军工等大型工业领域<sup>[1]</sup>, 因此不可避免地需要对大惯量、大功率的负载进行稳定控制。仅使用单个电机驱动的方式难以满足功

率要求, 单一的力作用点还易造成系统因受力不均出现抖振和不稳定, 使用双电机同步驱动的方式可以取得不错的控制效果, 同时该技术作为多电机同步控制相关技术研究的起点, 对多电机同步控制技术的发展具有指导意义。

国内外专家主要是从同步控制的结构和算法 2 个维度对多电机同步控制技术进行相关研

\* 基金项目: 国防科技重点实验室稳定支持项目(614221720180508)

作者简介: 袁 磊(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

徐明进(1989—), 男, 博士, 研究方向为机电系统集成及智能化。(通信作者)

究<sup>[2]</sup>。控制结构方面,与传统机械同步方式相比,电同步方式具有灵活性好、控制精度高等优点,已广泛应用于各领域。常见的控制结构区分为是否具有耦合控制。非耦合控制结构具有系统结构简单、电机之间互不干扰、起停效果好等优点,但因为系统为开环结构,没有误差补偿反馈,所以精度性能较低,抗干扰能力较差。主要有主令控制方式<sup>[3]</sup>和主从控制方式<sup>[4]</sup>等。针对非耦合的结构缺点,1980年 Koren<sup>[5]</sup>提出了交叉耦合同步控制的概念,增加了转速的反馈和转差的补偿,实现了闭环系统较高的同步性能。20世纪末,由 Shih 等<sup>[6]</sup>提出的相邻交叉耦合控制结构和 Anderson 等<sup>[7]</sup>提出的电子虚拟主轴同步控制结构,不仅能获得较好的起停同步性能,而且单个电机的控制器设计简单,但由于信号是依次传递,信号延时问题严重,不适用于3台以上的电机同步控制。针对多电机的同步控制,基于交叉耦合的控制思想,史婷娜等<sup>[8]</sup>提出了偏差耦合的改进控制方式,通过增加速度反馈模块从而消除过渡阶段或扰动负载引起的电机速度差,同步性能较好。在控制算法方面,从传统的PID控制到飞速发展的智能控制,相关技术的研究均已趋于成熟,实际应用中依据各算法特点取长补短,才能得到符合工程要求的控制性能。

本文根据双电机的同步控制策略,基于大惯量匹配的前提设计了使用一种电子虚拟主轴的控制结构,同时设计了合适的误差补偿控制器实现双电机的耦合控制,使控制系统拥有高的跟踪精度、稳定的实时同步性、快速的动态响应和良好的负载特性,为双电机的同步控制提供了工程实践基础。电机控制的算法方面,还将使用传统的PID控制以保证系统稳定高效,但不作为本文研究的重点。

### 1 双轴同步控制系统模型

根据工程实际要求,伺服电机将通过滚柱丝杠驱动负载进行直线往返运动,电机出力将作用于负载上下位置,如图1所示。

图1为实际运动状态下的电机安装位置和受力示意图,中间的方块即为模拟负载。电机转动后通过滚柱丝杠牵引负载沿轨道移动,由于重力的影响和质量分布不均,导致上下电机的驱动力

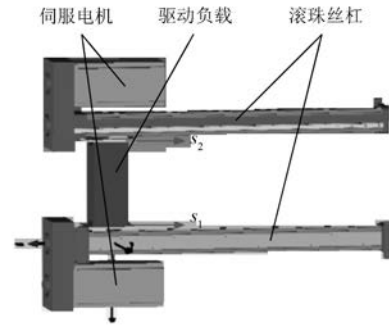


图1 负载运动结构图

矩相差较大,控制难度增加。本文的研究将忽略丝杠的位置误差等影响,仅仅针对负载惯量大且不同造成的精确同步控制问题进行研究。

#### 1.1 虚拟主轴控制结构

电子虚拟主轴同步控制是对机械主轴同步方式的模仿,在传统主从同步控制的基础上,将从轴的驱动力矩反馈至主轴控制回路中,实现了主轴与从轴之间控制信号的耦合反馈,而主轴是虚拟设定的,如图2所示。

