

中图分类号：TP273

论文编号：10006SY1207123

北京航空航天大学
硕士学位论文

并联多维力加载试验机控制系统
设计与实现

作者姓名	高树华
学科专业	机械制造及其自动化
指导教师	樊锐 教授
培养学院	机械工程及自动化学院

Design and Implementation of the Control System for a Parallel Load Tester

A Dissertation Submitted for the Degree of Master

Candidate: Gao Shuhua

Supervisor: Prof. Fan Rui

School of Mechanical Engineering & Automation

Beihang University, Beijing, China

中图分类号：TP273

论文编号：10006SY1207123

硕士学位论文

并联多维力加载试验机控制系统 设计与实现

作者姓名	高树华	申请学位级别	工学硕士
指导老师姓名	樊锐	职称	教授
学科专业	机械制造及其自动化	研究方向	先进工艺装备及控制技术
学习时间自	2012年9月1日	起至	2015年6月30日
论文提交日期	2015年6月9日	论文答辩日期	2015年6月6日
学位授予单位	北京航空航天大学	学位授予日期	

关于学位论文的独创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在指导教师指导下独立进行研究工作所取得的成果，论文中有关资料和数据是实事求是的。尽我所知，除文中已经加以标注和致谢外，本论文不包含其他人已经发表或撰写的研究成果，也不包含本人或他人为获得北京航空航天大学或其它教育机构的学位或学历证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对研究所做的任何贡献均已在论文中作出了明确的说明。

若有不实之处，本人愿意承担相关法律责任。

学位论文作者签名：_____

日期： 2015 年 06 月 09 日

学位论文使用授权书

本人完全同意北京航空航天大学有权使用本学位论文（包括但不限于其印刷版和电子版），使用方式包括但不限于：保留学位论文，按规定向国家有关部门（机构）送交学位论文，以学术交流为目的赠送和交换学位论文，允许学位论文被查阅、借阅和复印，将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，采用影印、缩印或其他复制手段保存学位论文。

保密学位论文在解密后的使用授权同上。

学位论文作者签名：_____

日期： 2015 年 06 月 09 日

指导教师签名：_____

日期： 2015 年 06 月 09 日

摘 要

针对数控机床可靠性测试的需要, 本课题研究了一种基于 3P-(4S)并联机构的加载试验机。并联加载试验机本质上是一种负载模拟器, 其可以在跟随数控机床主轴运动的同时, 向机床主轴施加指定的空间三维力, 从而模仿机床主轴切削时的受力情况, 以测试机床主轴的稳定性。本论文着重研究了加载试验机控制系统的设计与实现, 包括建模、控制算法设计与仿真、实验系统软硬台平台搭建及一系列的实际实验, 主要内容如下:

1. 对并联加载试验机进行了运动学与动力学分析, 建立了其动力学模型; 考虑到实时控制的需要, 对所建立的动力学模型进行了进一步简化, 从而提高其计算效率; 针对动力学模型中难以直接测量的动力学参数, 设计了基于最小二乘法的参数辨识方案, 对辨识轨迹进行了基于 Fourier 有限级数优化, 并进行了 ADAMS 参数辨识仿真实验。

2. 设计了并联加载试验机加载力的显式力控制方案, 提出了结合“期望力前馈+主轴预测位置前馈+模糊 PI 反馈”的控制算法, 并给出详细的分析及设计过程。搭建了 ADAMS 与 Matlab/Simulink 的联合仿真环境, 并通过仿真初步验证了上述控制算法的有效性。

3. 利用三自由度龙门平台模仿数控机床的主轴运动, 搭建了加载实验的硬件平台; 以 Turbo PMAC 运动控制卡作为核心, 给出了力控制算法的具体实现; 使用 C#.NET 语言开发了具有 GUI 界面的上位机监测软件, 从而可以实时显示实际的控制效果。

4. 设计并进行了一系列加载实验, 以验证所提出控制算法的有效性, 并对实验结果与控制算法的关系进行了分析; 进行了空间三维力动态加载实验, 证明了本加载试验机的三维力加载能力, 并说明了整个控制系统的有效性。

关键词: 并联机构, 力控制, 多维力加载系统

Abstract

To test the reliability of CNC machine tools, this research presents a load tester, essentially a load simulator, based on 3P-(4S) parallel robots. The proposed parallel load tester is capable to exert a specific load spectrum on the spindle of the target CNC machine while following the spindle's movement at the same time. In this way, the three-dimensional force acting on the spindle when cutting metal materials can be simulated in order to evaluate the CNC machine's reliability performance. This thesis focuses on the design and implementation of the load force control system, including system modelling, derivation of the control algorithm and its simulation, the building of the hardware and software platform and a series of experiments. The main content of this thesis is summarized as follows:

Through kinematic and dynamic analysis of the proposed parallel load tester, its dynamic model is derived in Chapter 2. Since the original dynamic model is too complex for real-time control implementation, its simplification is analyzed and a simplified dynamic model is acquired. To get the unknown dynamic parameters of the model, an identification strategy based on the least square method is presented and the exciting identification trajectory is generated and optimized with the finite Fourier series. Finally, a simulation in ADAMS is conducted to test the validity of the suggested method.

An explicit force control scheme is designed for this parallel load tester. This scheme integrates the desired force feedforward control, the feedforward of the spindle's position prediction with the polynomial prediction filter and the fuzzy PI feedback controller. Detailed analysis and derivation is presented in Chapter 3. In this process, the effectiveness of the proposed control algorithm is validated with co-simulation between ADAMS and Simulink.

In Chapter 4, a gantry motion platform which is capable of three-dimensional movement is introduced to imitate the movement of CNC machine tools for lab experiments and the complete hardware framework is established. The implementation of the proposed control algorithm on Turbo PMAC (a motion control card) is presented in details. Afterwards, a

monitoring software with Graphical User Interface is developed for industrial personal computers with the C# language and the .NET Framework. This software is used to show the real-time load status visually in numeric and curve forms.

A sequence of experiments are designed and performed in Chapter 5. These experiments are carefully designed to show the effectiveness of the proposed control strategy and the analysis of experimental results is given in each experiment. Experiments which involve exerting three-dimensional force on a moving spindle are included and the results have proved the capability of the parallel load tester for multi-dimensional force loading and the practicability of the corresponding control system.

Key words: parallel mechanism, force control, multi-dimensional force loading system

目 录

第一章 绪论	1
1.1 课题背景	1
1.2 课题研究意义	2
1.3 并联多维力加载试验机及其控制策略概述	2
1.3.1 加载机构简介及应用	2
1.3.2 并联机构介绍及应用	3
1.3.3 机器人力控制策略	4
1.1.1 并联多维力加载控制的研究现状	6
1.4 课题来源及目标	8
1.5 论文内容	8
第二章 3P-(4S)并联机构建模与动力学参数辨识	10
2.1 3P-(4S)并联机构动力学建模	10
2.1.1 3P-(4S)并联机构运动学模型	11
2.1.2 3P-(4S)并联机构逆动力学模型	14
2.1.3 动力学模型简化分析	16
2.2 动力学参数辨识	18
2.2.1 摩擦力建模	19
2.2.2 包含摩擦力的线性形式动力学方程	20
2.2.3 最小二乘法辨识算法	22
2.2.4 轨迹优化	22
2.2.5 基于 ADAMS 的动力学参数辨识实验	26
2.3 本章小结	27

第三章 控制系统建模与控制算法设计	28
3.1 环境建模	28
3.2 显式力控制	29
3.3 ADAMS / Simulink 联合仿真环境搭建	30
3.3.1 ADAMS 虚拟样机建立	30
3.3.2 ADAMS 与 Simulink 数据交互	31
3.4 显式力模糊 PI 控制器设计	33
3.4.1 模糊 PI 控制器的基本组成	34
3.4.2 模糊 PI 控制器的设计	35
3.4.3 模糊 PI 控制器仿真	43
3.5 多项式预测滤波器	44
3.5.1 PPF 的数学形式	45
3.5.2 PPF 在主轴位置预测中的应用	46
3.6 控制系统整体结构	50
3.7 本章小结	51
第四章 控制系统硬件平台搭建与软件平台实现	53
4.1 硬件平台搭建	53
4.1.1 硬件平台概述	53
4.1.2 Turbo PMAC 运动控制卡及附件卡	56
4.1.3 单维拉压力传感器的标定	57
4.2 软件平台实现	60
4.2.1 龙门平台运动程序开发	60
4.2.2 龙门平台 PID 运动伺服算法参数调整	61
4.2.3 加载试验机力伺服程序开发	63

4.2.4 数字滤波.....	67
4.2.5 上位机监测软件.....	70
4.3 本章小结	72
第五章 加载实验	74
5.1 实验环境	74
5.2 静态加载	75
5.2.1 实验 1: 方波力信号.....	75
5.2.2 实验 2: 正弦力信号.....	78
5.2.3 实验 3: 多维力静态加载.....	81
5.3 动态加载	83
5.3.1 实验 4: 主轴做余弦轨迹运动, 恒定零值加载力.....	83
5.3.2 实验 5: 主轴梯形速度信号, 加载力梯形信号.....	87
5.3.3 实验 6: 多维力动态加载.....	89
5.4 本章小结	92
结论	93
参考文献	95
攻读硕士学位期间取得的学术成果	102
致谢	103

图表清单

图 1 基于位置的阻抗结构控制图	5
图 2 华中科技大学超大型六自由度加载平台	7
图 3 3P-(4S)并联机构运动简图及参考坐标系	12
图 4 最优质量分配系数与质心位置的关系	18
图 5 Leica AT901 激光跟踪仪	19
图 6 动平台球铰标定实验	19
图 7 摩擦力模型: (a)对称线性, (b)非对称线性, (c)对称非线性, (d)非对称非线性	20
图 8 利用 Matlab 优化工具箱进行非线性优化	25
图 9 环境模型	28
图 10 显式力控制方案的一般结构	29
图 11 加载试验机 ADAMS 虚拟样机	31
图 12 ADAMS_Sub 模块	32
图 13 Simulink 基本 PI 力控制框图	32
图 14 联合仿真流程	33
图 15 模糊 PI 控制器结构	34
图 16 误差 E 、误差变化率 EC 的隶属度函数曲线	37
图 17 比例系数调节量 ΔK_p 、积分系数调节量 ΔK_i 的隶属度函数曲线	38
图 18 模糊 PI 控制器仿真模型	43
图 19 阶跃信号作用下普通 PI 与模糊 PI 控制器效果对比	44
图 20 抛物线曲线 PPF 预测效果	48
图 21 正弦曲线 PPF 预测效果	49
图 22 控制系统整体结构框图	51

图 23 机械系统和电气连接示意图	54
图 24 加载实验平台	56
图 25 工控机及 Turbo PMAC 连接关系示意图	57
图 26 单维拉压力传感器标定	58
图 27 1 号力传感器所受压力与输出电压关系	59
图 28 Turbo PMAC 内置 PID 算法框图	62
图 29 龙门平台 1 号电机阶跃响应	63
图 30 龙门平台 1 号电机抛物线速度响应	63
图 31 龙门平台 2 号电机阶跃响应	63
图 32 龙门平台 2 号电机抛物线速度响应	63
图 33 龙门平台 3 号电机阶跃响应	63
图 34 龙门平台 3 号电机抛物线速度响应	63
图 35 Motor 在每个伺服中断周期执行流程	64
图 36 Turbo PMAC 自定义伺服算法开发流程	64
图 37 Turbo PMAC 实验系统软件结构示意图	66
图 38 实验控制系统三重数字滤波	68
图 39 限幅低通滤波效果	69
图 40 力伺服程序输出控制量的滑动滤波效果	70
图 41 上位机监测软件 LTCS	71
图 42 添加新监测数据项	72
图 43 曲线图设置	72
图 44 方波力信号加载曲线	76
图 45 方波力信号作用下，比例系数、积分系数调节曲线	77
图 46 正弦力信号（仅 PI 反馈）	79

图 47 正弦力信号 (PI 反馈+力一阶前馈)	79
图 48 正弦力信号 (PI 反馈+力一阶、二阶前馈)	79
图 49 正弦力信号下, 控制量组成	80
图 50 空间三维力静态加载曲线	82
图 51 恒力动态加载曲线 (无主轴预测位置前馈)	84
图 52 恒力动态加载, 误差与主轴速度关系 (无主轴预测位置前馈)	84
图 53 直线电机单轴实验恒力动态加载曲线	85
图 54 恒力动态加载曲线 (带主轴预测位置前馈)	86
图 55 控制量组成	86
图 56 主轴 X 方向运动位置及速度曲线	88
图 57 X 方向加载曲线及加载力误差	88
图 58 主轴运动速度	90
图 59 主轴的空间运动轨迹	91
图 60 空间三维力动态加载曲线	91
表 1 几何和惯性参数	17
表 2 参数优化结果	25
表 3 ADAMS 仿真实验参数辨识结果	26
表 4 比例系数调节量 ΔK_p 模糊规则表	39
表 5 积分系数调节量 ΔK_i 模糊规则表	39
表 6 比例系数调节量 ΔK_p 模糊查询表	42
表 7 积分系数 ΔK_i 调节量模糊查询表	42
表 8 Turbo PMAC PCI 运动控制卡配置概况	56
表 9 六个力传感器的标定结果	59
表 10 龙门平台三电机相关参数及单位换算系数	61

表 11 自定义力伺服程序 Motor 功能分配表	65
表 12 Turbo PMAC 实验软件系统目录结构及功能介绍	66
表 13 加载试验机动平台运动范围	75
表 14 实验 1 参数	75
表 15 实验 2 参数	78
表 16 实验 3 参数	81
表 17 实验 4 参数	83
表 18 实验 5 参数	87
表 19 实验 6 参数	89

第一章 绪论

本课题所研究的并联多维力加载试验机，其主要用于对多轴数控机床的主轴进行多维力加载，从而检验数控机床的工作性能及稳定性等指标。下面将首先对课题背景进行介绍，并阐述本课题的研究意义；随后对该领域的国内外研究现状进行综述，并着重介绍机器人力控制系统的相关策略与方法。

1.1 课题背景

可靠性是指“产品在规定条件下和规定时间内完成规定功能的能力”^[1]。在机床使用过程中，机床的可靠性是用户最关心的机床性能指标之一。目前，我国国产高档数控机床的可靠性和国外的产品存在较大的差距，可靠性不高造成停机率高、报修率高，直接影响产品的使用性能及市场占有率。为提高国产机床的可靠性，我国在“九五”、“十五”、“十一五”以及当前的“十二五”国家“863”计划项目、国家科技攻关项目中，对有关“数控机床可靠性”方面的科研课题都有所涉及。这些研究课题使国产机床的平均故障间隔时间值（MTBF）提高到 900 多小时^[2]（“八五”期间 MTBF 只有 200 多小时），但是此指标与国外机床相关指标 1000~1200 小时仍然存在一倍的差距。

数控机床的可靠性一般是以故障发生概率来表征的，在使用过程中机床发生故障次数越少，则通常表明可靠性越高。当前常规的数控机床性能试验包括对机床的精度、刚度和热变形等参数的测试，难以暴露机床的功能性故障，而反映机床可靠性的平均故障间隔时间必须通过长时间的现场运行才能充分显现出来。目前，对于数控机床的可靠性评估尚没有有效的整机试验手段，所采用的主要试验方法是试生产的“经时试验法”，即在机床出厂前对其进行连续长时间的 actual 切削试验以暴露其故障，同时采集并记录大量数据，然后再利用一定的统计数学方法对这些数据进行分析处理以评估目标机床的可靠性。但“经时实验法”存在耗费大师金属材料、需要很长时间及难以定量控制的弊端。

针对这种情况，全国金属切削机床标准化技术委员会提出了“数控机床可靠性评定总则”，提出可靠性试验包括空运转试验、加载试验、静刚度试验、扭矩和功率加载试验、典型试件切削试验、空运转加速试验和安全试验^[3]。其中加载试验是可靠性评定的重要环节，该试验是在模拟工作状态下，对机床施加至少超过正常工作条件下的载荷，

以此来考察机床的可靠性。在“八五”和“九五”期间，国内吉林大学数控机床可靠性研究室对数控机床使用进行了大量的现场跟踪考核^[4]，国产数控机床可靠性的提高得到国家有关部门的重视。

因此，现阶段急需一种能够模拟数控机床实际加工过程中受力情况的试验装置，可以根据需要给数控机床动态施加多维载荷。在数控机床加工运行过程中，该装置可以实现对机床主轴的随动跟随并对其施加动态多维载荷，以模拟实际加工过程中机床主轴受到的切削力。此方法可以解决传统的数控机床可靠性测试所带来的刀具和坯料浪费问题，并且可以方便地对试验条件进行定量控制，从而为机床可靠性的测试提供新的试验设备及有效手段。

1.2 课题研究意义

本课题项目组拟研究一种可实现动态施加多维载荷的、基于并联机构的多维加载试验机，以数控机床的可靠性测试为主要应用目标，实现在主轴特定运动过程中为其施加多维载荷的功能，可以更加真实模拟实际加工过程中受到的切削力，并且可以方便地设计多样化的加载实验，为机床的可靠性测试提供更先进、更经济、更可靠的试验设备和方法，在提高机床可靠性方面具有重要意义。

同时，多维力加载试验机研究成果也可以应用到其他需要动态负荷加载的场合。例如，可以用于对飞机的重要运动部件进行加载试验，特别是对于飞机的起落架和机翼这类经常受到交变载荷的主承力部件进行可控加载，对其进行更加接近于实际受力载荷谱的动态加载实验，试验数据更加真实可靠，同时也为飞机设计制造提供全新的高科技装备，促进航空工业技术水平的提高。

1.3 并联多维力加载试验机及其控制策略概述

1.3.1 加载机构简介及应用

在工业现场或者实验室，为了检验某系统及其零部件的可靠性、验证设计思路，或者为了检测某种材料的性能指标，通常需要对承载对象在静止或者按照特定的规律运动的情况下施加恒定的或者变化的载荷来模拟其真实或者极限的工作状态，检验其

可靠性。考虑到成本、时间，其他条件限制，采用合适的力加载机构能很好的满足这种需求。通常所述的力加载机构，可以通过被动施力机构或者力伺服系统来实现对给定系统的加载，来模拟承载对象在特定的环境下负载状态，故又称负载模拟器。

（1）加载机构的分类

按照承载对象的运动情况，加载机构可以分为主动加载机构（静止加载）和随动加载机构两种^[5]。主动加载机构在承载对象静止情况下施加载荷，常用于材料实验或者重要结构部件的静力加载。被动加载机构用于实现运动部件的随动加载，其结构和控制系统设计都相对复杂。

按照驱动方式的不同，加载机构可以分为机械式加载机构、气动式加载机构、电液式加载机构、电动式加载机构四种。机械式加载机构，通过阻尼装置、调节弹簧或者质量块等特定的机械结构来实现负载力模拟。这类加载机构控制简单，但是不能跟踪载荷变化，只能用于某种特定情况的加载，改变加载状态通常需要更换相应的加载元件。气动式加载机构是利用气动元件进行加载，这种加载机构反应快但负载能力较弱。电液式加载机构采用电液结合，由于其负载能力强便于控制已经在加载领域有了广泛的应用。电动式加载机构，采用加载电机驱动，具备较强的载荷指令跟踪能力和较高加载分辨率，体积小、污染小、维护简便，但系统加载载荷较小，工作频带较低。

（2）加载机构的应用

加载机构作为负载模拟、可靠性评定等的重要装置，在多学科领域都有着广泛应用。特别是随着计算机、传感器和力伺服技术的发展，采用先进力控制策略，加载机构可以模拟极限工作环境下对高速运动承载部件的随动加载。在材料实验领域，加载机构被广泛的用于拉压扭转实验加载、冲击疲劳试验等实验；在仪器仪表领域，加载机构也用于校准单维或多维力传感器；在航空航天领域，力加载机构有广泛地应用，涉及有舵机加载^[6]，航空航天重要结构部件的疲劳加载、直升飞机转轴加载、起落架加载^[7]等等；在汽车工业中，汽车发动机连杆、传动轴等重要结构部件加载、汽车座椅安全性加载^[8]等来评价结构部件的可靠性。

1.3.2 并联机构介绍及应用

并联机构（Parallel Mechanism 或 Parallel Robot），是由静平台、动平台及与静、

动平台铰接的若干并联连杆组成的闭环机构。当连杆伸缩或在静平台上运动时，动平台就可以产生空间多维运动，1965年 Stewart 提出将 6 自由度的 Stewart 平台应用于航空模拟器^[9]；90 年代中期，美国 Giddings & Lewis 公司、Ingersoll 公司，瑞士 Geodetics 公司以及俄罗斯 Lopic 公司分别推出了各自的并联机床^[10]，掀起了并联机床的研究高潮。

与传统的串联机构相比，并联机构具有如下优点^[11]：

- 1) 累积误差很小，精度较高；
- 2) 驱动装置可置于定平台上或接近定平台的位置，这样运动部分重量轻，速度高，动态响应好；
- 3) 结构紧凑，刚度高，承载能力大；完全对称的并联机构具有较好的各向同性；

并联机构的紧凑构型以及高刚度，使其适合作为本课题所以研究加载试验机的结构原型，从而可以达到较高的速度及动态性能，以实现跟随主轴运动的动态加载。

从应用上看，并联机构可分为三类：

- 1) 运动执行器。它根据控制指令使动平台产生特定的轨迹。这是应用最广的一类并联机构，如上述的机器人、驾驶模拟器、定位平台、机床等；
- 2) 传感器。动平台承受的六维力使六个支链产生不同的拉压力，用拉压传感器测量各支链受力，再经过运算便可算出动平台的受力及其各向分力、力矩^[12]；
- 3) 加载器。动平台根据控制指令产生加载运动，给被加载对象施加六维力载荷，可用于空间对接机构的综合试验、零件或材料的加载试验^[13]。

1.3.3 机器人力控制策略

关于机器人控制的研究，可以分为位置控制与力控制两大类。工业领域的成熟机器人一般有两种工作模式：第一种，机器人末端执行器在空间中做无约束运动，其目标是跟踪指定的空间轨迹；第二种，机器人末端执行器与环境接触，在空间一个或者多个自由度受到约束。当机器人与环境接触，即其运动在空间受到约束时，通常某几个自由度将进行位置控制，而受到约束的自由度则进行力控制，例如基于并联机构的空间对接机构、零件快速拾取操作器以及本课题所研究的机床加载试验机等，均需要同时对其空间位置和环境接触力进行控制。串联和并联机器人力伺服控制的关键是合理处理力和位置

控制之间的关系。目前常用的力控制方法有阻抗控制、力/位混合控制、自适应控制等，下面将对这些方法进行简要介绍。

1.3.3.1 阻抗控制策略。

阻抗控制的特点是通过系统位置反馈误差、速度反馈误差或刚度的调整来控制接触段的作用力，其根据调整量的类型可分为刚度控制、阻尼控制和阻抗控制三种。Maples 等对其进行了总结：这类力控制可以基于位置或者基于速度，当力偏差作为位置调整量时，称为刚度控制；当力偏差作为速度调整量时，称为阻尼控制；当力偏差同时作为位置和速度的调整量时，即为阻抗控制^[14]。

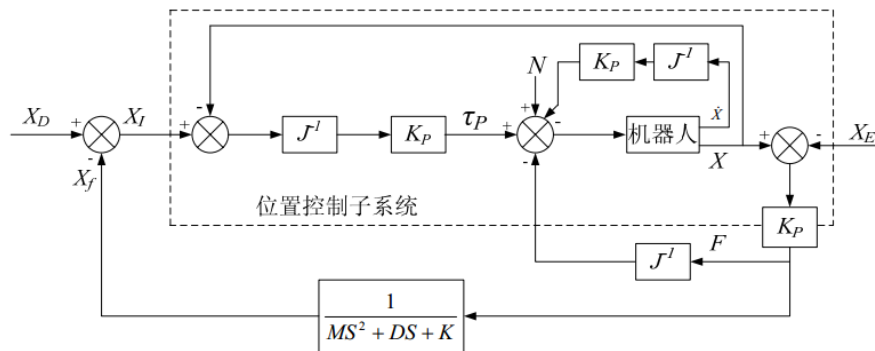


图 1 基于位置的阻抗结构控制图

1.3.3.2 力/位混合控制策略。

根据力/位混合控制的理论，在力位同时控制时，二者的自由空间是互补正交的，在力自由空间进行力控制，而在其正交方向上进行位置控制^[15]。Siciliano^[16]针对拥有柔性铰链的并联机构进行了研究，利用奇异摄动理论将系统分为两部分：刚体运动的缓慢子系统与柔性运动的快速子系统，对于刚体子系统采用力/位混合控制，而对于柔性子系统则采用快速控制以稳定其变形状态，仿真结果表明其控制算法性能良好。张立勋^[17]等人将力/位混合控制方法应用到绳索驱动并联机构控制系统当中，力回路用于控制绳的张力大小，位置回路用于实现末端轨迹跟踪，仿真结果表明该控制策略能同时力与位置控制的要求。

1.3.3.3 显式力控制策略。

在显力控制中通过将传感器力信号直接引入到闭环系统中进行直接控制。通常根据其内环包容的类型分为基于位置的显力控制，基于速度的显力控制和基于转矩的显力控

制，内环通常无修正作用，这样可以在保证内环控制的情况下满足力控制要求^[18]。本课题采用了此控制策略，将在后续内容中进行详细阐述。

1.3.3.4 自适应控制。

基于阻抗控制和力/位混合的经典控制策略，实施时需建立精确的控制模型，在控制系统为时变，模型不易精确建立时显得不太适应。而自适应控制技术可以用来解决不确定的环境限制，干扰和未知的信息^[19]。等人基于模型参数自适应控制(MRAC)的思想，通过将未建模因素以及外在干扰等效成一个附加的状态变量，设计了基于 Active Observer 控制方法，实验证明此方法对外在干扰有较强的鲁棒性^[20]。

1.3.3.5 智能控制策略。

Xu Yangsheng^[21]等为实现机械手插孔的能力，将主动柔顺性与被动柔顺性相结合，研制了本身具有一定柔顺的机械腕，并利用模糊控制的方法实现主动柔顺性；殷跃红^[22]等研究的智能力/位并环控制结构，将力控制大系统分解成相关子系统，将力/位并行输入，利用模糊神经网络进行综合，输出为位置量。能将力控制于 0.5N 的变化范围内，有效解决了碰撞和未知环境的约束等问题。但智能控制方法在实际工程应用上还非常局限。

1.1.1 并联多维力加载控制的研究现状

并联多维力加载要求加载机构在承载对象运动的情况下实现多维力加载，其控制难度比传统的并联机构力控制更大。目前针对并联多维力加载的相关研究较少，且大多数处于理论仿真分析及实验探索阶段，多数研究仅涉及静态加载，即被加载对象并不会产生明显的运动。现将国内外相关的研究成果做一介绍。

浙江大学提出基于单自由度的力加载方法，并针对基于 6DOF 并联机构的广义加载进行相关理论与实验研究，将 MRAC 阻抗控制器应用于 6DOF 并联机构的广义加载，通过广义力、单缸力、单缸位移的反馈，实现了较精确的多维力加载^[23]。

华中科技大学开展了基于液压六自由度加载机构的大型结构件的疲劳模拟实验，通过对单自由度液压控制系统的理论分析，对多维力加载技术进行相关的仿真及实验研究，利用 PID 算法进行位置或者力闭环控制，在实际应用中取得了较好效果^[24]，其实验系统如图 2 所示。

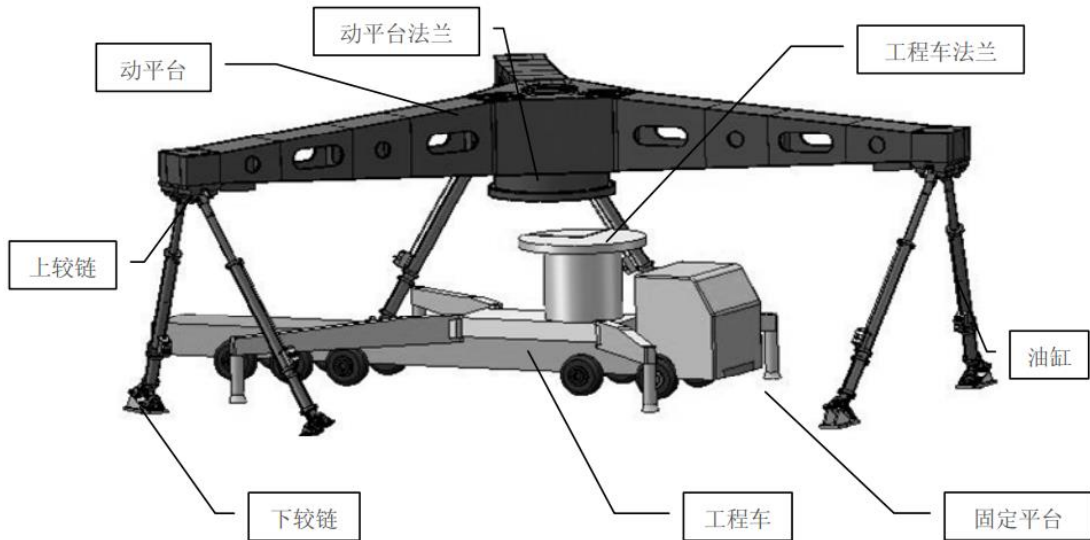


图 2 华中科技大学超大型六自由度加载平台

李昌等研究人员针对应用于高速列车车端刚度、阻尼等参数测量和部件疲劳测试的六自由度的液压综合加载机构的控制进行了研究，通过设计导纳控制器，将多维力偏差信号换算为位置偏差信号，实现了对车端部件的多维力主动加载^[25]。

此外哈工大对采用并联机构的航天器对接的柔顺力控制进行了相关理论分析和实验研究工作。为模拟空间对接过程的碰撞缓冲，设计了基于 6DOF 并联机器人的自适应阻抗控制器，实现了与环境作用过程的“柔顺性”^[26]。

通过对并联机构力控制策略与现有的并联多维力加载研究现状分析，可以看出，要实现并联力加载机构在承载对象高速、高加速度的情况下的变力加载，精确动力学模型的建立是必要的。在此基础上设计基于模型的控制算法，即能降低控制算法设计复杂程度，也能够满足控制要求。此外为了实现动力学模型的实时计算和参数的在线辨识，控制系统的实时性也是很重要的一个问题^[27]。

国外对并联机构的力控制多应用于材料实验及医疗康复器械领域。Brian P. Kelly 等人设计一个六自由度并联加载装置，用于对腰椎进行加载测试，并实现了六个方向的力/位混合控制^[28]；Matthew R. Walker 等人则基于 Steward 平台设计了脊柱关节加载实验装置，并实现了在未知试样参数及变形下的三自由度力加载^[29]；Prashant K. Jamwal 等人则设计了一种可穿戴并联装置，并利用模糊扰动观测器实现了力及位置的控制，此装置用于受伤踝关节的康复训练^[30]。

1.4 课题来源及目标

本课题来源于北京航空航天大学“高档数控机床与基础制造装备”科技重大专项子课题“五轴联动机床可靠性加载试验的并联加载试验装置的研究”（项目编号：2012ZX04010-021-05）。

作为可施加空间六自由度力/力矩的六轴并联加载试验装置的预先研究，本课题针对基于 3P-(4S)并联机构的、可施加空间三维力的加载试验机进行研究，以探索并联加载装置的力控制规律，并设计三自由度并联加载试验机的控制算法，搭建实验系统的软硬件平台，进行相应的加载实验，给出并联加载的初步结果。

1.5 论文内容

本研究以基于 3P-(4S)并联机构的多维力加载试验机为研究目标，着重研究其控制算法的设计以及控制系统的实现。根据控制策略的要求，进行了动力学模型的建立、高级控制算法的设计与仿真及实验软硬件平台的搭建，并进行了一系列加载实验以分析与验证在本控制系统作用下加载试验机的加载效果。本论文结构安排如下：

第一章为绪论部分，介绍了课题的研究背景、意义与目标，并围绕机器人的力控制策略，阐述了当前国内外研究中所采用的相关方法。

第二章对目标加载试验机进行了运动学、动力学的建模，从而可以将动力学集成入控制系统，以实现高精度的加载力控制。考虑到实时控制的需要及有限的计算资源，尝试对动力学模型进行了简化，从而提高了计算效率。同时，针对动力学模型中的不确定参数，设计了基于最小二乘法的动力学参数辨识方案，并对辨识轨迹进行了优化，最后通过仿真实验证明了本辨识方法的有效性。

第三章主要进行了控制算法的设计。针对工业上使用最为广泛的 PI 反馈控制，对其进行了优化，设计了模糊 PI 控制器；为提高控制系统的动态性能，减少实际加载力的滞后，在控制系统中引入了力前馈控制器；同时，由于加载目标即机床主轴是运动的，为减少主动运动所带来的干扰，设计了主轴位置前馈以进行运动补偿，在主轴位置未知的前提下，提出了利用多项式预测滤波器进行位置预测的解决方案。搭建了

ADAMS/Simulink 联合仿真环境，以对上述算法进行验证。

第四章介绍了本实验系统的硬件平台结构，并对包括下位机力伺服程序和上位机数据监测程序在内的软件平台进行了详细阐述。针对用于模拟数控机床主轴运动的龙门平台，对其运动程序的实现进行了说明，并对内置 PID 算法的参数调节做了介绍；根据第三章所设计的控制算法，对加载试验机力控制伺服程序的编写进行了详细阐述；鉴于力传感器测量信号含有大量噪声，设计了相应的数字滤波方法；最后，为实时监测力加载效果并便于力伺服程序相关参数的调节，开发了上位机监测软件，从而实现以数值形式或者曲线形式实际采集并展示有关的数据。

第五章为实验部分，设计并实施了多个静态与动态加载实验，给出了相应的实验结果，以检验所提出的控制算法的有效性，并对加载试验机的性能做出评估。

第二章 3P-(4S)并联机构建模与动力学参数辨识

本课题所研究的多维力并联加载试验机,其采用基于 3P-(4S)并联机构的结构构型。由于并联机构的结构耦合特性及力控制的复杂性,为实现高速、高精度的加载力控制,有必要在控制系统中引入加载试验机的动力学模型^[31],从而建立基于模型的控制方案,以便在加载试验机在较高速度工作条件下,对其惯性力、摩擦力等进行一定程度的补偿。但一般情况下,机器人的动力学参数,如惯性张量、摩擦系数等,难以直接测量获得,并且由于加工误差的存在,通过 CAD 模型方法得到的理论参数值往往与实际值并不相符,所以这些参数需要采用特定的辨识方法获得,从而最大可能地提高模型的准确度^[32]。本章主要研究了 3P-(4S)并联机构的运动学、动力学模型的建立与简化,及相关动力学参数的辨识方法。

2.1 3P-(4S)并联机构动力学建模

运动学和动力学分析是并联机构研究的关键技术之一,但其难易程度与结构形式密切相关。运动学分析的研究内容是主动关节与机器人末端的运动映射关系,即输入运动与输出运动的关系;而动力学分析的研究内容则是确定驱动力与机构运动的关系。并联机构的动力学模型是驱动系统(如伺服电机)选型与动力学优化设计的基础,同时也是实现机构高精度实时控制的重要条件。

动力学建模常用方法有:牛顿-欧拉法、虚功原理、拉格朗日法、凯恩方程、旋量理论、影响系数法和微分几何原理等^[33]。常见的四种动力学建模方法,简要比较如下:

- 1) 牛顿-欧拉法:概念简单清晰,并且可以求解运动副约束反力。但正是由于其需要考虑各构件间的相关作用力(整个系统的内力),所以导致其建模过程繁琐,方程数量很大,计算效率低,因此其通常应用于需要分析运动副约束力的场合。
- 2) 拉格朗日法:以系统的能量为基础,采用广义坐标,不考虑系统内各构件间的约束反力,分析过程思路清晰,方程形式简洁易懂,但由于其方程中存在对一系列广义坐标的偏导数,难以求解,计算效率低。
- 3) 凯恩方程:用广义速率、广义主动力和广义惯性力等变量求解方程,方程中不出

