

分类号: TP273

单位代码: 10335

密 级: 公开

学 号: 11025013

# 浙江大学

## 博士学位论文



中文论文题目: 冗余直驱运动平台的刚柔耦合建模分析及精密协同控制研究

英文论文题目: **Modeling and Precision Synchronization Control of Direct-Drive Motion Stages with Redundant Actuation and Coupled Rigid-Flexible Dynamics**

申请人姓名: 李 聪

指导教师: 姚 斌 教授

合作导师: 王庆丰 教授

专业名称: 机械电子工程

研究方向: 精密机电控制

所在学院: 机械工程学系

论文提交日期 2017 年 12 月



冗余直驱运动平台的刚柔耦合建模分析  
及精密协同控制研究



论文作者签名: 李聪

指导教师签名: 姚斌

论文评阅人 1: 朱煜 教授 清华大学

评阅人 2: 高会军 教授 哈尔滨工业大学

评阅人 3: 张晓华 教授 大连理工大学

评阅人 4: 刘成良 教授 上海交通大学

评阅人 5: 尹周平 教授 华中科技大学

答辩委员会主席: 金韬 教授 浙江大学

委员 1: 杨庆华 教授 浙江工业大学

委员 2: 王宣银 教授 浙江大学

委员 3: 王庆丰 教授 浙江大学

委员 4: 姚斌 教授 美国普渡大学/浙江大学



**Modeling and Precision Synchronization Control of Direct-Drive Motion Stages with Redundant Actuation and Coupled Rigid-Flexible Dynamics**



Author's signature: Li Cong

Supervisor's signature: [Handwritten Signature]

External Reviewers: Zhu Yu Professor THU  
Gao Huijun Professor HIT  
Zhang Xiaohua Professor DUT  
Liu Chengliang Professor SJTU  
Yin Zhouping Professor HUST

Examining Committee Chairperson:

Jin Tao Professor ZJU

Examining Committee Members:

Yang Qinghua Professor ZJUT

Wang Xuanyin Professor ZJU


Wang Qingfeng Professor ZJU

Yao Bin Professor Purdue University/ZJU



# 浙江大学研究生学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含任何其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得浙江大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。


学位论文作者签名：

签字日期：2017年12月12日

# 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解浙江大学有权保留并向国家有关部门或机构送交本论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权浙江大学可以将学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索和传播，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后适用本授权书)

学位论文作者签名：

导师签名：

签字日期：2017年12月12日

签字日期：17年12月12日



# 致 谢

十载浙大求是路，洗过时光，带走铅华。值此论文付梓之际，谨向各位老师、亲友致以诚挚的敬意和衷心的感谢。

感谢我的导师姚斌教授。从本文的选题、撰写到修改、定稿，姚老师都付出了大量的时间和心血。作为机电控制领域的国际知名专家，您渊博深厚的学术造诣和高屋建瓴的学者风范令我由衷敬佩，您勤勉严谨的治学态度和诲人不倦的师德风范不断地影响和激励着我，您以身作则和坚持不懈的精神品格值得我终生学习。多年来，您不辞辛劳往来于美国普渡大学和浙大之间，悉心指导我的课题研究，您一针见血的指点和意见，每每使我豁然开朗。您让我有机会感受到一流大学的科研氛围，一步步将我引领到国际学术的前沿，也让我在知识层次、科研方法和学术作风方面取得了长足的进步。寥寥数言，难表寸心。在这里，谨向您表示最诚挚的感谢！

感谢我的合作导师王庆丰教授一直以来的指导、支持和照顾。您以大家的气度、深邃的思维、广阔的视野，为我们提供了雄厚的科研资源和优良的实验条件。您公正坦荡的处事原则、务实勤勉的工作作风、敏锐深邃的洞察力、丰富的工程实践经验以及出众的个人魅力，都给我留下了深刻的印象，并激励我在以后的工作中勤奋学习、锐意进取。我不会忘记您在我人生迷茫的时刻给予我宝贵的鼓励和指引，在生活上给予我悉心的照顾和帮助。在此向您表示衷心的感谢和深深的敬意！

感谢清华大学机械工程学院胡楚雄副教授，你平易近人、友善热情，将我从一个懵懂的本科生带进了精密控制实验室的大门，又帮助我很快地融入到实验室大家庭中。你负责了实验室的大量前期建设工作，为我们今后科研工作的开展提供了坚实的基础，而你对学术和科研的追求精神也成为我们课题组的标杆，激励着我们后来者不懈努力。感谢浙江大学海洋学院陈正副教授，在科研和生活上，你于我亦师亦友，无私地为我提供很多帮助和指引。在研究选题立意到具体实验、结果分析直至文章撰写、投稿和修改中，你多次指点并提出宝贵意见，为课题的顺利完成奠定了基础。你卓越的科研能力和思维、敏锐的学术洞察力和认真负责的工作作风令我受益良多。此外，浙江大学朱笑丛副教授，青海大学高德东副教授，都在科研或生活上给过我热心的指导和帮助，在此也对他们表示诚挚的感谢。

感谢课题组的同门，以及大课题组的其它师兄（姐）、师弟（妹）们，让我感受到一个团结友爱大家庭的温暖，你们陪伴我度过了美好的博士生涯，一起热血奋斗的青春，将

会是我一生美好的回忆。

感谢我的爱人，十余年相识相知，携手共走人生路。感谢你坚定的站在我的身后，默默的奉献着爱与宽容。感谢我的父母、家人，养育之恩，无以回报。感谢你们这么多年来对我的学业的支持与鼓励。

谨以此文献给所有关心、爱护和帮助过我的师长、亲人、同学和朋友们。

**李聪**

二零一七年九月于求是园

# 摘要

本论文针对一类冗余直驱运动平台，创新地提出了兼顾轴间内力协调与运动跟踪性能的精密协同控制理念，提出了一套系统性的刚柔耦合建模分析及协同控制的新方法。

论文分析了高性能需求驱动下冗余直驱系统的结构特点，明确了该类冗余系统的同步控制问题与仅考虑运动学耦合的多轴协调轮廓控制问题之间往往被忽视的重要区别——高刚性的物理连接所形成的闭链结构使冗余轴动力学完全耦合，可能存在的轴间内力和未知耦合非线性制约着性能的进一步提升。为了实现此类系统的高动态高精度平稳控制，强抗干扰的高精度运动跟踪以及轴间耦合内力的调节是两个关键的控制问题。而目前关于耦合动力学模型的研究尚不完善，且现有基于纯运动的控制方法受限于其在轴间内力调节研究方面的缺失，无法满足更高性能控制设计的要求。为解决以上问题，本文在深入研究冗余直驱运动平台动力学模型后，先提出了一种简单有效的基于推力分配的协同控制方法以在运动控制的同时抑制过度的轴间内力影响，然后更进一步地提出了一种多变量协同控制方法以获得同时调控内力和运动的更好性能。

论文首先探索系统基于物理连接刚性和滚珠导轨副支撑柔性的刚柔耦合建模方法：所提的机理建模分析方法对闭链冗余结构各运动部件给出了完整的运动学描述和动力学转换关系，对耦合作用的产生根源和作用机制给出了详细准确的分析和描述，所得刚体/柔体多阶耦合模型对于分析同步性能受限因素，以及进一步研究适合补偿控制的参数化模型，具有有益的指导价值；然后，论文研究了一种基于推力分配策略的精密协同控制设计方法：所设计的控制器具有阶数低、易于工程实现等优点，通过运动跟踪控制层+推力分配控制层的两层控制结构，分别基于系统不确定性补偿设计自适应鲁棒控制算法和基于稳态内力约束条件设计推力分配算法，在外干扰和参数变化等不确定情况下能取得鲁棒高精度运动性能和稳态较好的内力抑制能力，实现了同时保证运动跟踪精度及避免过度轴间内力的控制目标；最后，论文研究了一种同时调控内力与运动性能的多变量精密协同控制设计方法：基于所得到的刚柔多阶耦合动力学，进一步建立了包含高阶旋转动态不确定及耦合非线性，并且适用于各种不确定及非线性补偿控制实现的参数化多输入多输出耦合控制模型，利用自适应鲁棒控制的有效模型补偿及高性能鲁棒反馈，以及仅依赖期望轨迹信息的期望补偿技术，设计了多输入多输出控制器，保证了稳态和瞬态的内力调节性能，并实现了控制性能的进一步提升。理论、辨识和对比控制实验研究均表明，所提刚柔耦合机理建模方法切实有效；所提基于推力分配的协同控制方法和同时控制内力与运动性能的多变量协同控制方法使系统跟踪精度高、轴间内力小、控制消耗能量小，具有优越的理论性能和

鲁棒实用价值，是解决冗余直驱运动平台精密协同控制问题的有效途径。

本论文共分为五章，现分别简述如下：

第一章，介绍了所研究对象的需求背景及发展趋势，总结了该类系统的控制及应用所面临的主要问题，然后分别阐述了目前的研究现状与存在的不足，提出了兼顾内力与运动性能的协同控制理念，并介绍本课题的研究意义和论文研究工作的主要内容。

第二章，针对冗余直驱运动平台的龙门闭链结构，采用机理建模的方式，基于滚动直线导轨副的弹性分析，给出了横梁平移与旋转运动的完整描述，并通过研究各个部件间的力、运动关系，建立了基于物理连接刚性和导轨副支撑柔性的刚柔耦合系统动力学模型。分析了耦合模型中高阶线性动力学及其受到导轨副支撑刚度影响的模态特性。基于双直线电机冗余驱动的龙门运动实验平台，进行了相应的系统辨识实验研究，验证了所提出系统模型的有效性，分析了高阶旋转动力学的形式和频域范围。此外根据现有运动同步的控制策略，设计了基于交叉耦合同步误差模型的自适应鲁棒同步控制器作为代表性实施例，通过对比不同控制参数的实验结果，研究了耦合动力学对同步控制性能的限制，为进一步设计高性能的协同控制器做了铺垫。

第三章，提出了一种基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制两层架构设计方法，该方法在运动控制层基于自适应鲁棒控制算法保证系统在不确定影响下的跟踪性能，在推力分配层基于内力约束平衡方程设计推力分配算法，从而避免轴间过度的内力影响以保证系统优秀的整体性能，且总体控制器还具有易于工程实现的优点；针对负载分布未知或变化的实际情况，引入在线精确参数估计层实现自适应推力分配算法；针对负载具有可知运动的实际工况，完善了负载运动补偿推力分配算法；与现有同步控制算法的对比实验验证了所提基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制方法的控制性能和实用价值。

第四章，在控制器设计中直接考虑旋转动力学，提出了一种多输入多输出自适应鲁棒协同控制设计方法。首先，基于完整动力学建立了便于补偿控制和参数自适应实现的参数化多变量耦合模型；据此，提出同时控制轴间内力与运动性能的协同控制方法并设计了多输入多输出自适应鲁棒协同控制器；针对实用中角度数值可能存在的测量噪声，利用期望补偿技术设计实现了期望补偿自适应鲁棒协同控制器；最后，通过在冗余直驱龙门运动实验系统上的对比实验，验证了本章所提多输入多输出协同控制方法相比于基于推力分配策略的控制方法在控制性能上的进一步提升，以及所设计的控制算法相比于确定性鲁棒控制算法在控制精度上的高性能本质。

第五章，总结了论文的研究工作和进展，阐述了创新点，对后续研究进行了展望。

**关键词：**冗余驱动；直驱传动；刚柔耦合；系统辨识；协同控制；自适应鲁棒控制；直线电机；精密机电系统

# Abstract

For direct-drive motion stages with redundant actuation, an innovative synchronization control philosophy is proposed in this dissertation, which focuses on not only synchronized motion performance, but also simultaneous regulation of internal forces between the redundant drive axes. Specifically, systematic and novel methods for modeling of the coupled rigid-flexible dynamics, and synchronization control of this kind of stages are studied and proposed respectively.

The dissertation analyzes the structural characteristics of the high-performance-oriented redundant direct drive systems. It should be noted that there are subtle but fundamental differences between the synchronization control of dual motors studied here and the coordinated motion control of two-axes machines for contour following tasks. Dynamics of individual axes in the synchronization control are completely coupled, which is in contrast to the essentially decoupled axis dynamics of the coordinated motion controls. Large internal forces and unknown complex coupling nonlinearities exist due to the high-rigid physical constraint and the consequent closed-chain structure between the redundant axes, which significantly restricts the possible further enhancement of the control performance. Thus, motion tracking with strong disturbance rejection capability and avoiding excessive internal forces are both keys to smooth operation of these systems with fast response and high precision. However, existing control approaches mainly focus on pure motion compensation and synchronization, and the problem of internal force regulation has been essentially ignored. That is why existing control schemes can not meet the requirements of higher performance control design. With this in mind, after deeply studying the dynamic model of redundant direct-drive stages, this dissertation proposes a simple yet effective synchronization control scheme based on thrust allocation to suppress the influence of excessive internal forces first. Further more, a multi-variable synchronization control scheme is proposed then to control the internal forces and motion synchronization at the same time and achieves further improved performance.

Firstly, the dissertation explores the modeling method of the coupled rigid-flexible dynamics based on the physical connection rigidity and the guide ball bearing flexibility. The proposed physical modeling method gives a complete kinematic description and dynamic relationship for each moving part of the closed-chain structure. The resulting multi-order coupling model is of importance for the analysis of the limits of control performance. Also, further studying of the coupling dynamics for the control oriented parametric model is useful for future controller design. Secondly,

a precision synchronization control scheme with thrust allocation strategy is studied, which consists of two levels, and is of low order and easy for implementation. In level I, the adaptive robust control (ARC) theory is applied for motion tracking with guaranteed robust transient and steady-state performance. In level II, a thrust allocation algorithm is proposed based on the steady-state constraint condition to regulate the internal forces. The proposed controller can achieve both the goals of ensuring the accuracy of motion tracking and avoiding excessive internal force. Lastly, a multiple-input – multiple-output (MIMO) precision synchronization control method which simultaneously controls internal force and motion performance is investigated. On the basis of the obtained coupled multi-order rigid-flexible dynamics, a compensation control oriented parametric MIMO coupling model is established, which includes the nonlinear uncertainties and coupling nonlinearities. Using the effective model compensation and high-performance robust feedback technologies of ARC, and the desired compensation (DC) which only relies on the reference trajectory information and online parameter adaptation, the proposed MIMO DCARC controller can ensure both the steady state and transient performance of the internal force regulating and motion tracking, and further improve the overall control performance. Identification results validate the effectiveness of the proposed modeling method. Control experimental results also show that, in comparison with traditional approaches, both of the proposed schemes can achieve decreased internal forces, lower energy consumption, and higher motion performances. The proposed modeling and control methods are effective in solving the control problems described above.

The dissertation consists of the following five chapters:

In Chapter 1, the background and development of the dual-drive systems studied here are introduced, after which the main problems in the control and application are summarized. Afterwards, a comprehensive literature survey is given, including the modeling and analysis of redundant dual-drive stage, the precision control theory of linear motor and the synchronization control of dual motors respectively. After that, an innovative synchronization control philosophy is put forward which focuses on not only synchronized motion performance, but also simultaneous regulation of internal forces between the redundant drive axes. A brief introduction of the work to be done in this dissertation is subsequently given.

In Chapter 2, a complete description of the translation and rotation kinematics of the cross-beam is given based on the elastic analysis of the recirculating ball bearing of linear motion guides. With the study of the force and motion relationship among the various components, a physical rigid-flexible coupling dynamic model based on physical connection rigidity and guide bearing flexibility

is established. After that, the high-order linear dynamics and the flexible modes characteristics influenced by the bearing stiffness of the guide rail are analyzed. Identification experimental results validate the effectiveness of the model. The frequency range of the flexible modes caused by the high-order rotation dynamics is also analyzed. In addition, according to the existing control strategy based on motion synchronization, an adaptive robust synchronization controller with cross-coupled synchronization error model is designed as a representative. Results of comparative experiments with different controller gains show that the control performance is significantly restricted by the coupling rotational dynamics, which is useful for the following control design.

In the Chapter 3, an two-level adaptive robust synchronization control with thrust allocation is proposed. The method applies ARC theory in the motion tracking control level to ensure the tracking performance of the system in presence of uncertainties, while uses a thrust allocation algorithm in the other level to avoid excessive internal forces between axes. The overall controller is also easy for realization in practice. For the unknown or variation of load distribution, an adaptive allocation factor is introduced via a physical model based recursive least squares estimation (RLSE) algorithm. For a kind of task situations with known load motion, a compensation algorithm is introduced into the allocation. The experimental comparisons with the existing synchronization control algorithm verify the control performance and practical value of the proposed control algorithms.

In Chapter 4, an MIMO adaptive robust synchronization scheme is proposed which considers the rotational dynamics directly in the controller design. Firstly, a parametric multi-variable coupled model is obtained which is feasible for the compensation control and online parameter adaptation. A synchronization control method which simultaneously controls the internal force and motion performance is proposed subsequently. Considering the the measurement noise in practice, the desired compensation technique is applied and an MIMO DCARC controller is designed. Finally, comparative experiments are carried out on a dual-drive gantry stage. Compared with the deterministic robust control (DRC) algorithm, the proposed DCARC behaves much better and shows its high performance essence. It is verified that the MIMO synchronization control method proposed in this chapter further enhances the performance of dual-drive systems.

In Chapter 5, the research progress of this dissertation is summarized. The conclusions and innovations are highlighted. A brief prospect for future work is made.

**Key Words: Redundant actuation; Direct-drive; Rigid-flexible coupling; System identification; Synchronization control; Adaptive robust control; Linear motor; Precision mechatronic system**



# 目录

致 谢	I
摘 要	III
Abstract	V
目 录	IX
插图目录	XIII
表格目录	XVII
主要符号对照表	XIX
<b>第一章 绪论</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.2 研究现状概述	4
1.2.1 冗余直驱运动平台的建模研究概述	4
1.2.2 直线电机精密运动控制概述	6
1.2.3 冗余双电机同步/协同控制概述	7
1.3 研究意义及研究内容	9
1.3.1 课题的来源及研究意义	9
1.3.2 研究内容	10
1.4 本章小结	11
<b>第二章 冗余直驱运动系统的刚柔耦合建模辨识及实验分析</b>	<b>13</b>
2.1 引言	13
2.2 冗余直驱运动平台系统动力学建模	14
2.2.1 滚珠式滚动直线导轨副	15
2.2.2 运动学描述	15
2.2.3 刚柔耦合动力学模型	17

2.3	线性动力学特性分析	19
2.3.1	模型简化	19
2.3.2	高阶动力学及耦合特性分析	20
2.4	辨识实验研究	21
2.4.1	运动控制实验系统介绍	21
2.4.2	频域响应曲线和辨识结果	22
2.5	耦合动力学对同步控制性能影响的实验研究	26
2.5.1	基于纯运动同步策略的交叉耦合控制器设计	27
2.5.2	控制器参数及性能对比实验	30
2.6	本章小结	32
<b>第三章</b>	<b>基于推力分配策略的冗余双直线电机协同控制研究</b>	<b>35</b>
3.1	引言	35
3.2	基于推力分配的自适应鲁棒协同控制	35
3.2.1	问题阐述	36
3.2.2	控制器总体结构	37
3.2.3	自适应鲁棒运动跟踪控制算法	38
3.2.4	推力分配算法	43
3.2.5	对比实验研究	43
3.3	基于自适应推力分配的自适应鲁棒协同控制	51
3.3.1	问题阐述	51
3.3.2	控制器总体结构	52
3.3.3	在线精确参数估计	53
3.3.4	自适应推力分配算法	54
3.3.5	对比实验研究	55
3.4	带负载运动补偿的推力分配自适应鲁棒协同控制	61
3.4.1	问题阐述	61
3.4.2	负载运动和分配系数模型	61
3.4.3	负载运动补偿的推力分配算法	62
3.4.4	对比实验研究	62
3.5	本章小结	66

---

---

<b>第四章 考虑高阶旋转动力学的冗余双直线电机多变量协同控制研究</b>	<b>67</b>
4.1 引言	67
4.2 问题阐述	68
4.2.1 系统动力学	68
4.2.2 多变量控制目标	69
4.3 非连续投影式参数自适应	70
4.4 自适应鲁棒控制器设计	71
4.5 期望补偿的自适应鲁棒控制器设计	74
4.6 实验研究	78
4.6.1 实验系统及辨识	78
4.6.2 性能指标	78
4.6.3 对比实验方案	79
4.6.4 实验结果及分析	80
4.7 本章小结	83
<b>第五章 总结与展望</b>	<b>85</b>
5.1 论文总结	85
5.2 论文创新点	88
5.3 研究展望	90
<b>参考文献</b>	<b>91</b>
<b>作者简历</b>	<b>101</b>



# 插图

1-1	冗余驱动运动系统的应用	1
1-2	典型冗余直驱运动平台及控制系统的组成原理图	2
1-3	现有建模研究示意图一	5
1-4	现有建模研究示意图二	5
1-5	自适应鲁棒控制理论框架	7
1-6	协调运动控制中发展的交叉耦合思想	8
1-7	本文明确指出的多轴协调控制与冗余协同控制的本质区别	9
1-8	本文的组织结构	11
2-1	双边冗余驱动龙门平台示意图	14
2-2	滚珠式滚动直线导轨副结构示意图	15
2-3	平台静态示意图	16
2-4	平台运动示意图	17
2-5	实验系统原理图	22
2-6	$u_1$ 到 $Y_1$ 的输入输出频谱	23
2-7	$P_{11}(s)$ 频域辨识结果	23
2-8	$u_2$ 到 $Y_1$ 的输入输出频谱	25
2-9	$P_{12}(s)$ 频域辨识结果	25
2-10	$u_1$ 到 $Y_2$ 的输入输出频谱	26
2-11	$P_{21}(s)$ 频域辨识结果	26
2-12	$u_2$ 到 $Y_2$ 的输入输出频谱	27
2-13	$P_{22}(s)$ 频域辨识结果	27
2-14	同步误差的定义	28
2-15	跟踪误差对比	31
2-16	控制输入对比	32
3-1	所提出的基于推力分配的 ARC 协同控制器结构	37
3-2	Anorad 冗余直驱龙门平台	44

3-3	实验 I 误差对比	45
3-4	实验 I 误差放大图	46
3-5	实验 I 控制输入对比	46
3-6	实验 II 误差对比	47
3-7	实验 II 误差放大图	48
3-8	实验 II 控制输入对比	48
3-9	实验 III 瞬态性能对比	49
3-10	实验 III 稳态性能对比 (经过有限运行周期后)	50
3-11	实验 III 参数估计情况 (无负载)	50
3-12	实验 III 参数估计情况 (带负载)	51
3-13	所提出的基于自适应推力分配的 ARC 协同控制器结构	52
3-14	华嶺冗余直驱龙门平台	56
3-15	点到点 S-curve 期望轨迹信号	57
3-16	各控制实验的跟踪误差对比	58
3-17	瞬态跟踪误差放大对比	59
3-18	经过有限运行周期后的跟踪误差放大对比	59
3-19	Set2 实验中 C2 的分配系数在线估计	60
3-20	Set2 实验的控制输入对比一	60
3-21	Set2 实验的控制输入对比二	60
3-22	负载运动引起的质心变化	62
3-23	连续无停顿的 S-curve 期望轨迹	63
3-24	移动头在 X 方向的运动	63
3-25	$\beta(x)$ 的实验拟合结果	64
3-26	跟踪误差	65
3-27	X 运动和 $\alpha$ 角度	65
3-28	C1 和 C2 的跟踪误差放大对比	65
3-29	C1 和 C2 的控制输入对比	65
4-1	$y_G$ 跟踪的期望轨迹	79
4-2	Set1 和 Set2 实验中跟踪误差的对比	81

---

---

4-3	<i>Set2</i> 实验中跟踪误差的局部放大对比 . . . . .	81
4-4	<i>Set1</i> 和 <i>Set2</i> 实验中控制输入的对比 . . . . .	82
4-5	<i>Set1</i> 和 <i>Set2</i> 实验中 $\alpha$ 的对比 . . . . .	83
4-6	<i>Set1</i> 和 <i>Set2</i> 实验中的主要参数估计情况 . . . . .	84



# 表格

3-1	实验 I 的性能指标对比	45
3-2	实验 II 的性能指标对比	47
3-3	实验 III 的性能指标对比	49
3-4	性能指标对比	58
3-5	性能指标对比	64
4-1	$e_y$ 和 $\alpha$ 指标对比	81
4-2	控制输入指标对比	82



# 主要符号对照表

$x_G, y_G$	质心位置坐标	$y_d$	期望运动轨迹
$x$	移动头横向位移	$e_y$	输出跟踪误差
$\alpha$	横梁旋转角度	$y_1, y_2$	电机位移反馈
$\tilde{x}_G$	横梁横向偏移	$e_1, e_2$	电机跟踪误差
$l_1, l_2$	质心到直线导轨的距离	$w_i$	分布横向力
$P_1, P_2$	横梁上的固定参考点	$k_{s_i}$	双向弹簧单位长度等效刚度
$b_i, b'_i$	导轨副滚珠支撑有效分布长度	$K_s$	横向刚度集中参数
$\zeta_i$	分布点到参考点的距离	$K_\alpha$	旋转刚度集中参数
$s_{P_i}$	参考点处弹簧额外横向变形	$B_t, A_t, B_\alpha$	摩擦相关项集中参数
$s_{\zeta_i}$	分布横向变形	$C_{x\alpha}, C_{y\alpha}, A_{y\alpha}$	耦合项集中参数
$M$	移动刚体总质量	$u_1, u_2$	电机控制输入
$J$	移动刚体转动惯量	$K_1, K_2$	电机推力常数
$k_m$	电机推力比系数	$B_1, B_2$	粘性摩擦力系数
$F_{m1}, F_{m2}$	电机电磁驱动力	$A_1, A_2$	库伦摩擦力系数
$F_{r1}, F_{r2}$	摩擦力	$P_{G1}(s), P_{G2}(s)$	$y_G$ 响应传递函数模型
$S_f(\bullet)$	库伦摩擦力近似光滑函数	$P_{\alpha1}(s), P_{\alpha2}(s)$	$\alpha$ 响应传递函数模型
$W_1, W_2$	导轨处额外横向内力	$P_{\bullet n}(s)$	$y_1, y_2$ 响应传递函数名义模型
$M_{\alpha i}$	横向内力产生的力矩	$P_{\bullet}(s)$	$y_1, y_2$ 响应传递函数拟合模型
<b>M, B, A</b>	交叉耦合控制模型参数矩阵	$\theta_c$	交叉耦合控制未知参数矢量
<b>T<sub>c</sub></b>	交叉耦合变换矩阵	$\hat{\theta}_c$	参数估计
$\gamma$	期望同步轨迹角	$\theta_{c \max}, \theta_{c \min}$	参数上下界矢量
$\varepsilon = [\varepsilon_c, \varepsilon_t]^T$	同步误差及切向投影误差	$\delta_{d_t}$	非线性上界函数
$M_{n1}, M_{n2}$	质量系数	$\Psi = [\Psi_1 \ \Psi_2]^T$	参数回归矩阵
$B_{n1}, B_{n2}$	粘性摩擦力系数	$\tau_c$	自适应函数
$A_{n1}, A_{n2}$	库伦摩擦力系数	$\Gamma_c$	自适应率矩阵
<b>M<sub>t</sub>, B<sub>t</sub>, u<sub>t</sub></b>	误差动力学模型相关项	$\hat{\theta}_c(0)$	参数估计初值
<b>M<sub>y</sub>, B<sub>y</sub>, A<sub>y</sub></b>	误差动力学模型相关项	<b>u<sub>a</sub></b>	模型补偿项
<b>d<sub>n</sub>, d<sub>t</sub></b>	不确定性的常值分量	<b>u<sub>s1</sub>, u<sub>s2</sub></b>	鲁棒反馈项
$\tilde{d}, \tilde{d}_t$	不确定性的时变分量	<b><math>\Lambda_c, K_k, K_c</math></b>	控制器增益参数矩阵
$V_c(t)$	构造正定函数	$\eta_c$	控制器设计参数

$M_k, B_k, A_k$	运动跟踪层控制模型参数	$\theta$	运动跟踪层未知参数矢量
$d_y, d_\alpha$	建模误差及其他外干扰	$\hat{\theta}$	参数估计
$d_{fv}, d_{fc}$	摩擦力项近似处理建模误差	$\tilde{\theta}$	参数估计误差
$d, d_k$	集中不确定性项	$\theta \max, \theta \min$	参数上下界矢量
$\Delta_n$	不确定性的常值分量	$\delta_\Delta$	不确定非线性上界函数
$\tilde{\Delta}$	不确定性的时变分量	$\phi$	参数回归量
$\Omega_\theta$	参数不确定性范围	$\tau$	自适应函数
$\Omega_\Delta$	不确定非线性范围	$\Gamma$	自适应率常数矩阵
$s$	类滑模量函数	$\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$	自适应率参数
$h$	非线性反馈函数	$\hat{\theta}(0)$	参数估计初值
$\text{Proj}_{\hat{\theta}}(\bullet)$	非连续投影修正函数	$k_1, k_r$	控制器增益参数
$v$	虚拟控制输入	$\eta$	控制器设计参数
$v_a$	自适应模型补偿项	$V(t), V_s(t)$	构造正定函数
$v_{s_1}, v_{s_2}$	鲁棒反馈项	$\lambda$	$V(t)$ 的收敛率常数
$\beta$	推力分配系数	$\hat{\beta}$	分配系数在线估计值
$\Delta_\alpha$	旋转动力学建模误差常值分量	$\theta_\alpha$	推力分配自适应层未知参数矢量
$\bullet'$	$\bullet/K_1 l_1$ 的归一化表示	$\hat{\theta}_\alpha$	参数估计
$\tau_f$	滤波器频率	$\tilde{\theta}_\alpha$	参数估计误差
$\bullet_f$	$\bullet$ 经滤波后的值	$\theta_{\alpha \max}, \theta_{\alpha \min}$	参数上下界矢量
$\epsilon$	预测输出误差	$\phi_f$	参数回归量
$\text{Proj}_{\hat{\theta}_\alpha}(\bullet)$	非连续投影修正函数	$\tau_\alpha$	自适应函数
$\Omega_\alpha$	参数不确定性范围有界集	$\Gamma_\alpha$	自适应率矩阵
$\bar{\Omega}_\alpha$	有界集的闭包	$\mu_{\max}(\Gamma_\alpha)$	$\Gamma_\alpha$ 的最大特征值
$\mathring{\Omega}_\alpha$	有界集的内集	$\kappa_1$	最小二乘算法遗忘因子
$\partial\Omega_\alpha$	有界集的边界	$\kappa_2$	估计器标准化因子
$n_{\hat{\theta}_\alpha}$	$\hat{\theta}_\alpha \in \partial\Omega_\alpha$ 向外的单位法向量	$\rho_M$	特征值上界
$I_7$	7阶单位矩阵	$\Gamma_\alpha(0)$	自适应率参数初值
$\beta(x)$	分配系数负载运动补偿模型	$x_b$	横梁质心静态偏移量
$M_1$	横梁质量	$x_g$	移动刚体质心动态偏移量
$M_2$	移动头质量	$a_1, a_2$	质心补偿模型相关集中参数

$q = [y_G, \alpha]^T$	两输入两输出系统状态变量	$M_q, B_q, K_q, A_q$	多变量控制模型参数矩阵
$q_d$	多变量期望轨迹	$e_q$	多变量跟踪误差
$\bullet$	$\bullet/K_1$ 的归一化表示	$\Omega_{\theta_r}$	参数不确定性范围
$\tilde{\Delta}_1, \tilde{\Delta}_2$	摩擦力项近似处理建模误差	$\Omega_{d_r}$	不确定非线性范围
$d_r = [\bar{d}_1, \bar{d}_2]^T$	集中不确定性项	$\theta_r$	未知参数矢量
$d_{rn}$	不确定性的常值分量	$\hat{\theta}_r$	参数估计
$\tilde{d}_r$	不确定性的时变分量	$\tilde{\theta}_r$	参数估计误差
$\text{Proj}_{\hat{\theta}_r}(\bullet)$	非连续投影修正函数	$\theta_{r \max}, \theta_{r \min}$	参数上下界矢量
$v_r$	虚拟控制输入	$\delta_{d_r}$	不确定非线性性上界函数
$T_v$	控制输入变换矩阵	$\tau_r$	自适应函数
$v_{ra}$	自适应模型补偿项	$\Gamma_r$	自适应率矩阵
$v_{rs1}, v_{rs2}$	鲁棒反馈项	$\hat{\theta}_r(0)$	参数估计初值
$V_r(t), V_a(t)$	构造正定函数	$\lambda_r$	$V_r(t)$ 的收敛率常数
$V_d(t), V_e(t)$	构造正定函数	$\lambda_d$	$V_d(t)$ 的收敛率常数
$p$	类滑模变量函数	$\Phi$	参数回归量
$g, g_d$	非线性反馈函数	$\Phi_d$	期望补偿的参数回归量
$\chi(\dot{q}, t)$	中值定理构造函数	$\tilde{\Phi}$	期望回归量与实际回归量的偏差
$K_s, K_d$	比例反馈项系数	$\eta_r, \eta_d$	控制器设计参数
$K_{s2}, K_{d2}$	非线性反馈项系数	$\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4$	$\ \tilde{\Phi}\theta_r\ $ 上界描述参数
$\sigma_{\min}(\bullet)$	$\bullet$ 的最小特征值	$Q$	性能条件构造矩阵
$\sigma_{\max}(\bullet)$	$\bullet$ 的最大特征值	$\Lambda, K_r, K_e, K_a$	控制器增益参数矩阵
$\ e_y\ _{\infty}, e_{yM}$	最大跟踪误差	$\alpha_M$	最大角度误差
$e_{Final}, e_{yF}$	最终跟踪误差	$\alpha_F$	最终角度误差
$\ e_y\ _2, L_2[e_y]$	跟踪误差均方根值	$L_2[\alpha]$	角度误差均方根值
$\ u\ _{rms}, L_2[u]$	综合控制力度指标	$L_2[u_1], L_2[u_2]$	控制输入均方根值
$T_s$	控制算法运算采样周期		



# 第一章 绪论

**摘要：** 本章介绍了冗余直驱运动平台的需求背景及发展趋势，总结了该类系统控制及应用所需要研究的主要问题，然后分别概述了冗余直驱运动平台的建模分析、直线电机精密控制理论以及冗余双电机协同控制方法的研究现状与存在的不足，提出了兼顾内力与运动性能的协同控制新理念，最后指出了本课题的研究意义和论文研究工作的主要内容。

## 1.1 研究背景

随着新材料科学技术、激光与光刻技术、纳米技术、表面工程与在线监测技术、生物与仿生制造技术等的高速发展与应用，制造行业的面貌正发生巨大变革<sup>[1]</sup>。绿色制造、数字制造、智能制造等技术前沿问题已成为我国向制造强国行列迈进的主攻方向<sup>[2]</sup>。随之相关的众多战略新兴产业对制造业提出了更高的精度和效率要求<sup>[3]</sup>，其中，能够实现平面或空间多轴直线或回转协调运动的精密运动平台在先进制造、航空航天、微电子和微机械制造、精密测量等领域呈现出日益增大的应用需求<sup>[4]</sup>。在一些应用场合中，如图 1-1 所示，需要采用两个及以上驱动器并行导向安装，共同驱动同一负载平台沿同一轴线方向运动，实现较大的推力输出或者针对大跨距的载荷系统所使用。这种并行冗余运动形态可以带来高刚性、高响应与大推力的优点，并可以抑制因高速进给所产生的振动，更好地实现大负载大推力或大跨距的高速高精的运动要求。

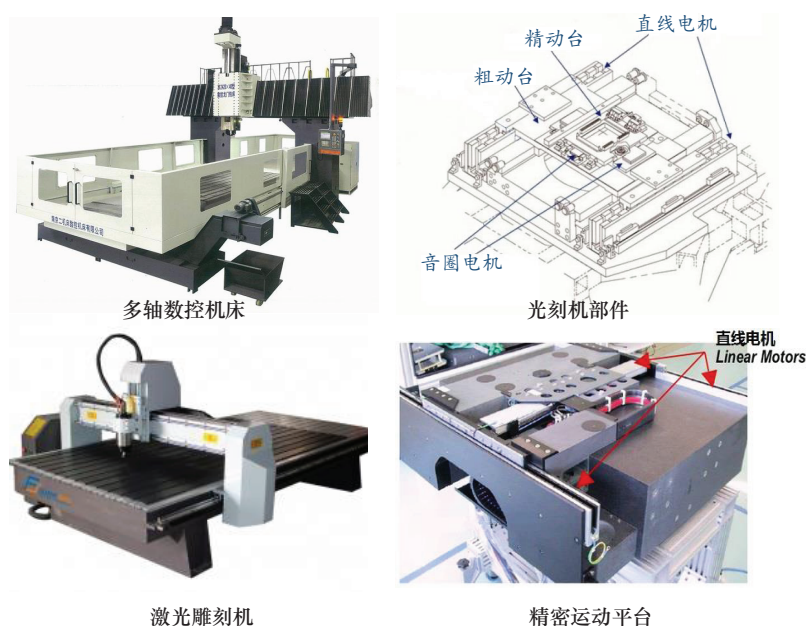


图 1-1 冗余驱动运动系统的应用

超高速切削、超精密加工等高端制造对设备的加工精度、动态性能、制造效率等提出了越来越高的要求：例如，深空探测中继镜技术需要高精度（微弧度量级）和高动态（数百赫兹量级）的传动装置用于实现光束指向控制；蓝宝石等特殊材料加工要求在保证高定位精度（微米亚微米级）的情况下实现越快越好（数毫秒级）的切割速度与加速度（3-10g）<sup>[5]</sup>。国际生产工程学会指出：未来机床在保证亚微米加工精度的情况下可以实现50m/min的进给速度以及10g以上的加速度，微制造的主轴转速会高达50万rpm<sup>[6]</sup>。在高端设备的性能要求下，驱动与传动部件和系统正朝短传动链方向发展，以避免传统驱动机构中设计的中间传动环节过多可能带来的惯量大、响应慢、反向间隙等一系列问题<sup>[7]</sup>。“直接驱动”越来越受到重视，其本质就是取消从驱动器或原动机到工作负载部件之间的机械传动环节，由驱动器或原动机直接驱动工作机构运动，实现所谓“近零传动”<sup>[4]</sup>，例如直线电机或环形力矩电机等不经过任何传动链直接驱动负载运动，近年来已成为精密驱动和传动领域的研究热点和焦点<sup>[8]</sup>。其具有的结构简洁、惯量小、刚性高、振动和噪声小、动态响应快、无传动间隙、无行程限制等优点，使直驱传动正越来越多地应用于要求高速、高加速、高精度和高伺服刚度的精密机电装备中<sup>[9, 10, 11, 12, 13, 14]</sup>。

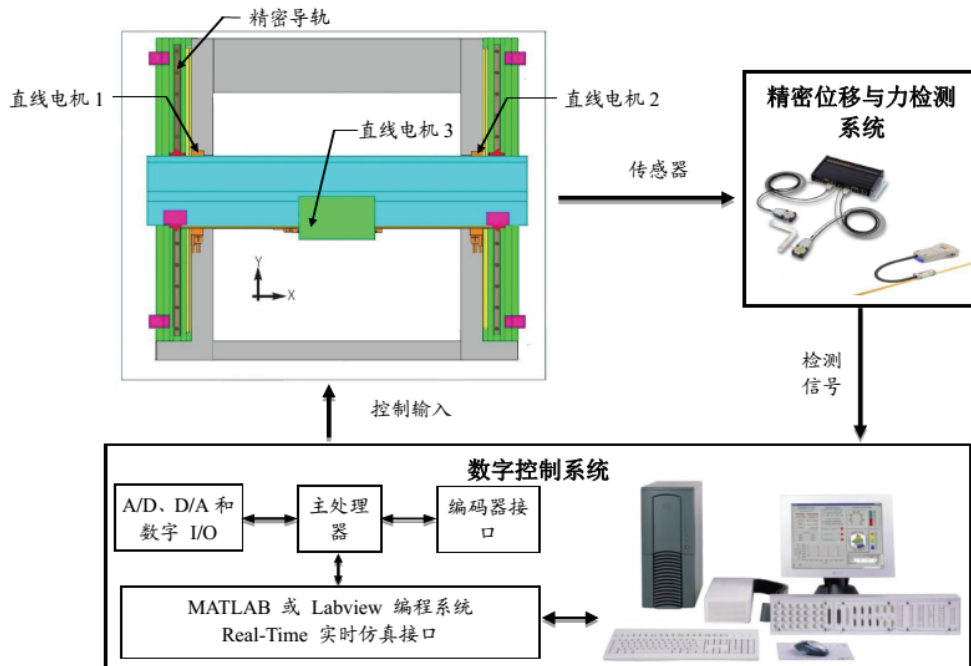


图 1-2 典型冗余直驱运动平台及控制系统的组成原理图

结合了冗余驱动与直驱传动各自的优势，冗余直驱混联多轴精密运动台系统（例如图 1-2 所示 H 型冗余直驱精密运动结构），作为机床进给、光刻机步进扫描、精密测量台运动机构等<sup>[15]</sup>，是我国高端制造装备发展的重要功能元件，也一直以来成为国际工业

界、学术界的研究热点和重要发展方向。如美国 Newport 公司研发的用于半导体加工、掩模检验、硅片探伤、临界尺寸计量、精度检测等设备的一系列精密运动平台<sup>[16]</sup>。荷兰代尔夫特理工大学研发的硅片台<sup>[17]</sup>结构应用于全球最大光刻机厂商 ASML 的系列产品。瑞士 ETEL 公司的龙门冗余双驱运动系统为检测和维护等高精度、高动态的步进或扫描等装备提供应用<sup>[18]</sup>。此外,新加坡南洋理工大学<sup>[10]</sup>、荷兰埃因霍芬理工大学<sup>[19]</sup>、日本九州工业大学<sup>[20]</sup>、韩国高丽大学<sup>[21]</sup>、新加坡国立大学<sup>[22]</sup>等也对此种类型的冗余直驱运动系统进行了理论或应用方面的研究;工业界其他知名制造厂商包括 Danaher、Rockwell-Anorad、Parker-Trilogy、SIMENS、Yaskawa、Sumimoto 等,也都纷纷推出了不同规格和性能的 H 型直线电机精密运动平台系统。国内方面的研究工作主要集中在清华大学<sup>[23]</sup>、上海交通大学<sup>[24,25]</sup>、华中科技大学<sup>[26]</sup>、北京航空航天大学<sup>[27]</sup>、沈阳工业大学<sup>[28]</sup>、哈尔滨工业大学<sup>[29,30]</sup>、中国农业大学<sup>[31]</sup>、台湾成功大学<sup>[32]</sup>、台湾中央大学<sup>[33]</sup>等。从发展趋势中可以看出,实际应用对该类运动平台系统的精度和响应要求方面,最大加速度基本都在  $1 \sim 2g$  之间,有的甚至已达  $5g$  以上;定位精度根据应用对象和反馈测量元件有所不同,但至少都要求达到微米、亚微米级运动精度;在动态方面建立时间一般在百毫秒级以下甚至更小。

以高加速度、高速度和高动态性能为特点的精密运动平台必然要求更加先进的驱动传动方式和运动控制策略。传统的旋转伺服电机+滚珠丝杆螺母副或精密齿轮变速箱的驱动形式已无法满足高端设备性能要求,各应用中几乎均采用直线电机+精密直线导轨或气浮导轨的直接驱动的方式,从而使高速度、大行程精密运动平台的实现成为了可能。要注意的是,实际系统动力学一般都存在模型不确定及外干扰<sup>[34]</sup>,传统驱动中的减速传动机构可以大大的减弱对控制系统的这些影响,而直驱系统中,这些外界干扰和各种不确定会直接作用在电机上,控制器对这些建模误差和干扰的处理能力,就直接体现出整个驱动系统的控制性能<sup>[35]</sup>,如何设计高效高性能的控制器是精密传动的基础问题。另一方面,在结构和形式上,精密运动平台为了实现高动态和高加速度,其较大质量的自由度必然需要多个驱动元件驱动,从而构成双边冗余驱动,例如常见的 H 型布置结构。同时,冗余驱动也可以消除单边驱动惯性矩的影响,从而避免一系列振动问题等,有效提高平稳性和系统带宽<sup>[36]</sup>。随之而来的冗余多电机控制之间的同步和协调机制是实现这类系统精密控制的关键问题之一,也是研究工作的热点方向。此外,在结构方面还需注意到,冗余驱动轴之间存在强机械耦合,随着实际应用对此类系统速度和精度要求的越来越高,耦合结构动力学特性对系统的控制精度甚至稳定性能等的影响和制约逐渐显现,然而这一点恰恰是以往研究工作中常被忽略的环节,当前关于这一方面建模与特性分析以及相关的协同控制等问题尚未有系统性完善的研究,亟需进一步深入研究。

