

分 类 号_____

学号 M201070424

学校代码 10487

密级_____

华中科技大学

硕士学位论文

双直线电机驱动的 H 型 运动平台控制研究

学 位 申 请 人： 罗品奎

学 科 专 业： 机械电子工程

指 导 教 师： 李小平 教授

答 辩 日 期： 2013 年 1 月 15 日

**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering**

**Study on Motion Control of H-type Stage Driven by Dual
Linear Motors**

Candidate : Luo Pinkui

Major : Mechatronics Engineering

Supervisor : Prof. Li Xiaoping

Huazhong University of Science and Technology

Wuhan, Hubei 430074, P. R. China

December, 2011

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本授权书。

本论文属于

不保密 ☐。

（请在以上方框内打“√”）

学位论文作者签名：

指导教师签名：

日期： 年 月 日

日期： 年 月

摘要

硅片台是光刻机等 IC 制造装备的核心部件之一，主流的硅片台结构都采用 H 型布局，因此研究 H 型精密运动平台具有十分重要的意义，本文主要研究 H 型精密运动平台的运动控制问题。

首先，本文详细介绍双直线电机驱动的 H 型运动平台的结构特点，阐明 H 型运动平台运动控制的基本框架，对 H 型运动平台进行力学模型简化和假设，使用 Matlab/Simulink/SimMechanics 建立运动平台的精确动力学模型，分析其运动特性及控制难点；

其次，针对这样一个高速度、微进给和低阻尼的直接驱动系统，使用超前校正和 PI 调节相结合的方法，设计了三环控制系统，使用前馈控制器减小跟随误差，设计速度信号干扰观测器减小干扰对系统精度的影响；

最后，在完成单轴直线电机控制系统设计的基础上，针对双边驱动的两台直线电机发生的不同步运动现象，分析其不同步运动的误差来源，设计基于位移和加速度前向补偿的方法预测负载波动的大小，极大的减小了质心偏移导致的同步运动误差，设计模糊反馈补偿控制器减小前向补偿对滞后时间的敏感度，进一步减小双边驱动同步误差，期望实现系统的质心驱动。

使用 Simulink 和 SimMechanics 联合仿真模型可以反映真实系统的运动的规律，可以观测在输入不同信号时的仿真系统运动状态，使用前向补偿和模糊反馈相结合的方法极大的减小了双边驱动的同步运动误差。

关键字：光刻机，H 型运动平台，双直线电机驱动， 同步控制

Abstract

Silicon Wafer stage is one of the key subsystem of IC manufacturing equipment such as lithography, The mainstream structure of silicon wafer Stage always use H type layout, so research on the H-type precision motion platform has very important significance, This thesis mainly researches on motion control problems of H-type precision motion platform.

Firstly, the thesis describes the structural characteristics of the dual linear motor driven H-type precision motion platform, clarify the basic control framework of the H-type motion platform, simplifies the mechanical model of the platform, and establishes accurate dynamic model for the motion platform using Matlab/Simulink/SimMechanics, Analyzes the movement characteristics and difficulties in control system.

According to the performance requirement such as high speed, micro-feed and low damping, the controller is consisted of lead compensation and IP peed controller, speed and acceleration feed-forward controller are designed to reduce the tracing error, and a speed observation model is found to eliminate the effects of disturbance force.

On the basis of these studies, the thesis analyses the case of the synchronization error of dual linear motor position servo system; designs the feed-forward controller based on the displacement and acceleration to predict the fluctuation of the load, which greatly reduces the synchronization error, design the fuzzy feedback compensation controller to decrease the sensitivity of the retardation time of displacement feedforward, reduces the synchronization error furtherly.

Using Simulink and SimMechanics Co-simulation system can reflect the state of the real movement system, motion state of different signals can be observed using the

华中科技大学硕士学位论文

simulation system, the control method which combine displacement feedforward and fuzzy feedback can reduce the synchronous error effectively.

Keywords: Lithography ; H type motion stage; Dual linear motors drive;
Synchronization control;

目 录

摘要	I
ABSTRACT	II
1 绪论	1
1.1 课题来源、背景及意义.....	1
1.2 光刻机精密运动平台研究现状.....	2
1.3 H 型精密运动平台控制策略研究现状.....	4
1.4 本文研究的主要内容.....	5
2 H 型运动平台建模及运动特性分析	7
2.1 H 型运动平台结构简介.....	7
2.2 H 型运动平台动力学系统建模.....	8
2.3 H 型运动平台运动特性分析.....	13
2.4 本章小结	15
3 直线电机伺服驱动控制系统设计	16
3.1 直接驱动进给系统机电模型建立	16
3.2 直线电机伺服系统位置控制器设计	18
3.3 前馈及观测器环节设计	26
3.4 本章小结	34

华中科技大学硕士学位论文

4 双边同步驱动控制系统设计	35
4.1 影响同步运动的主要因素分析	35
4.2 双直线电机同步控制方案分析	37
4.3 基于位移的前向补偿控制环节设计	40
4.4 使用模糊逻辑的反馈补偿控制器设计	45
4.5 同步控制系统仿真结果分析	51
4.6 本章小结	57
5 总结与展望	58
5.1 全文总结	58
5.2 研究展望	58
致谢	60
参考文献	61
附录 1 攻读硕士学位期间发表学术论文	67

1 绪论

1.1 课题来源、背景及意义

本课题来源于“极大规模集成电路制造装备及成套工艺”国家科技重大专项《光刻机双工件台系统样机研发》项目中课题——双工件台系统结构分析与优化，课题编号为 2009ZX020028-007。

随着 IC 产业的发展，芯片的集成度越来越高，对电子元件制造设备的要求越来越高，其中光刻机的性能提升已经成为 IC 产业发展的最重要推动力^[1]。光刻机是 IC 制造业的基础，是关系到国家战略的重大装备。由于我国的光刻技术起步晚，并且发达国家在光刻机设备领域对我国进行技术封锁，限制我国 IC 制造业的发展，导致我国的光刻技术远远落后于发达国家，因此，努力发展高性能光刻技术，研制具有自主知识产权的高性能光刻机刻不容缓。

步进扫描投影光刻机以其突出的优势取代了分布式重复光刻机^[2]，其核心单元包括掩膜台和硅片台等。硅片台作为其核心的精密运动部件，具有精密定位、快速响应和同步扫描等功能。硅片台直接决定了光刻机的性能，因此对其进行动力学建模分析及运动控制研究有十分重要的意义。

传统的精密运动平台大多使用旋转电机带动丝杠螺母副，将旋转运动转化为运动平台的直线运动。这种驱动方式存在传动链长、系统结构复杂、附加的惯量大、系统刚度低、摩擦影响大，而且存在回程间隙等缺点^[3]。在导向和承载方面多采用滑动导轨或滚动导轨，在低速运动时易出现“爬行”现象，导致运动的不稳定。为了解决以上这些严重影响制运动平台精度的因素，新型的精密运动平台采用直线电机直接驱动的方式，去除了电动机到运动平台的传动环节，将传动链缩短为零；此外，新型的精密运动平台使用气浮轴承导向和支承，基本消除摩擦的影响，还为系统提供了较大的刚度。运用直线电机驱动和气浮支撑技术后，更易实现高速度和高加速度的运动，可以达到亚微米乃至纳米级的定位精度。

1.2 光刻机精密运动平台研究现状

精密运动平台是光刻机的关键子系统，光刻技术的进步必然对精密运动平台提出更高的要求，现阶段主流光刻机都使用直线电机驱动的超精密气浮运动平台，精密运动平台不断地朝着高精度和大行程方向发展^[4-6]。

世界上的三大光刻机生产商 Nikon、Canon 和 ASML 在其主要的产品中均采用了基于直线电机驱动技术和气浮支承技术的精密运动平台方案。

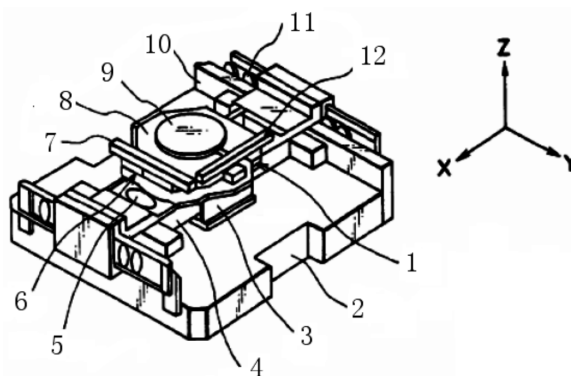


图 1.1 Canon 的运动平台示意图

图 1.1 所示的是 Canon 公司用于 FPA-4000ESI 步进扫描式投影光刻机的 H 型运动平台示意图。X 方向运动部件 3 和 Y 方向运动件 4 分别由直线电机 5 和 11 驱动，X 方向为单直线电机驱动，Y 方向为双直线电机平行驱动，支承形式采用气浮支承。

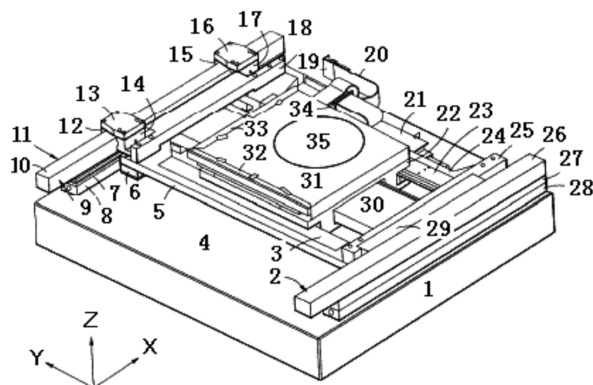


图 1.2 Nikon 气浮运动平台示意图

图 1.2 所示为 Nikon 公司的气浮精密运动平台，其布局类似 Canon 的运动平台，都采用了 H 形结构。硅片台 31、导轨横梁 30 和随动台的下表面都安装有空气轴承

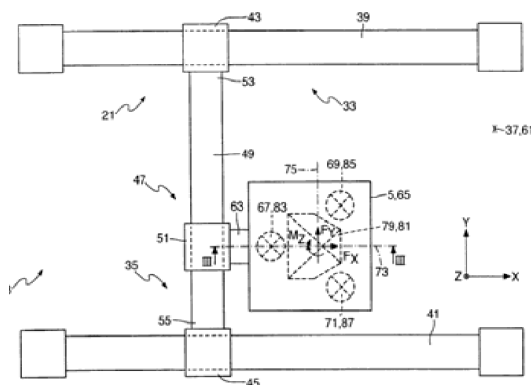


图 1.3 所示为 ASML 公司在其 TWINSCAN 光刻机中使用的硅片台结构示意图，硅片台也采用了 H 型对称结构布置^[7]。沿 X 轴方向用双导轨（39、41），用两个直线电机实现双边驱动，横梁 49 通过直线电机 43、45 实现了沿 X 轴方向的运动，在 Y 轴方向由直线电机 51 实现单边驱动。工作台由气浮轴承支承在基面 61 上，用来保证运动的零摩擦。该硅片台的负载可达 30kg，最大行程高于 0.3 m，最大速度达到 0.5 m/s，加速度达到 1g，重复定位精度可达 3nm。

1.3 H 型精密运动平台控制策略研究现状

1.3.1 H 型精密运动平台建模

本文研究的 H 型双直线电机驱动精密平台采用气体轴承支承和导向，满足了精密平台高速度及高加速度的运动要求。双边直线驱动的 H 型运动平台可以提供强大的推力，可以有效避免单边驱动带来的运动滞后和机械振荡^{[8][9]}，但其结构的特殊性也产生了特殊的运动控制问题，例如机械结构的强耦合、负载位置变化导致模型特性的变化，以及由此产生的控制系统稳定性等问题。精确的运动平台模型是设计精密控制系统的前提，精密运动平台的建模包括机械系统建模和电气系统建模，在机械系统建模过程中不考虑机构的变形，使用刚体假设来体现对象的特征。

目前针对平面三自由度 H 型运动平台的机械结构建模主要有两种方式，一是通过拉格朗日方法建立系统多刚体动力学方程^{[10][11][12]}；二是直接为运动平台建立双输入双输出的力到位移的传递函数^{[13][14][15]}，这两种方法的缺陷是建模过程复杂，且只能建立两个单轴直线电机驱动的单自由度模型，不能体现双边驱动过程中机械耦合的影响，更不能达到对质心偏移导致的同步运动误差的观测要求。

针对运动平台的电气建模，由于采用的是直线电机驱动，使用 d-q 轴模型的直线电机控制时，可以得到电流到驱动力的线性关系。文献^[16]对反电动势与运动过程进行了分析。文献^[17-20]对推力波动的影响进行了详细分析。

1.3.2 H 型精密运动平台控制策略

文献^[21-25]针对三自由度直线电机驱动的 H 型运动平台进行了大量的研究，使用拉格朗日方法建模，基于频域进行控制器设计和优化。但作者在双边同步控制过程中没有考虑质心偏移对控制性能的影响，而是通过提高系统的鲁棒性来改善控制系统的性能。K.K. Tan 等人为三自由度的 H 型运动平台设计自适应控制算法，极大地减小了轨迹跟踪误差，提高了同步运动的误差^[11,20]。

文献^[26-29]对双边同步控制作了研究，将横梁的机械耦合运动解耦成平动和绕质心的转动，并设计了相应的 PID 控制器，取得了较好的控制效果。

郭庆鼎以龙门式加工中心为研究对象^[30-33]，使用主从控制和负载动态补偿相结合的方法，设计扰动观测器抑制外部干扰，取得了较好的仿真和实验结果。北京航空航天大学的刘强为对称的 H 型结构精密运动平台设计了同步控制器^[34]，使用基于速度偏差的模糊 PID 控制方法，实现了双边同步控制，获得较高的同步运动精度。

由上述的研究成果可以看出，对于存在机械耦合的 H 型结构的运动平台，要想获得优异的控制性能，除了使用高精度的单轴控制器之外，还必须将双边同步误差信号通过特定算法反馈到电机的前向控制通道，以避免几次额结构的损坏。同时，针对负载位置的变动，为了达到质心驱动的目的，一般采用的方法有两种，一是将负载变化当做干扰，增强系统的鲁棒性以减小负载位置变化对控制精度影响，二是根据负载的变化规律，在控制系统中考虑为负载变动进行补偿。

1.4 本文研究的主要内容

硅片台系统是步进式扫描光刻机的核心单元，其运动性能直接影响光刻机的分辨率和生产效率。为了获得高的运动精度和分辨率，除了提高机械加工精度和装配精度之外，还需要相应的控制方法才能使精密运动平台满足要求。本文在分析光刻机硅片台系统的结构和工作原理的基础上，对现行的 H 型直线电机驱动的气浮运动平台进行动力学分析建模，完成直线电机的控制系统设计，在此基础上提出一种新的双边同步控制策略。为提高运动平台的运动精度，开展高速高精度运动的生成与控制研究，本文将进行如下几个方面的研究：

(1)介绍 H 型 X-Y- θ Z 三自由度运动平台的结构，简要分析工作台的动力学特性，使用 Matlab/SimMechanics 建立机械结构刚体动力学模型，结合气浮试验数据建立气体轴承动力学模型，使用 Stribeck 摩擦力模型描述工作台运动过程中的摩擦阻力，精确的运动仿真模型是进行控制系统研究的前提。

(2)为驱动 H 型运动平台的永磁同步直线电机建立动力学模型，为直线电机设计电流环、速度环和位置环反馈控制系统，设计速度前馈及加速度前馈，建立各种干扰的数学模型，为控制系统设计干扰观测器及干扰前馈来减小干扰对控制系统的影响。提

高直线电机的响应速度和稳态精度，为实现质心驱动的高精度同步控制奠定基础。

(3) 为 H 型 X - Y - θZ 三自由度运动平台设计双边同步控制系统，使用两套相同的直线电机驱动系统以保证工作台具有高速的动态同步响应能力，使用并联控制与模糊逻辑反馈相结合的方法来消除机械耦合的影响，设计前向补偿环节补偿质心偏移对同步运动的影响，力求减小双边同步控制的误差。

2 H 型运动平台建模及运动特性分析

随着光刻技术的发展，步进扫描投影光刻机逐步取代了分布式重复光刻机，硅片台作为其核心部件之一，在硅片曝光过程中有很重要的作用。主流的硅片台结构都采用 H 型布局，本章将对 H 型运动平台的结构和动力学特性做简要介绍。

2.1 H 型运动平台结构简介

直线电机驱动的直线运动系统比传统的“旋转电机+丝杠”直线运动系统具有更高的动态性能和传动精度，代表着直线驱动技术的发展方向。H 型气浮工作台结构如图 2.1 所示。平台基座采用结构刚度大、平整度高的花岗岩材料或者采用膨胀系数极低的殷钢；横梁采用工程陶瓷等轻质、高刚度、密度小的材料；两端分别与两个相互平行的直线电机的动子连接，实现 X 方向的双边同步驱动。Y 方向直线电机的定子安装在横梁上，动子与工件台固接，实现 Y 方向的运动。工件台在三台直线电机的作用下在 X-Y 平面内平动，工件台(以下简称滑块)的底面有气浮支承以消除滑块运动过程中与基面的摩擦。

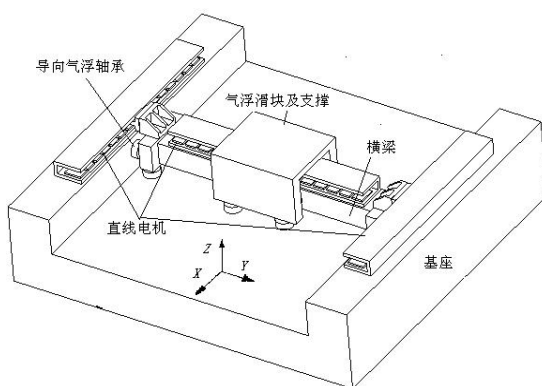


图 2.1 H 型运动平台结构

横梁、滑块均通过空气轴承支承和导向，为了使平台在承载和导向的方向上获得较大的双向刚度，承载空气轴承均通过真空预紧，而导向气体轴承则通过两两相对安装来实现预紧。在 X 和 Y 方向测量系统均采用两直线光栅尺作为位置反馈信号，实现

控制系统的位置闭环控制。

当气浮导轨处于不同工作状态时，其气体压力分布也随之变化，不便于对导轨的运动特性进行描述，因此将气浮导轨简化成为若干个弹簧阻尼器支撑结构，如图 2.2 所示， k 、 c 表示气浮轴承等效刚度和阻尼， F_1 、 F_2 表示横梁两端直线电机提供的推力， F 表示驱动滑块的直线电机提供的推力。由文献^[35] 可知平台绕 X 、 Y 轴旋转角度很小，所以忽略不计。 Z 向运动对 X - Y 方向精度无耦合，且不能通过伺服系统控制，只能由气浮轴承的质量来保证该方向上的精度要求，因此不考虑该方向的自由度。由上得出平台直线电机驱动自由度分布表如表 2.1 所示，其中+表示可以直接控制的自由度，-表示受气浮轴承导向和支撑约束的自由度。

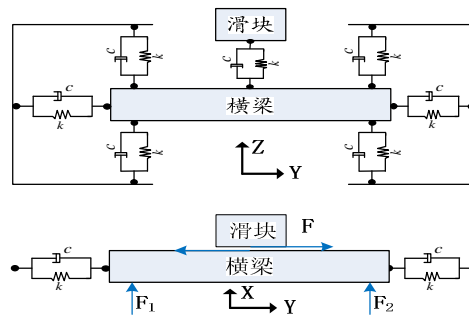


图 2.2 气浮导轨简化

表 2.1 直线电机驱动自由度分布

	X	Y	Z	θ_x	θ_y	θ_z
Y 电机	-	+	-	-	-	-
X1 电机	+	-	-	-	-	+
X2 电机	+	-	-	-	-	+

2.2 H 型运动平台动力学系统建模

目前针对平面三自由度 H 型运动平台的建模主要有两种方式，一是通过拉格朗日方法建立系统多刚体动力学方程；二是直接为运动平台建立双输入双输出的力到位移的传递函数，这两种方法的缺陷是建模过程复杂，且只能建立两个单轴直线电机驱动的单自由度模型，不能体现双边驱动过程中机械耦合的影响，更不能达到对质心偏移

导致的同步运动误差的观测要求。

本文使用 Matlab/SimMechanics 建立 H 型双直线电机驱动的 X-Y-θZ 三自由度运动平台的机械结构建模，它能够将双直线的驱动控制和运动过程中的耦合完全体现出来。