现理想约束力，只需进行矢量的叉积、点积运算，推导过程简单，避免了繁杂的求导运算^[34]，但由于其中涉及的量如偏角速度、偏速度没有明确的物理意义，因此方程含义不够清晰。

- 4) 虚功原理：选择合适的广义坐标，利用虚功原理建立方程的过程中，不会引入内部约束力，方程形式简单。对于具有 N 个自由度的并联机构而言，通常选择动平台在 N 个自由度方向的 N 个坐标作为建模的广义坐标，从而其一阶、二阶导数分别为动平台的速度与加速度，有明确的物理意义，同时其运算量与凯恩方程相当，计算效率较高。

本章所建立的动力学模型需要集成到控制系统中，通过在运动控制卡 Turbo PMAC 上编写伺服程序以实现控制算法，从而进行加载试验机的加载力实时控制。因此，鉴于 Turbo PMAC 十分有限的计算资源（核心 CPU 为 160MHz DSP），控制算法的计算效率十分重要。控制系统中对动力学模型的要求是，在已经机构当前运动状态及目标加载力的情况下，可以依据模型求解所应该施加的驱动力，因此本章选择建模过程相对简单、计算效率相对高的虚功原理方法，进行 3P-(4S) 并联机构动力学模型的建立。

2.1.1 3P-(4S) 并联机构运动学模型

首先，利用矢量法建立该机构的逆运动学模型，以建立机构的位置逆、正解方程，建立机构的速度雅可比矩阵，以及动平台与主动关节的速度、加速度关系。

机构运动学逆解，是指已知末端执行器（对并联机构而言，即为其动平台）的位姿、速度与加速度，求解各主动关节的位置、速度与加速度，而机构的运动学正解，则是与此相反的过程。通常来说，并联机构逆运动学与逆动力学方程更加容易建立，而其相对应的正运动学方程则难以建立，甚至无法以解析法建立，而只能获得正运动学的数值解（如六自由度并联机构）^[35]。在本课题的 3P-(4S) 并联机构应用中，此机构由三个带编码器的交流伺服电机驱动，因此，关于机构的运动学信息，只能通过编码器的读数获取，即通过直接测量只能获取主动关节的运动信息。所以需要正解算法，以利用主动关节（三滑块平移副）的运动信息，求解整个结构特别是动平台的运动学信息。

课题所研究的三自由度 3P-(4S) 并联机构的结构简图如图 3 所示。三个支链组分别是平行四边形结构，所以同一组的两个连杆具有相同的速度与加速度，因此在进行系统

建模时，可以把位于同一组支链的两根连杆等效成一根看待，例如，连接滑块 H_1 与动平台的两根连杆，将被等效成一根连杆 $L_1(C_1D_1)$ ，而等效后的惯性参数如质量、转动惯量，则由两根连杆的各自惯性参数求和即可得到。

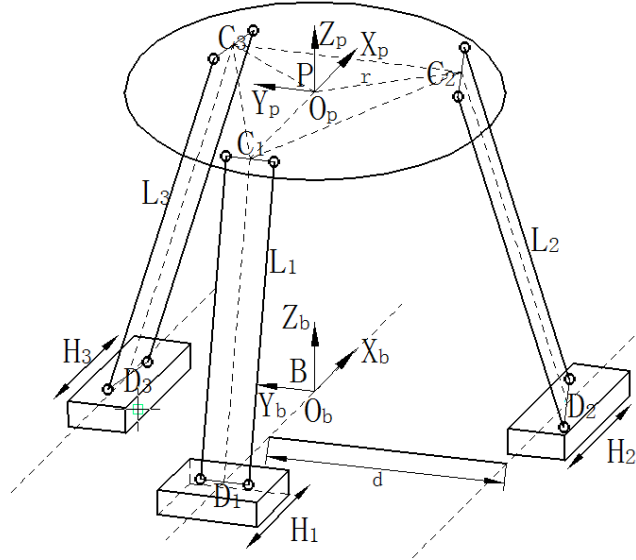


图 3 3P-(4S)并联机构运动简图及参考坐标系

2.1.1.1 运动学逆解

根据图 3 中动平台-支链所构成的闭环结构，有如下约束关系式：

$$\|\overline{BP} + \overline{PC}_i - \overline{BD}_i\| = l, \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.1)$$

式中 l 是三根等长连杆 L_1, L_2, L_3 的长度。由于相邻两滑轨间的距离是 d_i ，等边三角形 $C_1C_2C_3$ 的外接圆半径为 r ，因此机构的运动学约束方程可以写为：

$$\begin{cases} \|[x_p, y_p, z_p]^T + [-r, 0, 0]^T - [x_{D_1}, 0, 0]^T\| = l \\ \|[x_p, y_p, z_p]^T + [r/2, -\sqrt{3}r/2, 0]^T - [x_{D_2}, -d, 0]^T\| = l \\ \|[x_p, y_p, z_p]^T + [r/2, \sqrt{3}r/2, 0]^T - [x_{D_3}, d, 0]^T\| = l \end{cases} \quad (2.2)$$

根据图 3 的位形示意，对三滑块位置的约束条件为：

$$\begin{cases} x_{D_1} < x_{D_2} \\ x_{D_1} < x_{D_3} \end{cases} \quad (2.3)$$

由此，可以得到方程组(2.2)的惟一解为：

$$\begin{cases} x_{D_1} = x_P - r - \sqrt{l^2 - z_P^2 - y_P^2} \\ x_{D_2} = x_P + \frac{r}{2} + \sqrt{l^2 - z_P^2 - (y_P - \frac{\sqrt{3}}{2}r + d)^2} \\ x_{D_3} = x_P + \frac{r}{2} + \sqrt{l^2 - z_P^2 - (y_P + \frac{\sqrt{3}}{2}r - d)^2} \end{cases} \quad (2.4)$$

将方程(2.2)对时间求导:

$$\mathbf{v}_P = \mathbf{v}_{D_i} + \boldsymbol{\omega}_i \times \mathbf{l}s_i \quad (2.5)$$

其中 \mathbf{v}_P 是动平台的空间三维线速度矢量, $\boldsymbol{\omega}_i$ 和 \mathbf{s}_i 分别是第 i 条连杆 L_i 的角速度和其单位方向向量。 \mathbf{v}_{D_i} 是第 i 个滑块 H_i 的线速度矢量 (三维)。

方程(2.5)两边同时点乘向量 $\mathbf{e}_x = [1, 0, 0]^T$, 就可以消去角速度 $\boldsymbol{\omega}_i$, 进而得到滑块 H_i 的线速度 \mathbf{v}_{D_i} :

$$\mathbf{v}_{D_i} = v_{D_i} \mathbf{e}_x = \frac{\mathbf{e}_x \mathbf{s}_i^T}{\mathbf{e}_x^T \mathbf{s}_i} \mathbf{v}_P \quad (2.6)$$

因此, 3P-(4S)并联机构的三个滑块到末端执行器的 $[3 \times 3]$ 雅克比矩阵可以表示为:

$$[v_{D_1}, v_{D_2}, v_{D_3}]^T = \mathbf{J} \mathbf{v}_P \quad (2.7)$$

$$(2.8)$$

方程(2.6)两边同时叉乘 \mathbf{s}_i , 则可得到角速度 $\boldsymbol{\omega}_i$:

$$\boldsymbol{\omega}_i = \frac{1}{l} \mathbf{s}_i \times (\mathbf{v}_P - \mathbf{v}_{D_i}) \quad (2.9)$$

方程(2.6)和(2.9)对时间求导得到:

$$\mathbf{a}_{D_i} = \frac{1}{\mathbf{e}_x^T \mathbf{s}_i} (\mathbf{a}_P^T \mathbf{s}_i + l \boldsymbol{\omega}_i^T \boldsymbol{\omega}_i) \mathbf{e}_x \quad (2.10)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i = \frac{1}{l} (\mathbf{s}_i \times (\mathbf{a}_P - \mathbf{a}_{D_i})) \quad (2.11)$$

上式, \mathbf{a}_{D_i} 是滑块 H_i 的加速度; $\boldsymbol{\varepsilon}_i$ 是连杆 L_i 的角加速度。

2.1.1.2 运动学正解

由于本课题所研究的 3P-(4S)并联机构，仅有空间三个方向的平移自由度，所以，可以利用前述相关逆解方程，求得其解析形式的正解方程。

利用式(2.4)，可以求得位置正解方程为：

$$\begin{cases} x_p = \frac{(4x_{D_1} + x_{D_2} + x_{D_3} + 2\sqrt{3}d)r + 2x_{D_1}^2 - x_{D_2}^2 - x_{D_3}^2 - 2d^2}{6r + 4x_{D_1} - 2x_{D_2} - 2x_{D_3}} \\ y_p = \frac{(x_{D_2} - x_p - \frac{r}{2})^2 - (x_{D_3} - x_p - \frac{r}{2})^2}{4(\frac{\sqrt{3}}{2}r - d)} \\ z_p = \sqrt{l^2 - y_p^2 - (x_p - r - x_{D_1})^2} \end{cases} \quad (2.12)$$

当机构处于非奇异位置时，其逆运动学的雅可比矩阵 \mathbf{J} 可逆，根据式(2.7)及式(2.8)，可以得到动平台的速度正解方程为：

$$\mathbf{v}_p = \mathbf{J}^{-1} [v_{D_1}, v_{D_2}, v_{D_3}]^T \quad (2.13)$$

根据机构加速度的逆解公式(2.10)，可以得到动平台加速度的正解公式为：

$$\mathbf{a}_p^T = [\mathbf{e}_x^T \mathbf{s}_1 \mathbf{a}_{D_1} - l_1 \mathbf{w}_1^T \mathbf{w}_1, \mathbf{e}_x^T \mathbf{s}_2 \mathbf{a}_{D_2} - l_2 \mathbf{w}_2^T \mathbf{w}_2, \mathbf{e}_x^T \mathbf{s}_3 \mathbf{a}_{D_3} - l_3 \mathbf{w}_3^T \mathbf{w}_3] [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \mathbf{s}_3]^{-1} \quad (2.14)$$

求得运平台加速度后，利用式(2.11)可以求得三连杆的角加速度。

2.1.2 3P-(4S)并联机构逆动力学模型

如前所述，通常可以采用多种方法建立并联机构的动力学模型。动力学方程反映了机构的动力学特性，尽管采用不同的建模方法，可以得到表现形式不同的方程，但其实质是一致的，且均可以转换成如下统一的形式^[36]：

$$\mathbf{M}(\mathbf{q})\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{G}(\mathbf{q}) + \mathbf{F}_{ex} = \mathbf{J}^T \boldsymbol{\tau} \quad (2.15)$$

式中， \mathbf{q} 为机构建模所选择的广义坐标，对于并联机构而言，通常选择动平台各个自由度方向的位置坐标；矩阵 $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ 与 $\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ 是质量矩阵与科氏力矩阵，并且满足如下数学特性^[37]：

- 1) $\mathbf{M}(\mathbf{q})$ 是一个对称正定矩阵。
- 2) $\mathbf{M}(\mathbf{q}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ 是一个斜对称矩阵。

$\mathbf{G}(\mathbf{q})$ 是反映机构所受重力的重力项, \mathbf{F}_{ex} 是机构所承受的环境外力, $\boldsymbol{\tau}$ 为机构各主动关节的驱动力/力矩及摩擦力项, \mathbf{J} 则是机构的速度雅可比矩阵。

考虑到所建立的动力学模型将作为控制系统算法的一部分, 应用于实时控制中, 因此, 应该尽可能减小动力学模型的计算量, 提高其计算效率, 从而在 CPU 资源有限的情况下, 可以留出更多资源以允许实现更复杂的控制算法。下面采用计算效率相对较高的虚功原理方法进行动力学模型的建立^[38]。

用 $\delta\mathbf{q}$ 、 $\delta\mathbf{q}_p$ 、 $\delta\mathbf{q}_{Hi}$ 、 $\delta\mathbf{q}_{Li}$ 分别表示三个关节, 动平台, 第 i 个滑块和第 i 个连杆的虚位移。然后利用雅可比矩阵表示虚位移之间的关系^[39]: $\delta\mathbf{q} = \mathbf{J}\delta\mathbf{q}_p$, $\delta\mathbf{q}_{Hi} = \mathbf{J}_{Hi}\delta\mathbf{q}_p$, $\delta\mathbf{q}_{Li} = \mathbf{J}_{Li}\delta\mathbf{q}_p$ 。 \mathbf{J}_{Hi} 和 \mathbf{J}_{Li} 可以由下式推导出:

$$\mathbf{v}_{Di} = \mathbf{J}_{Hi}\mathbf{v}_p \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_i \\ \boldsymbol{\omega}_i \end{bmatrix} = \mathbf{J}_{Li}\mathbf{v}_p \quad (2.17)$$

其中, \mathbf{v}_i , $\boldsymbol{\omega}_i$ 分别代表第 i 个连杆的质心速度和角速度。然后利用虚功原理可以得到 3-DOF 并联机构的动力学模型:

$$\delta\mathbf{q}^T \boldsymbol{\tau} + \delta\mathbf{q}_p^T \mathbf{F}_p + \sum_{i=1}^3 (\delta\mathbf{q}_{Hi}^T \mathbf{F}_{Hi} + \delta\mathbf{q}_{Li}^T \mathbf{F}_{Li}) = 0 \quad (2.18)$$

式中, $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]^T$ 表示三个驱动力, \mathbf{F}_p 、 \mathbf{F}_{Hi} 、 \mathbf{F}_{Li} 分别是施加在动平台、第 i 个滑块和其连杆上的力旋量。其计算结果如下:

$$\mathbf{F}_p = -m_p \mathbf{a}_p + \mathbf{F}_{\text{ex}} + m_p \mathbf{g} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{F}_{Hi} = -m_{Hi} \mathbf{a}_{Di} + m_{Hi} \mathbf{g} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{F}_{Li} = \begin{bmatrix} -m_{Li}\mathbf{a}_i + m_{Li}\mathbf{g} \\ -\mathbf{T}\mathbf{I}_{Li}^C\mathbf{T}^T\boldsymbol{\varepsilon}_i - \boldsymbol{\omega}_i \times \mathbf{T}\mathbf{I}_{Li}^C\mathbf{T}^T\boldsymbol{\omega}_i \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

其中， m_p 、 m_{Hi} 和 m_{Li} 分别为动平台的质量、滑块的质量和连杆质量。 \mathbf{I}_{Li}^C 是第 i 个连杆相对于其质心的惯性张量， \mathbf{T} 是将 \mathbf{I}_{Li}^C 映射到固定坐标系中的变换矩阵， \mathbf{F}_{ex} 是作用在动平台上的外力， \mathbf{g} 是重力加速度。

最后，用 $\delta\mathbf{q}_p$ 代替所有的虚位移，则可得到 3-DOF 并联机构的逆动力学方程：

$$\boldsymbol{\tau} = -\mathbf{J}^{-T}(\mathbf{F}_p + \sum_{i=1}^3(\mathbf{J}_{Hi}^T\mathbf{F}_{Hi} + \mathbf{J}_{Li}^T\mathbf{F}_{Li})) \quad (2.22)$$

2.1.3 动力学模型简化分析

对于高速高精度的控制系统，其实时计算能力对控制性能有很大的影响。鉴于本课题所采用的控制硬件核心为 Turbo PMAC 运动控制卡，而其上仅配备了 160MHz 的 DSP 作为 CPU，所以其计算能力十分有限。而由于并联机构本身的耦合性及内在复杂性，其动力学方程的解算计算量往往非常大。因此，考虑到本课题的 3P-(4S)并联机构仅做三个方向平动的特点，可以设法对其动力学模型进行简化，在牺牲少量模型精度的前提下，大幅提高其计算效率。

对于平移的空间并联机构，计算的复杂度主要来源于支链部分与转动惯量相关的计算^[40]，所以有必要忽略转动惯量并将这部分连杆的质量按照分布因子 $\lambda(0 < \lambda < 1)$ ，分配到动平台及滑块上。在此种假设简化条件下，等价到动平台和滑块上的质量分别为：

$$\begin{cases} m_p^e = m_p + \lambda \sum_{i=1}^3 m_{Li} \\ m_{Hi}^e = m_{Hi} + (1 - \lambda)m_{Li} \end{cases} \quad (2.23)$$

在以上的等价条件下，逆动力学方程式(2.22)变为：

$$\boldsymbol{\tau} = -\mathbf{J}^{-T}(\mathbf{F}_p + \sum_{i=1}^3 \mathbf{J}_{Hi}^T \mathbf{F}_{Hi}^e) \quad (2.24)$$

其中, F_p 和 F_{H_i} 是通过将等价质量带入到方程(2.19)和(2.20)中得到的。

在文献[8]中, 质量分配因子直接使用了 $\lambda = \frac{1}{3}$, 但是并没有解释为何选用这个数值。

下面内容将试图从优化的角度确定一个合理的质量分配因子。

为了得到驱动力上由于简化造成的误差, 动平台做一个沿固定坐标系 Z_b 轴的螺旋运动, 这主要是为了尽量覆盖机构的整个工作空间, 即 $x_p \in [70, 100]$ 、 $y_p \in [-30, 30]$ (mm), 运动轨迹的数学表达式如下:

$$\begin{bmatrix} x_p \\ y_p \\ z_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 30 \cos(\pi t) \\ 30 \sin(\pi t) \\ 7.5t + 70 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

定义下面的标准 e 来度量质量分配系数在 $[0, 1]$ 的范围变化时, 由于动力学模型的简化造成的驱动力计算误差的变化情况。

$$e = \sqrt{(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2)} / 3 \quad (2.26)$$

其中, e_1 、 e_2 和 e_3 分别为三个驱动力的简化误差。在 ADAMS 中, 可以很容易的得到 3-DOF 并联机构虚拟样机的几何和惯性参数, 其参数值如表 1 所示:

表 1 几何和惯性参数

参数	值	参数	值
l (mm)	150	m_{H1} (Kg)	1.033
d (mm)	156	m_{H1}, m_{H2} (Kg)	1.259
r (mm)	95	$m_{Li}, i = 1, 2, 3$ (Kg)	1.412
m_p (Kg)	5.902	$I_{Li}^C, i = 1, 2, 3$ (Kg)	$diag(12304.642, 12304.642, 86.697)$

通过给定不同的质量分配系数 λ , 通过分别计算完整模型和简化模型中三个驱动力, 从而可以得到力误差曲线, 其结果如图 4 所示。

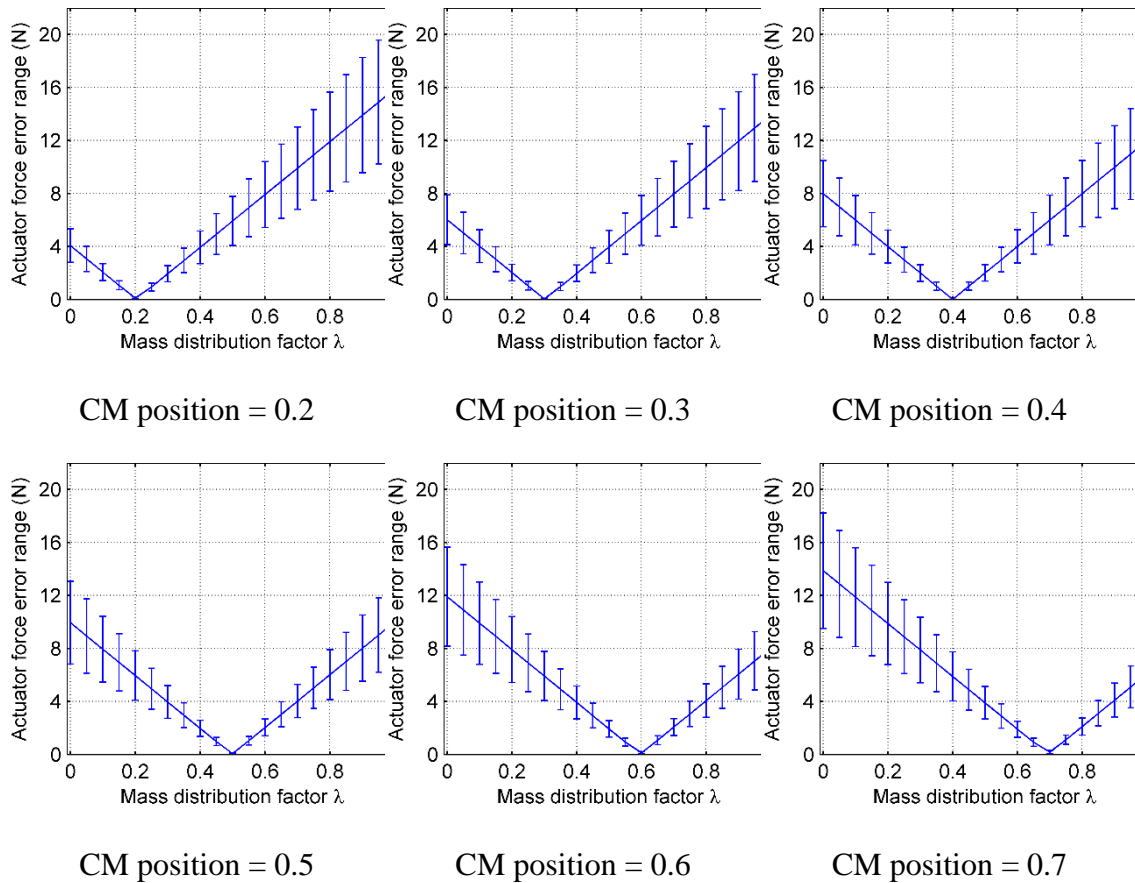


图 4 最优质量分配系数与质心位置的关系

由上面的分析结果可以看出，当 λ 取 0.5 时驱动力的误差最小。实际上连杆的质心位置 CM，也正好是 0.5，其定义为 r_{cm} / l ，其中 r_{cm} 代表代表连杆的地部到质心的距离， l 是整个连杆的长度。由此得到启发，做了进一步研究，并尝试揭示质心位置最优质量分配因子的关系。

从图 4 中可以看出使用优化了的质量分配系数后，动力学模型就可以忽略了连杆的转动惯量简化计算，并且将驱动力误差控制在 $2N$ 范围内。除此之外，如图 4 所示，优化后的质量分配系数总是接近连杆的质心位置。这就提供了用于此类型并联机构模型简化的原则：忽略连杆的转动惯量，并选择质心位置作为质量分配系数，将连杆的质量分配到动平台和滑块上。

2.2 动力学参数辨识

在建立了 3P-(4S)并联机构的运动学、动力学模型后，其中相关参数如构件质量、连

杆长度及关节摩擦力等,难以直接通过测量方法准确地得到,或者无法直接测量得到(如摩擦力),而这些参数准确与否,则直接影响了模型的精度,进一步影响了控制系统的性能。通常而言,运动学相关参数,例如本课题所研究 3P-(4S)结构的动平台各球铰位置、各连杆长度以及初始情况下动平台的位姿,可以采用基于激光跟踪仪的外部标定法获得^[41]。图 5 与图 6 是本课题 3P-(4S)结构运动学参数标定时所使用的激光跟踪仪及动平台标定试验图。



图 5 Leica AT901 激光跟踪仪

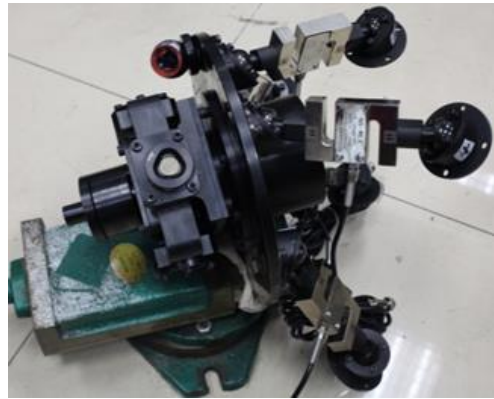


图 6 动平台球铰标定实验

与运动学参数不同,机器人的动力学参数往往无法通过直接测量获得,并且由厂家提供或者通过 CAD 模型计算得到的相关动力学参数并不充分或不准确,特别是摩擦力相关的参数,则根本没有提供;针对此,当前最为有效的方法就是通过实验辨识相关参数^[42]。本节拟对课题研究的 3P-(4S)并联机构的相关动力学参数进行辨识,包括简化动力学方程中动平台与滑块的等效质量、与摩擦力相关的参数等。

2.2.1 摩擦力建模

通常所采用的摩擦力模型为“库仑摩擦+粘性摩擦 (Coulomb and viscous friction model)”的组合形式。根据所选取的摩擦力模型是否对称、是否线性,可以分为以下四种,如图 7 所示。

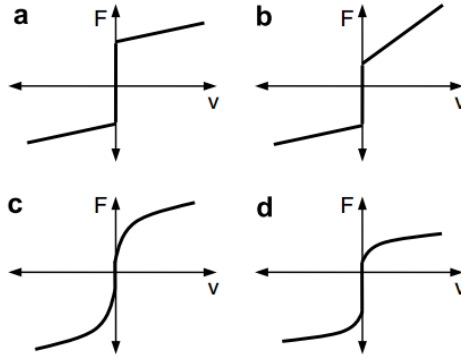


图 7 摩擦力模型：(a)对称线性，(b)非对称线性，(c)对称非线性，(d)非对称非线性

如果使用最小二乘法来进行辨识，需要得到一个包括摩擦力在内的线性动力学方程，则摩擦力模型需要使用线性的对称或者非对称模型^[43]。如下：

$$F_f = \begin{cases} F_c^+ + F_v^+ v, & v > 0 \\ F_c^- + F_v^- v, & v < 0 \end{cases} \quad (2.27)$$

其中， F_c 表示库仑摩擦力， F_v 表示粘性摩擦力的系数，上标+、-与速度的符号相对应。如果在速度为正向或者负向时，库仑摩擦力与粘性摩擦力系数取相同的值，则称为对称的线性摩擦力模型；否则称为非对称的线性摩擦力模型。

考虑到辨识的可行性及被动关节的摩擦影响大小，此三自由度机构的被动关节的摩擦力可被忽略。Shang W 等人^[44]对一冗余的平面并联机构进行了辨识，从其结果可以看出，被动关节的摩擦参数比主动关节要低两个数量级；Grotjahn, M.^[45]等则对一 6-UPU 机器人进行了辨识，并指出相对于主动关节的平移副，被动关节的转速要小得多，所以其摩擦可以忽略；D íz-Rodr íguez, M.等对 3-RPS 机构进行了辨识，仿真和实验结果均表明，主动关节的移动副摩擦远大于被动关节的摩擦，因此忽略被动关节的摩擦力是合理的^[46]。

在以上简化前提下，三连杆质量等效分配到动平台及滑块上，其转动惯性被忽略，且将连杆质量分配到动平台及滑块后，以 m_p^e 和 m_{Hi}^e 分别表示动平台及各滑块的等效质量。只考虑采用移动副的主动关节的摩擦力，忽略被动关节的摩擦力。

2.2.2 包含摩擦力的线性形式动力学方程

在动力学建模部分中，已经对简化的动力学模型进行了推导，此处考虑主动关节

摩擦力的情况下，可以得到简化的动力学模型如下：

$$\boldsymbol{\tau}_a = -\mathbf{J}_a^{-T} \left(\sum_{i=1}^3 \mathbf{J}_{Hi}^T \mathbf{F}_{Hi} + \mathbf{F}_p \right) + \mathbf{f}_a \quad (2.28)$$

其中， $\mathbf{f}_a = [f_{a1} \quad f_{a2} \quad f_{a3}]^T$ 。一个主动关节的摩擦力 f_{ai} 若表示成关于库仑摩擦及粘性摩擦力线性的形式，则如下：

$$f_{ai} = \mathbf{K}_{fi} \begin{bmatrix} f_{cai}^+ \\ f_{cai}^- \\ f_{vai}^+ \\ f_{vai}^- \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

其中：

$$\mathbf{K}_{fi} = \begin{bmatrix} k_i^+ & k_i^- & k_i^+ v_{ai} & k_i^- v_{ai} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} k_i^+ \\ k_i^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1 + \text{sign}(v_{ai})) / 2 \\ (1 - \text{sign}(v_{ai})) / 2 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

$\text{sign}(v_{ai})$ 为符号函数 (sign function)。

为使用最小二乘法 LSM 进行动力学参数辨识，应该将动力学方程式(2.28)整理成关于待辨识动力学参数的线性形式，如下：

$$\boldsymbol{\tau}_a = \mathbf{W}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}}) \boldsymbol{\varphi} \quad (2.32)$$

$\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}}$ 分别表示动平台的位置、速度与加速度矢量，即观测矩阵 \mathbf{W} 只与机构的运动状态有关，而 $\boldsymbol{\varphi}$ 是含有待辨识参数的列向量。

式(2.28)经过整理后，可以得到关于辨识参数的线性形式动力学方程如下：

$$\boldsymbol{\tau}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_d & \mathbf{W}_f \end{bmatrix}_{3 \times 16} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varphi}_d \\ \boldsymbol{\varphi}_f \end{bmatrix}_{16 \times 1} \quad (2.33)$$

其中，辨识参数列向量分为惯性参数与摩擦力参数两部分。惯性参数包括三个滑块的等效质量与动平台的等效质量，如下：

$$\boldsymbol{\varphi}_d = \begin{bmatrix} m_{H_1}^e & m_{H_2}^e & m_{H_3}^e & m_P^e \end{bmatrix}^T \quad (2.34)$$

摩擦参数则包括三个关节的相关库仑摩擦和黏性摩擦参数，如下：

$$\boldsymbol{\varphi}_f = \begin{bmatrix} f_{cai}^+ & f_{cai}^- & f_{vai}^+ & f_{vai}^- \end{bmatrix}_{12 \times 1}^T, i=1,2,3 \quad (2.35)$$

对应于惯性部分与摩擦部分的观测矩阵分别为：

$$\mathbf{W}_d = -\mathbf{J}_a^{-T} \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{H_1}^T (-\mathbf{a}_{D_1} + \mathbf{g}) & \mathbf{J}_{H_2}^T (-\mathbf{a}_{D_2} + \mathbf{g}) & \mathbf{J}_{H_3}^T (-\mathbf{a}_{D_3} + \mathbf{g}) & -\mathbf{a}_P + \mathbf{g} \end{bmatrix}_{3 \times 4} \quad (2.36)$$

$$\mathbf{W}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{f_1} & \mathbf{0}_{1 \times 4} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{K}_{f_2} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{K}_{f_3} \end{bmatrix}_{3 \times 12} \quad (2.37)$$

2.2.3 最小二乘法辨识算法

根据动力学方程的线性形式，即：

$$\boldsymbol{\tau}_a = \mathbf{W}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}}) \boldsymbol{\varphi} \quad (2.38)$$

使机构沿一预定轨迹运动，并取轨迹运行过程中的 n 个位姿信息，可得到下式：

$$\mathbf{y}(\boldsymbol{\tau}_a) = \mathbf{Z}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}, \ddot{\mathbf{q}}) \boldsymbol{\varphi} + \boldsymbol{\rho} \quad (2.39)$$

其中， \mathbf{y} 是驱动力的 $(3 \times n) \times 1$ 向量， \mathbf{Z} 是关于机构位姿的 $(3 \times n) \times 16$ 观测矩阵， $\boldsymbol{\varphi}$ 是 16×1 辨识参数向量， $\boldsymbol{\rho}$ 是 $(3 \times n) \times 1$ 误差向量。最小二乘法 LSM 的目标即是使误差向量 $\boldsymbol{\rho}$ 的模最小。可得到在此条件下，辨识参数向量的解为：

$$\boldsymbol{\varphi} = (\mathbf{Z}^T \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^T \mathbf{y} \quad (2.40)$$

2.2.4 轨迹优化

2.2.4.1 有限 Fourier 级数轨迹

由于位置及力的测量不可避免地引入噪声，根据数值分析的知识，式(2.39)的解受噪声影响的程度取决于观测矩阵 \mathbf{Z} 的条件数。条件数越小，解越准确。所以轨迹优化的目标就是使观测矩阵的条件数最小，而优化的约束条件则是动平台的工作空间大小。选用

基于有限 Fourier 级数构造的轨迹^[47]，并进行参数优化。轨迹表达式如下：

$$q_i(t) = \sum_{l=1}^{n_i} \frac{a_l^i}{w_f l} \sin(w_f l t) - \frac{b_l^i}{w_f l} \cos(w_f l t) + q_{i0} \quad (2.41)$$

$$\dot{q}_i(t) = \sum_{l=1}^{n_i} a_l^i \cos(w_f l t) + b_l^i \sin(w_f l t) \quad (2.42)$$

$$\ddot{q}_i(t) = \sum_{l=1}^{n_i} -a_l^i w_f l \sin(w_f l t) + b_l^i w_f l \cos(w_f l t) \quad (2.43)$$

其中， $q_i(t)$ 、 $\dot{q}_i(t)$ 和 $\ddot{q}_i(t)$ 分别表示动平台某个自由运动方向上的位置、速度与加速度大小， $i=1,2,\dots,N$ 。每一个 Fourier 级数都有 $2n_i+1$ 个参数需要确定，这些参数数量也就是轨迹优化问题的自由度。其中，包括正弦和余弦函数的幅值 a_l^i 和 b_l^i ， $i=1,2,\dots,N$ ，以及动平台的初始位置 q_{i0} 。若机构自由度为 N ，则整个机构动平台运动轨迹的待优化参数数量为 $N \cdot (2n_i+1)$ 。

轨迹优化中的待优化参数变量共有 $N \cdot (2n_i+1)$ 个，将其集合表示为列向量形式：

$$\boldsymbol{\lambda} = [a_l^i \quad b_l^i \quad q_{i0}]^T, \quad \text{其中 } l=1,2,\dots,n_i \text{ 且 } i=1,2,\dots,N \quad (2.44)$$

优化问题的约束条件由动平台运动的非奇异工作空间及所允许的速度、加速度的值而决定：即由运动轨迹所得到的动平台位姿必须位于其非奇异工作空间内，速度及加速度则必须处于其实际所允许的范围。优化目标则是使观察矩阵的条件数最小。

$$\begin{aligned} \text{object:} & \quad \min \text{cond}(Z(\boldsymbol{\lambda}, \omega_f)) \\ \text{subject to:} & \quad \begin{cases} \mathbf{q}(\boldsymbol{\lambda}, pT_s) \subset SP \\ -\dot{\mathbf{q}}_{\max} \leq \dot{\mathbf{q}}(\boldsymbol{\lambda}, pT_s) \leq \dot{\mathbf{q}}_{\max} \\ -\ddot{\mathbf{q}}_{\max} \leq \ddot{\mathbf{q}}(\boldsymbol{\lambda}, pT_s) \leq \ddot{\mathbf{q}}_{\max} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.45)$$

其中， $\mathbf{q}=[q_1, q_2, \dots, q_N]^T$ 表示动平台的位姿， SP 为机构非奇异的工作空间， $\dot{\mathbf{q}}_{\max}$ 为动平台所允许的最大运动速度， $\ddot{\mathbf{q}}_{\max}$ 为动平台所允许的最大加速度。

2.2.4.2 Matlab 非线性优化

以动平台工作空间，即 X、Y 和 Z 三个方向的可运动距离作为约束。根据基频 $w_f = 0.4\pi$ 和工作空间的范围，可以估计动平台速度不会过大，因此，先不用限制速度及加速度。

经过测试，动平台一个比较合理的工作空间如下：

$$\begin{cases} x \in [-50, 50] \\ y \in [-20, 20] \\ z \in [80, 110] \end{cases} \quad (2.46)$$

当前实际的加载试验机控制系统伺服频率为 1000Hz，设置采样周期为 200Hz，取基频为 0.2Hz，即 $w_f = 0.4\pi$ ，则轨迹运行一个周期，可以采样数目为：200/0.2 = 1000 个。

