

国内图书分类号: TM151.3

学校代码: 10213

国际图书分类号: 621.3

密级: 公开

工学硕士学位论文

基于输入整形技术的运动控制算法的研究

硕士研究生: 秦望舒
导师: 王昕教授
申请学位: 工学硕士
学科: 机械电子工程
所在单位: 深圳研究生院
答辩日期: 2010年12月
授予学位单位: 哈尔滨工业大学

Classified Index: TM151.3

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Master Degree of Engineering

MOTION CONTROL ALGORITHM BASED ON

THE INPUT-SHAPER

Candidate:	Qin Wangshu
Supervisor:	Prof. Wang Xin
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Mechatronics Engineering
Affiliation:	Shenzhen Graduate School
Date of Defence:	December, 2010
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘 要

输入整形技术是开环输入调制方法，利用开环来抑制系统的残留振荡，因而在高精度系统中得到了广泛应用。滑模变结构控制是非线性理论的重要分支，具有独特的鲁棒性、匹配的不确定性以及外部干扰的完全自适应性等特点，对处理定位控制问题是十分合适的。本课题主要将输入整形技术和滑模变结构控制相结合应用到数控机床上，实现消除残余振动和外部干扰带来的定位误差，达到快速定位的目的。本文内容如下所示。

首先，本文对试验平台进行数据采集、数学建模以及参数的求解，得到需要的数学模型，在此模型的基础上进行分析与设计。

其次，本文介绍了输入整形器的基本概念，并对零极点对消法、脉冲响应法、灵敏度曲线法等输入整形器的分析设计方法的思想 and 步骤进行了阐述，说明了输入整形器抑制系统的残留振荡的内在本质。对输入整形器的设计分析方法进行了研究，并且结合实际平台进行了仿真试验，证明了输入整形的优点。

再次，本文介绍了滑模控制的基本概念，并且结合平台，设计滑模变结构控制器，对滑模控制进行仿真，说明了滑模控制的优点与优势。

最后，在上述算法的基础上，以实验室现有的 X-Y 平台，对输入整形器和滑模控制算法进行设计以及仿真，并且在 FPGA 的基础上，进行 SOPC 的设计，将上层算法写入 FPGA 中。

关键词：输入整形；滑模控制；FPGA

Abstract

The input shaping technology is used to suppress the residual vibration. It is widely used in the high-precision control system. Sliding mode control is one of important methods of nonlinear theory, and it has special robustness. In the thesis, the input shaper combined with sliding mode controller is used to suppress the residual vibration. The position error caused by external interference is decreased and the object position can be reached as quickly as possible. The contents are given as follows.

First, the mathematica model is analyzed and setup. The controlling algorithms is designed. The simulation experiments are carried out. Secondly, the basic concept of the input shaper is introduced. The pole-zero cancellation method, pulse method, the sensitivity curve analysis method and other input shaper design method are studied and compared. The input shaping designed method is decided and applied to the vibration.

Thirdly, the sliding mode control method is given, the sliding mode controller combining with the input shaper are designed and realized. The simulation experiments are carried out. The results show the effectiveness of the controller.

Finally, the hardware based on the FPGA and SOPC technologies are realized. The software is given. The tests on the X-Y platform are also provided. The experiments results show the vibration and the friction can be suppressed successfully.

Keywords: Input shaping, Slide mode control, FPGA

目 录

摘要	I
Abstract	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景	1
1.2 课题研究的目的及意义	1
1.3 输入整形技术发展现状	1
1.4 高精度控制方法研究现状	3
1.4.1 跟踪控制及轮廓控制研究状况	3
1.4.2 跟踪控制方法的研究现状	4
1.5 本文主要研究内容	4
第 2 章 控制系统模型分析	6
2.1 引言	6
2.2 数学建模及建模方法的选取	6
2.3 系统辨识方法	7
2.4 X-Y 工作台伺服系统模型的建立	8
2.4.1 X-Y 平台工作原理	8
2.4.2 反馈闭环控制系统	10
2.4.3 系统数学模型分析	11
2.5 本章小结	23
第 3 章 输入整形器及其设计分析方法	24
3.1 引言	24
3.2 输入整形的基本概念	24
3.2.1 输入整形器的组成及结构	24
3.2.2 输入整形器的时域及频域方法	25
3.2.3 输入整形的基本原理	25
3.3 输入整形的设计分析方法及其选定	26
3.3.1 零极点对消法	27
3.3.2 脉冲响应法	28
3.3.3 联立约束方程法	29