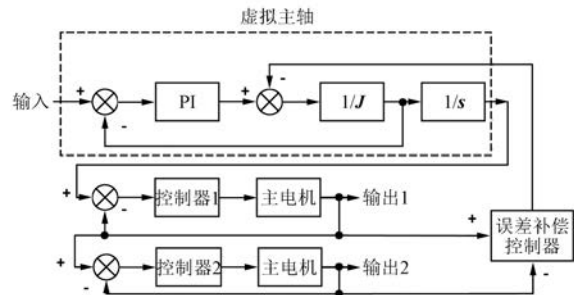


图2 虚拟主轴控制结构图

首先,总轴接收上位机下发指令,经过虚拟主轴控制器处理单元得到运算处理过的驱动指令,各轴按该指令运动,实际电机的相应状态通过编码器反馈给速度环和位置环2个控制回路,驱动器将反馈值与虚拟主轴的前馈值作比较,从而调整2个从轴的状态。该方法结合了并行同步和主从同步。虚拟主轴发出的指令是经过处理的、无干扰的数字信号,因此跟踪性能更佳。同时主从轴之间的传动机构均是虚拟设定的,在工作时不会存在能量的损耗和衰减等现象,其参数可通过软件自由设定,如调节其转动惯量或角加速度以匹配负载的输出,在实际应用中具有很好的灵活性。该系统是一个全闭环的控制系统,主从轴之

间有指令交互,但每个从轴均相对独立,其中一个轴受到干扰,不会对其他轴造成影响,可以实现良好的同步控制鲁棒性。

## 1.2 虚拟电机模型设计

虚拟轴的控制原理是利用电信号来模拟实际机械轴,从而对伺服运动进行控制,利用虚拟轴接收的反馈误差信号对指令进行补偿,以达到同步控制的效果。由图 2 的控制结构可知,虚拟轴的设计主要是惯性参数和控制参数的设计。惯性参数主要是虚拟电机的转动惯量设置,而控制参数包括 PID 控制器在内的各环节等效的传递函数参数。

在机械主轴系统中,其惯量具有能量存储的作用,当从轴受到扰动,主轴将通过相应的算法将能量合理分配,以克服扰动。但虚拟的主轴无法存储能量,系统的动力来自于各实际从轴,工作时将依靠电子齿轮<sup>[9]</sup>来模拟机械主轴的传动机构功能。如果主轴惯量设定过大,从轴受到扰动时,主轴速度不易改变,主从轴之间的速度差将变大,使主轴失去控制作用;当主轴惯量过小时,考虑到从轴的差异性,若某一从轴的输出力矩已达上限却仍无法消除同步误差,虚拟主轴将带动其余从轴调节以减小各从轴之间的同步误差,但此时系统已整体偏离指令参考量,易造成系统的振荡。

因此,设定主轴转动惯量时,应综合考虑各从轴的运动特性和系统自身最大允许误差。若要求指令跟踪性能更好,应设定较大的主轴转动惯量;若可以适当偏离参考信号,对实时的同步性能要求更高,则可通过减小主轴惯量以达到更好的反馈调速效果。惯量的选取与所要求的转矩直接相关,力矩关系应满足:

$$T - \sum T_i = J_m \omega_m \quad (1)$$

式中:  $T$ ——主轴驱动力矩;

$T_i$ ——各轴反馈至主轴的力矩,  $i=1,2$ ;

$J_m$ 、 $\omega_m$ ——主轴的转动惯量和角加速度。

根据胡克定律<sup>[10]</sup>,同时考虑到主轴的衰减效应,可得各运动轴的驱动力矩计算式:

$$T_i = b_s(\omega_m - \omega_i) + K_s \int (\omega_m - \omega_i) dt \quad (2)$$

式中:  $b_s$ 、 $K_s$ ——运动轴的衰减系数和弹性系数;