综上所述, 实现此类冗余直驱运动系统精密控制的应用和进一步发展, 离不开对包括耦合动力学在内的系统特性的分析, 以及在此基础上的直驱传动精密控制方法和冗余多电机协同控制方法的研究。

## 1.2 研究现状概述

现阶段, 虽然研究人员在直线电机驱动系统的特性分析、结构设计、运动控制和多轴运动协调等方面已经做了一系列研究<sup>[10, 26, 37]</sup>。但关于冗余直驱运动平台的高动态高精度同步运动(精密协同)问题, 不仅涉及到高性能的单轴轨迹跟踪和多轴运动协调控制算法, 还由于双轴冗余驱动与中间物理连接件之间所形成的闭链结构可能产生的过度的轴间耦合内力, 影响着整体系统特性。具体来说, (1) 系统中刚柔耦合多阶动力学以及耦合未知特性制约着动态性能的进一步提升。直驱系统具有较高的结构刚度, 但仍会因其部分结构特点(如导轨和轴承的相对柔性)产生高频振动<sup>[37]</sup>, 典型双边驱动长跨度横梁结构与多驱动轴间高刚性物理连接也必然造成刚体/柔体强耦合动力学。(2) 直驱系统动力学具有很大的参数不确定性和非线性不确定性。如加工中切削引起工件负载惯量变化、大跨距横梁中的负载偏心、切削力时变波动, 需要在控制器中补偿和抑制这些不确定的影响以便获得高精度和鲁棒抗干扰特性。(3) 闭链结构冗余驱动系统的轴间内力与运动性能协同控制问题。冗余直驱运动平台中多轴直接驱动器和共同的物理连接构件之间组成了一个高刚性的闭链结构, 在当前追求系统动态性能不断提升的背景之下, 忽略这种机械耦合带来的约束影响, 或者即使考虑了耦合, 但仅仅通过运动同步的传统控制方法来协调控制各电机的位置或速度, 显然不是明智的解决方法。因为即使各个轴轨迹跟踪误差很小, 轴间直接的高刚性物理连接所带来的强耦合动力学仍会造成各轴之间互相拉扯的现象存在, 产生过度的内力, 影响系统控制性能; 甚至导致控制输入饱和, 进而造成系统不稳定<sup>[38]</sup>。

因此, 直线电机冗余驱动平台的精密控制主要有三方面的内容需要研究: (1) 如何考虑冗余直驱系统的结构特点, 进行刚柔耦合建模及特性分析; (2) 如何在考虑各种建模不确定和干扰、非线性动力学的影响下, 保证高动态性能的直驱系统控制; (3) 如何研究基于刚柔耦合特性的内力调控以及其对同步运动性能的影响, 设计兼顾轴间内力和运动性能协调最优的协同控制方法。下面分别对相关问题的研究现状进行介绍。

### 1.2.1 冗余直驱运动平台的建模研究概述

为了从机械设计上保证定位精度和响应频宽, 冗余直驱运动平台对机械结构尤其是刚度有很高的要求, 高刚性的物理连接带来了高度耦合的各驱动轴动力学, 无法再从各轴单独的动力学的角度来分别建模和控制。此外, 以往对直驱系统的特性分析一般是基于刚性动力学模型基础的, 目前还只有少数研究涉及柔性动力学分析。对于直驱系统广泛使用的

直线导轨，有研究者分析了滚珠的弹性变形和基于等效刚度的接触应力模型<sup>[39, 40]</sup>。Zheng等<sup>[41]</sup>则针对单轴直线电机系统中导轨引起的高频柔性模态进行了研究和验证。清华大学<sup>[37]</sup>针对气浮直驱精密运动台分析了共振与反共振频率特性<sup>[42]</sup>，对由于传感器、驱动力布置位置导致的振动问题进行了分析。这些研究说明，直驱系统在具有整体较高结构刚度优点的同时，仍会因其部分结构特点存在柔性动力学。当这些高阶或柔性动力学发生的频率相对于系统闭环频宽较高时，可以将其看作影响很小的建模误差，分析时给予合理忽略；或当柔性模态确定时，通过零极点相消等控制方法消除主导柔性模态影响<sup>[41]</sup>。但如要实现更高的动态频宽满足新一代高端制造装备的需求，原有基于刚性结构的控制器设计就不能忽略这些百赫兹附近的高阶动力学的影响。同时，因负载变化或负载运动等因素导致动力学具有不确定性<sup>[43]</sup>，不适宜采用零极相消等依赖精确模型的控制技术。为此，必须考虑冗余直驱系统的结构特点，分析刚柔多阶耦合动力学的综合建模方法，为引入高性能协同控制器提供基础。

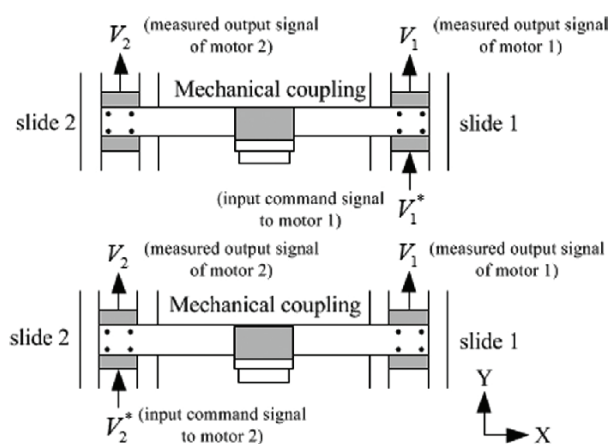


图 1-3 现有建模研究示意图一

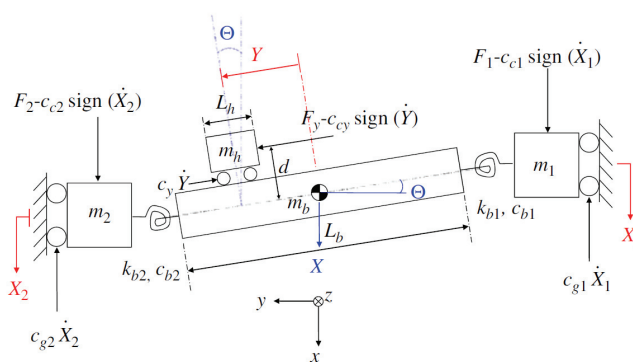


图 1-4 现有建模研究示意图二

由于该类闭链系统耦合动力学的复杂性，对其结构特性和产生机理的研究工作具有一定挑战性；且目前来看还远不够充分，这从绝大部分同步控制仍是基于各轴单独的刚性动力学模型这一现状也可以侧面得出结论。目前的建模研究可以总结为以下几类：**Hsieh**等人<sup>[44]</sup>和**Yao**等<sup>[45]</sup>为代表的一类研究工作是通过单边激励得到耦合系统输入输出的黑箱线性模型，如图 1-3 所示，但并没有研究耦合动力学的产生机理，因此不具有普遍应用价值。**Tsai**等人<sup>[46]</sup>和沈阳工业大学<sup>[47]</sup>等为代表的一部分研究工作尝试将横梁整体视为柔性结构从而在各单轴控制模型中引入附加的耦合外力项描述，是对耦合动力学的一种较为粗糙的处理方式。**Teo**等人<sup>[22, 48]</sup>、**Lin**等人<sup>[33]</sup>和沈阳工业大学<sup>[49]</sup>等为代表的一类研究工作则将横梁和移动头视为自由刚体，选取移动头位移、横梁位移、横梁旋转角度为广义坐标，基于拉格朗日方程建立了系统三自由度模型；虽然通过横梁旋转运动引入了运动学耦合，然而

模型过于简化,从根源上忽略了冗余驱动轴和横梁的连接及约束带来的动力学耦合,并且自由度的定义也与两电机由横梁刚性连接所造成的完整约束不符。针对驱动器部件与横梁的连接, Park 等<sup>[36]</sup>研究了约束刚度和系统频宽的关系,注意到高刚性轴间连接可能产生的过度内力影响,在系统的结构设计中主动引入关节柔性以避免机械损坏,然而对刚性的妥协必然丢失了冗余直驱结构本可以带来的高精度高动态优势。类似其所提出的柔性关节概念, García-Herreros 等人<sup>[50, 51]</sup>、Kamaldin 等人<sup>[52]</sup>、以及华中科技大学<sup>[26]</sup>等为代表的一类研究工作将其中横梁和两侧电机导轨之间的连接视为旋转柔性铰链来引入耦合动力学(如图 1-4 所示),用集中参数模型来描述,通过拉格朗日方法建立  $X$  向移动头运动、 $Y$  向横梁运动、 $\Theta$  向横梁旋转三个自由度的系统模型;虽然一定程度上描述了耦合动力学的特性,仍存在可以改进的地方,即这种对耦合结构的近似处理方法违背了文中对运动约束的描述及横梁刚性假设——如果刚性横梁没有横向运动,仅仅通过纯旋转柔性铰链无法提供其所描述的横梁旋转自由度  $\Theta$ ——因而不能完全体现其实际机理特性。

总体来说,对于冗余直驱运动平台各部件完整的运动和动力学关系描述、耦合动力学的产生机理分析建模及实验验证等仍没有系统性的研究成果。此外在设法深入研究的基础上,如何基于刚柔耦合特性对同步控制性能影响关系的分析,选取适于模型参数在线辨识和非线性补偿控制实现的刚柔耦合综合参数化多输入多输出控制模型,则是更进一步需要开拓的研究方向。

## 1.2.2 直线电机精密运动控制概述

直接驱动传动系统通过消除中间传动链获得结构简洁且刚度高、易于实现高速高加速度等硬件上的优点,但也因没有中间传动机构的强衰减作用,负载端的各种冲击干扰直接作用于系统,造成其动力学具有很大的参数不确定性(如负载变化带来大的驱动惯性不确定性)和不确定非线性(强外干扰影响)的特点,传动刚度(即传动系统抵抗外力产生驱动位置偏差的能力)几乎完全取决于所用控制器的抗干扰性能<sup>[53]</sup>。此外,低速摩擦力、非线性电磁驱动力等非线性动力学,以及直驱机构硬件设计上的限制也使得系统往往存在较强的电磁定位力等干扰,如不加抑制或补偿容易造成控制系统性能的严重退化甚至失稳。国际学术界围绕直驱系统干扰观测、非线性补偿、鲁棒自适应控制等技术,开展了大量深入研究,如前馈控制<sup>[54]</sup>、自适应控制<sup>[55, 56]</sup>、干扰观测控制<sup>[57]</sup>、重复模型预测控制<sup>[58]</sup>、迭代学习控制<sup>[59, 60]</sup>,以及各种滑模控制等<sup>[61, 62, 63]</sup>,取得了较好的效果。

针对存在参数不确定性和不确定非线性的系统, Yao 提出了一种面向高性能的非线性 Adaptive Robust Control (自适应鲁棒控制)理论框架<sup>[64, 65, 66]</sup>,如图 1-5 所示,从理论上严格证明了所提控制方法可以同时取得传统鲁棒控制<sup>[67, 68]</sup>和鲁棒自适应控制<sup>[69, 70]</sup>所能达到的

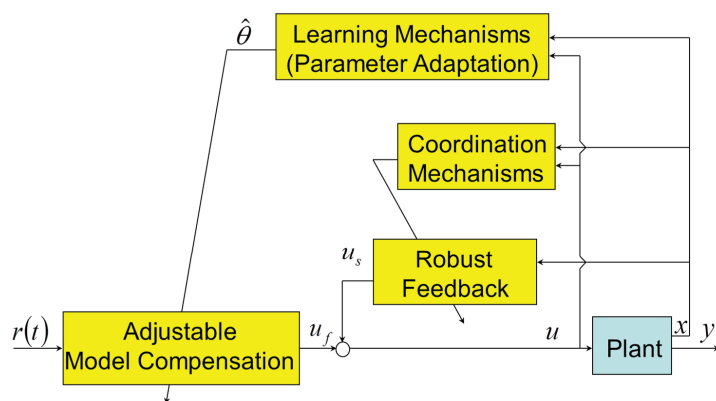


图 1-5 自适应鲁棒控制理论框架

控制性能，因此也克服了学术界长期未能解决的鲁棒控制和鲁棒自适应控制各自的控制性能限制问题：（1）鲁棒控制器的整体控制性能的保守性；（2）自适应控制器的瞬态控制性能的未知性，以及在系统有时变干扰时的瞬态及稳态控制性能的未知性。该理论已成功应用于单/双轴直线电机系统<sup>[71, 72]</sup>、电液机械臂<sup>[73]</sup>和气动并联平台<sup>[74]</sup>等机电系统基础原型装置的精密控制，在较大负载变化、参数未知和短暂干扰情况下，都能保证系统获得良好的稳态和高性能的伺服跟踪效果<sup>[75]</sup>。此外，提出了对直线电机系统中制约性能提升的非线性环节如执行器输入饱和、定位力的实时辨识和补偿、摩擦力的有效建模和补偿控制方法<sup>[76, 77, 78]</sup>，并考虑单轴直线电机系统的主导柔性，设计了基于  $\mu$ -synthesis 的 ARC 方法来提高系统动态响应<sup>[79]</sup>。并考虑系统实际动力学约束及状态物理限制等，提出了面向系统性能最优的受限优化模型补偿 ARC 运动控制方法理念，发展多回路多采样率的设计理论，实现硬件驱动限制下动静态性能极限提升<sup>[80, 81]</sup>。

### 1.2.3 冗余双电机同步/协同控制概述

如何协调多个驱动器的运动是机电控制中一个研究热点，研究者已经开展过大量关于同步控制<sup>[82, 83, 84, 85, 86]</sup>和多轴协调控制<sup>[87, 88, 89, 90, 91]</sup>的工作。前者——即本文的研究情形——的控制目标是控制不同的冗余驱动器来跟踪相同的运动；而后者是控制多个驱动轴使得末端执行器在任务空间中实现预定的运动，即轮廓跟踪<sup>[92]</sup>。传统的同步控制<sup>[9, 10, 32, 82, 93, 94, 95, 96]</sup>大体可归结为三类：（1）同等控制法<sup>[82]</sup>，也称为主参考指令方法，即由主指令产生器生成一个共同的参考轨迹并同步传递到所有驱动轴，各个轴控制器在参数尽量匹配下同等的跟踪这个参考轨迹。（2）主从控制法<sup>[97, 98]</sup>，即以一较慢响应轴作为主驱动轴，跟踪系统参考轨迹，其余较快响应轴为从动轴，跟踪主驱动轴的运动。（3）

交叉耦合协调控制法<sup>[99]</sup>，即将自身的轨迹误差和轴间的同步误差耦合作为新的误差输入控制器以计算控制量，通过交叉耦合<sup>[100, 101]</sup>方式满足自身轨迹误差和轴间同步误差同时镇定的要求<sup>[102]</sup>。前两类控制方法由于缺少轴间信息的反馈（例如主从控制中从动轴的信息不能反馈到主动轴）因而具有先天的性能局限性。而交叉耦合方法通过同步误差相关的交叉耦合项将多轴系统结合起来设计控制器，可以改善同步性能。对于第三类同步控制，如果将其同步误差的概念与轮廓误差稍作比较，就可以发现这种控制方法实际上可以看做是多轴协调控制的一个特例应用。

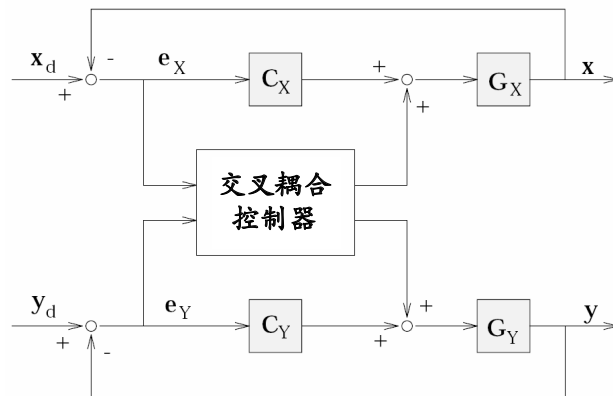


图 1-6 协调运动控制中发展的交叉耦合思想

近来，同步控制的研究集中在基于协调控制中交叉耦合控制理念<sup>[100]</sup>（如图 1-6 所示），尝试利用各冗余轴的反馈信息以及应用各种先进控制器设计理论，以解决系统在各轴不同动力学特性或干扰的影响下能够达到更好的运动同步的问题。例如交叉耦合中同步偏差的前馈补偿<sup>[99]</sup>、最优 PID 参数设计的交叉耦合同步控制<sup>[21, 83, 103]</sup>、基于同步误差观测器或同步误差性能指标的最优同步控制<sup>[10, 26, 104]</sup>、基于交叉耦合参考模型的预测同步控制<sup>[105, 106]</sup>、基于同步误差及速度同步误差的自适应同步控制<sup>[27, 107, 108, 109]</sup>、鲁棒同步控制<sup>[25, 32, 110]</sup>、干扰观测同步控制<sup>[84, 111]</sup>、滑模同步控制<sup>[26, 112, 113]</sup>、模糊和智能同步控制<sup>[30, 33, 49, 114, 115]</sup>等，都在运动同步控制方面取得了较好的成果。

然而从研究现状也可以看到，由于对冗余直驱运动系统存在的刚柔耦合模型的分析研究较少，在同步控制中对耦合动力学的影响很难有较好的处理方法。同时，绝大部分同步控制研究基本沿着协调控制的思路发展，着眼于通过减小各轴的运动轨迹跟踪误差以及相互之间的同步误差来实现运动同步。这种通过纯运动控制补偿的方式虽可以达到一定程度上的位置同步，但却忽略了多轴系统协调轮廓控制和冗余驱动系统同步控制的本质区别——后者的动力学是完全耦合的，而前者主要需要考虑的是各轴运动学的耦合（如图 1-7 所示）。对于高刚性闭链结构的冗余精密直驱系统而言，即使较小的同步运动误差也容易

因强耦合动力学而造成较大的轴间耦合内力，可能激发高阶动力学进而降低系统控制性能，甚至使系统失稳，这也成为制约系统控制性能进一步提升的瓶颈。为了实现此类系统的高动态高精度平稳控制，真正发挥冗余驱动所能带来的高性能潜力，强抗干扰的高精度运动跟踪能力以及抑制轴间过度的内力影响是控制中需要关注的两个核心问题，因而仅仅通过运动同步控制方法和思路并不能有效解决。为此，有必要在研究冗余直驱运动平台刚柔耦合模型的基础上，研究设计面向更高性能的兼顾轴间内力和运动性能协调最优的协同控制新方法。

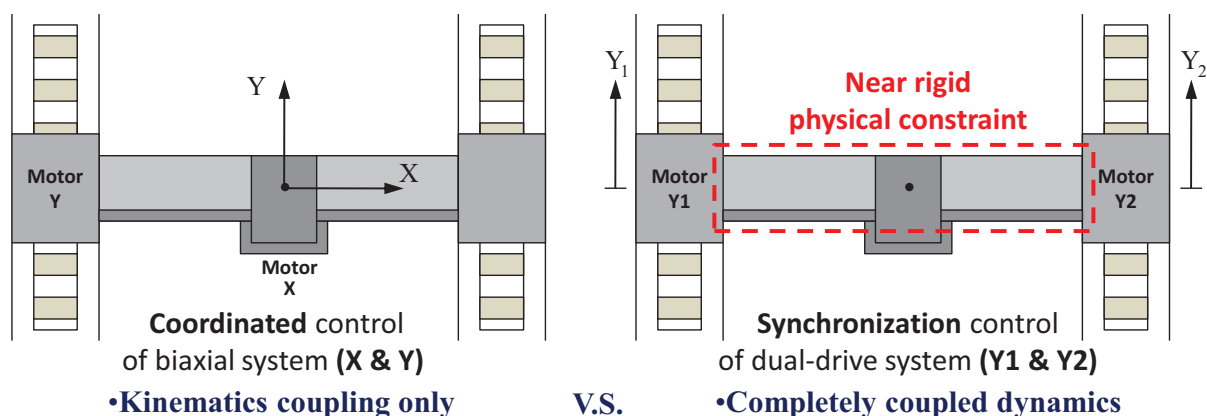


图 1-7 本文明确指出的多轴协调控制与冗余协同控制的本质区别

## 1.3 研究意义及研究内容

### 1.3.1 课题的来源及研究意义

本课题针对工业界广泛应用的冗余直驱精密运动平台，创新地提出了兼顾轴间内力与运动性能的协同控制理念。为此，探索此类系统基于物理连接刚性和滚珠导轨副支撑柔性的闭链结构刚柔耦合模型与柔性动力学表示方法，提出适用于冗余直驱系统的兼顾轴间内力和运动性能协调优化的协同控制新方法，最终实现此类冗余直驱运动平台系统的高动态高精度协调同步运动以及强抗干扰性能。论文的研究密切结合机电系统高效精密直驱传动基础理论，以及国家发展高端装备制造业的重大需求，为冗余直驱运动系统提供一套系统性刚柔耦合分析和精密协同控制理论方法，因而具有较强的实际意义和科学意义。

本课题来源于国家自然科学基金资助项目“闭链结构冗余直驱运动平台的刚柔耦合特性分析与精密协同控制方法研究”（No.51475412）和“高速高精度运动控制理论及方法的基础研究”（No.50528505）。课题研究也受益于教育部长江学者奖励计划、中组部千人计划的支持。

### 1.3.2 研究内容

本课题的研究着眼于冗余直驱运动平台的精密协同控制，在分析了性能需求驱动下高刚性物理连接的发展必然性后，明确了该类具有强耦合动力学的对象系统的控制问题与仅考虑运动学耦合的多轴协调轮廓控制问题之间往往被忽视的重要区别，提出了不仅考虑运动跟踪控制，同时兼顾轴间内力协调的协同控制创新理念。对于此类冗余直驱运动系统的精密协同控制，给出一套比较完整的建模、分析、控制新方法。

为此，论文主要开展了以下几个部分的研究工作：

#### 一、冗余直驱运动系统的刚柔耦合建模辨识及实验分析

对冗余闭链结构的深入分析和耦合动力学建模是高性能系统控制的基础。首先针对本文的对象系统，从通用的冗余驱动结构出发，系统性地给出综合考虑刚体/柔体动力学耦合的分析和建模方法，并辅以实验验证。此外针对现有运动同步控制方法，通过动力学分析和实验分析了制约其性能的主要限制因素。

具体包括以下内容：（1）研究刚性物理连接和柔性支撑耦合结构及动力学的产生机理，对平台各运动部件给出完整的运动描述和动力学转换关系，提出刚柔耦合综合动力学模型；（2）研究所得模型的高阶动力学及刚柔耦合特性，分析旋转动力学引起的柔性模态的特点及在同步控制中的影响体现；（3）针对一个具体的冗余直驱运动平台及实验系统，设计辨识实验，验证所提刚柔耦合模型的有效性；（4）设计传统基于运动同步的交叉耦合控制器，并通过实验研究耦合特性对系统控制性能的影响。

#### 二、基于推力分配策略的冗余双直线电机协同控制研究

针对冗余直驱运动系统中的各驱动轴间耦合可能激发高阶旋转动力学和相应柔性模态影响进而使控制性能受限的问题，依据耦合动力学产生机理和内力约束关系的分析结果，提出一种简单有效的协同控制方法，即不仅通过直线电机的自适应鲁棒控制理论考虑系统高精度高动态的运动性能，还通过推力分配算法避免轴间产生过度的内力以保证系统高精度平稳运行。并在此基础上，对负载分布未知、变化或运动情况下的推力分配算法进行补充和完善，进一步提高所提协同控制方法的控制性能和实用价值。

具体包括以下内容：（1）研究冗余驱动系统横梁运动与力调节问题描述，研究耦合特性相关的内力约束平衡方程；（2）提出基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制器及总体结构设计；（3）针对系统存在的不确定影响，设计上层自适应鲁棒运动跟踪控制算法；（4）针对轴间耦合内力影响，设计下层推力分配算法；（5）考虑负载分布未知或变化，研究自适应推力分配算法；（6）考虑实际中可知的移动头运动，研究负载运动补偿推力分配算法；（7）进行对比实验研究，验证所提出算法的性能。

### 三、考虑高阶旋转动力学的冗余双直线电机多变量协同控制研究

在所得到的刚柔耦合模型以及基于推力分配策略的协同控制方法基础上,更进一步,在控制器设计中直接考虑高阶旋转动力学以控制轴间内力,在各种不确定性及外干扰影响下都保证内力与运动的瞬态性能与稳态控制性能,最终提出有效解决内力与运动性能精密协同控制问题的多输入多输出控制器设计方法。

具体包括以下内容:(1)基于所得到的刚柔耦合完整模型,获取与运动状态、旋转动态、多输入控制变量以及未知非线性相关的完整内力运动约束关系,建立适用在线参数学习和补偿控制实现的参数化多变量耦合控制模型;(2)研究直接考虑旋转动力学的多输入多输出协同控制算法,设计兼顾内力性能与运动精度的高性能自适应鲁棒协同控制器;(3)考虑实际反馈中测量噪声的影响,研究期望补偿的多输入多输出自适应鲁棒控制器设计;(4)对所提出控制算法的性能提升和高精度控制效果进行实验研究和验证。

全文的组织结构如图 1-8 所示。

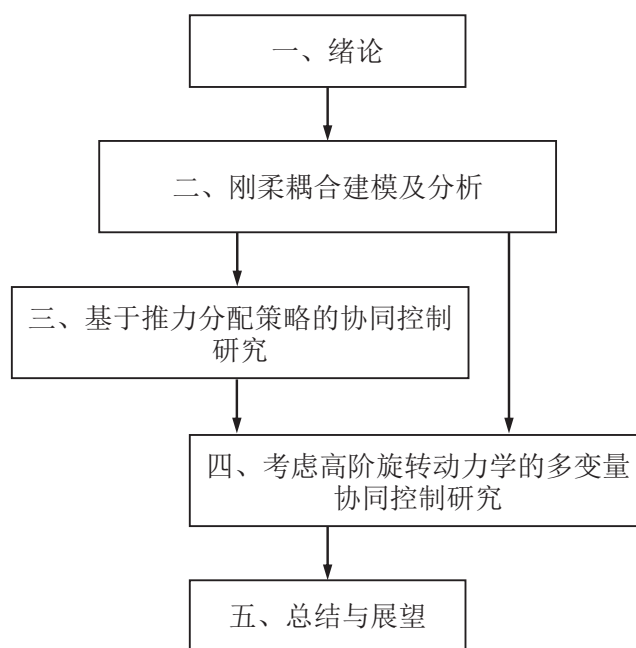


图 1-8 本文的组织结构

## 1.4 本章小结

1、概述了冗余直驱运动平台系统的需求驱动背景,阐述其应用发展趋势。分析驱动传动方式和结构形式特点,明确了包括刚柔耦合建模、直驱系统控制、冗余电机协同控制在内的该类系统所面临的主要问题。

2、简要详细介绍了冗余直驱运动平台的建模研究工作，着重分析目前在耦合动力学建模及特性分析方面的研究现状和存在问题。

3、介绍了直线电机精密运动的控制方法理论、应用及面向高性能的先进控制理论发展情况。

4、详细介绍了目前冗余双电机同步控制的研究工作和存在的问题，分析了目前单纯基于各电机运动同步控制方法的不足，指出了全面考虑运动与力性能的协同控制研究的必要性。

5、指出了本课题的研究来源和研究意义，介绍了论文研究工作的主要内容。

## 第二章 冗余直驱运动系统的刚柔耦合建模辨识及实验分析

**摘要：**本章针对冗余直驱运动平台的龙门闭链结构，采用机理建模的方式，基于滚动直线导轨副的弹性分析给出了横梁平移与旋转运动的完整描述，并通过研究各个部件间的力、运动关系，建立了基于物理连接刚性和导轨副支撑柔性的刚柔耦合系统动力学模型。对所得到的模型进行简化后，分析高阶线性动力学及其受到导轨副支撑刚度影响的模态特性。在具体的双直线电机冗余驱动的龙门运动实验平台上，进行了相应的系统辨识实验，验证了所提出系统模型的有效性，分析了高阶旋转动力学的形式和频域范围。此外根据现有考虑运动同步的控制策略，设计了基于交叉耦合同步误差模型的自适应鲁棒同步控制器作为代表性实施例，通过对比不同控制参数的实验结果，研究了耦合动力学对同步控制性能的限制，为进一步设计高性能的协同控制器做了铺垫。

### 2.1 引言

冗余直驱运动平台由于其对运动和定位精度的需求，对机械结构有严格的要求，一般表现为采用各冗余驱动元器件或驱动轴间高刚性的物理连接来实现更高的整体频宽<sup>[36]</sup>。高刚性的物理连接，例如冗余直驱运动平台中的横梁结构使得各驱动电机的动力学之间具有强耦合特性，所形成的闭链结构将显著影响系统整体特性<sup>[116]</sup>，使之不能再作为各轴单独的动力学模型来分别建模和控制。

对于直驱系统广泛使用的直线导轨，Ohta 等<sup>[39]</sup>分析了滚珠的弹性变形和基于等效刚度的接触应力模型。Zheng 等<sup>[41]</sup>则针对单轴直线电机系统中导轨引起的高频柔性模态进行了研究和验证。这些研究说明，直驱系统在具有较高结构刚度优点的同时，仍会因其部分结构特点（如导轨运动副支撑的相对柔性）产生高频振动<sup>[37]</sup>，即存在柔性动力学。

因此，研究冗余直驱运动平台完整的刚体/柔体耦合动力学模型，是实现冗余驱动轴间精密协同控制的必要基础。然而由于该类闭链系统复杂的耦合动力学结构尚没有系统完善的研究，绝大部分同步控制研究仍是基于各轴的刚性动力学模型而忽略相互之间的耦合影响，只将其作为外干扰来处理。近年来少数的研究者开始对耦合结构进行建模研究，例如将横梁整体视为柔性结构从而在各单轴控制模型中引入耦合力项<sup>[46,47]</sup>，或是利用拉格朗日方法对系统横梁和移动头运动整体系统进行集中参数模型描述<sup>[22,26,33,50]</sup>等等，模型实际物理意义不够完善，并缺乏有效的辨识实验验证。从目前已有的研究工作来看，有必要对冗余直驱运动平台的闭链多体结构进行分析，对各驱动电机和物理连接的运动、力关系进行

完整描述，从而进一步研究耦合动力学的产生和作用机理，并以此为基础构建精确且适用于实时控制实现的冗余直驱运动系统完整耦合模型并加以验证。此外通过模型特性分析，研究耦合动力学对系统控制性能的影响，也对设计高性能精密协同控制器具有重要的指导意义。

## 2.2 冗余直驱运动平台系统动力学建模

本节将从 H 型运动平台的通用龙门结构着手，以机理建模的方式，给出冗余直驱运动平台系统中各组成构件（刚性的驱动器与物理连接件和相对柔性的导轨运动副支撑部分等）相互之间的力、运动转换关系，进而建立其刚体与柔体结合的机构运动学和动力学模型。

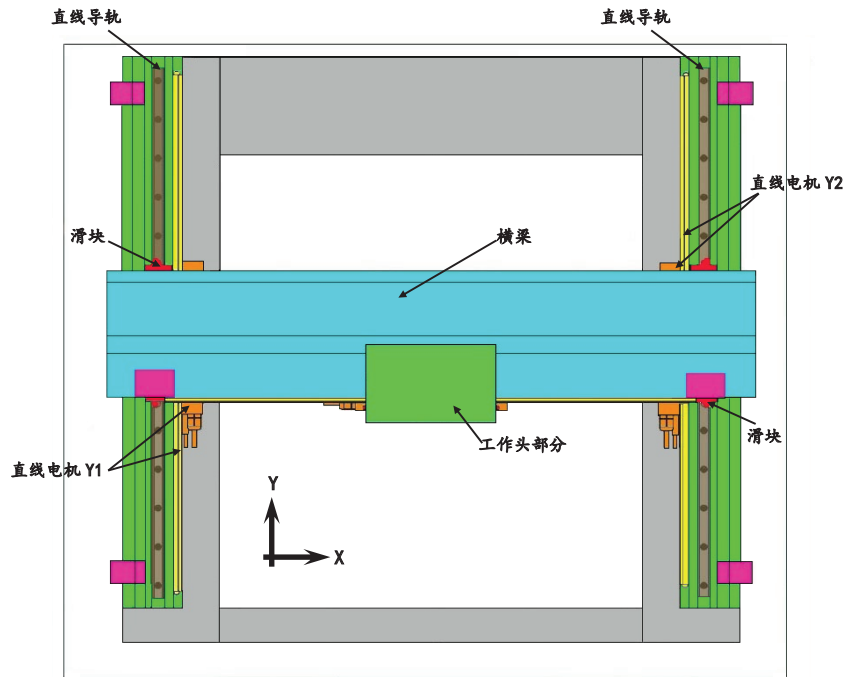


图 2-1 双边冗余驱动龙门平台示意图

图 2-1 所示的是双边直线电机冗余驱动的 H 型龙门运动平台结构示意图。两侧为并行导向安装的精密直线导轨，在导轨之上安装有横梁结构。工作中通过分别安装在两个导轨处的直线电机共同驱动，可以实现横梁沿 Y 轴方向的运动。直线电机 Y1 和 Y2 的定子分别与横梁两端固定连接，而其定子分别沿两直线导轨排列。横梁上的工作头则由另外的电机驱动实现沿 X 方向的运动。为简单起见，以下建模中首先假定移动工作头刚性固定在横梁上。

### 2.2.1 滚珠式滚动直线导轨副

滚动直线导轨副由于其低成本、高精度、高可靠性、易于实现标准化、刚性高且可调等特点，已经成为各种机床、精密电子机械中不可或缺的重要功能部件<sup>[117]</sup>，其中，滚珠式滚动直线导轨副在本文所研究的冗余直驱精密运动平台上具有最普遍的应用。如图 2-2 所示，滚动直线导轨副主要由带循环沟槽的滑块、滚珠以及直线导轨等部分构成。由于滚珠和结合部自身相对而言较低的刚度<sup>[39, 118]</sup>，一般可将其作为弹性单元来考虑。因此，虽然驱动电机的动子、横梁、导轨副的滑块因刚性连接在一起而整体可以视为刚性结构，系统整体仍然受到导轨副支撑柔性的影响。具体来说，除了产生沿导轨导向的运动外，滑块在受到显著的外作用力时，还有可能产生垂直于导轨导向的横向运动，而这也正是本文建模研究的出发点之一。

考虑到在安装导轨副时施加预紧力所造成的预压缩，滚珠结合部产生的柔性效应在横向方向可以用沿导轨导向分布的双向弹簧单元来近似表示。在简化平面示意图 2-3 中，滑块 1 和滑块 2 分别与横梁两端刚性连接，滑块与导轨之间通过双向弹簧支撑。假设直线导轨安装时的几何平行度可以充分保证，导轨副安装时施加的预紧力也不存在不均衡的情况，那么当横梁垂直于导轨放置时，由于导轨柔性支撑而对滑块施加的净横向力为零，即双向弹簧处于平衡状态。

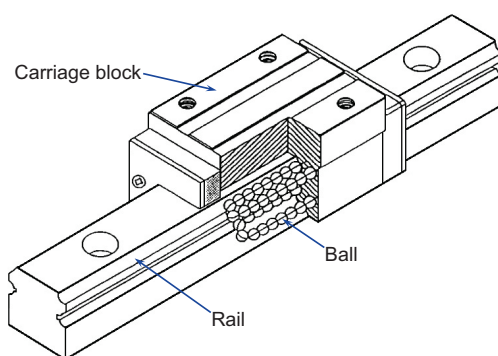


图 2-2 滚珠式滚动直线导轨副结构示意图

### 2.2.2 运动学描述

以  $OXY$  表示固定于  $O$  且  $Y$  轴平行于直线导轨导向的惯性世界坐标系，其原点到两导轨距离相等。以  $G$  代表横梁、直线电机动子、滑块构成的刚性一体移动部分的质心； $l_1$  和  $l_2$  分别代表质心到两直线导轨的距离，即  $|GP_1| = l_1$ ， $|GP_2| = l_2$ ；其中  $P_1$  和  $P_2$  为固定在横梁上的两点（在图 2-3 所示平衡状态下， $P_1$  和  $P_2$  分别处于过质心的横梁轴线与两直

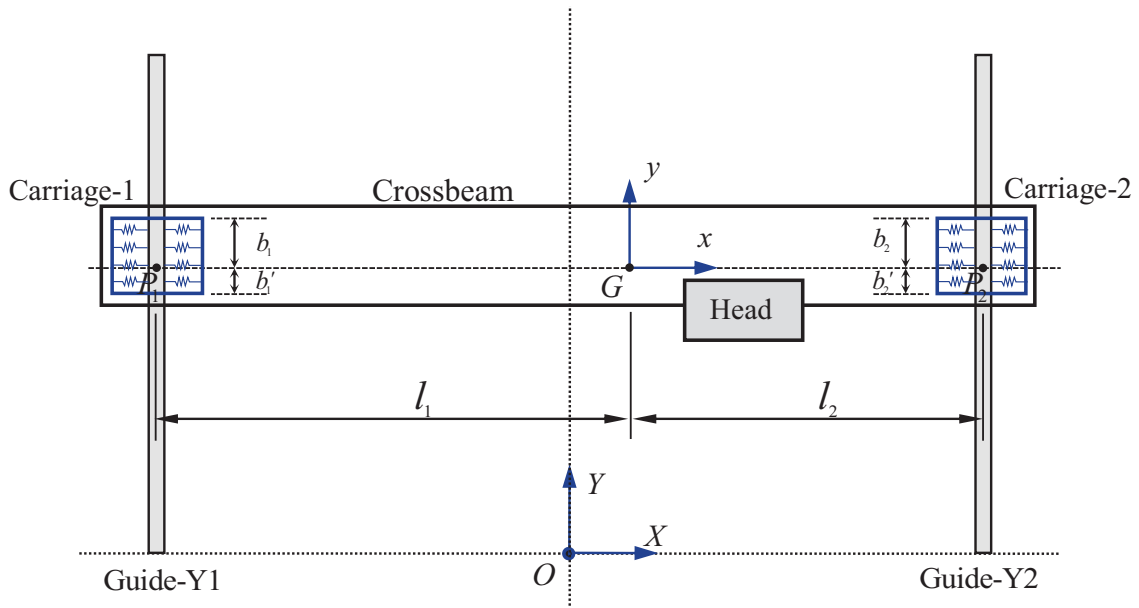


图 2-3 平台静态示意图

线导轨的交点位置)。滑块 1 的有效长度——滚珠弹性支撑分布长度——在  $P_1$  点两侧分别表示为  $b_1$ ,  $b_1'$ ; 滑块 2 在  $P_2$  点两侧的有效长度分别为  $b_2$ ,  $b_2'$ 。

如果以  $Gxy$  表示原点位于  $G$  且坐标轴平行于  $OXY$  的运动参考坐标系,  $G\tilde{x}\tilde{y}$  表示固定于  $G$  且  $\tilde{x}$  轴平行于横梁长度方向的附体坐标系 (如图 2-4 所示), 则横梁在  $OXY$  平面运动可以通过以下三个广义坐标完整地表述出来: 即质心位置坐标  $x_G$ ,  $y_G$ , 以及附体坐标系  $G\tilde{x}\tilde{y}$  的旋转角度  $\alpha$ 。在这种平面刚体运动定义下,  $P_1$  点和  $P_2$  点在  $OXY$  中的位置可以分别定义为  $P_1(x_1, y_1)$  和  $P_2(x_2, y_2)$ , 其中  $y_1$  和  $y_2$  信息可通过直线光栅编码器测量得到以供之后的控制器设计使用。在本文中, 我们假设旋转角度  $\alpha$  很小, 即关于  $\alpha$  的非线性函数都可以用其线性项近似描述, 由图中可以得到

$$\begin{aligned}
 x_1 &= x_G - l_1 \cos(\alpha) \approx x_G - l_1, \\
 y_1 &= y_G - l_1 \sin(\alpha) \approx y_G - l_1 \alpha, \\
 x_2 &= x_G + l_2 \cos(\alpha) \approx x_G + l_2, \\
 y_2 &= y_G + l_2 \sin(\alpha) \approx y_G + l_2 \alpha
 \end{aligned} \tag{2-1}$$

令  $l = l_1 + l_2$ , 可知

$$\begin{aligned}
 y_G &= \frac{l_2}{l} y_1 + \frac{l_1}{l} y_2 \\
 \alpha &= \frac{1}{l} (y_2 - y_1).
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

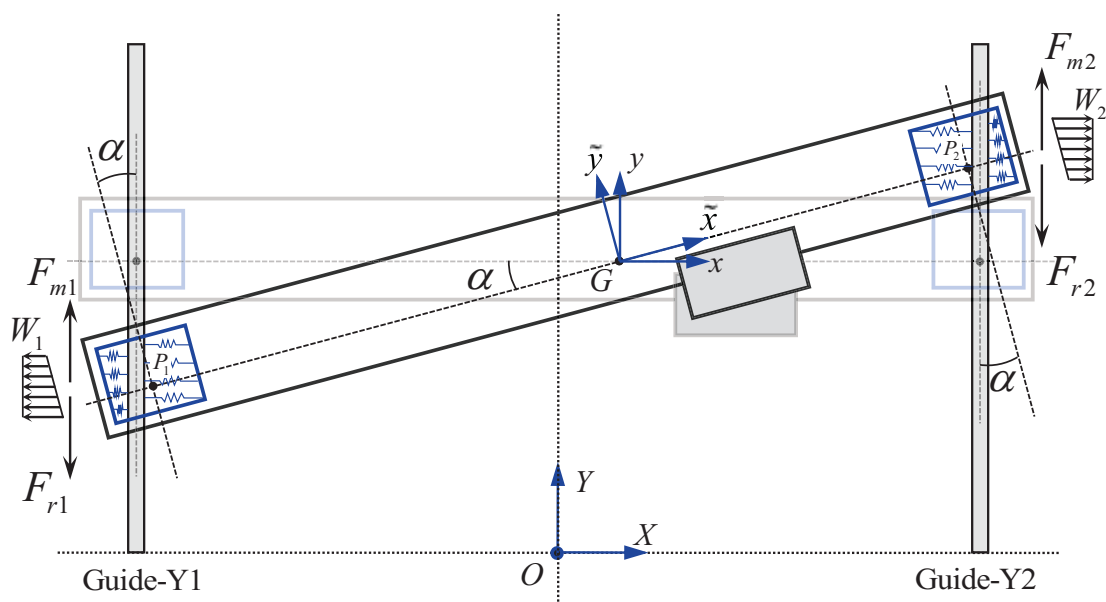


图 2-4 平台运动示意图

### 2.2.3 刚柔耦合动力学模型

在上图中， $F_{m1}$ 、 $F_{m2}$  和  $F_{r1}$ 、 $F_{r2}$  分别代表直线电机产生的电磁驱动力和导轨处的摩擦力。直线电机控制模型中的电气动力学是我们已知的一类明显存在的高频动力学。目前工业应用的直线电机系统，其电机的驱动器环节，在完成功率放大和驱动的同时，内部提供电流环可采用 PI 负反馈控制方法，经过 PWM 功率驱动级产生驱动电压，最终在电阻电感电路里形成电机的驱动电流。经过 PI 增益的优化调制，电流环的稳态增益为 1，且其闭环频宽可高达几千 Hz，电流内闭环足够快的频响使得我们可以在忽略电气动力学后，将电机驱动力模型描述为

$$\begin{aligned} F_{m1} &= K_1 u_1, \\ F_{m2} &= K_2 u_2 \end{aligned} \tag{2-3}$$

