

基于解耦控制算法的 $XY\theta$ 定位平台系统研究*

余希达 高 健

(广东工业大学 机电工程学院 精密电子制造技术与装备国家重点实验室 广州 510006)

摘要: 为减小运动定位平台 $XY\theta$ 方向的振动误差及耦合,提高平台定位精度,提出了一种基于神经网络前馈 PID 解耦控制算法的定位平台系统设计。搭建了由高性能 X 、 Y 方向直线电机、 θ 方向力矩电机驱动组成的大行程微米级定位平台与上位机系统,采用改进的神经网络前馈 PID 解耦控制算法对运动定位平台进行定位补偿,通过传感器实时反馈定位系统终端位置,实现定位平台闭环反馈控制。MATLAB 仿真及实验结果表明,改进的控制算法实现了平台的解耦控制,可较好地完成多轴同步控制,提高系统的动态与稳态性能。

关键词: 解耦控制算法; 神经网络 PID; $XY\theta$ 定位平台; MATLAB 仿真

中图分类号: TH165; TG659

文献标识码: A

Research on $XY\theta$ Positioning Platform Based on Decoupling Control Algorithms

YU Xi-da, GAO Jian

(Key Laboratory of Precision Electronic Manufacturing Technology and Equipment, School of Electro-mechanical Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In order to improve the positioning accuracy of the platform and reduce the multi-axis vibration error and coupling phenomenon of the motion control platform, a PID decoupling control algorithm based on neural feedforward network was proposed to design the $XY\theta$ motion control platform system. A large-stroke micron positioning platform composed of high-performance XY -direction linear motor, θ -direction torque motor and computer software were built. The improved neural feedforward network PID decoupling control algorithm was used to compensate the positioning of the motion control platform. At the same time, the closed-loop feedback control of the positioning platform was realized by real-time feedback of the sensor to locate the terminal position of the system. Experimental results showed that the improved decoupling control of the platform was realized by using the control algorithm, and the multi-axis synchronization control can be well accomplished. Steady-state and dynamic performance of the system can be improved.

Key words: decoupling control algorithm; neural network PID; $XY\theta$ motion platform; MATLAB simulation

0 引言

随着半导体行业的快速发展,IC 电子的封装集成度越来越高,高精度运动定位平台成为电子设备封装检测的核心技术之一。运动定位平台的运动精度和定位精度直接影响到 IC 封装检测设备的速度、加速度、定位精度等各项性能指标。在多轴定位平台运动过程中,往往存在不同程度的惯性耦合、速度耦合以及重力效应耦合现象。具有多输入、多输出的非线性时变系统通常在控制过程中存在耦合特性,耦合对象的解耦控制已经成为控制领域的一大课题。为了实现对耦合对象的控制,通常需要对被控对象系统进行解耦处理。针对这些运动耦合现象,SEARAJI H 等^[1]提出了系统逆解耦方法,SARIDIS G N 等^[2]提出了非线性

解耦反馈控制方法;Nakashima 等^[3]针对由旋转电机+滚珠丝杆组成的强机械耦合运动平台提出了同步运动控制研究;贾松涛等^[4]针对双直线同步运动电机提出了自适应解耦控制器设计。Zheng Q 等^[5]针对平方多变量系统,提出了一种基于自抗扰控制框架的动态扰动解耦控制策略;Wu Z 等^[6]提出一种基于简化解耦的多输入多输出系统自抗扰控制;Liu T 等^[7]基于解耦控制理论,提出一种新的电压逆变器控制方法;Fujimoto H 等^[8]提出一种单位反馈控制解耦下的解耦控制器。

本文针对 $XY\theta$ 三轴运动平台在运动过程中存在惯性耦合、速度耦合的现象,提出了一种改进的基于神经网络 PID 解耦控制策略的 $XY\theta$ 定位平台设计,对 X 、 Y 轴进行动力学模型建立,通过对系统进行仿真和实

收稿日期: 2019-03-20; 修回日期: 2019-04-06

* 基金项目: 国家自然科学基金-联合基金(U1601202); 广东高校科研项目建设项目(17ZK0091)

作者简介: 余希达(1992—),男,广东潮州人,广东工业大学硕士研究生,研究方向为高速高精度运动控制技术(E-mail: yuxidayulang@163.com);

通讯作者: 高健(1964—),女,山东青岛人,广东工业大学教授,博士,研究方向为精密检测技术与先进制造装备及其自动化(E-mail: gaojian@gdut.edu.cn)。

验,证明该控制策略的有效性。

1 特征及其相关元素的定义

1.1 运动定位平台结构

$XY\theta$ 运动定位平台如图 1 所示,该平台由以下三部分组成:一是用于运动定位平台的基台;二是实现 X 、 Y 轴方向运动的大行程直线电机;三是实现 θ 轴旋转角度的力矩电机。平台测量系统采用奥地利 RSF 敞开式光栅尺,通过光栅尺的摩尔条纹来测量反馈定位平台末端位置信息,如图 2 所示。