3.4 平台的实验以及仿真.....	31
3.5 本章小结.....	36
第 4 章 滑模变结构反馈控制器的设计	37
4.1 滑模变结构控制引入.....	37
4.2 滑模变结构控制方法.....	37
4.2.1 滑模变结构控制原理	37
4.2.2 滑模变结构控制的基本设计方法	39
4.3 趋近律方法设计滑模控制器.....	39
4.4 系统滑模控制器的设计	40
4.5 系统滑模控制器的 Simulink 设计及仿真	42
4.6 本章小结.....	44
第 5 章 控制系统平台的设计及实现	45
5.1 引言	45
5.2 基于 FPGA 的硬件系统结构	45
5.2.1 SOPC 系统开发流程	45
5.2.2 系统总体方案设计	46
5.2.3 硬件系统设计	47
5.3 本章小结.....	48
结 论	49
参考文献	50
哈尔滨工业大学硕士学位论文原创性声明	54
哈尔滨工业大学硕士学位论文使用授权书	54
致 谢	55

第 1 章 绪 论

1.1 课题背景

本课题来源于深圳科技计划项目，内容是基于输入整形技术的运动控制算法的研究。

1.2 课题研究的目的及意义

随着社会的发展与科技的进步，微型计算机得到了广泛应用，使得现代机械加工技术发生了重大变化。此变化主要体现在两个方面，一是提高高度自动化，另一个是提高产品的精密度。如何确保数控机床在高速工作状态下具有极高的定位精度和跟踪精度并且具有良好的鲁棒性是一项重要的研究课题。

目前，对于复杂型面零件加工精度不断增长的需求，控制精度是影响数控机床定位精度的关键因素之一。提高数控机床的加工精度，主要从两方面入手。一、提高加工过程中的跟踪精度。二、提高加工过程中的轮廓精度。提高跟踪控制可以减小跟踪误差，从而间接地减小轮廓误差。轮廓控制算法则首先计算或估计出轮廓误差的大小，然后对各轴进行协调控制。

尽管轮廓控制的本质是确保轮廓精度，但其要求各轴进行交叉耦合控制，并且其控制器是非线性时变的，因此很难得出理想实用的控制算法。只要跟踪控制算法能确保系统有足够的带宽和鲁棒性，就可满足轮廓运动的精度要求。

本文基于自由曲面插补算法进行轨迹跟踪和速度规划，可能产生轨迹误差。通过设计一个开环的前馈控制器用以抑制系统的残余振荡，设计一个反馈控制器用以提高系统整体的鲁棒性，从而提高系统的加工精度。

本课题研究的目的在于设计一个以 FPGA 芯片为核心的控制器，设计一个前馈的输入整形器，来消除残余振荡。设计一个滑模变结构反馈控制器，来抑制外部带来的扰动，进而实现高速、高精度加工。

1.3 输入整形技术发展现状

抑制振荡的方法在很早就已经开始研究了。1982 年 Manson^[1]基于 Pontryagin 最大值原理设计时间最优的加速度轮廓算法用于桥式起重机的控制。Sakawa 在 1981 年~1982 年间将最优控制技术用于起重机。在 90 年代，振动控