其中  $u_1$  和  $u_2$  是控制输入电压信号， $K_1$  和  $K_2$  为相应的推力常数。类似于单个直线电机的建模控制问题，摩擦力模型则可以描述为以下形式<sup>[71]</sup>

$$\begin{aligned} F_{r1} &= B_1 \dot{y}_1 + A_1 S_f(\dot{y}_1), \\ F_{r2} &= B_2 \dot{y}_2 + A_2 S_f(\dot{y}_2) \end{aligned} \tag{2-4}$$

其中  $B_1$  和  $B_2$  是粘性摩擦力系数， $A_1$  和  $A_2$  是库伦摩擦力系数。对于非线性摩擦力的模型， $S_f(\bullet)$  通常选取为一个能够近似符号函数  $\text{sgn}(\bullet)$  的连续函数，例如将  $S_f(\bullet)$  取作参数  $\rho$

足够大的已知光滑函数  $S_f(\bullet) = \arctan(\rho\bullet)$ 。在本文的研究情形中还需注意到，由于导轨副并没有将横梁的横向自由度完全限定，因此不协调的两电机运动可能会导致横梁的旋转运动，并使得滚珠支撑产生不均衡的横向变形，继而表现为对移动刚体施加了分布式横向作用力  $W_1$  和  $W_2$ ，即轴向内力。具体推导如下。

由 (2-1) 式可知，横梁运动所引起的  $P_1$  点和  $P_2$  点处沿  $X$  轴向额外变形为

$$\begin{aligned} s_{P_1} &= x_1 + 0.5l \approx \tilde{x}_G, \\ s_{P_2} &= x_2 - 0.5l \approx \tilde{x}_G \end{aligned} \quad (2-5)$$

$\tilde{x}_G$  为质心  $G$  相对于其平衡位置的  $X$  轴向位移

$$\tilde{x}_G = x_G - 0.5(l_1 - l_2) \quad (2-6)$$

令  $\zeta_i$  表示导轨  $Y_i, i = 1, 2$  处各点到  $P_i$  沿  $\tilde{y}$  轴方向的几何距离，对于  $\zeta_i \in [-b'_i, b_i], i = 1, 2$  范围内的任一分布点，其横向变形可以描述为

$$s_{\zeta_i} = s_{P_i} - \zeta_i \sin(\alpha) \approx \tilde{x}_G - \zeta_i \alpha \quad (2-7)$$

令  $k_{si}$  表示单位分布长度上双向弹簧的等效刚度，则轴向力的分布形式可以描述为

$$w_i(\zeta_i) = -k_{si}s_{\zeta_i} \approx -k_{si}(\tilde{x}_G - \zeta_i \alpha) \quad (2-8)$$

于是，系统动力学可以写为以下形式

$$M\ddot{\tilde{x}}_G = \sum_{i=1}^2 \int_{-b'_i}^{b_i} w_i(\zeta_i) d\zeta_i \approx -K_s \tilde{x}_G + C_{x\alpha} \alpha \quad (2-9)$$

$$M\ddot{y}_G = F_{m1} + F_{m2} - F_{r1} - F_{r2} \quad (2-10)$$

$$J\ddot{\alpha} = -(F_{m1} - F_{r1})l_1 + (F_{m2} - F_{r2})l_2 + \sum_{i=1}^2 M_{\alpha i} \quad (2-11)$$

其中  $M$  和  $J$  分别为运动刚体整体的质量和转动惯量， $K_s$  代表横向刚度

$$K_s = \sum_{i=1}^2 k_{si}(b_i + b'_i) \quad (2-12)$$

$C_{x\alpha}$  为耦合系数

$$C_{x\alpha} = \sum_{i=1}^2 k_{si}(b_i^2 - b_i'^2) / 2 \quad (2-13)$$

用  $M_{\alpha i}$  项用来描述不平衡轴向力产生的力矩对旋转动力学的影响

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^2 M_{\alpha i} &= - \int_{-b'_1}^{b_1} w_1(\zeta_1) \left[ -l_1 \sin(\alpha) + \zeta_1 \cos(\alpha) \right] d\zeta_1 \\ &\quad - \int_{-b'_2}^{b_2} w_2(\zeta_2) \left[ l_2 \sin(\alpha) + \zeta_2 \cos(\alpha) \right] d\zeta_2 \\ &\approx C_{x\alpha} \tilde{x}_G - K_\alpha \alpha \end{aligned} \quad (2-14)$$

其中  $K_\alpha$  代表旋转刚度

$$K_\alpha = \sum_{i=1}^2 \frac{1}{3} k_{si} (b_i^3 + b_i'^3) \quad (2-15)$$

从上述模型也可看出，实际中滚珠导轨副的高等效刚度  $k_{si}$  使得 (2-9) 式中的横向刚度  $K_s$  和 (2-14) 式中的旋转刚度  $K_\alpha$  较大，继而限定了横梁横向运动和旋转角度较小的动态。

## 2.3 线性动力学特性分析

### 2.3.1 模型简化

为了分析模型中的高阶动力学，本节内暂时忽略非线性库伦摩擦力等的影响。此外在大部分实际应用情况下，由于系统相对平衡的结构形式，(2-13) 式所描述的  $C_{x\alpha}$  往往非常小。对于重点关注的横梁  $Y$  向和旋转动力学特性，由于其与横向动力学之间的耦合关系  $C_{x\alpha} \tilde{x}_G$ ,  $\tilde{x}_G + C_{x\alpha}$  非常小，可以忽略这些耦合项影响，即认为  $\tilde{x}_G$  的动力学与余下动力学是解耦的。注意到 (2-1) 式、(2-3) 式以及 (2-4) 式，动力学 (2-10) 和 (2-11) 可以简化为以下形式

$$M \ddot{y}_G = K_1 u_1 + K_2 u_2 - B_t \dot{y}_G + C_{y\dot{\alpha}} \dot{\alpha} \quad (2-16)$$

$$J \ddot{\alpha} = -K_1 l_1 u_1 + K_2 l_2 u_2 + C_{y\dot{\alpha}} \dot{y}_G - B_\alpha \dot{\alpha} - K_\alpha \alpha \quad (2-17)$$

其中

$$B_t = B_1 + B_2 \quad (2-18)$$

$$C_{y\dot{\alpha}} = B_1 l_1 - B_2 l_2 \quad (2-19)$$

$$B_\alpha = B_1 l_1^2 + B_2 l_2^2 \quad (2-20)$$

### 2.3.2 高阶动力学及耦合特性分析

对 (2-17) 式两端进行拉普拉斯变换可以得到  $\mathcal{L}[\alpha]$ ，然后对 (2-16) 式进行同样变换，并将所得到  $\mathcal{L}[\alpha]$  代入，最终  $u_1$  到  $y_G$  和  $u_2$  到  $y_G$  的传递函数可以表示为

$$P_{G1}(s) = \frac{K_1(Js^2 + B_2l_2ls + K_\alpha)}{D(s)} \quad (2-21)$$

$$P_{G2}(s) = \frac{K_2(Js^2 + B_1l_1ls + K_\alpha)}{D(s)} \quad (2-22)$$

其公共分母  $D(s)$  由以下公式给出

$$D(s) = JM s^4 + (JB_t + MB_\alpha)s^3 + (B_tB_\alpha + K_\alpha M - C_{\dot{y}\dot{\alpha}}^2)s^2 + K_\alpha B_t s \quad (2-23)$$

注意到 (2-19)，实际上我们可以很容易推断出此类系统的旋转刚度足够大  $K_\alpha \gg C_{\dot{y}\dot{\alpha}}^2/M$ ，即满足

$$K_\alpha M - C_{\dot{y}\dot{\alpha}}^2 \approx K_\alpha M \quad (2-24)$$

将上式代入 (2-23)，于是传函  $P_{G1}(s)$  和  $P_{G2}(s)$  可分解为

$$P_{G1}(s) = \frac{K_1}{Ms^2 + B_t s} \frac{Js^2 + B_2l_2ls + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-25)$$

$$P_{G2}(s) = \frac{K_2}{Ms^2 + B_t s} \frac{Js^2 + B_1l_1ls + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-26)$$

$$(2-27)$$

同理，可导出从  $u_1$  和  $u_2$  到  $\alpha$  的传递函数分别为

$$P_{\alpha 1}(s) = \frac{-K_1(Ml_1s + B_2l)}{Ms + B_t} \frac{1}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-28)$$

$$P_{\alpha 2}(s) = \frac{K_2(Ml_2s + B_1l)}{Ms + B_t} \frac{1}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-29)$$

从以上系统动力学中可以直观地看出，低阶动力学的特性以  $Ms + B_t$  的形式体现出来，即我们所熟知的纯刚性动力学；而  $Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha$  则体现了滚珠导轨副支撑柔性的影响，即导致随之而来的高阶动力学具有典型的柔性模态特性，其欠阻尼共振频率由  $\sqrt{\frac{K_\alpha}{J}}$  所确定。

类似地，考虑直接的位置测量信息，这里也给出了  $u_1$ 、 $u_2$  输入到  $y_1$ 、 $y_2$  输出的传递函数，并在后文中进行验证。

$$P_{11n}(s) = \frac{K_1}{Ms^2 + B_t s} \frac{(J + Ml_1^2)s^2 + B_2 l^2 s + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-30)$$

$$P_{12n}(s) = \frac{K_2}{Ms^2 + B_t s} \frac{(J - Ml_1 l_2)s^2 + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-31)$$

$$P_{21n}(s) = \frac{K_1}{Ms^2 + B_t s} \frac{(J - Ml_1 l_2)s^2 + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-32)$$

$$P_{22n}(s) = \frac{K_2}{Ms^2 + B_t s} \frac{(J + Ml_2^2)s^2 + B_1 l^2 s + K_\alpha}{Js^2 + B_\alpha s + K_\alpha} \quad (2-33)$$

## 2.4 辨识实验研究

本节针对上文中所提出的冗余直驱平台刚柔耦合模型的有效性，设计相应的频域辨识实验，主要验证所提动力学模型的有效性，并对除纯刚性动力学外的高阶旋转动力学产生的柔性模态进行相应频域分析。

### 2.4.1 运动控制实验系统介绍

实验研究对象为一个双直线电机冗余驱动的龙门运动平台，整个冗余直驱运动控制实验系统主要由直线电机平台、驱动器、传感器、dSPACE 数据采集及运算系统组成，硬件原理图见图 2-5。

为减小外界对实验系统的干扰和影响，直线电机平台被放置于一个重约 20 吨的隔振平台上。该平台采用两级隔振：外面一层用钢筋水泥铸成，由若干个隔振器支撑；里面一层是一个光学平台，它的下端和侧面均采用若干个小隔振器支撑，以实现与外层之间的二级隔振<sup>[119]</sup>。龙门平台一侧由一台 Anorad 公司提供的 LC-50-200 铁芯无刷直线电机驱动，直线电机配套驱动器为 AB 公司提供的 Ultra3000 系列伺服产品。电机推力常数为 74.2N/V，其最大瞬时推力为 632N，最大持续推力为 279N，最大瞬时驱动电流（峰-峰值，下同）为 24.5A，最大持续电流为 9.2A，另一侧由一台 HIWIN 公司的 LMCD8 无铁芯无刷直线电机驱动，配套的驱动器为 Copley 公司的 Xenus XTL 系驱动器。电机推力常数为 55.6N/V，其最大瞬时推力为 786N，最大持续推力为 262N，最大瞬时驱动电流为 13.8A，最大持续电流为 4.6A。两电机通过横梁与物理连构件刚性连接，使用 THK 公司的精密直线导轨，Y 轴有效工作范围约为 520mm。

两侧驱动器的运动可通过雷尼绍（Renishaw）RLE10 激光干涉仪或 RGH22 系列光栅尺位移传感器来测量。直线光栅尺位移传感器沿两侧导轨方向安装，经细分后实时测量分辨率为 0.5 $\mu$ m，最大测量速度为 2m/s。激光干涉仪的测量范围为 4m，速度测量上限为 2m/s，直线度为  $\pm 10$ nm，Fine 模式分辨率为 20nm，测量精度在外加环境补偿器时为

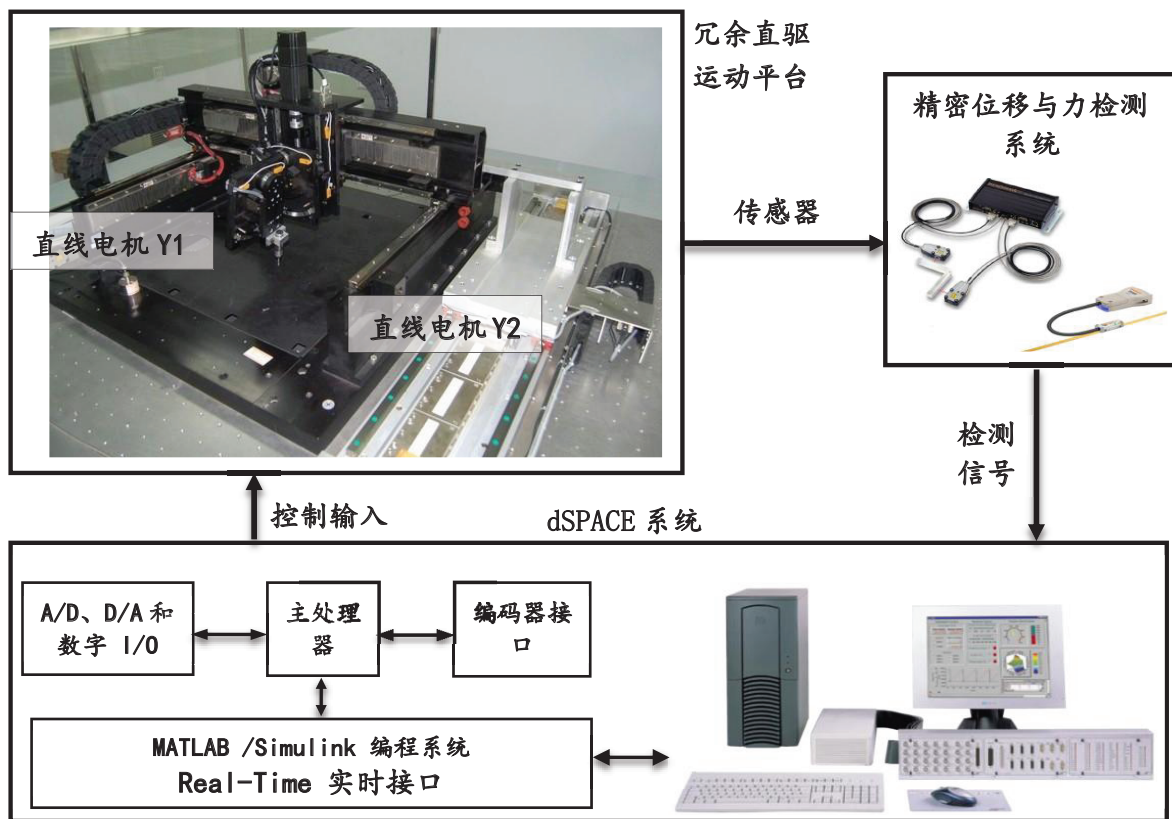


图 2-5 实验系统原理图

$\pm 1ppm$ ，主要用来标定光栅位移传感器。

数字控制系统采用由德国 dSPACE 公司开发的一套基于 MATLAB/Simulink 的设备进行实时控制算法的硬件实现。dSPACE 系统的实时系统功能强大，通过连接上位机 MATLAB/Simulink/RTW 的专用便捷接口，避免了编写大量程序代码的重复劳动，可以有效缩短控制算法开发周期。实验实现过程为，反馈检测信号通过 dSPACE 对应编码器接口实时采集，设计的实时控制算法通过工控机 Matlab/Simulink 编程实现，编译成功后生成相应机器代码并下载到 dSPACE 控制板卡实时运行，通过 D/A 口输出模拟电压控制信号，经过电机驱动器产生驱动电流，控制电机的运动。运行过程中通过 dSPACE 的 ControlDesk 终端软件实现实时显示和数据记录功能。

## 2.4.2 频域响应曲线和辨识结果

对于开环系统的辨识，所给予的激励信号应满足必要阶数的持续激励条件，也就是说，输入信号应提供足够的信息并包含足够多的频率成分。同时需要注意的是，所说的频域响应是指稳态值，信号在采集的时候要尽量减少瞬态响应的部分，以提高分析的准确性。故而如果使用传统的扫频信号，会增加处理数据的复杂程度。注意到线性叠加的特

性，系统对正弦的响应相当于只是做了相位和幅值的偏移或变换，因此在平衡点附近线性化后的系统频域响应模型可以通过分别对输入输出信号进行傅里叶变换而最终估计出来。根据这个原则，这里尝试利用 Matlab 的命令  $[sinesum\ frequs]=idinput([10000\ 1\ 50], 'sine', [0\ 1], [-1\ 1], [4999\ 50\ 1])$  来产生从  $1Hz$  到  $5kHz$  的 4999 个彼此相位尽量避免重叠的正弦信号的叠加作为激励信号，采样频率为  $10kHz$ 。

### 2.4.2.1 $P_{11}(s)$ 的辨识结果

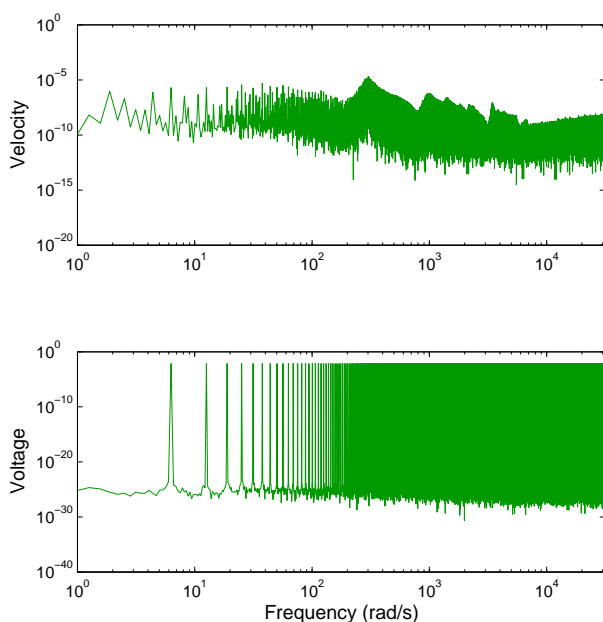


图 2-6  $u_1$  到  $Y_1$  的输入输出频谱

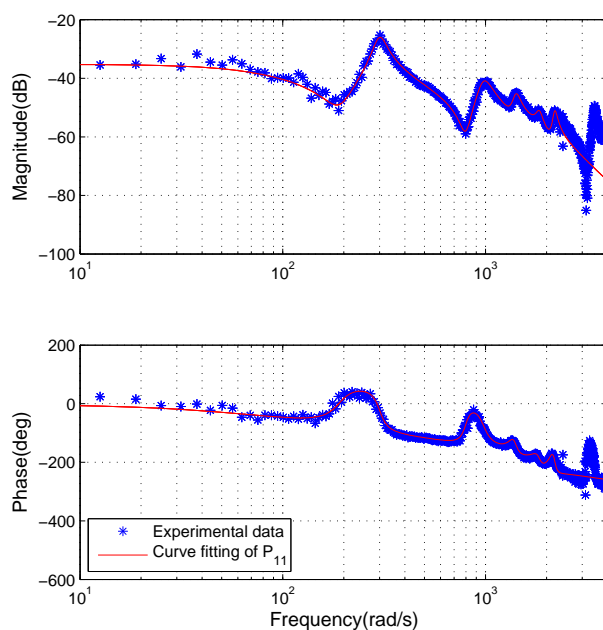


图 2-7  $P_{11}(s)$  频域辨识结果

用激励信号驱动直线电机 Y1 并测量  $y_1$  的位置及速度信号，通过快速傅里叶变换得到的控制电压  $u_1$  及速度输出  $\dot{y}_1$  的频谱如图 2-6 所示。再利用 Identification Toolbox 中的 spafdr 等分析函数，可以得到相应的频域响应曲线。其在各个激励频率处的值在图 2-7 中用蓝色数据点表示，红色曲线代表经过最小二乘法数据拟合后的  $P_{11}(s)$  频域辨识结果，即如下传递函数形式

$$P_{11}(s) = G_{11a}(s)G_{11b}(s)G_{11c}(s) \tag{2-34}$$

其中各个频率范围的动力学辨识结果分别为

$$G_{11a}(s) = \frac{1}{0.64s + 57.6} \tag{2-35}$$

$$G_{11b}(s) = \frac{2.504(s^2 + 57.32s + 3.612 \times 10^4)}{s^2 + 42.97s + 9.046 \times 10^4} \tag{2-36}$$

从拟合结果可以看到,  $G_{11a}$  和  $G_{11b}$  与所提出的动力学 (2-30) 完全吻合, 系统在低频范围内表现出刚性动力学特性, 并在  $190.1\text{rad/s}$  和  $300.8\text{rad/s}$  频率位置附近分别表现出反共振和共振模态<sup>[42, 37]</sup>。而辨识结果中的  $G_{11c}$

$$G_{11c}(s) = \frac{1.283 \times 10^6 (s^2 + 87.17s + 6.369 \times 10^5)(s^2 + 200.4s + 1.824 \times 10^6)}{(s^2 + 160.9s + 9.542 \times 10^5)(s^2 + 130s + 1.986 \times 10^6)} \times \frac{(s^2 + 291.2s + 3.3 \times 10^6)(s^2 + 225.2s + 4.471 \times 10^6)}{(s^2 + 160.8s + 3.387 \times 10^6)(s^2 + 120.4s + 4.808 \times 10^6)} \times \frac{s + 1.465 \times 10^4}{(s^2 + 2454s + 1.911 \times 10^6)(s + 5464)} \quad (2-37)$$

部分则代表更高频率范围中出现的动力学, 并存在一定不确定性的影响。

通过比较辨识结果  $G_{11a}$  (2-35) 式、 $G_{11b}$  (2-36) 式和传递函数 (2-30) 式中的共振和反共振频率, 可知

$$\frac{K_\alpha}{J + MI_1^2} = 3.612 \times 10^4 \quad (2-38)$$

$$\frac{K_\alpha}{J} = 9.046 \times 10^4 \quad (2-39)$$

根据制造商 Anorad 和 HIWIN 提供的参数手册以及物理结构信息, 可以得到相关参数的名义值或计算理论值, 据此我们可以计算得到相应的估计值  $J = 12.65$ ,  $K_\alpha = 11.45 \times 10^5$ , 所得到参数值均与实际值相符。

#### 2.4.2.2 $P_{12}(s)$ 的辨识结果

用激励信号驱动直线电机 Y2 并测量  $y_1$  的位置及速度信号, 通过快速傅里叶变换得到的控制电压  $u_2$  及速度输出  $\dot{y}_1$  的频谱如图 2-8 所示。通过分析频域响应曲线, 得到其在各个激励频率处的值和经过最小二乘数据拟合后的曲线如图 2-9 所示, 最终  $P_{12}(s)$  频域辨识结果可以写成如下传递函数形式

$$P_{12}(s) = G_{12a}(s)G_{12b}(s)G_{12c}(s) \quad (2-40)$$

其中

$$G_{12a}(s) = \frac{0.82}{0.64s + 57.6} \quad (2-41)$$

$$G_{12b}(s) = \frac{-0.4355(s + 475.5)(s - 475.5)}{s^2 + 52.97s + 9.846 \times 10^4} \quad (2-42)$$

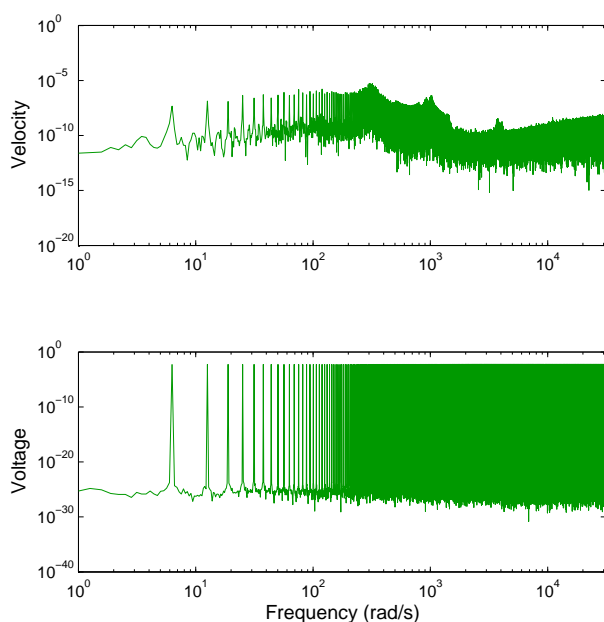


图 2-8  $u_2$  到  $Y_1$  的输入输出频谱

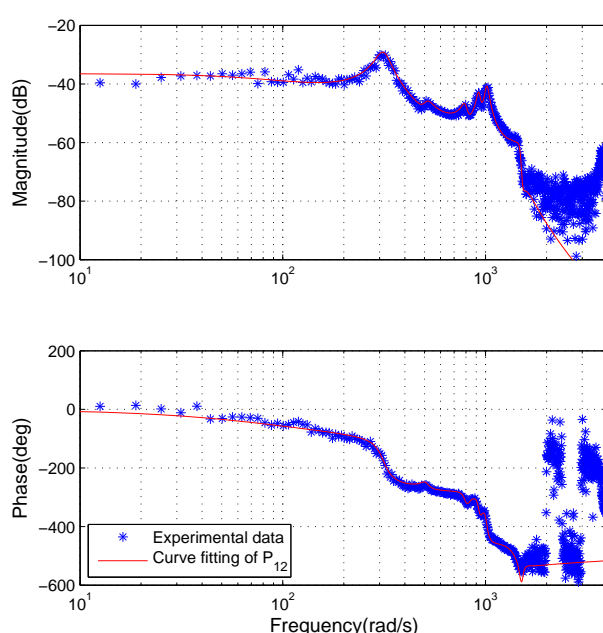


图 2-9  $P_{12}(s)$  频域辨识结果

$$\begin{aligned}
 G_{12c}(s) = & \frac{6.881 \times 10^4 (s^2 + 70.93s + 2.515 \times 10^5)(s^2 + 82.93s + 6.678 \times 10^5)}{(s^2 + 60.88s + 2.63 \times 10^5)(s^2 + 59.97s + 6.319 \times 10^5)} \\
 & \times \frac{(s^2 + 73.08s + 9.083 \times 10^5)(s^2 + 992.1s + 1.999 \times 10^6)}{(s + 802.4)(s^2 + 44.14s + 8.582 \times 10^5)(s^2 + 51.48s + 1.031 \times 10^6)} \\
 & \times \frac{(s^2 + 62.1s + 2.329 \times 10^6)(s + 1.048 \times 10^4)}{(s^2 + 306.9s + 1.983 \times 10^6)(s^2 + 73.09s + 2.189 \times 10^6)}
 \end{aligned} \quad (2-43)$$

同样地，从拟合曲线和上述传递函数辨识结果可以看出，辨识得到的  $G_{12a}$  和  $G_{12b}$  很好的符合了分析得到的动力学 (2-31) 所描述的结构形式。通过制造商提供的电机参数手册上，系统参数有名义值  $K_1 = 74.2N/V$  和  $K_2 = 55.6N/V$ ，可以计算出  $\frac{K_2}{K_1}$  的理论值 0.75；而结合辨识结果  $G_{11a}$  (2-35) 式和  $G_{12a}$  (2-41) 式两式则可以得到计算值为  $\frac{K_2}{K_1} = 0.82$ ，两者基本吻合。

分析旋转动力学产生的柔性模态，在  $G_{12b}$  中出现的共振频率在  $313.8 \text{ rad/s}$  处，而之前辨识出的  $G_{11b}$  中的共振频率在  $300.8 \text{ rad/s}$  处，两者几乎一致。此外，根据  $J = 12.65$  和  $K_\alpha = 11.45 \times 10^5$  的计算值还可以得出  $\frac{K_\alpha}{J - M_1 t_2} = -2.154 \times 10^5$ 。据此，如果注意到式 (2-31)，我们可以推断出系统将会在  $464.1 \text{ rad/s}$  频率附近出现一个非最小相位的零点，而频响曲线拟合结果  $G_{12b}$  中  $475.5 \text{ rad/s}$  则验证了这一点，从而更充分地证明了所提模型的有效性。

### 2.4.2.3 $P_{21}(s)$ 和 $P_{22}(s)$ 的辨识结果

同理，通过将正弦叠加的激励信号驱动直线电机并测量  $y_2$  的位置及速度输出，可以获得  $P_{21}(s)$  和  $P_{22}(s)$  的频域响应模型。下面给出了相应的输入输出频谱（图2-10、2-12）和频域响应及辨识结果（图2-11、2-13）。实验得到的辨识结果也与上文对  $P_{11}(s)$  的  $P_{12}(s)$  部分的分析相符合，此处不再赘述。同时，良好的拟合和辨识结果也很好的验证了动力学模型（2-32）和（2-33）。

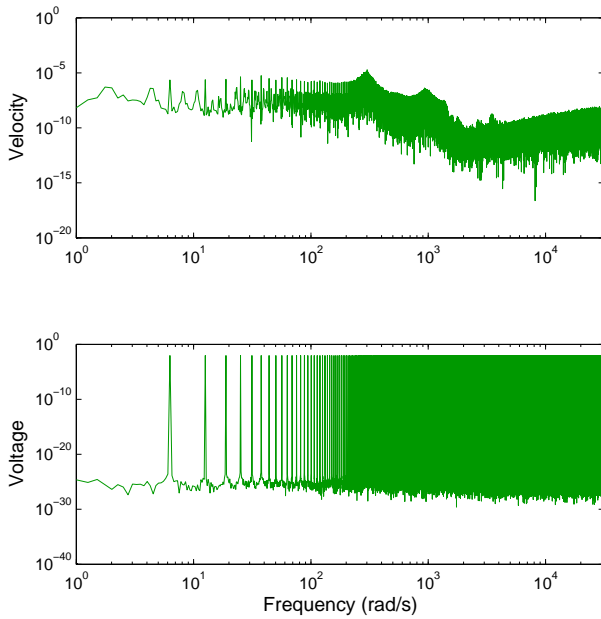


图 2-10  $u_1$  到  $Y_2$  的输入输出频谱

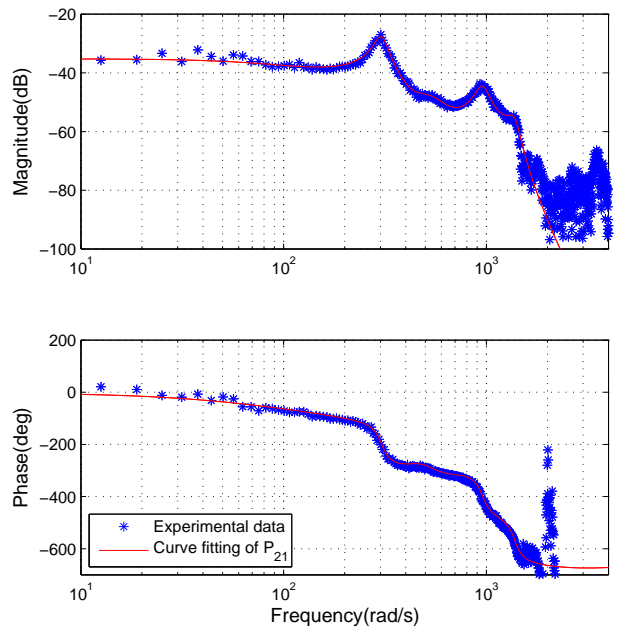


图 2-11  $P_{21}(s)$  频域辨识结果

综上所述，以上辨识实验的结果充分验证了所提出的冗余直驱运动平台动力学模型在低频刚性部分和高频柔性部分的有效性。对高阶动力学主导线性部分的模态分析和辨识验证也表明，基于滚珠导轨副支撑柔性的建模很好地揭示了横梁旋转动力学及各驱动器间耦合作用的产生机理，所提出的刚柔耦合模型对系统特性分析和协同控制研究具有重要的指导意义。

## 2.5 耦合动力学对同步控制性能影响的实验研究

前文已经介绍过，耦合动力学或者轴间内力在冗余电机的协同控制中起着关键的作用。而传统同步控制主要着眼解决的是两轴的运动同步，即如何通过两电机运动偏差补偿，将两电机同步误差控制到最小。这也往往导致其控制模型忽略轴间高刚性的机械结构带来的耦合动力学，仅仅将耦合内力作为外干扰来处理。本节将从实验的角度，分析耦

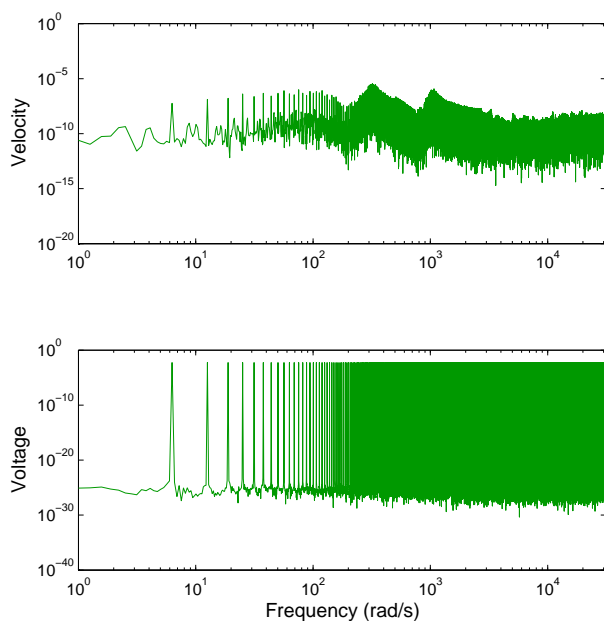


图 2-12  $u_2$  到  $Y_2$  的输入输出频谱

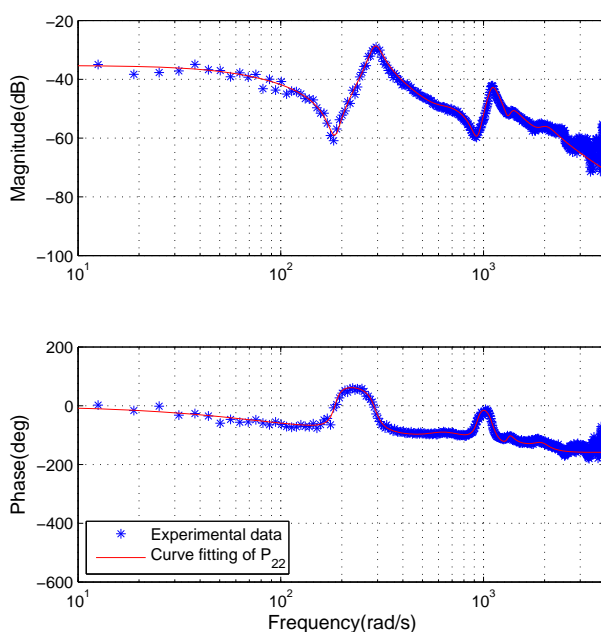


图 2-13  $P_{22}(s)$  频域辨识结果

合动力学对同步控制性能的影响，探索限制系统性能的因素，为进一步设计高性能的协同控制器进行铺垫。

### 2.5.1 基于纯运动同步策略的交叉耦合控制器设计

研究者关于双直线电机的同步控制已经开展了大量的研究工作<sup>[10, 26, 32, 83, 84, 98, 113]</sup>。遍观各类控制算法，用来评估两电机之间的运动同步程度的同步误差是基于运动同步策略控制器设计的核心概念。下面我们根据两电机各自的跟踪误差信息，利用最具代表性的交叉耦合协调方法<sup>[120]</sup>，引入同步误差定义并设计相应的同步控制器，补偿两电机之间的运动偏差从而保证高同步性能。

#### 2.5.1.1 同步误差

如图 2-14 所示，如果  $Y_1$  和  $Y_2$  轴分别代表两侧直线电机位移，则期望的同步轨迹将落在图中所示的斜率角为  $\gamma = 45^\circ$  的轨线上，即  $y_1(t) = y_2(t)$ 。

系统对两电机的期望运动指令均为  $y_d(t)$ ，如果以  $P_d$  代表在期望同步轨迹上的任一时刻的期望位置，即  $P_d = \mathbf{y}_d(t) = [y_d(t), y_d(t)]^T$ ，以  $P_a$  代表实际位置，即  $P_a = \mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$ ，那么两电机各自的运动跟踪误差可以用位置偏差  $P_d P_a$  来综合表示，即  $\mathbf{e} = [e_1, e_2]^T = \mathbf{y}(t) - \mathbf{y}_d(t)$ 。两电机的同步误差  $\varepsilon_c$  可定义为实际位置  $P_a$  到期望同步轨迹的

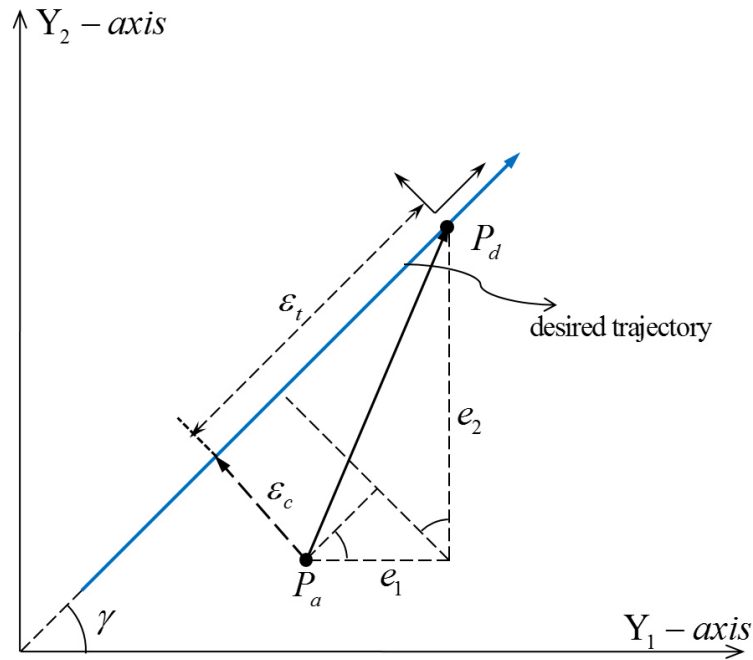


图 2-14 同步误差的定义

距离

$$\varepsilon_c = -\sin(\gamma) \cdot e_1 + \cos(\gamma) \cdot e_2 \quad (2-44)$$

另一方面，定义  $P_d P_a$  在期望同步轨迹方向的投影为  $\varepsilon_t$

$$\varepsilon_t = \cos(\gamma) \cdot e_1 + \sin(\gamma) \cdot e_2 \quad (2-45)$$

令  $\varepsilon = [\varepsilon_c, \varepsilon_t]^T$ ，于是有以下坐标变换

$$\varepsilon = \mathbf{T}_c \mathbf{e} \quad (2-46)$$

其中

$$\mathbf{T}_c = \begin{bmatrix} -\sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (2-47)$$

### 2.5.1.2 误差动力学

不考虑两电机间的耦合动力学，两直线电机的模型可以描述为以下形式\*

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{y}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{y}} + \mathbf{A}\mathbf{S}_f(\dot{\mathbf{y}}) = \mathbf{u} + \mathbf{d}_n + \tilde{\mathbf{d}} \quad (2-48)$$

\*模型中各项的量纲都已经根据控制输入电压的单位进行了归一化处理。

其中  $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T$  代表电机的控制输入电压矢量； $\mathbf{S}_f(\dot{\mathbf{y}}) = [S_f(\dot{y}_1), S_f(\dot{y}_2)]^T$  是用来近似非线性摩擦力的光滑函数； $\mathbf{M} = \text{diag}[M_{n1}, M_{n2}]$  代表直线电机的质量系数矩阵； $\mathbf{B} = \text{diag}[B_{n1}, B_{n2}]$  代表粘性摩擦力系数矩阵； $\mathbf{A} = \text{diag}[A_{n1}, A_{n2}]$  代表库伦摩擦力系数矩阵。 $\mathbf{d}_n + \tilde{\mathbf{d}}$  代表总的建模建模误差及外干扰等不确定性，这里用  $\mathbf{d}_n = [d_{n1}, d_{n2}]^T$  来表示不确定性中的常值分量。

将坐标变换 (2-46) 应用于上述动力学，可以得到以下误差动力学模型

$$\mathbf{M}_t \ddot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \mathbf{B}_t \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \mathbf{M}_y \ddot{\mathbf{y}}_d + \mathbf{B}_y \dot{\mathbf{y}}_d + \mathbf{A}_y \mathbf{S}_f(\dot{\mathbf{y}}) = \mathbf{u}_t + \mathbf{d}_t + \tilde{\mathbf{d}}_t \quad (2-49)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_t &= \mathbf{T}_c \mathbf{M} \mathbf{T}_c^{-1}, \mathbf{B}_t = \mathbf{T}_c \mathbf{B} \mathbf{T}_c^{-1}, \\ \mathbf{M}_y &= \mathbf{T}_c \mathbf{M}, \mathbf{B}_y = \mathbf{T}_c \mathbf{B}, \mathbf{A}_y = \mathbf{T}_c \mathbf{A}, \\ \mathbf{u}_t &= \mathbf{T}_c \mathbf{u}, \mathbf{d}_t = \mathbf{T}_c \mathbf{d}_n, \tilde{\mathbf{d}}_t = \mathbf{T}_c \tilde{\mathbf{d}} \end{aligned} \quad (2-50)$$

为相应地经过坐标变换后的各项。

注意到式 (2-49) 中的相关多项式可以写成关于质量系数  $\mathbf{M}$ 、阻尼系数  $\mathbf{B}$ 、摩擦力系数  $\mathbf{A}$ 、不确定项名义值  $\mathbf{d}_n$  等一系列未知参数的线性化形式，即可以定义系统的未知参数矢量  $\theta_c$  如下

$$\theta_c = \left[ M_{n1}, M_{n2}, B_{n1}, B_{n2}, A_{n1}, A_{n2}, d_{n1}, d_{n2} \right]^T \quad (2-51)$$

### 2.5.1.3 自适应鲁棒控制器设计

令  $\boldsymbol{\Lambda}_c = \text{diag}[\lambda_{c1}, \lambda_{c2}]$ ， $\lambda_{c1}$  和  $\lambda_{c2}$  是正的常数，设计一个类滑模变量为

$$\mathbf{s} = \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \boldsymbol{\Lambda}_c \boldsymbol{\varepsilon} \quad (2-52)$$

针对式 (2-49) 的误差动力学，定义正定函数为

$$V_c(t) = \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \mathbf{M}_t \mathbf{s} \quad (2-53)$$

对  $V_c$  求微分有

$$\dot{V}_c = \mathbf{s}^T \left[ \mathbf{u}_t + \Psi(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, t) \theta_c + \tilde{\mathbf{d}}_t \right] \quad (2-54)$$

其中  $\Psi = [\Psi_1 \ \Psi_2]^T$  为一个  $2 \times 8$  的矩阵， $\Psi_1$  和  $\Psi_2$  为

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{2}}{2}\ddot{y}_d + \frac{1}{2}\lambda_{c1}\dot{\epsilon}_c - \frac{1}{2}\lambda_{c2}\dot{\epsilon}_t, & \frac{\sqrt{2}}{2}\ddot{y}_d + \frac{1}{2}\lambda_{c1}\dot{\epsilon}_c + \frac{1}{2}\lambda_{c2}\dot{\epsilon}_t, \\ -\frac{\sqrt{2}}{2}\dot{y}_1, & \frac{\sqrt{2}}{2}\dot{y}_2, & -\frac{\sqrt{2}}{2}S_f(\dot{y}_1), & \frac{\sqrt{2}}{2}S_f(\dot{y}_2), & \frac{\sqrt{2}}{2}, & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}^T \quad (2-55)$$

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}\ddot{y}_d - \frac{1}{2}\lambda_{c1}\dot{\epsilon}_c + \frac{1}{2}\lambda_{c2}\dot{\epsilon}_t, & \frac{\sqrt{2}}{2}\ddot{y}_d + \frac{1}{2}\lambda_{c1}\dot{\epsilon}_c + \frac{1}{2}\lambda_{c2}\dot{\epsilon}_t, \\ \frac{\sqrt{2}}{2}\dot{y}_1, & \frac{\sqrt{2}}{2}\dot{y}_2, & \frac{\sqrt{2}}{2}S_f(\dot{y}_1), & \frac{\sqrt{2}}{2}S_f(\dot{y}_2), & -\frac{\sqrt{2}}{2}, & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}^T \quad (2-56)$$