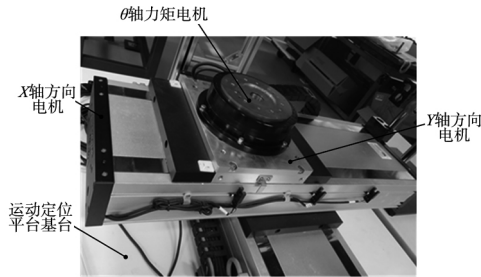


图 1 $XY\theta$ 运动定位平台

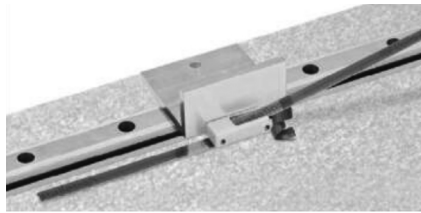


图 2 光栅尺

平台所用光栅尺是长条状透镜薄片,薄片上由细小的刻度线,将光栅尺薄片贴合在运动定位平台的基台上,通过平台读数头的相对运动来获取平台的位置信息,其分辨率 $0.1\mu\text{m}$,精度等级 $\pm 5\mu\text{m}$,刻度间距 $\pm 40\mu\text{m}$,运行速度最高可达 10m/s 。根据表 1 和表 2 中 X 、 Y 及 θ 轴的相关性能指标中可以提取以下有效信息: X 、 Y 轴最大行程为 300mm ,两轴的重复定位精度均为 $\pm 2\mu\text{m}$, θ 轴定位精度为 $\pm 45\text{arc sec}$;整体最大负载为 5kg 。

表 1 X 、 Y 轴电机性能指标

性能指标	X 轴	Y 轴
有效行程(mm)	300	300
重复精度(mm)	± 0.002	± 0.002
最大速度(m/s)	0.5	0.5
电机型号	LSMU200301	LSMU200301
极距(mm)	15	15
负载(kg)	5	

表 2 θ 轴力矩电机性能指标

性能指标	具体数值
连续力矩($\text{N} \cdot \text{m}$)	5
峰值力矩($\text{N} \cdot \text{m}$)	15
最大转速(r/min)	500
重复精度(arc sec)	± 2
定位精度(arc sec)	± 45
转子惯量($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.0022

1.2 定位平台 X 、 Y 轴动力学模型及耦合模型建立

为了研究运动定位平台 X 、 Y 轴的性能,建立了运动定位平台的 X 、 Y 轴的动力学模型,如图 3、图 4 所示。图中 K_{x1} 、 K_{y1} 分别为运动定位平台的 X 轴、 Y 轴所用的直线电机的伺服刚度; K_{x2} 、 K_{y2} 分别代表运动定位平台 X 轴、 Y 轴的负载平台导轨滑块副的等效接触刚度; C_{x1} 、 C_{y1} 分别为运动定位平台的 X 轴、 Y 轴直线电机阻尼系数; C_{x2} 、 C_{y2} 分别代表 X 轴、 Y 轴负载平台导轨副的阻尼系数; M_{x1} 、 M_{y1} 分别代表 X 轴、 Y 轴对应直线电机及其附属质量的等效质量和; M_{x2} 、 M_{y2} 分别代表 X 轴、 Y 轴对应的负载平台及其附属质量的等效质量和; F_{x1} 、 F_{y1} 分别代表运动定位平台的 X 轴、 Y 轴对应的直线电机的等效驱动力。

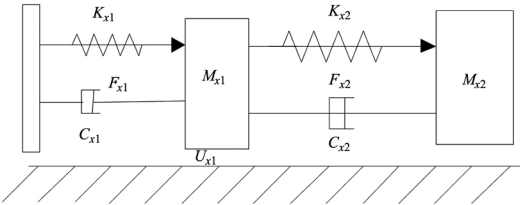


图 3 X 轴直线电机平台模型

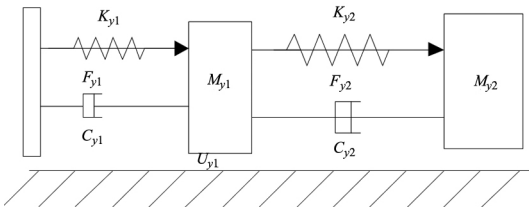


图 4 Y 轴直线电机平台模型

经过计算推导, X 、 Y 轴的运动微分方程分别表达为式(1)和式(2):

$$\begin{cases} M_{x1}\ddot{u}_{x1} = -k_{x1}u_x - k_{x2}(u_{x1} - u_{x2}) - C_{x1}\dot{u}_{x1} - C_{x2}(\dot{u}_{x1} - \dot{u}_{x2}) \\ M_{x2}\ddot{u}_{x2} = -k_{x2}(u_{x2} - u_{x1}) - C_{x2}(\dot{u}_{x2} - \dot{u}_{x1}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} M_{y1}\ddot{u}_{y1} = -k_{y1}u_{y2} - k_{y2}(u_{y1} - u_{y2}) - C_{y1}\dot{u}_{y1} - C_{y2}(\dot{u}_{y1} - \dot{u}_{y2}) \\ M_{y2}\ddot{u}_{y2} = -k_{y2}(u_{y2} - u_{y1}) - C_{y2}(\dot{u}_{y2} - \dot{u}_{y1}) \end{cases} \quad (2)$$

对公式进行进一步简化,得到 X 、 Y 平台的简化动力学模型:

$$\begin{cases} M\ddot{x} + u\ddot{x} + F_L = F(t) \\ K_c\dot{x} + L\frac{dI_c}{dt} + RI_c = U \\ K_f = F(t) \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)通过拉普拉斯变换,得到其系统传递函数为:

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{K_f}{LM_s^2 + (uL + MR)s + K_eK_f + uR} \frac{1}{s} \quad (4)$$