$\omega_i$ ——运动轴的角速度。

因为力的作用是相互的,所以各从轴反馈至

虚拟主轴的力矩也为  $T_i$ 。此时综合考虑使轻轴易调节,重轴更稳定,依据实际的力矩大小比值对惯量进行选取,便能得到合适的惯性参数。

对控制参数的调节将基于伺服电机的数学模型<sup>[11]</sup>,如图 3 所示。

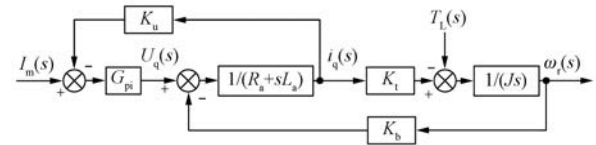


图 3 伺服电机数学模型

图 3 中,  $G_{pi}$  为电流调节器的传递函数,  $K_t$ 、 $K_u$ 、 $K_b$  分别为系统的转矩系数、感应电动势系数、反馈系数,  $R_a$ 、 $L_a$  为定子电阻和电枢电感,  $J$  为转动惯量。由此可得伺服电机的传递函数为

$$G(s) = \frac{\omega_r(s)}{U_q(s)} = \frac{K_t}{s^2 L_a + s R_a + K_t K_u / J} \quad (3)$$

在虚拟主轴的电机模型中,输入端的信号最终相当于经过一个二阶 PI 控制器后产生驱动力矩带动主轴转动。在调试过程中,由转动惯量和功率要求等进行电机选型后,可以确定电机参数,再进行 PI 参数的整定,可以获得最终的控制参数。在实际运用中,电机的型号与控制参数在出厂前已匹配完好,可以直接使用。

同步控制模型主要分为两部分:具有运动特性的虚拟轴模型和同步补偿模型。虚拟轴模型主要可以提高单轴对指令的跟踪性能,而补偿模型可以减小双轴间的同步误差,接下来将对补偿控制器进行优化设计,以获得更好的同步控制性能。

## 2 补偿控制器优化设计

本文应用的补偿控制算法包括误差量的分析和补偿过程两方面的内容<sup>[12]</sup>,即如何确定总补偿量以及运动轴如何按照确定的补偿量进行准确快速的补偿。这是本节要解决的 2 个关键问题。

### 2.1 基于权系数耦合的补偿量分析

在同步运动过程中,误差包括轴与轴之间的同步误差和轴与指令之间的跟踪误差<sup>[13]</sup>。指令位置  $r$  与两电机的实际位置 1、2 之间可能出现的相对位置关系(2 台电机不作区分),如图 4 所示。

图 4 中,三点的位置表示电机轴(实心点)和指令轴(空心点)的实际位置,轴的方向为电



图4 指令与电机相对位置示意图

机驱动负载运动方向。当且仅当指令位置在两轴实际位置之间(情况 b)时,才有可能实现两种误差的同方向不冲突补偿,否则必须根据实际情况进行合理的取舍,以获得更符合设计要求的补偿结果。由图 1 可知,负载的质量集中于下部,根据相关参数及前期受力分析可知两轴的驱动力之比小于 1/2,前期已按负载推力进行了电机的选型配比工作。负载惯量与制动性能有直接关系,惯量越小,起停或变速时刻响应越快、动态性能越好。考虑到该试验对象 2 台电机负载比值较小,因此只对轻轴进行同步误差的补偿。原因有:(1)轻轴轴 2 惯量小,补偿出力小,更易于补偿;(2)单轴补偿模式下算法更为简单,易于实现;(3)若保证底部较重轴轴 1 的稳定,可以提升系统的运行稳定性,同时重轴单独控制,可以严格跟踪指令并作为系统控制的基准实现高精度的定位。因此,轴 1 只进行自身跟踪误差  $s_1^*$  的补偿,轴 2 将进行兼顾同步误差  $s_e$  和自身跟踪误差  $s_2^*$  的补偿策略。