注意到式 (2-54) 的形式, 可以设计以下包含自适应模型补偿项  $\mathbf{u}_a$  和鲁棒反馈项  $\mathbf{u}_{s1} + \mathbf{u}_{s2}$  的自适应鲁棒控制器

$$\mathbf{u}_t = \mathbf{u}_a + \mathbf{u}_{s1} + \mathbf{u}_{s2} \quad (2-57)$$

其中  $\mathbf{u}_a = -\Psi(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, t)\hat{\theta}_c$ , 参数估计  $\hat{\theta}_c$  通过自适应律  $\dot{\hat{\theta}}_c = \text{Proj}_{\hat{\theta}_c}(\Gamma_c \tau_c)$ <sup>[71]</sup>, 以及自适应函数  $\tau_c = \Psi^T(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, t)\mathbf{s}$  实现, 其中  $\Gamma_c$  是各参数正的自适应率构成的对角矩阵。  $\mathbf{u}_{s1} = -\mathbf{K}_k\mathbf{s}$  是比例反馈项, 用来镇定名义系统,  $\mathbf{K}_k$  是增益参数的对称正定矩阵。  $\mathbf{u}_{s2}$  为所设计的用于处理各种不确定性影响的非线性鲁棒反馈项。

在假设系统未知参数的范围可以被上下界矢量  $\theta_{c\min}$  和  $\theta_{c\max}$  所限定, 并且建模误差等不确定非线性的大小  $\|\tilde{\mathbf{d}}_t\|$  也可以通过一个已知的有界函数  $\delta_{d_t}$  来限定的情形下, 控制器中的非线性反馈项  $\mathbf{u}_{s2}$  可以设计为  $\mathbf{u}_{s2} = -\frac{1}{4\eta_c} (\|\theta_{c\max} - \theta_{c\min}\| \|\Psi(\mathbf{y}, \dot{\mathbf{y}}, t)\| + \delta_{d_t})^2 \mathbf{s}$ , 其中  $\eta_c > 0$  是任意小的设计参数。通过以上自适应鲁棒控制器的设计, 理论上能够保证系统的稳态精度和瞬态性能<sup>[120]</sup>。

## 2.5.2 控制器参数及性能对比实验

为了研究机械耦合带来的旋转动力学和柔性模态对同步控制性能的影响, 本小节采用所设计的基于运动同步策略的交叉耦合自适应鲁棒同步控制器进行实验研究。实验中通过采用不同的控制器增益参数进行对比, 来分析运动同步控制器受耦合动力学限制下所能够达到的最优性能。

### 2.5.2.1 对比实验方案设置

在 2.4.1 节中介绍的运动控制实验平台上, 应用上文设计的同步控制算法进行控制实验。dSPACE 运行算法的实时采样和运算周期为  $T_s = 0.2ms$ , 两电机位置测量分辨率均为  $0.5\mu m$ , 速度信号通过位置信号的差分得到。对比分别具有以下四组控制器增益的同步控

制算法:

**C1a:**  $\Lambda_c = \text{diag}[80, 60], \mathbf{K}_c = \text{diag}[50, 35];$

**C1b:**  $\Lambda_c = \text{diag}[120, 80], \mathbf{K}_c = \text{diag}[70, 50];$

**C1c:**  $\Lambda_c = \text{diag}[150, 100], \mathbf{K}_c = \text{diag}[90, 60];$

**C1d:**  $\Lambda_c = \text{diag}[200, 120], \mathbf{K}_c = \text{diag}[120, 70].$

在实验中的算法实现上, 光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi}\arctan(9000\bullet)$ , 此外, 控制器中的鲁棒反馈项  $\mathbf{u}_{s1} + \mathbf{u}_{s2}$  取作具有足够大反馈增益  $\mathbf{K}_c$  的  $-\mathbf{K}_c\mathbf{s}$ 。参数自适应率取为  $\Gamma_c = \text{diag}[20, 20, 20, 20, 10, 10, 3000, 3000]$ , 参数上下界矢量取为  $\theta_{c\min} = [0.4, 0.1, 0.1, 0.6, 0.05, 0.1, -1, -1]^T$  和  $\theta_{c\max} = [0.7, 0.6, 0.45, 0.85, 0.3, 0.4, 1, 1]^T$ , 参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}_c(0) = [0.57, 0.3, 0.23, 0.79, 0.15, 0.27, 0, 0]^T$ 。所给定的期望轨迹是幅值为  $0.15m$ , 频率为  $0.5Hz$  的正弦轨迹, 可以得到以下实验结果。

### 2.5.2.2 实验结果

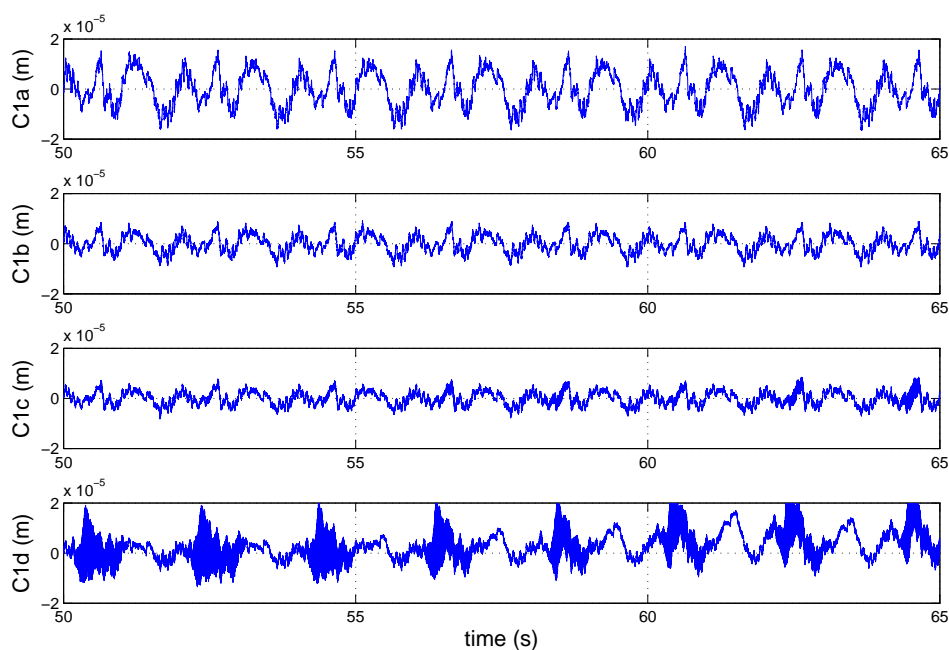


图 2-15 跟踪误差对比

实验得到的同步误差对比如图 2-15 所示。总体而言, 反馈控制中较高的闭环频宽有利于误差性能的提高, 随着控制器 C1a 到 C1c 控制参数的增大, 最终系统的同步跟踪误差

依次变小。然而，由于同步控制器只是基于纯运动的补偿而并未明显考虑耦合动力学，例如同上文辨识结果中可见的在  $300 \text{ rad/s}$  频率附近出现的主导柔性模态，其必然会限制控制器所能获得的性能。一旦平台旋转及滚珠支撑柔性产生的高阶动力学被激发出来，直观上两电机之间的相互拉扯，即高刚性轴间机械耦合结构带来的内力作用就会严重影响控制性能，甚至导致系统失稳。

从控制输入的结果（图 2-16）中可以看到，随着控制增益进一步的提高使得频宽到达高阶动力学的影响范围，C1d 的控制输入便开始产生发生振荡，而误差结果也显示出相应跟踪性能的恶化。

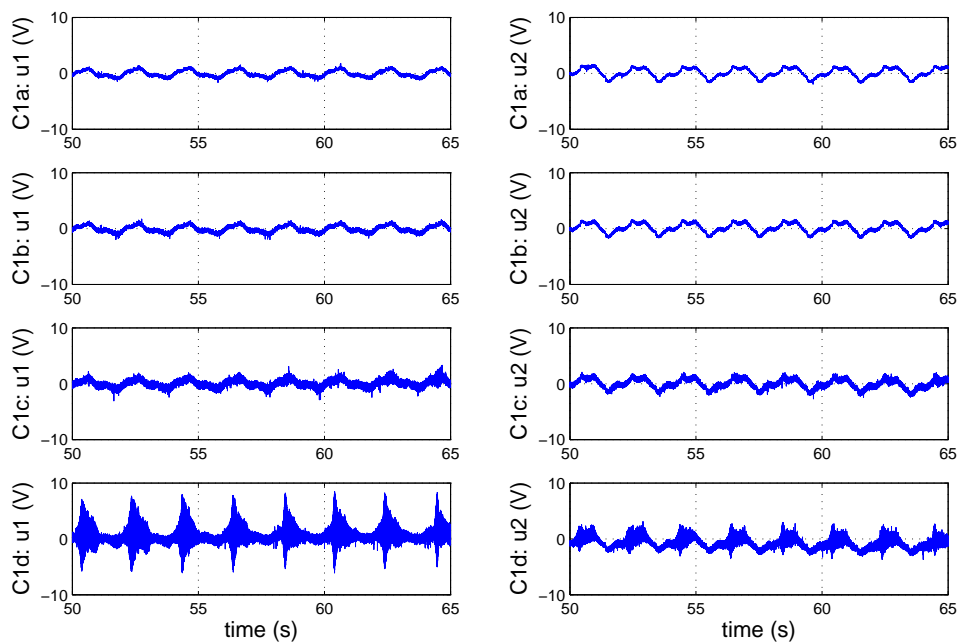


图 2-16 控制输入对比

## 2.6 本章小结

1、针对冗余直驱式运动平台的通用龙门闭链结构，分析了各运动部件之间的力、运动转换关系。利用滚珠式滚动直线导轨副的弹性模型，分析了横梁在垂直于工作运动方向的横向偏移以及旋转运动的产生机理和运动学描述，进而完整地构建出平台基于物理连接刚性和导轨副支撑柔性的耦合动力学模型，对刚柔耦合的产生原因、结构表示形式等给出了较为完整的分析和建模方法。

2、在忽略横梁横向偏移动态和非线性摩擦力等非线性影响的前提下，对完整刚柔耦合动力学模型进行简化并进行了高阶线性动力学特性分析。推导了系统输入输入的传递函

数模型，结果表明系统在刚性动力学的基础上，还具有描述平台旋转运动的高阶动力学，并表现出典型的柔性模态形式，其共振、反共振频率特性等与所提到的支撑柔性有关，并且可以用与导轨副支撑刚度有关的函数来描述。

3、针对一个具体的双直线电机冗余驱动龙门运动平台，介绍了由两侧直线电机、驱动器、传感器、控制运算系统等组成的整个运动控制实验系统各部分硬件参数及实验环境。通过频域辨识实验，验证了所提出的刚柔耦合动力学模型在低频刚性部分和高频柔性部分的有效性。通过频域响应曲线拟合，辨识出系统在  $300 \text{ rad/s}$  附近的共振模态及更低频率出现的反共振模态，与根据所得到的高阶旋转动力学而预测的柔性特性和频率吻合，验证了所提建模分析方法的理论价值。

4、根据现有考虑运动同步的控制策略，设计了基于交叉耦合同步误差模型的自适应鲁棒同步控制器作为实施例，该控制器对系统的参数不确定性和各种建模误差的影响具有很好的抑制能力，能够保证系统同步跟踪误差的稳态和瞬态控制性能，具有很强的代表意义。通过对比不同控制参数的轨迹跟踪实验结果，研究了耦合动力学对同步控制性能的影响，当控制增益提高时，系统同步误差减小；当控制增益进一步增大，激发了控制器设计所忽略的耦合特性即旋转动力学时，控制性能便会开始恶化。两电机之间的拉扯产生较大的轴间内力会导致系统控制输入发生振荡，甚至可能造成系统失稳。结果表明，旋转动力学及其引起的耦合作用是导致同步控制性能受限的主要原因。所得到的模型和分析结果对高性能协同控制的研究具有指导作用。



# 第三章 基于推力分配策略的冗余双直线电机协同控制研究

**摘要：**本章提出了一种基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制两层架构设计方法，该方法在运动控制层基于自适应鲁棒控制算法保证系统在不确定影响下的跟踪性能，在推力分配层基于内力约束平衡方程设计推力分配算法，从而避免轴间过度的内力影响以保证系统优秀的整体性能，且总体控制器还具有易于工程实现的优点；针对负载分布未知或变化的实际情况，引入在线精确参数估计层实现自适应推力分配算法；针对负载具有可知运动的实际工况，完善了负载运动补偿推力分配算法；与现有同步控制算法的对比实验验证了所提基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制方法的控制性能和实用价值。

## 3.1 引言

研究者在冗余直驱运动系统的双电机同步控制方面，围绕同步误差等基于交叉耦合思想的轴间运动补偿开展了广泛的研究工作，发展了各种先进算法，提高了系统的同步运动控制性能<sup>[10, 26, 112, 113]</sup>。然而，随着装备性能要求的不断提高，冗余系统中的闭链耦合结构对系统整体特性的影响逐渐显现，制约着动态性能的进一步提升。通过单纯的运动同步，无法越过轴间强耦合造成高阶动力学及未知非线性带来的性能瓶颈，过度的轴间内力还可能造成系统性能恶化甚至失稳。如何基于刚柔耦合模型的分析，设计协调兼顾轴间内力与运动性能的协同控制新方法成为具有重要价值的研究内容。针对现有同步控制可能存在的问题，并借鉴直线电机的自适应鲁棒控制理论，本文首先将在本章提出一种基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制结构，能够保证运动跟踪精度的同时有效避免过度的轴间内力，且所设计的协同控制器还具有阶数低、易于工程实现等优点。其次，如何在负载分布未知、变化或运动情况下保证系统整体控制性能也是该类系统实际中会存在的问题，为此，还需要对推力分配算法进行必要的补充和完善，以进一步提高其控制性能和实用价值。

## 3.2 基于推力分配的自适应鲁棒协同控制

本节将设计提出一种简单有效的协同运动控制结构框架。在其中利用自适应鲁棒控制理论，保证系统在参数不确定和各种不确定非线性影响下的稳态精度和瞬态跟踪性能；在获得理想的跟踪性能的同时，通过推力分配策略避免过度的轴间内力激发横梁旋转动力学，保证系统高精度平稳运行。

### 3.2.1 问题阐述

对于冗余直驱精密运动平台控制的目标之一是工作点良好的运动跟踪性能及抗干扰能力, 在建模得到的动力学 (2-10) 中重新考虑非线性摩擦力、定位力、外干扰等其他不确定性的影响, 横梁在期望工作运动方向的动力学可以写为

$$M\ddot{y}_G = F_{m1} + F_{m2} - F_{r1} - F_{r2} + d_y \quad (3-1)$$

其中直线电机的电磁驱动力  $F_{m1}$  和  $F_{m2}$  由 (2-3) 式给出, 摩擦力  $F_{r1}$  和  $F_{r2}$  由 (2-4) 模型描述。  $d_y$  代表外干扰和包括摩擦力近似误差在内的各种不确定非线性, 例如定位力、电磁非线性等建模误差。

为简单起见, 式 (3-1) 中的  $F_{r1} + F_{r2}$  项用  $F'_{r1}(\dot{y}_G) + F'_{r2}(\dot{y}_G)$  近似表示, 近似误差为  $d_{fv} + d_{fc}$ , 其中

$$d_{fv} = B_t\dot{y}_G - B_1\dot{y}_1 - B_2\dot{y}_2 \quad (3-2)$$

$$d_{fc} = A_t S_f(\dot{y}_G) - A_1 S_f(\dot{y}_1) - A_2 S_f(\dot{y}_2)$$

其中  $B_t = B_1 + B_2, A_t = A_1 + A_2$ 。动力学 (3-1) 式可以简化为

$$M\ddot{y}_G = F_{m1} + F_{m2} - B_t\dot{y}_G - A_t S_f(\dot{y}_G) + d \quad (3-3)$$

其中  $d = d_y + d_{fv} + d_{fc}$ 。

另一方面, 对于本文 2.2.3 节中得到的旋转动力学 (2-11), 可以注意到如果忽略掉  $C_{x\alpha}$  则滚珠柔性支撑对横梁的作用  $\sum_{i=1}^2 M_{\alpha i}$  (2-14) 变为  $-K_\alpha \alpha$ , 这样 (2-11) 可以写为

$$J\ddot{\alpha} = F_{m2}l_2 - F_{m1}l_1 + F_{r1}l_1 - F_{r2}l_2 - K_\alpha \alpha \quad (3-4)$$

该方程也显示了两电机之间运动和耦合内力的约束关系。由于如何协调冗余双直线电机之间的运动, 并避免互相之间的干涉拉扯, 保证系统理想平稳运行是该类系统需要考虑的另一控制问题, 故而本节中系统总体的控制目标为, 对于给定二阶可导的期望运动轨迹  $y_d(t), t \in [0, t_f]$ , 如何设计控制输入  $u_1$  和  $u_2$ ,

- 1) 产生合力  $F_{m1}(u_1) + F_{m2}(u_2)$  驱动横梁跟踪期望运动, 或使得系统动力学系统 (3-3) 的输出  $y_G(t)$  对  $y_d(t)$  的跟踪误差越小越好;
- 2) 协调驱动力  $F_{m1}(u_1)$  和  $F_{m2}(u_2)$  以避免过度的耦合内力, 或使得运动力约束 (3-4) 中  $\alpha$  稳态为零或非常小。

### 3.2.2 控制器总体结构

对于动力学 (3-3)，为简单起见对各项系数根据控制输入量纲进行归一化处理，即令  $M_k = M/K_1$ ， $B_k = B_t/K_1$ ， $A_k = A_t/K_1$ ， $d_k = d/K_1$ 。推力比常数为  $k_m = K_2/K_1$ ，于是有

$$M_k \ddot{y}_G = u_1 + k_m u_2 - B_k \dot{y}_G - A_k S_f(\dot{y}_G) + d_k \tag{3-5}$$

对于不确定性  $d_k$ ，由于其结构未知，这里用引入一个未知的常参数  $\Delta_n$  来表示  $d_k$  的常值分量，于是可以定义系统的一组未知参数矢量为

$$\theta = [\theta_1, \dots, \theta_4]^T = [M_k, B_k, A_k, \Delta_n]^T \tag{3-6}$$

非线性动力学 (3-5) 可以写成关于未知参数  $\theta$  的参数线性化形式如下

$$\theta_1 \ddot{y}_G = v - \theta_2 \dot{y}_G - \theta_3 S_f(\dot{y}_G) + \theta_4 + \tilde{\Delta} \tag{3-7}$$

其中  $v = u_1 + k_m u_2$  是虚拟的控制输入，表示跟踪系统运动所需产生的总驱动力； $\tilde{\Delta} = d_k - \Delta_n$  则表示不确定性项  $d_k$  的除  $\Delta_n$  外的其他时变分量。

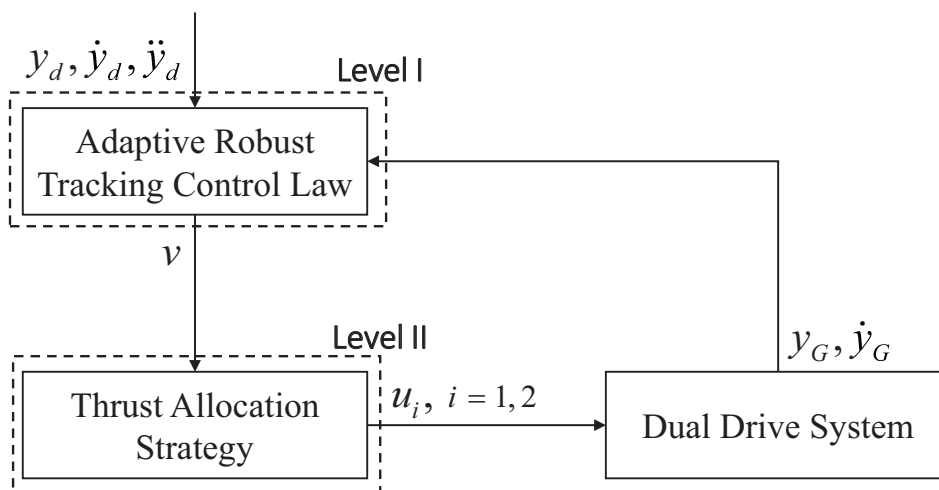


图 3-1 所提出的基于推力分配的 ARC 协同控制器结构

对于式 (3-4)，注意到  $\sum_{i=1}^2 M_{\alpha i}$  实际上变成了横梁旋转角度的比例反馈，于是实际中只要  $F_{m2}l_2 - F_{m1}l_1 + F_{r1}l_1 - F_{r2}l_2$  为零或非常小，也就自然满足了所要求的  $\alpha$  稳态镇定条件。基于以上分析，本节针对冗余直驱运动系统提出了一种基于推力分配的 ARC 协同控制方法，控制器的总体结构如图 3-1 所示。该控制器分为两层：上层 (Level I) 为运动

轨迹跟踪控制算法，用来实现对工作运动指令的精确跟踪；下层（Level II）为推力分配控制算法，用来调节冗余驱动轴间的内力，保证系统的理想平稳运行。在上层跟踪控制器中，利用自适应鲁棒控制理论对非线性动力学（3-7）设计合理的驱动力控制输入  $v$ ，使得惯性部分的位移  $y_G(t)$  能够跟踪给定的期望运动轨迹  $y_d(t)$ ，并在系统存在参数  $\theta$  的不确定性和各种不确定非线性  $\tilde{\Delta}$  的情况下仍然能够保证所需的稳态精度和瞬态性能。由于驱动器的控制输入是各自独立的，这里有两个输入变量来调节一个所需变量。我们可以充分利用多余的设计自由度来调节系统的耦合内力。也即在下层推力分配算法中，根据虚拟控制输入  $v$ ，基于内力约束平衡关系，分别确定各电机的控制输入  $u_1$  和  $u_2$ ，使得  $(F_{m2} - F_{r2})l_2 - (F_{m1} - F_{r1})l_1$  为零或非常小以调节轴间内力，避免激发刚柔耦合结构带来的高阶旋转动力学。下面详细介绍控制器的具体实现。

### 3.2.3 自适应鲁棒运动跟踪控制算法

对于本文研究的对象系统，所设计的控制器很重要的一点是能够处理参数不确定性和不确定非线性影响。参数不确定性是指常参数矢量  $\theta$  的未知性，例如其负载质量可能根据不同的工作任务而不同，摩擦力系数等也可能根据润滑情况的不同而发生变化等，但一般来说，各个参数的实际物理意义决定了其必然落在某一定范围之内，因此可以认为系统符合以下假设条件\*

**假设 3.1:** 未知参数  $\theta$  值的范围是已知的，即描述为

$$\theta \in \Omega_\theta \triangleq \left\{ \theta : \theta_{\min} < \theta < \theta_{\max} \right\} \quad (3-8)$$

其中  $\Omega_\theta$  是一个有界的凸集， $\theta_{\min} = [\theta_{1\min}, \dots, \theta_{4\min}]^T$  和  $\theta_{\max} = [\theta_{1\max}, \dots, \theta_{4\max}]^T$  是由已知常数构成的参数上下界矢量。 ■

对于建模误差，虽然  $\tilde{\Delta}$  未知，但在实际中也往往是有界的，例如受到系统物理状态限制，非线性摩擦力和定位力的大小总不会超过某一个值，因此这里同样可以做如下假设

**假设 3.2:** 不确定非线性的范围是已知的，其大小可以用一个已知函数  $\delta_\Delta(y_G, \dot{y}_G, t)$  来限定

$$\tilde{\Delta} \in \Omega_\Delta \triangleq \left\{ \tilde{\Delta} : |\tilde{\Delta}(y_G, \dot{y}_G, t)| \leq \delta_\Delta(y_G, \dot{y}_G, t) \right\} \quad (3-9)$$

其中  $\delta_\Delta$  是关于时间有界的，即  $\exists \delta_p(y_G, \dot{y}_G) \text{ s.t. } |\delta_\Delta(y_G, \dot{y}_G, t)| \leq \delta_p(y_G, \dot{y}_G), \forall t$ 。 ■

\*如无特别说明，以下本文中两个矢量之间的不等号表示矢量中所有相对应元素之间的大小关系。

系统输出对期望运动轨迹的跟踪误差定义为  $e_y(t) = y_G(t) - y_d(t)$ 。对于具有匹配不确定性的二阶的非线性动力学 (3-7)，这里设计一个类似滑模变量的性能指标  $s$  以简化控制器设计过程，即定义

$$s = \dot{e}_y + k_1 e_y \quad (3-10)$$

其中  $k_1$  是表示增益的正常数。直观上看相当于定义了对跟踪误差的比例微分反馈，并且从  $s$  到  $e_y$  之间存在的传递函数关系具有稳定收敛的特性，使得  $e_y$  会在  $s$  趋近于零的基础上以  $e^{-k_1 t}$  的速度趋近于零，这样就将前面所述的控制目标 1) 转化为了如何保证  $s$  的瞬态和稳态性能。

定义

$$\dot{y}_{eq} = \dot{y}_d - k_1 e_y \quad (3-11)$$

注意到式 (3-7) 以及  $s = \dot{y}_G - \dot{y}_{eq}$ ， $v$  到  $s$  的动力学可以描述为

$$\begin{aligned} M_k \dot{s} &= M_k \ddot{y}_G - M_k \ddot{y}_{eq} \\ &= v - M_k \ddot{y}_{eq} - B_k \dot{y}_G - A_k S_f(\dot{y}_G) + \Delta_n + \tilde{\Delta} \end{aligned} \quad (3-12)$$

其中  $\ddot{y}_{eq} = \ddot{y}_d - k_1 \dot{e}_y$ 。定义一个正定函数

$$V(t) = \frac{1}{2} M_k s^2 \quad (3-13)$$

对  $V$  关于时间求微分有

$$\begin{aligned} \dot{V} &= s M_k \dot{s} \\ &= s \left[ v - M_k \ddot{y}_{eq} - B_k \dot{y}_G - A_k S_f(\dot{y}_G) + \Delta_n + \tilde{\Delta} \right] \end{aligned} \quad (3-14)$$

将式 (3-14) 中相关多项式用参数  $\theta$  线性化表示为

$$M_k \ddot{y}_{eq} + B_k \dot{y}_G + A_k S_f(\dot{y}_G) - \Delta_n = -\varphi^T \theta \quad (3-15)$$

其中  $\varphi = [-\ddot{y}_{eq}, -\dot{y}_G, -S_f(\dot{y}_G), 1]^T$  即为由已知函数构成的回归量矢量。于是 (3-14) 可以简化为

$$\dot{V} = s \left( v + \varphi^T \theta + \tilde{\Delta} \right) \quad (3-16)$$

对于式 (3-16) 的结构形式，设计以下的自适应鲁棒控制律

$$v = v_a + v_s \quad (3-17)$$

其中  $v_a$  是针对大信号轨迹跟踪需要设计的可调自适应模型补偿项，而  $v_s$  是下面需要设计的鲁棒控制输入。自适应模型补偿项为

$$v_a = -\varphi^T \hat{\theta} \quad (3-18)$$

$\hat{\theta}$  为对参数  $\theta$  的估计值，后面会设计相应的自适应算法。如果定义参数估计误差为  $\tilde{\theta} = \hat{\theta} - \theta$ ，并将式 (3-17)、(3-18) 代入 (3-16)，可以得到

$$\dot{V} = s \left( v_s - \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\Delta} \right) \quad (3-19)$$

针对参数估计误差和不确定非线性估计误差，设计由两部分组成的鲁棒控制器

$$v_s = v_{s1} + v_{s2}; \quad (3-20)$$

$$v_{s1} = -k_s s, \quad v_{s2} = -k_{r2} s$$

如果选取  $k_s$  为一个正常数， $v_{s1}$  就成为了一个可以用来镇定名义系统的比例反馈项；通过选取已知函数  $k_{r2}(s)$  使得  $v_{s2}$  成为非线性反馈项，可以用来保证系统在不确定性存在情况下的鲁棒性能，具体来说，所设计的  $v_{s2}$  应该满足以下要求条件

$$i \quad s \left( v_{s2} - \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\Delta} \right) \leq \eta \quad (3-21)$$

$$ii \quad s v_{s2} \leq 0 \quad (3-22)$$

其中条件  $i$  中的  $\eta$  是所选取的用来表征稳态精度的设计参数；条件  $ii$  则是为了保证鲁棒反馈的稳定性。

从传统非线性鲁棒控制器设计理论上可以知道，只要剩余不确定性  $-\varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\Delta}$  的大小可以由某些有界函数所限定，就一定可以找到有界的  $v_{s2}$  使得对任意小的正标量  $\eta$ ，所需要的条件  $i$  能够被满足，也即意味着可以处理不确定性并得到一定的鲁棒性能。然而，模型估计误差等的客观存在导致了系统会有非零的稳态跟踪误差，这一部分的误差可以通过设计合适的自适应参数估计来尽可能补偿其影响。

设计自适应函数

$$\tau = \varphi s \quad (3-23)$$

和相应的参数更新自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma \tau \quad (3-24)$$

其中  $\Gamma = \text{diag}[\gamma_1, \dots, \gamma_4]$  为正的自适应率常数构成的对角矩阵, 上述也即为通常意义上的积分型自适应算法。

从控制器设计上通过对模型更好的参数估计, 就可以利用相应的自适应模型补偿项  $v_a$  就可以尽量减小估计误差  $-\varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\Delta}$  的大小, 从而最终改善系统的稳态精度。但是, 利用自适应律 (3-24) 并无法确保参数的估计能够被已知有界函数所限定, 从而影响到模型估计误差  $\varphi^T \tilde{\theta}$ , 并导致性能要求条件  $i$  的成立性存疑, 这也是传统自适应控制在保证系统瞬态性能方面无法克服的障碍<sup>[121]</sup>。自适应鲁棒控制理论的关键理念之一是如何充分利用已知实际物理信息, 来对自适应参数估计算法进行限定。注意到 (3-8) 的假设, 利用一个已知函数  $\text{Proj}_{\hat{\theta}}(\bullet) = [\text{Proj}_{\hat{\theta}_1}(\bullet_1), \dots, \text{Proj}_{\hat{\theta}_4}(\bullet_4)]^T$  对前述自适应算法 (3-24) 进行修正并得到以下非连续投影式参数自适应律

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \text{Proj}_{\hat{\theta}_i}(\gamma_i \tau_i) = \begin{cases} 0 & \text{if } \begin{cases} \hat{\theta}_i = \theta_{i \max} \text{ and } \gamma_i \tau_i > 0 \\ \hat{\theta}_i = \theta_{i \min} \text{ and } \gamma_i \tau_i < 0 \end{cases} \\ \gamma_i \tau_i & \text{else} \end{cases}, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (3-25)$$

可以证明,  $\forall \hat{\theta}(0) \in \Omega_\theta$ , 修正后的自适应律具有以下两个属性<sup>[121]</sup>

性质 3.1:

$$\hat{\theta}(t) \in \bar{\Omega}_\theta \triangleq \{\hat{\theta} : \theta_{\min} \leq \hat{\theta} \leq \theta_{\max}\}, \quad \forall t \quad (3-26)$$

性质 3.2:

$$\tilde{\theta}^T (\Gamma^{-1} \dot{\hat{\theta}} - \tau) \leq 0, \quad \forall \tau \quad (3-27)$$

由性质 3.1 说明了参数估计  $\hat{\theta}$  始终会落在  $\Omega_\theta$  的闭包  $\bar{\Omega}_\theta$  内, 因而可以用在控制器设计中而不会破坏鲁棒性能。注意到 (3-21) 和 (3-22), 如果令  $h$  为一个满足  $h \geq \|\theta_{\max} - \theta_{\min}\| \|\varphi\| + \delta_\Delta$  的光滑函数,  $k_{r2}$  则可以设计为  $\frac{1}{4\eta} h^2$ 。

可以证明, 以上所设计的自适应鲁棒控制器能够取得以下理论结果:

**定理 3.1:** 采用自适应鲁棒控制器 (3-17) 和自适应算法 (3-25), 可以保证系统确定的瞬态性能和稳态性能:

**A.** 总体上来说, 系统的控制输入和所有状态信号都是有界的; 此外式 (3-13) 中定义的正定函数  $V(t)$  是有界的, 并且收敛特性可预知

$$V(t) \leq e^{-\lambda t} V(0) + \frac{\eta}{\lambda} (1 - e^{-\lambda t}) \quad (3-28)$$

其中  $\lambda = \frac{2k_s}{\theta_{1\max}}$ 。

**B.** 假如在有限的时间  $t_0$  后系统只存在参数不确定性（即满足  $\tilde{\Delta} = 0, \forall t \geq t_0$ ），那么在 **A.** 中所述结论的基础上，系统还能够实现稳态误差为零的渐进跟踪，即当  $t \rightarrow \infty$  时能够使得  $e_y \rightarrow 0, s \rightarrow 0$ 。 ■

**证明：** 由参数有界可知

$$V \leq \frac{\theta_{1\max}}{2} s^2 \quad (3-29)$$

又由式 (3-19)、(3-20)、(3-21) 以及 (3-29)，可知

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -k_s s^2 + s \left( v_{s2} - \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\Delta} \right) \\ &\leq -k_s s^2 + \eta \\ &\leq -\lambda V + \eta \end{aligned} \quad (3-30)$$

于是通过比较引理<sup>[122]</sup>可以推出

$$V \leq e^{-\lambda t} V(0) + \frac{\eta}{\lambda} (1 - e^{-\lambda t}) \quad (3-31)$$

同时也说明了指数收敛速度和误差  $s$  的上界均可以由控制器设计参数  $\lambda$  和  $\eta$  所确定描述，即确定的稳态和瞬态性能。因  $s$  有界，故由  $s$  到  $e_y$  稳定的传函关系可知  $e_y$  和  $\dot{e}_y$  也是有界的，于是对于有界且二阶可导的期望轨迹  $y_d$ ，可知  $y_G$  和  $\dot{y}_G$  有界。自适应律 (3-25) 的性质 3.1 保证了  $\hat{\theta}$  有界，以上信号的有界保证了  $\varphi$  有界，因此  $v$  有界。综上，所有信号都是有界的，即证明了 **A.** 结论。

接下来证明定理的第二部分结论，即假设系统满足  $\tilde{\Delta} = 0, \forall t \geq t_0$ 。此时选取如下的正定函数

$$V_s(t) = V(t) + \frac{1}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta} \quad (3-32)$$

由式 (3-25)、(3-27) 的性质 3.2，以及 (3-19)、(3-20)、(3-22) 的条件 *ii*，可知  $V_s$  关于时间的微分满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= -k_s s^2 + s \left( v_{s2} - \varphi^T \tilde{\theta} \right) + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ &\leq -k_s s^2 - s \varphi^T \tilde{\theta} + \tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} \\ &= -k_s s^2 + \tilde{\theta}^T \left( \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\theta}} - \varphi s \right) \leq -k_s s^2 \end{aligned} \quad (3-33)$$

$\forall t$ , 对 (3-33) 式积分有

$$\int_0^t s^2 dv \leq -\frac{1}{k_s} \int_0^t \dot{V}_s dv = \frac{1}{k_s} [V_s(0) - V_s(t)] \leq \frac{1}{k_s} V_s(0) \quad (3-34)$$

于是可知  $s \in \mathcal{L}_2$ ; 证明定理的 A. 部分时已经证明了  $s \in \mathcal{L}_\infty$ ; 同时又由 (3-12) 易知  $\dot{s}$  是有界的, 因此  $s$  是一致连续的。综上, 通过 Barbalat's 引理<sup>[123]</sup>可知当  $t \rightarrow \infty$ ,  $s \rightarrow 0$ , 于是也有  $e_y \rightarrow 0$ , 证毕。 ■

### 3.2.4 推力分配算法

需要设计的推力分配算法需要协调两电机的驱动力  $F_{m1}$  和  $F_{m2}$ , 避免激发旋转动力学引起的柔性模态。注意到式 (3-4), 以下静态内力约束方程

$$K_1 l_1 u_1 - K_2 l_2 u_2 - \hat{F}_{r1} l_1 + \hat{F}_{r2} l_2 = 0 \quad (3-35)$$

即是将机械耦合所产生的内力稳态调节到零或很小范围, 其中  $\hat{F}_{r1}$  和  $\hat{F}_{r2}$  是两侧直线导轨处摩擦力的估计值。注意到由于实际系统中摩擦力相比于所产生的驱动系统运动的电磁力非常小, (3-35) 一种简化的实施方式是令  $K_1 l_1 u_1 - K_2 l_2 u_2 = 0$ 。注意到式 (3-4) 中由于等效旋转刚度很大, 在  $-K_\alpha \alpha$  构成的高增益比例反馈的作用下, 相对很小的扰动比如摩擦力矩对系统镇定的影响非常有限, 这样依然能够满足实际系统控制要求, 即采用如下推力分配算法如

$$\begin{aligned} i \quad & u_1 + k_m u_2 = v \\ ii \quad & u_1 / u_2 = k_m \beta \end{aligned} \quad (3-36)$$

其中  $v$  是轨迹跟踪控制器 (3-17) 生成的虚拟控制输入;  $\beta = l_2 / l_1$  定义为推力分配系数, 其代表与整个运动部分质心位置有关的负载分布情况。为降低控制器复杂程度, 本节中考虑  $\beta$  为固定设计参数, 可以通过平台几何关系估算或通过离线辨识得到。

### 3.2.5 对比实验研究

#### 3.2.5.1 实验系统介绍

本节的对比实验研究均在图 3-2 所示由 Anorad 公司提供的一台工业用冗余直驱龙门平台上完成并取得实验数据, 参数及实验系统配置结构如 2.4.1 节所介绍。dSPACE 1103 板卡运行控制算法的实时采样和运算周期为  $T_s = 0.2ms$ , 两电机位置测量分辨率均为  $0.5\mu m$ , 速度反馈则通过连续位移信号差分计算。为了能够定量地评价各控制算法的控制效果优劣, 首先定义以下性能指标<sup>[124]</sup>。

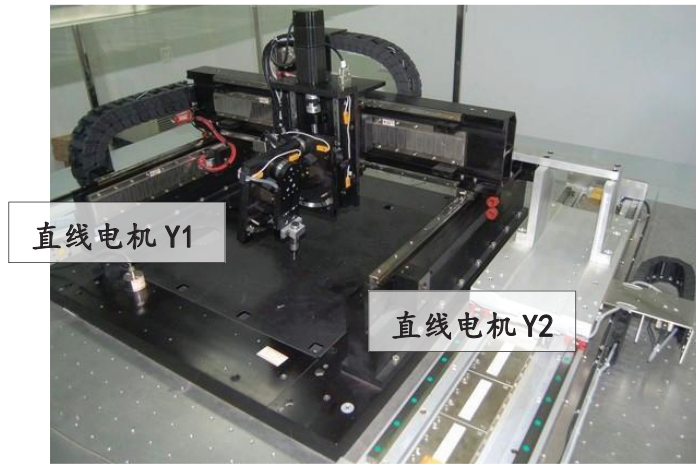


图 3-2 Anorad 冗余直驱龙门平台

### 3.2.5.2 性能指标

$\|e_y\|_2 = \left( \frac{1}{T} \int_0^T |e_y|^2 dt \right)^{1/2}$ ，是跟踪误差的均方根值，用来表征运动控制性能的平均效果，其中  $T$  代表运行时长；

$\|e_y\|_\infty = \max_t \{|e_y(t)|\}$ ，是跟踪误差的最大绝对值，用来衡量运动控制的最差瞬态性能；

$\|u\|_{rms} = \left( \frac{1}{T} \int_0^T (|u_1| + |u_2|)^2 dt \right)^{1/2}$ ，是综合表示两电机控制输入绝对值的均方根值，用来评估所需控制输入力度的大小。

### 3.2.5.3 对比实验 I

将在 2.5.1 节中设计的基于运动同步策略的交叉耦合控制器作为代表性控制算法，与本节所提出的基于推力分配策略的协同控制器在实验中进行比较。为公平起见，在设计两者时均采用 ARC 设计理论，以达到对系统参数不确定性和建模误差外干扰等的很好的抑制效果，并且控制器参数在有相同含义时都取成一样，即比较：

**C1:** 基于运动同步策略的 ARC 交叉耦合算法。光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ ，控制器增益为  $\Lambda_c = \text{diag}[120, 80]$  和  $\mathbf{K}_c = \text{diag}[70, 50]$ ，参数自适应率取为  $\Gamma_c = \text{diag}[20, 20, 20, 20, 10, 10, 3000, 3000]$ ，参数上下界矢量取为  $\theta_{c\min} = [0.4, 0.1, 0.1, 0.6, 0.05, 0.1, -1, -1]^T$  和  $\theta_{c\max} = [0.7, 0.6, 0.45, 0.85, 0.3, 0.4, 1, 1]^T$ ，参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}_c(0) = [0.57, 0.3, 0.23, 0.79, 0.15, 0.27, 0, 0]^T$ ；

**C2:** 所提出的基于推力分配策略的 ARC 协同算法。  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi}\arctan(9000\bullet)$ ;  $\beta = 2.15$ 。如前所述  $v_{s2} = -k_{r2}(y, \dot{y}, t)s$  应该取为一个非线性反馈例如  $v_{s2} = -\frac{1}{47}h^2s$  来全局保证鲁棒性能要求条件, 这里采用一个综合  $k_s$  和  $k_{r2}$  的足够大反馈增益  $k_{r2}$  来简化控制器, 令 (3-20) 为  $v_s = -k_r s$ , 这样依然能够在足够大的工作范围内满足所要求的鲁棒条件<sup>[125]</sup>。控制器的增益取为  $k_1 = 120$ ,  $k_r = 70$ , 参数自适应率取为  $\Gamma = \text{diag}[20, 20, 10, 3000]$ , 参数上下界矢量分别取为  $\theta_{\min} = [0.6, 0.65, 0.25, -1]^T$ ,  $\theta_{\max} = [1.2, 1, 0.6, 1]^T$ , 参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}(0) = [0.85, 0.88, 0.37, 0]^T$ 。

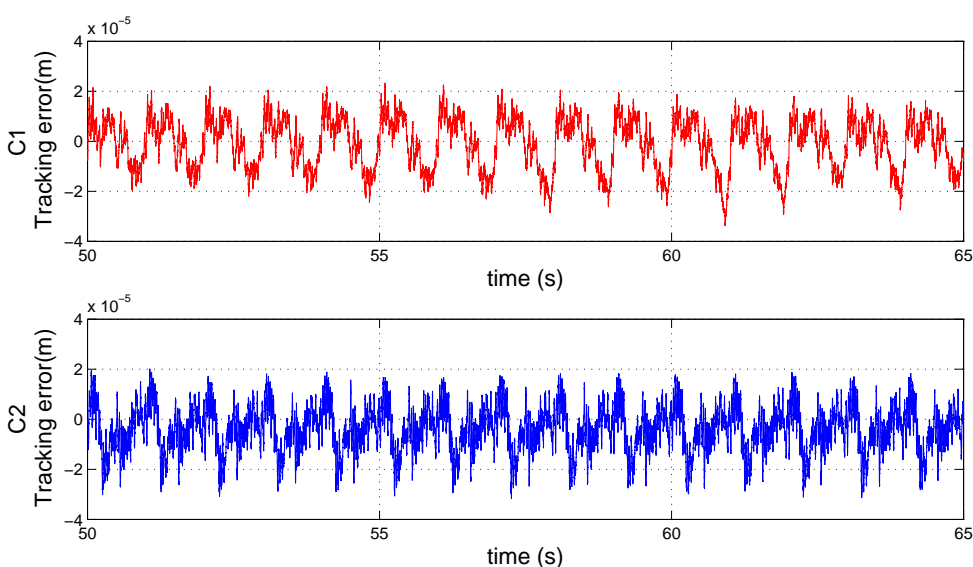


图 3-3 实验 I 误差对比

控制算法	$\ e_y\ _2$	$\ e_y\ _\infty$	$\ u\ _{rms}$
	$\mu m$		V
C1	10.05	33.71	4.98
C2	10.08	31.56	4.18

表 3-1 实验 I 的性能指标对比

实验I中将上述控制器用来控制系统跟踪一条幅值为  $0.15m$ , 频率为  $1Hz$  的正弦期望轨迹。图 3-3 和图 3-4 所示的是误差曲线的对比, 图 3-5 所示的是两种控制算法下两直线电机各自的控制输入电压。另外, 平均跟踪误差  $\|e_y\|_2$ , 最大跟踪误差  $\|e_y\|_\infty$  和综合控制输入力度大小指标  $\|u\|_{rms}$  的定量比较见表 3-1。