取 Fourier 有限级数的谐波数目为 3，即 $n_i = 3$ ，则动平台三个自由度即 X、Y 和 Z 方向位移，共有 21 个参数需要优化。确定这些参数后，则轨迹描述如下：

$$q_i(t) = \sum_{l=1}^3 \frac{a_l^i}{0.4\pi l} \sin(0.4\pi l t) - \frac{b_l^i}{0.4\pi l} \cos(0.4\pi l t) + q_{i0} \quad (2.47)$$

其中， $i=1,2,3$ 分别表示动平台三方向的位移。

至此，三轴机构轨迹优化的数学描述为：

$$\begin{aligned} \text{object:} & \quad \min \text{cond}(Z(\lambda)) \\ \text{subject to:} & \quad \begin{cases} q_1(t) \in [-50, 50] \\ q_2(t) \in [-20, 20] \\ q_3(t) \in [80, 110] \end{cases} \end{aligned} \quad (2.48)$$

其中，优化参数即有限 Fourier 级数的各谐波的幅值，共 21 个，如下：

$$\lambda = [a_l^i \quad b_l^i \quad q_{i0}]^T \quad (2.49)$$

其中 $l=1,2,3$ 且 $i=1,2,3$

利用 Matlab 的优化工具箱进行实际的轨迹优化，根据问题的性质，即非线性、多变

量、有约束优化，所选取的优化求解器为 `fmincon`（有约束非线性多变量优化），所采用的算法为序列二次规划法(Sequential Quadratic Programming, SQP)。Matlab 优化工具箱如图 8 所示。

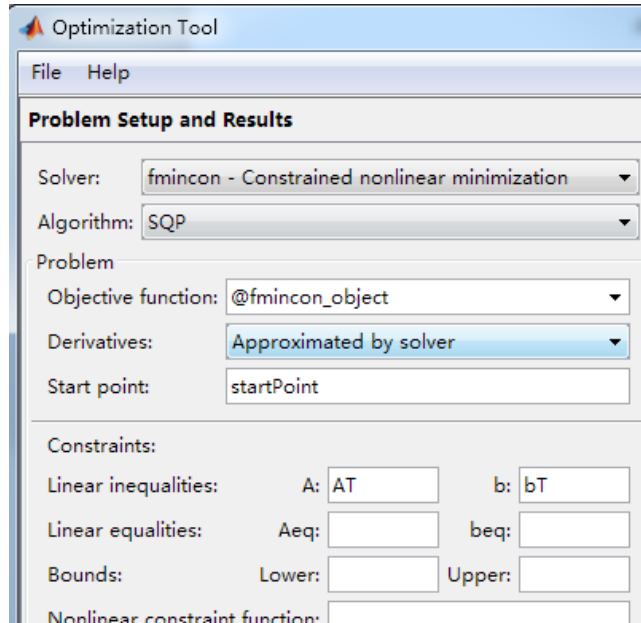


图 8 利用 Matlab 优化工具箱进行非线性优化

利用上述优化算法，经过 60 次迭代后，观察矩阵的条件数由最初的 10^5 量级减小至 300。可见，基于 Fourier 级数的轨迹优化方法，可以有效地降低线性方程组式(2.38)系数矩阵的条件数，从而提高最小二乘解的准确程度。

Matlab 优化工具箱轨迹优化的结果，即式(2.47)中各参数的值，如表 2 所示。

表 2 参数优化结果

优化变量	X 方向 ($i=1$)	Y 方向 ($i=2$)	Z 方向 ($i=3$)
a_1^i	3.621611	14.9048	0.302868
b_1^i	-0.04232	-4.12869	5.543916
a_2^i	4.018061	5.31881	-0.43211
b_2^i	10.72645	2.061669	1.035003
a_3^i	30.38028	6.541732	0.683711
b_3^i	19.57718	-5.53649	-5.77853
q_i^0	-0.01131	-0.31616	95.34682

2.2.5 基于 ADAMS 的动力学参数辨识实验

由于目前实验条件下，难以测量三电机的驱动力，所以通过 ADAMS 动力学仿真软件来进行仿真实验，此外，仿真实验的辨识结果也可以与理论值进行明显的比较，从而说明本辨识算法的效果。关于 ADAMS 软件及加载试验机的虚拟样机模型，将在第三章中 ADAMS/Simulink 联合仿真中进行详细介绍。

将表 2 所示的优化参数代入式(2.47)中，可得到优化后的 Fourier 级数轨迹。利用 ADAMS 中的 Motion 功能，可以将此轨迹指定给虚拟样机的动平台，利用其 Friction 功能，可以添加指定的摩擦力；在动平台按照指定轨迹运动的同时，测量作用在三滑块上的驱动力。将轨迹信息和驱动力数据代入式(2.40)，即可求得待辨识的参数。在本仿真实验中，测得驱动力后，为使其更符合实际，将在驱动力上添加均方差为 0.1 的白噪声。仿真实验的参数辨识结果如表 3 所示。

由表 3 可以看出，利用 ADAMS 中模型的直接测量结果，可以得到待辨识参数的理论值，辨识得到的动力学参数值与理论值比较接近，辨识误差在 4% 以内，反映了前述最小二乘辨识算法及轨迹优化算法的有效性。

辨识误差的主要来源是模型的简化，即将连杆转动惯量忽略并将其质量分配到动平台及滑块上。此外，引入的高斯白噪声对辨识结果也有一定影响。

表 3 ADAMS 仿真实验参数辨识结果

	辨识值	理论值	误差	误差百分比
滑块 1 等效质量	1.009	1.032483	-0.02348	2.274436
滑块 2 等效质量	1.2125	1.259157	-0.04666	3.705383
滑块 3 等效质量	1.2804	1.259157	0.021243	1.687115
动平台等效质量	2.8776	2.901925	-0.02432	0.838221
f_{ca1}^+	2.065	2	0.065	3.25
f_{ca1}^-	-1.9397	-2	0.0603	3.015
f_{va1}^+	50.3004	50	0.3004	0.6008
f_{va1}^-	49.6034	50	-0.3966	0.7932

f_{ca2}^+	1.9375	2	-0.0625	3.125
f_{ca2}^-	-2.032	-2	-0.032	1.6
f_{va2}^+	51.0961	50	1.0961	2.1922
f_{va2}^-	50.1029	50	0.1029	0.2058
f_{ca3}^+	1.9353	2	-0.0647	3.235
f_{ca3}^-	-2.0218	-2	-0.0218	1.09
f_{va3}^+	51.1444	50	1.1444	2.2888
f_{va3}^-	50.3289	50	0.3289	0.6578

2.3 本章小结

根据加载试验机控制系统高精度控制的需要，本章对 3P-(4S)并联机构进行了运动学和动力学模型的推导，主要工作如下：

- 1) 建立了 3P-(4S)并联机构的逆向运动学方程，并给出运动学正解解析解。
- 2) 根据虚功原理建立了 3P-(4S)并联机构的动力学方程；为减小动力学模型的计算量，对其进行了简化分析，证明了忽略连杆转动惯量的合理性。
- 3) 设计了基于最小二乘法的参数辨识方案，并利用有限 Fourier 级数对辨识轨迹进行了优化；利用 ADAMS 进行了辨识仿真实验，验证了此辨识方案的有效性。

第三章 控制系统建模与控制算法设计

多数研究中所涉及的机器人力控制，均为在某一方向的接触力控制，而其余的自由度方向则进行位置控制，以便使机器人按照一定轨迹主动运动的同时，维持一定的接触力^{[48][49]}。而常见的负载模拟器，则是通过与静态被加载对象以柔顺元件相连，进而控制模拟器施加在被加载对象上的载荷^[50]。与上述两者不同，本课题所研究的基于 3P-(4S) 并联机构的加载试验机，利用夹具与机床主轴相连，并在跟随机床主轴运动的同时，施加指定的加载载荷谱，称之为“随动加载”，其特点为给运动对象施加多维力。

相比于传统的接触力控制和负载模拟器载荷控制，随动加载的控制系统需要解决两个方面的问题：如何有效跟随被加载对象（主轴）的运动和如何向被加载对象准确施加指定的力/力矩。针对这两个问题，本章首先建立了控制系统的模型，并利用力反馈设计控制算法以实现系统闭环，从而实现指定力的施加；同时，针对被加载对象运动所造成的干扰问题，设计了相应的运动预测算法，通过提前预测被加载对象的运动，在控制系统中引入前馈，以实现运动补偿。

3.1 环境建模

在机器人力控制中，环境即指机器人所接触的对象，在本研究中，环境指加载目标即机床主轴。相关文献中广泛使用的环境模型为线性的 Kelvin-Voigt (KV) 模型^[51]，即通过一个线性弹簧-阻尼器来表示机器人与环境间的接触力特性，如图 9 所示。

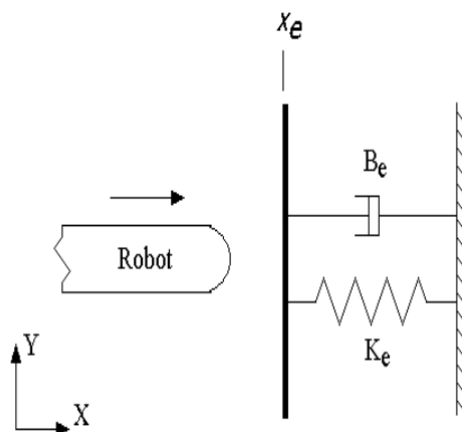


图 9 环境模型

根据线性弹簧-阻尼器模型，机器人末端与环境间的接触力定义为：

$$\mathbf{F}_e = \mathbf{K}_e(\mathbf{x} - \mathbf{x}_e) + \mathbf{B}_e(\dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}_e) \quad (3.1)$$

其中， \mathbf{x} 表示机器人末端执行器位置，而 \mathbf{x}_e 表示环境的位置。在后续的ADAMS/Simulink联合仿真中，将按照式(3.1)进行环境的建模。

3.2 显式力控制

针对机器人的接触力控制，可以分为阻抗控制、力/位混合控制与显式力控制(Explicit Force Control)等。在机器人接触力控制中，较多应用为阻抗控制，其通过机器人末端与环境之间的阻抗，间接实现力控制的目的，并将位置控制与力控制纳于同一个框架中^[52]。但阻抗控制要求预知环境的精确位置以给定机器人运动的参考位置，对于本课题而言，即要求知道机床主轴的位置，从而可以计算加载试验机与主轴之间的阻抗。实际情况下，是无法预知主轴的位置的，所以阻抗控制方案在本课题研究中并不适用。

与阻抗控制不同，显式力控制并不依赖于位置，其利用实际力的反馈，通过一定控制算法，使实际力达到所指定的期望力。本研究中，通过安装在各连杆上的力传感器测量各连杆受力，进而合成得到动平台的实际出力，即作用在主轴上的加载力。由于主轴的位置未知，所以惟一的反馈量就是实际加载力，而给定的控制目标则是期望加载力，因此本课题适合采用显式力控制的算法，通过一定算法直接控制作用在主轴上的加载力。基于力反馈的显式力控制方案一般结构如图 10 所示^[53]。

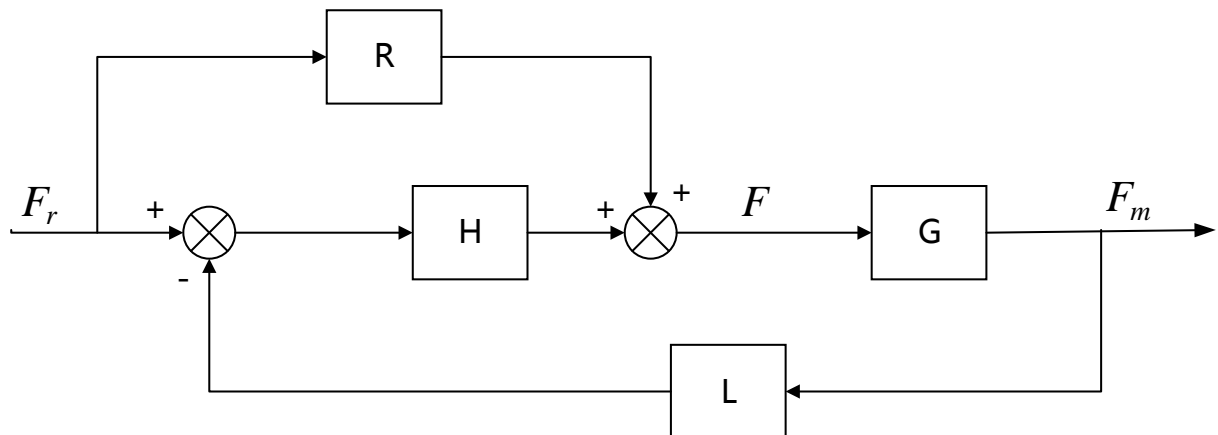


图 10 显式力控制方案的一般结构

图 10 中， F_r 表示期望力（或者称参考力）， F_m 表示实际测量力， H 表示反馈控制器， R 表示前馈， G 环境系统， L 表示反馈滤波器，而 F 则为前馈控制器与反馈控制器

合成之后的控制输出，其将以驱动力/力矩的形式驱动机器人运动，从而使实际力 F_m 向期望力 F_r 逼近。

针对力反馈控制器 H ，Volpe R 等人研究了常见的基于 PID 形式的力控制策略^[54]，包括比例控制 (proportional control)、积分控制 (integral control)、比例积分控制 (proportional-integral control) 和比例微分控制 (proportional-derivative control)，并得出结论：对于力指令的跟踪，积分控制的效果最好。考虑到纯积分控制会引入较大的滞后，本研究的控制系统采用了比例积分 PI 控制器作为控制算法的核心。同时，针对不同的指令力轨迹以及主轴运动轨迹，固定的 PI 参数难以保证一致优秀的效果；为适应不同的工作状况，改善动态性能与减小稳态误差，将采用模糊逻辑在线调节比例及积分系数，即模糊 PI 控制器。接下来，将首先搭建基于 ADAMS 虚拟样机与 Matlab / Simulink 的联合仿真模型，并基于此仿真模型验证所提出的控制算法的有效性。

3.3 ADAMS / Simulink 联合仿真环境搭建

ADAMS 是著名的多体动力学分析与仿真软件，其采用多刚体系统动力学理论中的 Lagrange 方程作为求解器核心，建立完整多体系统的动力学方程，并支持柔性体与刚体的共存，从而可以构建最大限度接近实际机械系统的虚拟样机。同时，ADAMS 提供了 Controls 扩展模块，以便在机械系统虚拟样机上增加控制系统，从而将动力学仿真分析工具 ADAMS 与控制系统设计仿真软件如 Simulink 有效地结合起来，将虚拟样机与控制系统置于同一个框架下进行联合仿真与分析^[55]。

3.3.1 ADAMS 虚拟样机建立

通过将利用 Solidworks 建立的加载试验机 CAD 模型，导入 ADAMS 中，并添加相应的运动副，可以得到虚拟样机模型如图 11 所示。

值得注意的是图 11 中所示的刚度阻尼矩阵，其利用 ADAMS 中的柔性连接元件 (Flexible Connections) Bushing 实现。Bushing 相当于在空间六个自由度方向分别安装了一个弹簧阻尼器，并允许指定六个方向的刚度系数与阻尼系数。

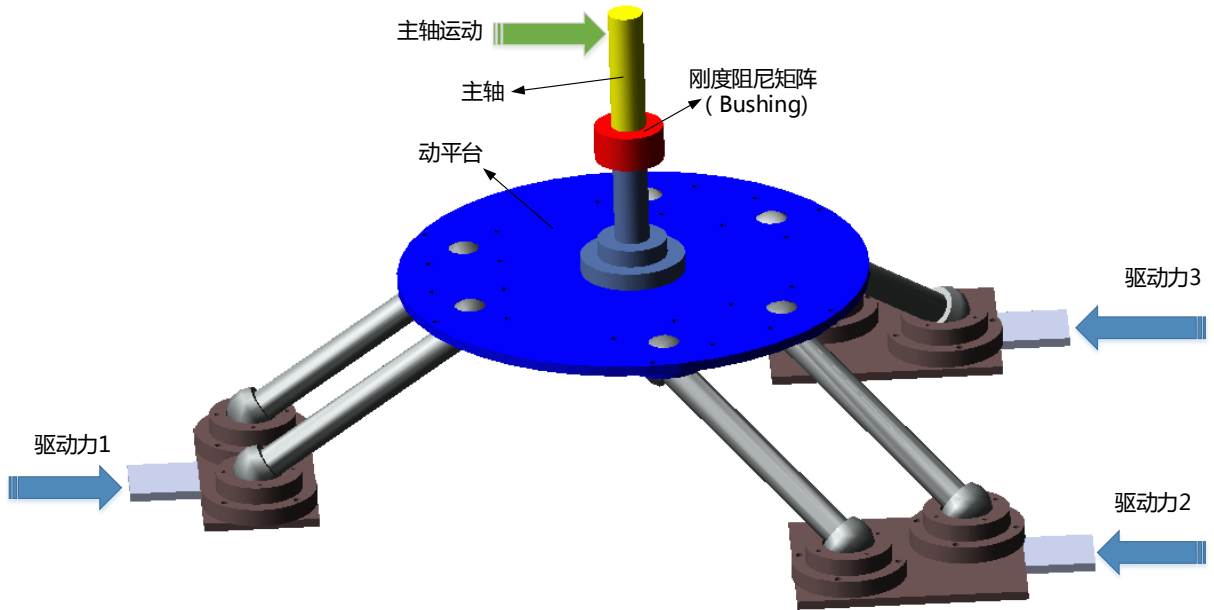


图 11 加载试验机 ADAMS 虚拟样机

图 11 中的虚拟样机在机床主轴与动平台连接杆之间使用 Bushing 相连，从而用于模仿当机床主轴与动平台间的产生相对运动时，两者之间的相互作用力，符合式(3.1)所示的环境模型。由于机床主轴与加载试验机动平台均只做空间三自由度平动，所以只需要平动三方向的相互作用力，即加载力。指定 Bushing 在空间平移 X/Y/Z 三方向的刚度系数和阻尼系数分别为 k_1 、 k_2 、 k_3 和 c_1 、 c_2 、 c_3 ，可以得到 Bushing 所产生的作用力的表达式为：

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_x \\ \Delta v_y \\ \Delta v_z \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

其中， F_x 、 F_y 和 F_z 分别表示 X/Y/Z 三方向由于相对位移 Δx 、 Δy 和 Δz 所产生的弹性力及相对速度 Δv_x 、 Δv_y 和 Δv_z 所产生的阻尼力所得到的合力。易知，式(3.2)所示 Bushing 在任一方向的作用力均符合式(3.1)描述的基于弹簧-阻尼的环境模型。

3.3.2 ADAMS 与 Simulink 数据交互

利用 ADAMS 中的 Controls 模块可以构建 Control Plant Export，在此可以指定相应的虚拟样机输入与输出数据变量，而 ADAMS 与 Simulink 则通过这些输入、输出变量进行数据的交互，从而推动联合仿真的进行。输出变量是指由 ADAMS 输送给 Simulink 的

变量，而输入变量是指 Simulink 返回至 ADAMS 的变量。对于 Simulink 中搭建的控制系统而言，ADAMS 输出变量相当于实际机械系统中由传感器测量得到的相关数据，ADAMS 输入变量则相当于经过控制系统后得到的驱动控制量。表明了主要的输入变量，即主轴的主动运动和作用在三滑块上的电机驱动力；而输出变量则是三滑块的位置及 Bushing 所表示的实际加载力。由 ADAMS 的 Control 模块所导出的供 Simulink 调用的 ADAMS_Sub 模块如图 12 所示，其中左侧表示 ADAMS 输出变量，右侧表示 ADAMS 输入变量。其中的 ADAMS Plant 为一 S 函数，是 ADAMS 与 Simulink 进行数据交互的核心，可以认为，在 Simulink 的控制系统中，ADAMS Plant 即为机械系统的理论模型。

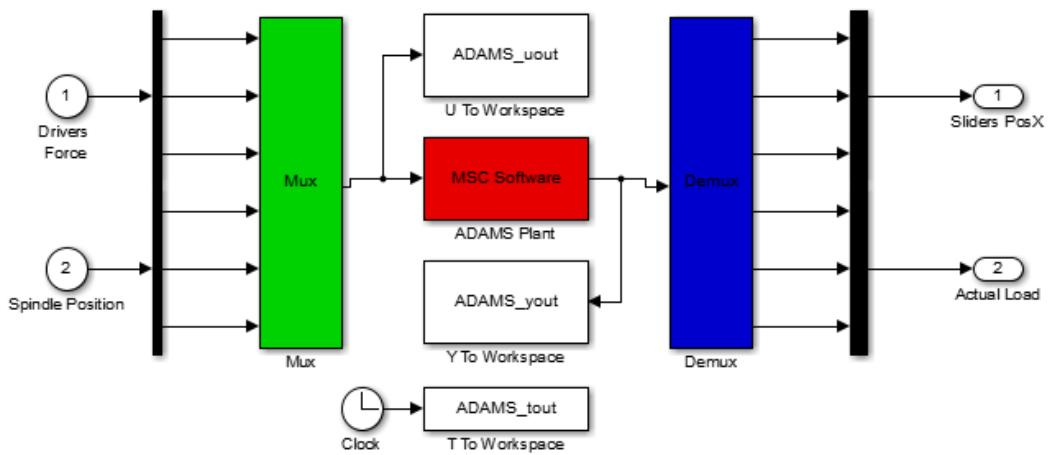


图 12 ADAMS_Sub 模块

根据所定义的输入与输出变量，可以设计联合仿真流程如图 14 所示。所对应的 Simulink 中模型如图 13 所示，其表示了最基本的 PI 模式的显式力控制。

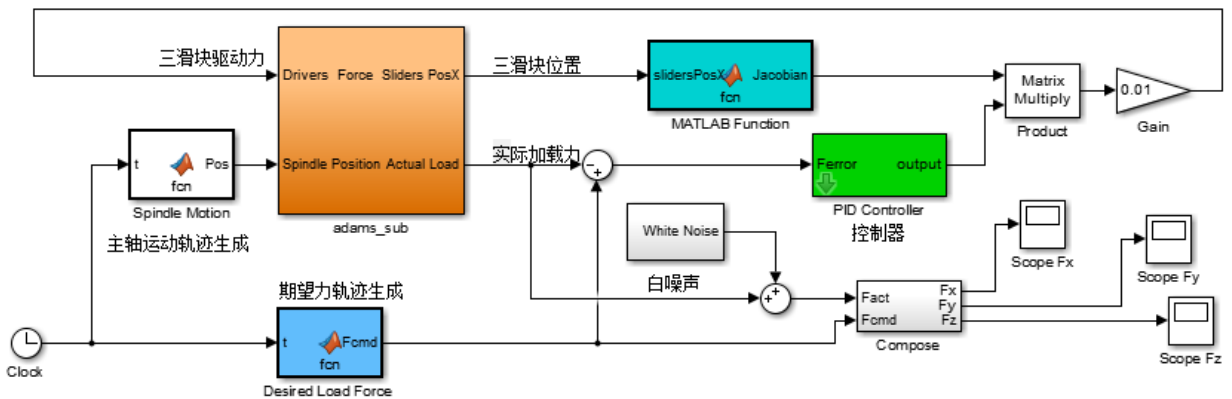


图 13 Simulink 基本 PI 力控制框图

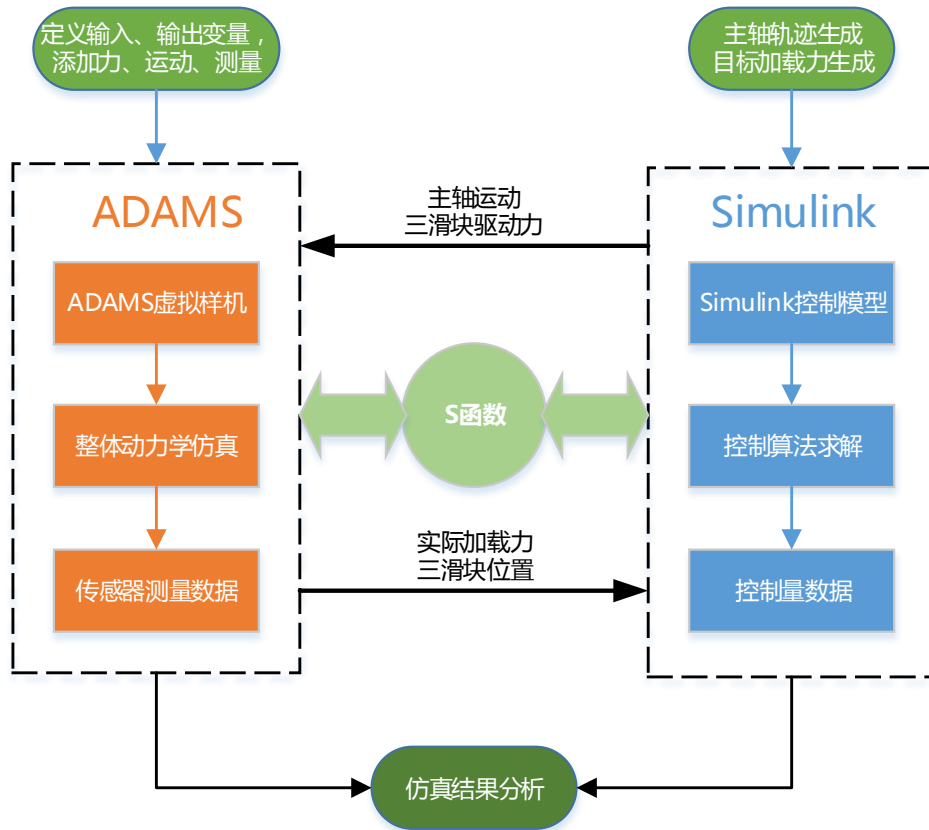


图 14 联合仿真流程

在联合仿真平台搭建完成后，下面将进行控制算法的设计，并利用所搭建的联合仿真平台验证算法的有效性。

3.4 显式力模糊 PI 控制器设计

传统的 PID 控制器，由于其简单的结构、很低的计算量以及意义相对清晰且数量很少的参数，实现较为容易，因此在工业控制中得到了广泛的应用^[56]。连续系统中，PID 控制器一般形式如下：

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \dot{e}(t) \quad (3.3)$$

其中， $e(t) = r(t) - y(t)$ 是系统期望值 $r(t)$ 与实际值 $y(t)$ 之间的跟踪误差，而 K_p 、 K_i 和 K_d 分别为三个常数，表示比例环节、积分环节和微分环节的增益。当前控制系统核心算法大多数由计算机实现，因此将式(3.3)转化成离散形式的表达为：

$$u(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{j=1}^k e(j) + K_d (e(k) - e(k-1)) \quad (3.4)$$

其中， $u(k)$ 和 $e(k)$ 分别第 k 个采样周期的控制量输出与跟踪误差。

3.4.1 模糊 PI 控制器的基本组成

上述的传统的 PID 控制器，对于简单的工业控制过程往往会有较好的效果。但对于复杂的机电系统，比如机器人，其数学模型往往是非线性耦合的并且有较多的难以准确建模的因素，比如摩擦力以及内部阻尼等^[57]。而传统的固定参数的 PID 对于非线性、没有确切模型的机电系统的参数整定工作则非常困难，并且固定的参数也难以保证在系统负载变动、外在扰动存在及内部参数变动时，始终如一的控制效果。因此，在系统工况变化时，PID 参数也应该随实际情况变动，才能保证较好的控制效果，维持系统的稳定性及控制精度^[58]。调整 PID 参数的工作往往是由经验丰富的操作员，根据控制系统的现场表现来决定的，即利用人的经验。

由模糊数学发展起来的模糊控制器，则可以将专家经验以模糊规则的形式集成到控制系统中，从而实现控制系统相应参数的智能调整与优化^[59]。将模糊逻辑与传统的 PID 控制相结合，即可以得到模糊 PID 控制器，即可以根据控制系统的实际情况在线调整相应参数的 PID 控制器。本研究中所设计的模糊 PI 控制器结构如图 15 所示。

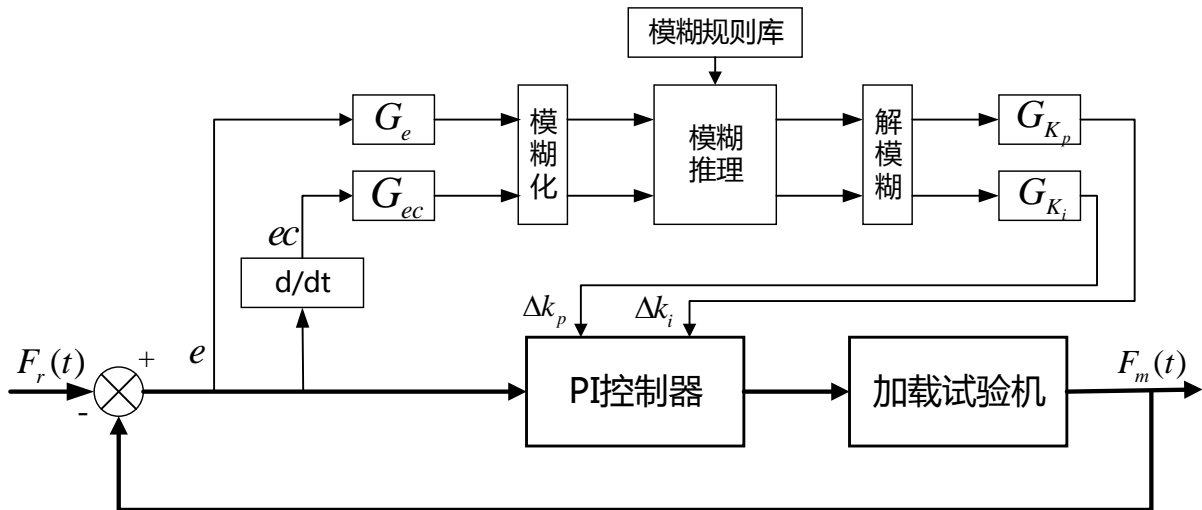


图 15 模糊 PI 控制器结构

如前所述，本研究中力伺服控制算法，将以积分控制为核心，由于力传感器测量值有很大噪声，而以力传感器测量结果作为反馈信号时，引入微分环节将会放大噪声，从

而造成系统的不稳定，所以本研究将采用增益调整型模糊 PI 控制器，其中的误差变化量 ec 并不参与直接的反馈控制量计算，而仅用作模糊推理过程的输入，从而确定合适的比例系数与微分系数调节量 Δk_p 与 Δk_i 。

相比于直接控制量型模型 PI 控制器，图 15 所示的增益调整型 PI 控制器，其结构更清晰，可以在实验方法初步确定 PI 控制器控制参数的初始值 K_{p0} 和 K_{i0} 后；之后根据控制系统在线实时测得的误差、误差变化率，查询相应的模糊规则，从经过模糊推理后得到 ΔK_p 与 ΔK_i ，进而对 PI 参数初始值进行在线调整^[60]。模糊 PI 控制器的参数自调节体现在如下关系式中：

$$K_p = K_{p0} + \Delta K_p \quad (3.5)$$

$$K_i = K_{i0} + \Delta K_i \quad (3.6)$$

3.4.2 模糊 PI 控制器的设计

通过，设计一个模糊控制器的基本过程为：确定输入与输出变量；精确量的模糊化；模糊规则的确定；模糊推理；解模糊。针对本研究所采用的基于加载力反馈的模糊 PI 控制器，各步骤介绍如下：

3.4.2.1 输入、输出变量的确定

针对增益调整型模糊 PID 控制器，通常可以选择的输入变量有三个：期望值与实际值之间的跟随误差 e 、误差变化率 ec 及误差变化率的导数 ecc 。理论上讲，随着输入变量的增多，模糊控制器的控制效果也越来越精细，控制精度也随之提高；但实际中，输入变量越多，对应的模糊规则数目将随之指数形式增长，导致控制器越来越复杂^[61]，即所谓的“模糊规则爆炸”。因此，最常采用的是二维模糊 PID 控制器，即输入为误差 e 和误差变化率 ec ，输出则为各参数的调节量，从而本研究所采用的模糊控制器为二输入-二输出的模糊 PI 控制器。

3.4.2.2 输入、输出变量的量化、模糊化及模糊集合

模糊逻辑的核心概念为模糊集合，论域 X 上的模糊集合 F 的定义为：对任意 $x \in X$ ，有隶属度函数 $\mu_F(x)$ 使得 $\mu_F(x) \in [0,1]$ ，记作^[62]：

$$F = \{(\mu_F(x), x) : x \in X\} \quad (3.7)$$

可知,确定一个模糊集合的关键是论域 X 和定义在这个论域上的隶属度函数 $\mu_F(x)$ 。

1) 比例变换

本研究中为方便论域有把握化,相应模糊集合所在论域为区间 $[-6, 6]$ 。因此需要借助图 15 所示的比例因子 G_e 和 G_{ec} , 对实际输入量如误差 e 和误差变化率 ec 进行尺度变化, 并得到对应的模糊语言变量 E 和 EC 。若误差 e 和误差变化率 ec 的实际变化范围为 $[e_{\min}, e_{\max}]$ 和 $[ec_{\min}, ec_{\max}]$, 则比例变换如式(3.8)和式(3.9)所示。

$$E = G_e \cdot e : [e_{\min}, e_{\max}] \rightarrow [-6, 6] \quad (3.8)$$

$$EC = G_{ec} \cdot ec : [ec_{\min}, ec_{\max}] \rightarrow [-6, 6] \quad (3.9)$$

同样,对于模糊系统的输出,其所对应的模糊语言变量为 ΔK_{pN} 和 ΔK_{iN} , 分别表示比例系数的调节量和积分系数的调节量。这两个输出语言变量的所在论域也为 $[-6, 6]$, 经过比例因子 G_{K_p} 和 G_{K_i} 进行尺度变换后, 即得到实际的比例系数和积分系数调节量。

比例因子 G_e 、 G_{ec} 、 G_{K_p} 和 G_{K_i} 的选择, 取决于对被控系统所掌握的先验知识, 并通过反复实验获得。本研究中, 多次实验发现, 力跟随误差大致分布在区间 $[-30, 30]$, 而误差变化率分布在 $[-0.1, 0.1]$, 因此可初步确定这两个比例因子的取值为 $G_e = 0.2$ 与 $G_{ec} = 60$ 。而输出比例因子 $G_{\Delta K_p}$ 和 $G_{\Delta K_i}$ 则分别取 $G_{\Delta K_p} = 6$ 和 $G_{\Delta K_i} = 0.1$ 。

2) 量化

在模糊控制器的实际应用中, 为减小计算量以实现实时控制, 往往将输入模糊变量取值离散化, 即在输入模糊变量论域上只取有限个值。例如, 针对表示误差的模糊语言变量 E , 可以将论域 $[-6, 6]$ 以 1 为间隔均匀离散化, 则其有 13 种可能取值; 同理, 若对 EC 论域进行同样的离散化, 则针对两个输入模糊变量的离散化论域, 共有 169 种可能

的输入组合(E, EC), 从而可以通过离线计算, 得到所有可能输入组合的模糊推理输出值, 以制成二维的模糊控制查询表。通过这一量化过程, 在计算机实时控制系统应用中, 只需要根据输入查表, 即可得到模糊输出, 无须在线推理以提高计算效率。

3) 模糊化

模糊化即将输入的精确量转变为模糊量的过程。通过上述的比例变换及量化后, 即可以得到与误差、误差变化率所对应的模糊语言变量。通常, 精确量的取值为数值, 而模糊语言变量的取值(称为语言值)则是模糊集合。接下来, 将定义相应模糊语言变量的语言值, 并定义与语言值相对应的模糊集合的隶属函数。