轴 2 的补偿量为 2 种误差补偿之和,由于 2 种误差没有相互耦合关系,可设补偿量为

$$s_{c2} = \omega_e s_e + \omega_{g2} s_2^* \quad (4)$$

式中:  $\omega_e$ 、 $\omega_{g2}$ ——同步误差和轴 2 跟踪误差的权系数。

负载运动过程中,对位置精度要求不高,但需要较高的同步性以保证负载不会出现倾斜摇摆等恶劣工况,因此负载运动时系统应注重减小同步误差。指令的作用是使负载可以精确定位,当负载运动到终点时,最好的情况是跟踪误差为零定位精准,因此指令位置的影响应随负载变化,越接近定位点越大,越注重减小跟踪误差。设轴 2 的实际位置为  $s_2$ ,指令位置为  $s^*$ ,令  $\omega_{g2} = s_2/s^*$  为轴 2 跟踪误差的权系数,则利用始、终点定位条件可知  $\omega_e = 1 - \omega_{g2}$ ,可得两轴的实际补偿量为

$$\begin{cases} s_{c1} = s_1^* \\ s_{c2} = \left(1 - \frac{s_2}{s^*}\right) s_e + \frac{s_2}{s^*} s_2^* \end{cases} \quad (5)$$

在上述补偿控制方法下,当系统定位时,将只补偿跟踪误差,因此具有较高的定位精度。该方法的实施依赖于对数据的实时反馈并进行运算,但是可以发现第一步指令位置  $s^*$  为零并作为分母时,表达式无意义,因此具体实施过程中需将其人为设置为零,从第二步开始才能进行正常的补偿过程。

### 2.2 基于时间分割法的误差补偿过程

时间分割法又称为数据采样法<sup>[14]</sup>,是指在负载运动的整个过程中,每经过一个脉冲单位时间间隔就对实时数据进行一次采样与运算,从而得到下一步的坐标进给量,边计算边加工,直到运动结束。该方法可以更快地对误差进行响应并迅速地补偿,具有较高的加工效率和较好的加工实时性,能够配合前文的控制方法实施,以获得更加优良的补偿效果。

与常用的简单无耦合的直线补偿算法相比,指数函数具有起动响应快、转接速度平滑等优点,同时保留了单一函数控制量少的简单性,适用于本文负载情况,故而选用指数曲线模拟补偿进给方式。

补偿是一个不断减小误差直至为零的过程,因此补偿速度使用的指数函数形式为

$$v(t) = v_c e^{-t/\tau} \quad (6)$$

式中:  $v_c$ ——补偿起始速度;

$\tau$ ——补偿时间常数。

积分可得总补偿量为

$$s_c = \int_0^{\infty} v(t) dt = \int_0^{\infty} v_c e^{-t/\tau} dt = v_c \tau \quad (7)$$

设一个脉冲周期为  $T_m$ ,如果伺服系统条件允许,最快的补偿方式应该是下一个脉冲周期一步到位,但这往往无法实现且易造成伺服报警。此时,需要明确的限制条件有:

(1) 电机位置超差限制。由于实际补偿过大,会造成电机端接收的脉冲数过多而使电机反应跟不上,所以该条件限制的是单步补偿量  $s_c$  ( $T_m$ ) 的最大值。

(2) 电机最大速度限制,即将补偿量造成的转速差与实际转速进行矢量运算,结果不能超过电机的额定转速。该条件限制的是  $v_c$  的最大值。

(3) 电机最大的出力限制,即电机的最大加速度限制。对补偿速度函数求导,可以发现  $v'(0) = v_c/\tau$  为补偿加速度的值,因此该条件限制的是  $v_c/\tau$  的最大值。