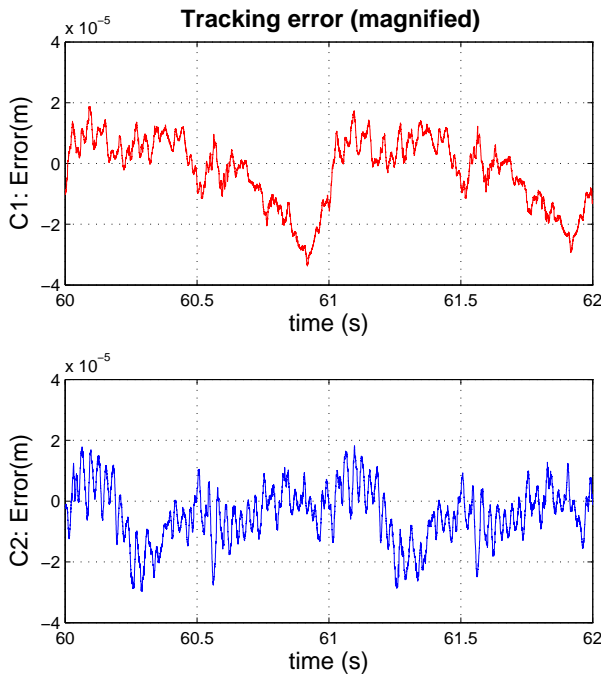


图 3-4 实验 I 误差放大图

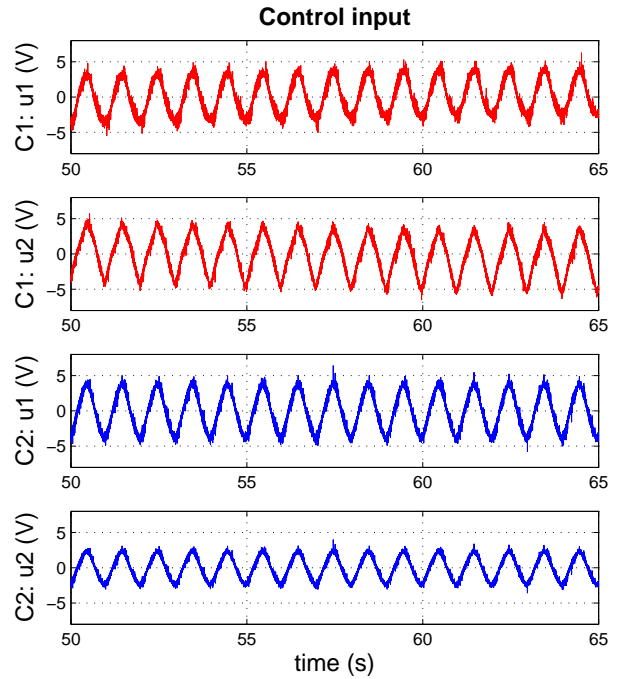


图 3-5 实验 I 控制输入对比

从结果和计算可以看出 **C2** 的最大误差  $\|e_y\|_\infty$  稍小一些，总体上来看两种控制算法的跟踪性能基本相同。如果关注控制力度的大小，由于两驱动轴间强耦合动力学的存在，即使在运动或同步性能看似良好的情况下，轴间内力的影响依然可能存在。或者，更形象地说，由于电机之间的相互“拉扯”产生“内耗”，会使得控制器不得不用额外的控制力度来处理内力的阻碍干扰。这可以从图 3-5 以及表 3-1 中  $\|u\|_{rms}$  的计算比较结果来验证，即在以相同精度完成给定运动的情况下，**C1** 比 **C2** 所用的控制力度要高出几乎 20%。以上结果说明了所提出的协同控制方法在达到同等跟踪精度的同时，能够有效地调节系统内力影响，对控制能量的消耗也更小。

#### 3.2.5.4 对比实验 II

如前所述耦合内力是系统性能的主要限制因素之一，实验 II 将研究前面所说的两种控制器在提高控制增益时，控制效果能否有进一步的提高，即比较：

**C3:** 基于运动同步策略的 ARC 交叉耦合算法。光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ ，控制器增益为  $\Lambda_c = \text{diag}[180, 150]$  和  $\mathbf{K}_c = \text{diag}[110, 90]$ ，参数自适应率取为  $\Gamma_c = \text{diag}[20, 20, 20, 20, 10, 10, 4300, 4300]$ ，参数上下界矢量取为  $\theta_{c\min} = [0.4, 0.1, 0.1, 0.6, 0.05, 0.1, -1, -1]^T$  和  $\theta_{c\max} = [0.7, 0.6, 0.45, 0.85, 0.3, 0.4, 1, 1]^T$ ，参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}_c(0) = [0.57, 0.3, 0.23, 0.79, 0.15, 0.27, 0, 0]^T$ ；

**C4:** 基于推力分配策略的 ARC 协同算法。光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ ，控制器的增益取为  $k_1 = 180$ ,  $k_r = 110$ ，参数自适应率取为  $\Gamma = \text{diag}[20, 20, 10, 4300]$ ，参数上下界矢量分别取为  $\theta_{\min} = [0.6, 0.65, 0.25, -1]^T$ ,  $\theta_{\max} = [1.2, 1, 0.6, 1]^T$ ，参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}(0) = [0.85, 0.88, 0.37, 0]^T$ 。

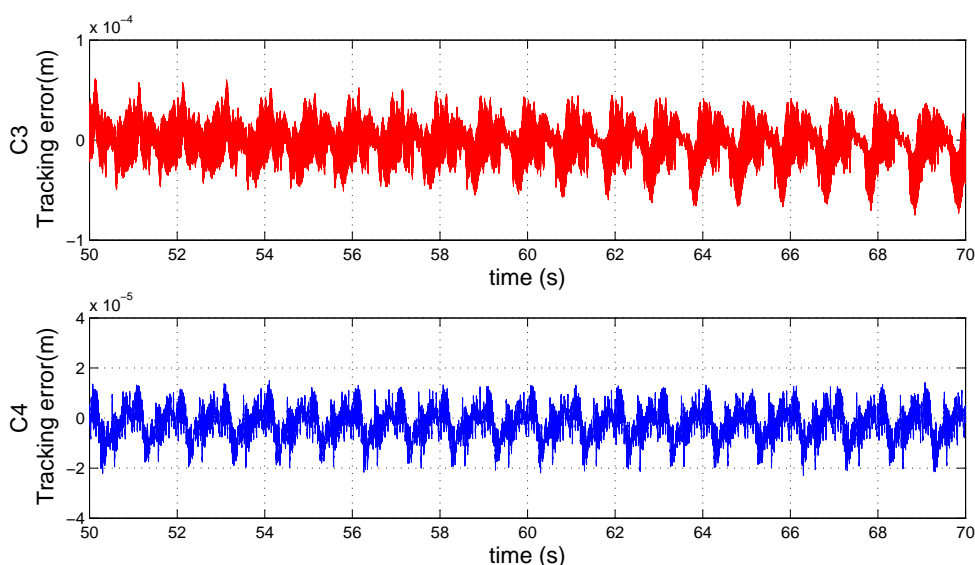


图 3-6 实验 II 误差对比

控制算法	$\ e_y\ _2$	$\ e_y\ _\infty$	$\ u\ _{rms}$
	$\mu m$		V
C3	20.14	75.03	7.46
C4	6.78	22.92	4.21

表 3-2 实验 II 的性能指标对比

实验中跟踪的期望轨迹是幅值为  $0.15m$ ，频率为  $1Hz$  的正弦信号。两种控制算法得到的跟踪误差和两电机的控制输入曲线分别由图 3-6、图 3-7 和图 3-8 给出。从实验结果可以看出，**C3** 控制器在此实验中并不能很好的工作，其原因是激发了所忽略的耦合动力学模态，两驱动电机对各自严重的干涉，引起严重的控制输入振荡，尤其是电机 Y1 的控制输入发生饱和，导致系统几乎失稳。相比之下，所提出的控制算法 **C4** 并不存在此严重问题，对期望轨迹完成了很好的跟踪效果。跟踪性能以及控制输入力度的指标计算结果（表 3-2）也说明了这一点。进一步地，如果对比实验 I 中的实验结果，**C4** 的平均跟踪性能指标  $\|e_y\|_2$  和瞬态性能指标  $\|e_y\|_\infty$  与 **C2** 相比分别减小了 33% 和 27%。

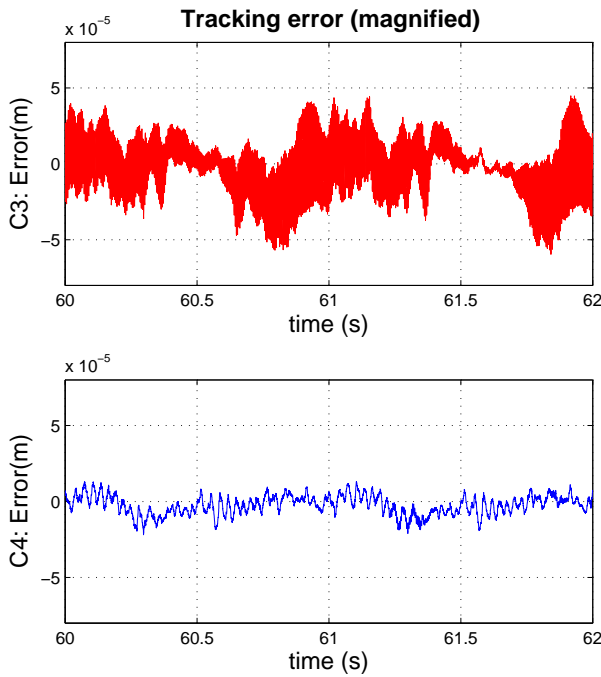


图 3-7 实验 II 误差放大图

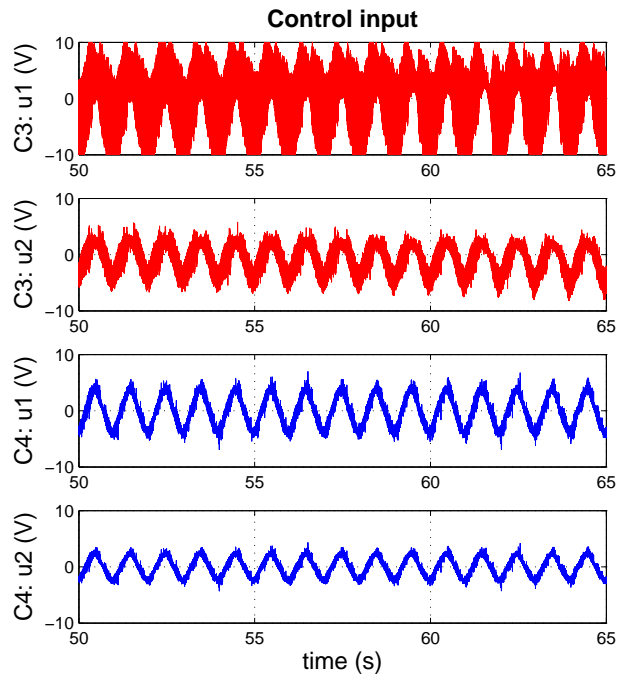


图 3-8 实验 II 控制输入对比

实验 I 和实验 II 的结果综合说明了所提出控制算法能够实现更好的运动跟踪性能，同时所需要的控制力度也更小。对于保证冗余直驱运动平台，所提出的推力分配策略易于实现并且高效，能在取得更好运动控制性能的同时，更好地协调各驱动轴以避免过度的内力影响，保证系统高精度平稳运行。

### 3.2.5.5 对比实验 III

为了验证所提控制器的鲁棒性能，在实验中通过变化系统参数来研究控制器性能对参数扰动的鲁棒程度。采用的控制器为

**C4:** 基于推力分配策略的 ARC 协同算法，控制器参数与对比实验 II 中 **C4** 相同。

进行以下两组实验：

**Set1:** 令系统跟踪一条经过加速度平滑后的点到点 S-curve 期望轨迹。其端点到端点的运行位移为  $0.3m$ ，轨迹最大速度为  $0.5m/s$ ，最大加速度为  $5m/s^2$ 。

**Set2:** 横梁移动头部位额外安装一块质量为  $9.8kg$  的负载，测试算法的鲁棒性能。所跟踪的给定期望轨迹与 **Set1** 相同。

从图 3-9 中所示跟踪误差的曲线可以对比两组实验中控制器的瞬态性能。上面的红色曲线是无负载的情况，下面的蓝色曲线是有负载的情况。可以看出在横梁负载增加后，控

制器的瞬态性能受到了一定影响，这是由于参数变化导致初始的参数估计不确定增大，从而影响了误差的大小。具体表现为，在开始运行的前面几个周期内，带负载时控制器的最大跟踪误差（ $61.47\mu m$ ）明显大于无负载时控制器的最大跟踪误差（ $41.39\mu m$ ）。虽然如此，控制器的鲁棒反馈依然作用明显。

此外，在经过有限个运行周期后，自适应的模型补偿项的作用逐渐显现。系统在总体运行时间中最后 5 秒内的最大瞬时误差用指标  $e_{Final}$  表示，见表 3-3。结合指标以及图 3-10 以及看到，虽然系统参数发生了较大变化，在稳态状态下，控制器仍然取得了与无负载时基本一致的跟踪性能，最终跟踪误差  $e_{Final}$  的增幅远小于  $\|e_y\|_2$ 。

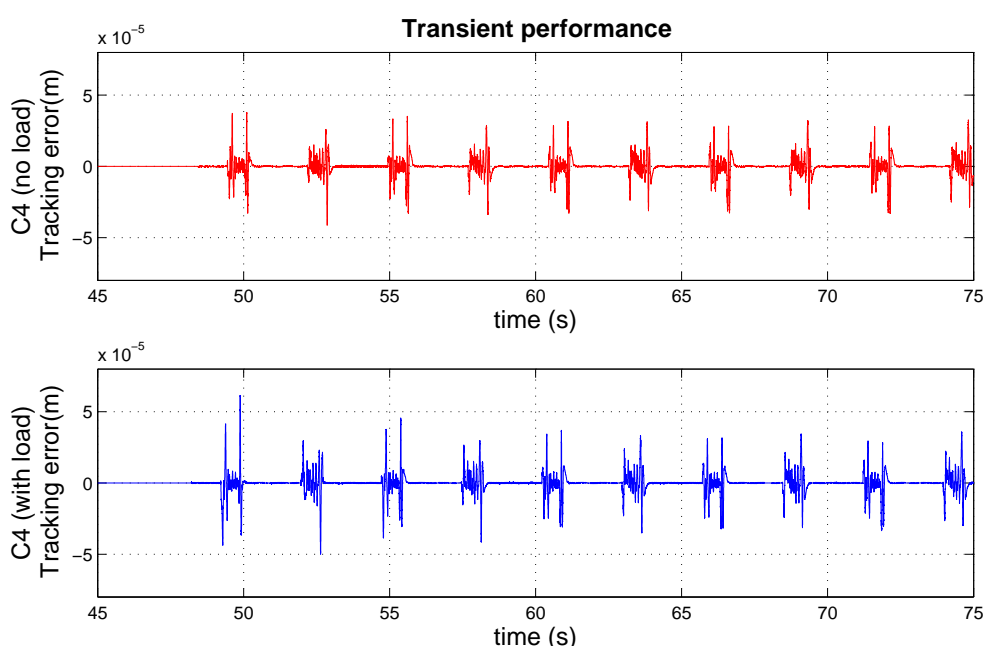


图 3-9 实验 III 瞬态性能对比

控制实验	$\ e_y\ _2$	$\ e_y\ _\infty$	$e_{Final}$
	$\mu m$		
C4 (无负载)	6.11	41.39	33.29
C4 (带负载)	6.70	61.47	36.74

表 3-3 实验 III 的性能指标对比

从图 3-11 和图 3-12 中所示的控制器在两组实验情形下的实时参数估计结果可以更加直观地得出判断，由于所设计的控制算法中自适应学习机制的存在，对于质量系数参数的估计在两组实验情形下都最终收敛到了合理的数值范围；无负载时约为  $0.99(V/m/s^2)$ ，有

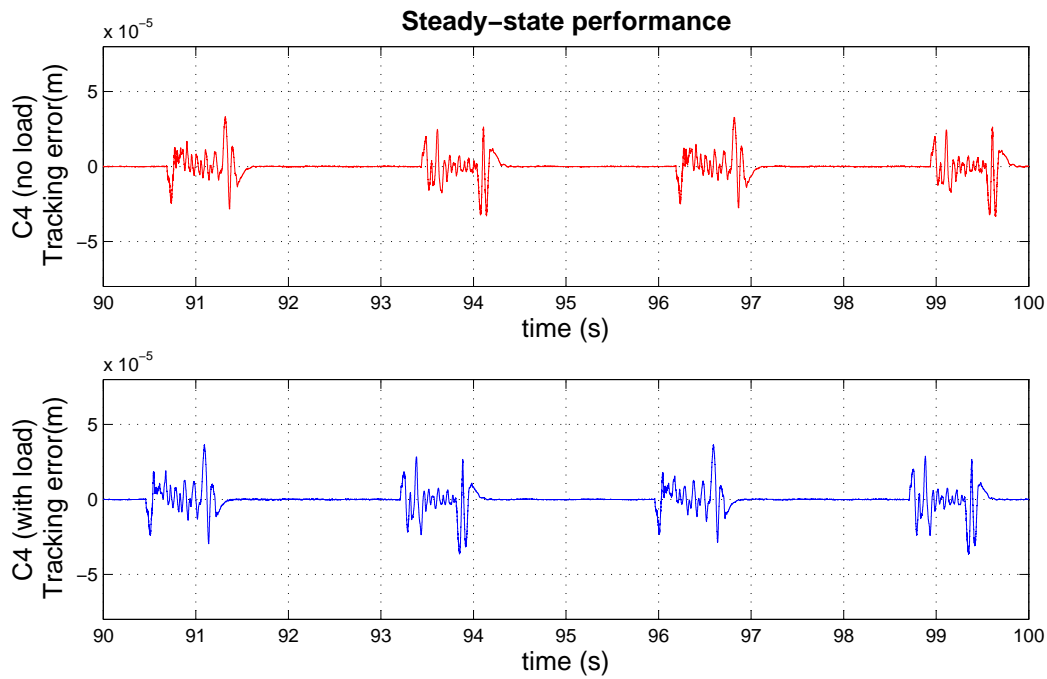


图 3-10 实验 III 稳态性能对比 (经过有限运行周期后)

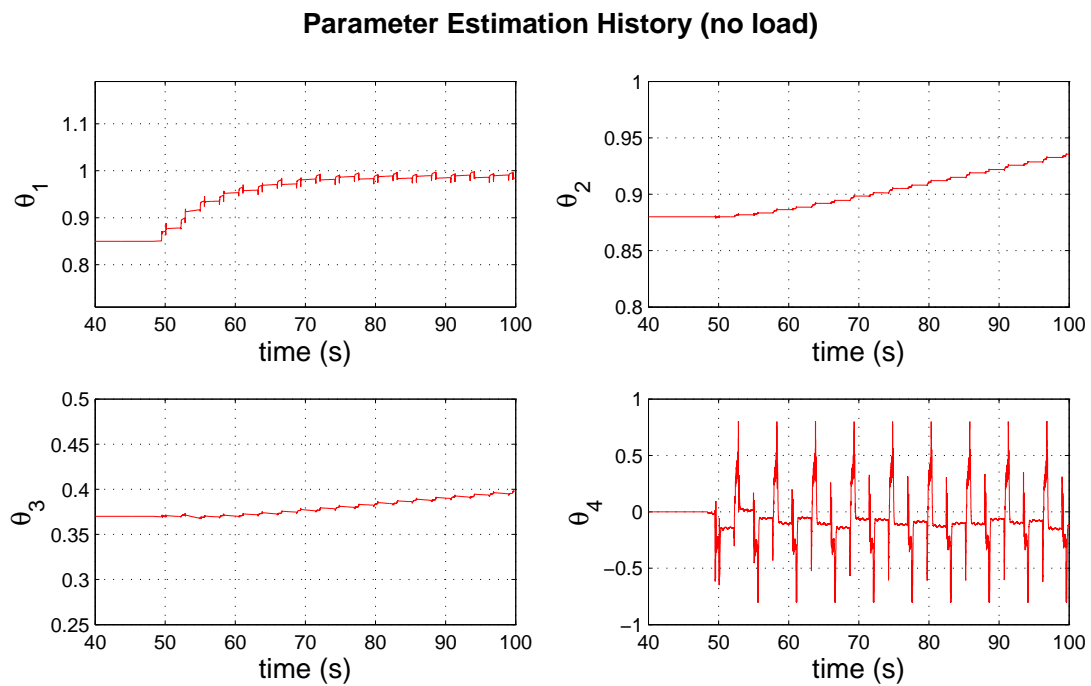


图 3-11 实验 III 参数估计情况 (无负载)

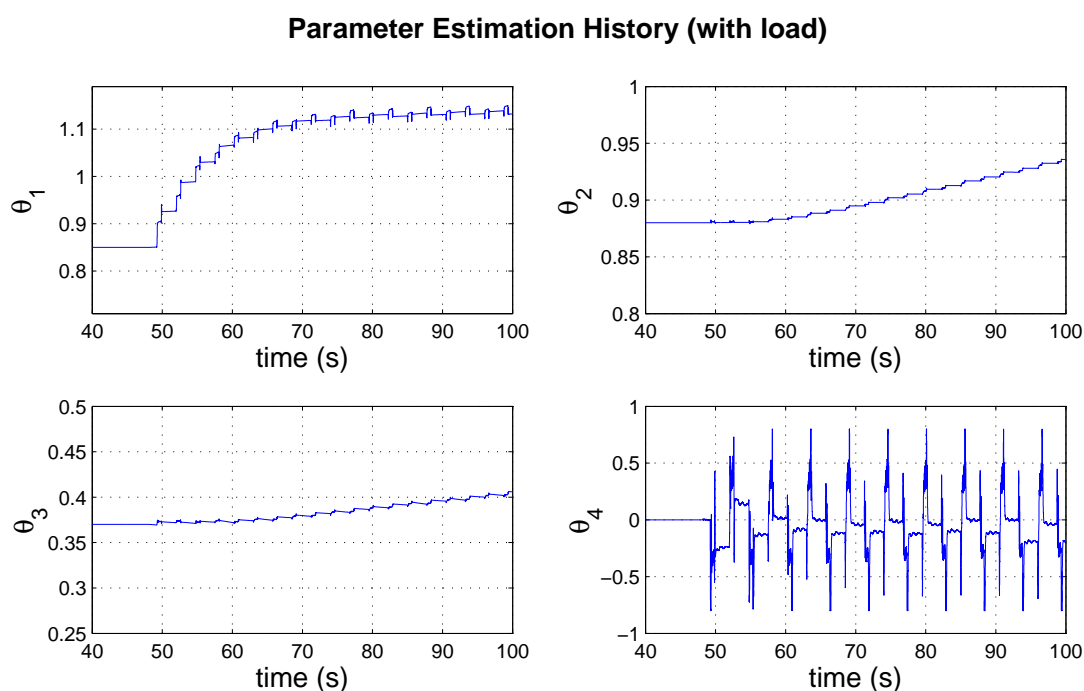


图 3-12 实验 III 参数估计情况（带负载）

负载时约为  $1.12(V/m/s^2)$ ，其差值为  $0.13(V/m/s^2)$ 。而注意到式 (3-5) 中惯性参数的定义以及从制造商参数手册上所知电机力常数  $K_1$  为  $74.2N/V$ ， $9.8kg$  的负载差值所对应的惯性参数差值为  $0.132(V/m/s^2)$ ，这与实验结果完全吻合。有效的自适应模型补偿也解释了为什么上面的误差曲线图 3-9 中，在开始运行的几个周期过后，系统跟踪性能明显有所提升。由于所设计的 ARC 算法是着眼于整个可调模型补偿项的效果来实现更好的轨迹跟踪，而并不是专门为了处理单个参数的估计问题，因此，即使其他一些参数比如阻尼和非线性摩擦力系数等参数并不一定真正收敛，所设计的控制器在实际实现中也取得了良好的跟踪性能。

### 3.3 基于自适应推力分配的自适应鲁棒协同控制

本节着重在前一节所提协同控制的基础上，发展一种基于自适应推力分配策略的 ARC 精密协同控制方法，进一步提高控制性能和实用价值，并进行实验研究。

#### 3.3.1 问题阐述

前文从理论分析和实验结果说明了所提出的协同控制算法与传统同步控制算法相比所具有的高性能和实用性。注意到基于内力约束方程的推力分配算法是保证系统整体性能的重要环节，其中推力分配系数对于调节系统内力具有关键作用，实用中可以通过离线辨识

获得或在负载分布简单情形时依据物理特性进行设计。然而在一些应用场合，冗余双驱系统可能存在复杂的负载结构，很难预先估算质心位置，必须通过实验辨识得到；或者存在负载分布未知或发生变化的情况，对负载分布重复进行实验辨识也增加了控制算法的应用耗费。针对这一情况，我们希望通过引入参数在线自学习机制，来保证推力分配的准确适用性以提高系统控制性能。

注意到 (2-4)，并用  $A_i S_f(\dot{y}_G)$  来近似  $A_i S_f(\dot{y}_i)$ ， $i = 1, 2$ ，动力学 (2-17) 可写为

$$J\ddot{\alpha} = K_2 l_2 u_2 - K_1 l_1 u_1 - B_\alpha \dot{\alpha} - K_\alpha \alpha + C_{\dot{y}\dot{\alpha}} \dot{y}_G + A_{\dot{y}\dot{\alpha}} S_f(\dot{y}_G) + d_2 \quad (3-37)$$

其中  $B_\alpha = B_1 l_1^2 + B_2 l_2^2$ ， $C_{\dot{y}\dot{\alpha}} = B_1 l_1 - B_2 l_2$ ， $A_{\dot{y}\dot{\alpha}} = A_1 l_1 - A_2 l_2$ ； $d_2$  为集中建模误差，并用  $\Delta_\alpha$  表示其常值分量。以上包含控制输入和质心位置信息的物理模型可以用来设计参数估计算法。并且所设计的参数估计算法<sup>[126]</sup>需要具有良好的收敛特性并适用于在线计算。

### 3.3.2 控制器总体结构

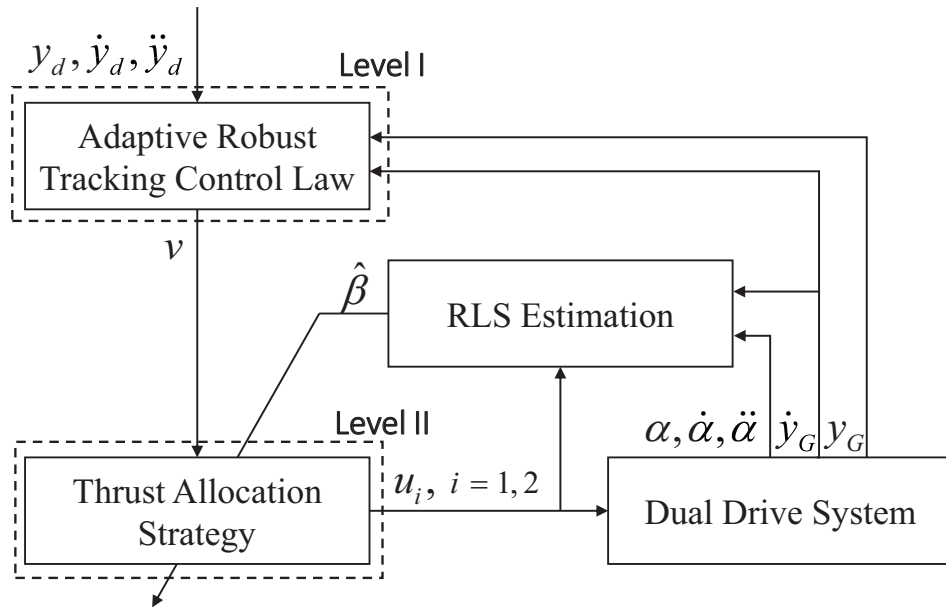


图 3-13 所提出的基于自适应推力分配的 ARC 协同控制器结构

基于以上分析，在 3.2 节所提控制器结构框架的基础上，本节提出了一种基于自适应推力分配策略的 ARC 精密协同控制器，其总体结构如图 3-13 所示。在上层 (Level I) 轨迹跟踪控制器中，利用自适应鲁棒控制设计方法对非线性动力学 (3-7) 设计合理的驱动力控制输入  $v$ ，使得惯性部分的位移  $y_G(t)$  能够跟踪给定的期望运动轨迹  $y_d(t)$ ，并在系统存在参数  $\theta$  的不确定性和各种不确定非线性  $\tilde{\Delta}$  的情况下仍然能够保证所需的稳态精度和瞬

态性能。在下层（Level II）推力分配算法中，根据虚拟控制输入  $v$ ，基于内力约束平衡关系，分别确定各电机的控制输入  $u_1$  和  $u_2$  以调节轴间内力，避免激发刚柔耦合结构带来的高阶旋转动力学。此外，设计了分配系数的自适应估计模块，根据旋转动力学的结构，通过基于物理模型的递归最小二乘估计（RLSE）算法实现在线精确参数估计，调整下层控制器中的系数  $\beta$  以获得更准确的推力分配，在系统负载分布未知或发生变化的情况下仍然能够保证相应的控制性能。其中，上层 ARC 运动跟踪控制律的设计过程与前一节类似，下面介绍其他部分的具体实现。

### 3.3.3 在线精确参数估计

为了设计参数估计算法，这里先只考虑系统参数不确定性，即先假设  $\Delta_\alpha = d_2$ 。为简单起见，令  $\bullet' = \bullet/K_1 l_1$ ，于是可以得到如下基于实际物理动力学的参数估计模型

$$u_1 = \beta k_m u_2 - J' \ddot{\alpha} - B'_\alpha \dot{\alpha} - K'_\alpha \alpha + C'_{\dot{y}\dot{\alpha}} \dot{y}_G + A'_{\dot{y}\dot{\alpha}} S_f(\dot{y}_G) + \Delta'_\alpha \quad (3-38)$$

未知参数定义为

$$\theta_\alpha = [\beta, J', B'_\alpha, K'_\alpha, C'_{\dot{y}\dot{\alpha}}, A'_{\dot{y}\dot{\alpha}}, \Delta'_\alpha]^T \quad (3-39)$$

引入一个稳定的 LTI 传递函数  $H_f(s)$ （例如， $H_f(s) = 1/(\tau_f s + 1)^2$ ），应用到式（3-38）两边可以得到滤波后的动力学为

$$u_{1f} = \phi_f^T \theta_\alpha \quad (3-40)$$

回归量定义为

$$\phi_f = [k_m u_{2f}, -\ddot{\alpha}_f, -\dot{\alpha}_f, -\alpha_f, \dot{y}_{Gf}, S_{ff}(\dot{y}_G), 1_f]^T \quad (3-41)$$

其中  $\bullet_f$  代表  $\bullet$  经过滤波后的值。

定义预测输出误差为

$$\epsilon = \hat{u}_{1f} - u_{1f} \quad (3-42)$$

其中预测输入以及参数估计误差为

$$\hat{u}_{1f} = \phi_f^T \hat{\theta}_\alpha; \quad \tilde{\theta}_\alpha = \hat{\theta}_\alpha - \theta_\alpha \quad (3-43)$$

可以得到预测误差

$$\epsilon = \phi_f^T \tilde{\theta}_\alpha \quad (3-44)$$

的线性回归形式模型。为了实现快速精确的在线参数估计<sup>[69, 126]</sup>，对该模型这里设计具有指数型数据遗忘特性以及有限协方差的递归最小二乘参数估计算法

$$\dot{\hat{\theta}}_{\alpha} = \Gamma_{\alpha} \tau_{\alpha} \quad (3-45)$$

式 (3-45) 中自适应函数  $\tau_{\alpha}$  选取为

$$\tau_{\alpha} = -\frac{\phi_f \epsilon}{1 + \kappa_2 \phi_f^T \Gamma_{\alpha} \phi_f} \quad (3-46)$$

自适应率矩阵  $\Gamma_{\alpha}(t)$  是一个连续可导的对称正定阵。注意到实际中有可能存在的积分饱和现象，设计  $\Gamma_{\alpha}$  由以下方式更新

$$\dot{\Gamma}_{\alpha} = \begin{cases} \kappa_1 \Gamma_{\alpha} - \frac{\Gamma_{\alpha} \phi_f \phi_f^T \Gamma_{\alpha}}{1 + \kappa_2 \phi_f^T \Gamma_{\alpha} \phi_f}, & \text{if } \mu_{\max}(\Gamma_{\alpha}(t)) \leq \rho_M \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (3-47)$$

其中  $\Gamma_{\alpha}(0) = \Gamma_{\alpha}^T(0) > 0$ ;  $\kappa_1 \geq 0$  是遗忘因子,  $\kappa_2 \geq 0$  是标准化因子 (例如当  $\kappa_2$  取不同特定值时整体参数估计算法可能等效于不同标准形式)。  $\rho_M$  是为了避免估计器发散而预设的  $\|\Gamma_{\alpha}(t)\|$  的上界, 令  $\mu_{\max}(\Gamma_{\alpha}(t))$  代表  $\Gamma_{\alpha}(t)$  的最大特征值,  $I_7$  为单位矩阵, 于是可知  $\Gamma_{\alpha}(t) \leq \rho_M I_7, \forall t$ 。

### 3.3.4 自适应推力分配算法

经过在线参数估计后, 就可以利用  $\hat{\beta}$  设计类似于 3.2.4 节的自适应推力分配算法。然而实际中, 参数估计算法 (3-45) 并不能保证参数估计能够被已知的有界函数所界定, 因而如果直接将  $\hat{\beta}$  应用到推力分配控制器中可能会有控制输入饱和或系统稳定性的风险。如果能够充分应用可预先知道的有效信息, 就有利于设计可控的在线学习过程, 使得参数估计即使在可能存在的建模误差或外干扰的影响下, 依然保证瞬态有界。实际上, 可以做如下假设

**假设 3.3:** 未知参数  $\theta_{\alpha}$  值的范围是已知的, 即描述为

$$\theta_{\alpha} \in \Omega_{\alpha} \triangleq \left\{ \theta_{\alpha} : \theta_{\alpha \min} < \theta_{\alpha} < \theta_{\alpha \max} \right\} \quad (3-48)$$

其中  $\Omega_{\alpha}$  是一个有界的凸集,  $\theta_{\alpha \min} \in \mathcal{R}^7$  和  $\theta_{\alpha \max} \in \mathcal{R}^7$  是由已知常数构成的参数上下界矢量。 ■

于是类似于 3.2.3 节中的解决办法, 可以对该在线估计算法进行一定的修正。注意到 3.2.3 中介绍的非连续投影结构形式对这里时变的非对角自适应率矩阵并不完全适用, 因此

需要重新设计。我们借鉴在鲁棒自适应控制中，将参数估计矢量投影到一个已知的有界凸集中<sup>[69, 127]</sup>的一种标准投影技术，设计经过修正后的在线估计算法为

$$\dot{\hat{\theta}}_{\alpha} = \text{Proj}_{\hat{\Omega}_{\alpha}}(\Gamma_{\alpha}\tau_{\alpha}) \quad (3-49)$$

其中

$$\text{Proj}_{\hat{\Omega}_{\alpha}}(\xi) = \begin{cases} \xi, & \text{if } \hat{\theta}_{\alpha} \in \overset{\circ}{\Omega}_{\alpha} \text{ or } n_{\hat{\theta}_{\alpha}}^T \xi \leq 0 \\ \left( I_7 - \Gamma_{\alpha} \frac{n_{\hat{\theta}_{\alpha}} n_{\hat{\theta}_{\alpha}}^T}{n_{\hat{\theta}_{\alpha}}^T \Gamma_{\alpha} n_{\hat{\theta}_{\alpha}}} \right) \xi, & \text{if } \hat{\theta}_{\alpha} \in \partial\Omega_{\alpha} \text{ and } n_{\hat{\theta}_{\alpha}}^T \xi > 0 \end{cases} \quad (3-50)$$

$\overset{\circ}{\Omega}_{\alpha}$  代表  $\Omega_{\alpha}$  的内集， $\partial\Omega_{\alpha}$  代表  $\Omega_{\alpha}$  的边界； $n_{\hat{\theta}_{\alpha}}$  代表在  $\hat{\theta}_{\alpha} \in \partial\Omega_{\alpha}$  处向外的单位法向量。应用经投影后的估计算法（3-49）可以保证<sup>[121]</sup>参数的估计值落在  $\Omega_{\alpha}$  的闭包  $\bar{\Omega}_{\alpha}$  内，因此可以应用到控制器当中。

此外，众所周知的是最小二乘法参数估计具有很好的收敛特性，实际上，在系统满足如下持续激励（Persistent Excitation）条件

$$\exists T, t_0, \kappa_p > 0 \quad \text{s.t.} \quad \int_t^{t+T} \phi_f \phi_f^T d\nu \geq \kappa_p I_7, \quad \forall t \geq t_0 \quad (3-51)$$

时，还可以保证参数估计  $\hat{\theta}_{\alpha}$  最终收敛到其真实值<sup>[128]</sup>，即当  $t \rightarrow \infty$ ， $\hat{\theta}_{\alpha} \rightarrow \theta_{\alpha}$ 。

于是采用自适应鲁棒运动控制律（3-17）以及在线精确参数估计（3-49），并注意到内力约束方程（3-35），可设计如下带自适应推力分配的 ARC 协同控制器

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{\hat{\beta}v}{1 + \hat{\beta}} \\ u_2 &= \frac{v}{k_m(1 + \hat{\beta})} \end{aligned} \quad (3-52)$$

### 3.3.5 对比实验研究

#### 3.3.5.1 实验系统介绍

本节的对比实验研究均在图 3-14 所示由嘉兴华嶺机电提供的冗余直驱龙门平台上完成并取得实验数据。横梁两侧各由一台 BXU33-075A4PT8-001-L(ST) 无铁芯直线电机驱动，直线电机的最大瞬时推力为 1290N，自冷情况下的最大持续推力为 215N；横梁跨度为 1.46m，Y 轴的有效工作范围为 1m；两侧电机各通过 HEIDENHAIN 公司的 LIDA477 直线光栅尺测量位置反馈，实时测量分辨率经细分后设为 0.5 $\mu\text{m}$ ，速度反馈则通过连续位移信号偏差计算。在移动头处于中间位置并且无外加负载的情况下，系统部分参数的名义值为  $M_k = 1.48(\text{V}/\text{m}/\text{s}^2)$ ， $B_k = 3(\text{V}/\text{m}/\text{s})$ ， $A_k = 0.36(\text{V})$ ， $\Delta_n = 0$ 。推力比常数为

$k_m = 1.05$ 。

控制实验系统的组成和运行原理与 2.4.1 节中所述架构一致，其中控制单元采用 dSPACE 的新一代产品 MicroLabBox，实验中运行控制算法的实时采样频率设置为  $10kHz$ ，即运算周期为  $T_s = 0.1ms$ 。



图 3-14 华嶺冗余直驱龙门平台

### 3.3.5.2 性能指标

为了能够定量地评价各控制算法的控制效果，定义以下性能指标<sup>[124]</sup>

$L_2[e_y] = \left( \frac{1}{T} \int_0^T |e_y|^2 dt \right)^{1/2}$ ，是跟踪误差的均方根值，用来表征运动控制的平均性能，其中  $T$  代表总体运行时长；

$e_{yM} = \max_t \{ |e_y(t)| \}$ ，是跟踪误差的最大绝对值，用来衡量运动控制的最差瞬态性能；

$e_{yF} = \max_{T-5 \leq t \leq T} \{ |e_y(t)| \}$ ，是运行时间的最后 5s 内跟踪误差的最大绝对值，用来衡量运动控制的最终瞬态性能；

$L_2[u] = \left( \frac{1}{T} \int_0^T (|u_1| + |u_2|)^2 dt \right)^{1/2}$ ，是综合表示两电机控制输入绝对值的均方根值，用来评估所需控制输入力度的大小。

### 3.3.5.3 实验方案

与传统基于运动同步的交叉耦合控制相比，所提出的基于推力分配策略的协同控制可以保证较小的内力，因而具有更小的控制能量消耗以及可获得更高的性能，这已从 3.2.5

节得到了充分验证。本节的实验主要是研究所提自适应推力分配的作用机制和控制效果。即对比以下两种控制算法：

**C1:** 3.2 节中设计的基于推力分配的 ARC 协同控制器，推力分配系数  $\beta$  值为固定设计参数（后面具体介绍）。光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ 。如前所述  $v_{s_2} = -k_{r_2}(y, \dot{y}, t)s$  应该取为一个非线性反馈例如  $v_{s_2} = -\frac{1}{4\eta}h^2s$  来全局保证鲁棒性能要求条件，这里采用一个综合  $k_s$  和  $k_{r_2}$  的足够大反馈增益  $k_{r_2}$  来简化控制器，令 (3-20) 为  $v_s = -k_r s$ ，这样依然能够在足够大的工作范围内满足所要求的鲁棒条件<sup>[125]</sup>。控制器的增益取为  $k_1 = 150$ ， $k_r = 280$ ，参数自适应率取为  $\Gamma = \text{diag}[80, 1800, 700, 4500]$ ，参数上下界矢量分别为  $\theta_{\min} = [0.8, 1, 0.1, -1]^T$ ， $\theta_{\max} = [2, 5, 0.7, 1]^T$ ；依据无负载时的系统状态，初始值取为  $\hat{\theta}(0) = [1.2, 2, 0.3, 0]^T$ ；

**C2:** 本节中设计的自适应基于推力分配的 ARC 协同控制器，推力分配系数  $\beta$  通过参数估计算法进行在线自适应。 $\tau_f = 0.004$ ，参数估计算法因子  $\kappa_1 = 0.01, \kappa_2 = 0.1$ ；自适应率初值设为  $\Gamma_\alpha(0) = \text{diag}[100, 100, 100, 100, 100, 100, 1000]$ ；此外，控制器中所有与 C1 中含义相同的参数均与 C1 设置完全一致。

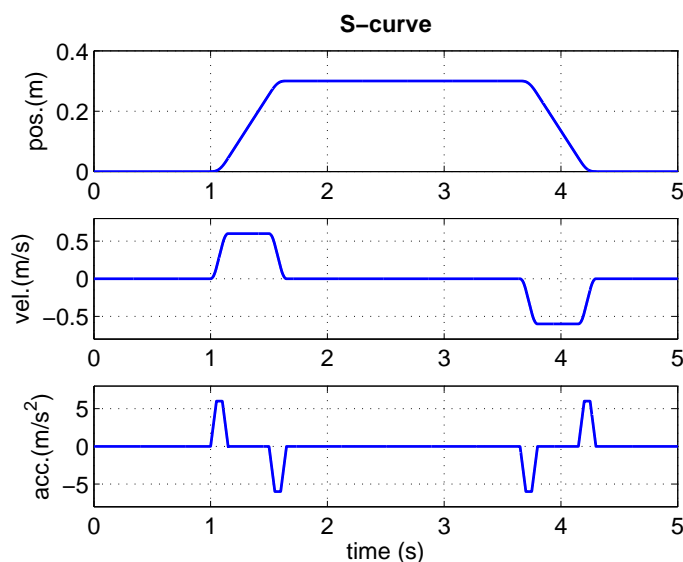


图 3-15 点到点 S-curve 期望轨迹信号

给定的参考轨迹是经过加速度平滑后的点到点 S-curve 期望轨迹，一个往返周期内的位置、速度、加速度信号如图 3-15 所示：端点到端点的运行位移为  $0.3m$ ，轨迹最大速度为  $0.6m/s$ ，最大加速度为  $6m/s^2$ 。进行如下两组实验：

**Set1:** 移动头固定在横梁中点，即名义位置  $l_1 = l_2 = 0.73m$ ；并在其上增加总计  $40\text{-kg}$  的额外负载。此时  $C1$  取名义值  $\beta = 1$  进行控制实验，一方面验证协同控制算法的有效性和对参数变化的鲁棒性能，另一方面也可以作为稍后性能对比的基准；