3.4.2.3 模糊集合与隶属度函数

针对所输入的模糊语言变量 E 、 EC 和输出的语言变量 ΔK_p 和 ΔK_i , 其可能的语言值均取以下七个 $\{NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB\}$ 。在模糊逻辑中, 语言变量的取值即语言值, 实质为一模糊集合, 即在输入、输出论域上, 分别定义了七个模糊集合。各语言值的含义为: N 与 P 表示正负, 即 Negative 与 Positive; B、M、S 表示大小程度, 即 Big、Medium 与 Small; ZE 则表示零。各模糊集合的隶属度函数则采用最为常用的三角形隶属函数及梯形隶属函数。误差 E 和误差变化率 EC 的隶属函数如图 16 所示, 其中随着误差绝对值的减小, 三角形隶属函数的形状逐渐变陡, 这是为了在误差较小时, 提高误差变动对模糊系统输出量的影响, 从而提高控制在小误差时的灵敏度。

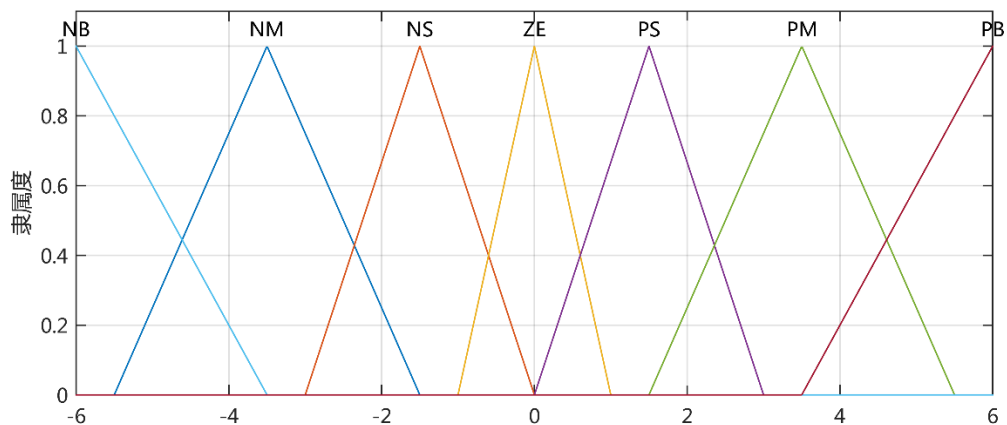


图 16 误差 E 、误差变化率 EC 的隶属度函数曲线

输出模糊变量即 PI 系数调节量 ΔK_p 和 ΔK_i 同样采用三角形隶属度函数, 且在整个论

域内分布均匀，如图 17 所示。

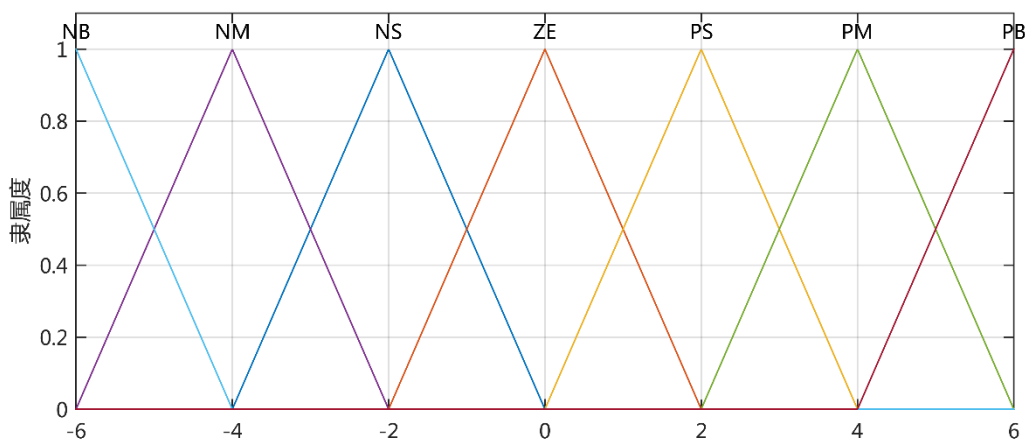


图 17 比例系数调节量 ΔK_p 、积分系数调节量 ΔK_i 的隶属度函数曲线

根据图 16 和图 17 所示的隶属度函数曲线，即可求解出离散的 E 和 EC 的各离散值在各模糊集合中的隶属度，由于数据较多，在此省去了具体结果。

3.4.2.4 模糊规则

模糊规则就是一条在一定前提下得出一定结果的 IF-THEN 表达式。针对模糊 PI 控制器而言，模糊规则就是在一定的误差 e_N 和误差变化率 ec_N 的条件下，应该如何确定比例系数调节量 ΔK_{pN} 和积分系数调节量 ΔK_{iN} ，由此得到不同时刻的误差和误差变化率与 PI 控制器两个参数之间的模糊关系。

经典 PID 控制器作为工业中使用最广泛的控制方法，其参数的整定原则已经较为成熟。本研究中所使用的 PI 控制器，根据实验所得的经验值，可知其比例系数 K_p 和积分系数 K_i 调整的基本思路如下^{[63][64]}：

- 1) 当误差绝对值 $|e|$ 较大，为使控制系统迅速减小误差，以保证较好的快速动态跟踪性能，应该设置较大的 K_p ；同时，为避免在大误差积累的条件下产生较大超调，应该设置很小的 K_i ，或者直接令 $K_i = 0$ ，去掉积分作用。
- 2) 当误差绝对值 $|e|$ 和误差变化率绝对值 $|ec|$ 中等大小时，为减小超调量，可以取较

小的 K_p 和适当的 K_i 。

- 3) 当 $|e|$ 较小时, 为保证系统在稳态情况下的小误差及减小稳态情况下的波动, 应该取相对大的 K_p 和很大的 K_i 。
- 4) $|ec|$ 表示误差变化率的绝对大小, 要结合 e 和 ec 的符号来判断误差的变化趋势。当 e 和 ec 异号时, 表明实际输出在向期望值趋近, 此时可以适当减小 K_p ; 当 e 和 ec 同号, 且 $|e|$ 较大时, 说明误差在不断增大, 实际输出正在远离期望值, 此时应该增大 K_p 。

根据上述调整原则及实际实验过程中的经验, 可以得到模糊规则调节表: 表 4 是比例系数的模糊规则调节表, 表 5 则是积分系数的模糊规则调节表。

表 4 比例系数调节量 ΔK_p 模糊规则表

e	ec						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZE	ZE
NM	PB	PM	PM	PS	NS	ZE	NM
NS	PM	PM	PS	ZE	ZE	NS	NM
ZE	NB	NM	NS	ZE	NS	NM	NB
PS	NM	NS	ZE	ZE	PS	PM	PM
PM	NM	ZE	NS	PS	PM	PM	PB
PB	ZE	ZE	PS	PS	PM	PB	PB

表 5 积分系数调节量 ΔK_i 模糊规则表

e	ec						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NM	NS	ZE
NM	NB	NM	NM	NS	NS	ZE	PS

NS	NM	NS	ZE	PS	ZE	PM	PB
ZE	PM	PM	PB	ZE	PB	PM	PM
PS	PB	PM	ZE	PS	ZE	NS	NM
PM	PS	ZE	NS	NS	NM	NM	NB
PB	ZE	NS	NM	NM	NM	NB	NB

上述模糊规则表中，以表 4 左上角单元格为例，其所表示的模糊规则为：

IF E is PB AND EC is PB , THEN ΔK_p is PB .

其中，AND 表示模糊集合的逻辑与操作，其具体定义将在下文中阐述。上述规则含义即为，当误差是很大的正值，并且误差变化率也是很大的正值，说明当前误差很大并且还在继续增大，所以应该大幅增加比例系数 K_p ，即 ΔK_p 是很大的正值。

3.4.2.5 模糊推理

模糊推理，即给定输入语言变量的值，利用模糊规则表，推导输出变量的值。其包括：模糊规则 IF 部分前提的模糊集合运算、每条模糊规则的模糊蕴含操作及所有模糊规则输出结果的最终聚合。

1) 模糊集合的逻辑运算 (Fuzzy Logical Operations)

模糊逻辑中，对于模糊集合间的逻辑运算，例如与 AND、或 OR 及非 NOT，有着多种定义方式。以两个模糊集合 A 和 B 为例，最为常用的模糊逻辑运算符定义如下：

$$\text{AND: } \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

$$\text{OR: } \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

$$\text{NOT: } \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

其中，min 和 max 分别表示取小和取大。

2) 模糊蕴含 (Fuzzy Implication)

模糊蕴含，指一条 IF-THEN 模糊规则中，前提对结果的影响。对于一条模糊规则而

言，在不同的输入时，其有不同的激活程度(firing strength)^[65]或者称为权重(weight)。激活度 R_{fs} 的值是由模糊规则的前提部分经过模糊逻辑运算后的结果，为一个 0 到 1 之间的数；之后将激活度 R_{fs} 作用在模糊规则的结果部分，这一过程即为模糊蕴含。

通常模糊蕴含采用 \min 操作，即利用激活度 R_{fs} “截断”结果模糊集合的隶属度函数曲线。通过对一条模糊规则施加模糊蕴含操作，将得到一个被“截断”的输出语言变量的模糊集合。以表 4 为例，对于输入 (E, EC) 和一条规则，可以计算得到此规则的激活度 R_{fs} ，若此规则的 THEN 部分即结果模糊集合为 $S_{\Delta K_p}$ ，则模糊蕴含后隶属度为：

$$\mu_{S_{\Delta K_p}}^{imp} = \min(\mu_{S_{\Delta K_p}}, R_{fs}) \quad (3.10)$$

3) 模糊聚合 (Fuzzy Aggregation)

通过模糊蕴含，每条模糊规则都将输出一个模糊集合。对于本研究中的模糊规则表，以表 4 为例，对于一个特定的输入 (E, EC) ，49 条模糊规则将输出 49 个关于语言变量 ΔK_p 的模糊集合 $S_{\Delta K_p, i}^{imp}$ 。通过模糊聚合，这 49 个模糊集合将被整合成一个最终的模糊集合 $S_{\Delta K_p}^{agg}$ 。通常所用的聚合操作为 OR 求并，如式(3.11)所示。

$$S_{\Delta K_p}^{agg} = \bigcup_{i=1}^{49} S_{\Delta K_p, i}^{imp} \quad (3.11)$$

3.4.2.6 解模糊

在模糊推理过程中，需要使用模糊语言变量，经过模糊蕴含、聚合后，得到最终的输出语言变量模糊集合。但当最终作用于控制系统时，仍然需要精确量。由模糊量经过一定算法得到精确量的过程，即为解模糊。

通常采用的解模糊方法为加权平均法或者重心法，即求取模糊隶属度函数曲线与横轴所包围的面积的重心，并以为作为对应的精确量。对于本研究中所用的离散论域上的集合，设论域中所有的离散值为 $y_i, i=1, 2, \dots, N$ ，相应的隶属度为 $\mu_i, i=1, 2, \dots, N$ ，则利用加权平均法得到的输出精确值为：

$$y = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i y_i}{\sum_{i=1}^N \mu_i} \quad (3.12)$$

经过上述过程，可以模糊系统最终输出的离线查询表如表 6 和 表 7 所示。

表 6 比例系数调节量 ΔK_p 模糊查询表

ΔK_p		EC												
		-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
E	-6	5.37	5.29	5.33	5.33	4.08	4.00	4.00	2.00	1.40	0.00	0.00	0.00	0.00
	-5	5.29	4.55	4.55	4.55	4.08	4.00	3.37	0.63	0.60	0.00	-1.20	-1.37	-1.37
	-4	5.33	4.55	4.05	4.05	4.05	4.00	2.49	-0.85	-0.77	0.00	-1.11	-2.63	-2.89
	-3	5.33	4.55	4.05	4.00	4.00	4.00	2.00	-2.00	-1.40	0.00	-1.11	-2.63	-4.00
	-2	4.08	4.08	4.05	4.00	2.60	2.60	0.60	-0.60	-0.60	-1.40	-1.90	-2.60	-4.00
	-1	4.00	4.00	4.00	4.00	2.60	2.00	0.00	0.00	-0.60	-2.00	-2.51	-3.37	-4.00
	0	-5.37	-4.55	-4.05	-4.00	-2.60	-2.00	0.00	-2.00	-2.60	-4.00	-4.05	-4.55	-5.37
	1	-4.00	-3.37	-2.51	-2.00	-0.60	0.00	0.00	2.00	2.60	4.00	4.00	4.00	4.00
	2	-4.00	-2.60	-1.90	-1.40	-0.60	-0.60	0.60	2.60	2.60	4.00	4.05	4.08	4.08
	3	-4.00	-2.63	-1.11	0.00	-1.40	-2.00	2.00	4.00	4.00	4.00	4.05	4.55	5.33
	4	-2.89	-2.63	-1.11	0.00	-0.77	-0.85	2.00	4.00	4.05	4.05	4.05	4.55	5.33
	5	-1.37	-1.37	-1.20	0.00	0.60	0.63	2.00	4.00	4.08	4.55	4.55	4.55	5.29
6	0.00	0.00	0.00	0.00	1.40	2.00	2.00	4.00	4.08	5.33	5.33	5.29	5.37	

表 7 积分系数 ΔK_i 调节量模糊查询表

ΔK_i		EC												
		-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6
E	-6	-5.37	-5.29	-5.33	-5.33	-4.08	-4.00	-4.00	-4.00	-3.40	-2.00	-1.51	-0.63	0.00
	-5	-5.29	-4.55	-4.55	-4.55	-4.08	-4.00	-3.37	-3.37	-2.60	-1.37	-0.72	0.00	0.63
	-4	-5.33	-4.55	-4.05	-4.05	-4.05	-4.00	-2.49	-2.51	-1.90	-0.49	0.00	0.72	1.51
	-3	-5.33	-4.55	-4.05	-4.00	-4.00	-4.00	-2.00	-2.00	-1.40	0.00	0.49	1.37	2.00
	-2	-4.08	-3.46	-2.68	-2.60	-1.35	-1.32	0.68	-0.60	0.67	2.68	2.72	2.74	3.71
	-1	-4.00	-3.37	-2.51	-2.00	-0.60	0.00	2.00	0.00	1.32	4.00	4.05	4.55	5.31
	0	4.00	4.00	4.00	4.00	4.59	5.31	0.00	5.31	4.59	4.00	4.00	4.00	4.00
	1	5.31	4.55	4.05	4.00	1.32	0.00	2.00	0.00	-0.60	-2.00	-2.51	-3.37	-4.00
	2	3.71	2.74	2.72	2.68	0.67	-0.60	0.68	-1.32	-1.35	-2.60	-2.68	-3.46	-4.08

3	2.00	1.37	0.49	0.00	-1.40	-2.00	-2.00	-4.00	-4.00	-4.00	-4.05	-4.55	-5.33
4	1.51	0.72	0.00	-0.49	-1.90	-2.51	-2.49	-4.00	-4.05	-4.05	-4.05	-4.55	-5.33
5	0.63	0.00	-0.72	-1.37	-2.60	-3.37	-3.37	-4.00	-4.08	-4.55	-4.55	-4.55	-5.29
6	0.00	-0.63	-1.51	-2.00	-3.40	-4.00	-4.00	-4.00	-4.08	-5.33	-5.33	-5.29	-5.37

3.4.3 模糊 PI 控制器仿真

设计完成模糊 PI 控制器后,利用前面搭建的 ADAMS/Simulink 模型进行联合仿真,以验证模糊控制的有效性。在 Simulink 模糊控制器建模如图 18 所示。

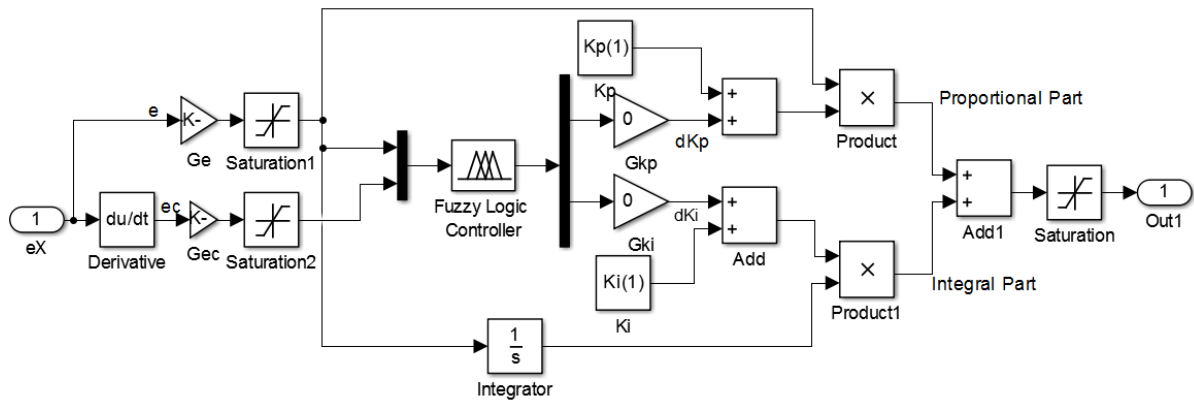


图 18 模糊 PI 控制器仿真模型

图 18 所示为针对 X 方向加载力误差 eX 所构建的模糊 PI 控制器,另外两个方向加载力的模糊 PI 控制器与之完全相同,在此不再赘述。图 13 给出了基于普通 PI 控制器的整个控制系统的模型图,以图 18 所示的模糊 PI 控制器代替图 13 中的 PI Controller,即可构建出基于模糊 PI 控制器的加载力控制系统。图 18 中 Fuzzy Logic Controller 模块为模糊逻辑的核心,其利用 Simulink 提供的 Fuzzy Logic Designer 生成^[66]。根据前述的输入输出变量、隶属度函数和模糊规则等,即可设计得到相应的模糊控制器。

给定仿真模型中相关参数,在取相同的比例系数 K_p 和积分系数 K_i 的条件,分别利用普通 PI 控制器和模糊 PI 控制器进行仿真。在幅度 100N 的阶跃信号下,以 X 方向加载力为例,可以得到实际力响应曲线如图 19 所示。

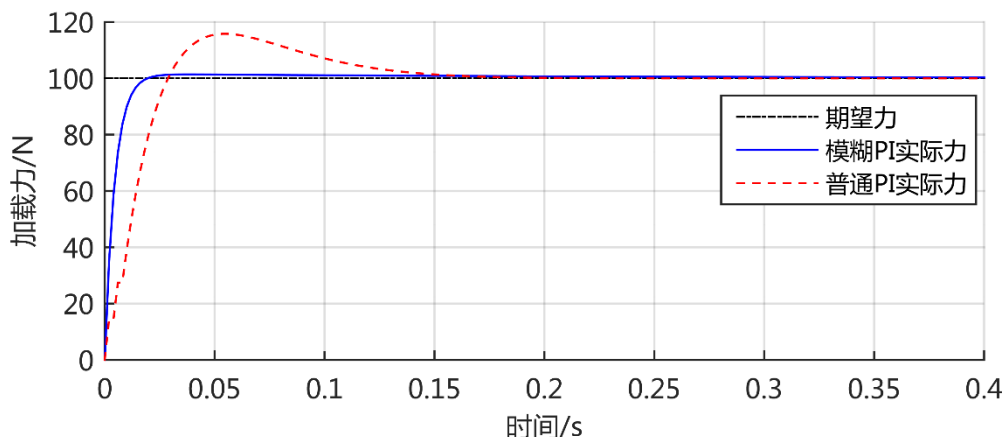


图 19 阶跃信号作用下普通 PI 与模糊 PI 控制器效果对比

由图 19 可以看出，模糊 PI 控制器可以明显加快上升时间，并减小超调量，提高了系统的动态响应能力，证明了所设计模糊 PI 控制器的有效性。此模糊 PI 控制器在实际加载力控制中的应用效果，将在实验部分进行阐述。

3.5 多项式预测滤波器

与传统的接触力控制面向静止的环境不同，本研究中的加载力控制系统，主轴作为被加载目标（环境）是以较快速度运动的。从控制系统的角度看，主轴的运动相当于引入了较大的干扰，有研究者利用扰动观测器，通过对系统不确定性及扰动进行观测，并将之作为一个额外的状态变量进行控制与补偿^[67]。从系统驱动的角度看，伺服电机所提供的驱动力/力矩将用作两个用途：驱使加载试验机跟随主轴运动和施加指定的加载力。因此，除扰动观测器的方法外，也有研究者将力作用目标的主动运动信息以前馈形式集成到控制系统中，从而补偿目标的主动运动所带来的影响，称之为运动补偿 (Motion Compensation)^[68]，此方法的有效性在心脏手术机器人的应用中得到了证明。

对于本课题研究的加载试验机而言，加载力作用目标即机床主轴的运动信息是未知的，并且与前述文献中的力作用于活体心脏不同，主轴的运动没有明显的周期规律性，难以给出一个确定的数学模型以描述主轴在任意时刻的运动。但机床主轴的运动是数控系统根据数控程序所驱动的，因此，其运动并不是随机的，而是有一定的内在规律性。鉴于此，本研究采用预测的方法来获取主轴的运动信息，即利用先前若干个时刻的主轴位置，按照一定算法预测主轴在下一个时刻的位置。

相关文献中较多采用的位置预测算法有 Kalman 预测滤波器^[69]、灰色预测^[70]和神经网络预测^[71]等。但 Kalman 滤波器通常要求有目标的数学模型，以获得其状态转移矩阵和 Kalman 增益等，多用于视频目标跟踪中；灰色预测和神经网络计算量很大，且其预测效果难以保证，多用于计算机仿真研究之中。鉴于加载试验机控制系统以 Turbo PMAC 作为主控制器，计算资源十分有限，且预测算法需要用于实时控制之中，并考虑到机床主轴物理运动的特点，因此采用了数学形式较为简单的多项式预测滤波算法 (PPF, Polynomial Prediction Filter)。Hietanen P 等人研究指出^[72]，PPF 可用于预测自然界的各种符合多项式形式的信号，如温度、湿度、速度和位置等；Valiviita S 等人则研究了 PPF 在控制系统信号延时补偿中的应用^[73]。

3.5.1 PPF 的数学形式

根据维尔斯特拉斯逼近定理 (Weierstrass Approximation Theorem)，有如下结论^[74]：

如果函数 f 是定义在实数区间 $[a, b]$ 上的连续函数，那么对于任意的实数 $\varepsilon > 0$ ，存在一个代数多项式 p ，满足：

$$|f(x) - p(x)| \leq \varepsilon, \forall x \in [a, b] \quad (3.13)$$

从而可知，定义在有界闭区间任意函数 f ，可以找到一个多项式 p ，使得 p 在此区间上以任意精度逼近 f 。同时，若把 f 的定义域划分为若干个较短的子区间，那么在每个子区间上，均可以用一个较低阶的多项来逼近 f 。

由此，一个离散化后的信号 $s(n)$ 可以用 L 阶多项式来逼近：

$$s(n) = \sum_{l=0}^L p(l)n^l + e(n) \quad (3.14)$$

其中， $p(l), l = 0, 1, \dots, L$ 是 L 阶多项式的对应系数，而 $e(n)$ 表示多项式逼近的误差项。

由此，对普通信号的预测问题，转化为对一个 L 阶多项式的拟合问题。利用多项式模型，已知信号 $s(n)$ 过去 K 个时刻的值，以此预测信号超前 N 个时刻的将来值，即：

$$\hat{s}(n+N) = \sum_{k=0}^{K-1} h(k)s(n-k) \quad (3.15)$$

其中, $\hat{s}(n+N)$ 表示超前 N 个时刻的即 $n+N$ 时刻的估计值, 而 $h(k)$ 是此预测滤波器的相应系数。

P. Heinonen 和 Y. Neuvo 给出式(3.15)的滤波器系数 $h(k)$ 的计算方法, 可以得到常用的两种情况下的解如下:

若 $N=1, L=1$, 即一阶多项式 (线性表达式) 预测超前 1 个时刻的值:

$$h(k) = \frac{4K - 6k - 4}{K(K-1)} \quad (3.16)$$

若 $N=1, L=2$, 即二阶多项式预测超前 1 个时刻的值:

$$h(k) = \frac{9K^2 + (-27 - 36k)K + 30k^2 + 42k + 18}{K^3 - 3K^2 + 2K} \quad (3.17)$$

上述两式中, $k = 0, 1, \dots, K-1$ 。

式(3.16)和(3.17)表明, PPF 滤波器系数 $h(k)$ 只依赖于多项式阶数 L 、历史采样数目 K 和超前预测的步数 N , 而与多项式自身的系数 $p(l)$ 无关。对于一般的应用, 通常只要超前一步预测, 即 $N=1$ 。因此, 只需要知道多项式的阶数 L , 而无须其它有关信号的先验信息, 即可以求得对应的滤波器系数, 从而在适当区间范围内以多项式对信号建模。

3.5.2 PPF 在主轴位置预测中的应用

3.5.2.1 原理

根据前述的 Weierstrass Approximation Theorem 可知, 若实际信号以合适的频率采样, 在某一个很短的时间区间内, 可以用一个低阶的多项式来一致逼近此信号。同时, 在知道了目标信号的阶数 L 后, 即可以提前离线计算得到 PPF 滤波器系数 $h(k)$; 根据式 (3.15), 真正在线使用时, 只相当于求取过去 K 个值的加权平均值, 因此计算量很小, 适用于资源有限的实时控制场合^[75]。

与传统的力/位混合控制不同，本研究中并不能预知环境（主轴）的位置信息，但可以利用加载试验机动平台与主轴紧密相连这一条件。针对式(3.1)和图 9 所描述的通用环境模型，由于本研究中加载试验机与主轴是联结在一起的，因此两者之间的相对运动速度及相对运动位移均很小，而两者之间的刚度系数是远大于阻尼系数的，故此处的环境模型可忽略阻尼部分，只考虑弹性部分。以单一方向为例，作用于主轴上的加载力 F_e 与两者相对位置的关系如下：

$$F_e = K_e(x - x_e) \quad (3.18)$$

由此可以得到主轴位置 x_e 与加载试验机动平台位置 x 间的关系为：

$$x_e = x - \frac{F_e}{K_e} \quad (3.19)$$

利用电机编码器可以测得滑块的位置，接着利用 3P-(4S)并联机构的正解模型即可得到动平台的位置坐标。而主轴位置与动平台位置可以依据式(3.19)联系起来，由此，主轴位置的预测可以利用动平台位置的预测间接实现。

3.5.2.2 动平台位置预测

动平台的运动属于机械系统的运动，因此可以利用牛顿第二定律对其进行建模。在较长时间区间上来看，动平台的运动是变加速度的无规律运动，但鉴于本控制系统较高的采样频率（1004Hz），在较短的时间区间比如 5 个位置采样的时间间隔（ $\approx 5ms$ ）内，可以认为动平台所做的是匀变速运动，如下：

$$x(t) = x(0) + v(0)t + \frac{1}{2}at^2 \quad (3.20)$$

式中， $x(0)$ 和 $v(0)$ 分别表示初始位置与初始速度， a 表示恒定的加速度， $x(t)$ 表示在时间 t 的位置。

将式(3.20)离散化后，可以依据(3.15)来预测动平台的将来位置，其中多项式阶数 L 取 2。若超前 1 步，即 $N=1$ ，则得到位置预测表达式如下：

$$x(n+1) = \sum_{k=0}^{K-1} h(k)x(n-k) \quad (3.21)$$

若取历史采样数目 $K=5$ ，根据式(3.17)，可以得到式(3.21)滤波器系数为：

$$h(k) = \frac{30k^2 - 138k + 108}{60}, k = 0, 1, 2, 3, 4 \quad (3.22)$$

结合式(3.21)和式(3.22)，即可以实现动平台位置超前一步的位置预测，具体预测表达式如下：

$$x(n+1) = 1.8x(n) - 0.8x(n-2) - 0.6x(n-3) + 0.6x(n-4) \quad (3.23)$$

3.5.2.3 仿真验证

下面分别以抛物线和正弦曲线来验证 PPF 预测算法(3.21)的有效性。

取抛物线 $x = 5000t^2$ （单位： mm ），即以 $5m/s^2$ 的加速度由静止开始运动，采样频率为 $1000Hz$ ，按照式(3.21)进行位置预测，分别取过去的采样数目 $K=5$ 与 $K=10$ 。考虑到实际控制系统中，对位置的测量必然存在一定噪声干扰，添加 $[-0.5, 0.5]$ 间的随机噪声，之后 PPF 利用含有噪声的测量结果进行预测，结果如图 20 所示。

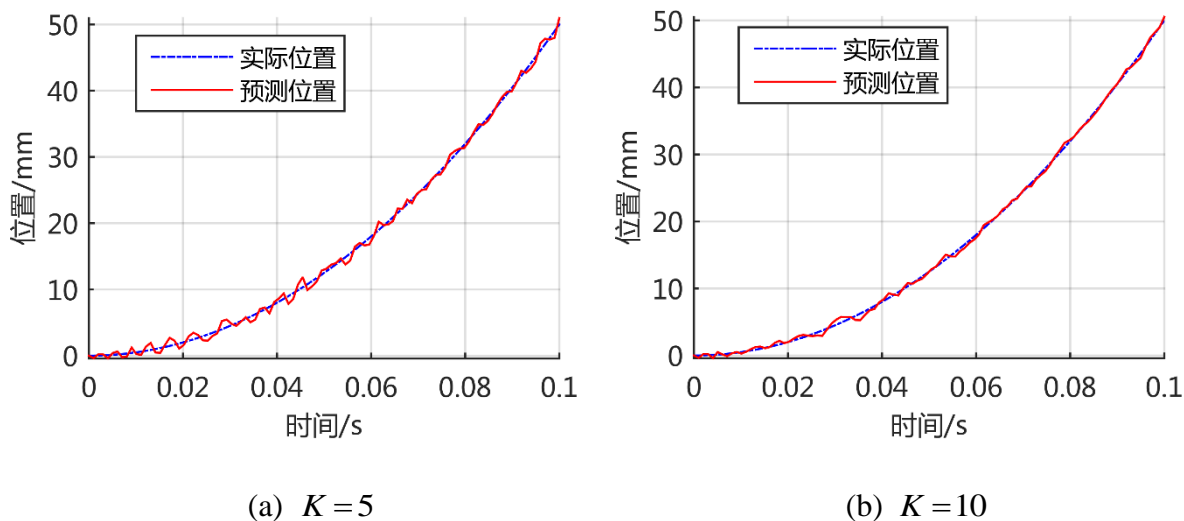


图 20 抛物线曲线 PPF 预测效果

由图 20(a)可以看出，PPF 对于抛物线曲线形式的运动具有较好的预测效果，其中主要的偏差是由于测量噪声所引起的。对比图 20(a)(b)两图，可以发现预测时所利用的过去时刻数据数目越多，预测结果越准确，并越能减弱测量噪声的影响。但在实际应用中，并非 K 越大越好，因为只有在很短的时间区间内，才可以合理地认为动平台做匀变

速运动；具体的 K 值，应该根据反复实验测试获得。

图 21 是 PPF 应用于正弦曲线的效果，其中取 $K=5$ ，与前述抛物线曲线类似，添加了 $[-0.5, 0.5]$ 间的随机噪声，采样频率 1000Hz 。可见，尽管在时间区间 $[0, 0.6]$ 内，整体运动为一正弦轨迹；但在较短的时间间隔如 5ms ，可以近似当作匀变速运动处理，并取得了较好的预测效果。

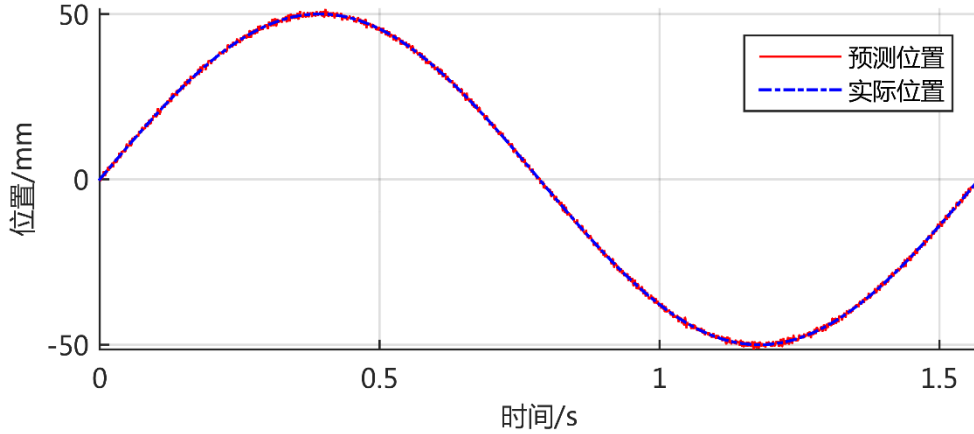


图 21 正弦曲线 PPF 预测效果

3.5.2.4 环境刚度系数 K_e 未知的解决方案

通过上述步骤，即可利用 PPF 对动平台的位置做出预测。同时，根据式(3.19)所示的动平台位置与机床主轴位置间的关系，可以利用动平台的位置预测值得到主轴的位置预测值。但实际情况下，通常并不能获取准确的环境刚度系数值 K_e 。下面将阐述此问题的解决方法。

为提高系统对期望力轨迹的动态跟踪能力，控制系统中会引入期望力信号的前馈，同时会引入主轴位置的前馈信号，以对主轴运动进行补偿。若期望力及主轴位置均采用一阶和二阶前馈，即传统意义上的速度与加速度前馈，则力前馈产生的控制量 U_{Fff} 和主轴位置前馈产生的控制量 U_{Pff} 分别为：

$$U_{Fff} = K_{Fff1} \dot{F}_r + K_{Fff2} \ddot{F}_r \quad (3.24)$$

$$U_{Pff} = K_{Pff1} \dot{x}_e + K_{Pff2} \ddot{x}_e \quad (3.25)$$

其中, K_{Fff1} 、 K_{Fff2} 分别是一阶和二阶微分力前馈系数, K_{Pff1} 、 K_{Pff2} 则是主轴的速度与加速度前馈系数, U_{fb} 则是期望加载力。式(3.19)中 F_e 表示实际加载力, 在控制效果理想的情况下, 力跟随误差很小, 实际加载力将比较接近期望加载力, 并且加载试验机将跟随主轴运动, 与主轴之间相对速度很小, 因此, 环境模型中可以省略阻尼项, 由此可以动平台位置与主轴位置之间将存在以下关系:

$$x_e = x - \frac{F_r}{K_e} \quad (3.26)$$

其中, x_e 表示主轴位置, x 表示动平台位置。将式(3.26)代入式(3.25)可得:

$$U_{Pff} = K_{Pff1}\dot{x} + K_{Pff2}\ddot{x} - \frac{1}{K_e}(\dot{F}_r + \ddot{F}_r) \quad (3.27)$$

可见, 式(3.27)的后部分可看作是期望力的一阶和二阶微分前馈。将式(3.27)和式(3.24)重新组合, 可以得到新的力和位置前馈如下:

$$U'_{Fff} = \left(K_{Fff1} - \frac{1}{K_e} \right) \dot{F}_r + \left(K_{Fff2} - \frac{1}{K_e} \right) \ddot{F}_r \quad (3.28)$$

$$U_{Pff} = K_{Pff1}\dot{x} + K_{Pff2}\ddot{x} \quad (3.29)$$

由此, 环境刚度系数 K_e 被整合到了期望力前馈项中, 无须单独确定 K_e 的值, 只需要在实际实验中, 具体调节力的一阶和二阶微分前馈系数即可, 其中的前馈系数相当于已经包含了 K_e 的值。而主轴位置的前馈转变成了动平台超前一个周期预测位置的前馈。

3.6 控制系统整体结构

基于以上阐述的模糊 PI 控制器、多项式预测滤波器(PPF)、期望力前馈及主轴位置前馈等, 所设计的控制系统整体结构如图 22 所示。其中, F_r 表示期望加载力, F_m 表示测量所得的实际加载力。由加载试验机的动平台位置, 经过 PPF 预测滤波器后, 可将新的位置预测值用以前馈, 包括速度与加速度前馈(与力的一阶、二阶微分对应); 为强调