为了补偿效率更高,响应更快,根据上述限制条件,先根据条件(2)确定  $v_c$ ,再根据条件(3)确定  $\tau$ ,最后利用条件(1)来验证是否满足,即可获得可行最快的响应曲线。可以发现,当  $T_m = 3\tau$  时则补偿量已完成了 95%,可认为已补偿完毕。因为时间分割是实时运算的,所以每次补偿时只有首步的补偿量才会对系统产生实际影响,补偿量为一个脉冲周期的编码器位置变化量,即  $s_c(1 - e^{-T_m/\tau})$ 。

综上所述,得到双轴误差补偿的流程图如图 5 所示。



图 5 误差补偿流程图

可以发现,运算过程不存在循环与迭代,计算量主要在于实时处理脉冲,硬件算力负载小<sup>[15]</sup>。

### 3 仿真与试验结果分析

#### 3.1 MWorks 仿真模型的建立

为了验证上述设计方法的效果,对电机控制的模型进行仿真验证。基于 Modelica 多领域统一建模语言,在系统综合设计软件平台 MWorks 2018 上进行搭建仿真模型。MWorks 是支持 Modelica 语言的软件平台,不仅可以提供可视化建模、模型编译、仿真求解以及结果后处理等建模与仿真全过程功能,还支持领域库管理、模型参数配置、多学科综合优化等辅助功能,且完全支持在统一环境下处理由机械、电子、液压、控制等多领域构件组成的复杂产品的建模与仿真问题。输入速度-时间指令函数如图 6 所示。

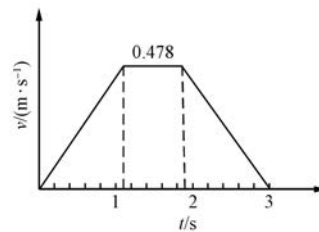


图 6 输入速度-时间指令函数

输入的指令曲线为传统的梯形加减速曲线,分为加速、匀速、减速 3 个阶段,运行时间为 3 s。为了达到 3 s 运行 1 000 mm 的要求,综合选型电机的性能参数,设计了速度-时间指令曲线,利用虚拟主轴的指令输入和加权耦合的误差补偿方式搭建的仿真模型总体结构图和仿真输出结果分别如图 7 和图 8 所示。其中使用的电机为前期综合受力分析与选型的结果。通过观察系统的输出