**Set2:** 为了验证所设计自适应推力分配算法的性能提升，将移动头固定在横梁最右端，并且依然带有  $40\text{-kg}$  的额外负载。此时，移动部分的质心会由于显著的负载分布不平衡而相对于名义位置有较大偏移。通过快速的几何参数估算， $C1$  中的分配系数  $\beta$ ，以及  $C2$  中的分配系数初值  $\hat{\beta}(0)$  均设置为  $0.85$ 。

### 3.3.5.4 实验结果

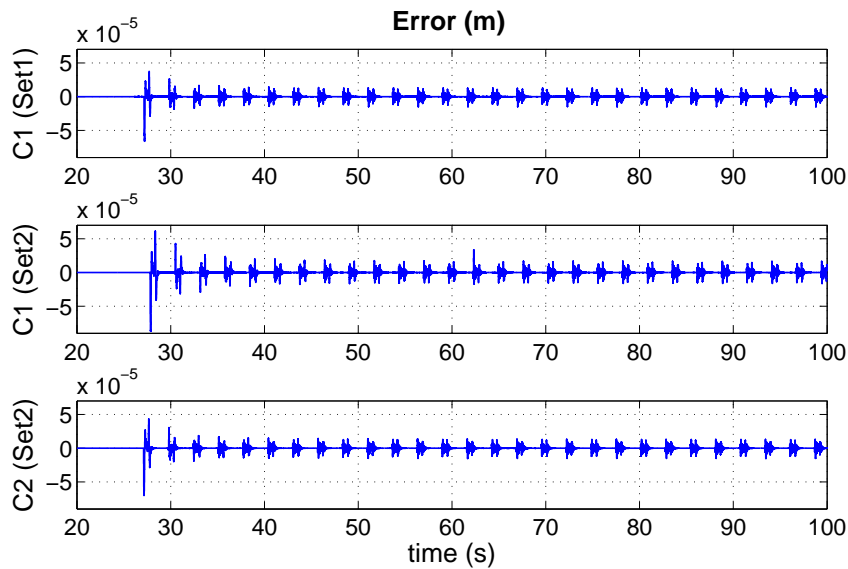


图 3-16 各控制实验的跟踪误差对比

控制算法	$e_{yM}$	$e_{yF}$	$L_2[e_y]$	$L_2[u]$
	$\mu m$			$V$
C1 (Set1)	66.04	14.96	3.76	2.56
C1 (Set2)	86.95	16.47	5.12	2.69
C2 (Set2)	74.89	15.20	3.99	2.55

表 3-4 性能指标对比

各组实验的跟踪误差对比如图 3-16 所示。表征系统瞬态性能指标  $e_{yM}$ 、最终跟踪性能指标  $e_{yF}$ 、和平均跟踪性能指标  $L_2[e_y]$  的定量对比可见表 3-4。首先，在系统受到参数扰

动（增加 40-kg 负载）时各 ARC 控制算法鲁棒性较好，均体现了一定的参数自适应能力以及较好的稳态跟踪效果，定位误差为仅为一个测量分辨率（ $\pm 0.5\mu m$ ），说明了所提出的控制器优秀的控制性能。

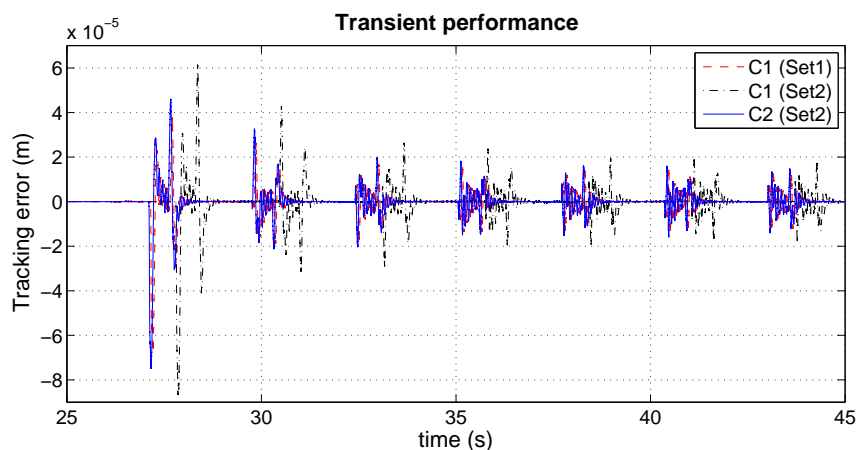


图 3-17 瞬态跟踪误差放大对比

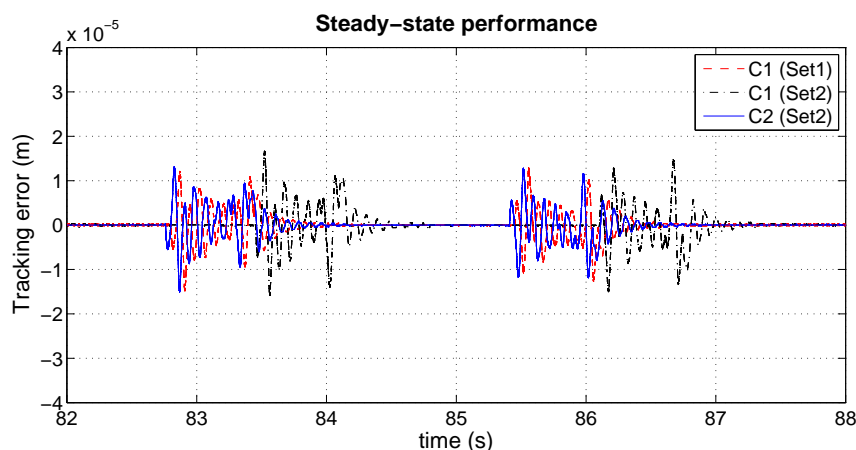


图 3-18 经过有限运行周期后的跟踪误差放大对比

前几个运行周期的放大图见图 3-17，经过有限个运行周期后系统的稳定运行状态下的跟踪性能见图 3-18 所示。如果与 *Set1* 中 *C1* 的控制结果（图中以红色虚线表示）相比，从图 3-17 中可以看到在控制实验 *Set2* 中，由于负载分布显著不均衡的影响，*C1* 的瞬态性能（图中以黑色点划线表示）有明显的变差。相对而言，*C2* 在 *Set2* 中（图中以蓝色实线表示）则表现出较好的控制性能，最大的瞬时误差  $86.95\mu m$  比 *C1* 中的  $74.89\mu m$  降低了约 14%，最终的瞬态跟踪误差  $16.47\mu m$  与 *C1* 中的  $15.2\mu m$  相比也有所降低。图 3-19 所示的是推力分配系数  $\beta$  的在线学习过程，可见其快速收敛并最终收敛到了 0.77 附近；图 3-20

和 3-21 给出了 *Set2* 中两电机的控制输入情况。结果表明随着系数的学习过程，尤其是运行开始的前几个周期内快速收敛，控制器 *C2* 的推力分配变得越来越有效，并且最终与 *Set1* 中的 *C1* 甚至达到了几乎一致的稳态跟踪性能（见图 3-18），最终瞬态误差  $15.2\mu\text{m}$  与  $14.96\mu\text{m}$  相差不到 2%（见表 3-4）。通过对比平均控制输入力度指标  $L_2[u]$ ，*C2* 的  $2.55\text{V}$  小于 *C1* 的  $2.69\text{V}$ ，这显示出由于 *C2* 更准确的推力分配使得系统内力更小，也因此可以获得更小的能量消耗以及更好的控制性能。

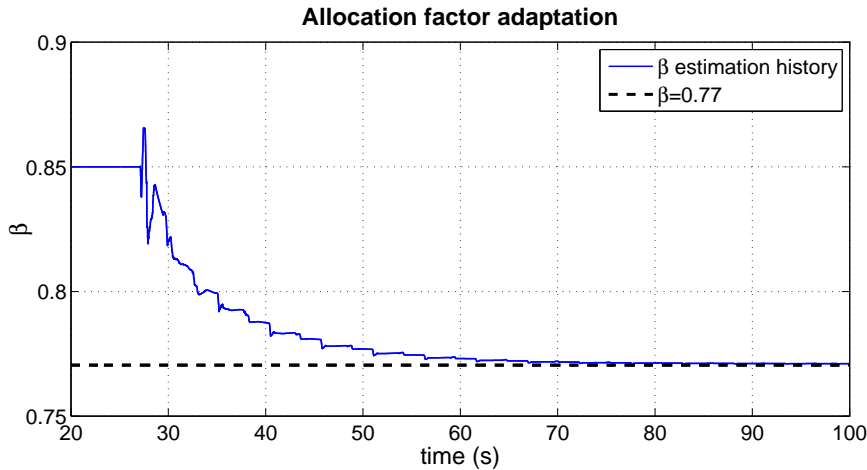


图 3-19 *Set2* 实验中 *C2* 的分配系数在线估计

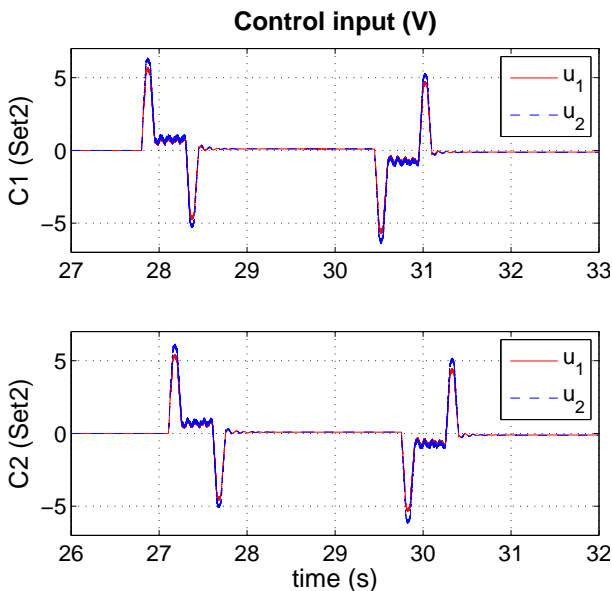


图 3-20 *Set2* 实验的控制输入对比一

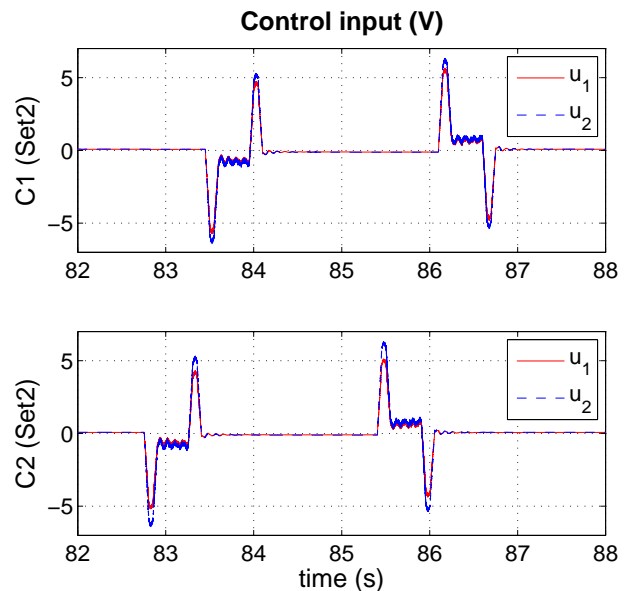


图 3-21 *Set2* 实验的控制输入对比二

此外，实验结果中还隐含一个有意义的事实是印证了设计运动跟踪控制器时的分析。例如，注意到在设计上层运动跟踪控制算法时考虑的动力学模型，可以将式 (3-5) 重新写

为以下形式

$$M_k \ddot{y}_G + B_k \dot{y}_G + A_k S_f(\dot{y}_G) = v + C_{\dot{y}\dot{\alpha}k} \dot{\alpha} + d_{1k} \quad (3-53)$$

其中  $C_{\dot{y}\dot{\alpha}k} = C_{\dot{y}\dot{\alpha}}/K_1$ ;  $d_{1k} = (d_y + d_{fc})/K_1$  代表建模误差。上式中的耦合项  $C_{\dot{y}\dot{\alpha}k} \dot{\alpha}$  一定程度上揭示了旋转动态可能存在的耦合作用,而在式(3-5)中只是粗略地与其他所有建模误差作为一起考虑,在相应的控制器设计中通过鲁棒反馈来处理这部分不确定性的影响。当使用了合适的推力分配算法使得旋转动态保持的更小时,即 C2 在 Set1 中的情形,这部分的不确定性的消减使得整体不确定性  $d_k$  变得更小,这也解释了为什么自适应推力分配在减小轴间内力的同时,还有利于获得更好的运动跟踪性能。

### 3.4 带负载运动补偿的推力分配自适应鲁棒协同控制

#### 3.4.1 问题阐述

对于负载分布未知或变化,通过自适应推力分配算法已经可以有效减弱质心偏移的不确定影响。其中所设计的带有数据遗忘特性的 RLS 算法的特性之一就是能够跟踪慢时变系统特性参数,如果选取在线估计算法中合适的遗忘因子并通过分配系数的快速收敛,可以在负载运动的情况下依然保证一定的控制性能。实际上,考虑到一些应用场合中,负载运动并不是完全未知的,即移动头在 X 轴的主动驱动往往配备有位置测量传感器。在这种情况下,如果能够利用负载运动反馈信号,可以通过估计系统质心位置,更高效地调节推力分配系数以补偿负载运动的影响。

#### 3.4.2 负载运动和分配系数模型

考虑移动头沿 X 方向的运动,系统结构示意图如图 3-22 所示,假设横梁质量为  $M_1$ ,且不失一般性,其质心位置在 X 轴有偏移量  $x_b$ ; 移动头及负载质量为  $M_2$ ,用  $x(t)$  表示其沿 X 轴的运动,于是可知对系统质心 G 有

$$x_g = \frac{M_1 x_b + M_2 x(t)}{M_1 + M_2} \quad (3-54)$$

并且有

$$l_1(x) = \frac{l}{2} + x_g; \quad l_2(x) = \frac{l}{2} - x_g; \quad (3-55)$$

于是对于分配系数可以写成以下形式

$$\beta(x) = \frac{a_1 - x}{a_2 + x} \quad (3-56)$$

其中  $a_1$  和  $a_2$  是与系统物理特性有关的常数

$$a_1 = \frac{(M_1 + M_2)l - 2M_1x_b}{2M_2}; \quad a_2 = \frac{(M_1 + M_2)l + 2M_1x_b}{2M_2} \quad (3-57)$$

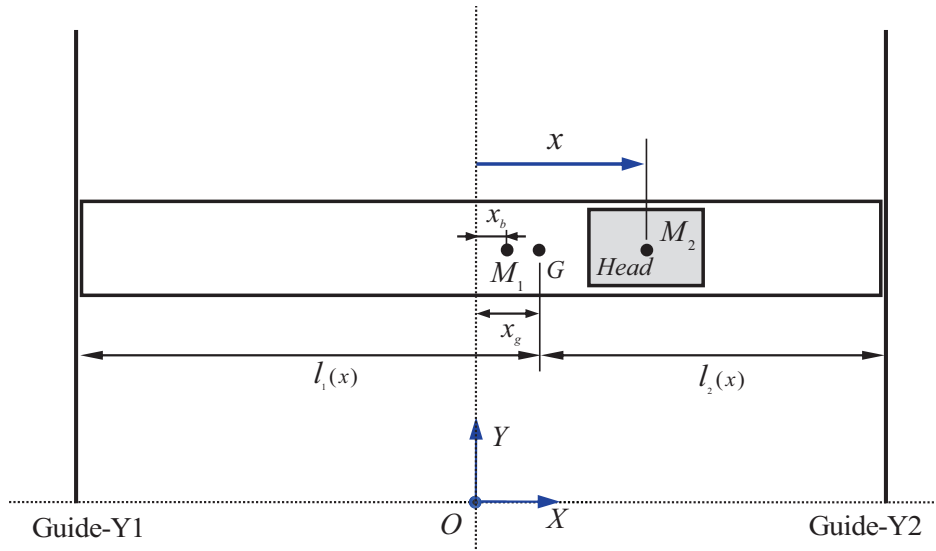


图 3-22 负载运动引起的质心变化

### 3.4.3 负载运动补偿的推力分配算法

在控制实现中，注意到式 (3-56)，为了在推力分配算法中补偿负载运动，并不需要精确知道  $x_g$  模型中各物理参数的准确值，只需要依据  $\beta(x)$  的形式及集中参数  $a_1$  和  $a_2$ ，例如通过离线辨识少数个特征点数据即可。于是注意到自适应鲁棒运动控制律 (3-17) 以及内力约束方程 (3-35)，可设计如下带负载运动补偿的推力分配协同控制器

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{\beta(x)v}{1 + \beta(x)} \\ u_2 &= \frac{v}{k_m [1 + \beta(x)]} \end{aligned} \quad (3-58)$$

### 3.4.4 对比实验研究

#### 3.4.4.1 实验方案

本节的对比实验研究均在 3.3.5 节所介绍的冗余直驱运动控制实验平台上完成并取得实验数据，dSPACE MicroLabBox 运行控制算法的实时采样频率设置为  $10kHz$ 。

实验中在移动头上增加共计  $40kg$  的负载，并控制负载沿 X 轴进行往复运动，以进行负载运动情况下的控制实验研究。移动头在 X 方向的运动如图 3-23 所示。给定 Y 方向跟

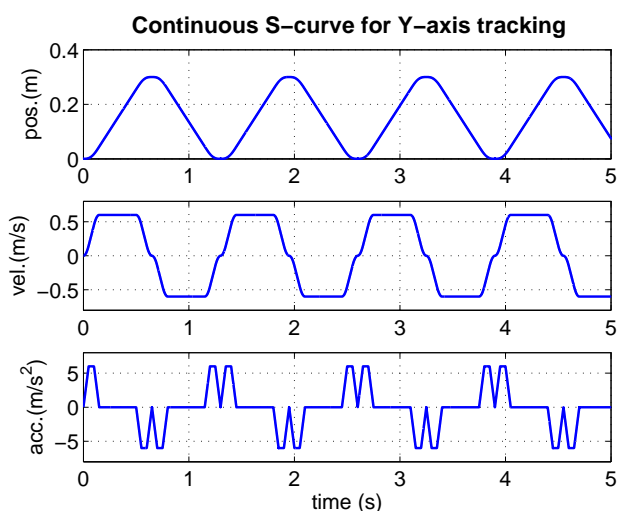


图 3-23 连续无停顿的 S-curve 期望轨迹

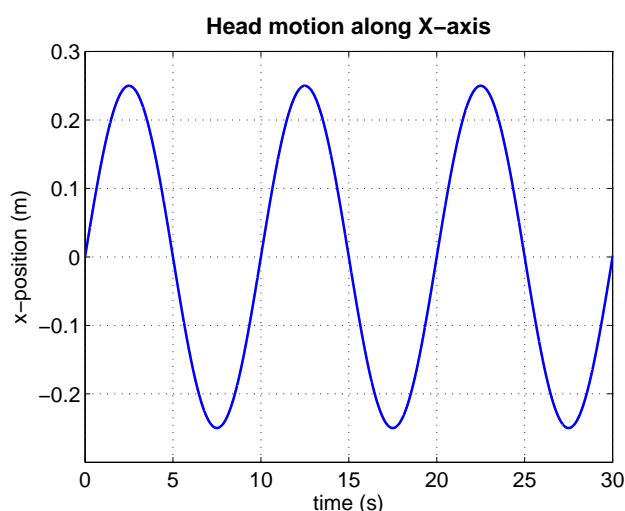


图 3-24 移动头在 X 方向的运动

踪的期望轨迹  $y_d(t)$  是连续的点到点 S-curve 轨迹（各个点到点加减速运动周期之间的停止时间为零，如图 3-24 所示），端点到端点的运行位移为 0.3m，轨迹最大速度为 0.6m/s，最大加速度为 6m/s<sup>2</sup>。

对比以下两种控制算法：

**C1:** 不带负载运动补偿的推力分配 ARC 协同控制器，控制器的增益为  $k_1 = 150$ ,  $k_r = 280$ ，参数自适应率取为  $\Gamma = \text{diag}[80, 1800, 700, 4500]$ ，参数上下界矢量分别为  $\theta_{\min} = [0.8, 1, 0.1, -1]^T$ ,  $\theta_{\max} = [2, 5, 0.7, 1]^T$ ；依据无负载时的系统状态，初始值取为  $\hat{\theta}(0) = [1.2, 2, 0.3, 0]^T$ ；

**C2:** 带负载运动补偿的推力分配 ARC 协同控制器，控制器中所有与 C1 中含义相同的参数均与 C1 设置完全一致。 $\beta(x)$  的补偿形式通过离线辨识的实验数据获得，拟合结果如图 3-25 所示， $a_1 = 2.768$ ,  $a_2 = 2.892$ 。

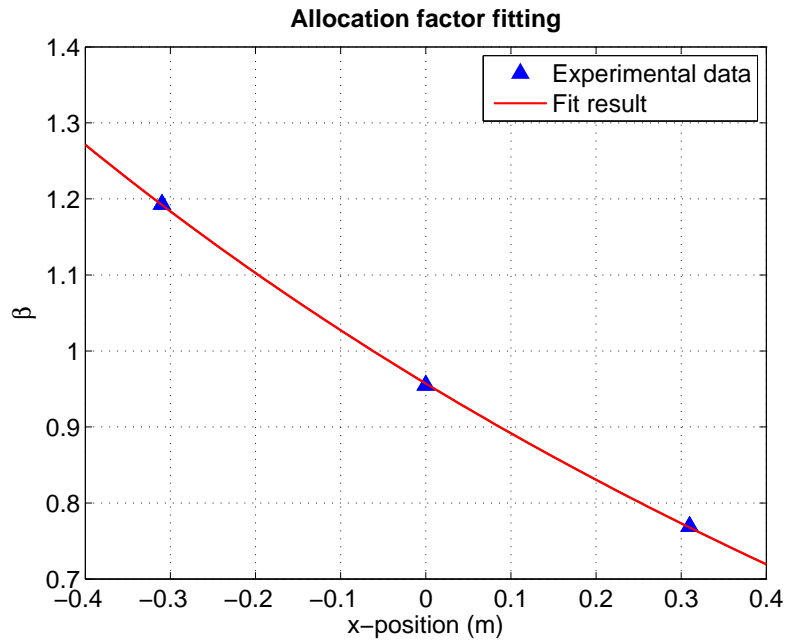
### 3.4.4.2 实验结果

各控制实验的跟踪误差结果、负载运动情况及旋转角度如图 3-26 和 3-27 所示，两电机的控制输入如图 3-29 所示。同时类似地，在表 3-5 中采用如下性能指标以定量表征图中的实验结果：

$$e_{yM} = \max_{40 \leq t \leq 70} \{ |e_y(t)| \}, \text{ 表示 } 40s \text{ 至 } 70s \text{ 内的最大跟踪误差；}$$

$$L_2[e_y] = \left( \frac{1}{30} \int_{40}^{70} |e_y|^2 dt \right)^{1/2}, \text{ 表示 } 40s \text{ 至 } 70s \text{ 内的平均跟踪性能；}$$

$$L_2[u] = \left( \frac{1}{10} \int_{60}^{70} (|u_1| + |u_2|)^2 dt \right)^{1/2}, \text{ 表示 } 60s \text{ 至 } 70s \text{ 内两电机的综合控制输入力度。}$$

图 3-25  $\beta(x)$  的实验拟合结果

控制算法	$e_{yM}$	$L_2[e_y]$	$L_2[u]$
	$\mu m$		$V$
C1	17.2	6.16	5.21
C2	16.6	5.87	5.06

表 3-5 性能指标对比

从结果可以直观看到，从跟踪误差放大图 3-28 可以看到，C1（红色实线）的跟踪误差对应负载的运动在 45s、55s、65s 附近周期性地呈现加速过程中瞬态误差增大现象（图中约  $17.5\mu m$  水平线附近），在 50s、60s 附近，也周期性地出现反向加速过程中瞬态跟踪误差增大的现象（图中约  $12\mu m$  水平线附近）；与所分析的一致，C2（蓝色虚线）通过负载运动补偿减弱了负载分布变化对运动性能的影响，在上述峰值处抑制了瞬态跟踪误差的增大，表 3-5 也显示 C2 改善了跟踪性能。此外，带补偿的推力分配作用还主要体现在对内力的调节作用上，图 3-27 显示了在没有补偿情况下，负载分布的变化对系统运行的影响，而 C2 通过负载运动补偿有效地提高了推力分配的作用效果， $\alpha$  一直平稳保持在较低水平，表 3-5 中更小的控制输入  $L_2[u]$  也说明了 C2 更好的内力调节效果。

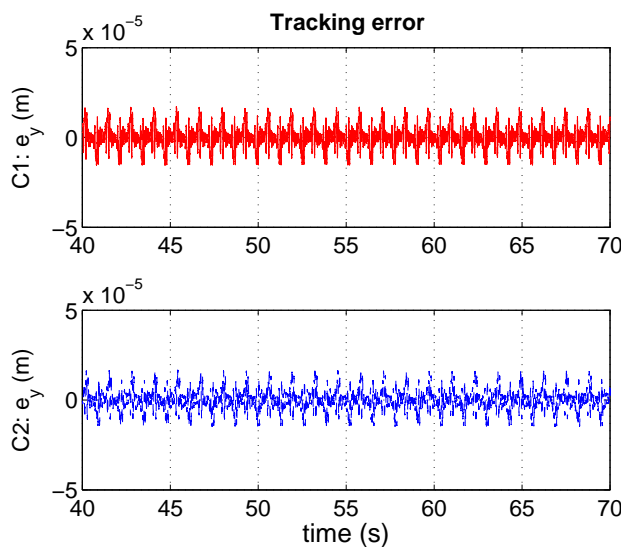


图 3-26 跟踪误差

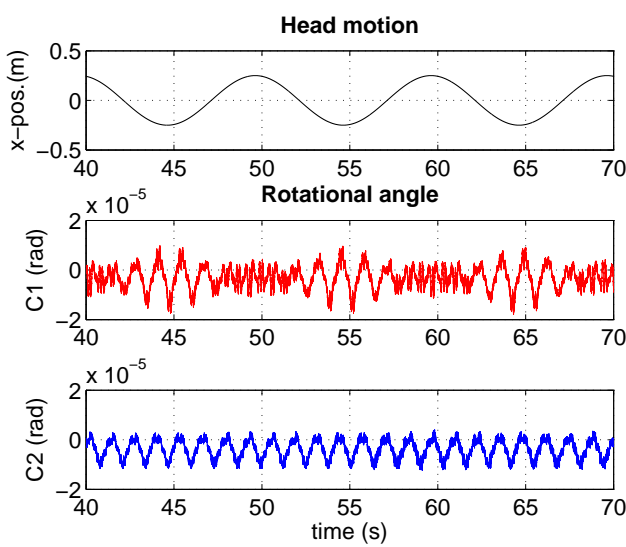


图 3-27 X 运动和  $\alpha$  角度

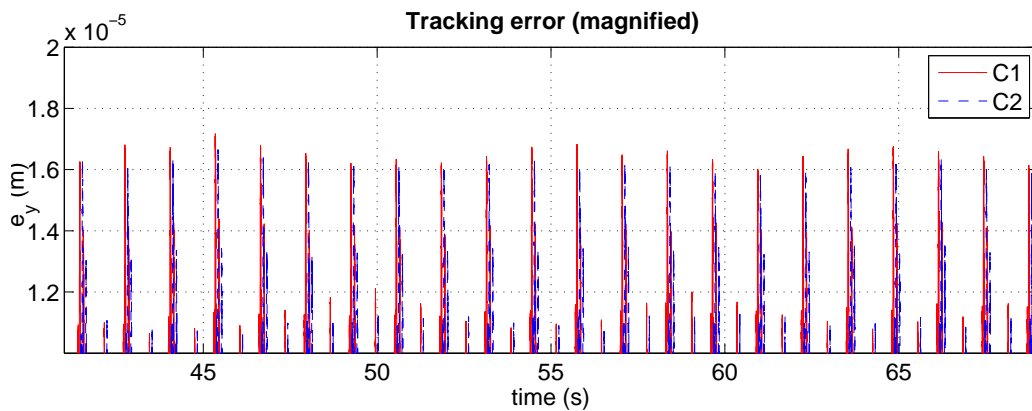


图 3-28 C1 和 C2 的跟踪误差放大对比

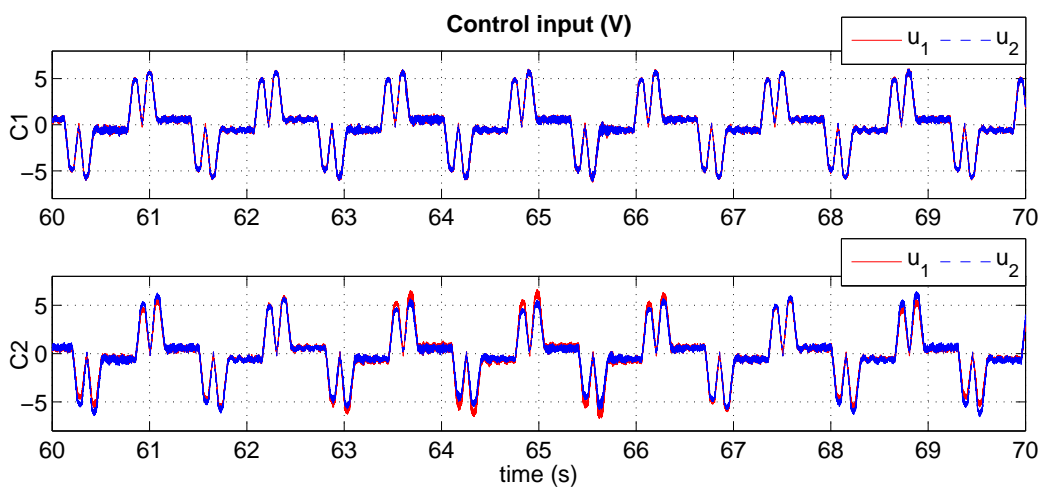


图 3-29 C1 和 C2 的控制输入对比

### 3.5 本章小结

1、考虑到耦合特性对系统的性能制约，明确了保证冗余直驱系统高精度平稳运行的两个控制目标，即保证横梁对期望运动轨迹的跟踪和避免过度的轴间内力。对此，提出了运动跟踪控制层（上层）+ 推力分配控制层（下层）的控制结构，以解决以上控制问题。所设计的协同控制器在上层利用自适应鲁棒设计方法，有效地处理系统的各种不确定影响，保证了确定的瞬态鲁棒性能和高精度的稳态跟踪性能；在下层利用耦合动力学相关的静态内力约束平衡方程，保证了稳态很小的内力调节性能；并且，所设计的基于推力分配策略的 **ARC** 协同控制器还具有阶数低、易于工程实现等优点。

与传统基于纯运动同步的交叉耦合控制方法相比，所提兼顾内力与运动的协同控制方法具有明显优势。在一台工业用冗余直驱龙门平台上的进行的实验表明，在相同运动控制精度下，传统同步控制中电机的控制输入要比所提协同控制高出近 20%，也体现出其轴间干涉拉扯现象；在需要进一步提升运动控制精度时，传统同步控制受限于所忽略的内力影响，几乎导致系统失稳，而所提协同控制则将运动误差进一步减小了 30% 左右，并没有控制振荡出现，体现了优越的整体性能。

2、针对实用中负载分布未知或发生变化的情况，提出了基于自适应推力分配的 **ARC** 协同控制方法，利用基于旋转动力学物理模型的 **RLS** 算法引入了在线精确参数估计层，实现了推力分配系数的自适应调节，提高了推力分配的准确性，并避免了控制器实用中可能需要重复辨识参数的负担。在冗余直驱平台上的实验表明，所提自适应推力分配算法进一步提高了控制器的控制性能和实用价值。

3、针对一类移动头具有可知运动的工况，完善了负载运动补偿的推力分配算法。即不需要精确的物理模型参数，而通过分配系数关于负载运动的集中参数关系进行负载运动补偿。实验结果表明，负载运动补偿算法能够抑制因负载分布运动而产生的峰值跟踪误差，并能有效改善内力调节效果，总体上提升了协同控制器的控制性能。

## 第四章 考虑高阶旋转动力学的冗余双直线电机多变量协同控制研究

**摘要：**本章在控制器设计中直接考虑旋转动力学，提出了一种多输入多输出自适应鲁棒协同控制设计方法。首先，基于完整动力学建立了便于补偿控制和参数自适应实现的参数化多变量耦合模型；据此，提出同时控制轴间内力与运动性能的协同控制方法并设计了多输入多输出 ARC 协同控制器；针对实用中  $\alpha$  数值可能存在的测量噪声，利用期望补偿技术设计实现了 DCARC 协同控制器；最后，通过在冗余直驱龙门运动实验系统上的对比实验，验证了本章所提多输入多输出协同控制方法相比于基于推力分配策略的控制方法在控制性能上的进一步提升，以及所设计的控制算法相比于确定性鲁棒控制算法在控制精度上的高性能本质。

### 4.1 引言

通过对冗余直驱运动平台的建模分析，我们已经明确了其刚柔耦合的特点，理解横梁的旋转动力学是引起运动与内力约束以及 Y 方向动力学中耦合项作用的关键所在。在前一章中提出的协同控制方法通过有效的推力分配，实质上是通过保证了  $\alpha$  的稳态很小从而很大程度上避免了轴间过度的内力，以易于工程实现的控制器有效地保证了系统的整体性能。考虑本文所提出的对该类系统的兼顾内力与运动性能的终极研究目标，如果能够更进一步，在控制器设计中直接考虑旋转动力学，即考虑运动跟踪误差与旋转角度的多变量控制问题，不仅可借助对旋转动力学耦合的补偿控制，进一步提高系统的 Y 向运动跟踪精度，还能够通过有效控制  $\alpha$  从而在稳态和瞬态都取得内力调节最优性能。

需要指出的是，这里所说的对  $\alpha$  的动态控制与传统运动同步控制中的位置及速度同步虽然有相似之处，但在控制理念及具体实现方法上却有着本质区别：前者是基于明确耦合动力学模型的控制并以调节系统内力为主要目的，而非粗糙地减小两驱动器的运动偏差，因此也自然克服了后者因忽略了内力耦合而产生的模型不确定性大、控制器参数难以有效调定等控制器设计的实用性及最终性能受限等问题。然而，复杂刚柔耦合机制和动力学模型给这一工作带来了不小的挑战，有极少数研究者意识到这个问题并进行了线性解耦控制研究<sup>[86]</sup>，以期简化控制器设计。本文在对刚柔耦合模型及内力与运动控制性能的影响关系进行了深入研究基础上，在本章内将研究适于在线参数自适应及非线性补偿控制实现的参数化多变量耦合模型，并据此研究同时控制轴间内力与运动性能的多输入多输出协同控制器设计方法，以进一步提高控制性能。

此外, 由于机电系统都会受到不确定非线性/外干扰的影响, 能够保证系统瞬态鲁棒性能的不确定性鲁棒控制 (DRC) [129, 130] 因其实用性而得到了广泛应用, 例如各种变结构控制 (VSC) 或滑模控制 (SMC) [26, 113, 131, 132, 133, 134]。然而其性能保守性在于, 实时控制器不可能是连续的, 如果要通过 DRC 实现渐近跟踪性能, 必须采用几近无穷大的高反馈增益才能够压制不确定性影响, 这将不可避免地激发更高频未建模动态而使所设计控制器失效。本章将要研究的 ARC 控制器设计将通过非连续投影式参数自适应技术, 在保证系统鲁棒稳定性和瞬态鲁棒性能的同时, 极大地提高稳态跟踪精度。实际中还需要注意到, 由于  $\alpha$  很小的数值水平以及微分信号的反馈使用, 测量噪声会显著影响到所设计控制器的实用性, 对此有研究者提出了期望补偿思想 [135, 136, 137], 因此本章还将针对这一实际问题研究期望补偿的自适应鲁棒控制器 [138] (DCARC) 设计, 最终提出有效的精密协同控制方法。

## 4.2 问题阐述

### 4.2.1 系统动力学

前一章对  $y_G$  动力学的控制可以看做一个两输入单输出系统, 通过旋转动力学相关内力方程求得  $\alpha$  的稳态解以利用多余的控制自由度, 从而简化了控制器设计。本章将在控制问题中设计中直接考虑旋转动力学, 即讨论 2.2.3 节中得到的完整两输入两输出刚柔耦合模型, 并考虑外干扰和不确定非线性等的影响, 动力学 (横梁横向动态  $\tilde{x}_G \approx 0$ ) 可表示为

$$\begin{aligned} M\ddot{y}_G &= F_{m1} + F_{m2} - F_{r1} - F_{r2} + d_y \\ J\ddot{\alpha} &= (F_{m2} - F_{r2})l_2 - (F_{m1} - F_{r1})l_1 - K_\alpha\alpha + d_\alpha \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中用  $d_y$  和  $d_\alpha$  代表建模误差及其他外干扰。注意到 (2-1) 以及 (2-4), 类似于 (3-53) 和 (3-37) 的近似处理令  $S_f(y_i) = S_f(y_G) + \tilde{\Delta}_i$ , (4-1) 式可以写为

$$\begin{aligned} \bar{M}\ddot{y}_G &= u_1 + k_m u_2 - \bar{B}_t \dot{y}_G - \bar{A}_t S_f(\dot{y}_G) + \bar{C}_{y\dot{\alpha}} \dot{\alpha} + \bar{d}_1 \\ \bar{J}\ddot{\alpha} &= k_m l_2 u_2 - l_1 u_1 - \bar{B}_\alpha \dot{\alpha} - \bar{K}_\alpha \alpha + \bar{C}_{y\dot{\alpha}} \dot{y}_G + \bar{A}_{y\dot{\alpha}} S_f(\dot{y}_G) + \bar{d}_2 \end{aligned} \quad (4-2)$$

其中

$$\begin{aligned} k_m &= K_2/K_1, & C_{y\dot{\alpha}} &= B_1 l_1 - B_2 l_2, \\ B_t &= B_1 + B_2, & A_{y\dot{\alpha}} &= A_1 l_1 - A_2 l_2, \\ A_t &= A_1 + A_2, & B_\alpha &= B_1 l_1^2 + B_2 l_2^2, \\ d_1 &= d_y - \sum_{i=1}^2 A_i \tilde{\Delta}_i, & d_2 &= d_\alpha - \sum_{i=1}^2 (-1)^i A_i l_i \tilde{\Delta}_i. \end{aligned} \quad (4-3)$$

并且通过  $\bar{\bullet} = \bullet/K_1$  以简化动力学表示。

对于受到不确定影响的多输入多输出系统 (4-2)，定义状态变量  $q(t)$  为  $q = [y_G(t), \alpha(t)]^T$ ，系统动力学最终表现为如下形式

$$M_q \ddot{q} + B_q \dot{q} + K_q q + A_q \mathbf{S}_f(\dot{q}) = v_r + d_{rn} + \tilde{d}_r \quad (4-4)$$

其中  $\dot{q} = [\dot{y}_G(t), \dot{\alpha}(t)]^T$  和  $\ddot{q} = [\ddot{y}_G(t), \ddot{\alpha}(t)]^T$  为速度和加速度对应的矢量； $\mathbf{S}_f(\cdot)$  是已知光滑函数矢量  $S_f(\dot{q}) = [S_f(\dot{y}_G), S_f(\dot{\alpha})]^T$ ； $M_q$ 、 $B_q$ 、 $K_q$ 、 $A_q$  分别是对应系统惯量、粘性摩擦系数、刚度、库伦摩擦系数的  $2 \times 2$  矩阵，

$$\begin{aligned} M_q &= \begin{bmatrix} \bar{M} & 0 \\ 0 & \bar{J} \end{bmatrix}, & B_q &= \begin{bmatrix} \bar{B}_t & -\bar{C}_{y\dot{\alpha}} \\ -\bar{C}_{y\dot{\alpha}} & \bar{B}_\alpha \end{bmatrix}, \\ K_q &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \bar{K}_\alpha \end{bmatrix}, & A_q &= \begin{bmatrix} \bar{A}_t & 0 \\ -\bar{A}_{y\dot{\alpha}} & 0 \end{bmatrix}, & d_{rn} &= \begin{bmatrix} \bar{\Delta}_y \\ \bar{\Delta}_\alpha \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4-5)$$

而  $d_{rn} = [\bar{\Delta}_y, \bar{\Delta}_\alpha]^T$  则用来表示集中建模误差项  $d_r = [\bar{d}_1, \bar{d}_2]^T$  的常值分量，并且用  $\tilde{d}_r = d_r - d_{rn}$  代表其时变分量。

$v_r = [v_1, v_2]^T$  为需要设计的虚拟输入，对于两电机的实际控制输入  $u = [u_1, u_2]^T$  有如下关系

$$v_r = T_v u, \quad T_v = \begin{bmatrix} 1 & k_m \\ -l_1 & k_m l_2 \end{bmatrix}. \quad (4-6)$$

#### 4.2.2 多变量控制目标

对于所考虑的冗余直驱系统， $y_G$  与  $\alpha$  的动力学是耦合的，也体现着运动与内力的约束，需要在协同控制中加以考虑。而经过适当处理后的包含耦合关系的综合参数化 MIMO 模型 (4-4)，则可用于参数不确定和非线性不确定补偿控制。具体来说，与  $M_q$ 、 $B_q$ 、 $K_q$ 、 $A_q$ 、 $d_{rn}$  和  $v_r$  等相关的多项式可以被一组未知参数来线性参数化<sup>[139]</sup>表示，未知参数矢量  $\theta_r$  定义为

$$\theta_r = [\theta_{r1}, \dots, \theta_{r10}]^T = [\bar{M}, \bar{J}, \bar{B}_t, \bar{C}_{y\dot{\alpha}}, \bar{B}_\alpha, \bar{K}_\alpha, \bar{A}_t, \bar{A}_{y\dot{\alpha}}, \bar{\Delta}_y, \bar{\Delta}_\alpha]^T \quad (4-7)$$

一般来说常参数矢量  $\theta$  具有未知性，例如其负载质量可能根据不同的工作任务而不同，摩擦系数等也可能根据润滑情况的不同而发生变化等。虽然如此，参数的实际物理意义一定程度上决定了其值的大小必然有相应的范围限制，因此可以认为系统符合以下假设条件

假设 4.1: 未知参数  $\theta_r$  值的范围是已知的, 即描述为

$$\theta_r \in \Omega_{\theta_r} \triangleq \left\{ \theta_r : \theta_{r \min} < \theta_r < \theta_{r \max} \right\} \quad (4-8)$$

其中  $\Omega_{\theta_r}$  是一个有界的凸集,  $\theta_{r \min} \in \mathcal{R}^{10}$  和  $\theta_{r \max} \in \mathcal{R}^{10}$  是由已知常数构成的参数上下界矢量。 ■

对于建模误差, 虽然  $\tilde{d}_r$  未知, 但在实际中也往往是有界的, 例如定位力或电磁驱动力的非线性效应不可能无限大。因此这里同样可以做如下假设

假设 4.2: 不确定非线性的范围是已知的, 其大小可以用一个已知的有界函数  $\delta_{d_r}(q, \dot{q}, t)$  来限定

$$\tilde{d}_r \in \Omega_{d_r} \triangleq \left\{ \tilde{d}_r : \|\tilde{d}_r(q, \dot{q}, t)\| \leq \delta_{d_r}(q, \dot{q}, t) \right\} \quad (4-9)$$

■

对于给定的有界且二阶可导的参考期望轨迹  $q_d = [y_d(t), \alpha_d(t)]^T$ , 定义跟踪误差为  $e_q = [e_y, e_\alpha]^T = [y_G(t) - y_d(t), \alpha(t) - \alpha_d(t)]^T$ 。对该 MIMO 系统的控制目标是设计控制输入  $v_r$  使得系统的输出跟踪误差  $e_q$  尽可能小。注意到  $\alpha_d = 0$ , 上述控制目标的直观意义在于如何设计控制输入  $v_r$  一方面使得  $y_G(t)$  尽可能跟踪期望轨迹  $y_d(t)$ , 以保证系统在所述参数不确定以及其他不确定非线性影响下的跟踪性能; 另一方面要控制  $\alpha(t)$  尽可能小, 并确保其在各种不确定性下的稳态和瞬态性能以控制轴间内力; 最终实现协调内力与运动的高性能精密协同控制。