此为预测位置的前馈，图中用虚线连接，以与普通的反馈相区别。系统中对位置、力信号均同时采用一阶、二阶前馈，这是因为单纯的一阶前馈如速度前馈，会导致在速度变化较快时引发较大的超调量，故引入二阶微分前馈即加速度前馈，用以减小速度前馈带来的超调。关于期望力的一阶及二阶微分前馈，其对加载力的影响将在第五章实验部分，结合实验结果进行更加详细的分析说明。

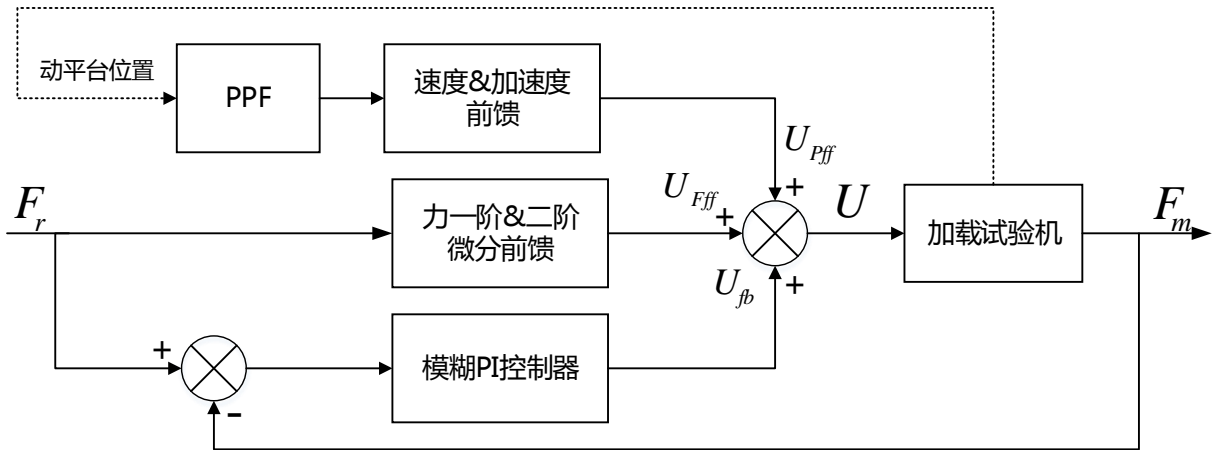


图 22 控制系统整体结构框图

由图 22 可见，最终输送给加载试验机的控制量 U 由三部分组合：主轴预测位置前馈 U_{Pff} 、期望力前馈 U_{Fff} 和实际力模糊 PI 反馈 U_{fb} 。如式(3.30)所示。

$$U = U_{Pff} + U_{Fff} + U_{fb} \quad (3.30)$$

3.7 本章小结

本章针对 3P-(4S) 并联加载试验机的多维力加载控制，设计了相关的控制算法，并利用 ADAMS/Simulink 联合仿真初步证明了算法的有效性，主要工作如下：

- 1) 介绍了基于弹簧-阻尼器的环境模型与显式力控制方法，并对其在加载试验机控制系统中的应用进行了阐述。
- 2) 基于上述环境模型与显式力控制方案，搭建了 ADAMS/Simulink 联合仿真平台，并给出了基本的 PI 显式力控制框图。
- 3) 针对普通 PI 控制器的不足，设计了可在线调节相应参数的模糊 PI 控制器，给出了详细的设计过程及相关图形、数据；最后通过阶跃信号下的联合仿真，验证了此模糊 PI 控制器的优越性。

- 4) 针对主轴运动对控制系统带来的干扰，利用多项式预测滤波器对主轴位置进行预测，并将预测得到的位置信息以前馈形式集成入控制系统，从而实现对主轴运动的补偿。
- 5) 给出了基于期望力前馈、主轴预测位置前馈和模糊 PI 反馈的整体控制系统方案，分析了控制量的组成。

本章中所设计的控制方案，将在第五章实验部分进行验证，并结合实验结果进行更深入的分析。

第四章 控制系统硬件平台搭建与软件平台实现

并联机构作为机器人的一种特殊形式，其控制系统是一种典型的多轴实时运动控制系统。传统的机器人控制系统基本上是设计者基于自己的独立结构和生产目的而开发的，这种控制系统的体系结构通常是封闭的，采用专用机器人语言、专用操作系统以至于专用微处理器。由于封闭的结构及部件专用特性，此种结构控制器有一系列缺点，例如过长的开发周期、过高的制造和使用成本、难以添加新功能与升级。因此，从 20 世纪 80 年代初期开始，美国、欧洲和日本先后开始了开放式控制器软件系统的研究，很多相关的研究计划在世界各国相继启动，其中典型的研究成果包括美国的 OMAC (Open Modular Architecture Controller)、日本的 OSEC (Open System Environment for Controller) 和欧洲的 OSACA (Open Systems Architecture for Control) 等^[76]。

并联加载试验机作为并联机器人的一种特定应用，其控制的实时性与准确性仍是一大难题。目前，比较现实的、应用较多的实现开放机器人控制系统的途径是“PC+多轴运动控制卡”^[77]。美国 Delta Tau 公司的 Turbo PMAC 运动控制卡具有卓越的运动控制能力，并且在软件与硬件平台上具有开放特性，提供编码器、力传感器等数据采集的硬件接口，拥有众多配置参数，并且支持用户自定义伺服算法，因此可以利用其作为为底层控制设备，运行相应的自定义控制算法，以实现加载试验机加载力的控制。本章将主要介绍基于 Turbo PMAC 运动控制卡的控制系统硬件平台搭建，控制算法软件程序的编写，以及上位机监控软件的具体实现细节等。

4.1 硬件平台搭建

4.1.1 硬件平台概述

该 3P-(4S) 并联加载机构的硬件主要由工业控制计算机、Turbo PMAC 运动控制卡、交流伺服电机、驱动器、拉压力传感器、光电开关等器件组成，图 23 为机械系统和电气连接示意图。其基本工作原理为：在机床主轴与机构动平台通过夹具连接后，两者之间的相对运动会产生作用力，即针对主轴的加载力；在跟随主轴运动的同时，加载机构通过自身位姿的微调整，从而实现向主轴施加指定的加载力，而力传感器测量所得的实际加载力，将作为控制系统的反馈量，从而驱动加载机构上述运动的实现。

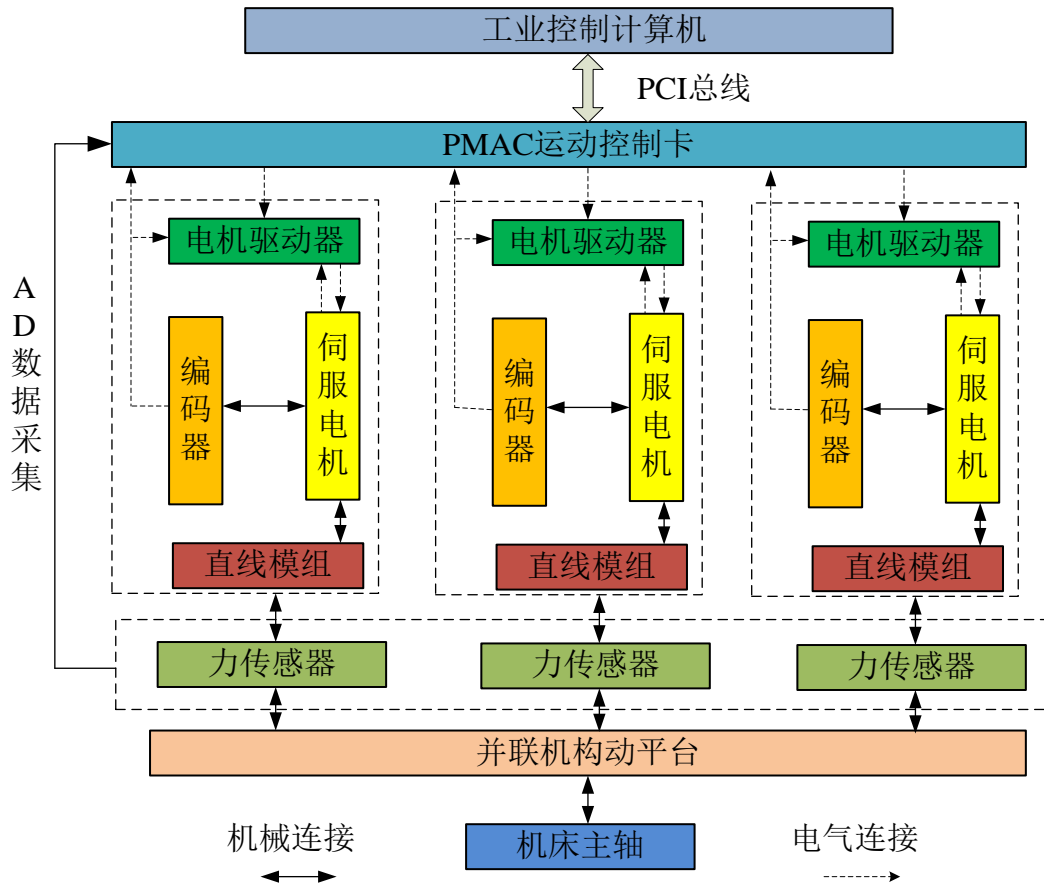


图 23 机械系统和电气连接示意图

下面，对硬件平台中各元件做简单介绍：

- 1) 并联机构的动平台与机床主轴通过夹具相连，两者之间的相对运动与微小的位置差将决定实际加载力的大小。
- 2) 并联机构的六个连杆上均装有量程为 3000 N 的拉压力传感器，其测量输出为模拟电压量 $-5\text{ V} \sim +5\text{ V}$ ，经过 A/D 转换后，就可以根据六个力传感器的测量结果合成得到动平台的实际加载力。由于在机构跟随主轴运动的同时，力传感器需要进行测量，相比于直接在动平台上安装六维力传感器，单维拉压力传感器具有更高的精度与更好的动态特性。
- 3) 三个直线模组将作为驱动元件，提供本 3P-(4S)三自由度并联机构的驱动。其中，交流伺服电机选用日本安川公司的 SGMJV 型号，其额定功率为 $P = 750\text{ W}$ ，额定转矩为 $T = 2.39\text{ N}\cdot\text{m}$ ，丝杠导程为 $h = 10\text{ mm}$ ，不考虑摩擦的情况下，根据式

(4.1)可以得到各电机作用于滑块的额定驱动力 F_a 为 $1501.68N$ ，根据机构的雅可比矩阵，可以算出其满足动平台三方向输出加载力各 $1000N$ 的技术指标。交流伺服电机自带的编码器，则将作为位置反馈，提供三滑块的位置信息，从而通过运动学正解，可以得到动平台的运动信息。

$$F_a = \frac{2\pi T}{h} \quad (4.1)$$

- 4) PMAC 运动控制卡采用美国 Deltau 公司的 Turbo PMAC PCI 系列，其可以提供对多达 32 个电机的同时控制。工控机则采用台湾研华公司 IPC-610-L 机箱，通过将 Turbo PMAC 运动控制卡安装到工控机 PCI 插槽中，即可实现两者的通信。Turbo PMAC 运动控制卡结合其附件卡，可以实现力传感器信号、电机编码器信号的采集及 A/D 转换，以作为控制系统的输入；而控制系统的输出指令，将通过其 D/A 转换功能，以模拟电压的形式输送给电机驱动器。下文将对 Turbo PMAC 运动控制卡做更加详细的介绍。

为保证实验安全性，以及便于控制系统特性及控制算法有效性的研究，在实验室中，采用可以实现三自由度平动的龙门构型平台，模仿数控机床的主轴运动。相比于真正的数控机床，此龙门实验平台与加载试验机采用同一块 Turbo PMAC 运动控制卡进行控制，从而可以实现两者的联动，并且在加载过程中，当加载力误差超过所设定的最大允许误差时，将实现加载试验机与龙门平台的控制系统同时断开，从而避免对机构造成损害。此外，基于 Turbo PMAC 的优秀运动控制功能及友好的运动程序编写方式，可以为仅做运动控制的龙门平台主轴提供任意复杂的运动轨迹，从而检验加载试验机在各种运动情况下的控制系统性能。

在加载试验机动平台上通过螺栓连接安装一刚性连接轴，进而与龙门平台的主轴通过联轴器相连，安装完成的 3P-(4S) 并联加载试验机与三平动自由度龙门平台，如图 24 所示。

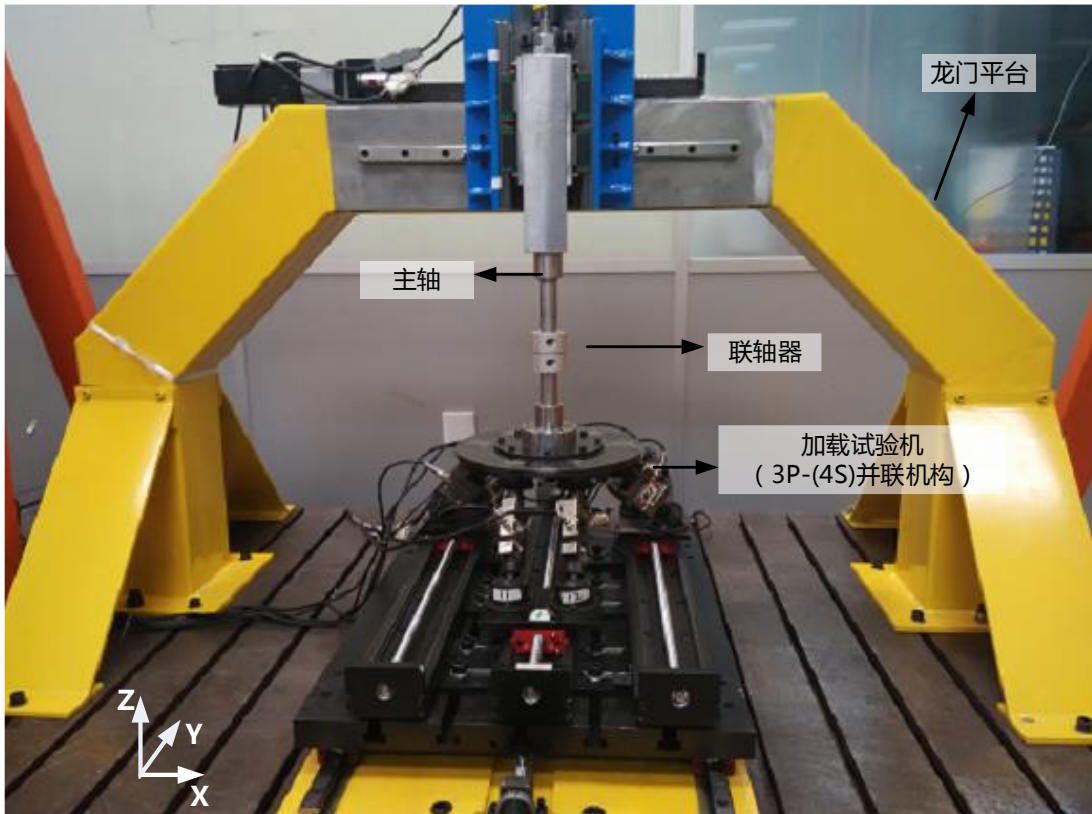


图 24 加载实验平台

4.1.2 Turbo PMAC 运动控制卡及附件卡

本加载试验机控制系统的硬件支持平台，采用 IPC+Turbo PMAC 运动控制卡的结构形式。工业控制计算机（IPC）负责信息流和数据流的管理，并利用配套的桌面软件 PE Win32 与运动控制卡通过 PCI 总线进行通讯，从而进行相关参数的配置，相关状态的观测，以及下载与上传相关程序；同时，工控机将运行针对力控制实验所编写的上位机监测软件，实时绘制加载力、位置等物理量的曲线，从而方便直观地展示实际加载效果，探索控制系统特性，同时为控制算法的进一步改进提供了依据。

本课题所采用的 Turbo PMAC 运动控制卡为安装于工控机机箱内的 PCI 类型，两者之间通过 PCI 总线通讯。为实现与各类外部元件的通信及信号采集，如伺服电机驱动器、编码器及力传感器等，PMAC 产品采用“主卡+附件卡”的形式，以匹配不同的用户需求。表 8 为本课题所选用的主卡及附件卡配置信息。

表 8 Turbo PMAC PCI 运动控制卡配置概况

型号	数量	功能
----	----	----

Turbo PMAC PCI	1	主卡，其 CPU 为 160MHz DSP，提供核心计算功能与 4 个电机硬件接口。
ACC-24 PCI	1	电机硬件接口扩展卡，提供 4 个电机硬件接口，从而与主卡共同完成最多 8 个电机的同时控制。
DTC-8P	2	电机接口终端，每块卡提供 4 个电机接口通道，与主卡及 ACC-24 PCI 扩展卡一一对应，方便与伺服电机驱动器的连接。
ACC-28A	2	A/D 转换，每块卡提供 4 个转换通道，用于对 6 个单维力传感器所输出的模拟电压量进行采集，并转换成数字量。

根据上述相关附件卡的功能介绍，可以给出工控机、Turbo PMAC 运动控制卡及各附件卡的连接关系，如图 25 所示。

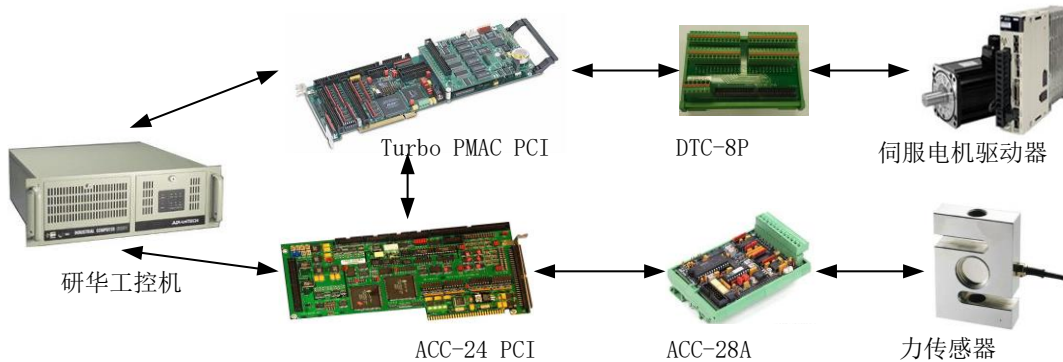


图 25 工控机及 Turbo PMAC 连接关系示意图

4.1.3 单维拉压力传感器的标定

为提高力测量精度，与传统的直接采用多维力传感器方案不同，本课题采用在每根连杆上均安装单维力传感器的方案，而动平台实际加载的三维力则由六个单维力传感器的测量结果合成得到。

所选用的力传感器的具体型号为上海天沐自动化仪表有限公司所生产的 NS-WL1 型拉压力传感器，工作电压为 12V~24V，测量范围为 $\pm 300\text{Kg}$ ，输出电压为 -5V~5V。力传感器的线性增益与零位值（拉压力为 0 时其输出电压）受外界环境影响较大，而在出厂前由厂家标定的结果往往不够准确，且没有考虑到同一批次不同力传感器个体之间的差异^[78]。因此，实验中在利用力传感器测量各连杆受力之前，需要先进行力传感器的标定。标定过程中的操作如图 26 所示。具体的标定步骤如下：

- 1) 预先称量若干参照重物的质量，应该合理选择参照重物，尽量使叠加后的质量变化比较均匀，且总质量尽可能覆盖本加载试验机正常工作情况下可能达到的拉压力。
- 2) 依次向传感器上叠加重物，以不断增大其所受的压力，并利用高精度数字万用表测量力传感器的输出电压值。

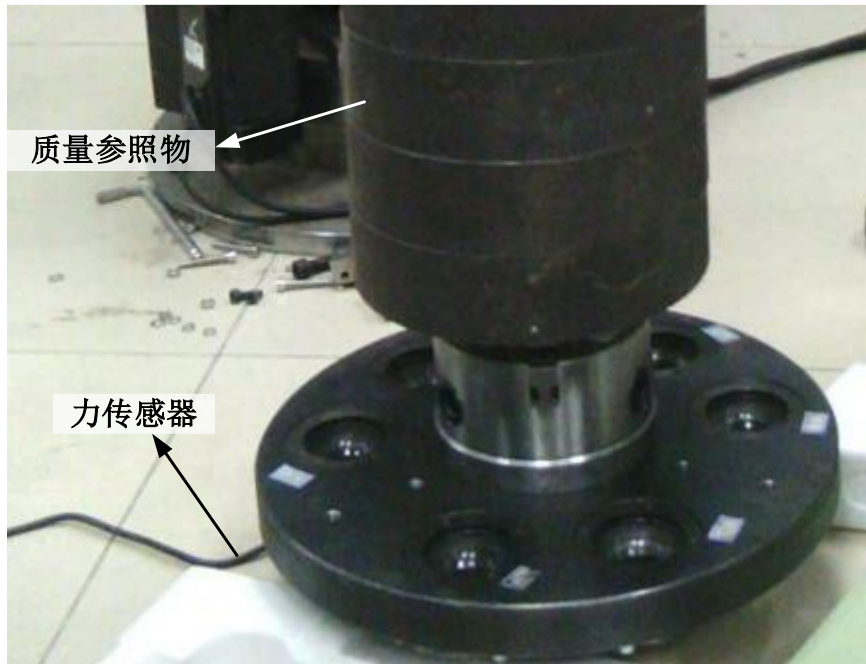


图 26 单维拉压力传感器标定

当对不同的质量组合，分别测得力传感器的输出电压之后，即得到质量-电压的多级数据点。由于单维力传感器具有较好的线性关系，所以可以按照直线关系对质量-电压数据进行拟合，即通常使用的最小二乘法拟合。

由于 6 个力传感器的标定过程及数据处理步骤完全相同，所以以 1 号力传感器为例，其标定所得的压力-输出电压数据点，及利用最小二乘法拟合得到的直线如图 27 所示。

由图 27 可见，在质量（压力）较小时，所选用的标定点比较密集，这是因为力传感器在 30%~70% 量程范围内工作性能最好，是其推荐的主要工作区间，所以在压力较小时，标定所选用的参照点密集，以提高其准确性。

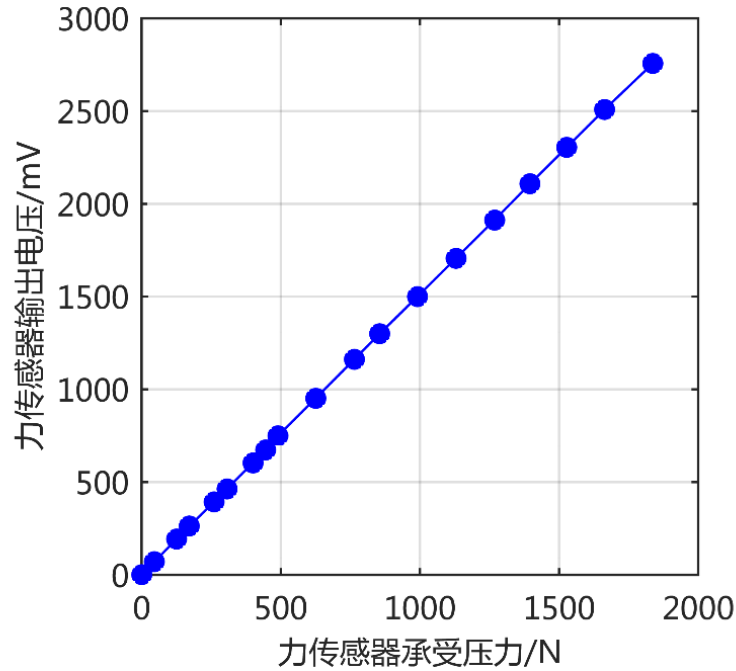


图 27 1 号力传感器所受压力与输出电压关系

利用最小二乘法进行数据点的拟合，可以得到力传感器输出电压与所受压力的关系，即：

$$U = kF + b \quad (4.2)$$

其中 k 为图 27 中所示拟合直线的斜率，即为力传感器的增益；而拟合直线的截距 b ，即为力传感器的零位值，也就是在承受压力为 0 时，力传感器的输出电压，通常称之为“零漂”。六个力传感器的标定结果如表 9 所示。其中， R^2 反映线性回归的关系，其越接近于 1，表明参与拟合的变量间线性相关关系越强。

表 9 六个力传感器的标定结果

编号	增益 k	零位 b	相关系数 R^2
1 号	1.4748	5.1808	0.997
2 号	1.5402	0.1796	0.998
3 号	1.578	-6.5938	1
4 号	1.5386	-7.1267	0.999
5 号	1.5604	2.5476	0.998
6 号	1.6502	-2.4672	0.998

由表 9 可见, 各个力传感器的拟合相关系数均极接近于 1, 说明各个力传感器的线性度较好。同时, 各个力传感器的增益及零位均有一定的差异, 说明了标定的必要性。

4.2 软件平台实现

Turbo PMAC 运动控制卡集成了强大的运动控制功能, 其内置的运动控制算法有基本的 PID 控制算法, 包括 PID Feedback Filter、Feedforward Filter 和 Notch Filter, 及高级的伺服控制算法, 包括 Extended Servo Algorithm (ESA)和 Cascading Servo Loops 等, 同时提供了对用户自定义伺服算法 User-Written Servo Algorithms 的支持^[79]。但通常而言, Turbo PMAC 所内置的伺服算法, 仅适用于较简单的运动控制, 比如用以模仿机床运动的龙门平台主轴的运动; 对于本课题所主要研究的力控制问题, 只能通过编写自定义伺服程序来实现第三章所提出的较为复杂的力控制算法。因此, 后文将所编写的 Turbo PMAC 程序分为运动控制程序和力控制程序两类, 分别进行具体实现的相关阐述。

4.2.1 龙门平台运动程序开发

Turbo PMAC 作为著名的高性能运动控制卡, 提供了对运动学正逆解算法的支持, 从而编写运动程序时, 可以仅以末端执行器作为运动目标, 按照实际需要为其提供正确的轨迹即可, 而由末端执行器坐标到关节坐标的转换 (Turbo PMAC 文档称之为 Tool Space 到 Joint Space 的变换), 则由 Turbo PMAC 调用用户所编写的逆解程序自动完成

在本实验系统中, 龙门平台主轴将由运动程序进行运动控制, 以执行指定的不同轨迹, 模仿数控机床主轴的运动, 并测试在不同轨迹、不同速度下, 加载试验机的加载力跟随性能。若要实现简单的直线轨迹, 比如由运动范围内一端行进到另一端, 以测试加载试验机在目标加载对象即龙门平台主轴匀速直线情况下的性能, 可以采用最简单的 LINEAR 运动模式; 而需要龙门主轴进行更复杂的运动时, 比如符合三角函数的运动轨迹, 则需要使用精确的 PVT 运动模式, 但相应的代价是消耗更多的插补计算时间。

与并联机构不同, 由于龙门平台三电机采用分别沿三个自由度方向 (即 X、Y 与 Z 轴方向) 独立运动的构型, 其末端执行器 (即主轴) 的复合运动与三主动关节 (即三电机所驱动的滑块) 的运动之间为线性映射关系, 符合式(4.3):

$$\dot{q}_{motor} = k\dot{q}_{spindle} \quad (4.3)$$

其中， \dot{q}_{motor} 表示三电机之一的运动速率，而 $\dot{q}_{spindle}$ 则表示龙门平台主轴与此电机所对应的某平动方向的运动速率。在 Turbo PMAC 运动程序中，所指定的位置量的单位为用户自己定义的工程单位，本方案中取 mm ；而当 Turbo PMAC 内置的 PID 控制算法进行反馈闭环时，所采用的标准单位则是 count（其认为电机编码器 1 位对应 1count）。因此，在编写龙门平台的运动控制程序时，需要提供工程单位 mm 与内部单位 count 之间的比例换算关系，即式(4.3)中的比例系数 k 。根据龙门平台所安装的各电机编码器位数、减速器减速比及丝杠导程，可以求得三个电机所对应的单位换算系数 k ，如表 10 所示。

表 10 龙门平台三电机相关参数及单位换算系数

电机编号	丝杠导程	编码器位数	减速器减速比	单位换算系数
1	5mm	13 位	12:1	19660.8
2	10mm	13 位	12:1	9830.4
3	5mm	13 位	无减速器	1638.4

由表 10 可知，龙门平台 1 号电机的单位换算系数为 19660.8，即此电机所对应的滑块运动 $1mm$ ，则电机编码器将产生 19660.8 个读数，假如在 Turbo PMAC 运动程序中，将 1 号电机配置在 X 轴，则使用语句 `#1->19660.8X`，即可以完成对此单位换算系数的指定。其余电机依此类推。依据此原则，本研究编写了龙门平台在 LINEAR 模式的线性往复运动、PVT 模式下的正弦及余弦曲线运动等程序。

4.2.2 龙门平台 PID 运动伺服算法参数调整

Turbo PMAC 的带前馈与陷波滤波器的内置 PID 控制算法，是利用此卡进行运动控制时最常用的伺服算法。此种控制算法比普通的 PID 算法控制效果更佳，并且参数调节也有相对确定的规律可寻，可以满足多数系数的运动控制要求。此控制算法的控制框图如图 28 所示。

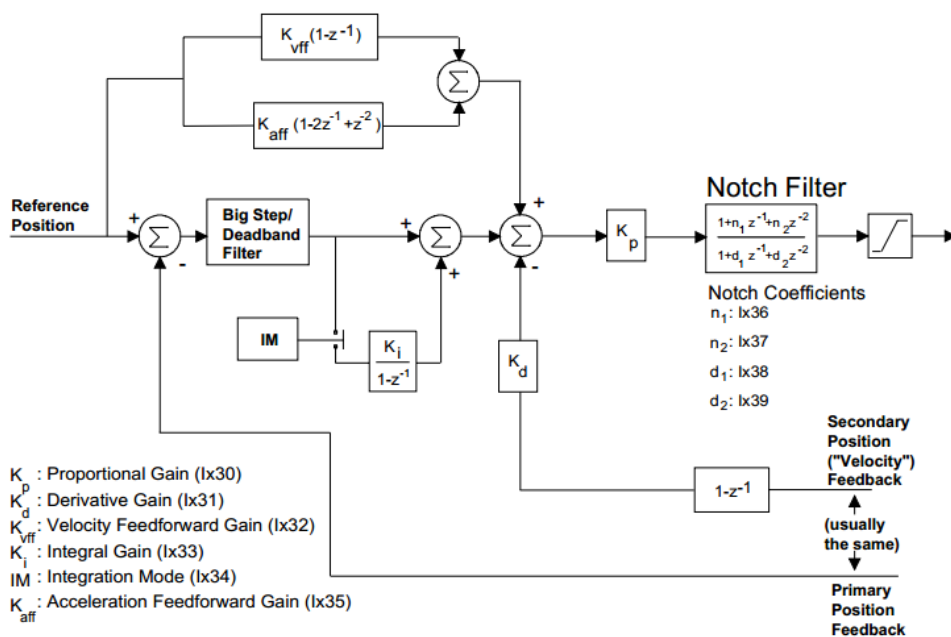


图 28 Turbo PMAC 内置 PID 算法框图

Turbo PMAC 内置此 PID 算法，可以通过专用的工具软件 PMAC Tuning 进行调整，主要调节其中六个参数：比例增益 K_p 、微分增益 K_d 、积分增益 K_i 、速度前馈 K_{vff} 、加速度前馈 K_{aff} 与摩擦前馈 K_{fff} 。在此内置算法中，六个参数的主要作用表现为：

- 1) 比例增益 K_p ：提高系统响应灵敏度，加快响应时间，提高系统刚度
- 2) 微分增益 K_d ：改善系统的动态特性，增大阻尼，从而允许进一步提升比例系数。
- 3) 积分增益 K_i ：消除稳态误差，提高控制精度。
- 4) 前馈系数 K_{vff} 、 K_{aff} 与 K_{fff} ：提高系统响应速度，减小动态的跟随误差。

根据以上系数的特性，利用 PmacTuningPro2 进行龙门平台三电机位置 PID 控制算法的相关参数调节，调节完成的最终效果曲线如图 29 到图 34 所示。其中，由于此处龙门平台主轴用于模仿数控机床主轴的运动，其本身控制刚度要求较高，即当加载试验机对主轴施加不同的加载力时，主轴应该尽可能地保持原位置稳定，产生尽可能小的位置偏差。所以，要求龙门平台控制系统的刚度特性尽可能地大，以抵御外界加载力的干扰。因此，图 29、图 31、图 33 所展示三个电机阶跃响应曲线，均有少量的超调量，

这是为了换取更大的控制系统刚度。

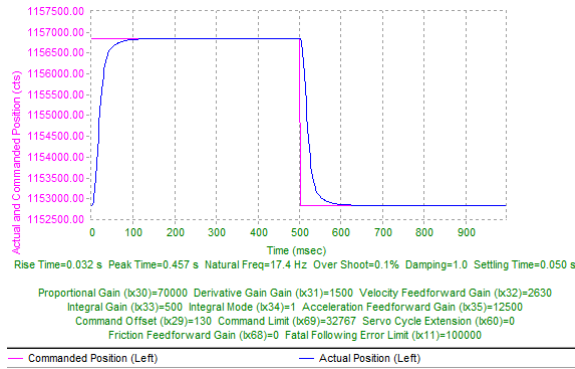


图 29 龙门平台 1 号电机阶跃响应

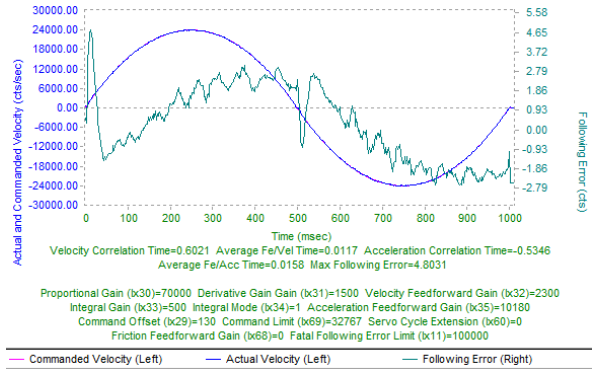


图 30 龙门平台 1 号电机抛物线速度响应

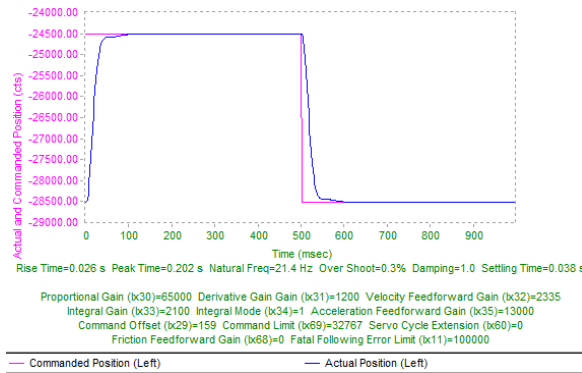


图 31 龙门平台 2 号电机阶跃响应

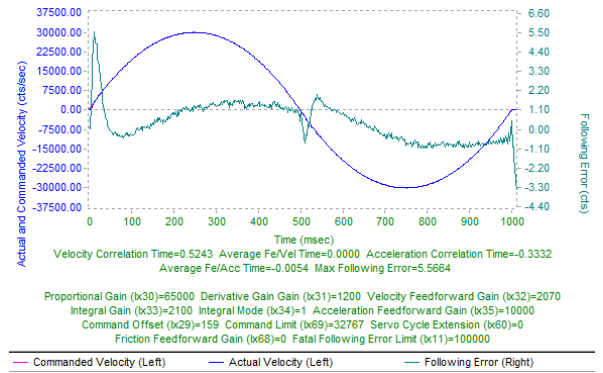


图 32 龙门平台 2 号电机抛物线速度响应

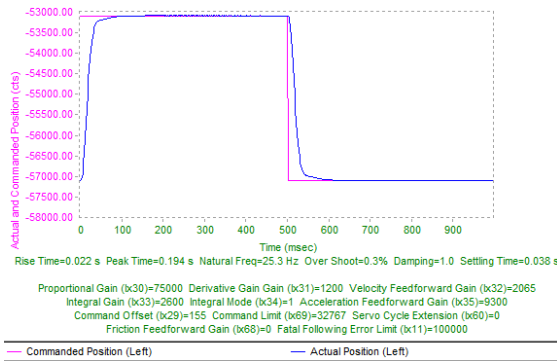


图 33 龙门平台 3 号电机阶跃响应

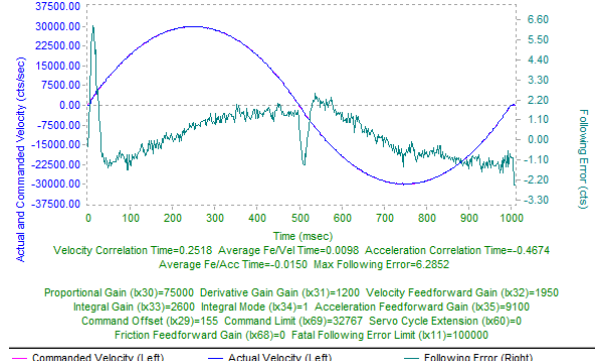


图 34 龙门平台 3 号电机抛物线速度响应

4.2.3 加载试验机力伺服程序开发

Turbo PMAC 支持用户自定义的伺服程序，以替换标准的内置 PID 或者 ESA 算法，从而提高其运动控制性能，或用作其他用途的控制，比如本课题所研究的加载力控制。