2.2.1 运动平台机械结构建模

SimMechanics 提供可以直接在 Simulink 环境下使用的模块集合，它可以对各种运动副连接的刚体进行建模与仿真，只需要根据拓扑连接关系选择相应的模块和运动副并设置相关参数即可，极大地简化了机械机构建模过程。SimMechanics 通过自身提供的检测及驱动模块与 Simulink 模块连接，仿真过程无需数据的转换，极大的提高了仿真计算速度。使用 SimMechanics 模块建立机械结构及直线电机驱动等模型，在仿真过程中可以测量各部分的运动状态，还可以在模型演示窗口看到 3D 实时运动状态。

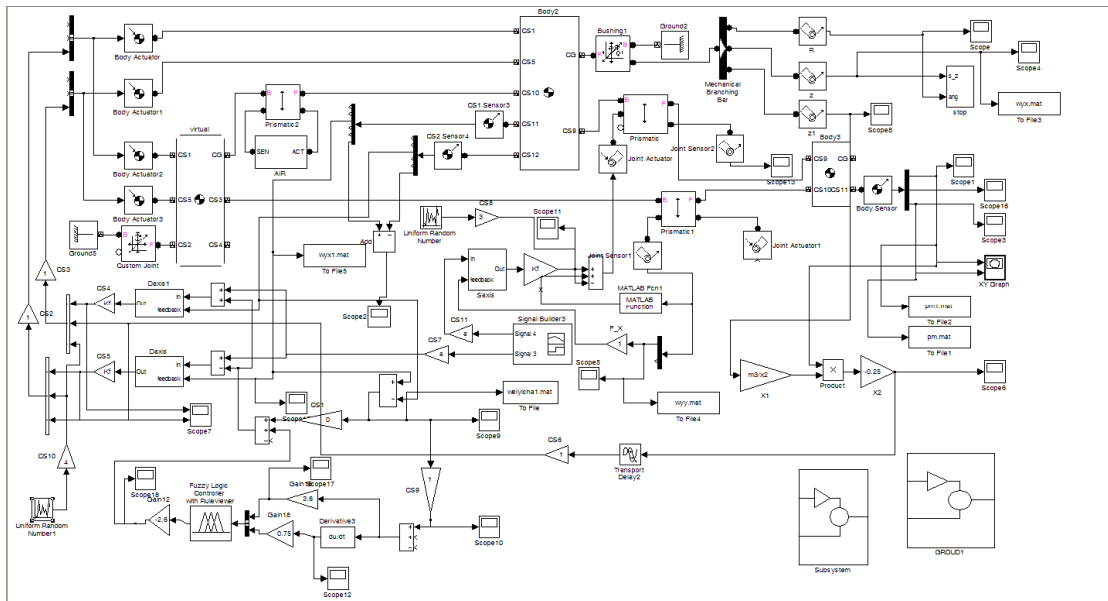


图 2.3 H 型运动平台 SimMechanics 模型

图 2.3 为使用 SimMechanics 建立的 H 型运动平台模型，建模使用到的参数如表 2.2 所示。其中的 STOP 子系统在仿真过程中会根据运算结果判断仿真是否失效，当横梁运动超出导轨长度或扭转角达到 10° 时仿真自动停止。GROUND 子模块为气浮导轨模型，Body2 为横梁，其 CS1 与 CS5 坐标表示横梁的两端，通过作动器 Actuator 施加电机驱动力；Body3 为滑块；为实现气浮轴承的建模，设置虚拟刚体 virtual，它与横梁

华中科技大学硕士学位论文

在 X 方向同步运动，在 Y 方向上通过气浮模块 AIR 约束，模拟气浮轴承的工作过程；其他 Simulink 通用模块用于信号的输入和输出。

表 2.2 建模仿真参数

结构参数	数值	单位
横梁 M、滑块质量 m	15 , 5	kg
横梁、滑块惯量矩阵 J1、J2	diag(0.058,1,1) diag(0.013,0.02,0.02)	kg·m ²
横梁跨距 L	0.85	m
气浮支撑跨距 c	0.4	m
轴承初始膜厚 h0	15	μm
X,Y 行程	100-200	mm
横梁、滑块质心坐标	(0,0,0) 、 (0,0,0.05)	m

对运动平台进行建模时不考虑运动构件自身的形变，将其简化为多刚体系统，在仿真过程中使用 Bogacki-Shampine 方法求解。该模型实现了工作台和横梁的 X、Y 方向的移动自由度及 Z 方向的旋转自由度，横梁两端及滑块上可以直接施加直线电机的驱动力，在仿真过程中横梁和滑块在推力作用下运动，准确地模拟了 H 型运动平台的工作过程，为后续的控制系统设计工作奠定了基础。

2.2.2 气浮支承建模

气浮轴承在工作过程中具有无接触、摩擦阻力小等特点，但是由于气体的可压缩性导致气体轴承比流体轴承更容易受到内外因素的影响，突出表现在气浮定位平台产生的谐振^[36]。气体轴承的性能计算比较复杂，通常使用有限元软件 Fluent 进行计算，计算过程缓慢，为了在系统中快速计算空气轴承的承载力，本文使用一组实验数据通过插值的方法获得气浮支撑力和气浮间距之间的关系，再将对应的间距-承载力关系应用于导向气体轴承中，通过仿真计算还可得到平台的谐振频率。

气浮支承结构如图 2.4 所示，本文使用的实验数据如表 2.3 所示，实验参数如下：节流孔直径 d_0 为 0.3mm，节流孔高度 l_0 为 0.35mm，压力腔直径 d_1 为 5mm，压力腔深

度 d_d 为 $0.1mm$ ，环境压力为标准大气压，供气压力为 4 bar 。

表 2.3 气浮轴承的气膜厚度与承载力之间的关系

气膜厚度(μm)	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30
承载力(N)	93.39	92.64	90.81	88.03	83.93	79.13	74.41	70.18	67.01	63.72	61.38	58.51

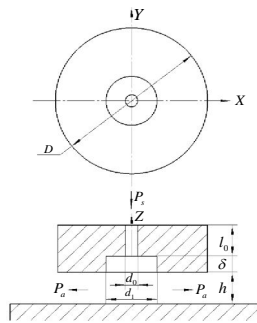


图 2.4 气浮轴承结构示意图

建模时取初始气膜厚度为 $15\mu m$ ，由于实验数据只包含 $8\sim 30\mu m$ 膜厚，根据其变化趋势对实验数据进行拟合，其拟合曲线如图 2.5 所示，由图中可以看出，在气膜厚度减小时，承载力急剧增大，与实际工作状态相符。

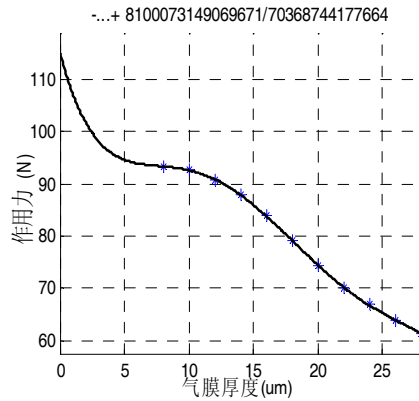


图 2.5 承载力随气膜厚度变化曲线

横梁两端的导向气体轴承工作过程如下：滑块在运动过程中，由于动量守恒定律，横梁反向运动，导致一端的气浮支承气膜厚度变小，支撑力变大，促使横梁回复到中间平衡位置。当气膜厚度在 $8\sim 30\mu m$ 之间时，输出力依照图 2.5 中的曲线变化；当横梁的加速度足够大时，气膜厚度可能为 $0\sim 8\mu m$ ，此时此时反作用力迅速增大，使横梁快速回复到平衡位置。通过仿真实验发现气膜厚度在亚微米级，说明在工作过程中气膜

厚度基本在 15μm 左右。

参照以上模型，在建模时使用 Simulink 的 MATLAB FCN 模块调用 MATLAB 脚本函数实现气浮轴承的计算过程，在仿真运算时，每仿真计算一个步长，测量气膜厚度并查表，依实验数据插值计算得到相应大小的力，再将作用力施加到横梁和导轨之间，以此模拟导向气浮轴承的工作过程。

2.2.3 摩擦力建模

工作台在运动过程中受到气体的粘滞摩擦力，摩擦力虽然很小，但对精密运动平台的精度影响也不可忽视。摩擦力具有高度的复杂性和非线性，是影响系统精度的主要原因之一，本文使用 Stribeck 摩擦模型来模拟真实摩擦力，它能够比较准确地描述机构运动时摩擦与速度的关系^[37]，Stribeck 摩擦模型表述如下：

$$F(v) = (F_c + (F_s - F_c)e^{-(v/v_s)^\delta})\text{sgn}(v) + bv \quad (2-1)$$

$$\text{sgn}(v) = \begin{cases} 1 & v > 0 \\ 0 & v = 0 \\ -1 & v < 0 \end{cases}$$

其中： F_s 为最大静摩擦力； F_c 为库伦摩擦力； b 为粘滞阻尼系数，假设接触表面是光洁均匀的， b 取常数； v_s 为 Stribeck 临界速度， δ 为经验参数，一般在 0.5-2 之间变化。

在仿真建模时，取最大静摩擦力 $F_s=15.7\text{N}$ ，库伦摩擦力 $F_c=9.42$ ，粘滞阻尼系数 $b=1$ ，临界速度 $v_s=0.03$ ，摩擦模型示意图如图 2.6 所示。

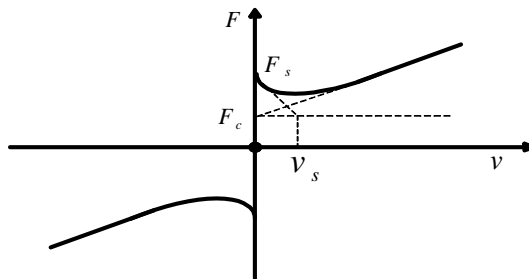


图 2.6 Stribeck 摩擦力变化示意图

在建模时使用 Simulink 建立 Stribeck 摩擦模型如图 2.7 所示，检测运动部件的速度作为输入信号，把计算得到的摩擦力作为输出，将其反馈到横梁和导轨之间，模拟

真实运行的阻力状况。

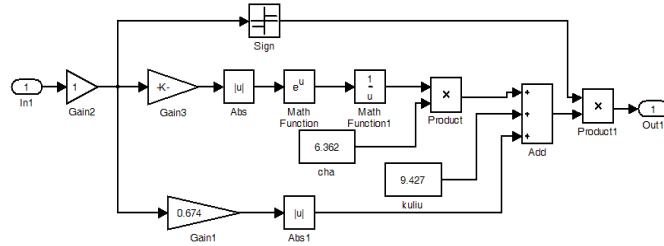


图 2.7 使用 Simulink 建立的 Stribeck 摩擦力模型

2.3 H 型运动平台运动特性分析

随着滑块位置的变化，横梁和滑块等运动部件的整体质心分布和惯量都在改变。当滑块的质量一定时，滑块离横梁的质心越远，平台的惯量越大，并且呈非线性变化趋势。当平台负载比载较小时，通过采用平均值代替平台绕质心的转动惯量所带来的误差是可以接受的，如果平台负载较大，分配到 X 轴向驱动的两直线电机的载荷会有很大差别。此外，在制造与安装过程中存在的误差，以及工作过程中存在的不确定性扰动等因素，导致即使两个完全相同的直线电机和伺服系统也不能保证横梁两端的同步运动。机械强耦合将导致横梁扭转，无法保证运动精度，甚至使结构或驱动元件受到损坏，因此，实现质心驱动的高精度同步控制是此类平台的控制重点和难点 [38][39]。

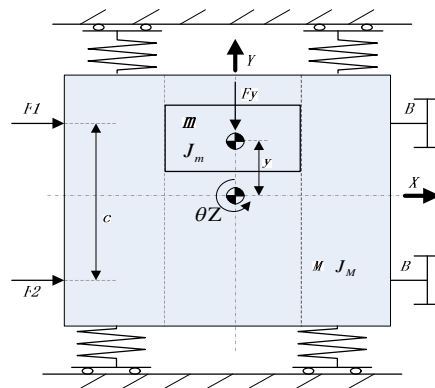


图 2.8 H 型工作台动力学简化模型

运动平台的动力学简化模型如图 2.8 所示，滑块 m 在单直线电机提供的推力 F_y 作用下沿 Y 方向运动，横梁 M 在双直线电机提供的推力 F_1 和 F_2 作用下沿 X 方向运动。 F_y 对横梁的反作用需要气浮轴承提供的推力来平衡，在滑块偏离几何中心距离为

y 时，整个运动部件在 Y 方向的质心位置发生变化，此时要保证运动部件沿 X 方向平动，就必须调整 F1 和 F2 的大小和相互匹配关系，否则整个运动部件就会因为推力不平衡而发生扭转。因此，此运动平台的控制核心是控制 X 向两台直线电机对 X 方向输入信号的响应速度和精度，以及运动部件在 Y 向质心变化之后控制两台直线电机提供推力的匹配关系。

无论是为了平衡 Y 向直线电机的推力还是运动部件发生了扭转，横梁都会在导向气浮支承作用发生振动，如图 2.9 所示部是运动件在静止状态下 Y 方向的振动状态，由图可知系统稳定时振动幅值约为 $0.1\mu\text{m}$ 。对时域信号做傅里叶变换，得到固有振动频率分别约为 150Hz 和 2500Hz。在设计系统运动信号时其运动频率应尽量与系统固有频率错开，防止发生共振。

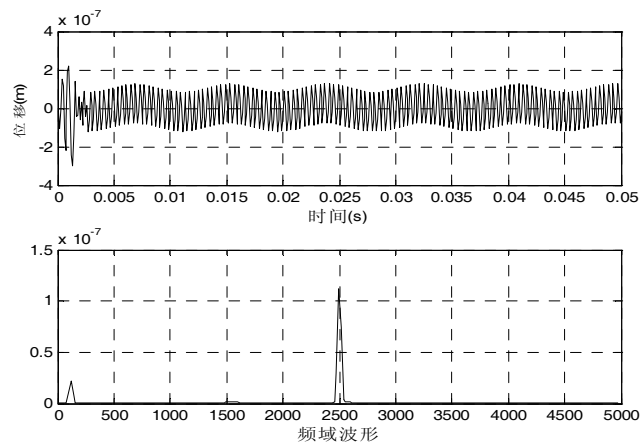


图 2.9 运动部件的自激振动

精密运动平台的控制指标包括时域指标和频域指标，时域指标是直接指标，包括最大速度、加速度、响应时间和定位误差等。频域指标包括闭环控制带宽、幅值裕度、相位裕度等。时域指标与运动平台的运动性能直接相关，而频域指标与运动平台的控制器结构有关系，时域和频域分析是运动平台控制器设计的基础。本文要研究的直线电机驱动的 H 型运动平台时域指标如表 2.4 所示。

表 2.4 直线电机驱动的 H 型工作台时域控制指标

指标	数值	单位	备注
行程	100 ~ 200	mm	X,Y 方向
速度	0~400	mm/s	X,Y 方向
加速度	0~15	m/s ²	
定位误差	<2	μm	
同步误差	<6	μm	X 方向

对于精密平台控制而言，根据工程实践及相关文献，为保证控制系统的稳定性，应保证系统幅值裕度大于 $6dB$ ，相位裕度大于 $60\ deg$ ，闭环带宽大于 $130Hz$ 。

基于已建立的 H 型运动平台模型，使用 Simulink 模块设计直线电机的控制系统，直接控制电流信号以达到控制直线电机推力的目的。在横梁两端各添加一个作动器模块以模拟电机，通过对输入作动器的电流大小及两电流之间匹配关系的控制来保证双边控制的精度。下面研究如何通过单轴控制系统控制推力的大小，以及如何控制两直线电机之间的推力匹配关系来达到同步运动的目的。

2.4 本章小结

本章对 H 型运动平台进行了简要介绍，对其进行相应的力学模型简化和假设；使用 Matlab/Simulink/SimMechanics 建立运动平台的动力学模型，包括机械结构的刚体动力学建模和摩擦力模型建模，结合气浮试验数据建立了气体轴承的动力学模型，为控制器的设计奠定了基础；分析了运动平台的运动特性，对影响控制性能的主要因素进行分析，提出时域及频域的控制指标及分析控制的重点与难点。

3 直线电机伺服驱动控制系统设计

在第二章建立的运动平台动力学模型基础上，要实现从输入位移信号到驱动力、再到运动部件位移输出的过程，必须对其驱动元件直线电机进行建模，并设计相应的控制系统。本章将建立直线电机模型，使用超前校正和 PI 校正相结合的方法保证系统鲁棒稳定性和控制精度。

3.1 直接驱动进给系统机电模型建立

由第二章可知 H 型工件台使用永磁同步直线电机和气浮轴承结构，直线电机的定子直接与运动部件连接，由于直线电机的定子和定子没有接触，所以摩擦力的主要来源是气浮导轨的摩擦，用阻尼系数 B 描述系统的摩擦。直接驱动的定位系统运动模型如图 3.1 所示^[40], m 为运动部件的质量， F 为直线电机提供的驱动力。

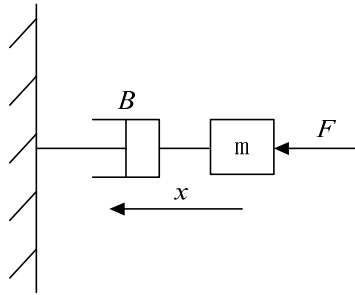


图 3.1 直线驱动系统力学模型

在不考虑外部干扰的情况下，平台的动力学模型可以表示为：

$$\begin{aligned} M\ddot{x} + B\dot{x} + F_{load} &= F_m(t) \\ K_e\dot{x} + L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a I_a &= u \\ K_f I_a &= F_m(t) \end{aligned} \quad (3-1)$$

式 3-1 中 M 为运动部件质量，包含直线电机定子和工作台， B 为运动方向空气粘滞阻尼系数，取 $B=10^{-4}$ Ns/m， F_{load} 为负载力， $F_m(t)$ 为电机驱动力， K_f 为机械电磁能转换常数。对式 3-1 进行拉式变换整理得

$$\frac{X(s)}{I(s)} = \frac{K_f}{Ms+B} \cdot \frac{1}{s} \quad (3-2)$$

永磁同步直线电机的电磁特性传递函数^[41]为：

$$G_c(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{1/R_a}{T_l s + 1} \quad (3-3)$$

式 3-3 中 T_l 为直线电机电枢回路的电气时间常数， $T_l = L_a/R_a$ ；图 3.2 为驱动系统电路模型，其中 E 为反电动势常数， L_a 、 I_a 、 R_a 分别为线圈的电枢电感、电流和电枢电阻， u 为输入电压。

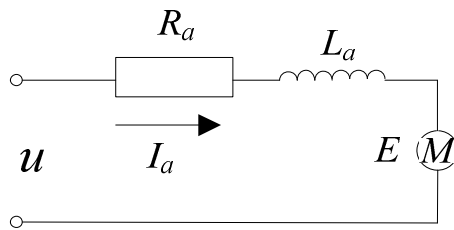


图 3.2 驱动系统电路模型

实际选取 **AEROTECH** 公司的 **BLM** 型号系列直线电机，X 向由两台相同的 **BLMC-192** 直线电机驱动，Y 方向由一台 **BLMC-92** 直线电机驱动，两种型号的电机的参数如表 3.1 所示：

表 3.1 H 型精密工作台直线电机参数

参数	符号	X 向电机数值	Y 向电机数值	单位
推力常数	K_f	33.1	12.27	N/A
电枢电感	L_a	1.9	0.83	mH
电枢电阻	R_a	6.4	2.9	Ω
持续推力	F	93.6	39	N
峰值推力	F_p	542.8	263.7	N
电气时间常数	T_l	297	28.6	μs

设计位置控制系统首先要保证的是系统的稳定性，其次系统要具有足够的稳定域度，本系统的设计要求幅值裕度大于 6dB，相角裕度大于 60 度。此外，系统还要实现以下目标：首先，系统要有快速的动态响应能力，可以用系统对阶跃信号的响应来观