### 4.3 非连续投影式参数自适应

对于结构已知的参数不确定性, 可以通过设计自适应学习算法通过模型补偿尽可能减弱其影响, 从而显著提高系统的稳态跟踪精度。然而, 与 3.2.3 节中对控制器性能鲁棒性的分析类似, 为了保证自适应的瞬态性能, 有必要充分利用已知的物理信息。注意到假设 4.1, 令  $\theta_{r \min} = [\theta_{r1 \min}, \dots, \theta_{r10 \min}]^T$ ,  $\theta_{r \max} = [\theta_{r1 \max}, \dots, \theta_{r10 \max}]^T$ , 于是可以设计经过非连续映射<sup>[121]</sup>修正后的参数自适应律为

$$\dot{\hat{\theta}}_r = \text{Proj}_{\hat{\theta}_r}(\Gamma_r \tau_r) \quad (4-10)$$

其中,  $\hat{\theta}_r$  代表参数  $\theta_r$  的估计值, 估计误差为  $\tilde{\theta}_r = \hat{\theta}_r - \theta_r$ ;  $\Gamma_r > 0$  是自适应率的对角矩阵;  $\tau_r$  是需要设计的自适应函数。映射函数为  $\text{Proj}_{\hat{\theta}_r}(\bullet) = [\text{Proj}_{\hat{\theta}_{r1}}(\bullet_1), \dots, \text{Proj}_{\hat{\theta}_{r10}}(\bullet_{10})]^T$ ,

其中

$$\text{Proj}_{\hat{\theta}_{ri}}(\bullet_i) = \begin{cases} 0 & \text{if } \begin{cases} \hat{\theta}_{ri} = \theta_{ri \max} \text{ and } \bullet_i > 0 \\ \hat{\theta}_{ri} = \theta_{ri \min} \text{ and } \bullet_i < 0 \end{cases} \\ \bullet_i & \text{else} \end{cases}, \quad i = 1, \dots, 10 \quad (4-11)$$

可以证明,  $\forall \hat{\theta}_r(0) \in \Omega_{\theta_r}$ , 自适应律 (4-10) 具有以下两个属性<sup>[121]</sup>

性质 4.1:

$$\hat{\theta}_r(t) \in \bar{\Omega}_{\theta_r} \triangleq \left\{ \hat{\theta}_r : \theta_{r \min} \leq \hat{\theta}_r \leq \theta_{r \max} \right\}, \quad \forall t \quad (4-12)$$

性质 4.2:

$$\tilde{\theta}_r^T \left[ \Gamma_r^{-1} \text{Proj}_{\hat{\theta}_r}(\Gamma_r \tau_r) - \tau_r \right] \leq 0, \quad \forall \tau \quad (4-13)$$

以上属性保证了参数估计  $\hat{\theta}_r$  始终会在  $\Omega_{\theta_r}$  的闭包  $\bar{\Omega}_{\theta_r}$  内, 即保证了参数估计始终有界, 可以用在控制器设计应用而不会影响闭环系统的鲁棒性能, 同时也有利于实际中自适应率和反馈控制器增益的分别调定<sup>[66]</sup>。

## 4.4 自适应鲁棒控制器设计

令  $\Lambda > 0$  为由常数构成的正定对角矩阵, 对于动力学 (4-4), 设计一个类滑模量的性能指标  $p$  为

$$p = \dot{e}_q + \Lambda e_q \quad (4-14)$$

从以上定义易知  $p$  到  $e_q$  之间存在的传递函数关系可以表示为  $G_{ep}(s) = e_q(s)/p(s) = (Is - \Lambda)^{-1}$ , 其稳定收敛的特性能够在  $p$  很小或趋近于零时保证误差  $e_q$  也在其基础上以  $\Lambda$  所确定的速度收敛, 这也意味着将前述的控制目标转化为了如何保证  $p$  的瞬态和稳态性能。定义一个正定函数为

$$V_r(t) = \frac{1}{2} p^T M_q p \quad (4-15)$$

对  $V_r(t)$  关于时间求微分有

$$\begin{aligned} \dot{V}_r(t) &= p^T M_q \dot{p} \\ &= p^T \left[ v_r - M_q (\ddot{q}_d - \Lambda \dot{e}_q) - B_q \dot{q} - K_q q - A_q \mathbf{S}_f(\dot{q}) + d_{rn} + \tilde{d}_r \right] \end{aligned} \quad (4-16)$$

将式 (4-16) 中相关多项式用参数  $\theta_r$  线性化表示为

$$M_q (\ddot{q}_d - \Lambda \dot{e}_q) + B_q \dot{q} + K_q q + A_q \mathbf{S}_f(\dot{q}) - d_{rn} = -\Phi(q, \dot{q}, t) \theta_r \quad (4-17)$$

其中  $\Phi(q, \dot{q}, t)$  即为由已知函数构成的  $2 \times 10$  的回归量矩阵。于是 (4-16) 可以简化为

$$\dot{V}_r = p^T \left[ v_r + \Phi(q, \dot{q}, t)\theta_r + \tilde{d}_r \right] \quad (4-18)$$

对于式 (4-18) 的结构形式, 设计以下的自适应鲁棒控制律

$$v_r = v_{ra} + v_{rs} \quad (4-19)$$

其中  $v_{ra}$  是针对大信号轨迹跟踪需要设计的可调自适应模型补偿项, 而  $v_{rs}$  是需要设计的鲁棒控制项。注意到 (4-10), 令

$$v_{ra} = -\Phi(q, \dot{q}, t)\hat{\theta}_r \quad (4-20)$$

自适应函数为

$$\tau_r = \Phi^T(q, \dot{q}, t)p \quad (4-21)$$

并将式 (4-19)、(4-20) 代入 (4-18), 可以得到

$$\dot{V}_r = p^T \left( v_{rs} - \Phi\tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r \right) \quad (4-22)$$

针对剩余的不确定性, 设计由两部分组成的鲁棒控制器

$$\begin{aligned} v_{rs} &= v_{rs1} + v_{rs2}; \\ v_{rs1} &= -K_s p, \quad v_{rs2} = -K_{s2} p \end{aligned} \quad (4-23)$$

$v_{rs1}$  是用来镇定名义系统的鲁棒反馈项,  $K_s$  选取为一个对称正定常矩阵;  $v_{rs2}$  是一个非线性反馈项, 用来保证系统在不确定性存在情况下的鲁棒性能, 注意到 (4-12) 和假设 4.2 所描述的有界的不确定性, 令

$$K_{s2} = \frac{1}{4\eta_r} g^2 \quad (4-24)$$

其中  $g \geq \|\theta_{r \max} - \theta_{r \min}\| \|\Phi\| + \delta_{d_r}$ , 据此可以直观地得出, 所设计的鲁棒反馈保证了以下两个性能条件:

$$i \quad p^T \left[ v_{rs2} - \Phi(q, \dot{q}, t)\tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r \right] \leq \eta_r \quad (4-25)$$

$$ii \quad p^T v_{rs2} \leq 0 \quad (4-26)$$

其中条件  $i$  中的  $\eta_r$  可以用来确定描述稳态跟踪精度, 而条件  $ii$  则保证了反馈的稳定性。可

以证明，以上所设计的自适应鲁棒控制器能够取得以下理论结果：

**定理 4.1:** 采用自适应鲁棒控制器 (4-19) 和自适应算法 (4-10)、自适应函数 (4-21)，可以保证系统确定的瞬态性能和稳态性能：

**A.** 总体上来说，系统的控制输入和所有状态信号都是有界的；此外式 (4-15) 中定义的正定函数  $V_r(t)$  是有界的，并且收敛特性可预知

$$V_r(t) \leq e^{-\lambda_r t} V_r(0) + \frac{\eta_r}{\lambda_r} (1 - e^{-\lambda_r t}) \quad (4-27)$$

其中  $\lambda_r = \frac{2\sigma_{\min}(K_s)}{\sigma_{\max}(M_q)}$  \*。

**B.** 假如在有限的时间  $t_0$  后系统只存在参数不确定性（即满足  $\tilde{d}_r = 0, \forall t \geq t_0$ ），那么在 **A.** 中所述结论的基础上，系统还能够实现稳态误差为零的渐进跟踪，即当  $t \rightarrow \infty$  时能够使得  $e_q \rightarrow 0, p \rightarrow 0$ 。 ■

**证明:** 由参数有界可知

$$V_r \leq \frac{\sigma_{\max}(M_q)}{2} \|p\|^2 \quad (4-28)$$

其中  $\sigma_{\max}(M_q) = \max\{\theta_{r1max}, \theta_{r2max}\}$ 。又由式 (4-22)、(4-23)、(4-25) 的条件  $i$  以及 (4-28)，可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_r &= -p^T K_s p + p^T (v_{rs2} - \Phi \tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r) \\ &\leq -\sigma_{\min}(K_s) \|p\|^2 + \eta_r \\ &\leq -\lambda_r V_r + \eta_r \end{aligned} \quad (4-29)$$

于是通过比较引理<sup>[122]</sup>可以推出

$$V_r \leq e^{-\lambda_r t} V_r(0) + \frac{\eta_r}{\lambda_r} (1 - e^{-\lambda_r t}) \quad (4-30)$$

同时也说明了指数收敛速度和误差  $p$  的上界均可以由控制器设计参数  $\lambda_r$  和  $\eta_r$  所确定描述，即确定的稳态和瞬态性能。因  $p$  有界，故由  $p$  到  $e_q$  的传函关系  $G_{ep}(s)$  可知  $e_q$  和  $\dot{e}_q$  也是有界的，于是对于有界且二阶可导的期望轨迹  $q_d$ ，可知  $q$  和  $\dot{q}$  有界。自适应律 (4-10) 的性质 4.1 保证了  $\hat{\theta}_r$  有界，以上信号的有界保证了  $\Phi$  有界，因此  $v_r$  有界。综上，所有信号都是有界的，即证明了 **A.** 结论。

\*本章中， $\sigma_{\min}(\bullet)$  和  $\sigma_{\max}(\bullet)$  分别代表  $\bullet$  的最小和最大特征值。

接下来证明定理的第二部分结论，即假设系统满足  $\tilde{d}_r = 0, \forall t \geq t_0$ 。此时选取如下的正定函数

$$V_a(t) = \frac{1}{2}p^T M_q p + \frac{1}{2}\tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \tilde{\theta}_r \quad (4-31)$$

由式 (4-10)、(4-13) 的性质 4.2、(4-21)，以及式 (4-22)、(4-23)、(4-26) 的条件 *ii*，可知  $V_a$  关于时间的微分满足

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= -p^T K_s p + p^T (v_{rs2} - \Phi \tilde{\theta}_r) + \tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_r \\ &= -p^T K_s p + p^T v_{rs2} - \tilde{\theta}_r^T \Phi^T p + \tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_r \\ &\leq -p^T K_s p + \tilde{\theta}_r^T [\Gamma_r^{-1} \text{Proj}_{\hat{\theta}_r}(\Gamma_r \tau_r) - \tau_r] \\ &\leq -\sigma_{\min}(K_s) \|p\|^2 \end{aligned} \quad (4-32)$$

$\forall t$ ，对 (4-32) 式积分有

$$\begin{aligned} \int_0^t \|p\|^2 dv &\leq -\frac{1}{\sigma_{\min}(K_s)} \int_0^t \dot{V}_a dv \\ &= \frac{1}{\sigma_{\min}(K_s)} [V_a(0) - V_a(t)] \leq \frac{1}{\sigma_{\min}(K_s)} V_a(0) \end{aligned} \quad (4-33)$$

于是可知  $p \in \mathcal{L}_2^2$ ；证明定理的 **A.** 部分时已经证明了  $p \in \mathcal{L}_\infty^2$ ；同时又由 (4-16) 易知  $\dot{p}$  是有界的，因此  $p$  是一致连续的。综上，通过 Barbalat's 引理<sup>[123]</sup>可知当  $t \rightarrow \infty$ ， $p \rightarrow 0$ ，于是也有  $e_q \rightarrow 0$ ，证毕。 ■

## 4.5 期望补偿的自适应鲁棒控制器设计

在前一节所设计的 ARC 控制器中，回归量  $\Phi$  中系统状态，尤其是小角度  $\alpha$  微分信号在实用中可能受到严重的测量噪声影响，因而会影响到快速参数自适应以及模型补偿的效果<sup>[138]</sup>。为此本节利用期望补偿<sup>[135, 137]</sup>的思想，即模型补偿的计算只依赖于期望参考轨迹和在线参数学习，设计期望补偿的自适应鲁棒控制器 (DCARC) 以进一步提高系统性能。注意到式 (4-17) 有

$$\begin{aligned} \Phi(q, \dot{q}, t)\theta_r &= -M_q \ddot{q}_d - B_q \dot{q}_d - K_q q_d - A_q \mathbf{S}_f(\dot{q}_d) + d_{rn} \\ &\quad - B_q \dot{e}_q - K_q e_q - A_q \chi \dot{e}_q + M_q \Lambda \dot{e}_q \end{aligned} \quad (4-34)$$

其中利用中值定理可知  $\chi(\dot{q}, t)\dot{e}_q \triangleq \mathbf{S}_f(\dot{q}) - \mathbf{S}_f(\dot{q}_d)$  为一确定函数。将控制器中的回归量  $\Phi$  替换为不依赖系统状态反馈的期望回归量  $\Phi_d$ ，即令

$$-M_q \ddot{q}_d - B_q \dot{q}_d - K_q q_d - A_q \mathbf{S}_f(\dot{q}_d) + d_{rn} = \Phi_d(q_d, \dot{q}_d, t)\theta_r \quad (4-35)$$

并且

$$\tilde{\Phi}(e_q, \dot{e}_q, t) = \Phi(q, \dot{q}, t) - \Phi_d(q_d, \dot{q}_d, t) \quad (4-36)$$

选取一个正定函数为

$$V_d(t) = \frac{1}{2}p^T M_q p + \frac{1}{2}e_q^T K_e e_q \quad (4-37)$$

其中  $K_e$  是选定的正定对角矩阵。对  $V_d(t)$  关于时间求微分，并注意到式 (4-18) 和 (4-36) 有

$$\dot{V}_d = p^T \left( v_r + \Phi_d \theta_r + \tilde{\Phi} \theta_r + \tilde{d}_r \right) + e_q^T K_e \dot{e}_q \quad (4-38)$$

对于式 (4-38) 的结构形式，设计以下的自适应鲁棒控制律

$$v_r = v_{ra} + v_{rs}; \quad v_{ra} = -\Phi_d(q_d, \dot{q}_d, t) \hat{\theta}_r \quad (4-39)$$

可以注意到其中自适应模型补偿项  $v_{ra}$  仅依赖于  $\Phi_d$  以及在线参数估计。相应地式 (4-10) 中的自适应函数依据期望回归量  $\Phi_d$  设计为

$$\tau_r = \Phi_d^T(q_d, \dot{q}_d, t)p \quad (4-40)$$

这样模型补偿后的剩余不确定性有如下形式

$$\dot{V}_d = p^T \left( v_{rs} + \tilde{\Phi} \theta_r - \Phi_d \tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r \right) + e_q^T K_e \dot{e}_q \quad (4-41)$$

注意到 (4-14) 和 (4-36)，期望模型补偿和实际模型补偿的差别可以由以下形式确定描述

$$\left\| \tilde{\Phi} \theta_r \right\| \leq \psi_1 \|e_q\| + \psi_2 \|e_q\|^2 + \psi_3 \|p\| + \psi_4 \|p\| \|e_q\| \quad (4-42)$$

实际中基于给定的期望轨迹信息和电机系统的物理参数<sup>[140]</sup>可以确定其中的正常数  $\psi_1, \psi_2, \psi_3, \psi_4$ 。于是针对 (4-41) 的结构，设计由两部分组成的鲁棒控制器

$$\begin{aligned} v_{rs} &= v_{rs1} + v_{rs2}; \\ v_{rs1} &= -K_d p - K_e e_q - K_a \|e_q\|^2 p, \quad v_{rs2} = -K_{d2} p \end{aligned} \quad (4-43)$$

其中  $K_d, K_a$  为正定对角常增益矩阵， $K_{d2}$  为非线性反馈函数。结合前述  $K_e$ ，上述鲁棒控制器的设计原则是保证

$$\sigma_{\min}(K_a) \geq \psi_2 + \psi_4 \quad (4-44)$$

并且保证以下对称阵

$$Q = \begin{bmatrix} \sigma_{\min}(K_e\Lambda) - \frac{1}{4}\psi_2 & -\frac{1}{2}\psi_1 \\ -\frac{1}{2}\psi_1 & \sigma_{\min}(K_d) - \psi_3 - \frac{1}{4}\psi_4 \end{bmatrix} \quad (4-45)$$

是正定的；同时  $K_{d2}$  的选取还需要保证  $v_{rs2}$  满足以下两个性能条件：

$$iii \quad p^T \left[ v_{rs2} - \Phi_d(q_d, \dot{q}_d, t) \tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r \right] \leq \eta_d \quad (4-46)$$

$$iv \quad p^T v_{rs2} \leq 0 \quad (4-47)$$

特别地，可以取

$$\sigma_{\min}(K_e\Lambda) \geq \frac{1}{2}\psi_1 + \frac{1}{4}\psi_2, \quad \sigma_{\min}(K_d) \geq \frac{1}{2}\psi_1 + \psi_3 + \frac{1}{4}\psi_4 \quad (4-48)$$

以及与前一节 ARC 设计中类似地取任意小的  $\eta_d > 0$  令

$$K_{d2} = \frac{1}{4\eta_d} g_d^2 \quad (4-49)$$

其中  $g_d \geq \|\theta_{r\max} - \theta_{r\min}\| \|\Phi_d\| + \delta_{d_r}$ 。可以证明，以上所设计的期望补偿自适应鲁棒控制器能够保证与定理 4.1 类似的理论结果。

**定理 4.2：** 采用自适应鲁棒控制器 (4-39) 和自适应算法 (4-10)、自适应函数 (4-40)，可以保证系统确定的瞬态性能和稳态性能：

**A.** 总体上来说，系统的控制输入和所有状态信号都是有界的；此外式 (4-37) 中定义的正定函数  $V_d(t)$  是有界的，并且收敛特性可预知

$$V_d(t) \leq e^{-\lambda_d t} V_d(0) + \frac{\eta_d}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d t}) \quad (4-50)$$

$$\text{其中 } \lambda_d = \frac{2\sigma_{\min}(Q)}{\max\{\sigma_{\max}(M_q), \sigma_{\max}(K_e)\}}$$

**B.** 假如在有限的时间  $t_0$  后系统只存在参数不确定性（即满足  $\tilde{d}_r = 0, \forall t \geq t_0$ ），那么在 **A.** 中所述结论的基础上，系统还能够实现稳态误差为零的渐进跟踪，即当  $t \rightarrow \infty$  时能够使得  $e_q \rightarrow 0, p \rightarrow 0$ 。 ■

證明： 令  $z = [\|e_q\|, \|p\|]^T$ ，由參數有界可知

$$V_d \leq \frac{\max\{\sigma_{\max}(M_q), \sigma_{\max}(K_e)\}}{2} \|z\|^2 \quad (4-51)$$

其中  $\sigma_{\max}(M_q) = \max\{\theta_{r1max}, \theta_{r2max}\}$ 。

注意到 (4-14)、(4-41)、(4-43) 有

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= p^T (v_{rs} + \tilde{\Phi}\theta_r - \Phi_d\tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r) + p^T K_e e_q - e_q^T K_e \Lambda e_q \\ &= -p^T K_d p + p^T (v_{rs2} - \Phi_d\tilde{\theta}_r + \tilde{d}_r) + p^T \tilde{\Phi}\theta_r - p^T K_a \|e_q\|^2 p - e_q^T K_e \Lambda e_q \end{aligned} \quad (4-52)$$

由式 (4-42)、(4-44) 以及 (4-46) 的條件 *iii* 可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &\leq -\sigma_{\min}(K_d) \|p\|^2 + \eta_d + \|p\| \left\| \tilde{\Phi}\theta_r \right\| - \sigma_{\min}(K_a) \|e_q\|^2 \|p\|^2 - \sigma_{\min}(K_e \Lambda) \|e_q\|^2 \\ &\leq \psi_1 \|p\| \|e_q\| + \psi_2 \|p\| \|e_q\|^2 + \psi_3 \|p\|^2 + \psi_4 \|p\|^2 \|e_q\| \\ &\quad - \sigma_{\min}(K_d) \|p\|^2 - \sigma_{\min}(K_a) \|e_q\|^2 \|p\|^2 - \sigma_{\min}(K_e \Lambda) \|e_q\|^2 + \eta_d \\ &= -\left[ \sigma_{\min}(K_e \Lambda) - \frac{1}{4}\psi_2 \right] \|e_q\|^2 - \left[ \sigma_{\min}(K_d) - \psi_3 - \frac{1}{4}\psi_4 \right] \|p\|^2 \\ &\quad + \psi_1 \|e_q\| \|p\| - \psi_2 \|e_q\|^2 \left( \|p\| - \frac{1}{2} \right)^2 - \psi_4 \|p\|^2 \left( \|e_q\| - \frac{1}{2} \right)^2 \\ &\quad - \left[ \sigma_{\min}(K_a) - \psi_2 - \psi_4 \right] \|e_q\|^2 \|p\|^2 + \eta_d \end{aligned} \quad (4-53)$$

結合式 (4-44)、正定陣 (4-45) 以及式 (4-51)，可知

$$\dot{V}_d \leq -z^T Q z + \eta_d \leq -\lambda_d V_d + \eta_d \quad (4-54)$$

於是通過比較引理<sup>[122]</sup>可以推出

$$V_d \leq e^{-\lambda_d t} V_d(0) + \frac{\eta_d}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d t}) \quad (4-55)$$

由於  $\Phi_d$  有界，故與證明定理 4.1 過程類似地，可以證明所有信號有界，即證明了 **A** 結論。

接下來證明定理的第二部分結論，即假設系統滿足  $\tilde{d}_r = 0, \forall t \geq t_0$ 。此時選取如下的正定函數

$$V_e(t) = \frac{1}{2} p^T M_q p + \frac{1}{2} e_q^T K_e e_q + \frac{1}{2} \tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \tilde{\theta}_r \quad (4-56)$$

由式 (4-10)、(4-13) 的性质 4.2、(4-40)，以及式 (4-53)、(4-53)、(4-47) 的条件  $iv$ ，可知  $V_e$  关于时间的微分满足

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_e &= -p^T K_d p + p^T \tilde{\Phi} \theta_r - p^T K_a \|e_q\|^2 p - e_q^T K_e \Lambda e_q \\
 &\quad + p^T (v_{rs2} - \Phi_d \tilde{\theta}_r) + \tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_r \\
 &\leq -z^T Q z + p^T v_{rs2} - \tilde{\theta}_r^T \Phi^T p + \tilde{\theta}_r^T \Gamma_r^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_r \\
 &\leq -z^T Q z + \tilde{\theta}_r^T [\Gamma_r^{-1} \text{Proj}_{\tilde{\theta}_r}(\Gamma_r \tau_r) - \tau_r] \\
 &\leq -z^T Q z
 \end{aligned} \tag{4-57}$$

同样，接下来与定理 4.1 的证明过程类似地，利用 Barbalat's 引理<sup>[123]</sup>可知当  $t \rightarrow \infty$  时有  $p \rightarrow 0$ ，于是也有  $e_q \rightarrow 0$ ，证毕。 ■

## 4.6 实验研究

### 4.6.1 实验系统及辨识

本节的对比实验研究均在 3.3.5 节所介绍的冗余直驱运动控制实验平台上完成并取得实验数据，dSPACE MicroLabBox 运行控制算法的实时采样频率设置为  $10kHz$ ，即运算周期为  $T_s = 0.1ms$ ，两电机位置通过直线光栅尺测量，分辨率均为  $0.5\mu m$ ，两侧光栅在行程内各位置对比标定后旋转角度通过计算反馈，分辨率为  $0.476\mu rad$ 。横梁跨度  $1.46m$ ，电机推力比常数为 1.05。对于实验对象系统的耦合动力学模型，利用快速傅里叶变换的频域辨识技术以及利用最小二乘的时域参数估计技术<sup>[141]</sup>，经过辨识实验<sup>[142]</sup>，可以得到系统动力学 (4-4) 中各个参数在无负载时的名义值为

$$\theta_r = [1.4, 0.32, 3, 0, 2, 9.4e4, 0.36, 0, 0, 0]^T. \tag{4-58}$$

根据实际系统特性，参数的变化范围取为

$$\begin{aligned}
 \theta_{r \min} &= [0.8, 0.12, 0.2, -1, 0.2, 6e4, 0.1, -1, -1, -1]^T; \\
 \theta_{r \max} &= [2, 0.5, 5, 1, 5, 13e4, 1, 1, 1, 1]^T.
 \end{aligned} \tag{4-59}$$

### 4.6.2 性能指标

为了能够定量地评价各控制算法的控制效果，下文中性能指标的符号定义如下：

$$\bullet_M = \max_t \{ |\bullet| \}, \text{ 代表 } \bullet \text{ 的最大绝对值;}$$

$\bullet_F = \max_{T-25 \leq t \leq T} \{|\bullet|\}$ ，代表总体运行时间的最后 25s 内  $\bullet$  的最大绝对值；

$L_2[\bullet] = \left(\frac{1}{25} \int_{T-25}^T |\bullet|^2 dt\right)^{1/2}$ ，代表最后 25s 内  $\bullet$  的均方根 (RMS) 值。

### 4.6.3 对比实验方案

实验中令 Y 轴跟踪的参考信号是工业中常用的点到点望轨迹，端点到端点的运行位移为 0.3m，轨迹最大速度为 0.6m/s，最大加速度为 6m/s<sup>2</sup>，如图 4-1 所示。

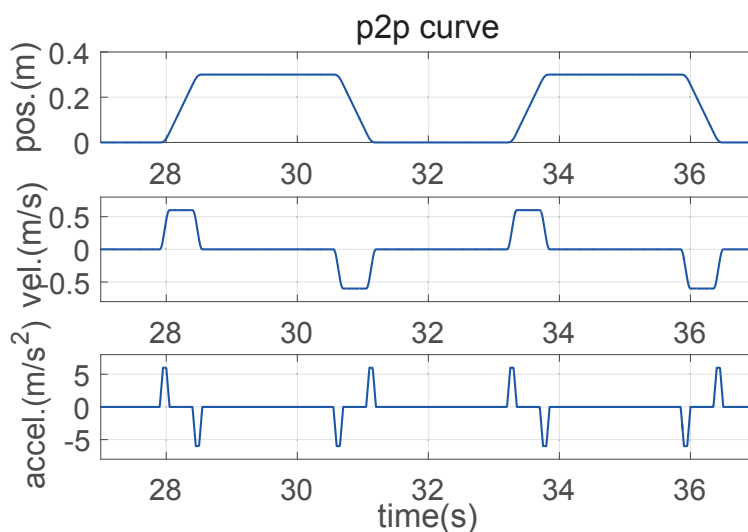


图 4-1  $y_G$  跟踪的期望轨迹

为验证所提出直接考虑旋转动力学的协同算法在控制性能上的进一步提高，这里将与前一章所设计的协同控制算法进行对比实验；此外，为了说明所设计的自适应鲁棒控制器 (ARC) 通过在线学习机制减弱不确定性的影响，从而能够克服了确定性鲁棒控制器 (DRC) 的性能保守性问题，这里同时还将与 DRC 控制器进行对比，以验证所设计控制器的优越性能。即对比以下三种控制算法：

**C1:** 本章所提出的考虑高阶旋转动力学的期望补偿 MIMO 自适应鲁棒协同控制算法。 $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ ，控制器设计对角矩阵  $\Lambda$  取为  $\Lambda = \text{diag}[200, 200]$ ，同时类似地，为简单起见反馈项  $v_{rs2} = -\frac{1}{4\eta_d} g_d^2 p$  的形式用  $v_{rs2} = -K_{d2} p$  实现，其中  $K_{d2}$  为实用中一个足够大的增益矩阵以保证足够大工作范围内的鲁棒性能要求。于是式 (4-43) 中的鲁棒控制器为  $v_{rs} = -K_r p - K_e e_q - K_a \|e_q\|^2 p$ ，其中  $K_r$  是对角增益矩阵  $K_d$  和  $K_{d2}$  的和。其他具体控制器中的增益和参数分别取为  $K_r = \text{diag}[340, 100]$ ， $K_e = \text{diag}[2000, 2000]$ ， $K_a = \text{diag}[5000, 5000]$ 。注意到期望回归量 (4-35) 的  $\Phi_d$ ，自适应率矩阵取为  $\Gamma_r = [100, 0, 2000, 300, 0, 0, 800, 500, 6000, 3000]^T$ 。

为体现 DCARC 算法的在线学习能力，实验中参数估计的初始值取为  $\hat{\theta}_r(0) = [1, 0.24, 2, 0, 1, 9e4, 0.2, 0, 0, 0]^T$ ；

**C2:** 第 3 章中所设计的基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制算法。光滑函数  $S_f(\bullet)$  取作  $\frac{2}{\pi} \arctan(9000\bullet)$ 。控制器的增益参数取为  $k_1 = 200$ ,  $k_r = 340$ ，参数自适应率取矩阵为  $\Gamma = \text{diag}[100, 2000, 800, 6000]$ ；参数上下界矢量分别取为  $\theta_{\min} = [0.8, 0.2, 0.1, -1]^T$ ,  $\theta_{\max} = [2, 5, 1, 1]^T$ ；参数估计的初始值与 C1 相对应取为  $\hat{\theta}(0) = [1, 2, 0.2, 0]^T$ ；

**C3:** 考虑旋转动力学的确定性鲁棒协同控制算法。DRC 主要通过确定性鲁棒反馈从而抑制系统不确定性及外干扰的影响，因此这里将控制算法 C1 中的参数自适应率矩阵  $\Gamma_r$  设为  $\Gamma_r = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$ ，以关断在线参数估计环路从而直接得到等效的 DRC 控制器，并相应地通过设置的参数估计初值对模型进行静态补偿；此外，控制器其他参数都与相对地应与 C1 设置相同。

进行以下两组对比实验：

**Set1:** 为测试协同控制算法的性能提升，不加负载的情况下，移动头固定在横梁中点，在系统名义状态下进行 C1 和 C2 控制实验。

**Set2:** 为进一步验证所设计 DCARC 控制器的高精度及鲁棒性能，并与 DRC 控制器进行对比，将移动头放置在横梁左端位置，并且增加 40-kg 的额外负载，进行 C1 和 C3 控制实验，此时  $l_1 = 0.666$ ,  $l_2 = 0.794$ 。

#### 4.6.4 实验结果及分析

整个运行时间内跟踪误差  $e_y$  对比如图 4-2 所示，图 4-4 则给出了在两个运行周期内两电机的控制输入情况。跟踪性能和控制输入的定量性能指标对比可见表 4-1 和表 4-2。对 Set1 而言，两种算法都最终取得了很好的跟踪性能，在最大跟踪误差  $e_{yM}$  和平均跟踪效果  $L_2[e_y]$  方面，C1 要更好一些，这也得益于其在  $e_y$  动力学中对耦合项进行的补偿控制所带来的性能提升。注意到图 4-6，结合误差曲线，也说明了 DCARC 控制器随着有效的参数估计可以通过更准确的模型补偿以改善跟踪性能。从图 4-4 可以看到两种控制算法都实现了系统平稳控制，并没有发生控制振荡或饱和等现象，并且注意到表 4-2 中，C1 和 C2 在 Set1 下  $u_{iM}$  和  $L_2[u_i]$  的值一致，这也反映出了合理推力分配对轴间内力的调节有良好的效果。

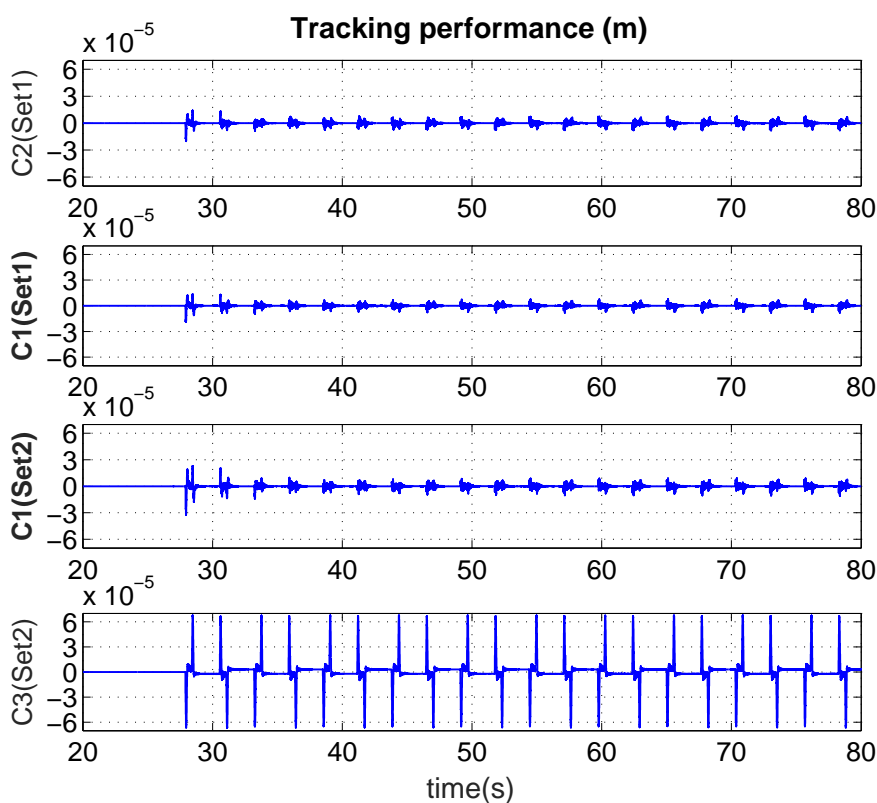


图 4-2 Set1 和 Set2 实验中跟踪误差的对比

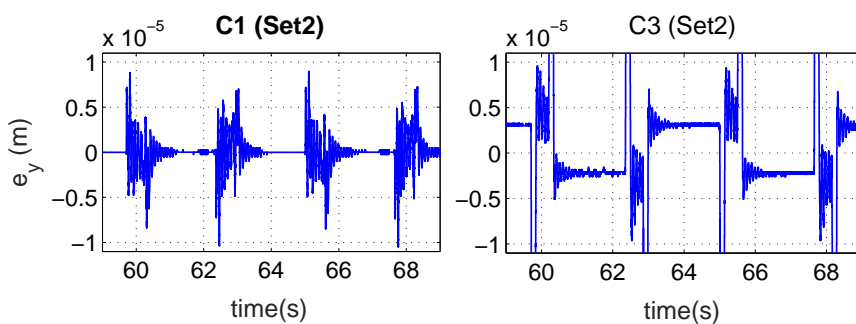
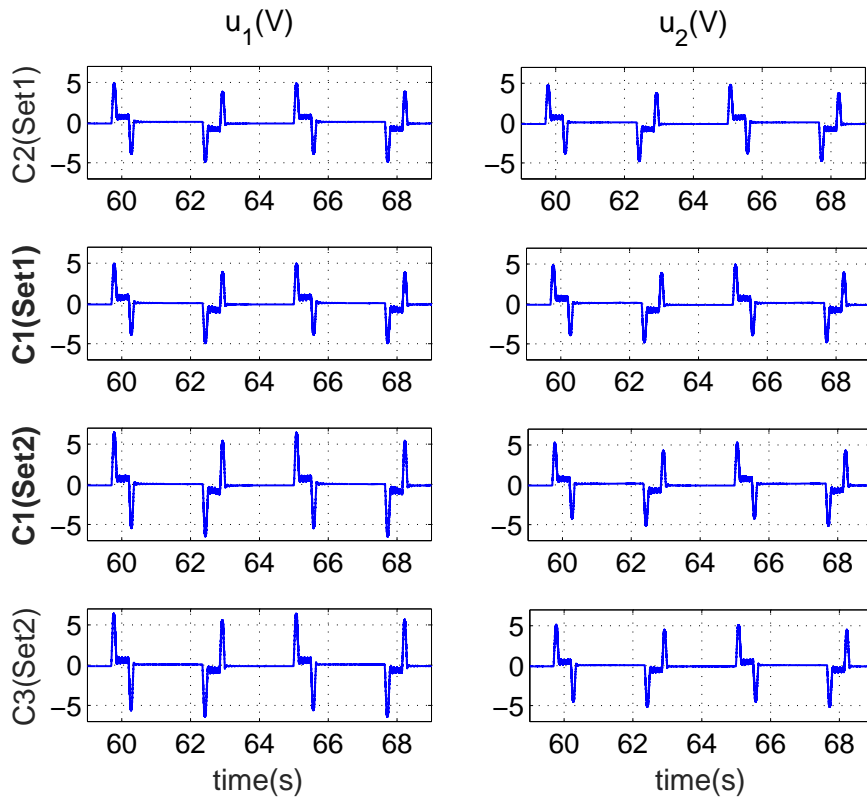


图 4-3 Set2 实验中跟踪误差的局部放大对比

控制算法	$e_{yM}$	$e_{yF}$	$L_2[e_y]$	$\alpha_M$	$\alpha_F$	$L_2[\alpha]$
	$\mu m$			$\mu rad$		
C2 (set1)	20.1	8.20	1.52	4.35	4.33	0.70
C1 (set1)	18.7	8.20	1.44	2.75	2.75	0.45
C1 (set2)	32.5	10.7	1.80	3.15	3.15	0.53
C3 (set2)	67.5	67.5	14.8	3.25	3.25	0.54

表 4-1  $e_y$  和  $\alpha$  指标对比

图 4-4 *Set1* 和 *Set2* 实验中控制输入的对比

控制算法	$u_{1M}$	$L_2[u_1]$	$u_{2M}$	$L_2[u_2]$
	$V$			
<b>C2 (set1)</b>	4.93	1.07	4.83	1.04
<b>C1 (set1)</b>	4.98	1.07	4.95	1.04
<b>C1 (set2)</b>	6.55	1.40	5.32	1.13
<b>C3 (set2)</b>	6.45	1.40	5.20	1.13

表 4-2 控制输入指标对比

图 4-5 所示的是不同控制实验中旋转角度  $\alpha$  的结果对比。结合图 4-5 以及表 4-1 中的定量指标，C1 和 C2 的对比结果表明虽然其对运动跟踪误差的控制性能相近，但是 C1 能够取得更小的  $\alpha$ ，也表明其通过控制旋转动力学取得了更好的协同性能，以及更好的控制了轴间内力。此外，C1 (*set2*) 的结果表明即使在系统受到较大的参数扰动的情况下依然能够保证强鲁棒性能，并且最终跟踪误差和旋转角度的控制精度也保持在与 C1 (*set1*) 相近的水平。

另一方面对于 *Set2* 中 C1 和 C3 的对比而言，从图 4-2 的跟踪误差结果可以看到确定鲁

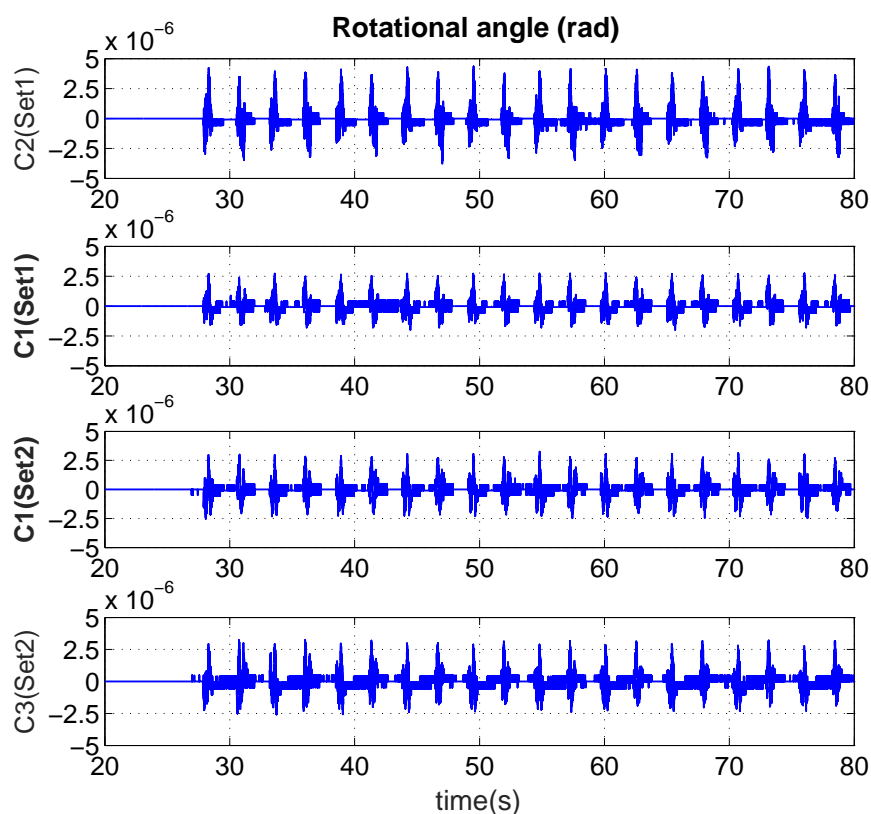


图 4-5 *Set1* 和 *Set2* 实验中  $\alpha$  的对比

棒控制的性能保守性问题。在系统存在较大不确定性的情况下，DRC 由于静态模型补偿的效果有限因而无法获得很好的跟踪精度，在表 4-1 中可以看到 C3 的各项指标远远大于 C1。结合图 4-6 可知 DCARC 的在线参数估计在系统负载的大小和分布发生变化时的良好收敛特性能够提供有效准确的模型补偿，因而从图 4-3 所示在两个运行周期内跟踪误差的局部放大图也可以看到，所设计的 DCARC 控制器可以获得稳态跟踪误差几乎为零的渐近跟踪，DRC 的稳态精度则较差。类似地从图 4-5 和表 4-1 中也可以看到 C1 更好的  $\alpha$  角度控制。所有实验结果充分验证了所提出考虑旋转动力学的自适应鲁棒协同控制算法在保证运动跟踪性能和控制轴间内力以达到精密协同控制方面的有效性和高性能本质。

## 4.7 本章小结

1、针对冗余直驱系统的完整动力学，建立了参数化多变量耦合控制模型。该模型包含了内力与运动约束关系，并适用于在线参数自适应与非线性补偿控制的实现。

2、对于结构已知的参数不确定性，考虑到参数学习和模型补偿对整体闭环系统鲁棒稳定性和性能鲁棒性的影响，设计了经过非连续投影修正的参数自适应律，保证参数估计始终有界。

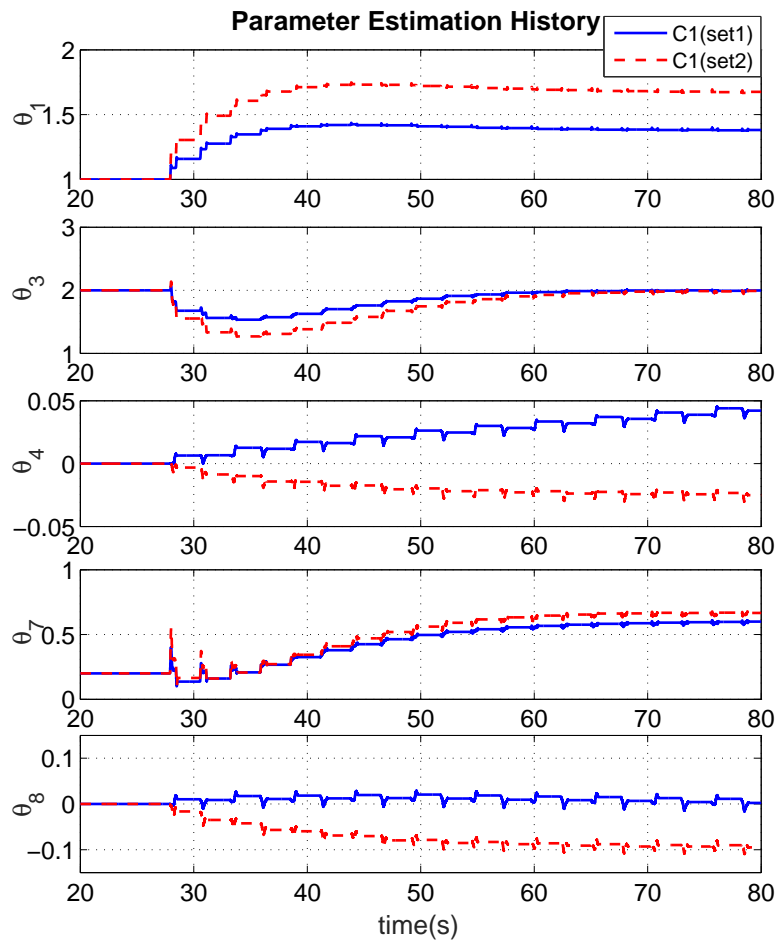


图 4-6 *Set1* 和 *Set2* 实验中的主要参数估计情况

3、在控制器设计中直接考虑旋转动力学，设计了多输入多输出 ARC 协同控制器以解决运动跟踪与旋转角度的多变量控制问题，通过有效的参数化模型补偿和高性能鲁棒反馈保证系统运动与内力的瞬态和稳态性能。