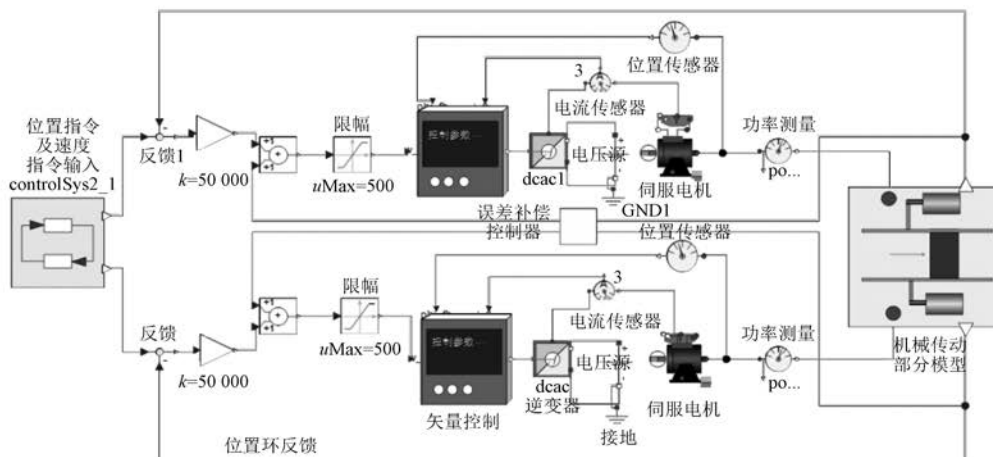


图 7 仿真总体结构图

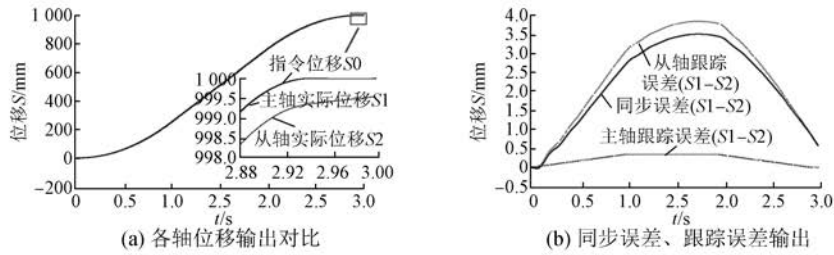


图 8 仿真输出结果

到位精度和同步控制精度可以验证该控制方法是满足要求。

此种控制方式下,由图 8(a)曲线可知,系统的从轴定位精度为 $(1\ 000.0-999.4)=0.6\text{ mm}\leq 1.0\text{ mm}$ ,而主轴定位精确;由图 8(b)曲线可知,最大同步误差仅为 $3.5\text{ mm}\leq 5.0\text{ mm}$ ,仿真结果满足工程试验要求。

根据 8(a)可知,尽管实际主轴 1 即重轴的跟踪性能明显好于轻轴,但双轴的定位精度均较高,跟踪误差变化情况与速度变化情况一致呈先增加再恒定后减小的趋势。同步误差在起始时刻较小,之后增大,减速时刻开始减小,基本符合预期结果。

### 3.2 模拟试验与结果

根据实际的工况要求,考虑到丝杠负载成本高并较难实现,且控制不当易造成电机不可修复性损坏,同时考虑到本文的关注点在于解决负载不均带来的控制难题,因此省去丝杠等机械传动部分,以自主研发的双轴直驱试验平台为研究对象,通过对 2 台电机施加不同负载力矩对该工况

进行模拟。搭建的试验平台如图 9 所示。

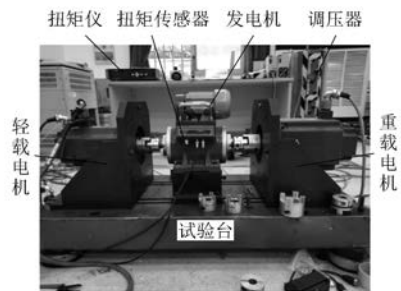


图 9 同步控制试验平台

其中,试验平台硬件上有测试用伺服电机 1 套(2 台)、作为发电机使用提供负载转矩的电机 1 台,调整负载转矩的纹波电阻 1 套,以及配套的电压源通信设备;上位机中有编写好的伺服调试软件,同时已配置完毕 DSP 和 FPGA 控制板。调试软件界面如图 10 所示。

试验将对极端情况进行验证,即在重轴电机满载,而轻轴电机空载情况下,对双伺服电机进行同步控制,以观察试验效果。

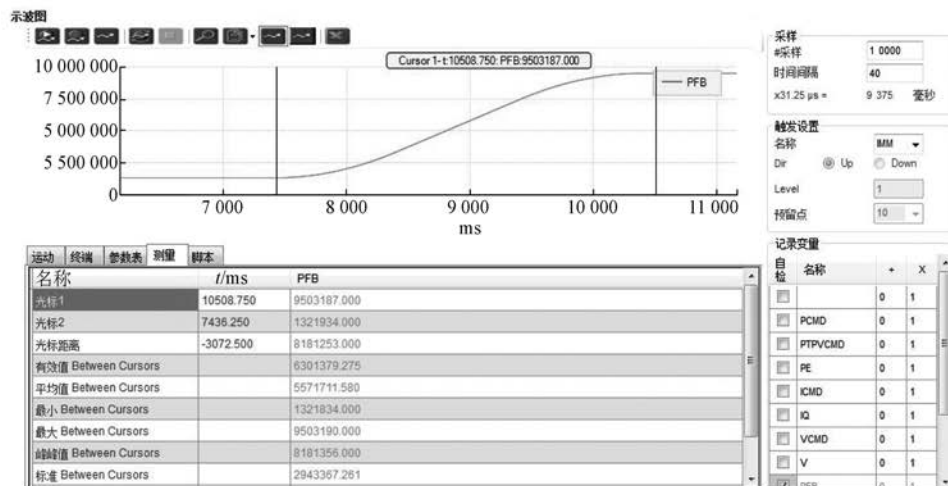


图 10 软件调试界面

通过光电编码器反馈的实时编码采集,可以获得两轴实际位置变化情况,由图 10 可知,编码器反馈的编码信号需要通过运算转换成位移信号,再计算实际位置:

$$\text{实际位置} = [(\text{编码器位置} - \text{初始编码器位置}) / 131\ 072] \cdot 16\ \text{mm} \quad (8)$$

其中:131 072 为电机旋转一圈所需的脉冲数;16 mm 为电机导程。

将经过计算得到实时的位移数据导入 MATLAB 中进行数据后处理,绘制得到试验结果,如图 11 所示。

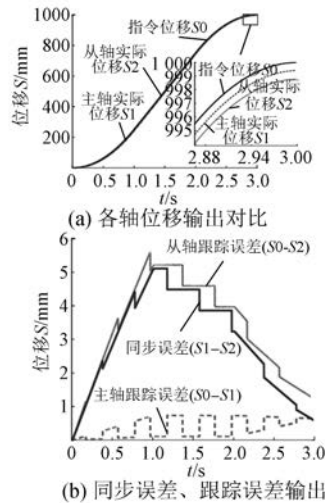


图 11 同步试验结果

在不通过控制器直接补偿时,试验得同步误差约为 150 000 个脉冲,换算成位移约为 18 mm。通过试验结果可知,本文使用方法能使系统的定位精度 $\leq(1\pm 0.2)$  mm,同步控制精度 $\leq 5$  mm,同步控制性能显著提升。2 台电机均可以较好地跟踪指令运动,主轴跟踪性能更好,从轴的相对较差。对比试验与仿真发现,结果大致相同,试验符合理论设计。

## 4 结 语

通过仿真及试验结果可知,本文所使用的方法能够较好地满足工程设计要求,针对双轴电机负载力矩较大而不均衡的情况,使用虚拟主轴的同步控制结构并结合加权耦合控制器对误差进行补偿,使运行结果满足 1.2 mm 的定位精度和 5 mm 的同步控制精度。该方法不仅为双电机同

步控制系统的设计奠定了工程实践基础,也为解决大惯量随动系统的控制问题提供了借鉴和指导意义。

## 【参考文献】

- [ 1 ] YUAN T, WANG D, WANG X, et al. High-precision servo control of industrial robot driven by PMSM-DTC utilizing composite active vectors [ J ]. IEEE Access, 2019. DOI: 10. 1109/access. 2018. 2890539.
- [ 2 ] 刘福才,张学莲,刘立伟.多级电机传动系统的同步控制理论与应用研究[ J ].控制工程,2002,9(4): 87.
- [ 3 ] 王少炜,耿强,周湛清.快速跟随型主从结构多电机同步控制[ J ].新型工业化,2017,7(10): 32.
- [ 4 ] 陆世荣,吴向东,李谦,等.双伺服电机同步运行的最优控制[ J ].微特电机,2015,43(3): 63.
- [ 5 ] KOREN Y. Cross-coupled biaxial computer controls for manufacturing systems [ J ]. Journal of Dynamic Systems Measurement & Control, 1980, 102(4): 265.
- [ 6 ] SHIH Y, CHEN C, LEE A. A novel crossing-coupling control design for bi-axis motion [ J ]. International Journal of Machine Tools & Manufacture, 2002, 42(14): 1539.
- [ 7 ] ANDERSON R G, MEYER A J, VALENZUELA M A, et al. Web machine coordinated motion control via electronic line-shafting [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(1): 247.
- [ 8 ] 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.
- [ 9 ] 韩江,吴路路,田晓青,等.电子齿轮箱同步耦合控制方法[ J ].中国机械工程,2016,27(7): 877.
- [ 10 ] TIAN X, HAN J, XIA L. Precision control and compensation of helical gear hobbing via electronic gearbox cross-coupling controller [ J ]. International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, 2015, 16(4): 797.
- [ 11 ] SAKATA K, FUJIMOTO H. Perfect tracking control of servomotor based on precise model considering current loop and PWM hold [ J ]. Electrical Engineering in Japan, 2009, 166(4): 64.
- [ 12 ] 刘刚.重型数控机床大惯量部件运动误差建模与仿真技术的研究[ D ].哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2010.