测；其次，系统要有较好的跟踪性能，可以用对系统的斜坡信号来观测；此外，系统还要具有抗扰动能力，可以补偿或抑制外界干扰。

下面详细介绍 X 轴方向直线电机的控制系统设计方法，设计过程使用到的直线电机参数见表 3.1，由结构参数表 2.3 可知，当滑块位于横梁的一端时，两直线电机的负载大约为 7.5kg 或 12.5kg，考虑到直线电机动子质量及辅助系统的质量，控制系统设计过程中取直线电机负载为 $m=15\text{kg}$ ，下面介绍三环控制系统的设计方法。

3.2 直线电机伺服系统位置控制器设计

高性能直线电机伺服系统中通常采用具有位置反馈、速度反馈和电流反馈的结构形式^[42]，如图 3.3 所示。采用这种结构的好处是如果干扰作用在电流环内部，则电流环能够及时调节，最大限度减小转速的变化；如果干扰作用在速度环，则速度环反馈能够调节速度，使干扰不至于影响到位置环，使干扰在局部反馈环节得到抑制，从而不需要经过整个调节对象来对其进行补偿^[43]。

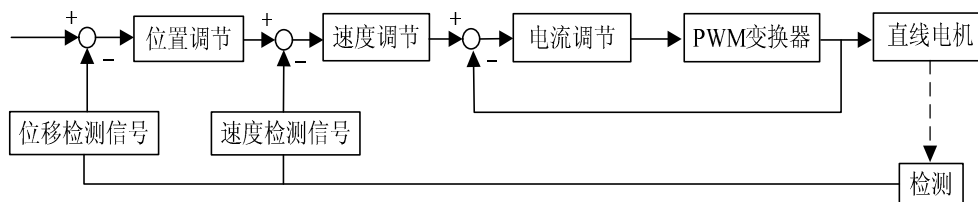


图 3.3 直线电机三环控制系统结构

3.2.1 电流环控制系统设计

电流环由电流调节器、功率 PWM 放大器、电流产生电路和电流反馈电路组成。霍尔元件检测驱动器的输出电流，再将检测信号反馈给电流输入信号，从而使输出电流与期望电流一致。电流反馈环节可以抑制电流环内部的干扰，为电机提供驱动力，提高系统的响应速度。

电流环将速度控制器产生的电流信号放大，提供伺服电机所需的驱动电流。其结构如图 3.4 所示。功率驱动装置的传递函数一般可以近似表示为 $Ks/(Ts+1)$ ^{[44] [45]}，电机的驱动装置必须要与电机的参数相匹配，在此处简化为一个比例环节 K_p ，如图 3.4 所示，取 $K_p=1200$ ，为电流环输入单位阶跃信号，其阶跃响应如图 3.5 所示。

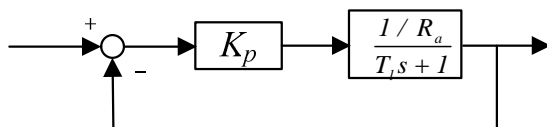


图 3.4 比例调节的电磁环节

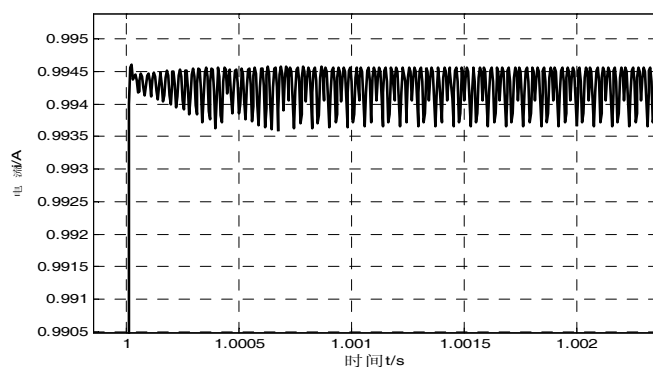


图 3.5 电流环节阶跃响应

由图 3.5 可见电流环存在高频干扰，因此针对电流闭环系统设计低通滤波器环节。加入低通滤波器会导致响应延迟，为了平衡滤波环节的延迟作用，在给定信号的通道上加入适当时间常数的惯性环节 $1/(T_o s + 1)$ ，在此取 $T_o = 1\text{ms}$ ，添加滤波环节之后的阶跃响应如图 3.6 所示

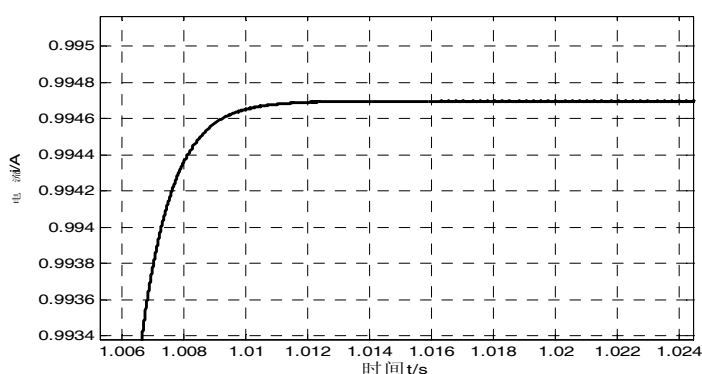


图 3.6 滤波之后的电流环节阶跃响应

由对比可见，添加了滤波环节之后，电流环节的稳态精度提高，到导致了一定的响应滞后。

3.2.2 速度环控制器设计

速度环使用检测到的速度信号来进行负反馈调节，它将电流环的闭环传递函数当做内环传递环节，速度调节器的主要作用是保证系统具有良好的跟踪性能和抗干扰性能，良好的抗干扰性能保证在负载有波动时电机速度变化小，恢复时间短。

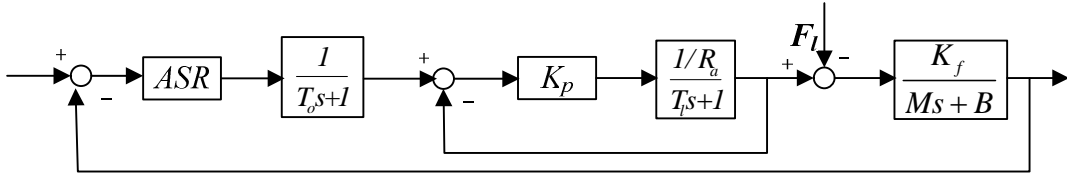


图 3.7 速度修正环节

调速环节要求以动态稳定性和稳态精度为主，对快速性能要求较低，所以采用 PI 调节器，在确定 PI 环节的参数之前，先对内环传递函数化简

$$W(s) = \frac{1}{T_o s + 1} \cdot \frac{\frac{K_{pi}/R_a}{T_i s + 1}}{1 + \frac{K_{pi}/R_a}{T_i s + 1}} \cdot \frac{K_f}{ms + B} = \frac{33.1 \times 10^4}{(10^{-3}s + 1)(1.58 \times 10^{-6}s + 1)(1.5 \times 10^5 s + 1)} \quad (3-4)$$

$$\text{由于 } \omega = \frac{1}{3\sqrt{T_o T_i'}} = \frac{1}{3\sqrt{10^{-3} \times 1.58 \times 10^{-6}}} = 8385.9 > \omega_c, \text{ 可以使用高频段小惯性环节}$$

近似处理方法来化简 $W(s)^{[44]}$ ，即

$$W(s) = \frac{K_f}{[(T_o + T_i')s + 1](ms + B)} = \frac{3.31 \times 10^5}{(1.0016 \times 10^{-3}s + 1)(1.5 \times 10^5 s + 1)} \quad (3-5)$$

对 $\frac{1}{(1.5 \times 10^5 s + 1)}$ 使用大惯性环节近似处理，得

$$W(s) = \frac{K_f}{[(T_o + T_i')s + 1](ms + B)} = \frac{2.21}{s(1.0016 \times 10^{-3}s + 1)} \quad (3-6)$$

由上可以看出，电流环的双惯性环节经过闭环控制之后，可以近似的等效为有较小时间常数的一阶惯性环节，这说明电流闭环控制改造了控制对象，加快了电流跟随作用。

为了使速度不存在静差，速度调节器必须包含一个积分环节，速度调节器如下所示

$$G_{ASR}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3-7)$$

由于 $W(s)$ 中已经有一个积分环节，因此速度部分的开环传递函数共有两个积分环节，所以考虑将其设计成为典型的二阶系统，这样的系统可以同时满足良好的动态抗干扰性能。

速度环的开环传递函数为

$$G_v(s) = G_{ASR}(s)W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (3-8)$$

其中 $K=2.21K_I$, $\tau=K_p/K_I$, $T=1.0016 \times 10^{-3}$,

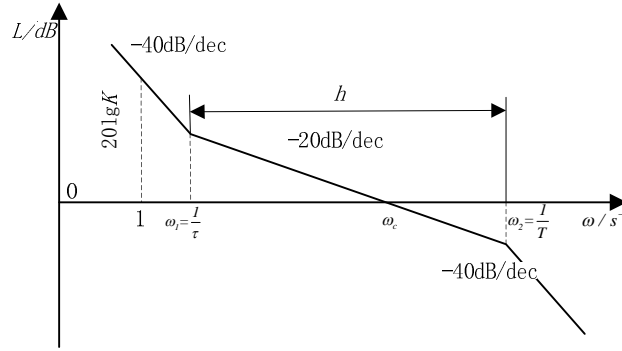


图 3.8 速度环节开环 Bode 图

速度环节的开环系统 Bode 图如图 3.8 所示，如图中所示，引入新的变量 $h=\tau/T=\omega_2/\omega_1$ ，可知 h 是斜率为 -20dB/dec 中的频带宽度，称作“中频宽”，由于中频带的状况对系统的动态性能有着决定性的作用，所以 h 的值是一个很关键的参数。采用振荡指标法中的闭环幅频特性峰值 Mr 最小准则，对于一个 h ，只有一个确定的 ω_c 可以得到最小闭环幅频特性峰值 Mr_{min} ，这时 ω_c ， ω_1 和 ω_2 的关系^{[46][47][48]}为

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1}$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2}$$

故

$$\omega_1 + \omega_2 = 2\omega_c$$

$$\omega_c = (\omega_1 + \omega_2) / 2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} \right) \quad (3-9)$$

对应的最小闭环幅频特性的峰值为 $M_{rmin} = \frac{h+1}{h-1}$ ，取经验参数 $h=5$ ，得

$$\omega_c = \frac{h+1}{2h} \frac{1}{T} = 599 s^{-1}$$

$$\omega_1 = \frac{2}{h+1} \omega_c = 599/3 = 199.7 s^{-1}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_1} = 0.005 s$$

在 $\omega=1$ 时，由图 3.8 可知

$$20lgK = 40(lg\omega_1 - lg1) + 20(lg\omega_c - lg\omega_1) = 20lg(\omega_1\omega_c) \quad (3-10)$$

求得 $K=\omega_1\omega_c=120000$ ， $KI=54299$ ， $Kp=271.5$ 。经检测，所求得频率满足之前的传递函数简化要求。

在速度控制环节主要考虑系统的稳定性，所以要求系统具有足够大的稳定裕度，对速度调节环的参数进行修正，修正前后的 Bode 图如图 3.9 所示，由图可见修正后的系统相位裕度达到 60 度，幅值裕度超过 50dB，足够的幅值裕度为位置调节环的设计提供了较大方便。修正后的 $K_I=10000, K_p=250$ 。

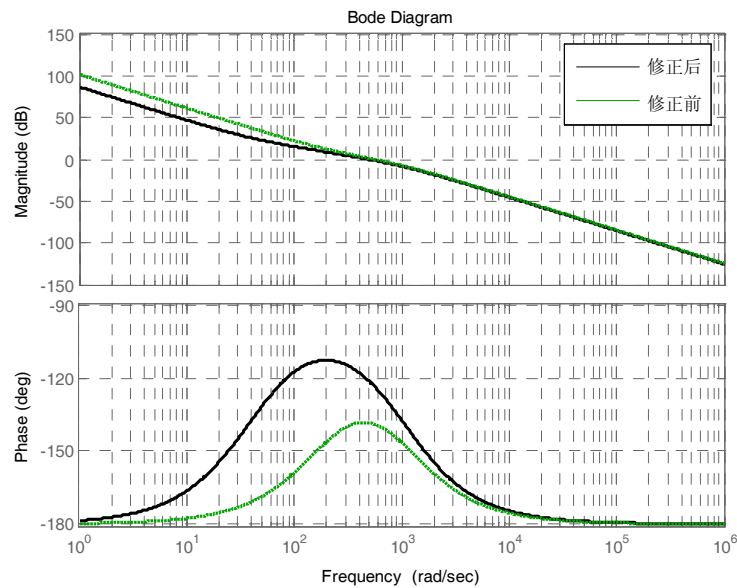


图 3.9 修正前后的速度环开环幅频特性

修正后的速度调节器传递函数为

$$G_{ASR}(s) = 250 + \frac{10000}{s} = \frac{250(s+40)}{s} \quad (3-11)$$

速度闭环的阶跃响应如图 3.10 所示

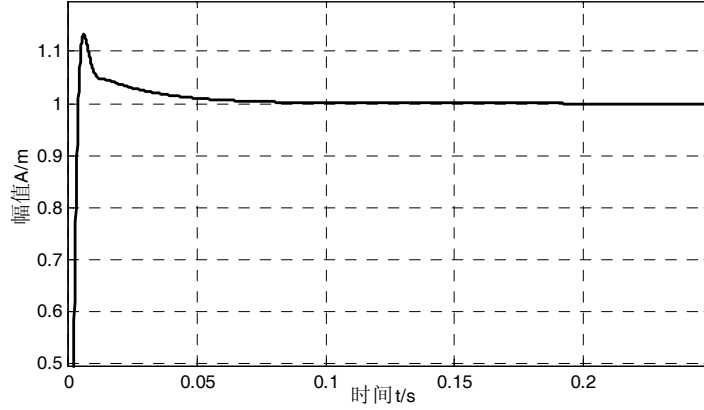


图 3.10 速度环闭环阶跃响应

3.2.3 位置调节器设计

将速度环简化为位置环的一个传递环节，进行位置环控制系统的设计。速度环的开环传递函数为

$$G_v(s) = G_{ASR}(s) * W(s) = \frac{250(s+40)}{s} \cdot \frac{2.21}{s(1.0016 \times 10^{-3}s+1)} = \frac{552.5(s+40)}{s^2(1.0016 \times 10^{-3}s+1)} \quad (3-12)$$

作为位移调节器的控制对象，速度环的闭环传递函数为

$$\frac{G_v(s)}{G_v(s)+1} = \frac{552.5(s+40)}{1.0016 \times 10^{-3}s^3 + s^2 + 552.5(s+40)} \quad (3-13)$$

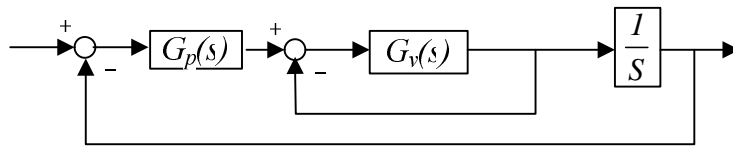


图 3.11 位置环控制结构图

如图 3.11 所示，位置环的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{s} \frac{G_v(s)}{G_v(s)+1} G_p(s) = \frac{552.5(s+40)}{s(1.0016 \times 10^{-3}s^3 + s^2 + 552.5(s+40))} G_p(s) \quad (3-14)$$

$G(s)$ 为高次传递函数，根据其 Bode 图进行校正。将 $G_p(s)$ 设计为相角超前校正网络，

华中科技大学硕士学位论文

对系统的校正时考虑以下准则：首先，为了保证控制系统有较好的稳定性，要求系统频域的中频段以-20dB/dec 的斜率穿过 0dB 线，并且要保证这一斜率覆盖足够的带宽；其次，为了使控制系统有较好的动态响应能力，要求控制系统的截止频率要高；此外，控制系统的频域中低频段的大斜率可以保证系统有较好的稳态精度，高频段的大斜率可以保证系统有较好的抗高频干扰能力。

通常超前补偿网络是指具有以下传递函数的网络：

$$G_c(s) = \frac{aTs+1}{sT+1} = \frac{\frac{1}{\omega_1}s+1}{\frac{1}{\omega_2}s+1} \quad (a > 1, \omega_1 < \omega_2) \quad (3-15)$$

式中 $\omega_1 = \frac{1}{aT}$, $\omega_2 = \frac{1}{T} = a\omega_1$ ，Bode 图见图 3.12，相位角为

$$\angle G_c(j\omega) = \arctan(aT\omega) - \arctan(T\omega) = \arctan\left(\frac{aT\omega - T\omega}{1 + aT^2\omega^2}\right) \quad (3-16)$$

$$\omega_m = \sqrt{\omega_1\omega_2}, \quad \angle G_{cm} = \arctan\left(\frac{a-1}{2\sqrt{a}}\right)$$

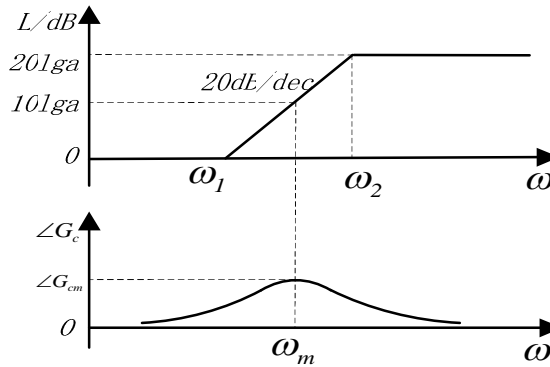


图 3.12 超前校正网络 Bode 图

不考虑 $G_p(s)$ 的位置环开环传递函数的 Bode 图如图 3.13 中 g1 所示，设

$$G_p(s) = \frac{K(as+1)}{bs+1}, \quad \text{根据开环传递函数 Bode 图调整 } a、b、K \text{ 的参数，使系统达到控制}$$

指标的要求，如图 3.13 中 g3 所示。

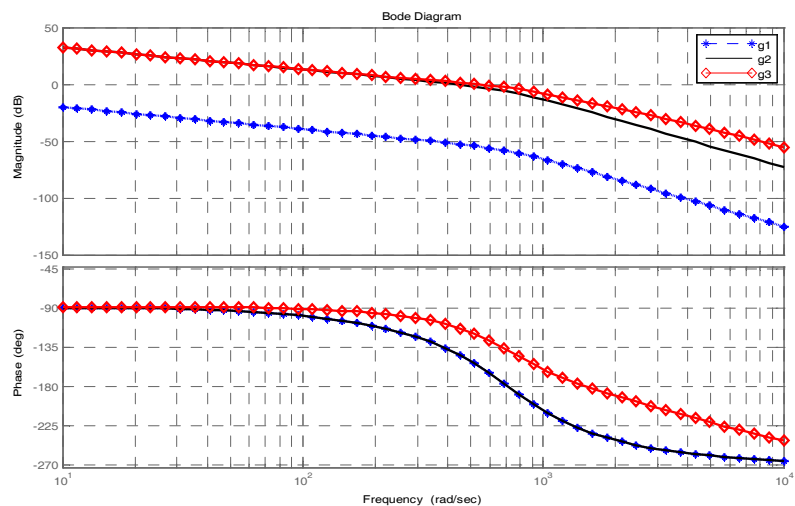


图 3.13 校正前后的位移环开环幅频特性

其中 g_1 为未校正的开环系统 Bode 图， g_2 为进行了增益放大之后的 Bode 图，由图中可以看出，进行增益放大之后，系统的截止频率和负值域度基本满足要求，由于只使用了增益校正，所以其相频图未发生变化，和 g_1 重合，由图可以看出相位域度偏小。 g_3 为使用了增益和超前校正的开环系统 Bode 图，由图中可以看出此时的幅值裕度约为 15dB，相位域度约为 61° ，达到设计要求。位置环闭环系统的 Bode 图如图 3.14 所示，其截止频率约为 $950s^{-1}$ 。