式(4)中 M 为运动平台的等效总质量; μ 为运动平台的等效阻尼系数; F_L 运动平台负载力; $F(t)$ 为平台 X 、 Y 轴对应直线电机驱动力; K_e 为平台 X 、 Y 轴对应直线电机反电势常数; K_f 为 X 、 Y 轴对应电机的推力常数; L 为 X 、 Y 轴对应直线电机线圈电感; I_c 为平台 X 、 Y 轴对应直线电机线圈电流; R 为平台 X 、 Y 轴对应直线

电机线圈电阻。查询电机具体电气规格参数,如表 3 所示。

表 3 运动平台 X、Y 轴直线电机电气规格参数

参数名称	符号	单位	型号 LSMF200301
平台质量	M	kg	58.8
线圈电感	L	mH	10
线圈电阻	R	Ω	3.3
反电动势常数	K_e	/	46.1
推力常数	K_f	N/A	40.9

将表 3 参数代入式(4)中,可得运动平台 X、Y 轴电流-位移传递函数式(5)。

$$G(s) = 2.32 / (s^2 + 2.32) \quad (5)$$

2 系统控制方法研究

2.1 PID 控制系统

在控制系统中,PID 控制是控制器中最常用的控制规律,简单来说,PID 控制器就是由比例环节 P、积分环节 I、微分环节 D 组成的控制器。PID 控制系统原理框图如图 5 所示。

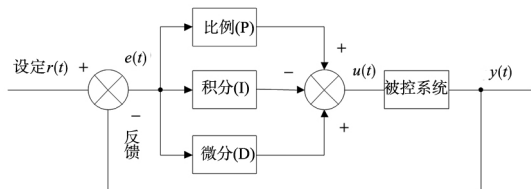


图 5 PID 控制系统原理图

根据图 5 中系统初始输入值 $r(t)$ 与系统最终输出值 $y(t)$ 构成 PID 控制系统控制偏差 $e(t)$ 得:

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + \frac{T_d de(t)}{dt} \right] \quad (6)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (7)$$

其中, $e(t)$ 为 PID 控制系统输入输出误差, K_p 为系统中的比例系数、 K_i 为系统中的积分常数、 T_d 为系统中的微分常数。

2.2 多变量解耦控制系统

在控制系统中,我们通常假设系统中只有一个被控量,在影响该被控量的多个因子中,通常选择其中一个因子作为控制量,其他因子则可看作系统中的扰动,从而构成单输入单输出的控制系统。然而在实际控制中,大多数系统属于多变量控制系统,系统之间存在多个输入和多个输出,输入和输出之间存在相互影响,在控制系统中把这种现象称之为耦合现象。

如图 6 所示,该控制系统是一个多输入、输出的系统,控制器 $G_{c1}(s)$ 的输出 $U_1(s)$ 通过传递函数 $G_{11}(s)$ 和传递函数 $G_{21}(s)$ 同时作用于输出 $Y_1(s)$ 和输出 $Y_2(s)$;同理,控制器 $G_{c2}(s)$ 的输出 $U_2(s)$ 通过传递函数 $G_{12}(s)$ 和传递函数 $G_{22}(s)$ 同时作用于输出 $Y_1(s)$ 和输出 $Y_2(s)$ 。

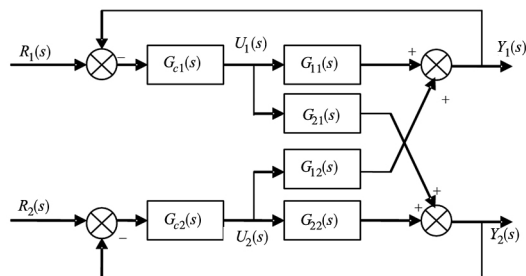


图 6 双输入双输出控制系统结构框图

该耦合关系用传递函数矩阵描述为:

$$Y(s) = G(s) U(s) \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中, $Y(s)$ 为系统输出; $U(s)$ 为系统输入; $G(s)$ 为传递函数。

在这种多输入多输出的耦合控制系统中,如果采用简单传统 PID 控制则会出现无法控制对回路之间关联、无法有效实现多变量统一控制、系统鲁棒性难以得到保证等问题。

理论上,通过切断系统中的耦合通道和连接系统补偿通道这两种办法对耦合系统的解耦控制最为直观,但实际系统控制中并不适用,实际控制过程中多是对耦合系统进行解耦控制系统设计,所谓解耦控制系统设计就是通过设计合适的解耦控制器接触控制回路中被控量之间的耦合关系,完全解耦控制系统可实现控制器与被控量之间独立控制。解耦控制器的设计主要有对角阵解耦、前馈解耦、反馈解耦和神经网络解耦。

对角阵解耦是多变量解耦控制系统中比较常用的一种解耦方法,对角阵需要被控对象的特征矩阵与解耦控制举证的乘积为对角阵,我们把这个对角阵称为 $G^*(s)$ 。对角阵 $G^*(s)$ 满足以下矩阵方程:

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}^*(s) & 0 \\ 0 & G_{22}^*(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{c1}(s) \\ U_{c2}(s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

通过变换可得对角阵偶控制器的数学模型为:

$$D(s) = \begin{bmatrix} \frac{G_{11}^*(s) G_{22}(s)}{G_{11}(s) G_{22}(s) - G_{12}(s) G_{21}(s)} & \frac{-G_{12}^*(s) G_{22}(s)}{G_{11}(s) G_{22}(s) - G_{12}(s) G_{21}(s)} \\ \frac{-G_{11}^*(s) G_{21}(s)}{G_{11}(s) G_{22}(s) - G_{12}(s) G_{21}(s)} & \frac{G_{11}^*(s) G_{21}(s)}{G_{11}(s) G_{22}(s) - G_{12}(s) G_{21}(s)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