4、设计了期望补偿的自适应鲁棒控制算法，使模型补偿仅依赖于期望轨迹信息和在线参数辨识，以降低实用中噪声对系统实际测量信号尤其是  $\alpha$  及微分信号反馈的影响。

5、在冗余直驱龙门平台上的实验结果表明，所提出的多变量协同控制设计方法通过对旋转动力学的直接控制，有效地保证了旋转动态及轴间内力高性能的瞬态和稳态表现，加之对耦合动力学的补偿控制改善了运动跟踪性能，使得系统整体控制性能得到了进一步的提升。此外对比 DRC 控制算法，所设计的 DCARC 算法在保证鲁棒稳定性的同时，还充分地地表现出了性能鲁棒性强和跟踪精度高的优势。

## 第五章 总结与展望

### 5.1 论文总结

本论文针对一类冗余直驱精密运动平台，创新性地提出了不仅考虑运动跟踪控制，同时兼顾轴间内力协调的精密协同控制理念，给出了一套系统性的刚柔耦合建模分析及协同控制的新方法。所研究的冗余直驱系统，结合了冗余驱动和直驱传动各自的技术特点，形成了高刚性、高频宽、高加速、高精度等性能优势，日益成为高端制造发展的重要功能部件和工业界、学术界的研究热点。为了从结构设计上保证静态定位精度和动态响应频宽，该类平台对机械结构的高刚度要求成为发展的必然，随之而来的各轴之间的强耦合动力学特性，成为了冗余协同控制与协调运动控制之间不应该再被忽视的本质区别。因此，关于冗余直驱运动平台的高动态高精度同步运动（精密协同）问题，不仅涉及到高性能的单轴轨迹跟踪和多轴运动协调控制算法，还由于双轴冗余驱动与中间物理连接件之间所形成的闭链结构可能产生的过度的轴间耦合内力，影响着整体系统特性。论文首先归纳了此类“冗余直驱运动平台精密协同控制”面临的主要问题：

1、系统中刚柔耦合多阶动力学以及耦合未知特性制约着动态性能的进一步提升。

直驱系统在具有整体较高结构刚性的同时，仍会因其部分结构特点存在柔性动力学，而冗余结构也具有复杂的不确定耦合非线性。如要实现更高的动态频宽满足新一代高端制造装备的需求，原有基于各轴单独刚性动力学的控制器设计就不能忽略这些高阶动力学的影响。为此，必须考虑冗余直驱系统的结构特点，分析刚柔多阶耦合动力学的综合建模方法，为高性能协同控制器提供基础。然而由于该项工作的挑战性，使现有的研究工作尚不充分，对于冗余直驱运动平台各部件完整的运动和动力学关系描述、耦合作用的产生机理分析建模等仍没有系统性的成果。

2、直驱系统动力学具有很大的参数不确定性和非线性不确定性。

由于没有中间传动机构的强衰减作用，负载端的各种冲击干扰会直接作用于直驱系统，传动刚度几乎完全取决于控制器的抗干扰性能，故而这些不确定性必须在控制器设计中加以考虑。为此，必须结合自适应鲁棒控制等先进理论，在控制器设计中补偿和抑制参数不确定性、不确定非线性和外干扰的影响，以便保证冗余直驱运动系统的高精度跟踪和鲁棒抗干扰性能。

3、闭链结构冗余驱动系统的轴间内力与运动性能协同控制问题。

冗余直驱运动平台中多轴直接驱动器和共同的物理连接构件之间组成了一个高刚性的闭链结构，轴间高刚性物理连接所带来的强耦合动力学可能会造成各轴之间互相拉扯的现

象存在,产生过度的内力,激发过节动力学而影响控制性能;甚至会导致控制输入饱和,造成系统失稳。为了实现此类系统的高动态高精度平稳控制,强抗干扰的高精度运动跟踪以及轴间内力的调节性能是两个关键的控制问题。现有的绝大部分同步控制受限于复杂耦合动力学建模不够完善的研究现状,很难对耦合内力有较好的控制方法,基本沿着协调运动控制的思路发展,着眼于补偿各驱动器位置或速度的偏差以提高运动同步性能;或者即使少数研究工作在一定程度上考虑了耦合影响,但仍没有脱离基于纯运动同步的控制本质。现有同步控制在轴间内力调节研究方面的缺失,使其进一步的发展受到极大限制。

面对这些问题,本论文在以下方面取得了研究进展:

### 一、冗余直驱运动系统的刚柔耦合建模及分析研究

1、研究高刚性物理连接造成的闭链冗余结构,分析了各运动部件之间的力、运动转换关系。利用滚珠式滚动直线导轨副的弹性模型,对耦合作用的产生机理和影响机制进行了深入详细的分析,进而完整地构建出冗余直驱运动平台基于物理连接刚性和导轨副支撑柔性的耦合动力学模型,具有较强的物理意义。

2、忽略横梁横向偏移动态和库伦摩擦力等非线性影响,对所得到的刚柔耦合动力学模型进行简化以更直观地研究高阶线性动力学特性。推导了系统输入输出的传递函数模型,结果表明系统在刚性动力学的基础上,还具有描述平台旋转运动的高阶动力学,并表现出典型的柔性模态形式,其共振、反共振频率特性等与所提到的支撑柔性有关,并可以用与导轨副支撑刚度有关的函数来描述。

3、通过对一个工业用冗余直驱精密运动平台的辨识实验,验证了所提出的刚柔耦合动力学模型在低频刚性部分和高频柔性部分的有效性。通过频域响应曲线拟合,分析了高阶旋转动力学引起的共振模态特性,通过与根据所提动力学模型所预测的耦合特性和频率对比,说明了所提建模和分析方法的理论价值。

4、针对现有基于运动同步的控制策略,设计了基于交叉耦合同步误差模型的自适应鲁棒同步控制器作为实施例,该控制器对系统的参数不确定性和各种建模误差的影响具有很好的抑制能力,能够保证系统同步跟踪误差的稳态和瞬态控制性能,具有很强的代表意义。将该控制算法应用于冗余直驱运动控制实验平台上,通过对比不同控制参数的实验结果,研究了耦合动力学对同步控制性能的影响。结果表明,随着控制增益提高,系统同步误差减小;当控制增益进一步增大,激发了控制器设计所忽略的耦合特性时,控制性能便会开始恶化。两电机之间的拉扯产生较大的轴间内力会导致系统控制输入发生振荡,甚至可能造成系统失稳。结果表明,旋转动力学及其引起的耦合作用是导致同步控制性能受限的主要原因。建模和分析研究结果对高性能协同控制的研究具有有意的指导价值。

## 二、基于推力分配策略的自适应鲁棒协同控制研究

1、通过研究耦合特性对系统的性能的影响关系，将保证冗余直驱系统高精度平稳运行的控制问题分述为两个控制目标，即保证横梁对期望运动轨迹的跟踪和避免过度的轴间内力。对此，提出了运动跟踪控制 + 推力分配控制的两层控制结构，以解决以上控制问题。基于此结构框架所设计的协同控制器在运动跟踪层利用 ARC 设计方法，有效地处理系统的各种不确定影响，保证了确定的瞬态鲁棒性能和高精度的稳态跟踪性能；在推力分配层利用耦合动力学相关的静态内力约束条件，设计推力分配算法保证了稳态很小的内力调节性能；并且，基于所提出的两层控制结构框架所设计的协同控制器还具有阶数低、易于工程实现等优点。

2、研究并提出了基于自适应推力分配的协同控制方法，利用基于旋转动力学物理模型的 RLS 算法引入了在线精确参数估计层，实现了实用中负载分布未知或发生变化情况下推力分配系数的自适应调节，提高了推力分配的准确性，并避免了控制器实用中可能需要重复辨识参数的负担。

3、研究并完善了负载运动补偿的推力分配算法，对于实用中有负载可知运动的工况，而通过分配系数关于负载运动的集中参数关系进行负载运动补偿，从而抑制因其所产生的峰值跟踪误差，并能有效提升内力调节效果。

4、对各种控制方法进行了实验研究。结果表明所提兼顾内力与运动的协同控制方法与传统基于纯运动同步的控制方法相比具有明显优势：在相同运动控制精度下，传统同步控制中电机的控制输入要比所提协同控制高出近 20%，也体现出其轴间干涉拉扯现象；在需要进一步提升运动控制精度时，传统同步控制受限于所忽略的内力影响，几乎导致系统失稳，而所提协同控制则并没有控制振荡出现，并将运动误差进一步减小了 30% 左右；在负载分布未知或变化情况下的实验结果也表明，所提自适应推力分配算法和负载运动补偿推力分配算法进一步提高了协同控制器的控制性能和实用价值。

## 三、直接考虑旋转动力学的多变量自适应鲁棒协同控制研究

1、对所得到的冗余直驱完整系统动力学进行进一步处理，建立了参数化多变量耦合控制模型，该模型包含了高阶动态不确定和柔性结构不确定，并适用于模型参数辨识与非线性补偿控制的实现。

2、研究直接考虑高阶旋转动力学的控制器设计方法，设计了多输入多输出 ARC 协同控制器，通过采用非连续投影式参数自适应的有效模型补偿，以及高性能鲁棒反馈，保证系统运动与内力的瞬态和稳态性能，在理论上有效解决了冗余直驱系统的运动跟踪与旋转角度的多变量控制问题。

3、针对实际中测量噪声的问题，研究了期望补偿的 ARC 控制器设计，利用仅依赖于

期望轨迹信息的期望回归量和在线参数辨识进行模型补偿,以降低实用中噪声对系统实际测量信号尤其是  $\alpha$  及微分信号反馈的影响。

4、在具体的冗余直驱平台上进行了实验研究,结果表明所设计的控制器能够实现高精度跟踪性能以及对参数变化等不确定的鲁棒抗干扰性能。所提出的多变量协同控制设计方法通过对旋转动力学的直接控制,有效地保证了旋转动态及轴间内力高性能的瞬态和稳态表现,加之对耦合动力学的补偿控制改善了运动跟踪性能,使得系统整体控制性能得到了进一步的提升。此外对比 DRC 控制算法,所设计的 DCARC 算法在保证鲁棒稳定性的同时,还充分地地表现出了性能鲁棒性强和跟踪精度高的优势。

## 5.2 论文创新点

以下阐述本文的创新点,并列岀支撑这些创新点的主要原创成果。

### 一、提出了基于物理连接刚性和导轨副支撑柔性的综合刚柔耦合动力学建模方法

所提的机理建模分析方法对闭链冗余结构各运动部件给出了完整的运动学描述和动力学转换关系,对耦合作用的产生根源和作用机制给出了详细准确的分析和描述,在辨识实验中也得到了充分验证;所得到的刚体/柔体多阶耦合动力学模型对于分析耦合特性对同步及协同控制性能的影响具有有益的指导价值,并且对其进行进一步处理以得到适合补偿控制的参数化模型,可为高性能精密协同控制提供重要基础。

相关支撑论文如下:

1. Modeling and Synchronization Control of a Dual Drive Industrial Gantry Stage, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017. (录用)
2. Dual drive system modeling and analysis for synchronous control of an H-type gantry, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp.214-219, Busan, South Korea, July 2015.

### 二、提出了一套基于推力分配策略的自适应鲁棒精密协同控制方法

所提的控制方法通过运动跟踪控制层+推力分配控制层的两层控制结构,分别基于系统不确定性补偿设计自适应鲁棒控制算法和基于稳态内力约束条件设计推力分配算法,在外干扰和参数变化等不确定情况下能取得鲁棒高精度运动性能和稳态较好的内力抑制能力,较好地实现了保证运动跟踪精度及避免过度轴间内力的控制目标;并且所设计的协同控制器还具有阶数低、易于工程实现的优点。实验研究验证了以上结论,证明了所提协同控制方法与现有基于运动同步的控制方法相比,具有跟踪精度高、轴间内力小、控制消耗能量小的优越整体控制性能。

相关支撑论文如下:

1. 一种应用于冗余驱动系统的双直线电机协同控制方法. 发明专利. 申请号/专利号: 201610652045.6, 公开号: CN106200384A .
2. Adaptive robust synchronous motion control of dual parallel linear motor driven stage, *ASME 2012 5th Annual Dynamic Systems and Control Conference Joint with the JSME 2012 11th Motion and Vibration Conference*, pp.93-100, Fort Lauderdale, USA, October 2012.

针对实际中负载分布未知变化的情况, 以基于推力分配的自适应鲁棒协同控制的两层结构为基础, 利用基于旋转动力学物理模型的 RLS 算法引入在线精确参数估计层, 设计了自适应推力分配算法, 并进行了实验验证, 进一步提高了所提协同控制方法的控制性能和实用价值。

相关支撑论文如下:

1. Adaptive Thrust Allocation based Synchronization Control of a Dual Drive Gantry Stage , *Mechatronics*, 2017. (在审)

针对实际中负载运动可知的工况, 利用质心物理模型分析了分配系数关于负载运动的集中参数关系, 设计了带负载补偿的推力分配算法, 并进行了实验验证, 有效抑制了因负载运动产生的峰值瞬态跟踪误差并提升了内力调节效果。

相关支撑论文如下:

1. Adaptive robust synchronous control with dynamic thrust allocation of dual drive gantry stage, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 316-321, Besançon, France, July 2014.

### 三、提出了同时控制内力与运动性能的多变量自适应鲁棒精密协同控制方法

基于所得到的刚柔多阶耦合动力学, 进一步建立了包含高阶旋转动态不确定及耦合非线性, 并且适用于各种不确定及非线性补偿控制实现的参数化多变量耦合控制模型; 利用自适应鲁棒控制的有效模型补偿及高性能鲁棒反馈, 以及仅依赖期望轨迹信息的期望补偿技术, 保证了所设计多输入多输出控制器的优越理论性能和鲁棒实用价值。理论和实验研究均表明, 所提的多变量协同控制方法通过对旋转动力学的直接控制有效地保证了旋转动态及轴间内力高性能的瞬态和稳态表现, 同时通过对耦合项的补偿控制进一步提升了运动跟踪性能, 是解决冗余直驱运动平台系统兼顾内力与运动精密协同控制问题的有效途径。

相关支撑论文如下:

1. Advanced Synchronization Control of a Dual-Linear-Motor-Driven Gantry with Rotational Dynamics, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017. (在审)
2. Adaptive Robust Synchronization Control of a Dual-Linear-Motor-Driven Gantry with Rotational Dynamics and Accurate Online Parameter Estimation, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017. (在审)

### 5.3 研究展望

本论文在所述研究工作方面取得了一些有益的进展,但由于客观条件的限制以及个人能力的不足,尚存在不足之处有待完善,亦有一些较有意义的扩展研究未来得及开展。在此,谨从个人角度对这些后续工作进行简要的展望,为后来者的研究提供一些可能的借鉴。

1、本文在给出横梁运动完整描述并藉此建立完整刚柔耦合动力学模型后,基于  $C_{x\alpha}$  耦合系数形式及对称假设,从而在接下来的控制研究中将横梁横向偏移  $\tilde{x}_G$  动态解耦出来进而给予忽略。针对可能存在的导轨副非对称安装误差、横梁负载在 Y 方向的偏置等实际系统特性,还可以进一步分析研究所忽略的多余动力学结构,以及包含  $C_{x\alpha}$  耦合特性的控制问题。

2、本文第三章提出的运动跟踪+推力分配的协同控制器,是对高性能协同控制工程实用性的一种探索,其简单有效的两层控制结构也提供了各层控制算法的后续研究空间:在推力分配层,可以研究更精细的内力调节算法,例如利用离线参数估计值对分配算法中忽略的摩擦项等进行补偿;在运动控制层,可尝试引入显著适用于周期性工作任务的迭代学习控制技术、或是考虑实际物理限制及动力学约束的受限优化 ARC 技术等,从而针对不同控制问题实现性能的进一步提升。

3、本文对冗余直驱运动系统,着重于 Y 轴两电机耦合动力学建模及协同控制的研究,对 X 轴则仅考虑了负载运动位置的影响。实际上,高动态 X 向的运动不仅在科氏力方面会对 Y 向动力学产生影响,还会与  $\alpha$  动态有相互耦合影响;同时刚柔耦合及旋转动力学还将显著使得 X 与 Y 方向动力学的惯性系数矩阵完全耦合。可以看出 XY 轴协调控制和 Y 轴冗余协同控制的综合控制并不只是两种研究方法的简单相加,在其基础上,如何进行冗余直驱混联 XY 精密运动平台的全自由度耦合参数化建模分析及控制,可能是该类系统综合协同/协调精密控制进一步研究的关键。

## 参考文献

- [1] 路甬祥. 21世纪中国制造业面临的挑战与机遇. 机械工程师, 2005, 1:9–13.
- [2] 屈贤明. 《中国制造 2025》及其对制造行业未来发展的深远影响. 工程机械文摘, 2016, (1):51–55.
- [3] 路甬祥. 走向绿色和智能制造——中国制造发展之路. 国内外机电一体化技术, 2010, (4):379–386.
- [4] 国家自然科学基金委员会工程与材料科学部. 机械工程学科发展战略报告 (2011–2020). 北京: 科学出版社, 2011.
- [5] 中国机械工程学会. 中国机械工程技术路线图. 北京: 中国科学技术出版社, 2011.
- [6] Altintas Y, Verl A, Brecher C, et al. Machine tool feed drives. *Annals of the CIRP*, 2011, 60(2):779–796.
- [7] Neugebauer R, Denkena B, Wegener K. Mechatronic systems for machine tools. *Annals of the CIRP*, 2007, 56(2):657–686.
- [8] 范大鹏, 范世珣, 鲁亚飞, et al. 数控机床高性能传动部件控制技术的研究进展. 中国机械工程, 2011, 22(11):1378–1385.
- [9] 滕伟, 柳亦兵, 穆海华. 光刻机工作台超精密运动与同步控制. 机械工程学报, 2011, 47(11):185–190.
- [10] Xiao Y, Zhu K. Optimal synchronization control of high-precision motion systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(4):1160–1169.
- [11] Mori M, Fujishima M, Kashihara K, et al. Development and application of a Direct Drive motor for performance enhancement of versatile machine tool systems. *CIRP Annals - Manufacturing Technology*, 2005, 54(1):337–340.
- [12] 叶云岳. 直线电机在现代机床业中的应用与发展. 电机技术, 2010, (3):1–5.
- [13] Denkena B, Hackeloeer F, Neuber C.-C. 5-DOF harmonic frequency control using contactless magnetic guides. *CIRP Journal of Manufacturing Science and Technology*, 2009, (2):21–28.
- [14] 张刚, 刘品宽, 张波, et al. 直线电机精密运动平台轨迹跟踪控制器设计. 光学精密工程, 2013, 21(2):371–379.
- [15] Tan K.-K, Lee T.-H, Huang S. Precision motion control: design and implementation. New York: Springer, 2nd edition, 2008.
- [16] Newport Corporation, California, USA. High Performance Air Bearing Stage Capabilities & Solutions.

- [17] De Callafon R. A, Van P. M. J. Multivariable feedback relevant system identification of a wafer stepper system. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2001, 9(2):381–390.
- [18] ETEL Motion Technology Corporation, Switzerland. XYZ DUAL GANTRY PLATFORM -ASME-NPNN-08-0415-0440xx, Jan, 2016.
- [19] Geurtsen E. Tracking Control of Underactuated mechanical systems. Technical report, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, 2005.
- [20] Nakashima R, Hao S, Honda H, et al. Position control for a linear slider with twin linear drives. *Electrical Engineering in Japan*, 2004, 147(4):68–76.
- [21] Kim S, Chu B, Hong D, et al. Synchronizing dual-drive gantry of chip mounter LQR with LQR approach. *Proceedings of IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 2003. 838–843.
- [22] Teo C.-S, Tan K.-K, Lim S.-Y, et al. Dynamic modeling and adaptive control of a H-type gantry stage. *Mechatronics*, 2007, 17(7):361–367.
- [23] 朱煜, 尹文生, 段广洪. 光刻机超精密工件台研究. *电子工业专用设备*, 2004, 33(2):25–27.
- [24] 李运堂. 面向芯片封装的高加速度高精度气浮定位平台的研究: [博士学位论文]. 上海: 上海交通大学, 2007.
- [25] 陈海森, 张德新, 王继河, et al. 基于  $H_\infty$  交叉耦合算法的双驱同步控制. *浙江大学学报 (工学版)*, 2017, 51(1):131–137.
- [26] 权建洲. 高速工况下 H 型桁架定位平台的建模与同步控制: [博士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2010.
- [27] 陈静, 刘强, 齐畅. 基于自适应和模糊控制的新型 XY 平台同步控制研究. *系统仿真学报*, 2008, 20(12):3212–3215.
- [28] 郭庆鼎, 蓝益鹏. 双直线电机驱动的龙门移动式加工中心  $H_\infty$  鲁棒自适应控制. *中国机械工程*, 2003, 14(22):1966–1969.
- [29] 陈兴林, 刘川, 耿长青, et al. 光刻机工件台直线电机的完全跟踪控制. *中南大学学报自然科学版*, 2015, (9):3238–3244.
- [30] Kou B, Xing F, Zhang C, et al. Synchronous control of dual linear motors based on advanced space voltage vector switch table. *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Launch Technology*, 2014. 1-5.
- [31] 孙鹏. 无铁芯永磁同步直线电机及其控制技术研究: [博士学位论文]. 北京: 中国农业大学, 2012.
- [32] Tsai M.-C, Shen B.-H. Synchronisation control of parallel dual inverted pendulums driven by linear servomotors. *IET Control Theory & Applications*, 2007, 1(1):320–327.

- [33] Lin F.-J, Chou P.-H, Chen C.-S, et al. Three-degree-of-freedom dynamic model-based intelligent nonsingular terminal sliding mode control for a gantry position stage. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2012, 20(5):971–985.
- [34] 高会军. 基于参数依赖 Lyapunov 函数的不确定动态系统的分析与综合: [博士学位论文]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2005.
- [35] Yao B, Xu L. Adaptive robust control of linear motors for precision manufacturing. *International Journal of Mechatronics*, 2002, 12(4):595–616.
- [36] Park H.-K, Kim S.-S, Park J.-M, et al. Dynamics of dual-drive servo mechanism. *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, June, 2001. 1996–2000.
- [37] 贾松涛, 朱煜, 杨开明, et al. 双边驱动精密运动台振动特性研究. *机械科学与技术*, 2009, (5):582–586.
- [38] Li C, Yao B, Wang Q. Modeling and synchronization control of a dual drive industrial gantry stage. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2017. (Accepted and in press).
- [39] Ohta H, Hayashi E. Vibration of linear guideway type recirculating linear ball bearings. *Journal of Sound and Vibration*, 2000, 235(5):847–861.
- [40] Yi Y.-S, Kim Y.-Y, Choi J.-S, et al. Dynamic analysis of a linear motion guide having rolling elements for precision positioning devices. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 2008, 22(1):50–60.
- [41] Chen Z, Yao B, Wang Q. Adaptive robust precision motion control of linear motors with integrated compensation of nonlinearities and bearing flexible modes. *IEEE Trans. Ind. Informat.*, May 2013, 9(2):965–973.
- [42] Coelingh E, Vries T. J, Koster R. Assessment of mechatronic system performance at an early design stage. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2002, 7(3):269–279.
- [43] Zhao Y, Yang K, Zhu Y, et al. Modeling and analyzing of an H-drive precision XY stage. *Proceedings of International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering (MACE)*. IEEE, 2010. 6311–6314.
- [44] Hsieh M.-F, Li H.-Y, Lai K.-Y. Synchronous control of a network-based triple mechanically-coupled ball screws system. *Proceedings of Proceedings of SICE Annual Conference (SICE)*. IEEE, 2011. 1081–1086.
- [45] Yao W. S. Modeling and Synchronous Control of Dual Mechanically Coupled Linear Servo System. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2015, 137(4).
- [46] Tsai M.-C, Hsieh M.-F, Yao W.-S. Synchronous control of linear servo systems for CNC machine tools. *Proceedings of European Control Conference (ECC)*. IEEE, 2003. 2339–2344.
- [47] 刘丹. 龙门移动式加工中心双直线电机同步控制的研究: [硕士学位论文]. 沈阳工业大学, 2013.

- [48] Teo C. S, Tan K. K, Huang S, et al. Dynamic modeling and adaptive control of a multi-axial gantry stage. Proceedings of IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Waikoloa HI, USA, Oct, 2005. 3374-3379.
- [49] 张佳媛, 王丽梅. 基于模糊神经网络补偿控制器的H型平台同步控制. 电气工程学报, 2015, 10(9):54-61.
- [50] García-Herreros I, Kestelyn X, Gomand J, et al. Model-based control of a dual-drive H-type gantry stage on a decoupling base. Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology, Viña del Mar, Valparaíso, Chile, March, 2010. 547-552.
- [51] García-Herreros I, Kestelyn X, Gomand J, et al. Model-based decoupling control method for dual-drive gantry stages: A case study with experimental validations. Control Engineering Practice, 2013, 21(3):298-307.
- [52] Kamaldin N, Chen S. L, Kong C. J, et al. Adaptive parameter and gain RISE control of a flexure-based dual-drive 'H' gantry. Proceedings of IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, 2016. 1240-1245.
- [53] Pritschow G. P. A comparison of linear and conventional electromechanical drives. CIRP Annals - Manufacturing Technology, 1998, 47(2):541-548.
- [54] Braembussche P. V, Swevers J, Brussel H. V. Design and experimental validation of robust controllers for machine tool drives with linear motor. Mechatronics, 2001, 11(5):545-562.
- [55] Liu T.-H, Lee Y.-C, Chang Y.-H. Adaptive controller design for a linear motor control system. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(2):601-615.
- [56] Tan K.-K, Huang S.-N, Dou H.-F, et al. Adaptive robust motion control for precise trajectory tracking applications. ISA Transactions, 2001, 40(1):57-71.
- [57] Komada S, Ishida M, Ohnishi K, et al. Disturbance observer-based motion control of direct drive motors. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1991, 6(3):553-559.
- [58] Cao R, Low K. A repetitive model predictive control approach for precision tracking of a linear motion system. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6):1955-1962.
- [59] Lee T.-H, Tan K.-K, Lim S.-Y, et al. Iterative learning control of permanent magnet linear motor with relay automatic tuning. Mechatronics, 2000, 10(1-2):169-190.
- [60] Ding H, Wu J. Point-to-point motion control for a highacceleration positioning table via cascaded learning schemes. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5):2735-2744.
- [61] Li Y.-F, Wikander J. Model reference discrete-time sliding mode control of linear motor precision servo systems. Mechatronics, 2004, 14(7):835-851.
- [62] Huang Y.-S, Sung C.-C. Function-Based Controller for Linear Motor Control Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3):1096-1105.

- [63] Wu J, Xiong Z, Lee K.-M, et al. High-acceleration precision point-to-point motion control with look-ahead properties. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(9):4343–4352.
- [64] Yao B. High performance adaptive robust control of nonlinear systems: a general framework and new schemes. *Proceedings of Proc. of IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, 1997. 2489-2494.
- [65] Yao B. Integrated Direct/Indirect Adaptive Robust Control of SISO Nonlinear Systems Transformable to Semi-Strict Feedback Forms. *Proceedings of Proc. of American Control Conference*, 2003. 3020-3025. The O. Hugo Schuck Best Paper (Theory) Award from the American Autom. Control Council in 2004.
- [66] Yao B. Advanced motion control: from classical PID to nonlinear adaptive robust control. *Proceedings of The 11th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, Nagaoka, Japan, March 2010. 815-829. (plenary paper).
- [67] Utkin V. *Sliding modes in control optimization*. Springer Verlag, 1992.
- [68] Qu Z. *Robust control of nonlinear uncertain systems*. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1998.
- [69] Krstic M, Kanellakopoulos I, Kokotovic P. V. *Nonlinear and adaptive control design*. New York: Wiley, 1995.
- [70] Ioannou P. A, Sun J. *Robust adaptive control*. New Jersey: Prentice-Hall, 1996.
- [71] Xu L, Yao B. Adaptive robust precision motion control of linear motors with negligible electrical dynamics: theory and experiments. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2001, 6(4):444–452.
- [72] Hu C, Yao B, Wang Q. Integrated direct/indirect adaptive robust contouring control of a biaxial gantry with accurate parameter estimations. *Automatica*, April 2010, 46(4):701–707.
- [73] Mohanty A, Yao B. Indirect adaptive robust control of hydraulic manipulators with accurate parameter estimates. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, May 2011, 19(3):567–575.
- [74] Zhu X, Tao G, Yao B, et al. Adaptive robust posture control of a pneumatic muscle driven parallel manipulator. *Automatica*, 2008, 44(9):2248–2257.
- [75] Hong Y, Yao B. A globally stable saturated desired compensation adaptive robust control for linear motor systems with comparative experiments. *Automatica*, 2007, 43(10):1840–1848.
- [76] Chen Z, Yao B, Wang Q. Accurate motion control of linear motors with adaptive robust compensation of nonlinear electromagnetic field effect. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, June 2013, 18(3):1122–1129.
- [77] Lu L, Chen Z, Yao B, et al. Desired compensation adaptive robust control of a linear motor driven precision industrial gantry with improved cogging force compensation. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2008, 13(6):617–624.

- [78] Lu L, Yao B, Wang Q, et al. Adaptive robust control of linear motors with dynamic friction compensation using modified LuGre model. *Automatica*, 2009, 45(12):2890–2896.
- [79] Chen Z, Yao B, Wang Q.  $\mu$ -synthesis based adaptive robust control of linear motor driven stages with high-frequency dynamics: A case study. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2015, 20(3):1482–1490.
- [80] Lu L, Chen Z, Yao B, et al. A two-loop performance oriented tip tracking control of a linear motor driven flexible beam system with experiments. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, March 2013, 60(3):1011–1022.
- [81] Lu L, Yao B. A performance oriented multi-loop constrained adaptive robust tracking control of one-degree-of-freedom mechanical systems: theory and experiments. *Automatica*, 2014, 50(4):1143–1150.
- [82] Lorenz R. D, Schmidt P. B. Synchronized motion control for process automation. *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 1989. 1693–1698.
- [83] Chu B, Kim S, Hong D, et al. Optimal cross-coupled synchronizing control of dual-drive gantry system for a SMD assembly machine. *JSME International Journal Series C*, 2004, 47(3):939–945.
- [84] Tan K.-K, Lim S.-Y, Huang S, et al. Coordinated motion control of moving gantry stages for precision applications based on an observer-augmented composite controller. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2004, 12(6):984–991.
- [85] 柳飞, 韦巍. 基于交叉耦合的生产线位置同步控制. *测控技术*, 2004, 23(2):38–39.
- [86] 赵冶, 朱煜, 杨开明, et al. 双边驱动精密 XY 运动平台解耦控制研究. *组合机床与自动化加工技术*, 2010, (9):30–33.
- [87] Koren Y, Lo C. C. Variable gain cross coupling controller for contouring. *Annals of the CIRP*, 1991, 40:371–374.
- [88] Chiu G.-T.-C, Tomizuka M. Contouring control of machine tool feed drive systems: a task coordinate frame approach. *IEEE Transactions Control Systems Technology*, 2001, 9:130–139.
- [89] Yeh S.-S, Hsu P.-L. Estimation of the contouring error vector for the cross-coupled control design. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2002, 7(1).
- [90] Hu C, Yao B, Wang Q. Adaptive robust repetitive control of an industrial biaxial precision gantry for contouring tasks. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, November 2011, 19(6):1559–1568.
- [91] Hu C, Yao B, Wang Q. Global task coordinate frame based contouring control of linear-motor-driven biaxial systems with accurate parameter estimations. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, November 2011, 58(11):5195–5205.
- [92] Yao B, Hu C, Wang Q. An orthogonal global task coordinate frame for contouring control of biaxial systems. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, August 2012, 17(4):622–634.

- [93] Sun H, Chiu T.-C. Motion synchronization for dual-cylinder electrohydraulic lift systems. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2002, 7(2):171–181.
- [94] Bogiatzidis I. X, Safacas A. N, Mitronikas E. D, et al. A Novel Control Strategy Applicable for a Dual AC Drive With Common Mechanical Load. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, 48(6):2022–2036.
- [95] Zhu X, Tao G, Yao B, et al. Adaptive robust posture control of a pneumatic muscles driven parallel manipulator with redundancy. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2008, 13(4):441–450.
- [96] Xiao Y, Ge X, Zheng Z, et al. Robust synchronization algorithm for electro-hydraulic motion systems. *Proceedings of Proceedings of International Conference on Modelling, Identification & Control*, 2012. 6-11.
- [97] FANUC Corporation, Japan. FANUC AC SERVO MOTOR ( $\alpha$ )-series, December, 1999.
- [98] Perez-Pinal F. J, Nunez C, Alvarez R, et al. Comparison of multi-motor synchronization techniques. *Proceedings of the 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, Korea, November, 2004. 1670–1675.
- [99] Tomizuka M, Hu J.-S, Chiu T.-C, et al. Synchronization of two motion control axes under adaptive feed forward control. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 1992, 114:196–203.
- [100] Koren Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems. *ASME Journal of Dynamical Systems, Measurement, and Control*, 1980, 102(4):265–272.
- [101] Srinivasan K, Kulkarni P. K. Cross-coupled control of biaxial feed drive servomechanisms. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1990, 112(2):225–232.
- [102] Sun D, Shao X, Feng G. A model-free cross-coupled control for position synchronization of multi-axis motions: theory and experiments. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(2):306–314.
- [103] 张刚. 直驱精密平面并联运动平台的动力学建模与轮廓控制: [博士学位论文]. 上海: 上海交通大学, 2014.
- [104] Xiao Y, Zhu K, Liaw H.-C. Generalized synchronization control of multi-axis motion systems. *Control Engineering Practice*, 2005, 13(7):809–819.
- [105] Xiao Y, Zhu K. A cross-coupling reference model control algorithm. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2005, 19(8):623–638.
- [106] Zhang X, Zhu K, Yang X. Cross-Coupled Model Predictive Control for Multi-axis Coordinated Motion Systems. *Proceedings of International Conference on Advanced Computer Control*, 2009. 158-162.
- [107] 刘强, 张从鹏. 直线电机驱动的 H 型气浮导轨运动平台. *光学精密工程*, 2007, 15(10):1540–1546.

- [108] Sun D, Mills J. K. Adaptive synchronized control for coordination of multirobot assembly tasks. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 2002, 18(4):498–510.
- [109] 费少华, 刘丹, 乔明杰, et al. 端框移动平台双驱同步控制系统设计. *浙江大学学报 (工学版)*, 2016, 50(1):85–92.
- [110] Guo Q, Zhao X, Sun Y. The Study of Self-tuning Robust Control in Dual Linear Motors Synchronous Servo System. *Proceedings of IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2005. 1576–1579.
- [111] 郭庆鼎, 赵希梅, 翁秀华. 基于干扰观测器的龙门移动式镗铣加工中心同步控制. *电工技术学报*, 2005, 20(9):88–91.
- [112] Giam T.-S, Tan K.-K, Huang S. Precision coordinated control of multi-axis gantry stages. *ISA Transactions*, 2007, 46(3):399 – 409.
- [113] Lin F.-J, Chou P.-H, Chen C.-S, et al. DSP-based cross-coupled synchronous control for dual linear motors via intelligent complementary sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2):1061–1073.
- [114] 翁秀华, 郭庆鼎, 刘德君. 基于模糊自适应 PID 的双直线电机同步驱动系统控制. *组合机床与自动化加工技术*, 2004, (9):28–29.
- [115] 罗品奎, 金建新, 李小平. 双直线电机驱动的 H 型运动平台同步控制研究. *机械制造与自动化*, 2013, 42(6):158–161.
- [116] Cheng L, Hou Z, Tan M, et al. Tracking control of a closed-chain five-bar robot with two degrees of freedom by integration of an approximation-based approach and mechanical design. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, 2012, 42(5):1470–1479.
- [117] 徐起贺, 孙健利. 滚动直线导轨副的结构特点与性能分析. *机床与液压*, 2002, (3):107–109.
- [118] 毛宽民, 李斌, 谢波, et al. 滚动直线导轨副可动结合部动力学建模. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2008, 44(8):85–88.
- [119] 胡楚雄. 基于全局任务坐标系的精密轮廓运动控制研究: [博士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2010.
- [120] Hu C, Yao B, Wang Q. Coordinated adaptive robust contouring controller design for an industrial biaxial precision gantry. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, October 2010, 15(5):728–735.
- [121] Yao B, Tomizuka M. Smooth robust adaptive sliding mode control of robot manipulators with guaranteed transient performance. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1996, 118(4):764–775.
- [122] Khalil H. K. *Nonlinear Systems (Third Edition)*. NJ: Prentice Hall, Inc., 2002.
- [123] Slotine J.-J. E, Li W. *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall, Inc., 1991.

- [124] Yao B, Al-Majed M, Tomizuka M. High performance robust motion control of machine tools: An Adaptive Robust Control Approach and Comparative Experiments. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 1997, 2(2):63–76.
- [125] Yao B, Bu F, Reedy J, et al. Adaptive robust control of single-rod hydraulic actuators: theory and experiments. *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 2000, 5(1):79–91.
- [126] Landau I. D, Lozano R, M'saad M. Adaptive control. New York: Springer, 1998.
- [127] Goodwin G. C, Mayne D. Q. A parameter estimation perspective of continuous time model reference adaptive control. *Automatica*, 1987, 23(1):57–70.
- [128] Astrom K. J, Wittenmark B. Adaptive control (Second edition). Addison-wesley Publishing Company, 1995.
- [129] Zinober A. S. I. Deterministic control of uncertain systems. Proceedings of Proceedings. IC-CON'89. IEEE International Conference on Control and Applications, Jerusalem, Jerusalem, April 1989. IEEE. 645–650.
- [130] Corless M, Leitmann G. Continuous state feedback guaranteeing uniform ultimate boundedness for uncertain dynamic systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1981, 26(5):1139–1144.
- [131] Utkin V. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic control*, 1977, 22(2):212–222.
- [132] Slotine J.-J. E. The robust control of robot manipulators. *The International Journal of Robotics Research*, 1985, 4(2):49–64.
- [133] 孙宜标, 郭庆鼎. 基于加速度补偿的龙门移动式镗铣床双直线电动机滑模解耦同步控制研究. *机械工程学报*, 2002, 38(12):39–43.
- [134] Tian Y, Guo Q, Wang Z. Sliding mode and  $H_\infty$  control for dual linear motors dynamic synchro-feed. Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 2007. 1048–1052.
- [135] Sadegh N, Horowitz R. Stability and robustness analysis of a class of adaptive controllers for robotic manipulators. *The International Journal of Robotics Research*, 1990, 9(3):74–92.
- [136] Whitcomb L. L, Rizzi A. A, Koditschek D. E. Comparative experiments with a new adaptive controller for robot arms. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1993, 9(1):59–70.
- [137] Yao B, Tomizuka M. Comparative experiments of robust and adaptive control with new robust adaptive controllers for robot manipulators. Proceedings of Proc. of IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, FL, USA, Dec, 1994. 1290–1295.
- [138] Yao B. Desired compensation adaptive robust control. *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 2009, 131(6):1–7. #061001.

- 
- [139] Yao B, Chan S. P, Wang D. Unified formulation of variable structure control schemes to robot manipulators. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1994, 39(2):371–376. Part of the paper appeared in the *Proc. of American Control Conference*, pp.1282–1286, 1992.
- [140] Yao B, Tomizuka M. Robust desired compensation adaptive control of robot manipulators with guaranteed transient performance. *Proceedings of Proc. of IEEE Conf. on Robotics and Automation*, San Diego, CA, USA, May, 1994. 1830–1836.
- [141] Li C, Yao B, Zhu X. Analysis and compensation of nonlinear friction effect on frequency identification. *Proceedings of IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*,. IEEE, 2015. 4453–4458.
- [142] Li C, Li C, Chen Z, et al. Advanced Synchronization Control of a Dual-Linear-Motor-Driven Gantry with Rotational Dynamics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017. Under review.

# 作者简介及在攻读博士学位期间的成果

## 作者简介

李聪，男，1989年12月生，河南洛阳人，2010年6月获浙江大学机械电子控制工程专业学士学位，同年保研浙江大学机械电子控制工程专业直接攻读博士学位。主要从事精密机电系统、多执行器协调/协同运动控制、非线性控制理论及其应用的研究工作。

## 攻读博士期间发表(含录用)的论文

- [1] C. Li, B. Yao, and Q. Wang. Modeling and Synchronization Control of a Dual Drive Industrial Gantry Stage, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2017. (录用, SCI & EI, IF=4.357)
- [2] C. Li, B. Yao, X. Zhu, and Q. Wang. Dual drive system modeling and analysis for synchronous control of an H-type gantry, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp.214-219, Busan, South Korea, July 2015. (EI)
- [3] J. Liao, C. Li\*, B. Yao, and X. Zhu. Adaptive robust tip tracking control for single-link flexible beam, *ASME 8th Annual Dynamic Systems and Control Conference*, V002T33A003, Columbus, Ohio, USA, October 2015. (EI)
- [4] C. Li, B. Yao, X. Zhu, and Q. Wang. Adaptive robust synchronous control with dynamic thrust allocation of dual drive gantry stage, *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp.316-321, Besançon, France, July 2014. (EI)
- [5] C. Li, B. Yao, and Q. Wang. Adaptive robust synchronous motion control of dual parallel linear motor driven stage, *ASME 2012 5th Annual Dynamic Systems and Control Conference Joint with the JSME 2012 11th Motion and Vibration Conference*, pp.93-100, Fort Lauderdale, Florida, USA, October 2012. (EI)
- [6] C. Hu, B. Yao, Q. Wang, Z. Chen and C. Li. Experimental investigation on high-performance coordinated motion control of high-speed biaxial systems for contouring tasks, *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, Vol.51, No.9, pp.677-686, September 2011. (SCI & EI, IF=2.169)
- [7] J. Zhang, C. Hu, B. Yao, Q. Wang, and C. Li. System identification, modeling and precision motion control of a linear motor drive stage, *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, pp.226-231, Hong Kong and Macau, China, August 2010. (EI)

## 在审论文

- [1] C. Li, C. Li, Z. Chen, B. Yao, and Q. Wang. Adaptive Thrust Allocation based Synchronization Control of a Dual Drive Gantry Stage , *Mechatronics*, 2017. (SCI & EI源)
- [2] C. Li, C. Li, Z. Chen, and B. Yao. Advanced Synchronization Control of a Dual-Linear-Motor-Driven Gantry with Rotational Dynamics, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017. (SCI & EI源)
- [3] C. Li, C. Li, Z. Chen, and B. Yao. Adaptive Robust Synchronization Control of a Dual-Linear-Motor-Driven Gantry with Rotational Dynamics and Accurate Online Parameter Estimation, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2017. (SCI & EI源)

## 发明专利

- [1] 一种应用于冗余驱动系统的双直线电机协同控制方法. 发明人: 姚斌, 李聪. 申请号/专利号: 201610652045.6, 公开号: CN106200384A .

## 参与或承担的科研项目

国家自然科学基金资助项目 (No.51475412)

国家自然科学基金海外青年学者合作研究基金项目 (No. 50528505)

“985工程” 机电系统及装备创新科技平台建设项目 (精密机电控制实验室建设)

浙江省研究生创新科研项目 (No. YK2009005)

## 奖励及荣誉

2015年浙江大学优秀博士生岗位奖学金

2013年陆增祺 FPTC 高科技奖励基金优秀博士生奖

多次获得浙江大学优秀研究生奖