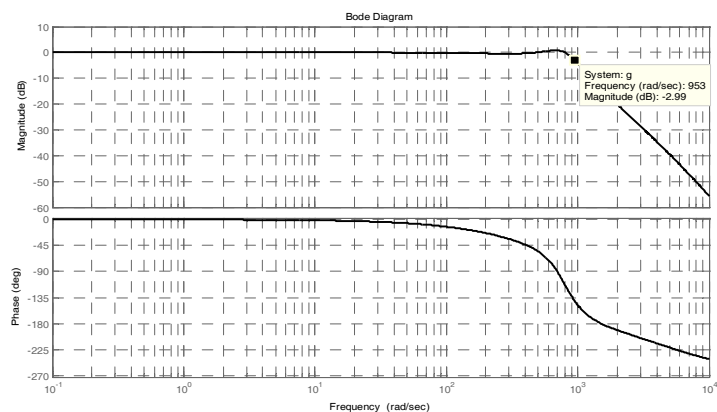


图 3.14 位置环闭环系统 Bode 图

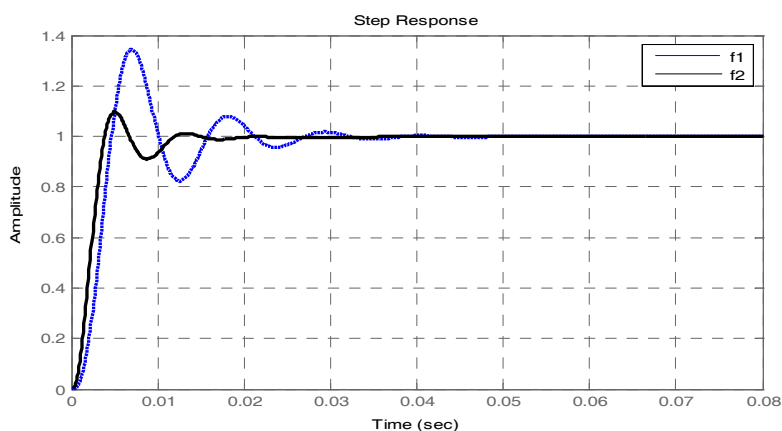


图 3.15 使用超前校正前后的阶跃响应

图 3.15 中 f1 为只是用增益校正的系统闭环阶跃响应, f2 为添加超前校正网络的系统闭环阶跃响应, 此时使用的校正系数为 $K=420$, $a=0.0016$, $b=0.0002$, 即

$$G_p(s) = \frac{420(0.0016s+1)}{0.0002s+1} \quad (3-17)$$

由图 3.14 和图 3.15 可以看出使用超前校正之后系统的稳定性增强, 超调量减小, 响应时间变短。

3.3 前馈及观测器环节设计

为了减小控制系统的跟踪误差及消除外界干扰的影响, 为控制系统设计前馈环节和干扰观测器。

3.3.1 速度、加速度前馈设计

为系统输入斜坡信号时, 系统的响应如图 3.16 所示, 由图中可以看出, 系统有响应滞后, 存在跟踪精度不高的问题, 因此考虑为系统设计前馈环节以消除滞后。

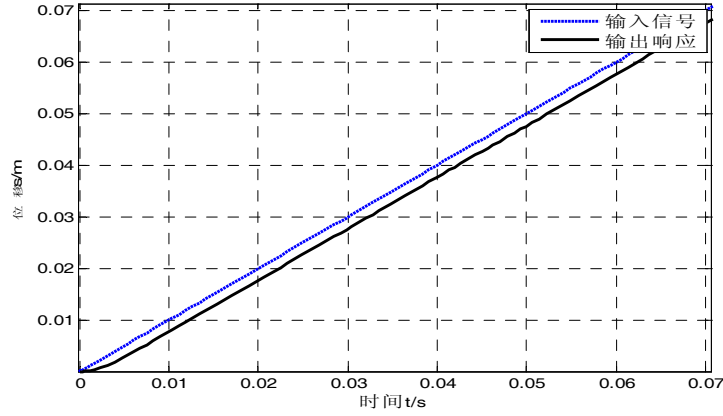


图 3.16 系统斜坡信号响应

前馈跟踪控制是提高系统动态品质的有效途径^{[49][50][51]}，根据经典控制论，当系统在点到点运动和轨迹跟踪的应用场合下，前馈控制可以提高系统轨迹跟踪速度和跟踪精度。前馈控制器的设计可以基于位置前馈、速度前馈以及加速度前馈，本文在应用反馈控制的基础上，使用速度前馈控制器 $F(s)$ 来减小系统的跟踪误差。

典型的带前馈环节控制系统如图 3.17 所示，

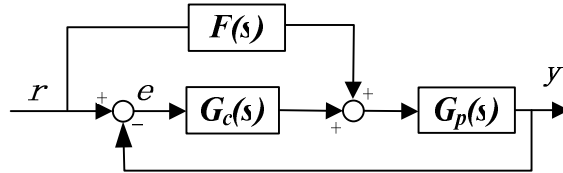


图 3.17 典型的带前馈环节控制系统

系统的闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{F(s)G_p(s) + G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (3-18)$$

误差传递函数为

$$G_e(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1 - F(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (3-19)$$

要使误差为 0，则使 $F(s) = \frac{1}{G_p(s)}$ ，即前馈控制器为控制对象的逆，此时

$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = 1$ ，即系统的输出量完全复现输入量，稳态误差和动态误差都为 0，系统对给定输入实现了完全复现。添加了前馈控制器之后，系统的稳定性并没有改变，因为 $1+G_c(s)G_p(s)$ 的根与 $F(s)$ 无关。同时， $F(s)$ 的极点必须具有负实部，即 $F(s)$ 是稳定的，这意味着控制对象 $G_p(s)$ 必须是最小相位。

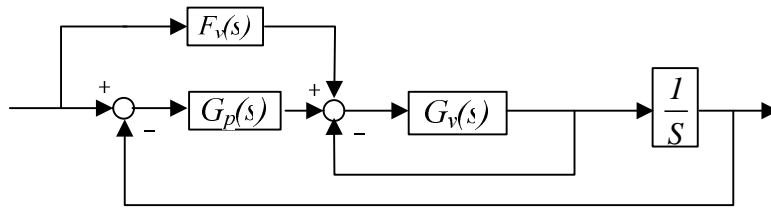


图 3.18 速度前馈

图 3.18 为速度前馈结构图，在设计前馈环节时，首先要对速度环传递函数进行化简：

$$G_{vl}(s) = \frac{1}{s} \frac{G_v(s)}{G_v(s) + 1} \approx \frac{552.5(s+40)}{s(s^2 + 552.5(s+40))} \approx \frac{552.5}{s(s+509)} \quad (3-20)$$

$$F_v(s) = G_{vl}(s)^{-1} = \frac{s(s+509)}{552.5} \approx 0.9s \quad (3-21)$$

同理，对电流环及后续环节的传递函数进行化简，求得 $F_a(s) \approx 0.45s^2$ ，其结构如图

3.19 所示，其中 $K_{fv}=0.9$ ， $K_{fa}=0.45$ ，此时的控制系统如图 3.19 所示。。

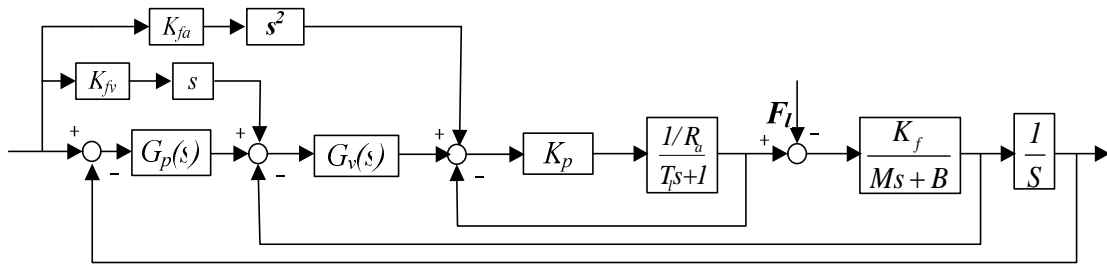


图 3.19 带前馈的控制系统

此时，斜坡输入的跟随误差如图 3.20 所示，和图 3.16 对比可以看出，跟随误差由 0.025m 减小到了最大跟随误差 0.0002m，减小到原来的 0.8%，跟随误差得到极大的减小。

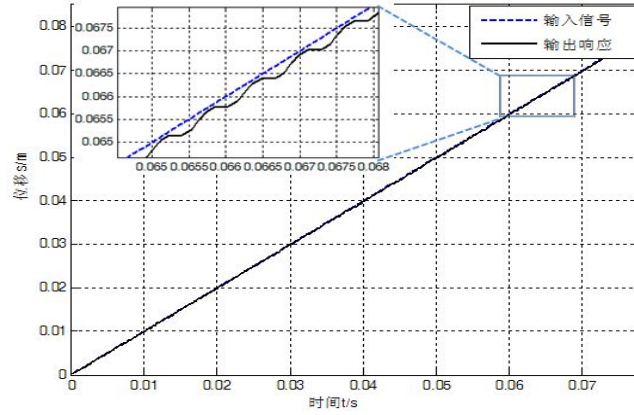


图 3.20 添加前馈的斜坡信号响应

3.3.2 干扰力前馈及观测器设计

当干扰信号可以测量或者可以预测时，从干扰信号引出前馈信号，从而可以减小或者消除扰动误差。图 3.21 为运动平台所受力与位移及速度的关系，考虑外部干扰的永磁同步直线电机的动力学方程^[52]如下：

$$f_m(t) = m\ddot{x} + f_l(t) + f_{fric}(v) + f_{rip}(x) + f_n(t) \quad (3-22)$$

其中， \ddot{x} 、 v 、 x 为永磁同步直线电机动子的加速度、速度和位移， $f_m(t)$ 、 $f_l(t)$ 、 $f_{fric}(v)$ 、 $f_{rip}(x)$ 分别为电机的推力、负载驱动力、摩擦阻力、直线电机运动过程中的纹波推力以及不可知的干扰力。

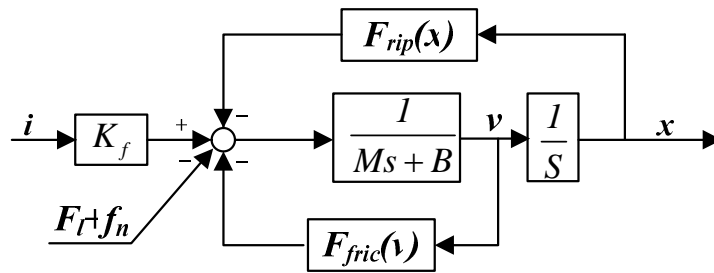


图 3.21 直线电机干扰力模型

摩擦力模型已经在 2.2.3 节介绍过，下面介绍在低速运动状态下的主要干扰源纹波推力。纹波推力主要是齿槽磁阻效应和端部效应而产生的推力谐波^{[53][54]}，为了提高直线电机的驱动性能，必须研究降低其推力波动的技术措施，下面仅从控制角度使用观测器来减小纹波推力的影响。

齿槽推力与动子的位置有关，可以将其描述为动子位置和定子永磁体磁场的三角

函数，在永磁同步直线电机中，齿槽推力波动产生的磁阻分布按照固定的齿槽周期，用傅里叶级数表述如下

$$F_{slot}(x) = PF_{pole}(x) = P \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin\left(n \frac{2\pi}{\tau} x\right) \quad (3-23)$$

其中 $F_{pole}(x)$ 为单个磁极的磁阻力， P 为极对数， τ 为极间距。

端部效应是永磁同步直线电机特有的现象，其产生的原因是初级铁芯在端部的磁场畸变。在永磁同步直线电机中，动子铁芯有限长使得其两端开断，铁芯的端部与次级永磁体之间形成了切向的推力分量 F_L 和 F_R ，这两个分量的合力称之为端部力 F_{end} ， F_{end} 也可以用傅里叶级数表示，由于推导过程和表示方法复杂，这里就不再详细介绍，具体过程参考文献^{[55][56]}。

由此可知，纹波推力与直线电机运动的位置有直接关系，其数学模型一般可以简化为

$$F_{rip}(x) = A_r \sin(wx + \phi) = A_{r1} \cos(wx) + A_{r2} \sin(wx) \quad (3-24)$$

式中 A_r 是纹波推力的幅值， A_{r1} 和 A_{r2} 是常量， w 是以位移为变量的角速度， ϕ 为初始角度，以上常量值都和直线电机的结构有关。

F_{fric} 为摩擦力干扰，可以由 Stribeck 模型近似计算。 F_{rip} 为直线电机的纹波推力干扰，系数由实验拟合得出。两个干扰力都可以通过在电机运行过程中测量速度和位移得到，由此可以设计干扰力前馈环节以减小摩擦力和纹波推力对系统精度的影响。针对纹波推力和摩擦力设计的前馈环节如图 3.22 所示，前馈信号施加在电流信号上，其前馈系数为 $1/K_f$ 。添加干扰前馈环节前后的稳态误差对比如图 3.23 所示，由图可见波动幅值得到衰减。

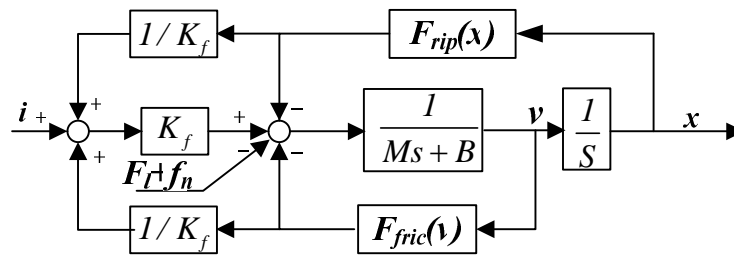


图 3.22 干扰前馈控制系统

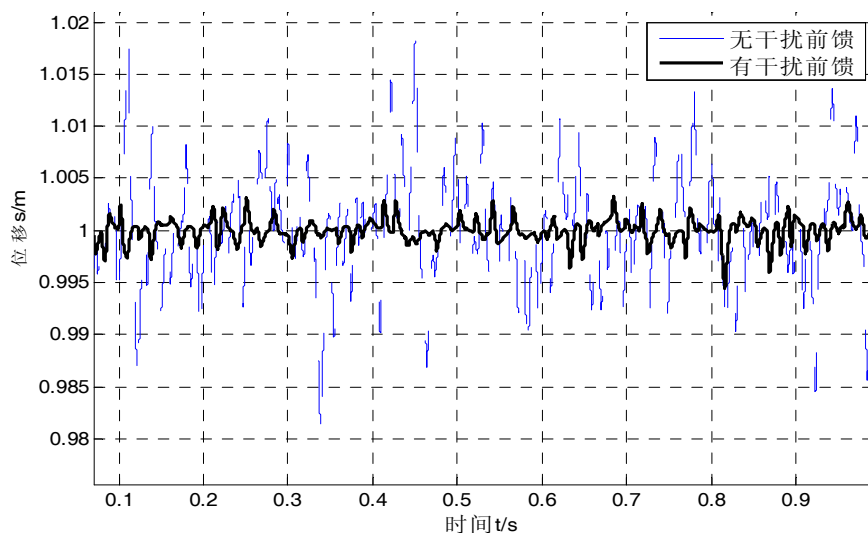


图 3.23 添加干扰前馈前后对比

对于不可测干扰力，可以使用扰动观测器来较小干扰力的影响。扰动观测器的基本思想是将实际输出与实际模型的差异作为一个等效的干扰，并把这个等效的干扰作用量作为一个补偿信号，来消除干扰对系统稳定性和精度的影响。为了使扰动观测器易于实现，同时降低系统的测量噪声，在扰动观测器的输出端串联一个相对阶次等于或高于实际模型相对阶次的滤波器，将其称之为 Q 滤波器。

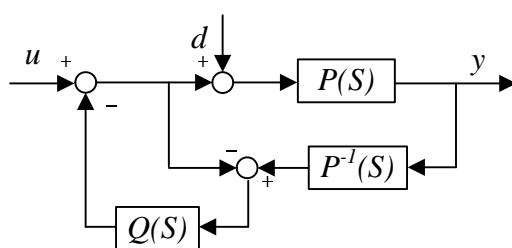


图 3.24 干扰观测器结构

典型的干扰观测器的结构如图 3.24 所示， u 为实际输入， d 为干扰信号， y 为控制系统的实际输出， d 为干扰估计值， $P(s)$ 为系统实际模型， $P^{-1}(s)$ 为系统实际模型的逆， $Q(s)$ 为 Q 滤波器。由图中可以看出干扰信号 d 被估计出等效值并反馈至实际输入以补偿该干扰。

在实际的应用过程中，由于控制对象的精确控制模型不可能获得导致控制对象的

逆 $P^{-1}(s)$ 不可实现，针对这两个问题，将低通滤波器进行等效变换，将其与重构模型的逆组合成 $Q(s)P^{-1}(s)$ ，如果 $Q(s)$ 的相对阶次大于或者等于 $P(s)$ ，那么系统可以真实地实现。通过修正变换得到的扰动观测器的可实现形式如图 3.25 所示。

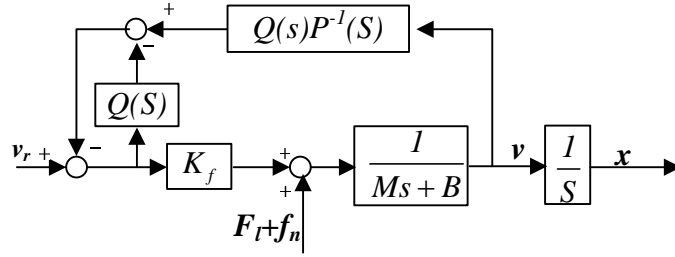


图 3.25 修正后的干扰观测器结构

根据参考文献^{[57][58]}，典型的低通滤波器的结构为：

$$Q_{NM}(s) = \frac{\sum_{k=0}^M \frac{N!}{k!(N-k)!} (\tau s)^k}{(\tau s + 1)^N} \quad (M = 0, 1, \dots, N-1) \quad (3-25)$$

式中， n 为滤波器的阶数， n, m 为相对阶次， τ 为时间常数。为确保扰动观测器可以实现， $Q_{NM}(s)$ 的相对阶次必须大于或等于被控系统的相对阶次。综合考虑，对于本文的研究对象而言，取滤波器的相对阶次为 1，则：

$$Q(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3-26)$$

式中， τ 为观测器的时间常数。根据以上分析，传递环节为

$$P(s) = \frac{K_f}{Ms + B} \approx \frac{K_f}{Ms} \quad (3-27)$$

$$Q(s)P^{-1}(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \frac{Ms}{K_f} \quad (3-28)$$

取 $\tau=0.001$ ，给控制系统在 0.4s 时为系统负载加入阶跃扰动，仿真结果如图 3.26 所示。仿真结果显示，与常规的控制相比，利用扰动观测器进行补偿后，扰动现象得到一定的削弱，幅度下降了将近 50%。

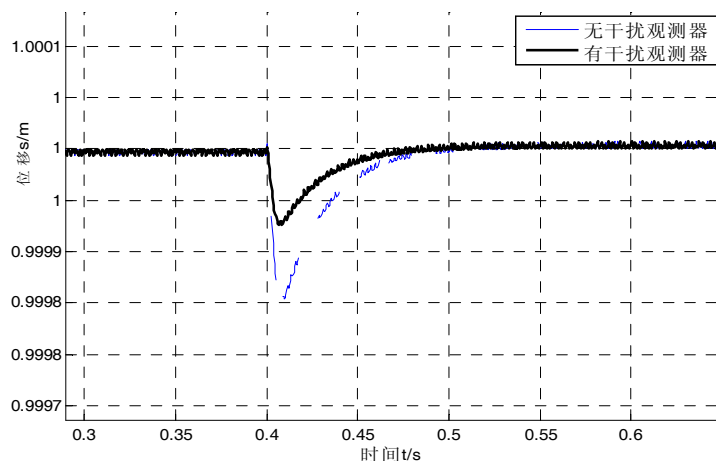
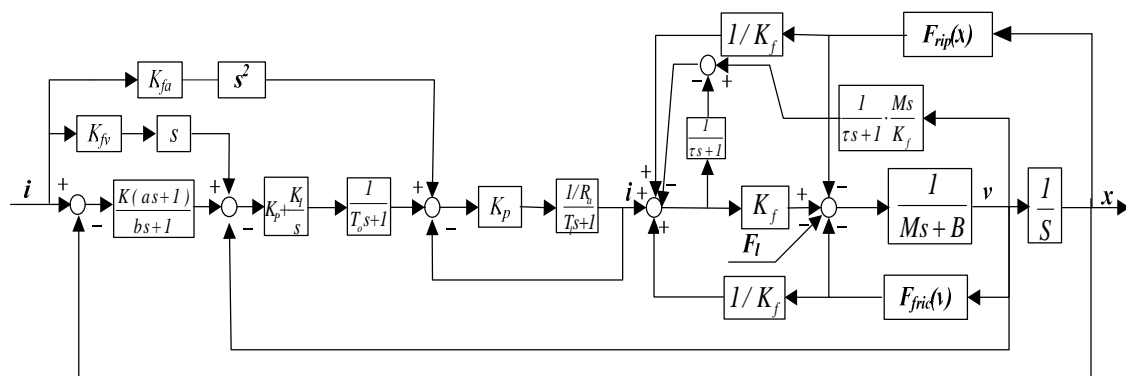