4.2.3.1 Turbo PMAC 自定义伺服算法开发流程

利用 Turbo PMAC 所提供的类 BASIC 高级语言，可以开发自定义伺服算法(User-

Written Servo Algorithms)。Turbo PMAC 中的伺服算法基本软件结构为 Motor，通过设置 Motor 相关的参数（I 变量），可以指定某个 Motor 的目标位置寄存器、实际位置寄存器及输出寄存器。在每个伺服中断中，所有激活的 Motor 都将进行一系列工作。图 35 表示了每个伺服中断中，以 Motor 为单位所进行的伺服闭环计算过程。

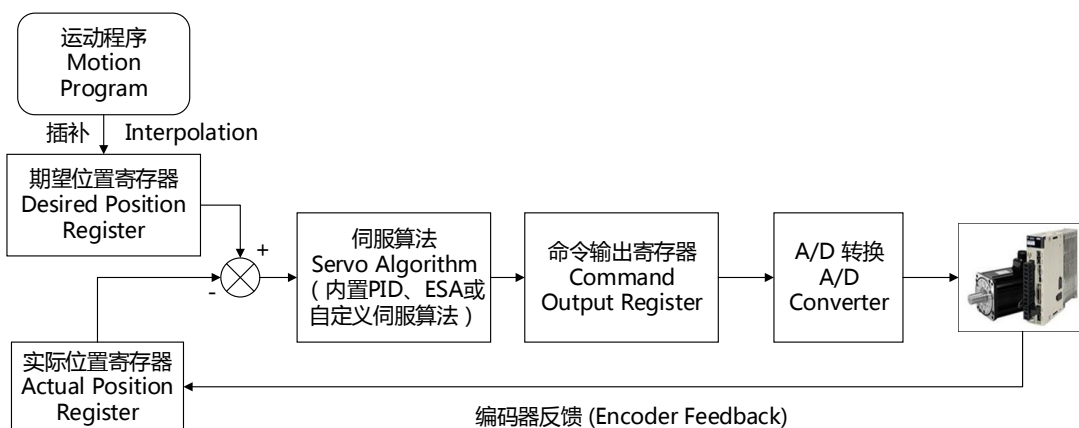


图 35 Motor 在每个伺服中断周期执行流程

从程序设计的角度看，Motor 类似于一种子程序(Sub-routine)的概念。由于 Turbo PMAC 所提供的类 BASIC 语言非常简洁，其并不支持函数的语义，所以可以利用 Motor 的概念来实现在一个较大的伺服程序中，相关算法功能模块的划分，便于分析与修改。

与常用编程语言不同，Turbo PMAC 自定义伺服程序中不允许定义变量名，为解决此问题，本研究中所编写的程序，借用 Turbo PMAC 所支持的类似 C 语言宏定义功能，实现变量的语义化，如`#define Velocity P100`，则之后在程序中需要使用 P100 变量时，直接使用更具有的意义的 Velocity 即可。此外，为实现程序的模块化，可以大量使用其类似 C 语言的`#include` 命令，从而将一个大型程序按照不同功能分配到不同的源文件之中。由此，可实现自定义伺服程序的源代码级别的含义清晰化与功能模块化。开发 Turbo PMAC 自定义伺服算法的流程如图 36 所示。

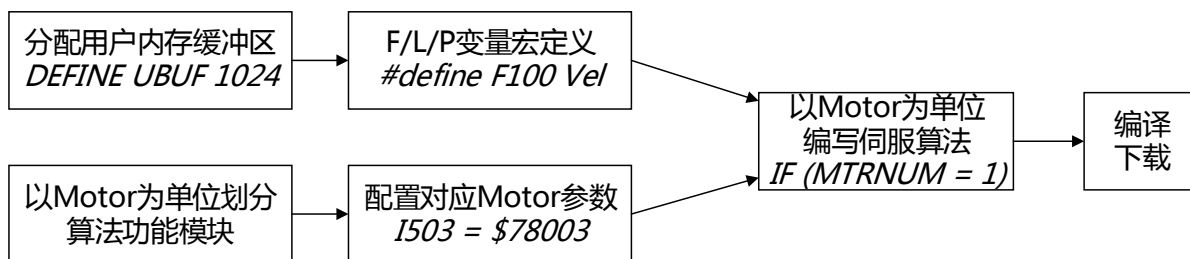


图 36 Turbo PMAC 自定义伺服算法开发流程

4.2.3.2 加载试验机自定义力伺服程序设计

根据上一节所阐述的 Turbo PMAC 自定义伺服程序的特点及以 Motor 为单位进行功能模块化的要求，本节进行了加载力伺服控制程序的设计。在整套实验系统中，需要完成两大类工作：龙门平台的运动程序设计及加载试验机的力伺服控制算法实现。由此，本实验系统共使用了 15 个 Motor 结构，前三个 Motor 结构即 Motor 1、Motor 2 及 Motor 3 分别用于龙门平台三个电机的控制，而后 12 个 Motor 结构即 Motor 4 – Motor 5 则用于加载试验机力伺服算法的实现。用于实现自定义力伺服算法程序的 12 个 Motor，功能划分如表 11 所示。

表 11 自定义力伺服程序 Motor 功能分配表

Motor 编号	功能
4	相关参数的初始化，如机构参数、力传感器标定系数等
5、6、7	读取加载试验机三电机编码器的位置、速度及 X、Y、Z 三个方向的目标加载力，与三个 Motor 一一对应。
8	加载试验机（3P-(4S)并联机构）的运动学正解，求取动平台的位置、速度与加速度，并对龙门平台主轴位置进行预测。 根据六个力传感器测量结果，合成计算得到动平台向主轴施加的实际加载力，将三个方向的目标加载力与实际加载力分别赋值给 Motor 9、10、11 的期望位置寄存器与实际位置寄存器。
9、10、11	控制器，根据期望位置寄存器与实际位置寄存器的值，计算加载力误差，并执行核心控制算法，得到三个加载力方向的控制向量。
12	集成三个方向的控制向量到动力学模型中，解算得到输出至加载试验机三个电机的驱动信号。
13、14、15	对 Motor 12 输出的三电机驱动量进行滤波，以减小驱动量的波动，防止引发电机大幅振动。将滤波后的驱动量最终输出至加载试验机三电机。

上述自定义力伺服程序下载到 Turbo PMAC 后，在实际运行时，每个伺服中断周期将按照 Motor 4 – Motor 15 的顺序依次执行相应程序片断，从而构成一个有序的完整伺服算法。考虑到力伺服算法的复杂性及较大计算量，将伺服中断频率由默认的 2.26 KHz 调低至 1.004 KHz，即每个伺服周期为 996 μ s，从而可以完整执行力伺服算法。

根据表 11 及前述所述龙门平台的运动程序，可以建立整套系统的 Turbo PMAC 下

位机软件结构体系，如图 37 所示。

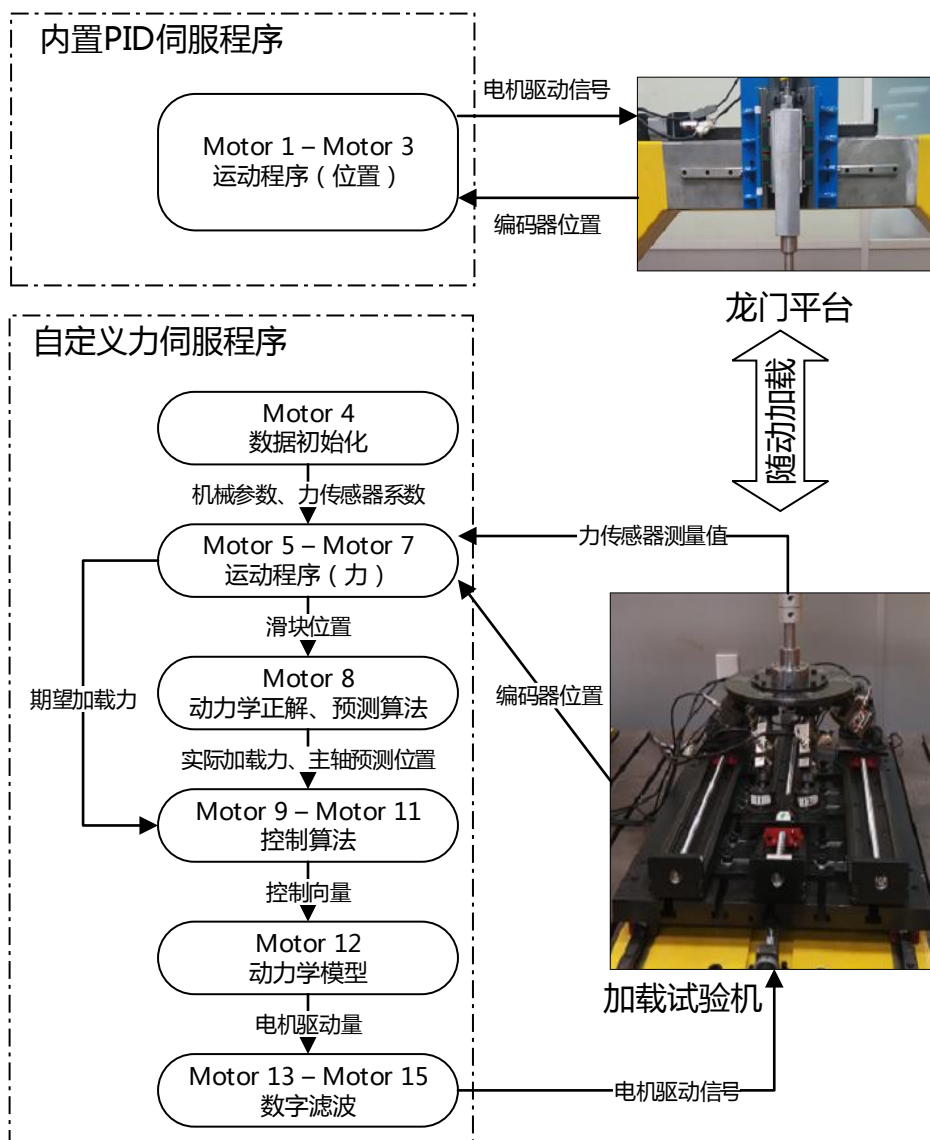


图 37 Turbo PMAC 实验系统软件结构示意图

根据表 11 和图 37 的功能模块划分，以及第三章所阐述的具体力伺服控制算法，可以文件夹目录为物理单位，进行该实验软件系统的项目划分，从而利用 PeWin32Pro 相对简陋的项目管理功能，实现多文件的有序管理。表 12 介绍了本系统所规划的文件目录及其内部文件功能。

表 12 Turbo PMAC 实验软件系统目录结构及功能介绍

项目编号	文件所在目录	文件功能
1	GantryPlatformMotion	包括多个文件，实现龙门平台的 I 变量配置，及多

		种轨迹的运动程序	
2	LoadingTesterMotion	3PSSIVar.pmc	运动控制时 I 变量配置
		3PSSHome.pmc	回零功能
3	DesiredLoadingForce	多个文件，利用运动程序实现多种加载力信号	
4	Macro	MechanicsParam.pmc	机构参数
		Register.pmc	Turbo PMAC 系统寄存器定义
		UserBuffer.pmc	用户内存 F/L 变量定义
5	Servo	Servo.pmc	力伺服控制主程序
		ControllerParam.pmc	控制算法相关参数
		ServoIVar.pmc	力伺服控制 I 变量配置
		Start.pmc	开始力伺服控制闭环
		RestorePos.pmc	记录上次实验结束断电时三电机位置
6	Fuzzy	包括力伺服程序中所用的模糊离线查询表	
7	Watch	WatchMVar.pmc	M 变量定义，用于监测指定寄存器的值

4.2.4 数字滤波

传统的机器人位置控制方案通常会引入位置反馈的微分信号，以增加系统阻尼，改善系统稳定性，并提高系统动态响应特性。但力控制方案中，由于被控力信号的反馈是由力传感器测量所得，其本身存在很大噪声，若引入微分更会放大其中噪声部分，因此实际应用中，对力传感器的测量结果通常要先经过低通滤波器处理^[80]，之后再引入控制系统。实验中发现，若对力传感器的测量值不进行合适的滤波处理，其测量结果波动将引发力伺服程序最终输出（电机控制量）的波动，从而易导致电机产生振动，使系统稳定性下降，实际加载力产生大幅波动甚至发散失稳。整套实验控制系统存在三重滤波，如图 38 所示。

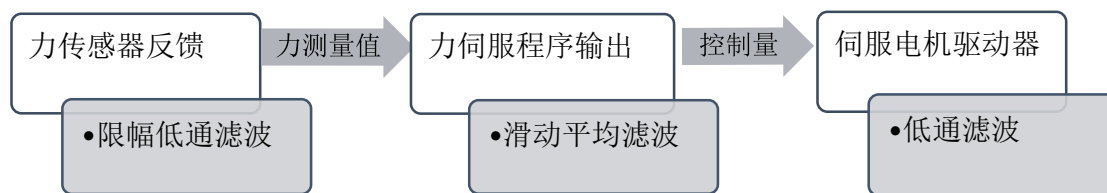


图 38 实验控制系统三重数字滤波

伺服电机驱动器内置低通滤波功能，可以通过相关参数进行设置。本节将介绍自定义力伺服程序中所应用的两种数字滤波方法，即作用于力传感器测量结果的限幅低通滤波，及作用于伺服程序最终输出结果的滑动平均滤波。

4.2.4.1 限幅低通滤波

常用的数字低通滤波算法描述如下^[81]：

$$y(n) = \alpha \cdot x(n) + (1 - \alpha) \cdot y(n-1) \quad (4.4)$$

式中， $x(n)$ 是滤波器的第 n 次采样输入，而 $y(n)$ 是滤波器的第 n 次采样输出， α 是滤波器的滤波系数，决定低通滤波器的截止频率等滤波性能。系数 α 越小，则本次滤波器的输出主要取决于上一次的滤波器输出，因此输出曲线更加平缓，但滤波器的当前输出也随着 α 变小而对当前输入越来越不敏感，即产生了滞后。应该根据滤波效果和滞后情况，结合控制系统的实际性能，合理确定滤波系数 α 的值。

由于机构在运动过程中的偶发振动可能会使力传感器测量值产生大的尖峰突变，而式(4.4)的普通低通滤波算法，并不能有效地消除信号突变尖峰，需要采用限幅低通滤波算法。即估计力传感器两个相邻测量点之间的合理变化范围，并对超出此范围的测量值进行限幅处理。分为如下三个步骤进行限幅低通滤波。

- (1) 求解力传感器本次测量值与上次测量值的差值

$$\Delta x(n) = x(n) - x(n-1) \quad (4.5)$$

- (2) 两次相邻测量值之间合理的最大变化量为，当超过此变化量后，则对本次测量结果进行限幅。

$$x(n) = \begin{cases} x(n-1) + \delta_{\max}, & \Delta x(n) > \delta_{\max} \\ x(n), & |\Delta x(n)| \leq \delta_{\max} \\ x(n-1) - \delta_{\max}, & \Delta x(n) < -\delta_{\max} \end{cases} \quad (4.6)$$

- (3) 利用本次测量值及上次滤波器输出，求得本次滤波器输出。

$$y(n) = \alpha \cdot x(n) + (1 - \alpha) \cdot y(n-1) \quad (4.7)$$

Turbo PMAC 中有一个对信号进行处理的软件结构,称之为 Encoder Conversion Table (ECT)。此软件结构提供了对硬件采集的原始数据,如编码器计数、A/D 转换结果的简单处理功能,其中包括上述限幅低通滤波功能。因此,在自定义力伺服算法中,无须额外实现限幅低通滤波算法,通过设置合适的 I 变量值,即可利用 ECT 内置的限幅低通滤波器,对力传感器测量结果经 A/D 转换后的值进行处理。下面以 1 号力传感器为例,根据实验经验,设置合适的 α 值,并设置限幅量为 $\delta_{\max} = 10N$,采集在动平台较平稳情况下的力测量值,并在时间约为 $t = 0.43s$ 时,施加一外部冲击,以检测限幅低通滤波算法的有效性,结果如图 39 所示,其中 FFT 表示快速傅里叶变换。

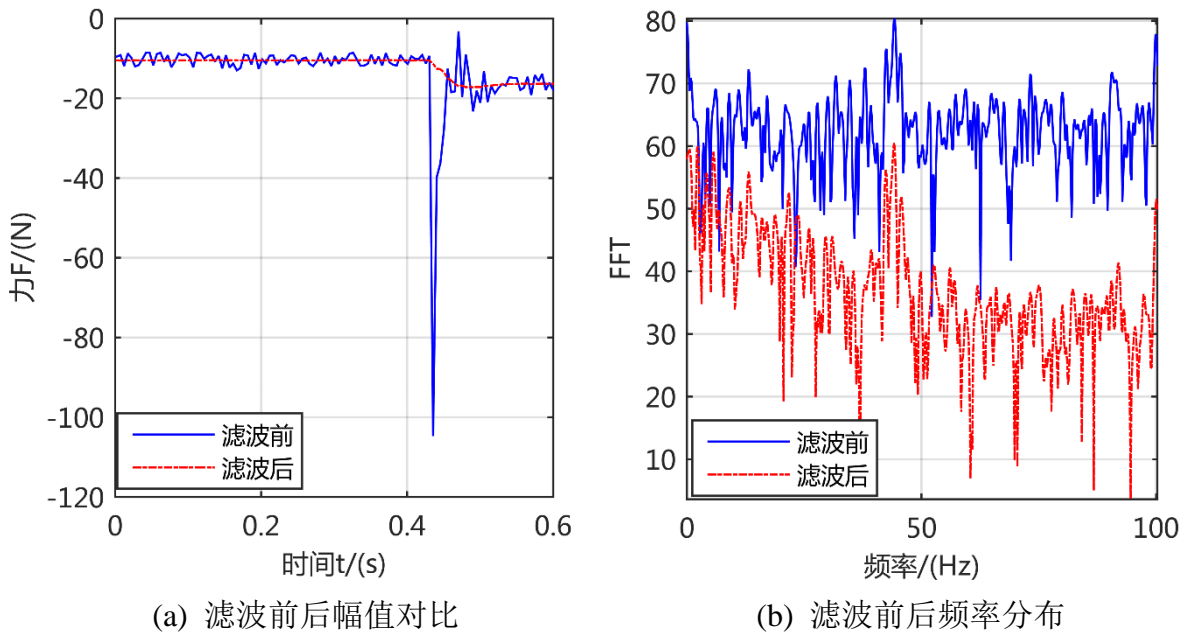


图 39 限幅低通滤波效果

由图 39 (a)可以看出,限幅低通滤波方法可以有效减少力测量结果的波动,特别是较大的冲击力;图 39 (b)显示了对滤波前后力信号进行 FFT 处理的结果,可以看出,限幅低通滤波在较大程度上滤除了力测量信号中的高频干扰成分。

4.2.4.2 滑动平均滤波

在对力传感器的测量结果进行限幅低通滤波后,信号中的高频成分已经被大幅削弱。但实现发现,利用上述力信号作为反馈,经过力伺服算法处理,并最终将控制量输送给伺服电机后,仍然会不时引起电机的振动,观测发现,是由于控制量自身有一定程度的

波动，从而导致了电机的振动。在调整伺服电机驱动器自身内置的低通滤波基础上，对伺服算法最终的输出控制量进行平均滤波。在计算机控制系统中，最常用的类型为滑动平均滤波，即取最近的 N 个数据点作为数据源，求取其平均值作为滤波输出，如式(4.8)所示。

$$y(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=k-N+1}^k x(i) \quad (4.8)$$

滑动平均滤波的效果如图 40 所示，其中 $N=5$ 。

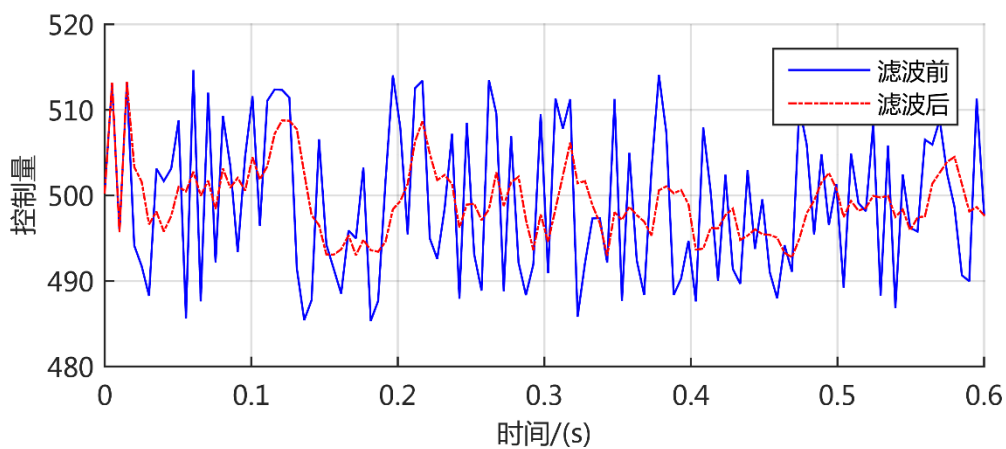


图 40 力伺服程序输出控制量的滑动滤波效果

需要指出的是，数字滤波后的信号曲线并非越平稳越好。由于数字滤波环节会在控制系统中引入滞后，制约系统的动态性能^[82]，所以滤波效果与引入的滞后之间，应该建立一个合理的平衡，这往往通过大量实验经验而获得。此外，过度的数字滤波，可能会滤掉噪声之外的有效信号，从而导致滤波后的信号不能准确反映原始信号的动态特性以及变化趋势，反而会造成负面的效果。因此，应该合理选择数字滤波的强度。

4.2.5 上位机监测软件

Turbo PMAC 附带的 PeWin32Pro2 软件，可以用于运动程序、自定义伺服程序的编写、下载，可以进行内置 PID 算法的 PID 相关参数调整等。但 PeWin32Pro 所集成的绘图工具程序 PMAC Plot Pro2 仅支持以曲线一次性绘制采集的所有数据，未提供实时在线数据采集及绘图功能。对于控制系统的参数调整来说，数据曲线是最直观地表达控制系统的动态及稳态性能的工具，例如，阶跃指令下的实际输出与期望输出的曲线，可以

直观地反映出系统调节时间、超调量和稳态误差等信息。

因此，本课题为更直观地表现控制效果，方便调整控制系统参数，利用 *C#.Net* 语言开发了上位机监测软件。本软件运行在工控机所安装的 Windows 7 操作系统之上，支持以数值或者曲线形式实时采集与显示指定的 Turbo PMAC 数据，并提供终端以与 Turbo PMAC 进行直接通讯，如图 41 所示。

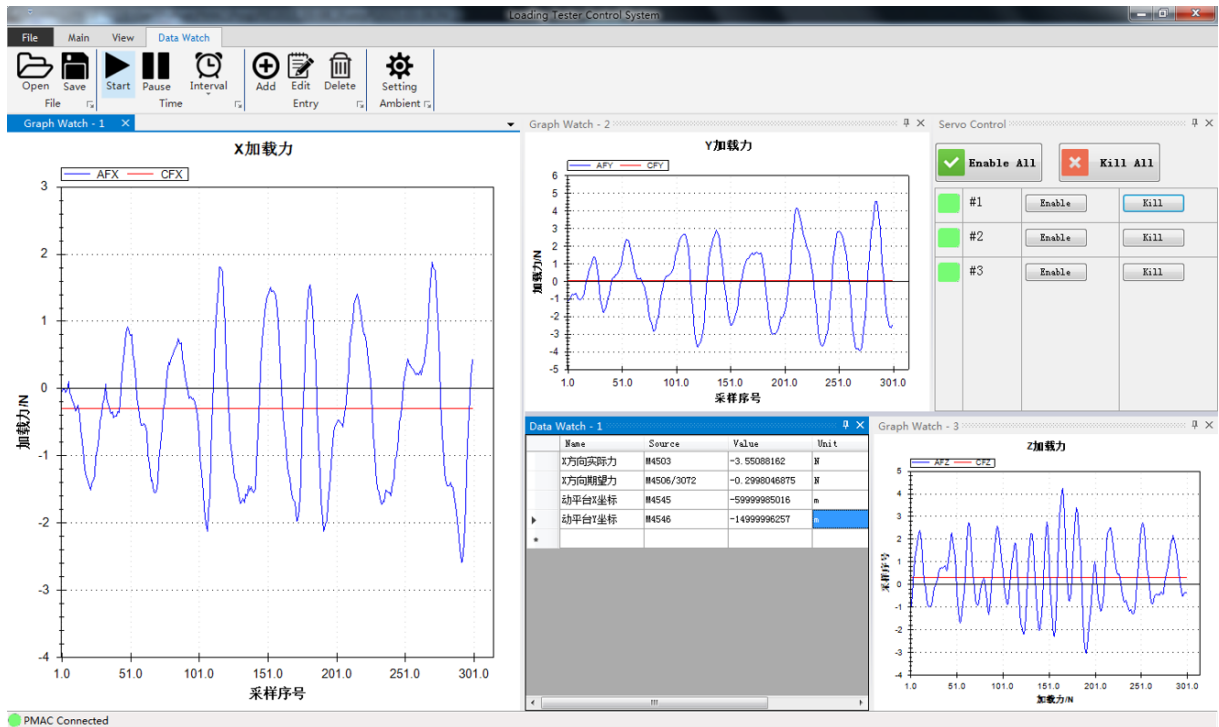


图 41 上位机监测软件 LTCS

4.2.5.1 通讯功能

本上位机监测软件 LTCS 的通讯核心为 Delta Tau 公司所提供的 COM 形式的通讯库 PcommServer.exe。 .Net Framework 提供了与 COM 组件互操作的完善支持，所以可以用此平台上的 C#语言调用 PcommServer.exe 相关通讯函数，从而实现上位机软件与下位机即 Turbo PMAC 的通讯功能。

其中，函数 PmacGetResponse 可以实现大多数通讯功能，图 41 中右侧 Terminal 终端即利用此函数实现，可用于获取参数值、开闭环 Motor 等。此外，图 41 中左侧 Servo Control 面板，提供了开环与闭环相应 Motor 的快捷功能。

4.2.5.2 实时数据采集与曲线绘制功能

在与 Turbo PMAC 建立通信后，可以利用 PmacGetResponse 函数进行相关数据的采

集，例如 `PmacGetResponse(1, value, 252, "F122")` 即可采用变量 F122 的值，并以字符串的形式存放在 `value` 中。自定义伺服程序中，部分数据单位并非标准单位，因此，在展示采集到的数据之前，需要进行相关转换。本软件以数据项 `Data Entry` 作为数据采集与展示的基本单位，而 `Data Entry` 可以是包含待采集数据变量的表达式，例如 $(F100 - F111) * 3072$ ，其中 F100、F111 为从 Turbo PMAC 采集的数据变量。

当用户添加完成数据项，设置合适的采集周期后，即可以启动数据采集功能。利用采集得到的数据变量，计算得到数据项表达式的值，并将其以曲线形式绘制显示。曲线图控件采用开源的 ZedGraph，支持添加多条曲线，其中每个数据项对应一条曲线，并可以设置各曲线的名称、颜色及曲线图的标题、轴标题等。添加数据项和设置图形相关属性的界面，分别如图 42 和图 43 所示。



图 42 添加新监测数据项

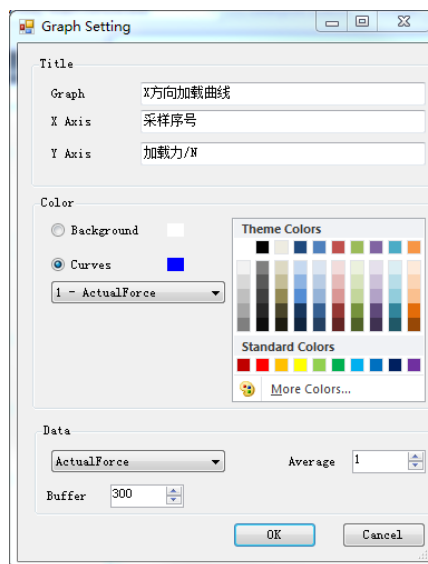


图 43 曲线图设置

4.3 本章小结

本章主要讲述了控制系统软硬件平台的实现，并着重阐述了包括 Turbo PMAC 程序及上位机程序在内的软件平台的构建，主要工作如下：

- 1) 介绍了加载试验机的硬件机构和用于模仿机床运动的龙门平台的结构，并对实验中所用的 Turbo PMAC 运动控制卡进行了说明。
- 2) 对六个力传感器的标定方法进行了介绍，并给出了结果。

- 3) 利用 Turbo PMAC 内置的 PID 伺服算法，进行了龙门平台运动程序的开发。
 - 4) 利用 Turbo PMAC 的 User Servo Program 功能，进行了自定义力伺服程序的开发，详细说明了功能模块的划分及实现细节。
 - 5) 阐述了控制系统中针对力传感器噪声所采用的两种数字滤波方法，即限幅低通滤波与滑动平均滤波，说明了其数学形式与滤波效果。
 - 6) 基于 Turbo PMAC 的 COM 通讯库和 C#.NET 语言，开发了上位机监测软件。
- 软硬件平台搭建完成后，下一章将进行具体的实际实验。

第五章 加载实验

实验硬件平台搭建完成后，根据第三章所设计的基于“模糊 PI 控制器+期望力、主轴预测位置前馈”的控制算法，编写相应的 Turbo PMAC 力伺服控制程序；同时，利用龙门平台模仿数控机床的空间三平移自由度运动，并编写相应的 Turbo PMAC 运动控制程序以实现龙门平台主轴具有代表性的运动轨迹，从而验证所设计控制系统及控制算法的有效性。

实验分为静态加载与动态加载两类：静态加载指主轴静止情况下的力加载，而动态加载则指主轴运动情况下的力加载。此两类加载用于检验第三章所设计控制算法的不同环节的实际作用。静态加载排除了主轴的主动运动所带来的干扰，主要用来验证模糊 PI 控制器的效果及力前馈环节的作用；动态加载则用于观察主轴运动对加载力所带来的影响，并检验基于 PPF 预测的主轴位置前馈的效果。

第三章进行控制算法设计时，图 22 展示了控制系统的整体架构，在此为便于实验分析，对式(3.30)进行细分，其中力、主轴位置的前馈分为一阶与二阶微分前馈（或称速度、加速度前馈）两部分，如下：

$$U_{Pff} = U_{Pff1} + U_{Pff2} \quad (5.1)$$

$$U_{Fff} = U_{Fff1} + U_{Fff2} \quad (5.2)$$

式中， U_{Pff1} 、 U_{Pff2} 分别是主轴位置的速度与加速度前馈，而 U_{Fff1} 、 U_{Fff2} 则是期望力的一阶与二阶微分前馈。

控制算法计算得到的最终控制量 U 由五部分构成，如下：

$$U = U_{Pff1} + U_{Pff2} + U_{Fff1} + U_{Fff2} + U_{fb} \quad (5.3)$$

式中， U_{fb} 表示模糊 PI 反馈控制器所产生的控制量。

5.1 实验环境

本系列实验利用具有空间平移三自由度的龙门平台，代替真正的数控机床进行加载

实验，均在普通实验室环境中进行。其中，综合考虑 3P-(4S) 并联加载试验机的工作空间及龙门平台主轴的运动行程，动平台允许的运动范围如表 13 所示：

表 13 加载试验机动平台运动范围

方向	X	Y	Z
范围	$[-60, 60]mm$	$[-15, 15]mm$	$[-15, 15]mm$

由于 3P-(4S) 并联加载试验机具有空间沿 X/Y/Z 三个方向的平移自由度，因此其在三方向的加载力理论上是互不干扰的。鉴于 X 方向的运动行程远大于 Y 和 Z 方向的运动行程，便于进行实验测试，因此多数实验将主要在 X 方向进行，而 Y 与 Z 方向将保持期望力为 0、主轴运动速度为 0 的状态。在单方向加载实验的基础上，将实验中表现出的控制规律及特性推广至多维力加载，并在单方向实验之后进行多方向加载的实验。

5.2 静态加载

5.2.1 实验 1：方波力信号

5.2.1.1 实验设计

方波力信号可看个多个连续的阶跃响应，其可以较为直观地表现出控制系统的稳定性及动态响应能力^[83]。在方波力信号作用下，力前馈将失去作用；同时，主轴静止条件下，位置前馈也失去作用，即整个控制系统中仅有反馈部分在工作。因此，本实验用于检验控制系统反馈部分即模糊 PI 控制器的作用，并设计了普通 PI 控制器与模糊 PI 控制器的对比测试，如表 14 所示。