由式(11)可得出通过对角阵解耦后的系统框图和等效控制系统图如图 7、图 8 所示:

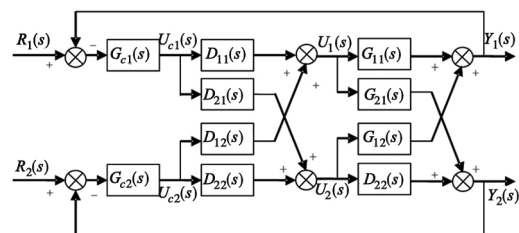


图 7 对角阵解耦控制系统框图

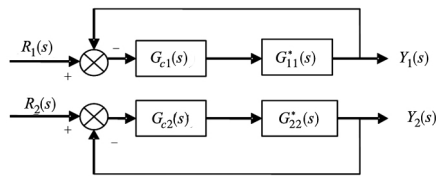


图8 对角阵解耦等效控制系统框图

在控制系统中,采用对角阵解耦可以使得系统编程单变量系统进行控制,但是对于复杂的多变量耦合系统,对角阵解耦算法求解得到的解耦控制数学模型往往过于复杂,导致在实际过程中难以实现控制器解耦。

根据不变性原理来设计解耦控制器来减少系统之间相互关联影响,这种方法称为前馈补偿解耦控制。如图9所示为耦合系统的前馈补偿解耦控制系统框图,经过补偿后,系统变为两个单回路控制系统,具有与对角阵解耦类似的系统解耦。前馈补偿解耦在实际控制应用过程中应用比较普遍,因为它不仅可以实现多输入信号的解耦,还能实现控制过程中系统扰动信号的解耦。根据前馈补偿解耦控制系统框图可得,要实现输入输出之间的解耦,则需满足:

$$\begin{cases} U_{c1}(s) D_{21}(s) G_{22}(s) + U_{c1}(s) G_{21}(s) = 0 \\ U_{c2}(s) D_{12}(s) G_{11}(s) + U_{c2}(s) G_{12}(s) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

由此得到其解耦控制器的传递函数为:

$$D_{21} = \frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)} \quad D_{12} = \frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)} \quad (13)$$

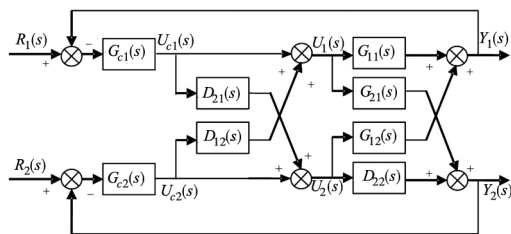


图9 前馈补偿解耦控制系统框图

反馈解耦控制于前两种解耦控制方法不同的是,其反馈控制器不是配置在系统的前进通道上,而是将反馈控制器配置在系统控制的反馈通道上。通过反馈解耦控制器的解耦,系统可以分解为多个单独系统。系统结构见图10,根据系统框图可得,要实现输入与输出之间的反馈解耦,则需满足:

$$\begin{cases} -Y_1(s) D_{21}(s) G_{c2}(s) + Y_1(s) G_{21}(s) = 0 \\ -Y_2(s) D_{12}(s) G_{c1}(s) + Y_2(s) G_{12}(s) = 0 \end{cases} \quad (14)$$

由此可得其解耦控制器的传递函数为:

$$D_{21} = \frac{G_{21}(s)}{G_{c2}(s)} \quad D_{12} = \frac{G_{12}(s)}{G_{c1}(s)} \quad (15)$$

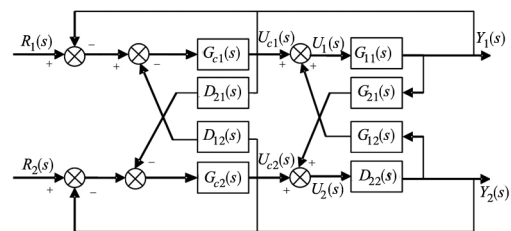


图10 反馈解耦控制系统框图

2.3 神经网络前馈PID解耦控制算法

在神经网络控制器中,具有自适应学习能力的单神经元是构成神经网络控制器的最基本的控制部件,由单神经元PID控制器构成的控制回路不但具有结构简易、环境适应能力较强的特点,还具有较好的鲁棒性。其控制器解耦如图11所示。在多变量控制系统中,通过引入多个单神经元控制器对系统进行解耦控制,如图12所示为等效的控制系统结构图。