(下转第 102 页)

附表 2 三相开路故障下、无中性点电流控制的  $C_{2s/6s}$  矩阵

故障相	$C_{2s/6s}$
d, e, f(30°-90°)	$\begin{bmatrix} -1.732 & 1 & 4.098 & 1 & -2.366 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -6.464 & 1 & 7.098 & 1 & -0.634 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
c, e, f(30°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -6 & 6.464 & 1 & 0 & -0.464 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
a, d, f(90°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 2.196 & 2 & -1.732 & 1 & 0 & -0.464 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
b, d, f(120°-120°)	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$

附表 3 三相开路故障下、有中性点电流控制的  $C_{2s/6s}$  矩阵

故障相	$C_{2s/6s}$
d, e, f(30°-90°)	$\begin{bmatrix} 1.5 & 1.299 & 0 & -0.75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.5 & 2.598 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
c, e, f(30°-120°)	$\begin{bmatrix} 1.2 & 1.039 & 2 & 0 & -1.039 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
a, d, f(90°-120°)	$\begin{bmatrix} 0 & 1.948 & 6 & -1.875 & 0 & 0 & -0.75 & 0 & 0 \\ 0 & 0.375 & 0 & 1.948 & 6 & 0 & -1.299 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$
b, d, f(120°-120°)	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.732 & 1 & 0 & -1.732 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$

附表 4 单相和两相开路故障下的  $X$  矩阵参数

故障相	$x_1$	$x_2$	$\delta$
f	0.25	0.75	0
e, f(30°)	0.44	0.51	0.52
a, f(90°)	0.08	0.58	-1.57
d, f(120°)	0.13	0.63	-1.05
c, f(150°)	0.28	0.66	-0.52

附表 5 三相开路故障下、无中性点电流控制的  $X$  矩阵参数

故障相	$x_1$	$x_2$	$\delta$
d, e, f(30°-90°)	0.27	0.29	0.89
c, e, f(30°-120°)	0.35	0.39	0.32
a, d, f(90°-120°)	-0.17	0.49	1.14
b, d, f(120°-120°)	0	0.5	0

附表 6 三相开路故障下、有中性点电流控制的  $X$  矩阵参数

故障相	$x_1$	$x_2$	$\delta$
d, e, f(30°-90°)	0.17	0.5	0
c, e, f(30°-120°)	0.33	0.5	0
a, d, f(90°-120°)	-0.17	0.5	1.05
b, d, f(120°-120°)	0	0.5	0

(上接第 49 页)

[13] KWON O, CHO E S, HEO H. A study on the dual-servo system using improved cross-coupling control method[C] // 2011 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, 2011.

[14] 崔林, 王士军, 郝树萌. 基于 DDA 和最小二乘法插补的激光洗水加工技术设计与实现[J]. 机床与液

压, 2019, 47(7): 85.

[15] HO H, TAI H. Time complexity of motion planning algorithm for homogeneous combinatorial robots[C] // 2006 SICE-ICASE International Joint Conference, 2006.

收稿日期: 2019-08-26

### [主要栏目]

- 控制与应用技术
- 研究与设计
- 故障诊断与保护
- 新能源发电与局域电网
- 新能源汽车技术
- 发电机组及其控制
- 测试技术与测控系统
- 材料与工艺
- 电机生产及质量管理
- 电力电子变流器技术
- 智能制造
- 节能应用