图 3.26 添加干扰观测器前后对比

最终设计的完整直线电机控制系统结构如图 3.27 所示，其中包括电流环、速度环、位移环校正环节，滤波环节，速度前馈环节，扰动前馈环节和扰动观测器环节，图 3.28 是 Simulink 设计的直线电机控制系统结构。



图

3.27 直线电机控制系统

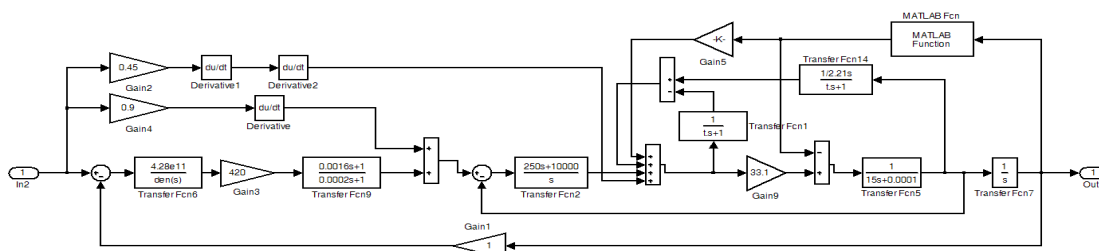


图 3.28 Simulink 控制模型

3.4 本章小结

本章介绍了直线电机的动力学模型及电气模型，抽象出控制对象的数学模型及传递函数；使用 Simulink 设计了伺服系统的电流环、速度环和位移环的修正及反馈环节，使控制系统具有较好的响应速度和稳态精度；使用速度前馈和加速度前馈环节极大的提高了控制系统跟踪精度，将跟踪误差减小到原来的 0.8%，使用误差观测器来补偿不可测误差，将干扰对系统精度的影响减小到原来的 50% 左右。本章设计了从信号输入到位移输出的完整的直线电机控制模型，为下一章双边驱动控制系统设计奠定了基础。

4 双边同步驱动控制系统设计

在第二章建立的运动平台动力学模型的基础上，将第三章建立的直线电机控制系统作为系统驱动模块添加到动力学模型中，本章将在其基础上为 H 型运动平台设计双直线电机同步驱动控制系统。

运动平台在工作过程中，如果双边驱动的直线电机发生不同步运动现象，会引起横梁的扭转，对工作台的定位造成很大误差，严重时会导致运动平台卡死甚至造成机械结构的损坏，因此在系统工作过程中必须要保证不同步量在允许的范围之内，因此，实现质心驱动的高精度同步控制是此类平台的控制重点。Y 向滑块运动会造成运动平台模型特性的变化，导致 H 型平行布置的两直线电机所承担的负载发生改变，这给运动控制系统提出了更高的要求。

4.1 影响同步运动的主要因素分析

在双直线电机同步驱动的运动系统中，影响系统同步运动精度的主要因素有两个，一是在相对独立的两个直线电机控制回路中，各直线电机受到的扰动不同，导致伺服系统对扰动的反应不同，最终影响同步运动的精度。二是由于两直线电机之间存在强机械耦合，由于质心偏移导致两台直线电机承担的负载不同，控制系统参数的变化直接使得两台电机的进给运动不同步，且两台电机相互还存在影响和干扰。针对以上因素引起的不同步误差，主要的解决方法有两种，一是将双直线电机控制回路中的扰动信号分别用干扰观测器加以抑制，使扰动造成的误差减小，从而提高了同步运动的精度。二是采集同步偏差并将其通过控制器再反馈回两个直线电机的主通道。第一种方法在 3.3 节已经采用，为直线电机设计的干扰观测器有效的减小了干扰造成的位移误差，本章将讨论如何使用偏差反馈来减小同步误差。

不同步偏差的允许极限值是由运动平台本身的特性所决定的，除控制系统本身的因素外，与横梁长度、气浮支承的气膜厚度、横梁两端气膜支撑的间距有关。图 4.1 描

述了由于气膜间隙的原因可能出现的最大偏转角的情况。图中 b 为横梁两端与导轨的接触长度， L 为横梁的长度， a 为单边间隙， α 为横梁在运动过程中可能出现的最大偏角， δ 为驱动横梁的两个直线电机的不同步位置偏差。

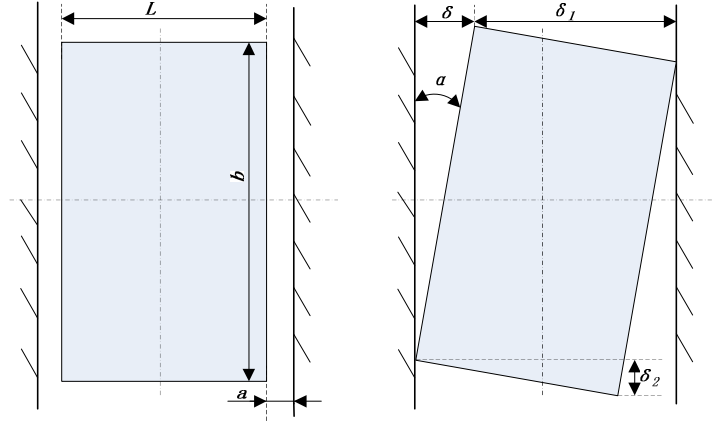


图 4.1 间隙对驱动精度的影响

由于 α 很小，且在运动平台工作过程中，驱动力的大小还不足以使运动部件产生弹性形变，所以将运动部件都当做刚体处理，故存在以下几何关系：

$$\begin{aligned} \delta &\approx 2a \\ \alpha &\approx \sin \alpha = 2a / b \\ \delta_1 &= L \cos \alpha \approx L \\ \delta_2 &\approx L \alpha = 2La / b \end{aligned} \tag{4-1}$$

由式 4-1 可知，当横梁的偏转角度达到 α 时，横梁两端便会和导轨接触，如果考虑接触摩擦，在一定条件下就会导致机构的卡死，详细分析见文献^[59]，在精密运动系统中，使用气浮支承的目的便是使运动部件和支撑分离而避免摩擦力的干扰，所以绝不允许出现接触现象，因此把 $2a/b$ 作为系统运行的极限角度，即允许偏转的最大角度值。根据实际系统参数， $a=10\mu\text{m}$ ， $b=0.4\text{m}$ ，故有

$$\alpha = 2a / b = 50\mu\text{rad}$$

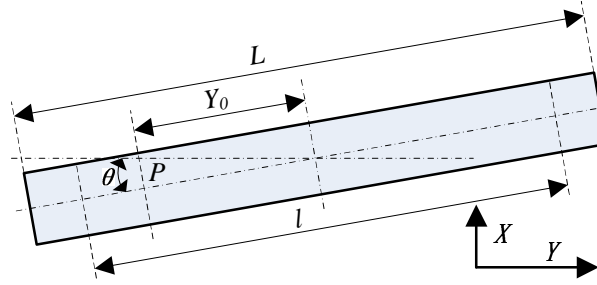


图 4.2 偏转导致的驱动误差

不考虑横梁的质心偏移，假设其质心和几何中心及两个直线电机安装的中点重合，不考虑工作台质心沿横梁质心在 Y 方向上的偏差，如图 4.2 所示，假设运动平台在工作过程中工作台离横梁中心的距离为 Y_0 ，质心为图中的 P 点，其中 l 为驱动横梁的两个直线电机的距离，此时横梁的偏转为 θ ， P 点的位移偏差为 e ，则有

$$\begin{aligned} e_x &= Y_0 \sin \theta \approx Y_0 \theta \\ e_y &= Y_0 \sin \theta \tan \theta \approx Y_0 \theta^2 \end{aligned} \quad (4-2)$$

e_y 为高阶小量，在此不进行讨论。 e_x 直接增大了工作台在 X 方向的误差，由表 2.4 得 X 想最大误差为 $2\mu\text{m}$ ，在此取 $e_x=2\mu\text{m}$ ， Y_0 取 Y 向最大位移 100mm ，两个直线电机间距离为 $l=0.3\text{m}$ ，计算可得

$$\begin{aligned} \theta &= e_x / Y_0 = 2 \times 10^{-6} / 0.1 = 2 \times 10^{-5} \text{ rad} = 20 \mu\text{rad} \\ \delta_x &= l\theta = l e_x / Y_0 = 0.3 \times 20 = 6 \mu\text{m} \\ \delta'_x &= l\alpha = 0.3 \times 50 = 15 \mu\text{m} \end{aligned} \quad (4-3)$$

式中 δ_x 表示系统运动精度所允许的两直线电机的位移最大差值， δ'_x 表示横梁不与导轨接触所允许的两电机的位移最大位移差。

4.2 双直线电机同步控制方案分析

同步控制是为了实现多个进给装置的相对同步运动(速度同步)或绝对同步运动(角度或位移)，在某些情况下也会要求速度和位移同时实现同步运行。通常情况下，对同步运动的精度和响应速度的要求要比在单回路中对精度和响应速度的要求更高，因为这涉及到多个控制回路间的相互连接关系并要求他们的运动保持同步。同步控制一般可分为两种结构，即并联同步控制和串联同步控制，下面对两种控制结构进行简单介绍

绍。

4.2.1 串联和并联同步控制介绍及比较

实现两台直线电机同步运动的最简单方法为两台直线电机同时输入相同的位置信号指令，各电机有单反馈系统，相互之间不存在交互关系，其原理图如图 4.3 所示，在实际使用过程中，如果其中一个电机受到干扰影响输出，或两直线电机承受的负载差别较大时，便不能保证电机之间的同步运动精度，因此这种控制方式大多运用于无机械耦合的同步控制中，对于具有机械耦合的结构，如果在双直线电机间产生较严重的位置不同步现象，极有可能造成机械结构的卡死，严重时会造成机械结构的损坏^[60]。

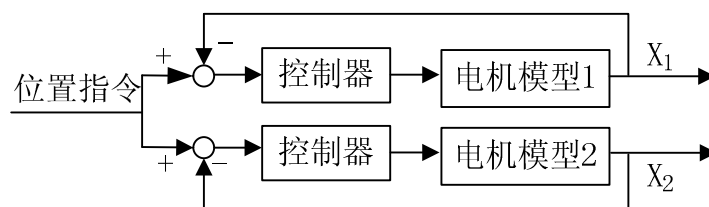


图 4.3 并联同步控制原理图

串联同步控制利用各轴频宽的差异，把电机分为主动电机和从动电机，如图 4.4 所示，将主动电机的位置输出信号作为从动电机的位置输入信号，再通过各轴的频带宽度差异来调整比例增益，这种控制方法可以很大程度上减小横梁两端的同步运动误差，但会造成一定的跟随误差，并且在实际应用中主动电机的运动误差及扰动会叠加到从动电机，此外，当从动电机受到干扰时，主动电机不能做出调整，对从动电机的干扰没有响应能力。

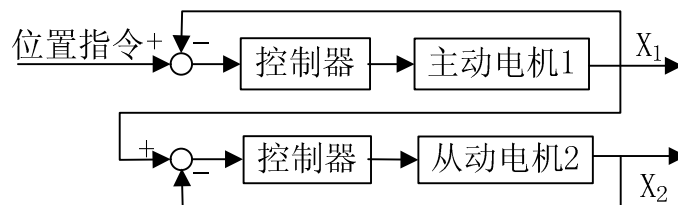


图 4.4 串联同步控制原理图

4.2.2 改进的并联同步控制方案

由上可知，传统的串并联同步控制都不能满足高精度同步运动要求，本文采用一种改进的并联控制方法，如图 4.5 所示。造成运动不同步的原因主要有两个，一是同步控制系统中其中一个直线电机受到的外界干扰导致的位置不同步，这在第三章中设计的干扰前馈和扰动观测器可以很好的解决这个问题。二是在各电机都运行正常，外界干扰对同步误差影响较小时，由于各个电机所受到的负载不同而引起的运动不同步现象。下面详细介绍针对负载变化时的的并联控制系统的设计方法。

驱动横梁的两个并联直线电机的负载变化是由滑块的位置变化导致的。滑块在横梁上位置变化导致横梁的质心位置发生变化，而直线电机的控制系统设计前提是横梁质心在驱动力中心位置，且两电机分担的负载相同，因此当滑块位置变化时，控制系统的参数发生变化，两台直线电机的响应时间不同，从而发生不同步现象。

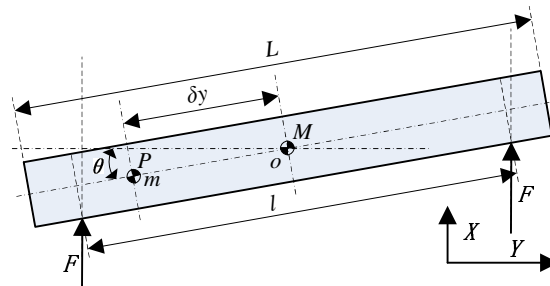


图 4.5 质心位置变化导致的不同步偏差

当滑块的质心和横梁的质心重合，且位于两驱动力的正中间位置时，横梁和滑块在两个相等的驱动力 F 作用下平动，不会发生偏转，当滑块在横向直线电机的作用下开始运动到 δy 时，如图 4.5 所示，滑块和横梁的质心发生改变，滑块的质心从 o 点移动到 P 点，运动部件的整体质心向 P 一侧偏移，横梁两端驱动力相等的情况下接近质心一边的直线电机的负载变大，响应比另一直线电机慢，此时会导致两端位移的不同步，造成横梁的扭转。

本文使用一种改进的并联同步控制系统，结构如图 4.6 所示，在传统的并联结构中增加一个前向补偿控制器和一个反馈补偿控制器，其中位置指令 1 为驱动滑块的直线电机位移输入信号，位置指令 2 为驱动横梁的直线电机位移输入信号，前向补偿控

制器把驱动滑块直线电机的位移信号和驱动横梁的直线电机加速度信号作为输入，经过对信号计算处理之后，将电流信号作为输出，直接将电流信号添加到驱动横梁的直线电机的输入信号，提前预测由于质心偏移而导致的横梁两端同步驱动直线电机的力的大小，最大限度的减小由于两个驱动力不匹配造成的横梁扭转。

在使用前向补偿环节的基础上，测量两台同步驱动直线电机的位移及速度输出，得到它们的位移和速度偏差，通过反馈补偿控制器对测量信号进行相应的判断和计算处理后，将相应的电流输出信号反馈补偿到两直线电机的信号输入主通道，以此提高两电机的同步运动精度^[61]。当其中一台直线电机发生位置滞后时，补偿控制器会根据滞后的位移和速度计算出一个差值，在滞后电机的输入信号上叠加这个差值，从超前电机的输入信号中减去此差值，以此提高两电机的响应速度和同步运动精度。

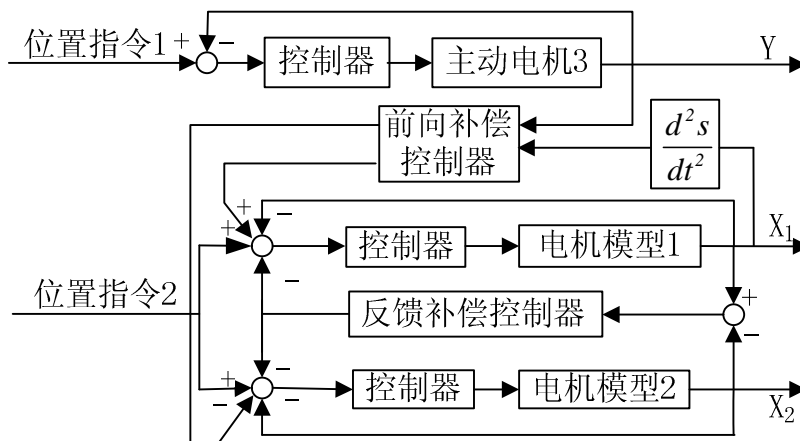


图 4.6 改进后的同步控制系统

4.3 基于位移的前向补偿控制环节设计

下面分析要保持运动部分不发生扭转的受力条件，如图 4.7 所示，滑块的质心 P 偏离横梁的质心 O 的距离为 y ，在这种初始条件下，横梁沿 X 方向移动时，由于驱动横梁的两台直线电机的控制系统参数相同，而此时两台电机承担的负载发生了变化，所以两台直线电机对位置信号的响应时间不同，直接导致横梁两端的运动不同步。针对此问题的直接方法是增大承受负载大的直线电机的输入信号，相应地减小承受负载

小的直线电机的输入信号。

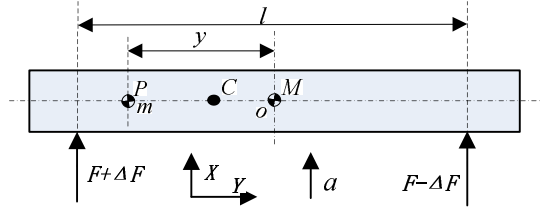


图 4.7 质心偏移时运动部件受力

如图 4.7 所示，横梁和滑块以加速度 a 运动时，此时靠近滑块一端的直线电机承载的负荷大，假设此时此直线电机的推力要增大 ΔF ，而要保持运动部分的加速度不变，则另一直线电机的推力需要减小 ΔF ，在两台直线电机的推力相差 $2\Delta F$ 时横梁和滑块能够保持平动状态，不发生扭转。根据以上条件可以求解 ΔF 与滑块位移 y 以及整体运动部件的加速度 a 的关系。

当滑块的位移为 y 时，滑块和横梁整体的质心 C 离 O 点的距离为

$$y_c = \frac{m}{(M+m)} y \quad (4-4)$$

在运动部件质心没有发生变化时，如果输入位移信号后运动部件整体的加速度为 a ，则有

$$2F = (M+m)a \quad (4-5)$$

在质心位置发生变化之后，经过前向补偿的环节调整，运动部件整体受力为

$$(F+\Delta F) + (F-\Delta F) = 2F = (M+m)a \quad (4-6)$$

加速度没有发生变化，所以运动部件整体的运动状态不会发生改变。

对质心 C 列力矩平衡方程，得

$$(F+\Delta F)\left(\frac{l}{2} - y_c\right) = (F-\Delta F)\left(\frac{l}{2} + y_c\right) \quad (4-7)$$

整理得到

$$\Delta F = \frac{2}{l} F y_c = \frac{2m}{(M+m)l} y F \quad (4-8)$$

将式 4-6 代入式 4-8，得到

$$\Delta F = \frac{2m}{(M+m)l} y \frac{M+m}{2} a = \frac{m}{l} a y \quad (4-9)$$

华中科技大学硕士学位论文

式中 m 为滑块位移, l 为两直线电机提供驱动力之间的距离, a 为运动部件的加速度, y 为滑块质心离横梁质心的距离。

由上式 4-9 可以看出, 在横梁运动之前, 测得滑块偏离横梁质心的距离 y , 在横梁开始运动时, 实时测量其运动的加速度 a , 将加速度与横梁位移相乘, 再乘以增益 m/l , 就得到了补偿力 ΔF 的大小, 再将 ΔF 换算成电流信号加到质心偏移一侧的直线电机输入信号上, 相应的在承载力小的一侧的直线电机输入信号中减去此电流信号值, 便可以达到减小同步误差的目的。

将第二章使用 SimMechanics 建立的运动平台的机械结构模型和第三章使用 Simulink 设计的直线电机驱动控制模型结合起来, 将控制系统中的驱动力输出与 SimMechanics 模型中为刚体提供驱动力的作动器(Actuator)模块连接, 使用真实的机械结构动力学模型代替控制系统中的速度环节 $\frac{l}{Ms+B}$ 及位移环节 $\frac{l}{s}$, 同时, 使用 SimMechanics 中的传感器(Sensor)模块测量刚体的运动位移、速度和加速, 并将测量信号反馈到控制系统中。这样, 使用 Simulink 建立的控制系统便可以和 SimMechanics 建立的机械刚体动力学模型合为一个整体, 由于都使用的 Matlab/Simulink 仿真环节, 因此实现了数据的无损转换和传递。