表 14 实验 1 参数

实验参数	实验工况序号	
	1	2
加载力指令	方波信号，幅值 100N	
主轴运动	静止	
控制算法	普通 PI 控制器	模糊 PI 控制器

5.2.1.2 实验结果与分析

对两种工况下的实验结果进行汇总以方便对比，如图 44 所示。

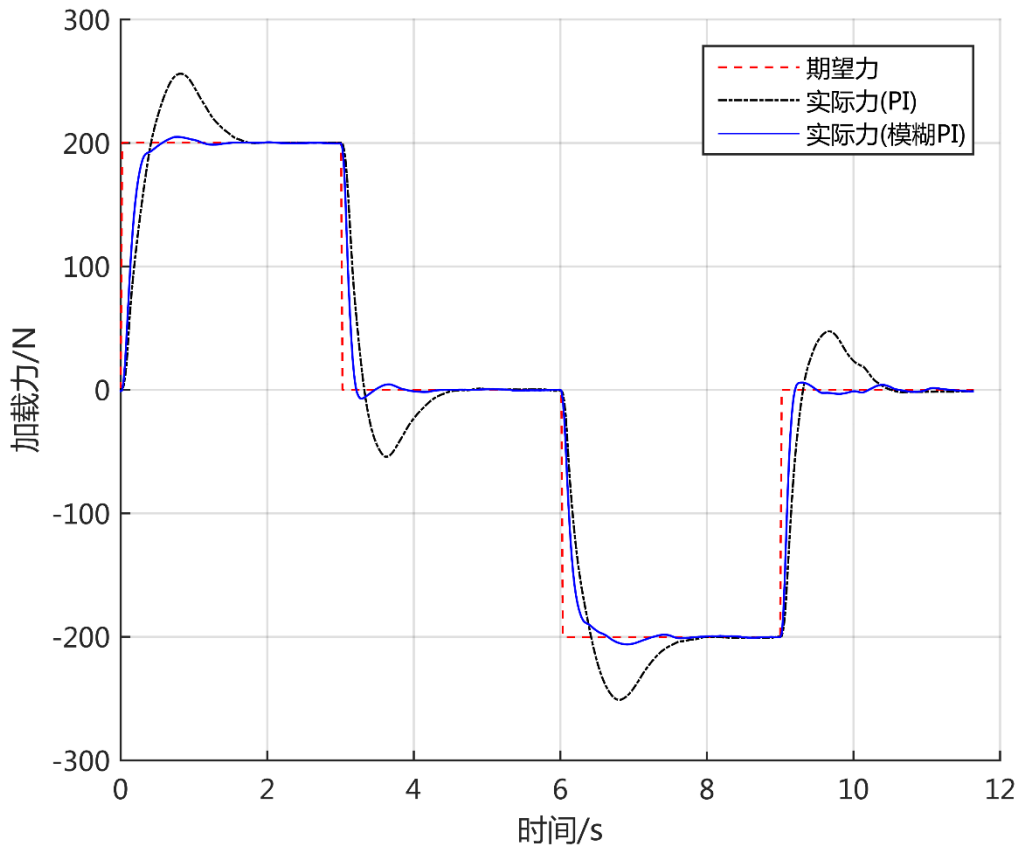


图 44 方波力信号加载曲线

由图 44 可以看出，在普通 PI 控制器下，当作用大小 200N 的阶跃力信号时，将引起约 50N 的超调量。这是因为普通 PI 控制器参数固定，当误差较大时，积分项将快速积累误差，并产生过大的纠正作用，从而引发了超调。图 44 中的模糊 PI 控制器加载曲线则表明，在同样 200N 大小的阶跃力信号下，相比于普通 PI 控制器，超调量大幅减小，小于 10N；同时，阶跃信号作用下的上升时间也有所减小。

本实验结果与第三章中对模糊 PI 控制器所做的仿真结果一致，说明模糊逻辑可以根据实际工况在线调整比例系数与积分系数，从而减小超调量并加快上升及稳定过程。实验过程中，比例系数及微分系数的在线调整变化如图 45 所示。

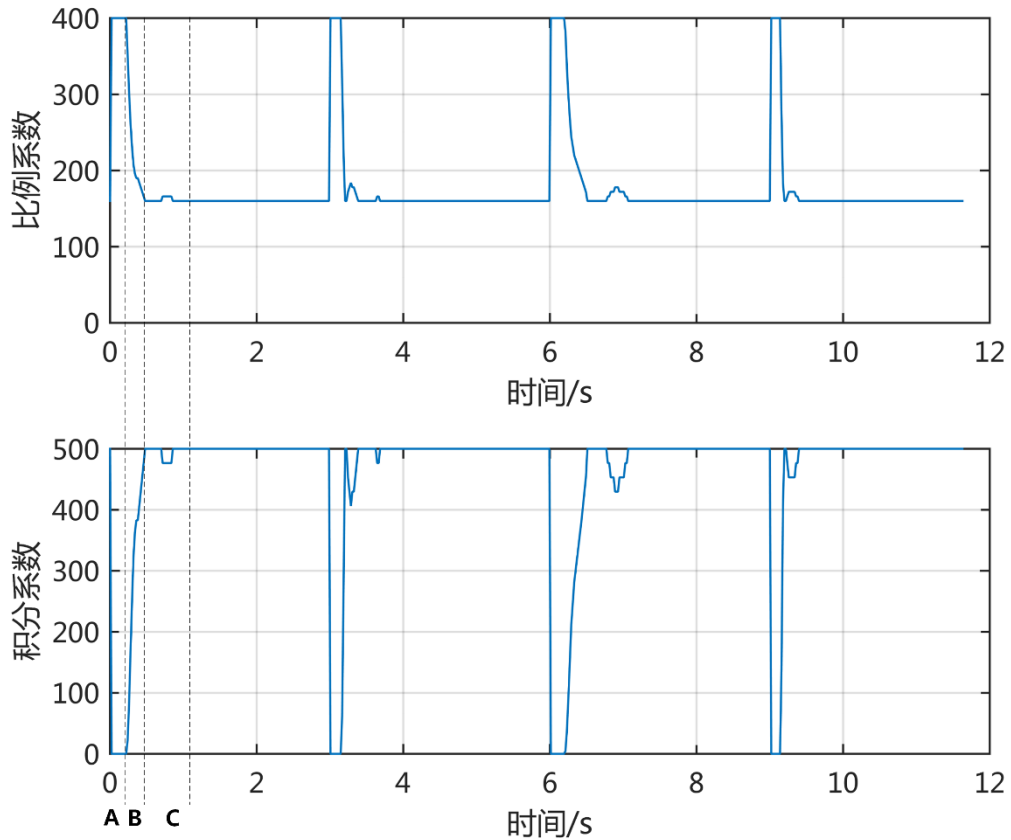


图 45 方波力信号作用下，比例系数、积分系数调节曲线

根据第三章所制定的模糊 PI 控制器的模糊规则，可以对图 45 中对应第一个力阶跃信号的时间段分析如下：

- 1) A 段：由于力误差过大，积分系数 K_i 减小为 0，等效于“积分分离”算法^[84]，以尽可能减小超调；同时大误差下，比例系数 K_p 增大，以减小上升时间。
- 2) B 段，力跟随误差开始减小，积分系数随之增大，以减小稳态误差；而比例系数随之减小，以免在稳态时引发振荡。
- 3) C 段，达到稳定状态，误差接近于 0，此时积分系数保持最大，比例系数最小，以使误差迅速收敛到 0 并保持稳定。

5.2.1.3 实验结论

本实验说明，根据实际情况制订合理的模糊规则，模糊 PI 控制器将利用人类专家的控制经验，在线调节积分系数与比例系数，从而改善系统的稳定性与动态特性。后续实验中，反馈部分将一律采用模糊 PI 控制器。

5.2.2 实验 2: 正弦力信号

5.2.2.1 实验设计

正弦力信号的特点是其自身值、一阶导数值和二阶导数值均随时间变化, 在控制系统的频率特性测试中通常采用正弦信号。在主轴静止的条件下, 本实验利用正弦力信号主要测试力信号前馈部分的效果。本控制系统中, 期望力前馈采用了一阶微分与二阶微分前馈, 相当于传统位置信号的速度与加速度前馈。因此, 本实验对比了三种工况: 只采用 PI 反馈控制器、PI 反馈控制器+力一阶前馈、PI 反馈控制器+力一阶与二阶前馈。实验参数如表 15 所示:

表 15 实验 2 参数

实验参数	实验工况序号		
	1	2	3
加载力指令	正弦信号, 幅值 100N, 频率 1Hz $F = 100\sin(2\pi t)$		
主轴运动	静止		
控制算法	PI 反馈	PI 反馈 力一阶微分前馈	PI 反馈 力一阶、二阶微分前馈

5.2.2.2 实验结果与分析

三种工况下, 实验结果分别如图 46、图 47 和图 48 所示。

由图 46 看出, 仅在模糊 PI 反馈控制器作用下, 可以在一定程度上跟踪指定幅值与频率的正弦信号, 在正弦曲线最高点及最低点, 有较小的超调量; 但由于系统内存在滤波环节及伺服电机自身的响应特性, 实际力相比于期望力有较大的滞后。由图 47 可以看出, 加入力的一阶微分前馈后, 实际力的滞后明显减小, 但在最高点与最低点, 超调量明显增大。图 48 曲线则表明, 同时加入力一阶微分与二阶微分前馈后, 可以实现更程度的正弦力跟踪, 在最高点与最低点几乎无超调, 并且滞后时间也显著降低。

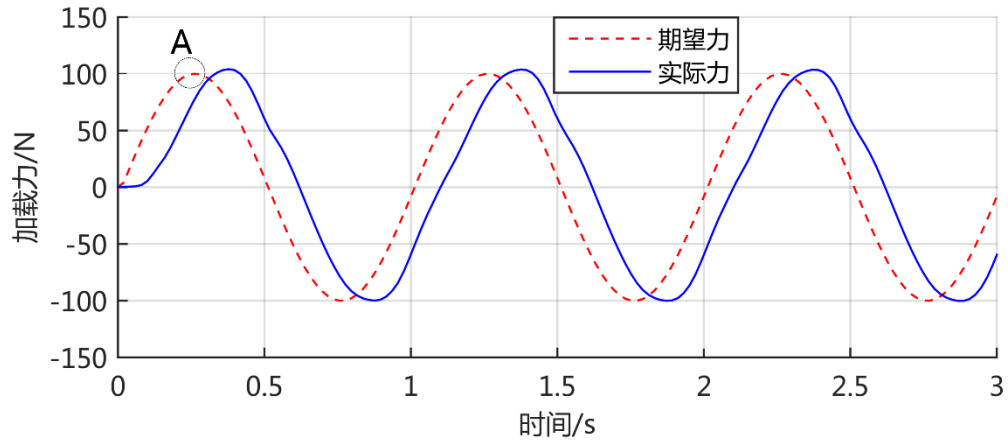


图 46 正弦力信号（仅 PI 反馈）

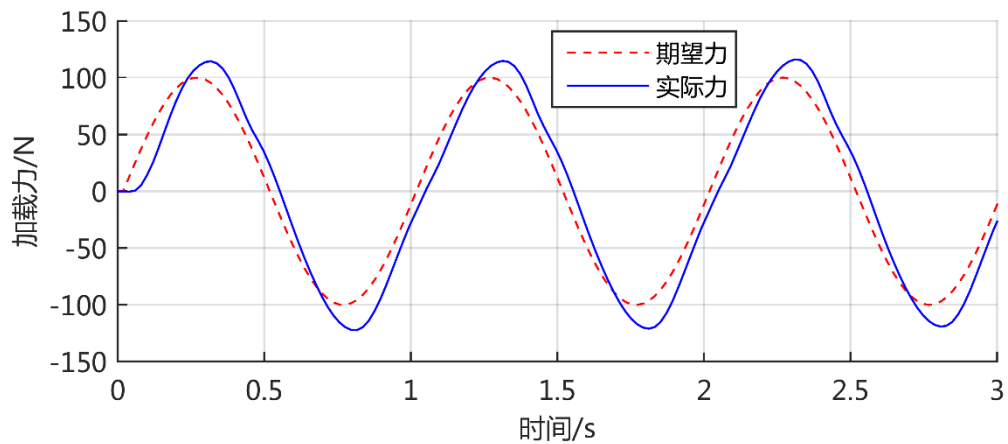


图 47 正弦力信号（PI 反馈+力一阶前馈）

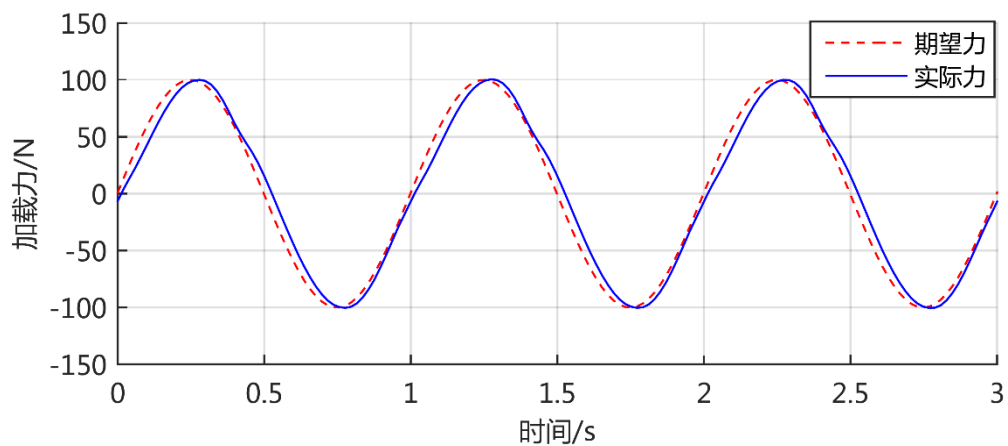


图 48 正弦力信号（PI 反馈+力一阶、二阶前馈）

关于在正弦曲线最高点及最低点处出现的超调量，以上三图的差异可以解释如下：在正弦信号的最高点及最低点，其一阶导数符号将发生变化，即期望力的变化趋势发生了改变；若将环境等效为一个弹簧模型，则期望力一阶导数变号，意味着加载试验机动

平台运动方向需要随之改变。以图 46 中第一个正弦曲线最高点 A 为例，在 A 左侧，期望力不断增大，从而动平台向正方向运动；在 A 右侧，期望力减小，需要动平台向负方向运动。因此，在 A 处，动平台的运动方向需要迅速转变。而实际上，由于加载试验机的机械惯性及控制系统的滞后，动平台仍然向着正方向运动，不能及时反向运动，所以在最高点位置出现超调。

图 47 引入期望力的一阶微分前馈后，其在 A 左侧也为正值，即加大了动平台正向运动的程度，从而减小了实际力滞后，但到达 A 点时，期望力一阶前馈刚刚减小为零，所以同样不能促使动平台运动反向，并且由于之前动平台正向运动加快，导致超调量更大。图 48 引入了期望力二阶微分前馈，易知，在到达 A 点时，正弦期望力的二阶导数达到负向最大，因此可以驱使动平台速度迅速反向，进而在保证低滞后的前提下，大幅减小了超调量。此结论可以通过分析控制量的组成得到，如图 49 所示。可见，在整体控制量中，力一阶前馈项占据主要部分，从而减小实际力滞后，准确跟踪期望力；而力二阶微分前馈项也占据较大成分，从而减小在期望力增减变化时，实际力的超调量。

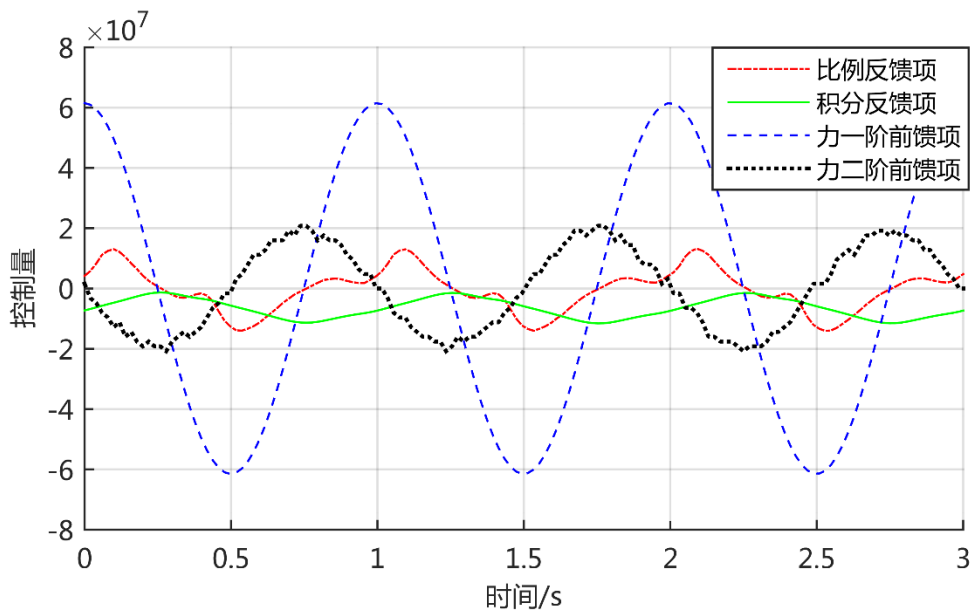


图 49 正弦力信号下，控制量组成

5.2.2.3 实验结论

本实验说明了对于变化的期望加载力，力前馈项在控制量中将占据很大成分，对力

信号的准确跟踪有重要作用。对于变力的加载，控制系统中应该包含期望力一阶及二阶微分前馈项，从而减小实际力的滞后及超调。

5.2.3 实验 3: 多维力静态加载

5.2.3.1 实验设计

实验 1、实验 2 以单一方向的加载研究了模糊 PI 控制器及力前馈的作用，本实验用于检验系统静态多维力加载的效果。实验中主轴保持静止不动，三方向同时指定期望加载力，其中 X 方向加载力为 0，Y 和 Z 方向指定频率不同的正弦力信号，以测试加载试验机空间三维力的加载能力，并检验三方向的加载力是否会产生相互影响。实验参数如表 16 所示，控制算法采用模糊 PI 反馈控制器与力前馈控制器的合成形式。

表 16 实验 3 参数

实验参数	实验工况序号
	1
加载力指令	$F = \begin{bmatrix} 0 \\ 100 * \sin(\pi t) \\ 100 * \sin(0.6\pi t) \end{bmatrix}$
主轴运动	静止
控制算法	PI 反馈 力一阶、二阶微分前馈

5.2.3.2 实验结果与分析

空间三维力的静态加载曲线如图 50 所示。

由图 50 中三方向加载曲线的对比可以看出，Y 方向与 Z 方向的加载曲线较为准确，可以跟踪指定的正弦力信号；而 X 方向则不能一直保持指定的零力，有约 20N 的波动。因此，可以看出，本加载试验机具有空间三维力加载能力，但三个方向存在一定的互相干扰，其中 Y 方向加载效果最好，而另外的多次实验则表明，X 方向和 Z 方向加载力相互影响最为明显。

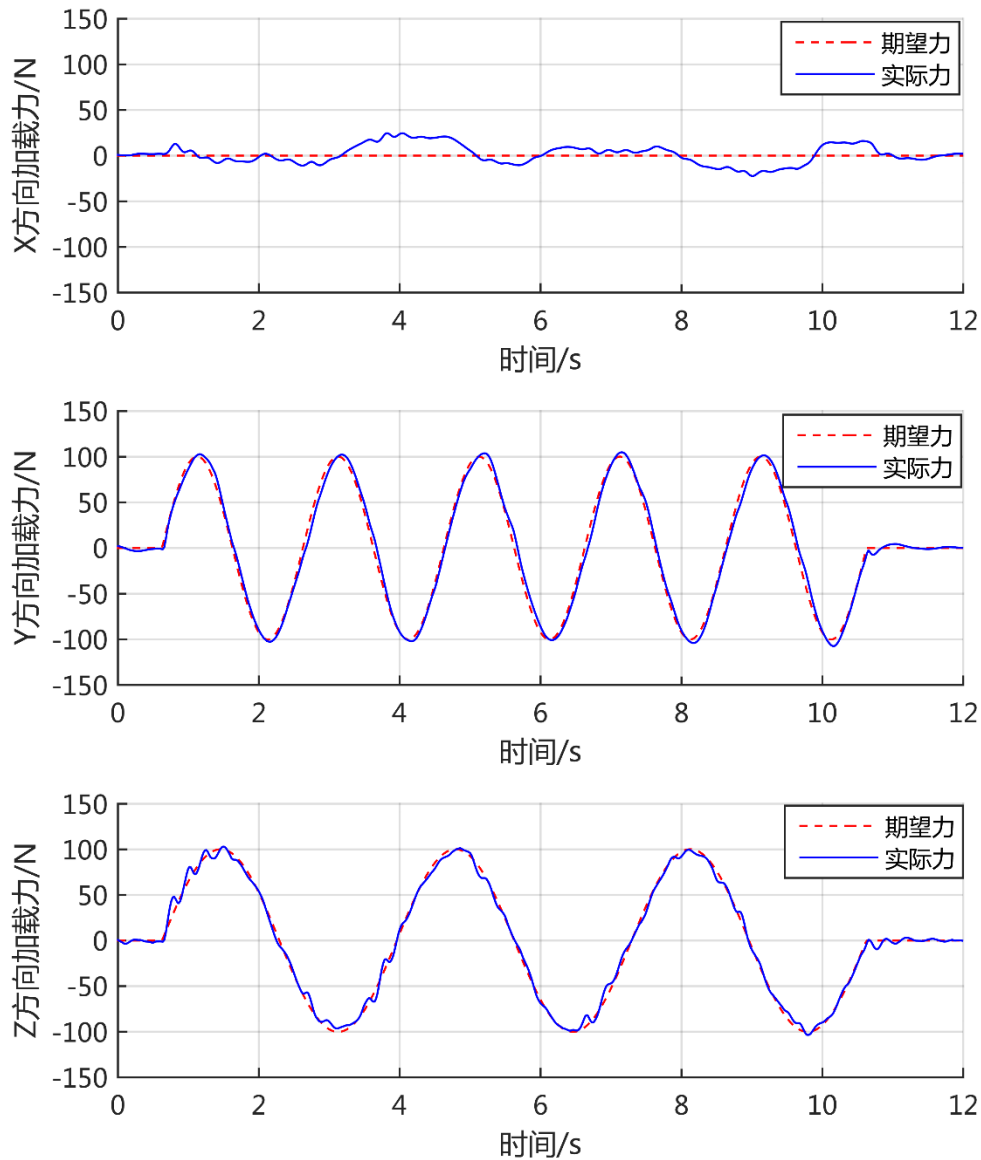


图 50 空间三维力静态加载曲线

从理论上分析，基于 3P-(4S)并联机构的加载试验机，其动平台具有空间三方向的平移自由度，可以实现三方向力的独立、无干扰的加载。而实验中发现，当进行空间三维力加载时，X 与 Z 方向有较为明显的互相干扰，Y 方向受干扰的表现不明显。推测造成三维力干扰的主要原因，是龙门平台主轴与加载试验机的动平台并没有严格垂直。

若以加载试验机底面所在的平面作为 XY 平面，那么龙门平台主轴与加载试验机动平台没有严格垂直，即其没有与 Z 轴严格平行的原因可能有：第一，安装定位不够准确，导致两者不垂直；第二，由于龙门主轴的悬臂梁构型，在实际加载实验中发现，主轴在加载力作用下，沿 X 方向有较为明显的变形，这也会造成主轴与动平台不垂直；第三，

加载试验机与龙门平台机构的本身加工误差及内部连接副的间隙等，也会造成主轴与动平台不能保证严格垂直。一旦机床主轴与动平台不能保证垂直，那么在加载过程中，当理论上仅对一个方向加载时，必然会在其他方向产生一定的力分量，也就造成了三维力各方向的互相干扰。

5.2.3.3 实验结论

进行空间多维力加载时，Y 方向加载力最为准确，X 方向与 Z 方向有轻微的互相扰动，但对实验效果并未造成太大影响，一定程度上可以忽略。因此，可以认为，单方向（如 X 方向）的加载实验所体现出的控制规律与方法，可以推广到三维空间力加载中。

5.3 动态加载

上述静态加载实验，在主轴静止的条件下，验证了控制算法中模糊 PI 反馈控制器及力前馈控制的有效性。下面将设计相关动态加载实验以证明主轴预测前馈控制的效果，并检验加载试验机在主轴运动情况下的力跟随性能。与静态加载类似，由于主轴在 X 方向有最大的行程，因此首先以 X 方向为主进行相关实验，并在最后进行主轴三方向联动的实验。

5.3.1 实验 4：主轴做余弦轨迹运动，恒定零值加载力

5.3.1.1 实验设计

与实验 2 利用正弦信号验证力前馈的作用类似，本实验中龙门平台主轴在 X 方向沿正弦轨迹运动，从而便于分析主轴预测位置前馈的作用。为保证稳定，主轴在启动时，其速度应该从 0 开始增加，因此，实验中实际使用的是余弦轨迹，即相位角为 $\pi/2$ 的正弦信号。实验参数如表 17 所示。

表 17 实验 4 参数

实验参数	实验工况序号	
	1	2
加载力指令	0 N	
主轴运动	X 方向正弦轨迹， $y = 50 \cos(0.1t)$ (mm)	
控制算法	无主轴预测位置前馈、仅反馈	带主轴预测位置前馈

5.3.1.2 实验结果与分析

a) 无主轴位置前馈、仅反馈的控制算法

工况 1 实验结果如图 51 和图 52 所示。

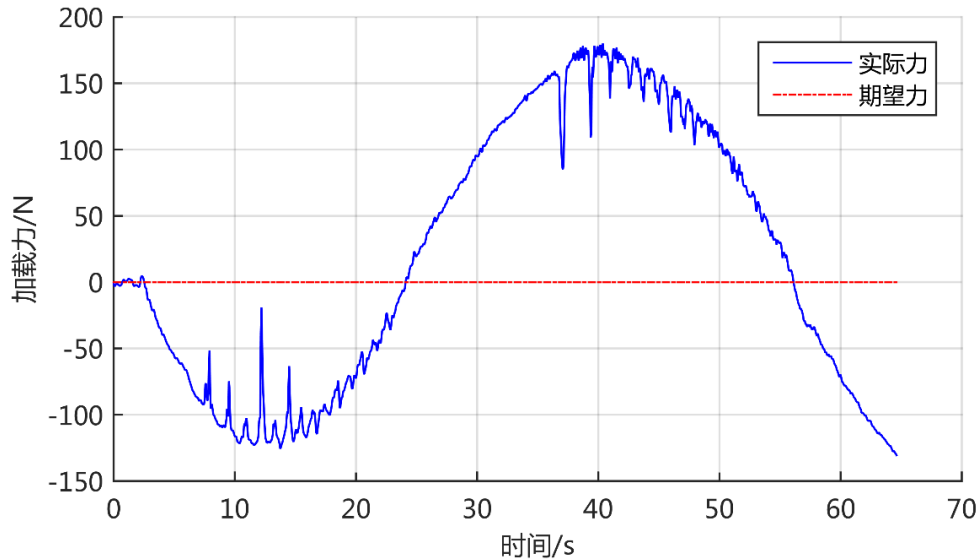


图 51 恒力动态加载曲线（无主轴预测位置前馈）

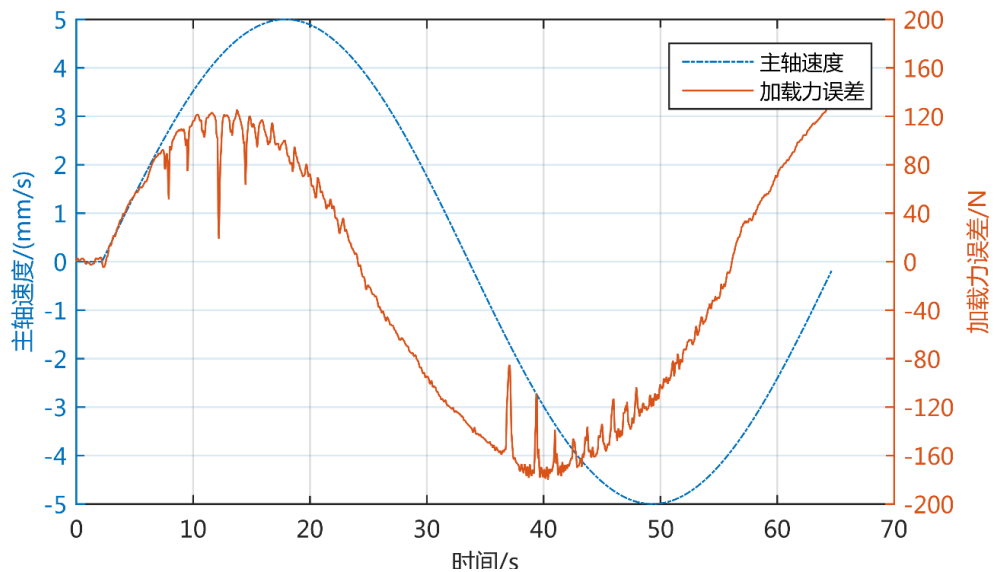


图 52 恒力动态加载，误差与主轴速度关系（无主轴预测位置前馈）

由图 51 可以看出，在主轴做余弦运动时，加载试验机可以在一定程度上跟随其运动，但无法维持恒定的加载力（零力），即主轴运动对加载控制系统造成了强干扰，且单纯的 PI 反馈控制系统不能有效抑制主轴运动干扰。在主轴一个周期的正弦运动过程中，加载力误差最大约 160N，远超过可接受的范围。

b) 工况 1 多余力分析

图 52 用于分析加载力误差与主轴运动速度的关系。可以看出，两者整体呈正相关的关系，即随着主轴运动速度的增大，加载力误差也随之增大。此结果与郭浩然利用直线电机进行单轴动态加载的结果相符合^[85]，如图 53 所示，即随着被加载对象运动速度（主动运动速度）的增大，加载力的跟随误差也随之增大。针对与运动目标的接触力控制问题，James A. Maples 等人进行的相关实验也表明，实际力误差与运动速度成正相关关系^[86]。

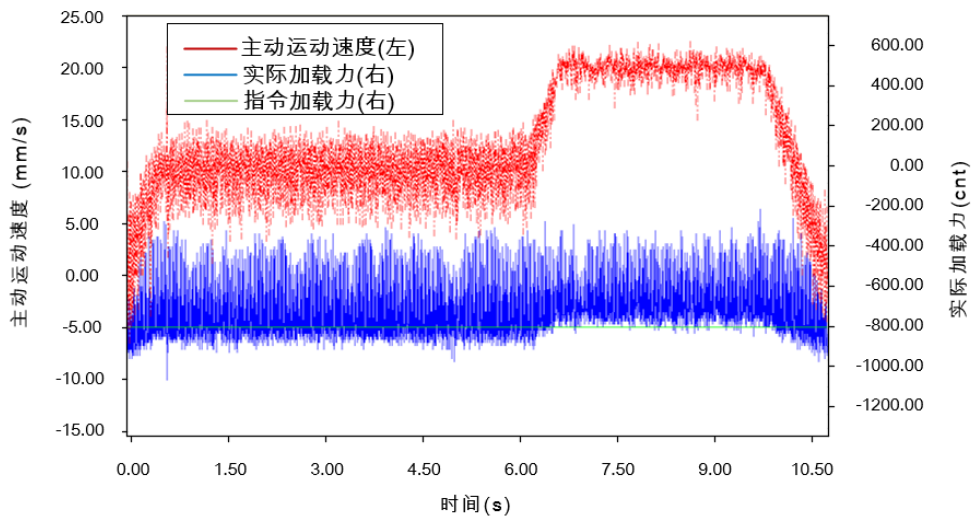


图 53 直线电机单轴实验恒力动态加载曲线

第三章控制算法设计中，从机器人力控制的角度，针对目标对象的主动运动所带来的力干扰，介绍了扰动观测器及前馈运动补偿的解决方案。若从传统的电动、气动或者电液负载模拟器的角度看，本实验由于被加载对象（即主轴）的运动所造成的大幅度干扰力，可利用多余力的理论进行解释。焦宗夏等学者给出的多余力定义是，当负载模拟器力矩指令为零，舵机（加载目标）按照自身规律运动时负载模拟器的力矩输出^[87]。而图 51 所反映的，即为恒定的零指令力下，由于主轴的运动而导致的实际加载力变化，也就是多余力。传统负载模拟器中用于克服多余力（力矩）的主要方法，是利用结构不变性原理引入被加载对象的运动信息以进行前馈补偿^{[88][89]}。

本研究由于无法预知主轴的位置，因此利用多项式预测滤波器(PPF)对主轴位置进行预测，并将预测位置信息以前馈形式引入控制系统，以对主轴运动进行相应补偿，这也是结构不变性原理的一种应用。利用此算法，进行工况 2 的实验。

c) 带主轴预测位置前馈的控制算法

在控制算法中引入主轴预测位置的前馈补偿后，工况 2 的实验结果如图 54 所示。

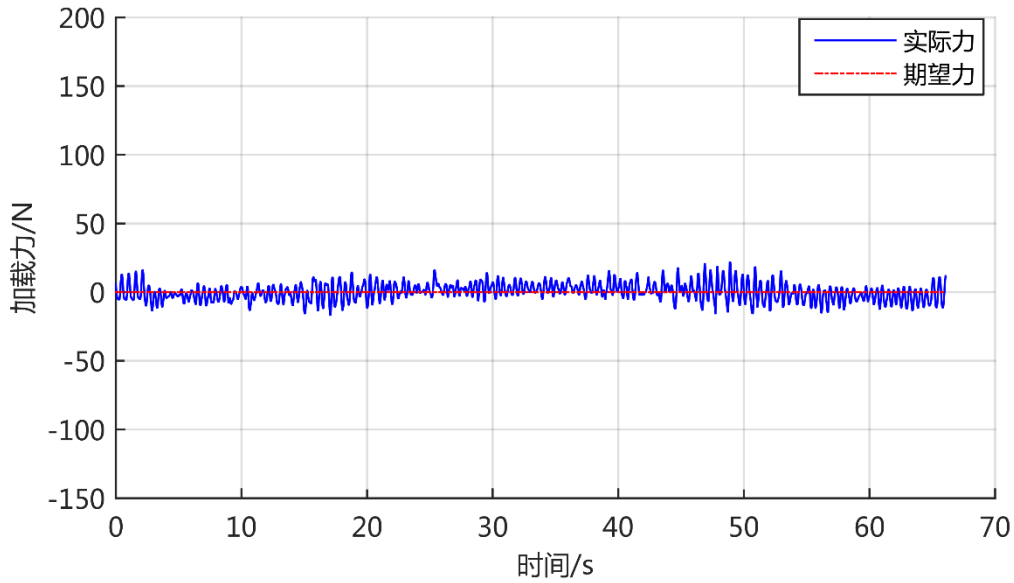


图 54 恒力动态加载曲线（带主轴预测位置前馈）

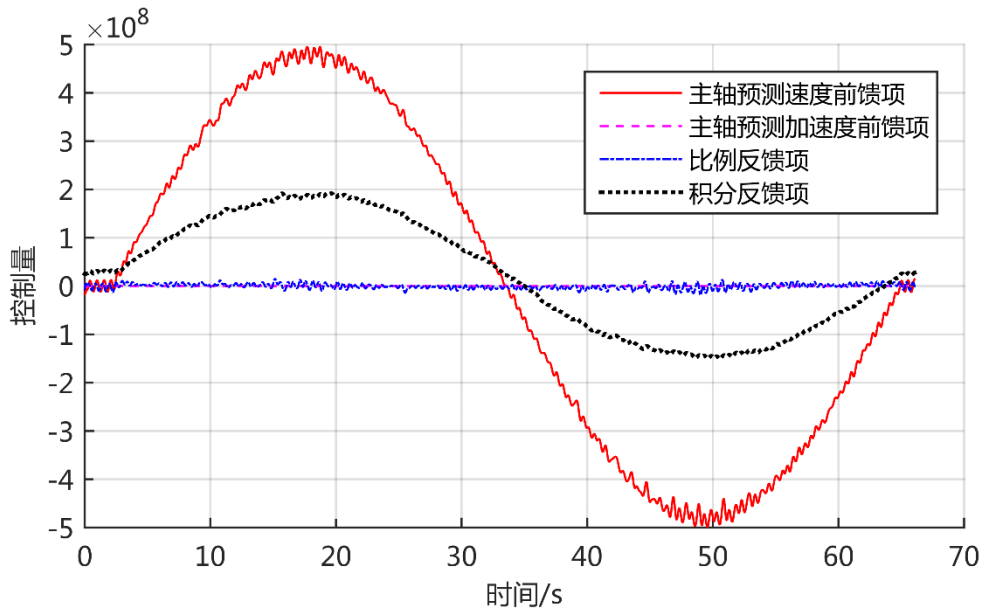


图 55 控制量组成

图 54 与图 51 相比可以看出，在主轴做余弦轨迹运动的情况下，控制系统中引入基于 PPF 的主轴预测位置前馈发挥了明显的作用，可以保证实际加载力稳定在指定的零值，误差约在 $[-10N, 10N]$ 间，即主轴预测位置前馈有效地补偿了主轴运动所带来的干扰。图 55 则表现了当主轴作余弦运动时，在一个周期的运动过程中，总体控制量的组成，可知，主轴预测速度前馈项占主要贡献，从而保证加载试验机跟随主轴运动，并维