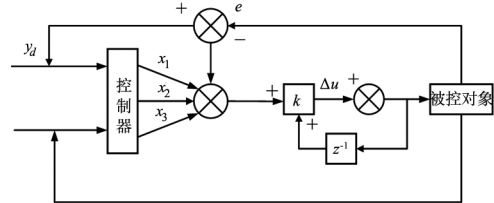


图11 单神经PID控制器系统结构图

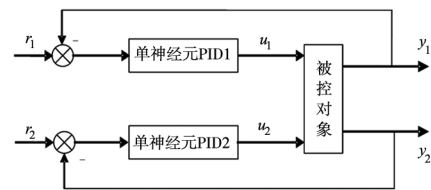


图12 二变量单神经元PID控制系统

单神经元PID控制器控制回路中,可以对加权系数进行调整,从而达到控制系统参数自适应的目的。控制器将误差的比例环节P、积分环节I、微分环节D作为控制其中单个神经元量,通过有监督的Hebb学习原则,实现系统控制。在单神经元PID控制系统中,结合前馈解耦控制将期望值 $r(t)$ 输入到前馈模型中,以被控对象信号作为反馈信号,通过单神经元PID控制器对系统的比例环节P、积分环节I、微分环节D的参数进行调整优化,实现更好的闭环控制。前馈控制模型系统框图如图13所示。文章通过改进单神经元PID算法中的加权系数修正值,将修正值 $x_i(k)$ 修改为 $e(k) + \Delta e(k)$,改进后系统控制算法及神经网络学习算法为:

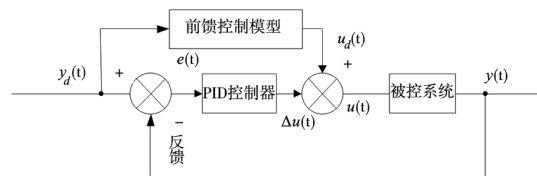


图13 前馈控制系统框图

$$\begin{cases} u(k) = u(k-1) + K \sum_{i=1}^3 \bar{w}_i(k) x_i(k) \\ \bar{w}(k) = w_i(k) / \sum_{i=1}^3 |w_i(k)| \\ w_1(k) = w_1(k-1) + \eta_I z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \\ w_2(k) = w_2(k-1) + \eta_P z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \\ w_3(k) = w_3(k-1) + \eta_D z(k) u(k) (e(k) + \Delta e(k)) \end{cases} \quad (16)$$

式中, x_i 代表 x_1 、 x_2 、 x_3 ;

$$x_1(k) = e(k); x_2(k) = e(k) - e(k-1);$$

$$x_3(k) = \Delta^2 e(k) = e(k) - 2e(k-1) + e(k-2);$$

$z(k) = e(k); \Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ 。为单神经元 PID 中积分常数的学习速率; η_p 单神经元 PID 中积分比例的学习速率; 单神经元 PID 中微分常数的学习速率; K 为神经元的比例常数。

3 仿真与实验分析

为验证文章提出的基于神经网络前馈 PID 解耦控制算法的在上述集中算法中的优越性, 文章通过 MATLAB 仿真分别得到对角阵解耦控制算法、前馈补偿解耦控制算法、反馈解耦控制算法和神经网络前馈 PID 的仿真结果, 最后通过搭建的实验平台进行实验验证。

3.1 仿真分析

在 MATLAB 仿真模块中建模, 通过对角阵解耦算法对传递函数为 $G(s)$ 的控制系统进行仿真, 得到系统存在和不存在耦合两种情况下的阶跃响应曲线, 并通过对角阵解耦控制算法, 得到解耦系统的阶跃响应曲线。

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{3}{2s+1} & \frac{-1.5}{3s+1} \\ \frac{1}{9s+1} & \frac{1}{12s+1} \end{bmatrix} \quad (17)$$

通过对角阵解耦算法可得对角阵解耦控制器的传递函数为:

$$D(s) = \begin{bmatrix} \frac{81s^2 + 36s + 3}{117s^2 + 57s + 4.5} & \frac{27s^2 + 16.5s + 1.5}{117s^2 + 57s + 4.5} \\ \frac{-108s^2 - 45s - 3}{117s^2 + 57s + 4.5} & \frac{81s^2 + 36s + 3}{117s^2 + 57s + 4.5} \end{bmatrix} \quad (18)$$

MATLAB 仿真结果如图 14 所示, 由仿真结果可知, 通过对角阵解耦算法对耦合系统进行解耦后, 系统的阶跃响应曲线与无耦合系统的阶跃响应曲线一致, 即说明通过对角阵解耦算法解耦后的系统可以等效为多个相对独立的单输入单输出系统。

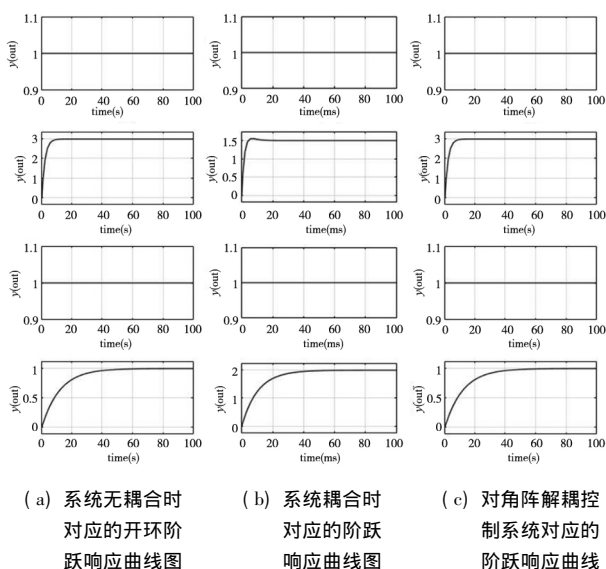


图 14 对角阵解耦系统框图

在 MATLAB 仿真模块中建模, 通过前馈补偿解耦算法对传递函数为 $G(s)$ 的控制系统进行仿真, 得到系统存在和不存在耦合两种阶跃相应曲线, 并通过前馈补偿解耦控制算法, 得到解耦系统的阶跃响应曲线。MATLAB 仿真实验中发现, 反馈解耦控制系统与前馈补偿解耦控制系统所得系统阶跃响应曲线图一致, 因此只讨论前馈补偿解耦控制系统响应曲线图。