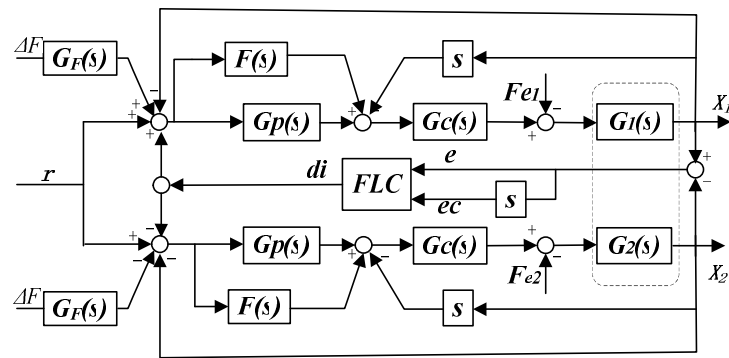


图 4.8 双边同步控制系统结构

如图 4.8 所示, $G_p(s)$ 为位移修正环节, $G_c(s)$ 为速度修正环节 $F(s)$ 为前馈环节, $G_F(s)$ 前向补偿环节, FLC 为模糊反馈补偿环节, $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 代表控制系统中的位移和速度传递函数, 即图中虚线内代表的是运动平台的动力学模型, 使用模型的真实拓扑结

构取代传递函数 $\frac{I}{M(y)s+B} \frac{I}{s}$ ，这里的 $G1(s)$ 和 $G2(s)$ 是一个整体，使用 $M(y)$ 替代 M ，是因为随着滑块位置的变化，直线电机的负载质量也在变化，负载质量 $M(y)$ 是滑块位移 y 的函数。

在实际仿真运算中，将 ΔF 换算为电流值，

$$i_F = \frac{\Delta F}{K_f} \quad (4-10)$$

再将 i_F 加入到直线电机控制系统的增益环节之前的电流信号中，依此来提前预测直线电机的驱动力。考虑到测量的横梁加速度信号的滞后，再将 i_F 信号加到直线电机控制的主通道中。使用 Simulink/SimMechanics 对系统进行仿真，观测使用前向补偿环节前后的横梁扭转的角度及双边不同步位移的偏差。

使用 Signal Builder 给系统输入如图 4.9 所示的阶跃位移信号，Signal1 为驱动横梁的直线电机的位移信号，Signal2 为驱动滑块的位移信号。由图可以看出，驱动滑块的直线电机在 $t=0s$ 时对 $0.1m$ 的阶跃信号产生响应，滑块的位移为 $y=0.1m$ ；驱动横梁的直线电机在 $t=0.2s$ 时对 $0.2m$ 的阶跃信号产生响应，横梁的位移为 $x=0.2m$ ，滑块的坐标为 $(0.2,0.1)$ ；在 $t=0.5s$ 时，驱动滑块的直线电机对 $-0.2m$ 的位移阶跃信号发生响应，滑块的坐标为 $(0.2,-0.1)$ ；同理，在 $t=0.7s$ 时，滑块的位移为 $(0,-0.1)$ ，在 $t=0.9s$ 时，滑块的位移为 $(0,0)$ ，即滑块在 $X-Y$ 平面内的轨迹为一个封闭的矩形，如图 4.10 所示。

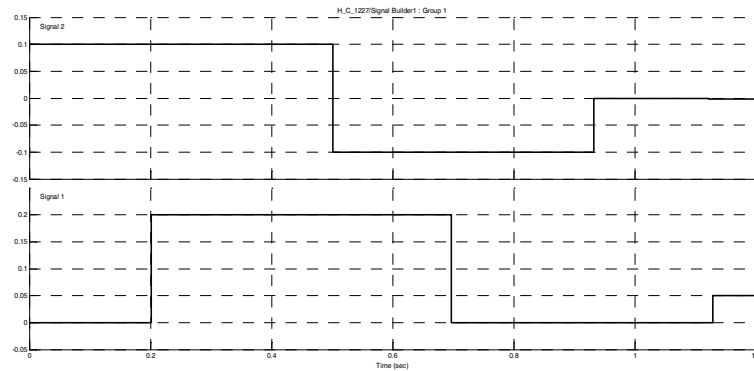


图 4.9 系统输入信号

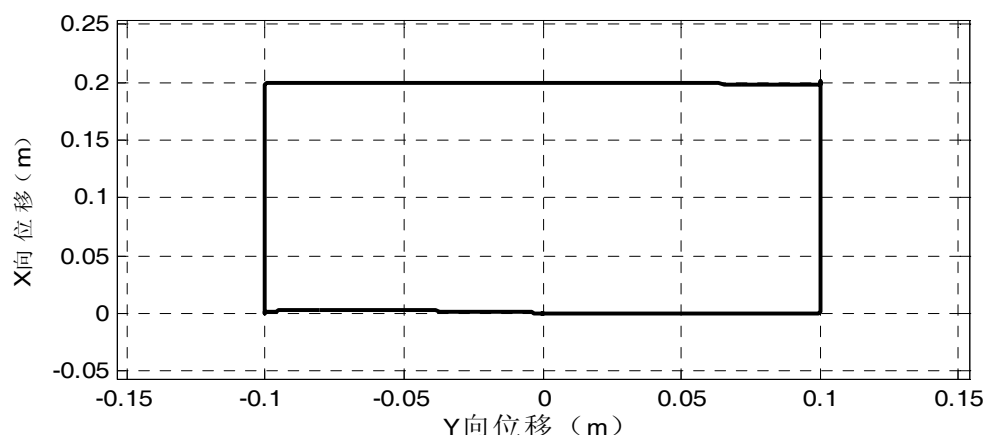


图 4.10 滑块的平面运动轨迹

由于在使用前向补偿时要提前测量滑块沿 Y 方向的位移 y , 并且在横梁运动时要实时测量加速度 a , 所以这一环节测量得到的信号存在时间滞后, 在使用 Simulink 进行仿真的过程中发现滞后时间 t_0 的取值对同步偏差的影响非常大, t_0 值越小, 偏差越小, 图 4.11 为在输入图 4.9 中的信号后, 运动平台系统在仿真过程中同步驱动位移的最大偏差随滞后时间 t_0 的变化趋势。从图中可以看出, 在滞后时间小于 0.1s 时, 同步驱动位移偏差随滞后时间 t_0 的增大迅速变大, 滞后时间大于 0.1s 之后, 位移偏差随滞后时间缓慢变小, 在滞后时间大于 0.2s 之后, 同步位移偏差的最大值不再变化, 说明此时前向补偿环节对同步驱动系统的提前预测作用消失, 同步位移偏差最大值与没有前向补偿环节的情况下的最大位移偏差相同。由图 4.11 也可以看出, 在滞后时间小于 0.1s 时, 系统的同步驱动位移误差对滞后时间非常敏感。

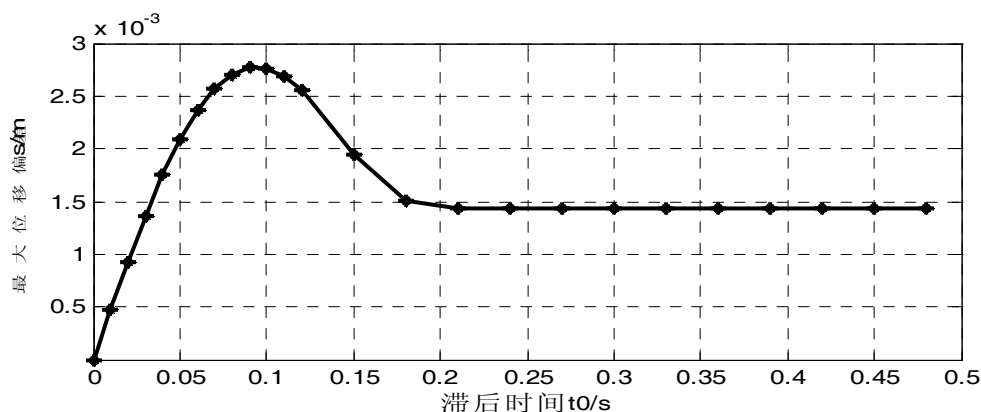


图 4.11 最大位移偏差随滞后时间的变化趋势

取延迟时间 $t_0=10\mu\text{s}$ ，输入图 4.9 中的信号之后，如图 4.12 中所示，不使用前向补偿时驱动横梁的两台直线电机的位移偏差随时间变化的曲线为虚线 f1，对应图中左侧的 y 轴坐标，其最大位移偏差值为 1.4mm；使用前向补偿之后位移偏差曲线为实线 f2，对应图中右侧的 y 轴坐标，最大偏差为 $6.5\mu\text{s}$ 。由对比可以看出，使用了前向补偿的控制系统的同步偏差减小了将近 3 个数量级，极大的提高了系统的同步运动性能。从图 4.12 中也可以看出，在 $t=0.2\text{s}$ 和 $t=0.6\text{s}$ 时，由于滑块的位移而造成了较大的双边同步位移偏差，这和前面的假设是一致的，说明负载的差异是造成不同步偏差的主要原因。

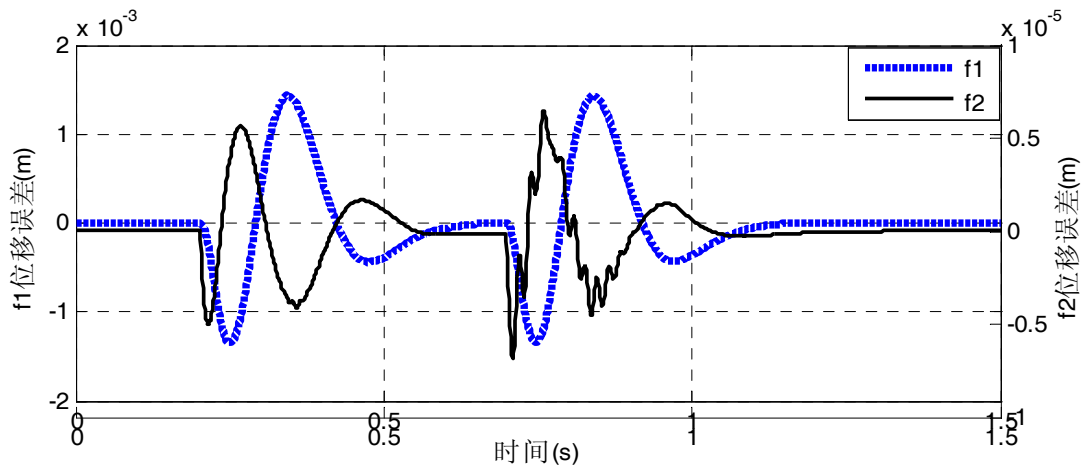


图 4.12 同步驱动位移偏差

4.4 使用模糊逻辑的反馈补偿控制器设计

在 4.3 节介绍了使用前向补偿环节的设计方法和仿真效果，在这一节主要介绍模糊反馈环节的设计方法。模糊控制器(Fuzzy Control-FC)也称为模糊逻辑控制器(Fuzzy Logic Control- FLC)，与传统控制方法相比，模糊控制具有以下特点^[62-66]：(1) 模糊控制特别适用于无法获得精确数学模型的被控对象，模糊控制根据被控对象的特点，只需要提供经验知识就可以完成控制器的设计，对本文而言，双边耦合控制具有非线性和解耦计算过程复杂的特点，使用模糊控制可以简化控制系统设计的难度。(2) 模糊控制使用语言变量代替数学变量，模仿人的思维过程进行推理和判断，使用语言变量定性的描述控制规则而不使用传递函数和状态方程。(3) 模糊控制的鲁棒性和适应性

好，特别适用于解决常规难以解决的非线性、时变及大滞后等问题，且构造容易，使用软件可以很好的实现模糊控制规则。

除了以上各优点之外，Matlab 提供的模糊逻辑工具箱(fuzzy logic toolbox)为仿真系统的集成提供了很大方便。Matlab 模糊逻辑工具箱具有独立的 GUI 界面，提供编辑模糊推理系统(FIS)的工具函数，可以直观的对隶属度函数和模糊规则进行创建和编辑。

4.4.1 模糊控制器原理及结构

如图 4.8 所示,改进的并联同步控制系统在使用位移前向补偿的基础上使用并联反馈补偿环节,图中的 FLC 为模糊反馈补偿环节,其中的模糊控制器的输入为双轴同步直线电机的位移差 $e=x_1-x_2$ 和速度差(位移变化率) $ec=v_1-v_2$,经过模糊逻辑判断和运算之后,输出补偿电流信号 di ,将 di 反馈到各直线电机的信号输入主通道,在前向补偿的基础上进一步减小同步误差。

模糊控制器的原理如图 4.13 所示,使用模糊逻辑和近似推理的方式,把控制经验量化组成知识库,根据相应的建模语言设计模糊规则,模糊控制器根据相应的规则对输入进行判断和模糊推理,产生对应的模糊量输出,再通过解模糊接口将模糊量转换为精确的输出量输送到控制对象。

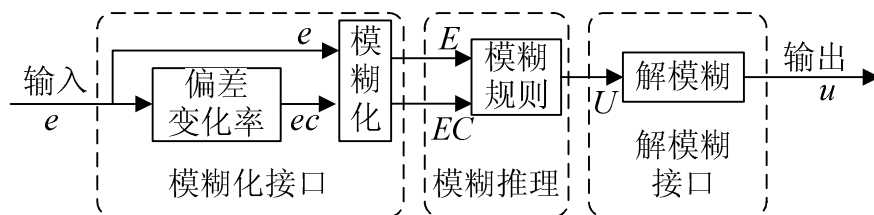


图 4.13 模糊控制器的结构

模糊化接口的主要功能是实现精确量的模糊化,将被控系统输出变量的误差 e 和误差变化率 ec 的精确量转化为模糊量 E 和 EC ,以便使用语言变量规则库对 e 和 ec 实现模糊推理和决策。模糊推理的主要功能是模仿人类的思维,根据控制策略和已制定的语言控制规则库进行模糊推理,并判断相应的模糊输出量 U 。模糊输出接口的主要功能是对经模糊推理决策后所得的模糊控制量进行解模糊化,把模糊输出量 U 转化为精确量 u 后,输出给被控对象。

由于模糊控制器的输入量误差 e 、误差变化率 ec 和输出控制量 u 都是连续变化的精确值，要进行模糊推理，必须先将输入输出的精确量进行模糊化，即将它们离散化。假如各精确量的实际变化范围为 $[-x, x]$ ，语言变量的论域为 $[-m, m]$ ，则误差 e 的量化因子为 $K_1 = m/x$ 。同理可求得 ec 的量化因子 $K_2 = m/x$ ， u 的比例因子为 $K_3 = x/m$ 。使用 Simulink 和 Matlab 的模糊逻辑工具箱建立的模糊控制器如图 4.14 所示，其中 K_1, K_2, K_3 虽然可以由上面的变量论域计算出来，但是在仿真过程中使用理论值往往效果不理想，因此这部分需要根据实际情况，依照经验调节 K_1, K_2, K_3 的值。在本系统中， $K_1=2.5$ ， $K_2=0.8$ ， $K_3=2$ ，图 4.14 中的 Fuzzy Logic Controller 为模糊逻辑模块，双击该模块输入已生成的 FIS 模糊矩阵文件即可。

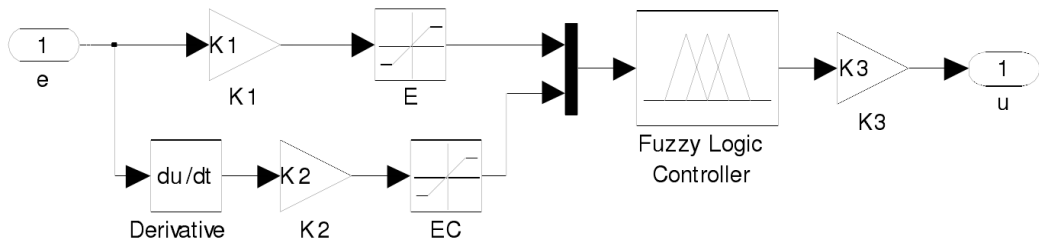


图 4.14 模糊控制器 Matlab 仿真模型

语言变量论域上的模糊子集一般由隶属度函数表示，具体为各变量论域上选几个模糊子集由实际情况决定，本文中选 5 个：PB，PS，ZE，NS，NB，其中 P 表示正，N 表示负，ZE 表示零，B 表示大，S 表示小。隶属度函数由控制经验决定，常用的隶属度函数形状有三角形，梯形，正态分布函数等^[67-69]，由经验可知不同类型的函数对控制特性影响不大，在本系统中使用三角形隶属度函数，对误差 E 和误差变化率 EC 及控制量输出 U 在正负方向上使用对称结构。

4.4.2 模糊逻辑规则及隶属度函数设计

在本文同步运动控制系统中，反馈补偿控制器在模糊运算和判断过程中的主要依据是位移误差 e ，位移变化率 ec 只起到参考作用，所以对 e 的模糊子集比 ec 多。输入信号 e ， ec 和输出信号 di 的语言变量论域如下：

$$E=\{NB,NS,ZE,PS,PB\}$$

$$EC=\{NB,ZE,PB\}$$

$$DI=\{NB,NS,ZE,PS,PB\}$$

E 和 DI 的隶属度函数形同，如图 4.15 所示，EC 的隶属度函数如图 4.16 所示。

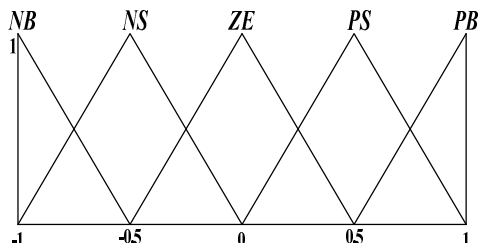


图 4.15 E, DI 隶属度函数

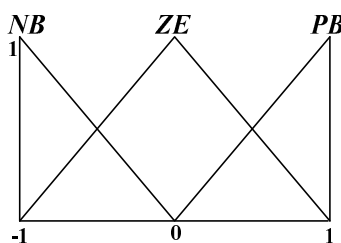


图 4.16 EC 隶属度函数

模糊控制的规则实质上是由控制过程中的实践经验加以总结而得出的一条条模糊条件语句的集合，通常可以简化为一张表，称为模糊控制规则表。模糊控制器的每一个输出对应一张表，表中的每一个 E 和 EC 的状态进行排列组合，每一个组合对应一个输出值的状态。当误差大或较大时，选择输出量以尽快消除误差为主；而当误差较小时，选择输出量要注意防止超调，以系统的稳定性为主。以此为原则，确定出整个控制过程的所有控制规则，形成一个模糊控制规则表。制定的模糊控制规则表的语法一般形式如下：

$$\text{if}(E \text{ is } A_i) \text{ and } (EC \text{ is } B_i) \text{ then } (U \text{ is } C_i)(p) \quad i=1,2,\dots,n$$

其中 E, EC 和 U 分别为误差、误差变化率和输出量，p 为该条规则所占的权重， A_i , B_i 和 C_i 为响应论域的子集(如 NB,NS,ZE,PS,PB 等)。

使用 Matlab 的模糊逻辑工具箱制作的模糊规则表语法如图 4.17 所示。

```
1. If (e is NB) and (de is NB) then (i is PB) (1)
2. If (e is ZE) and (de is ZE) then (i is ZE) (1)
3. If (e is PB) and (de is PB) then (i is NB) (1)
4. If (e is ZE) and (de is NB) then (i is PS) (1)
5. If (e is ZE) and (de is PB) then (i is NS) (1)
6. If (e is PB) and (de is NB) then (i is NB) (1)
7. If (e is NB) and (de is PB) then (i is PB) (1)
8. If (e is NS) and (de is ZE) then (i is PS) (1)
9. If (e is PS) and (de is ZE) then (i is NS) (1)
10. If (e is PB) and (de is ZE) then (i is NB) (1)
11. If (e is NB) and (de is ZE) then (i is PB) (1)
12. If (e is NS) and (de is NB) then (i is PS) (1)
13. If (e is NS) and (de is PB) then (i is ZE) (1)
14. If (e is PS) and (de is NB) then (i is ZE) (1)
15. If (e is PS) and (de is PB) then (i is NB) (1)
```