持指定的加载力。

5.3.1.3 实验结论

本实验说明，当主轴进行主动运动时，将会对实际加载力产生很大的干扰，即多余力，因此系统中需要引入前馈补偿以尽可能消除多余力的影响。实验结果表明，基于 PPF 的主轴预测位置前馈，在补偿主轴运动方面具有较好的效果。

5.3.2 实验 5：主轴梯形速度信号，加载力梯形信号

5.3.2.1 实验设计

为进一步验证上述主轴预测位置前馈的效果，并同时证明力前馈的效果，本实验中主轴沿 X 方向运动，并同时指定沿 X 方向的梯形形式加载力信号，主轴 Y 方向与 Z 方向保持静止，加载力 Y 方向与 Z 方向保持零值。实验参数如表 18 所示。

表 18 实验 5 参数

实验参数	实验工况序号
	1
加载力指令	X 方向梯形信号(N) $F = \begin{cases} 50t & 0 \leq t < 6 \\ 300 & 6 \leq t < 12 \\ -50t + 900 & 12 \leq t \leq 18 \end{cases}$
主轴运动	X 方向速度为梯形信号，位置轨迹为(mm) $x = \begin{cases} \frac{5}{6}t^2 - 60 & 0 \leq t < 6 \\ 10t - 90 & 6 \leq t < 12 \\ -\frac{5}{6}(t-18)^2 + 60 & 12 \leq t \leq 18 \end{cases}$
控制算法	主轴预测位置前馈+力前馈+模糊 PI 反馈

5.3.2.2 实验结果与分析

主轴沿 X 方向的主动运动的位置轨迹及速度曲线如图 56 所示，加载力及力跟随误差如图 57 所示。

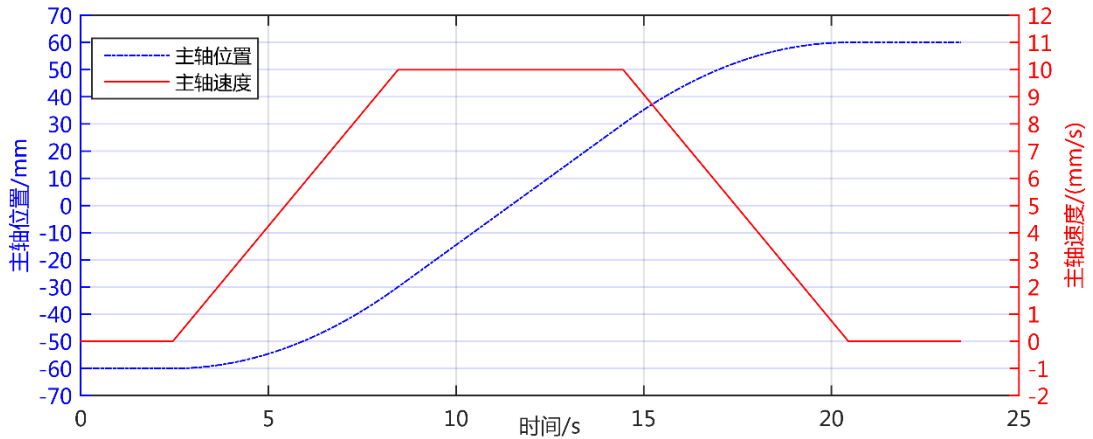


图 56 主轴 X 方向运动位置及速度曲线

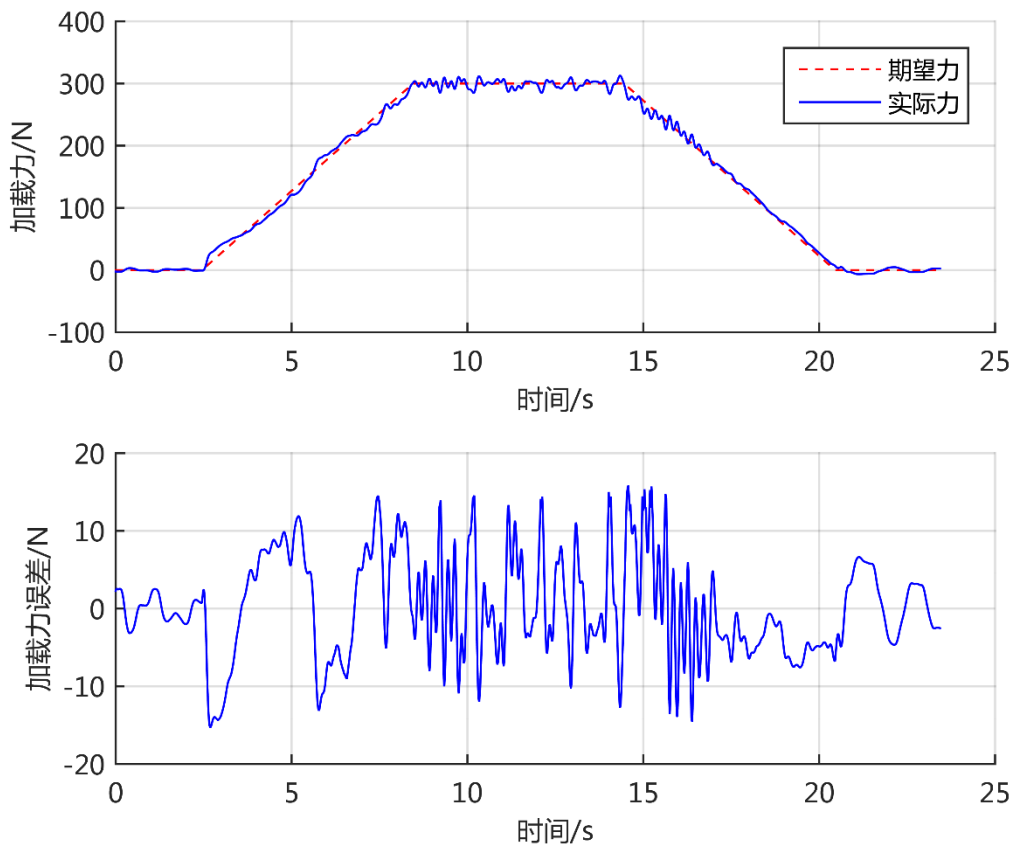


图 57 X 方向加载曲线及加载力误差

由图 57 可以看出，在最高速度 10 mm/s 的主轴运动下，可以保证比较准确的加载力，其中最大误差约为 15 N ，而指定的加载为 300 N ，因此误差约为 5% 。

5.3.2.3 实验结论

本实验验证了所提出的控制算法的有效性，即模糊 PI 反馈控制+力前馈控制+主轴

预测位置前馈。在单方向动态加载时，加载试验机可以跟随主轴的运动，并施加指定的加载力，误差约为 5%。

5.3.3 实验 6: 多维力动态加载

5.3.3.1 实验设计

在以上一系列实验的基本上，本实验将用于检验在主轴三个方向同时运动的情况下，加载试验机施加指定空间三维力的性能。其中，主轴三方向速度分别为梯形信号，即由零开始，加速——匀速——减速，直到减速为零；考虑到主轴三方向的行程，X、Y、Z 三方向的最大速度（匀速段）分别为 6mm/s 、 1.5mm/s 、 1.5mm/s 。所施加的空间三维力中，X 方向及 Z 方向均为梯形信号，最大为 300N ，但两者符号相反；而 Y 方向保持零力，以此验证三方向同时加载不同力信号的能力。实验参数如表 19 所示。

表 19 实验 6 参数

实验参数	实验工况序号	
	1	
加载力指令	$F = \begin{cases} \begin{bmatrix} -60t \\ 0 \\ 60t \end{bmatrix} & 0 \leq t < 5 \\ \begin{bmatrix} -300 \\ 0 \\ 300 \end{bmatrix} & 5 \leq t \leq 20 \\ \begin{bmatrix} 6t - 1500 \\ 0 \\ 1500 - 6t \end{bmatrix} & 20 \leq t \leq 25 \end{cases}$	

主轴运动	$P_s = \begin{cases} \begin{bmatrix} 0.6t^2 - 60 \\ 0.15t^2 - 15 \\ 0.15t^2 - 15 \end{bmatrix} & 0 \leq t < 5 \\ \begin{bmatrix} 6t - 75 \\ 1.5t - 18.75 \\ 1.5t - 18.75 \end{bmatrix} & 5 \leq t \leq 20 \\ \begin{bmatrix} -0.6t^2 + 30t - 315 \\ -0.15t^2 + 7.5t - 78.75 \\ -0.15t^2 + 7.5t - 78.75 \end{bmatrix} & 20 \leq t \leq 25 \end{cases}$
控制算法	主轴预测位置前馈+力前馈+模糊 PI 反馈

5.3.3.2 实验结果与分析

首先, 根据表 19 所示参数, 可以得到主轴三个方向的运动速度曲线如图 58 所示, 而主轴的空间轨迹如图 59 所示。

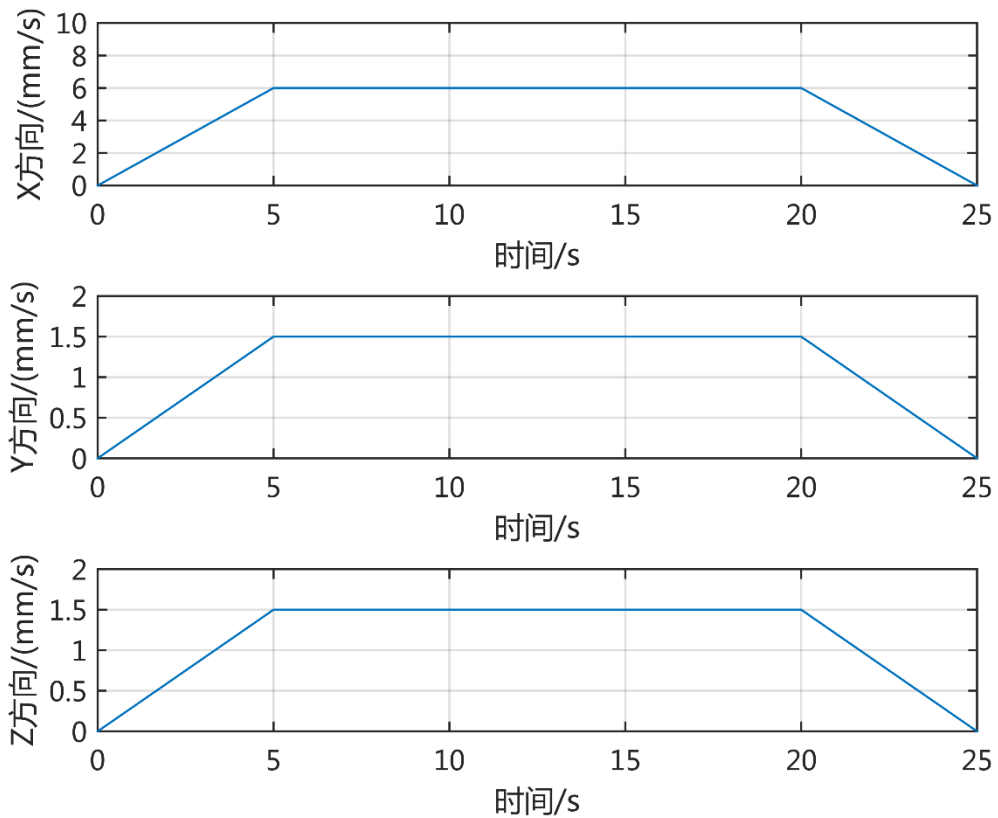


图 58 主轴运动速度

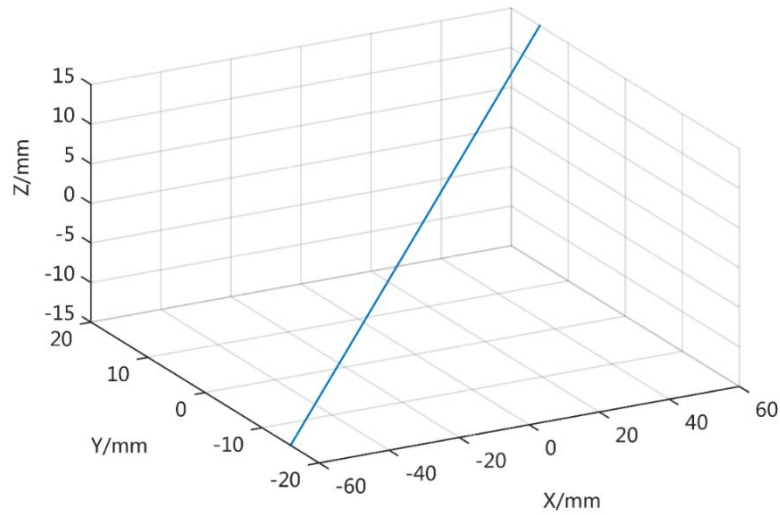


图 59 主轴的空间运动轨迹

在上述主轴运动下，空间三维力实验结果如图 60 所示。可看出，在主轴做空间运动的情况下，可以实现较稳定的空间三维力加载，其中，X 与 Z 方向为施加梯形信号的加载力，而 Y 方向保持零力。整个加载过程中，三方向的加载力偏差限制在约 15N 内。

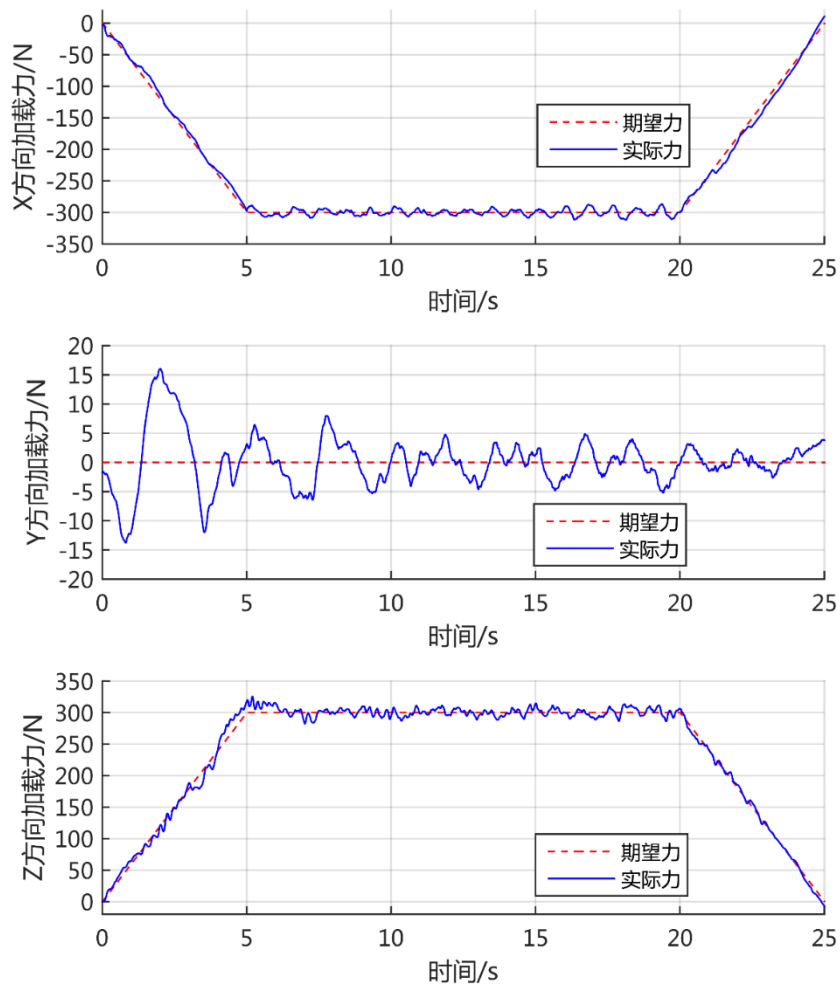


图 60 空间三维力动态加载曲线

5.3.3.3 实验结论

本实验说明，在主轴运动速度适中的情况下（ 6mm/s ），所研究的加载试验机可以实现较为稳定的空间三维力加载，误差在 5% 以内。同时，通过空间三维力的动态加载实验，证明了本论文所提出的结合“力前馈+主轴预测位置前馈+模糊 PI 反馈”的控制算法的有效性。

5.4 本章小结

利用前述的控制算法及搭建的软件硬件平台，本章进行了一系列实验，以检验加载试验机的实际加载能力，主要工作如下：

- 1) 利用静态加载实验，通过方波力信号证明了模糊 PI 控制器在减小超调量、缩短上升时间方面的作用；通过正弦力信号，分析了期望力一阶二阶前馈的作用，并证明了力前馈可以减小滞后的效果；最后通过空间三维力静态加载，验证了本加载试验机的空间多维力加载能力，并尝试分析了其三方向有所干扰的原因。
- 2) 利用动态加载实验，发现单独的反馈控制无法抑制主轴运动所带来的多余力，通过引入主轴预测位置的前馈，可以在很大程度上减小多余力，从而证明了包括力前馈、主轴预测位置前馈及模糊 PI 反馈在内的控制系统的整体效果。同时，空间三维力动态加载实验，说明了在所设计的控制算法下，本加载试验机的多维力加载能力。

结论

本文以基于 3P-(4S)并联机构的加载实验室作为研究对象，对其加载力控制系统进行了较为全面完整的研究，包括数学模型的建立、控制算法的设计、软硬台平台的搭建及相应的主轴加载实验，结果表明了本加载力控制系统的较好性能。现将本论文的主要研究成果及结论总结如下：

1. 建立了 3P-(4S)并联机构的运动学正反解方程，进而利用虚功原理建立了其动力学方程。针对实时控制及 Turbo PMAC 计算资源相对较少的需要，对动力学方程的简化进行了分析，通过忽略各连杆的转动惯量并将其质量分配到动平台及滑块上，大幅提高了计算效率。动力学方程中一些动力学参数难以直接测量，设计了基于最小二乘法的动力学参数辨识方案，并以观察矩阵的条件数为优化目标，利用有限 Fourier 级数构建了辨识轨迹并进行了优化；最后通过 ADAMS 仿真实验验证了本辨识方案的有效性。

2. 在动力学模型基础上，对控制系统进行了分析与设计。首先，建立了加载实验的环境模型，并介绍了基于力传感器测量信号反馈的显式力控制方案，搭建了 ADMAS 与 Simulink 的联合仿真环境以对所提出的控制算法进行初步的仿真验证。在分析传统 PID 控制器的不足后，设计了模糊 PI 控制器，给出详细的设计与推导过程。由于多维力加载过程中，机床主轴是运动的，此干扰会产生较大的多余力，因此引入了基于多项式预测滤波器的主轴位置预测前馈环节，利用动平台的位置信息对主轴位置进行预测，通过前馈对主轴的运动进行补偿。最后，给出整个系统的控制框图。

3. 利用具有三个平移自由度的龙门平台及 Turbo PMAC 运动控制卡，搭建了加载实验的实验室硬件平台。针对力传感器的不稳定特点，对所使用的单维力传感器进行了标定。基于 Turbo PMAC 内置的 PID 伺服算法，对龙门平台的 PID 参数调节给出了过程及结果。利用 Turbo PMAC 的高级语言，实现了加载力伺服控制算法，并针对力传感器的噪声进行了数字滤波。利用 C#语言，开发了上位机监测软件。

4. 在软硬台平台搭建完成后，设计开展了多个加载实验，分别验证了控制算法中各部分的作用，并进行了主轴运动情况下三维力的加载实验。实验结果表明，本并联加载试验机具有三维力加载能力，所设计的控制系统具有可行性并有较好的力控制效果。

基于并联机构的动态多维力加载是一个较新的研究领域，在理论及实践方面积累均相对较少，本研究仅对其进行了初步的探索，需要开展更加深入的研究与改进，以下是对进一步工作的展望：

1. 建立包括并联加载机构和机床主轴运动在内的完整数学模型。本文仅建立了并联加载试验机的动力学模型，但对主轴运动的影响未做定量的数学分析，同时，尚未给出在主轴运动的条件下，控制系统输入与输出的明确数学关系。而此完整的数学模型是开发更为高级的控制方案（如 MRAC）所必需的。

2. 设计效果更优及鲁棒性更强的控制算法。本文所提出的控制算法，在静态加载时能达到很好的效果，在主轴速度较低时的动态加载也能取得较好的效果。但随着主轴运动速度的加快，所选用的力传感器的测量噪声随之增大，系统稳定性下降。因此，如何处理力传感器的大噪声及维持控制系统的稳定性，是高速加载急需解决的问题。

3. 探索连接件刚度与加载效果之间的关系。本文所进行实验均在同一套机械装置下进行，刚度相对是固定的，通过调节控制系统的参数可以得到此刚度条件下的较好加载效果。但对于不同的刚度，控制系统参数应该如何调节；控制系统如何自适应不同的刚度；何种范围内的刚度能够达到最优的加载性能，此一系列问题仍需深入的研究。

参考文献

- [1] GB3187-82.可靠性基本名词术语及定义[S]
- [2] 于乃辉. 五轴联动加工中心可靠性试验与评估方法研究 [D]. 国防科学技术大学, 2011.
- [3] GB/T23567.1—2009. 数控机床可靠性评定（一、总则）[S], 中国标准出版社, 2009.
- [4] 迟向磊, 我国数控机床可靠性研究概况[J], 机械工艺师,2001,(3):22-23.
- [5] 张冬辉. 复合负载模拟器控制系统设计与实现[D].北京航空航天大学, 2012.
- [6] 张菊丽. 舵机动态加载系统控制仿真研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2007
- [7] 袁朝辉,崔海云. 起落架气动负载模拟系统力矩控制[J]. 液压与气动, 2004 (3): 23-26.
- [8] 袁冬梅, 李亚辉, 征小梅. 汽车座椅强度试验台加载机构设计[J]. 机械设计与研究, 2012, 28(001): 95-97.
- [9] Stewart D. A Platform with Six Degrees of Freedom[C]. Proceedings of the Institute for Mechanical Engineering, 1965, 180(15): 371-386.
- [10] 言川宣. 机床结构的重大创新—Varix 机床问世[J]. 世界制造技术与装备市场,1995, 1: 16-17
- [11] 彭忠琦. 并联机构的发展及应用[J]. 光机电信息, 28(12): 45-49.
- [12] 王航,姚建涛等. 面向任务的并联结构六维力传感器设计[J]. 机械工程学报, 2011, 47(11): 7 – 13.
- [13] 徐彬. 基于并联机构的多维力加载试验系统研究[M]. 哈尔滨工业大学, 2013.
- [14] Maples J, Becker J. Experiments in force control of robotic manipulators [C]. IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1986, 3: 695-702.
- [15] 殷跃红,朱剑英. 智能机器力觉及力控制研究综述[J]. 航空学报, 1999, 20(1): 1-7.
- [16] Siciliano B., Villani L. Parallel force and position control of flexible manipulators [J]., IEEE Proceedings of Control Theory and Applications, 2000, 147(6): 605-612.
- [17] 张立勋,刘樊,王克义等. 三自由度绳牵引平面并联机器人力/位控制研究[J]. 机械设计与研究, 2008, 24(3): 4
- [18] Volpe R, Khosla P. An analysis of manipulator force control strategies applied to an

- experimentally derived model[C]. Proceedings of the 1992 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. IEEE, 1992, 3: 1989-1997.
- [19] Weidong Chen Jun Luo Zhijun Li. Adaptive compliant force–motion control of coordinated non-holonomic mobile manipulators interacting with unknown non-rigid environments [J]. Neurocomputing. 2007: 1330-1344
- [20] Dominici M, Cortesao R. Cascade robot force control architecture for autonomous beating heart motion compensation with model predictive control and active observer[C]. IEEE 5th RAS & EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics, 2014: 745-751.
- [21] Xu Yangsheng, Paul R P. Robotic instrumented complaint wrist. Journal of Engineering for Industry [J]. Transactions of the ASME, 1992,114(1):120~123
- [22] 殷跃红,慰忠信,黄晓曦等. 智能机器系统力觉及力控制技术[M]. 国防工业出版社, 2001:95~97
- [23] 吴剑. 基于并联六自由度电液伺服机构的单自由度力控制研究[D]: 浙江大学, 2006
- [24] 梁来雨.超大型六自由度加载平台系统的研究与实现[D].华中科技大学硕士论文,2011.
- [25] 李昌. 基于六自由度运动平台的力加载控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2011.
- [26] 马小良. 基于自适应阻抗控制的并联机器人柔顺控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [27] 孔令富,韩佩富,黄真等.并联机器人力控制算法实时并行处理[J].计算机工程设计.1998,vol19(6):26-29
- [28] Kelly B P, Bennett C R. Design and validation of a novel Cartesian biomechanical testing system with coordinated 6DOF real-time load control: application to the lumbar spine (L1–S, L4–L5) [J]. Journal of biomechanics, 2013, 46(11): 1948-1954.
- [29] Walker M R, Dickey J P. New methodology for multi-dimensional spinal joint testing with a parallel robot [J]. Medical & biological engineering & computing, 2007, 45(3): 297-304.
- [30] Jamwal P K, Xie S Q, Hussain S, et al. An adaptive wearable parallel robot for the treatment

- of ankle injuries [J]. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2014, 19(1): 64-75.
- [31] 罗磊,莫锦秋,王石刚,蔡建国. 并联机构动力学建模和控制方法分析[J].*上海交通大学学报*,2005,39(1):75-78.
- [32] 吴文祥,朱世强,靳兴来. 基于改进傅里叶级数的机器人动力学参数辨识[J].*浙江大学学报(工学版)*,2013,47(2):232-237.
- [33] 牛雪梅,高国琴,刘辛军,鲍智达. 新型驱动冗余并联机构动力学建模及简化分析[J].*机械工程学报*,2014,50(19):41-49.
- [34] 沈飞,曹志强,徐德,周超. 基于 Kane 方法的机器海豚动力学建模及速度优化方法[J].*自动化学报*,2012,38(8),1247-1254.
- [35] 沈飞,曹志强,徐德,周超. 基于 Kane 方法的机器海豚动力学建模及速度优化方法[J].*自动化学报*,2012,38(8),1247-1254.
- [36] Yiu Y K, Cheng H, Xiong Z H, et al. On the dynamics of parallel manipulators [C]. *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2001, 4: 3766-3771.
- [37] 尚伟伟. 平面二自由度并联机器人的控制策略及其性能研究[D]. 中国科学技术大学, 2008.
- [38] 钟英英. 并联机构动力学建模及控制[D].哈尔滨工业大学,2008.
- [39] A. Codourey, E. Burdet. A body-oriented method for finding a linear form of the dynamic equation of fully parallel robots [C]. *Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 1997, 2:1612-1618.
- [40] Yangmin Li, Qingsong Xu. Dynamic modeling and robust control of a 3-PRC translational parallel kinematic machine [J]. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, 2009, (25):630-640.
- [41] 刘欢. 用于三轴机床的广义并联加载机构的设计与研究[D].北京航空航天大学,2014.
- [42] Swevers J, Ganseman C, Tukul D B, et al. Optimal robot excitation and identification [J]. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1997, 13(5): 730-740.
- [43] Farhat, N., Mata, V., Page, A., & Valero, F. (2008). Identification of dynamic parameters

- of a 3-DOF RPS parallel manipulator [J]. *Mechanism and Machine Theory*, 43(1), 1-17.
- [44] Shang, W., & Cong, S. (2009, December). Dynamic identification of a redundantly actuated parallel manipulator[C]. *IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO)*, 2009 (pp. 1756-1761). IEEE.
- [45] Grotjahn, M., Heimann, B., & Abdellatif, H. (2004). Identification of friction and rigid-body dynamics of parallel kinematic structures for model-based control. *Multibody System Dynamics*, 11(3), 273-294.
- [46] D áz-Rodr íguez, M., Mata, V., Farhat, N., & Provenzano, S. (2008). Identifiability of the Dynamic Parameters of a Class of Parallel Robots in the Presence of Measurement Noise and Modeling Discrepancy [J]. *Mechanics Based Design of Structures and Machines*, 36(4), 478-498.
- [47] Swevers, J., Ganseman, C., De Schutter, J., & Van Brussel, H. Experimental robot identification using optimised periodic trajectories [J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 1996, 10(5), 561-577.
- [48] Jung S, Hsia T C, Bonitz R G. Force tracking impedance control of robot manipulators under unknown environment [J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(3): 474-483.
- [49] Yu K, Kieffer J. Robotic force/velocity control for following unknown contours of granular materials [J]. *Control Engineering Practice*, 1999, 7(10): 1249-1256.
- [50] Jianyong Y A O, Zongxia J, Bin Y A O, et al. Nonlinear adaptive robust force control of hydraulic load simulator [J]. *Chinese Journal of Aeronautics*, 2012, 25(5): 766-775.
- [51] Haddadi A, Hashtrudi-Zaad K. Online contact impedance identification for robotic systems[C]. *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. IEEE/RSJ, 2008: 974-980.
- [52] 马小良. 基于自适应阻抗控制的并联机器人柔顺控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [53] Volpe R, Khosla P. An experimental evaluation and comparison of explicit force control

- strategies for robotic manipulators[C]. American Control Conference, 1992. IEEE, 1992: 758-765.
- [54] Volpe R, Khosla P. A theoretical and experimental investigation of explicit force control strategies for manipulators [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1993, 38(11): 1634-1650.
- [55] 沈俊,宋健.基于 ADAMS 和 Simulink 联合仿真的 ABS 控制算法研究[J].系统仿真学报,2007,19(5):1141-1143.
- [56] G. Chen, Conventional and fuzzy PID controllers: an overview [J]. Intelligent Control & Systems, 1:235-246, 1996.
- [57] Carvajal J, Chen G, Ogmen H. Fuzzy PID controller: Design, performance evaluation, and stability analysis [J]. Information Sciences, 2000, 123(3): 249-270.
- [58] 陈瑞, 周征.在线自校正模糊 PID 控制器的研究[J].自动化技术与应用,2008,27(12):49-52.
- [59] Chen Y Y, Perng C F. Input scaling factors in fuzzy control systems[C]. Fuzzy Systems, Proceedings of the Third IEEE Conference on Computational Intelligence. IEEE, 1994: 1666-1670.
- [60] 胡包钢,应浩.模糊 PID 控制技术研究发展回顾及其面临的若干重要问题[J].自动化学报,2001,27(4):567-580.
- [61] 过润秋,洪旭,苏旺旺.基于模糊控制理论的二级倒立摆控制算法[J].西安电子科技大学学报(自然科学版),2006,33(1):111-115.
- [62] Zdenko Kovacic, Stjepan Bogdan. Fuzzy Controller Design: Theory and Applications [M]. Taylor & Francis Group, LLC. 2006.
- [63] He S Z, Tan S, Xu F L, et al. Fuzzy self-tuning of PID controllers[J]. Fuzzy sets and systems, 1993, 56(1): 37-46.
- [64] 丁坚.模糊 PID 控制器的研究[M]. 哈尔滨工程大学, 2009.
- [65] Mudi R K, Pal N R. A robust self-tuning scheme for PI-and PD-type fuzzy controllers [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1999, 7(1): 2-16.
- [66] 李明然.基于 GA 的自调整模糊 PID 控制器在磁悬浮球系统中的应用研究[M]. 中

南大学, 2012.

[67] Dominici M, Cortesao R. Cascade robot force control architecture for autonomous beating heart motion compensation with model predictive control and active observer[C]. 2014 5th IEEE RAS & EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics, 2014: 745-751.

[68] Yuen S G, Perrin D P, Vasilyev N V, et al. Force tracking with feed-forward motion estimation for beating heart surgery [J]. Robotics, IEEE Transactions on, 2010, 26(5): 888-896.

[69] 徐剑,段哲民. 卡尔曼预测器在目标相关跟踪中的应用[J]. 计算机仿真, 2005, 22(11): 120-122.

[70] 余天明,郑磊,李颂. 电控机械式自动变速器离合器灰色预测 PID 控制技术[J]. 农业机械学报, 2011, 42(8):1-6.

[71] 戴文战,娄海川,杨爱萍. 非线性系统神经网络预测控制研究进展[J] 控制理论与应用, 26(5): 521-530.

[72] Hietanen P, Neuvo Y. FIR-median hybrid filters with predictive FIR substructures [J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing, 1988, 36(6): 892-899.

[73] Valiviita S, Ovaska S J, Vainio O. Polynomial predictive filtering in control instrumentation: A review [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 876-888.

[74] Pérez D, Quintana Y. A survey on the Weierstrass approximation theorem [J]. Divulgaciones Matemáticas, 2008, 16(1): 231-247.

[75] Yu G, ZHANG J, Bo H U. A Polynomial Prediction Filter Method for Estimating Multisensor Dynamically Varying Biases [J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2007, 20(3): 240-246.

[76] 安彦波.工业机器人开放式控制系统的研究[D].哈尔滨工业大学,2010.

[77] 方建军. 采摘机器人开放式控制系统设计[J]. 农业机械学报, 36(5): 83 - 86.

[78] 吴秀梅.力传感器标定装置的研究[D].天津理工大学,2007.

[79] Turbo PMAC User Manual. Delta Tau Data Systems, Inc. 2008.

[80] 吴军.四自由度冗余混联机床的分析、辨识及控制[D].清华大学,2005.

- [81] 牛余朋,成曙. 单片机数字滤波算法研究[J].中国测试技术,2005,31(6):97-99.
- [82] 张冬辉,毕树生,于靖军等.一种新型电动复合力加载系统控制方法[J].航空动力学报,2013,28(1):54-59.
- [83] 王显正,莫锦秋,王旭永. 控制理论基础[M]. 科学出版社, 2007.
- [84] 韩明文,刘军. 基于积分分离的永磁同步直线电机 PID 控制系统[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(1):22-24.
- [85] 郭浩然. 并联多维力加载机构控制策略研究及实现[M]. 北京航空航天大学, 2015.
- [86] Maples J, Becker J. Experiments in force control of robotic manipulators[C]. Proceedings of 1986 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1986, 3: 695-702.
- [87] 焦宗夏,华清等. 负载模拟器的评价指标体系[J]. 机械工程学报, 2002, 38(11):26 - 30.
- [88] 赵英娜,张金英等. 正弦运动条件下负载模拟器的多余力补偿策略[J]. 液压与气动, 2013,(10):23 - 27.
- [89] 刘晓东. 电液伺服系统多余力补偿及数字控制策略研究[D]. 北京交通大学, 2008.

攻读硕士学位期间取得的学术成果

- (1) 樊锐,高树华,王丹. 基于 SCA103T 与 ATmega8A 数字倾角仪的设计与实现[J]. 仪表技术与传感器, 2015, (1): 27-30. (中文核心)
- (2) Gao Shuhua, Fan Rui, Wang Dan. Dynamic Modeling and Model-based Force Control of a 3-DOF Translational Parallel Robot [J]. Advanced Materials Research, 2014, (1006-1007):609-617. (EI: 20143518121855)

致谢

本论文是在樊锐教授和王丹老师的悉心指导下完成的。我要衷心感谢二位老师对我三年来的辛勤指导与帮助。两位老师渊博的知识，忘我的工作精神，严谨治学的态度和为人处世谦逊宽容的态度是我一生学习的榜样，在这里我要向两位老师致以崇高的敬意和由衷的感谢！

同时要感谢课题组的陈五一教授、韩先国副教授、孙剑飞老师在课题研究和日常生活中给予的支持与帮助，是在他们的帮助下我的课题才顺利完成。

感谢加载课题组的郭江真博士在一些问题上给予的建议及指导；感谢已经毕业的刘少欣、郭浩然及刘欢同学，他们在本加载课题上做的工作形成了较好的知识储备；感谢在读的刘力军硕士，他在实验动手操作方面给予了大量帮助；感谢在读的李茜和万英和硕士，他们在课题组的机构设计方面做了大量工作。

感谢我的父母和我的哥哥姐姐，是他们的精神支持及物质支撑，使我得以顺利完成学业，并获得继续深造的机会。

最后，对在硕士研究生期间所有关心、帮助过我的老师、同学表示诚挚的感谢！