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.02}{(5s+1)(20s+1)} & \frac{-0.52}{(7s+1)(20s+1)} \\ \frac{1.02}{(10s+1)(12s+1)} & \frac{1.02}{(4s+1)(12s+1)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中系统前馈补偿控制器为:

$$D_{21} = 0.56 \frac{4s+1}{10s+1} \quad D_{12} = 0.51 \frac{5s+1}{7s+1} \quad (20)$$

MATLAB 仿真结果如图 15 所示, 由仿真结果可知, 通过前馈补偿解耦算法对耦合系统进行解耦后, 系统的阶跃响应曲线与无耦合系统的阶跃响应曲线一致, 即说明通过前馈补偿解耦算法解耦后的系统可以等效为多个相对独立的单输入单输出系统。

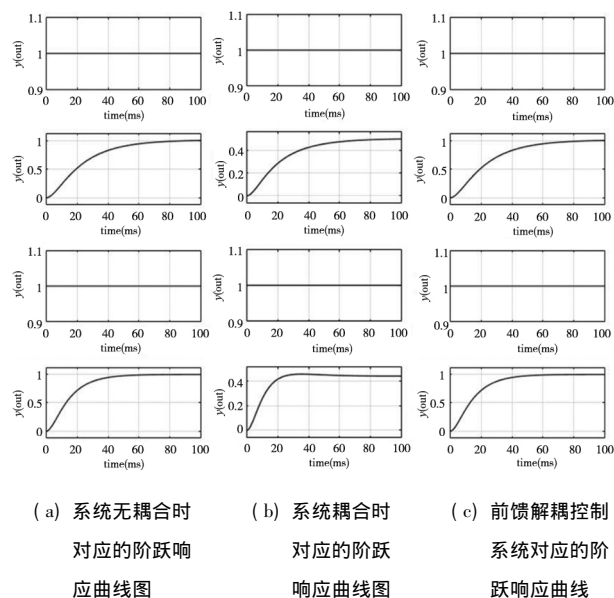
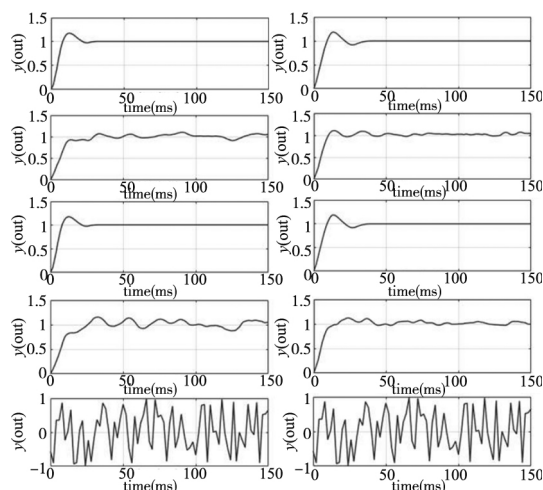


图 15 前馈补偿解耦系统框图

在 MATLAB 仿真模块中建模, 通过神经网络前馈 PID 解耦控制算法对上述前馈补偿控制系统进行仿真, 其中 PID 参数整定为 $K_{P_1} = 6, T_{I_1} = 5, K_{P_2} = 4, T_{I_2} = 3.7$ 。在系统阶跃响应过程中, 加入幅值为 1 的外部随机干扰信号, 得到系统解耦前和解耦后的响应曲线图, 如图 16 所示, 由图可明显看出, 采用神经网络前馈 PID 控制算法解耦后系统的反应速度、抗干扰能力大大提高。



(a) 系统耦合响应曲线图 (b) 神经网络前馈 PID 解耦控制算法解耦后系统相应曲线图

图 16 耦合与解耦系统相应曲线图

3.2 实验与结果分析

搭建 $XY\theta$ 实验平台系统如图 17 所示,为实验硬件系统实物图。实验过程中,通过 PC 机软件系统产生振幅为 20mm 的 X 轴方向的持续的正弦波信号,平台直线电机 X 轴方向做振幅 20mm 的往复运动,平台 X 轴输出的位移由平台光栅尺进行位置信息反馈;由激光干涉仪测量平台 Y 轴振动情况,测量结果直接由 PC 机的 Renishaw software 显示并查看。

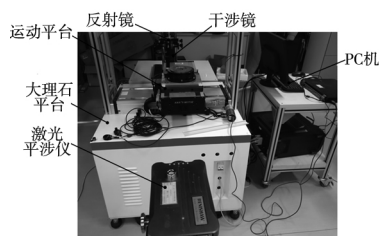
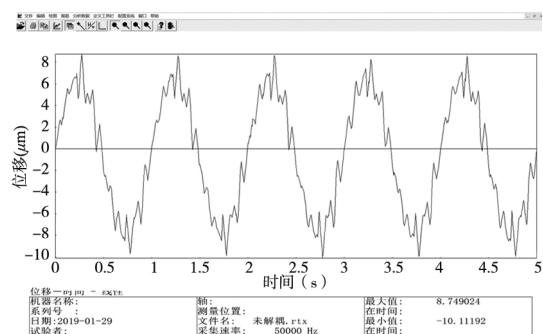
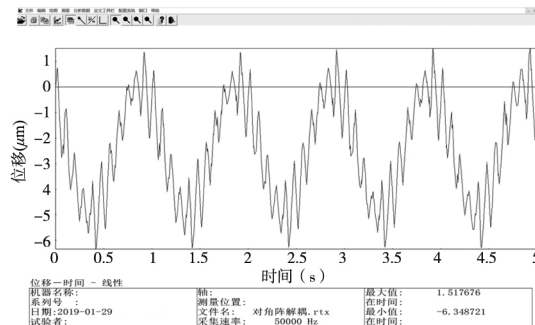