图 4.17 模糊规则表语法

华中科技大学硕士学位论文

模糊规则表一共有 15 条规则，描述了任意 E 和 EC 状态下的 U 的输出状态，制定反馈补偿控制器的模糊规则的原则是：当偏差 $|e|$ 较大时，为 di 取较大值，以便快速减小同步误差；当 $|e|$ 和 $|ec|$ 适中时，取较小的 di 值即可达到减小误差的目的，同时也有助于减小超调；当 $|e|$ 较小时，则根据速度的变化趋势为 di 取值，当误差有变大的趋势，则取较大的 di 值，如果有缩小趋势，取 di 为较小值或者取 0；当 $|e|$ 和 $|ec|$ 都为 0 时，取 di 为 0，即此时双边电机同步运动，达到同步控制的目的。其规则表如表 4.1 所示。

表 4.1 模糊控制规则表

DI \ EC \ E	E				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	PB	PS	PS	ZE	NB
ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
PB	PB	ZE	NS	NS	NB

使用 Matlab 模糊逻辑工具箱根据模糊规则表绘出的 DI 随 E 及 EC 变化趋势图如图 4.18 所示。

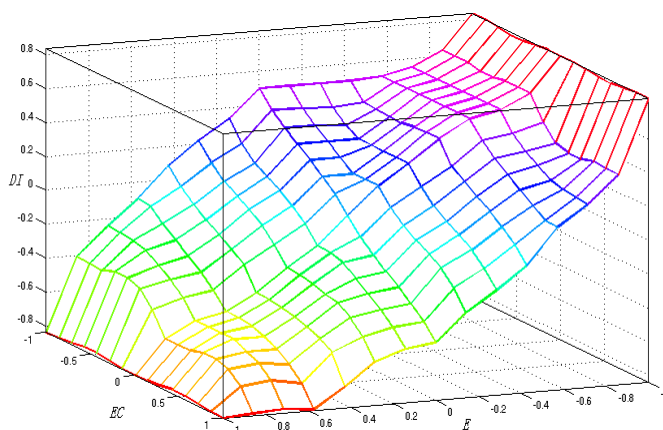


图 4.18 模糊规则平面图

将使用模糊逻辑工具箱设计好的模糊反馈环节添加到仿真系统中，为系统输入图 4.9 所示的输入信号，观测滑块的 X , Y 方向的位移输出及双边驱动的同步位移误差。

由于输入的位移信号的量级为米，而干扰引起的误差量级为微米，所以滑块的平面运动轨迹无法反映干扰的影响，轨迹图和图 4.10 相同，图 4.19 和图 4.20 为使用前向补偿和模糊补偿反馈之后滑块的 X，Y 向位移输出。

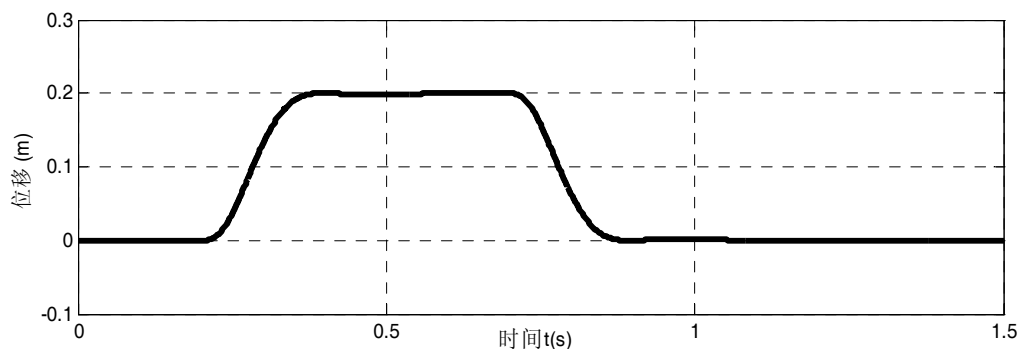


图 4.19 滑块 X 向位移

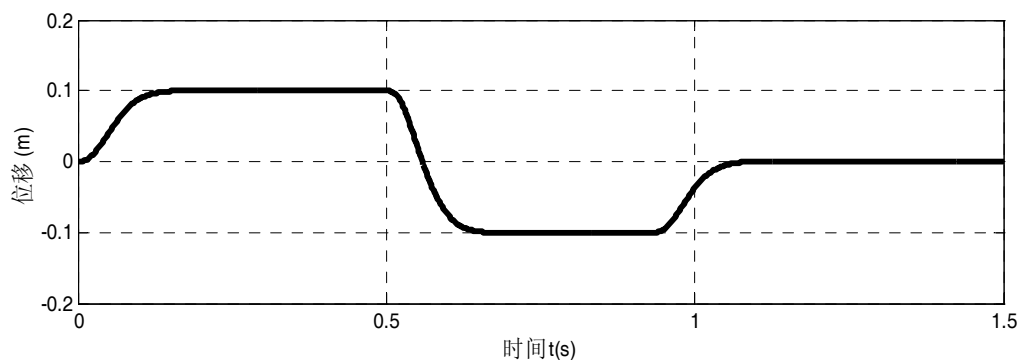


图 4.20 滑块 Y 向位移

分别对普通的使用前向补偿的并联同步控制系统(简称 CSC)和添加模糊反馈的同步控制系统(简称 FLC)进行仿真实验，如图 4.21 所示，双边同步驱动位移误差由最大值 $6.5\mu\text{m}$ 减小到最大值 $3\mu\text{m}$ 左右，添加了模糊反馈补偿控制器将双边同步误差减小了一半左右。此外，经过分析和仿真实验，模糊反馈补偿还可以降低前向补偿控制器中滞后时间对同步误差的敏感度，这可以放宽前向补偿的设计要求，对于控制系统的设计有极大的意义。

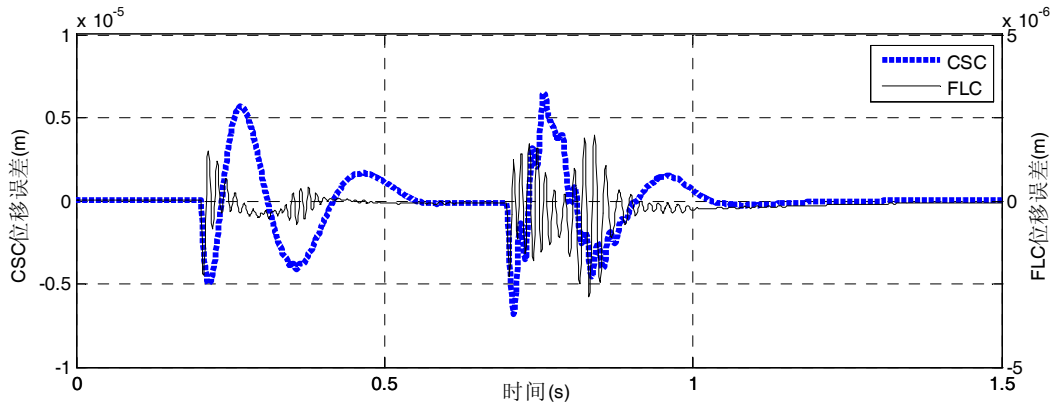


图 4.21 双边驱动位移误差

4.5 同步控制系统仿真结果分析

为使用前向补偿和模糊反馈的系统输入阶跃信号，图 4.21 中为位移前馈的滞后时间为 $10\mu\text{s}$ 的情况下的同步运动误差，下面尝试在有模糊反馈的条件下将滞后时间变大。

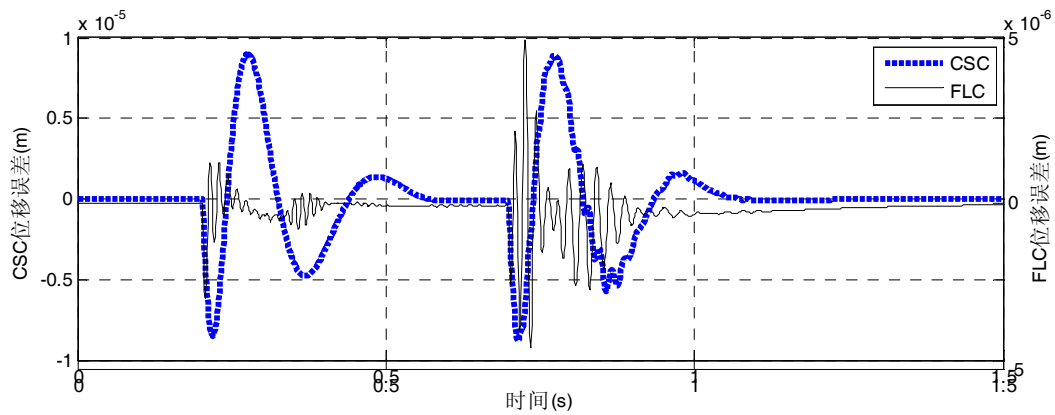


图 4.22 $t_0=100\mu\text{s}$ 时双边驱动位移误差

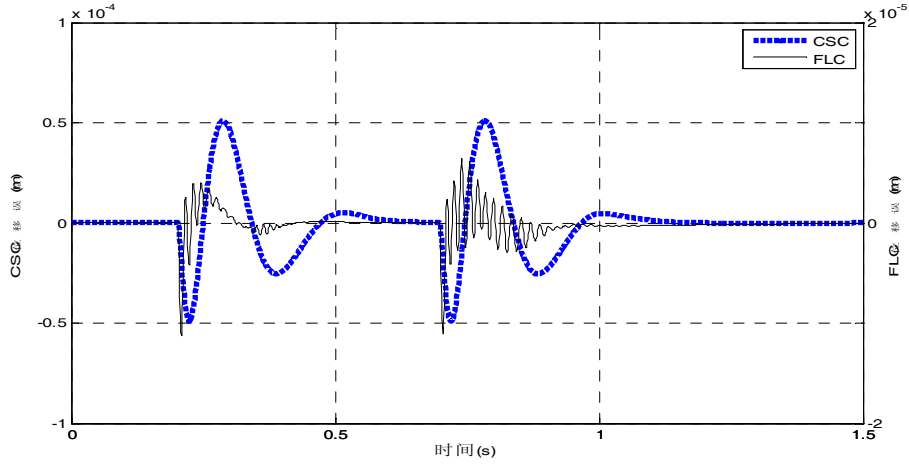


图 4.23 $t_0 = 1ms$ 时双边驱动位移误差

由图 4.22 和图 4.23 可见在满足系统精度的条件下，可以调节系统的各部分参数，避免对某一项指标要求过高，例如在增大了 t_0 之后，再尝试调节模糊控制器中的量化因子，也可能使系统达到精度要求。可以使用智能算法对多个参数进行优化，从而找到最优的参数组合，详细方法可以参考文献^[70]，书中详细介绍了使用单纯形法和遗传算法对 Simulink 控制模型中的参数进行优化的方法。在满足运动精度要求的前提下，取 $t_0=0.8ms$ ， $K_1=3.5$ ， $K_2=0.75$ ， $K_3=2.5$ ，下面为系统输入三角函数信号，观测滑块的平面运动轨迹和双边同步驱动位移误差。

Simulink 中只有正弦信号输入模块，为系统输入的 X、Y 向的位移信号为：

$$\begin{aligned} S_x(t) &= A + A\sin(wt + \pi) \\ S_y(t) &= A\sin(wt) \end{aligned} \quad (4-11)$$

取 $A=0.1m$ ， $w=0.2\pi$ ，滑块的平面运动轨迹如图 4.24 所示，同步误差如图 4.25 所示。由于输入信号的频率低，X、Y 方向的直线电机都有充足的时间对输入信号做出响应，其平面运动轨迹接近一个圆形。

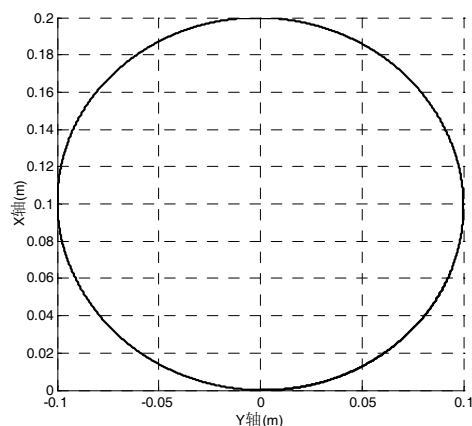


图 4.24 正弦信号输入时滑块的平面运动轨迹

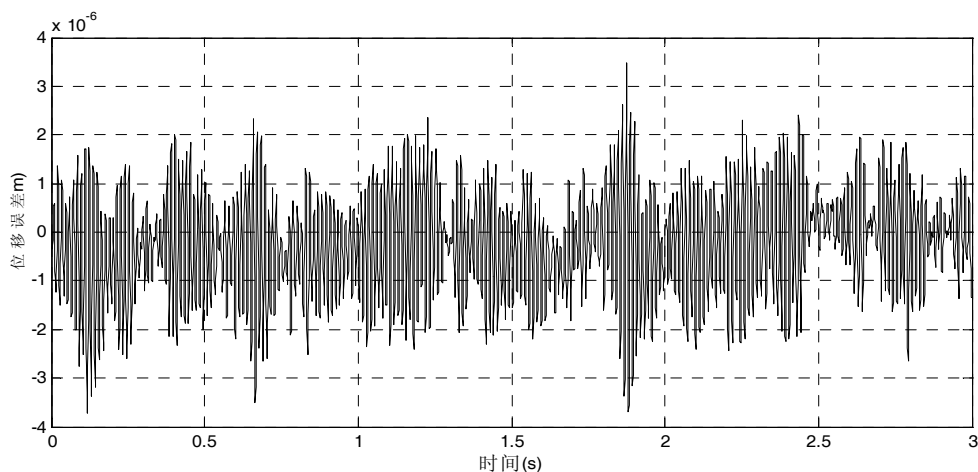


图 4.25 正弦信号输入时同步驱动位移误差

当输入信号的频率变高时，由于 X 和 Y 方向驱动的直线电机的响应时间不同，导致滑块的平面轨迹变形。

之前为系统输入的位移信号量级单位都是米，输出的平面运动轨迹无法反映干扰对系统的影响，下面减小系统输入信号的量级，观察平面位移轨迹。输入图 4.9 示形式的阶跃信号，将位移信号量级缩小四个量级，仿真时间取 3.6s，将阶跃信号重复 3 次，其输出响应如下所示。

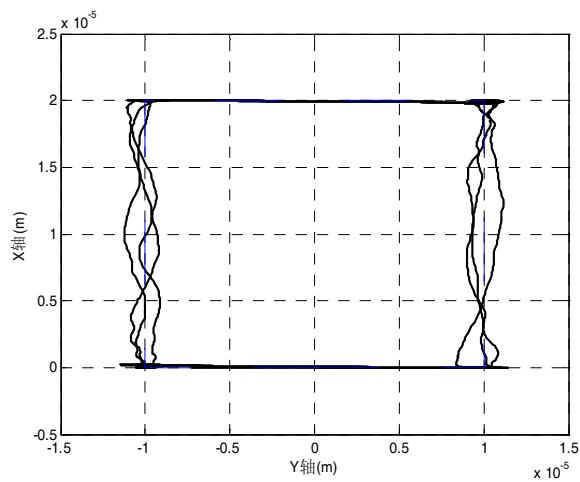


图 4.26 阶跃信号输入时的平面运动轨迹

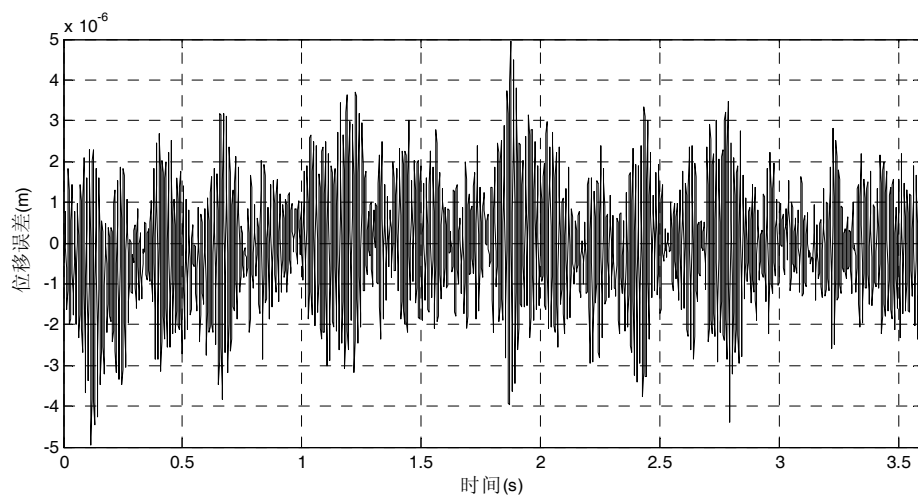


图 4.27 双边同步驱动的位移误差

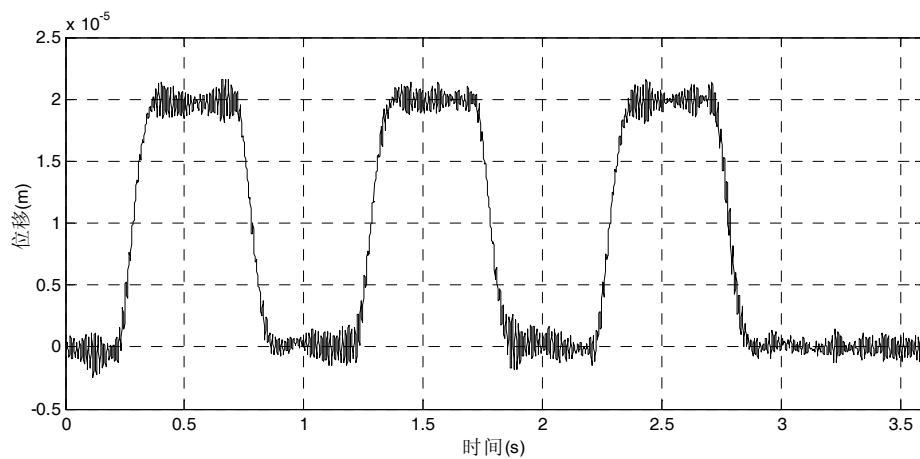


图 4.28 X 轴方向的位移

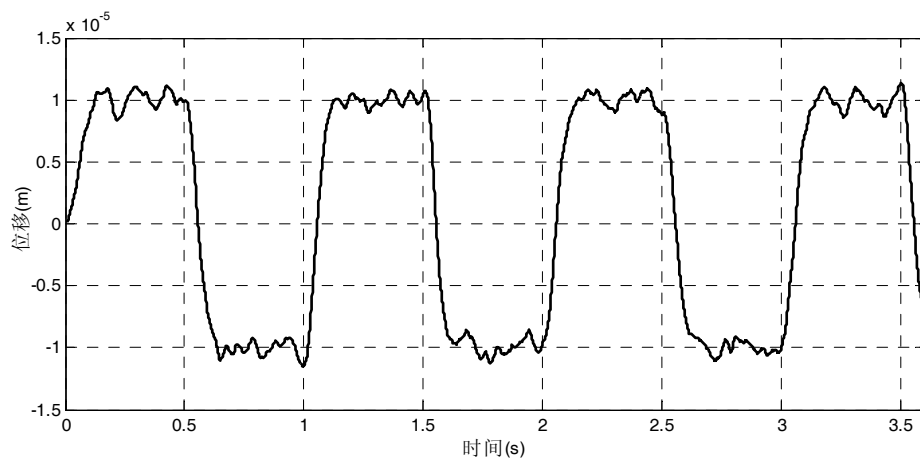


图 4.29 Y 轴方向的位移

为系统输入式 4-11 中的正弦信号，其中 $A=10^{-5}$, $w=0.4\pi$, 仿真时间为 15s, 系统输出响应如下所示。

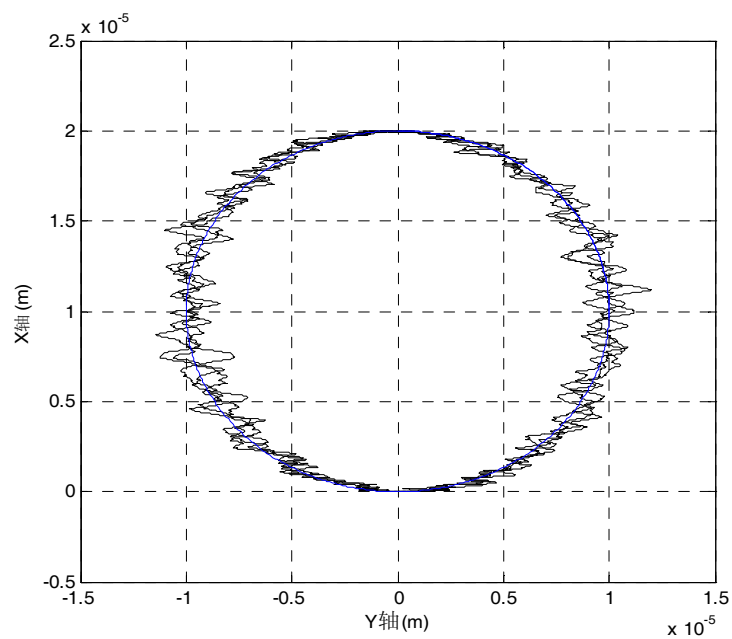


图 4.30 正弦信号输入时的运动轨迹

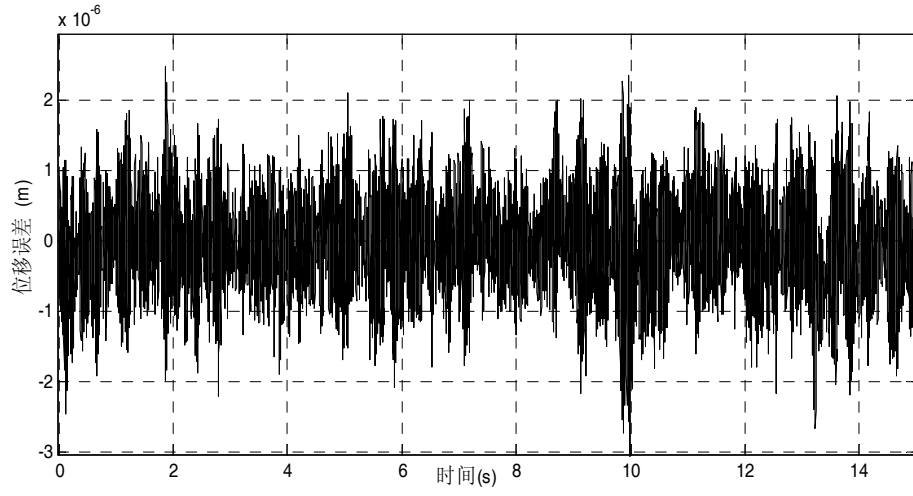


图 4.31 双边同步驱动的位移误差

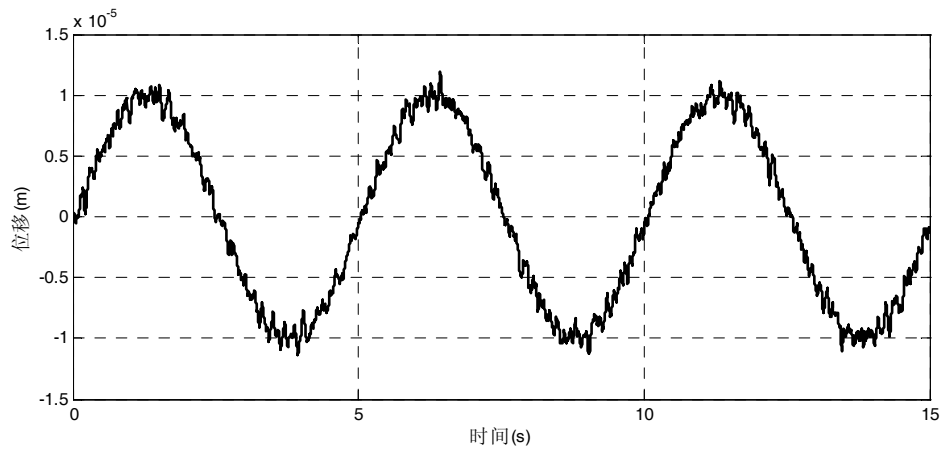


图 4.32 Y 轴方向的位移

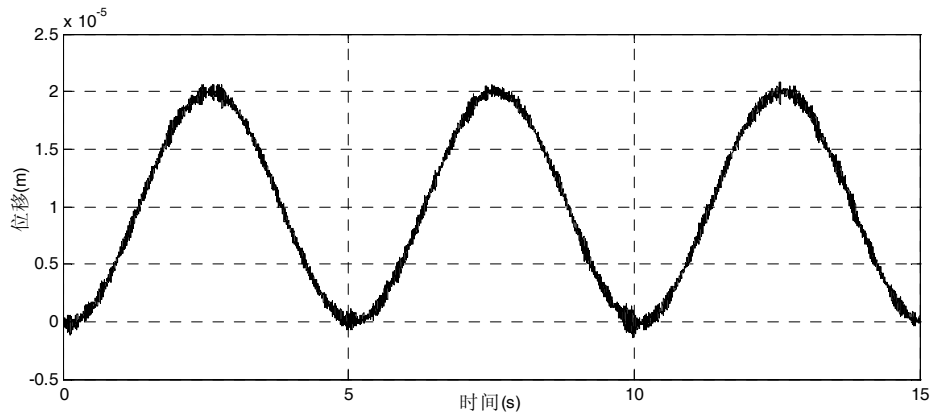


图 4.33 X 轴方向的位移

由上可以看出，当输入的信号量级较大时，同步运动误差约为 $3\mu\text{m}$ ，满足 4.1 中计

算的同步误差极限 $6\mu\text{m}$ 要求,说明系统满足大行程精度要求。当输入信号量级较小时,同步误差小于 $3\mu\text{m}$,定位误差小于 $2\mu\text{m}$,这说明仿真系统不仅满足高精度控制系统设计的要求,还可以观测干扰对滑块运动轨迹的影响等其他输出信号。

4.6 本章小结

本章分析了双边同步运动的主要误差来源,根据相关参数计算得到允许的最大误差;提出了针对双边同步运动的控制方法,使用基于位移的前向补偿方法预测负载波动的大小,为直线电机提前补偿驱动力,将质心偏移导致的同步误差从 1.4mm 减小到 $6\mu\text{m}$;使用模糊算法对双边驱动的位移及速度输出进行模糊逻辑运算,将计算的结果反馈到输入信号以减小双边同步运动误差,减小前向补偿对滞后时间的敏感度,进一步减小双边驱动同步误差到 $3\mu\text{m}$;使用 Simulink 和 SimMechanics 联合仿真模型反映真实系统的运动的规律,可以观测在输入不同信号时的仿真系统运动状态。

5 总结与展望

5.1 全文总结

精密运动平台是光刻机等 IC 装备的核心部件, 本文结合国家重大科技专项, 开展精密运动平台的运动控制研究, 取得以下成果:

1 分析 H 型运动平台的结构和运动特性, 对其进行相应的力学模型简化和假设, 使用 Matlab/Simulink/SimMechanics 建立运动平台的动力学模型, 包括刚体结构建模, 摩擦力模型建模, 气浮轴承建模。精确的动力学仿真模型为后续的控制系統设计和仿真奠定基础。

2 使用 Simulink 为驱动 H 型运动平台的永磁同步直线电机设计了伺服控制系统, 包括电流环、速度环和位移环的修正及反馈环节, 使控制系统具较快的响应速度和较好的稳态精度; 使用速度前馈和加速度前馈环节极大的提高了控制系统跟踪精度, 将跟踪误差减小到无前馈状态时的 0.8%, 使用误差观测器来补偿不可测误差, 将干扰对系统精度的影响降低到原来的 50% 左右。

3 分析了双边同步运动的主要误差来源, 根据相关参数计算得到允许的最大误差; 提出了针对双边同步运动的控制方法, 使用基于位移的前向补偿方法预测负载波动的大小, 为直线电机提前补偿驱动力, 减小质心偏移导致的同步误差到 6 μm , 满足系统的误差要求。

4 使用模糊算法对双边驱动的位移及速度输出进行模糊逻辑运算, 减小了前向补偿对滞后时间的敏感度, 进一步减小双边驱动同步误差, 将同步误差减小到 3 μm ; 使用 Simulink 和 SimMechanics 联合仿真模型反映真实系统的运动的规律, 观测了在输入不同信号时的仿真系统运动状态。

5.2 研究展望

本文对 H 型精密运动平台进行动力学建模, 设计了同步控制系统, 取得了一定成

果，但由于各种原因，研究成果还有很多不足，许多工作还需要进一步的完善和更加深入的研究：

1 精密运动平台是一个集精密加工、控制、测量的复杂运动系统，要真实的模拟其运动过程，还需要进一步细化动力学模型和控制模型。

2 运动平台在实际工作过程中还有其他很多干扰因素，例如电流波动和测量误差等，可以将这些干扰加以辨识，在系统建模时把他们考虑在内。

3 控制系统没有完成滑块的 X-Y 平面轨迹规划，可以考虑使用插补算法使滑块实现既定的运动轨迹。

华中科技大学硕士学位论文

致谢

在此论文完成之际，首先感谢我的导师李小平教授，在研究生学习期间，李老师严谨的治学态度、渊博的知识、丰富的工程经验、平易近人的风格都是我今后工作中的楷模，他的言传身教将使我终身受益。特别感谢金建新教授在我工作和学习中对我的关怀和指导，金老师和蔼可亲，工作尽职尽责，他的教导犹如春风化雨，润物而无声，更是在自己身体有恙之时，坚持来实验室工作，给了我们很多激励。非常感谢罗欣教授在课题研究中给与我的指导和帮助，罗老师以他独特而开拓的科研视角指引我在科研道路上前行。同时也要感谢课题组的陈学东教授，徐振高教授，曾理湛副教授，姜伟讲师在我求学期间给我的大量指导和帮助。

感谢实验室的兄弟姐妹，大家相互帮助犹如一家。更要感谢寝室室友，快乐和忧愁我们一同分享。谢谢！

最后衷心感谢那些能在百忙之中参加我论文审议和答辩的各位老师。

罗品奎

2013年1月8日

参考文献

- [01] 朱煜, 尹文生, 段广洪. 光刻机超精密工件台研究[J]. 光刻技术. 2004, 109 (2)
- [02] 王劲松, 朱煜. 我国“十五”期间 IC 制造装备的发展战略研究[J]. 机器人技术与应用. 2002, (2) :20-24
- [03] 贾松涛, 朱煜, 杨开明等. 双边驱动精密运动台振动特性研究[J]. 机械科学与技术, 2009, 28(5): 583—586
- [04] Ximin Shan, Shih-Kang Kuo et al. Ultra Precision Motion Control of a Multiple Degrees of Freedom Magnetic Suspension Stage[J]. IEEE/ASME Transactions On Mechatronics, 2002, 7(1)
- [05] 杨一博, 尹文生, 朱煜. 粗精动超精密运动平台系统建模与分析研究[J]. 中国机械工程. 2008, 19(23): 2773-2776
- [06] 冯伯儒, 张锦, 侯得胜等. 微光刻技术的发展. 微细加工技术, 2000, 36(1): 1~ 9
- [07] Kwan Yim Bun Patrick, ASML. Positioning system for use in lithographic apparatus. United States Patent US 6635887, 2003-10-21
- [08] 翁秀华. 双直线电机同步控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学电气工程学院, 2005
- [09] Xin Qin, Youyi Wang. Motion control of a linear brushless DC motor drive system with nonlinear friction compensation[J]. Power System Technology. 2004
- [10] Nakashima R. Hao S. Honda H. et al. Position control for a linear slider with twin linear drivers [J]. Electrical Engineering in Japan, 2004, 147 (4) : 68-76
- [11] Teo, C.S., Tan, K.K., Huang, S., et al. Dynamic modeling and adaptive control of an H-type gantry stage[J]. 2007 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2007, 4 (10): 360-367
- [12] Rong-Fong, Wang-Chi Lin, System Identification and Contour Tracking of a Plane-Type 3-DOF (X,Y, θ_z) Precision Positioning Table[J]. IEEE Transaction on

华中科技大学硕士学位论文

- Control Systems Technology, 2010,18(1):22-35
- [13] 杨君贤. 具机械耦合之双线性伺服系统辨识与控制[硕士学位论文]. 台湾: 国立成功大学机械工程研究所, 2003
- [14] Min-Fu Hsieh, Wu-Sung Yao, Chia-Rong Chiang. Modeling and synchronous control of a single-axis stage driven by dual mechanically-coupled parallel ball screws. Int J Adv Manuf Technol (2007) 34:933–943
- [15] J Zimmermann, O Sawodny, Modeling for Simulation and Control of a X-Y High Precision Positioning Table [J]. IEEE International Conference on Automation Science and Engineering, 2007:1093-1098
- [16] 杨一博. 粗精动平台系统辨识与解耦控制研究[博士学位论文]. 北京: 清华大学, 2009
- [17] 杨开明, 叶佩青, 尹文生. 精密工作台直线电机推力波动补偿研究[J]. 组合机床与自动化加工技术. 2005(8): 32~35
- [18] 丁汉, 吴建华, 王英, 李运堂. 高加速度系统的快速高精度定位控制[J]. 自然科学进展, 第 18 卷, 第 10 期, 2008 年 10 月: 1143~1150
- [19] Z. Jamaludin, H. Van Brussel, G. Pipeleers, J. Swevers. Accurate motion control of xy high-speed linear drives using friction model feedforward and cutting forces estimation. CIRP Annals - Manufacturing Technology 57 (2008) 403–406
- [20] K.K.Tan, S.Y.Lim. S.Huang, et al. Coordinated motion control of moving gantry stages for precision applications based on an observer-augmented composite controller[C]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 12, NO.6, November 2004
- [21] Daryoush Dashti. Modeling, analysing dynamics and designing controllers of an H-drive [Report]. University of Twente, 2006
- [22] E.A.J. Geurtsen, Tracking Control of Underactuated mechanical systems [Report]. Eindhoven: Eindhoven University of Technology, 2005
- [23] Ilona Soons. Practical convergence of an underactuated H-drive system[Report].

华中科技大学硕士学位论文

- Eindhoven: Eindhoven University of Technology, 2003
- [24] R.J.E. Merry. Experimental modal analysis of the H-drive [Report]. Eindhoven: Eindhoven University of Technology, 2003
- [25] Rovers, A.F., Controlling the H-Drive: [Report]. Eindhoven University of Technology, 2002
- [26] RAY NAKASHIMA, SHUANG HAO, et al. Position control for a linear slider with twin linear drives. Electrical Engineering in Japan, Vol. 147, NO. 4, 2004
- [27] KARIKITA ICHIRO, M.H., Precise Velocity Control of the Gantry Type Precision Stage. Jido Seigyo Rengo Koenkai, 2005. 48: p. 681-684
- [28] KARIKITA ICHIRO, M.H. Precise Velocity Control of the Gantry Type Precision Stage. Jido Seigyo Rengo Koenkai, 2005, 48: F2-41
- [29] Karikita, I. and H. Mayeda. Precise Velocity Control of the Air Floating Gantry Type Precision Stage with the Acceleration Feedback Compensation. 2006 IEEE Region 10 Conference. 2006
- [30] 郭洪澈, 郭庆鼎. 双直线电机同步运动的自适应解耦控制器设计[J]. 沈阳工业大学学报, 2001 年 12 月, 23(6): 508~511
- [31] 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[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 88~91
- [32] 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[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2009, 9: 28~29
- [33] 孙宜标, 郭庆鼎. 龙门加工中心的模糊自学习交叉耦合补偿控制[J]. 沈阳工业大学学报, 2004, 26(1): 47~50
- [34] 刘强, 张从鹏. 直线电机驱动的 H 型气浮导轨运动平台[J]. 光学精密工程, 2007, 15(10): 1540~1546
- [35] 李运堂. 高加速度高精度气浮定位平台的建模预实验[D]. 上海: 上海交通大学, 2007
- [36] 陈学东, 何学明, 叶燧玺. 超精密气浮定位工作台技术[M]. 武汉: 华中科技大学, 2007

华中科技大学硕士学位论文

- [37] Xin Qin, Youyi Wang. Motion control of a linear brushless DC motor drive system with nonlinear friction compensation[J].Power System Technology.2004
- [38] Song Seung-Ho, Sul Seung- Ki. A New Tension Controller for Continuous Strip Processing Line[J].IEEE Transactions on Industry Applications, March/April, 2000, 36(2) :633-639
- [39] Gary P.Bertollini-General Motors Corp. Applying Driving Simulation to Quantify Steering Effort Preference as a Function of Vehicle Speed [J] SAE 1999-01-0394
- [40] 秦曾煌. 电工学（上册）[M]. 第 5 版. 高等教育出版社. 1999: 317~321
- [41] 沈靖, 高波, 王炎. 永磁交流伺服技术—伺服控制器的设计方法及控制策略[J]. 微电机. 1996, 29(2): 46~49
- [42] H. GroB, J. Hamann, G. Wieg rtner. 自动化技术中的进给电气传动：基础计算设计 [M]. 熊其求. 机械工业出版社. 2002: 81~83
- [43] Jacob Tal. Two Feedback Loops are Better Than One. Machine Design. 1999,(8):10~13
- [44] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统[M]. 第 3 版.机械工业出版社, 2004: 5~17
- [45] 张黎黎, 黄一, 吕俊芳. 机载光电跟瞄平台伺服系统中电流环的设计与仿真[J]. 航空计测技术. 2003 年, 23 卷(6): 15~17
- [46] 陈伯时. 自动控制系统.北京：机械工业出版社, 1981
- [47] 冯明义 .自动调节系统的动态综合[J]. 北京：科学出版社, 1977
- [48] 冯明义 .设计自动调节系统的振荡指标法[J]. 信息与控制.1978
- [49] Wei Z. H, Schinstock DE. Feedforward control strategies for tracking performance in machine axes. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2005, 18(1): 5~9
- [50] Van Den Braembussche P, Swevers J, Van Brussel H, Vanherck P. Accurate tracking control of linear synchronous motor machine tool axes. Elsevier Journal of Mechatronics,1996, 6(5): 507~521

华中科技大学硕士学位论文

- [51] Zhoughong Wei. Control design for tracking performance in machine servo systems.[PhD Dissertation], USA, University of Tulsa, 2001
- [52] F.Profumo, A.Boglietti, G.Griva. Space Vector and Sinusoidal PWM Techniques Comparison Keeping in Account the Secondary Effects. IEEE. 1992:397~399
- [53] Boaz E. The linear motor option[J]. PowerTransmission Design, 1996, 4: 37 40 .
- [54] Bartos F J. Linear motors and controls take a 'direct' route to top performance[J]. ControlEngineering, 1997, 3: 90 100.
- [55] 张颖.永磁同步直线电机磁阻力分析及控制策略研究[D].华中科技大学博士论文.2008,5:36~43
- [56] 程远雄.永磁同步直线电机推力波动的优化设计研究[D].华中科技大学博士论文.2010,5:34~41
- [57] 梅志千. 机电伺服控制系统中的补偿计算研究. 上海: 上海交通大学机械与动力学院, 2003
- [58] T. Umeno, Y. Hori. Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1991, 38(5): 363~368
- [59] 李初晔,王海涛,邓 凌.数控机床双边驱动不同步对加工精度的影响[J].制造技术与机床.2012(4)
- [60] 张从鹏,刘强. 直线电机气浮精密定位平台设计与控制[J]. 北京航空航天大学学报.2008,34(2):224-227
- [61] Dongmei Yu, Qingding Guo .Position Synchronized Control of Dual Linear Motors Servo System Using Fuzzy Logic[J]. Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation,2006:8041-8044
- [62] 李人厚.智能控制理论和方法[M].西安电子科技大学出版社,1999.10
- [63] 刘金琨.智能控制[M].电子工业出版社,2005.5
- [64] 许力.智能控制与智能系统[M].机械工业出版社,2007.2

华中科技大学硕士学位论文

- [65] 冯冬青.模糊智能控制[M].化学工业出版社,1998.9
- [66] Zimmermann H J.Fuzzy Set Theory and Its Applications.2nd rev.ed. Boston: Kluver Academic, 1991
- [67] 王立新. 模糊系统与模糊控制[M].清华大学出版社,2003. 6
- [68] Wang Lixin.A Course in Fuzzy System and Control[M].New Jersey: Prentice- Hall, 1997
- [69] Jinzhao,Bimal K Bose. Evaluation of membership function for fuzzy logic controlled induction motor drive.28th Annual Conference of Industrial Electronics Society[J],2002,1:229-234
- [70] 蒋珉.控制系统计算机仿真[M].电子工业出版社, 2006.7

附录 1 攻读硕士学位期间发表学术论文

- [1] 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 (已收录) 2013 年第 6 期