图 17 实验平台系统

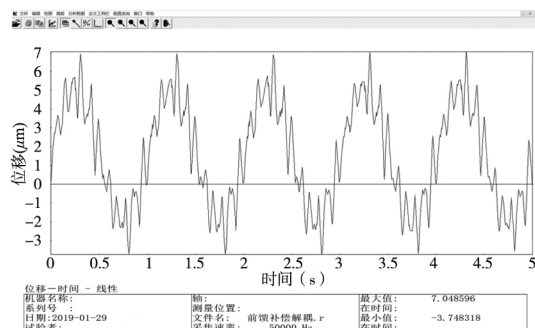
采用型号为 XL-80 激光干涉仪检测实验过程中平台 Y 轴振动输出,该激光干涉仪的测量范围为 0 ~ 80mm,分辨率为 1nm,最大测量速度为 4m/s,最高采样频率为 50kHz。实验过程中采用激光干涉仪最高采样频率对平台 Y 轴振动输出进行采样。实验结果如图 18 所示。通过多组实验,取 20 组三种算法控制下平台 Y 轴振动幅值平均值,如图 19 所示。



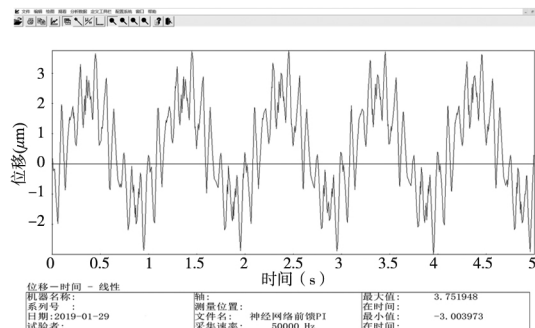
(a) 耦合 Y 轴振动图



(b) 对角阵解耦控制算法 Y 轴振动图



(c) 前馈补偿解耦控制算法 Y 轴振动图



(d) 神经网络前馈 PID 解耦控制算法 Y 轴振动图

图 18 Y 轴振动采样图

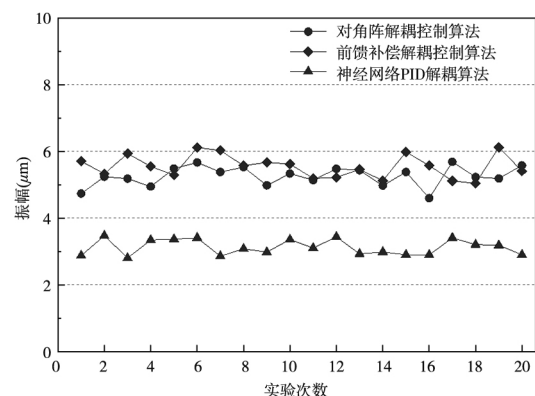


图 19 Y 轴振幅均值重复性实验

由图 18 可直观看出,平台在未解耦情况下, Y 轴振动幅值明显高于解耦后平台 Y 轴振动幅值;3 种算法控制下, Y 轴振动情况,其中神经网络前馈 PID 控制算法下 Y 轴振动幅值明显小于其他两种算法。图 19 可直观看出,所提神经网络前馈 PID 解耦控制算法在实际控制过程中能够更有效地对系统进行解耦控制,在平台实际运动过程中更有效减少各轴间运动的相互耦合影响。

4 结论

由复杂系统控制过程中往往存在不同程度的惯性耦合、速度耦合等系统耦合问题。为此,提出了一种改进的基于神经网络前馈 PID 解耦控制算法。仿真和实验结果表明,所提出的方法能够对控制系统参数进行有效优化,同时能对系统中的耦合现象进行有效的解耦控制,提高系统的动态稳态性能;同时所提出的改进的基于神经网络前馈 PID 解耦控制算法在 3 种算法对比中具有较高的鲁棒性,能够有效抑制耦合过程产生的振动干扰,有效解决系统耦合问题。

【参考文献】

- [1] SERAJI H. An approach to multivariable control of manipulators[J]. *Dyn Syst Meas Contr*, 1987, 109(2): 146–153.
- [2] SARIDIS G N, LEE C S G. An approximation theory of optimal control for trainable manipulators[J]. *IEEE Trans Systems Man Cybern*, 1979, 9(3): 152–159.
- [3] R Nakashima SH, H Honda, R Oguro. Position control for linear slider with two linear drives[J]. *Electronic Engineering in Japan*, 2004, 147(4): 68–76.
- [4] 贾松涛. 精密气浮 XY 工作台双边驱动控制技术研究[D]. 北京: 清华大学, 2008.
- [5] Zheng Q, Chen Z, Gao Z. A practical approach to disturbance decoupling control[J]. *Control Engineering Practice*, 2009, 17(9): 1016–1025.
- [6] Wu Z, Xue Y, Pan L, et al. Active disturbance rejection control based simplified decoupling for two-input-two-output processes, 2017[C]//Technical Committee on Control Theory, CAA, 2017.
- [7] Liu T, Zhang W, Gao F. Analytical decoupling control strategy using a unity feedback control structure for MIMO processes with time delays[J]. *Journal of Process Control*, 2007, 17(2): 173–186.
- [8] Fujimoto H, Sakata K, Saiki K. Application of Perfect Tracking Control to Large-Scale High-Precision Stage[J]. *IFAC Proceedings Volumes*, 2010, 43(18): 188–193.

- [9] Garrido J, Vázquez F, Morilla F. Centralized multivariable control by simplified decoupling[J]. *Journal of Process Control*, 2012, 22(6): 1044–1062.
- [10] Nagatsu Y, Katsura S. Decoupling and Performance Enhancement of Hybrid Control for Motion-Copying System[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(1): 420–431.
- [11] Zhou X, Zhang H, Yu R. Decoupling control for two-axis inertially stabilized platform based on an inverse system and internal model control[J]. *Mechatronics*, 2014, 24(8): 1203–1213.
- [12] Li D, Ding P, Gao Z. Fractional active disturbance rejection control[J]. *ISA Transactions*, 2016, 62: 109–119.
- [13] Qin C, Zhang C, Lu H. H-Shaped Multiple Linear Motor Drive Platform Control System Design Based on an Inverse System Method[J]. *Energies*, 2017, 10(12): 1990.
- [14] García-Herreros I, Kestelyn X, Gomand J, et al. Model-based decoupling control method for dual-drive gantry stages: A case study with experimental validations[J]. *Control Engineering Practice*, 2013, 21(3): 298–307.
- [15] Cai K, Tian Y, Wang F, et al. Modeling and tracking control of a novel XYθz stage[J]. *Microsystem Technologies*, 2017, 23(8): 3575–3588.
- [16] Xie Y, Tan Y, Dong R. Nonlinear Modeling and Decoupling Control of XY Micropositioning Stages With Piezoelectric Actuators[J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2013, 18(3): 821–832.
- [17] Cai W, Ni W, He M, et al. Normalized Decoupling A New Approach for MIMO Process Control System Design[J]. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 2008, 47(19): 7347–7356.
- [18] Xue W, Huang Y. Performance analysis of active disturbance rejection tracking control for a class of uncertain LTI systems[J]. *ISA Transactions*, 2015, 58: 133–154.
- [19] 刘金琨. 先进 PID 控制及其 MATLAB 仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003. (编辑 李秀敏)

(上接第 109 页)

【参考文献】

- [1] Segura J A, Castro L, Rosales I, et al. Diagnostic and failure analysis in Blades of a 300MW steam turbine[J]. *Engineering Failure Analysis*, 2017, 82(12): 631–641.
- [2] Cantrell J H. Quantitative assessment of fatigue damage accumulation in wavy slip metals from acoustic harmonic generation[J]. *Philos. Mag*, 2006, 86(11): 1539–1554.
- [3] 尹峰, 洪源平, 戴恒才, 等. 核电厂汽轮机低压转子叶片常规缺陷及其检测[J]. *无损检测*, 2015, 37(9): 65–68.
- [4] 张剑锋, 轩福贞, 项延训. 材料损伤的非线性超声评价研究进展[J]. *科学通报*, 2016, 61(14): 1536–1550.
- [5] Hafezi M H, Alebrahim R, Kundu T. Peri-ultrasound for modeling linear and nonlinear ultrasonic response[J]. *Ultrasonics*, 2017, 80(9): 47–57.
- [6] 吴斌, 颜丙生. 非线性超声检测镁合金疲劳的仿真和试验[J]. *振动、测试与诊断*, 2012, 32(1): 96–100.
- [7] 颜丙生, 杨明超, 赵俊杰, 等. 0Cr17Ni4Cu4Nb 不锈钢早期损伤非线性驻波法检测[J]. *振动与冲击*, 2019(13): 151–157.
- [8] Simon V Walker, Jin-Yeon Kim, Jianmin Qu, et al. Fatigue damage evaluation in A36 steel using nonlinear Rayleigh surface

waves[J]. *NDT & E International*, 2012, 48(6): 10–15.

- [9] Daniel Marino, Jin-Yeon Kim, Alberto Ruiz. Using nonlinear ultrasound to track microstructural changes due to thermal aging in modified 9% Cr ferritic martensitic steel[J]. *NDT&E International*, 2016, 79(4): 46–52.
- [10] 李海洋, 高翠翠, 王召巴, 等. Q235 钢疲劳损伤的非线性 Rayleigh 波检测技术研究[J]. *中国测试*, 2018(4): 37–41.
- [11] Breazeale M A, Thompson D O. Finite-amplitude ultrasonic waves in aluminum[J]. *Appl Phys Lett*, 1963, 3: 77–78.
- [12] Breazeale M A, Philip J. Determination of third order elastic constants from ultrasonic harmonic generation measurements. *Physical acoustics: Principles and methods*[C]//Orlando, FL: Academic Press, Inc., 1984: 1–60.
- [13] Guoshuang Shui, Jin-Yeon Kim, Jianmin Qu, et al. A new technique for measuring the acoustic nonlinearity of materials using Rayleigh waves[J]. *NDT&E International*, 2008, 41(1): 326–329.
- [14] Thiele S, Kim J-Y, Wall JJ, et al. Nonlinear ultrasonic characterization of precipitation in 17-4PH stainless steel[J]. *NDT&E International*, 2015, 71: 8–15. (编辑 李秀敏)