制技术有了大幅度的提高。振动的主动控制具有控制精度高,适应性强等优点,在目前高精度控制中受到越来越多重视。目前主动振动控制策略主要来自 PID、自适应控制、神经网络控制等控制理论的成果。在早期,振动的抑制多采用增加阻尼,Kawabe 和 Yoshida^[2]根据最优控制理论对主动阻尼控制和被动阻尼控制进行对比,结果表明主动阻尼控制具有较好的残余振动。Moosheimer^[3]等采用控制电流阻尼大小抑制系统的残余振动。随着工业机器人的发展,使残余振动的抑制成为机器人研究不可缺少的一部分,Meck 和 Seering 通过调整系统共振的自然频率以及改变时间共振的方法,抑制机器人拾取动作时的残余振动,采用三步输入技术使得机器人手臂以最小的残余振动,采用平衡修正技术消除柔性杆的残余振动。Singhose 则采用不同方式的整形指令,用分析解求得的负值脉冲和正值脉冲作为系统的输入用以降低柔性系统的残余振动。学者们用优化轨迹规划的方法控制双臂空间机器人的残余振荡,用压电动作执行器结合输入整形的方法抑制柔性机械臂的残余振动。Aldebraz^[4]等用输入整形和遗传算法 PID 减小柔性操纵系统的残余振动,采用优化混合遗传算法设计转子轴承来减少蒸汽轮机的残余振动,采用指令生成方法抑制航天飞行器的残余振荡。

随着制造技术的高速化、精密化发展,精密定位与精细运动要求控制进给机构定位时的残余振动,采用最优控制、有限脉冲响应滤波器(FIR)和反馈控制能够使晶片平台做点运动到达期望位置时的残余振动最小化。Okuyama 和 Horiguchi^[5]应用基于末态控制技术确定前馈控制输入和参考轨迹的方法,实现了硬盘驱动的无残留振动。可变阻尼系统方法可变阻尼系统在平台启动时阻尼很小,而当平台接近定位位置的瞬时阻尼很大,抑制仅给系统中的运动冲击,提高定位精度。Jerk 控制的新加减速方法,此方法可大大减小机床冲击,符合高速高精度数控加工的平滑运动要求。

以上方法均可减小系统运动过程中的冲击,抑制系统的残余振动,使系统运动平滑。采用基于 Jerk 控制的加减速方法、高阶轨迹规划等运动轨迹算法,需要进行复杂的数学运算,时间的增加影响系统的实时性;采用其它方法需建立复杂的数学模型,甚至需复杂的反馈测量装置等配合实施。自 Singer 等提出输入整形技术后,该方法广泛用于柔性系统残余振荡的抑制,是一种有效的前馈控制方法。

对输入整形技术的研究始于抑制小阻尼伺服系统振荡模态的残余振荡。20 世纪 50 年代,Smith 从相隔半个周期的两个正弦信号可以相互抵消这一原理出发,引入了 Posicast 这一控制方法,即将一个给定振幅的阶跃按照时间段分成两个小幅值的阶跃。在悬垂物的移动实验中,将垂直悬挂的重物移动到一半距

离时，重物会产生半周期的摆动，并达到末端位置。这时迅速移动重物到末端位置，而载荷仍保持在原位置。这种方法称为 Posicast 控制。该方法可以消除残余振荡，但由于鲁棒性较差，因此此方法未得到应有的重视。在 20 世纪 70 年代，直到 90 年代初，麻省理工学院的 N.C.Singer^[6]等学者改进了这种方法，并将之称为输入整形技术(Input Shaping Technique)后，这种方法才得到广泛研究，并且深入的对其进行研究。尤其在 20 世纪 90 年代中期，自从 N.C.Singer 等在一份专利中解决了 Posicast 控制的鲁棒性，并将其称之为输入整形技术以来，对输入整形器的研究相当活跃，取得了丰硕的成果。

1.4 高精度控制方法研究现状

1.4.1 跟踪控制及轮廓控制研究状况

目前提高数控机床的加工精度，主要从提高加工过程中的跟踪精度和提高加工过程中的轮廓精度两个方面入手^[7]。

轮廓控制：轮廓控制算法则首先计算或估计出轮廓误差的大小，然后对各轴进行协调控制。尽管轮廓控制考虑了轮廓运动的本质是确保轮廓精度，但其要求各轴进行交叉耦合控制，且其控制器是非线性时变的，因此很难得出理想实用的控制算法。

跟踪控制：跟踪控制影响跟踪误差，从而间接地减小轮廓误差。跟踪控制只要保证每一个轴的加工精度，使每一个轴的误差达到最小，从而间接的保证了轮廓误差的大小。跟踪控制目前主要采用零相位跟随控制器和输入整形滤波器。

(1)零相位跟踪控制(ZPETC) 零相位跟踪控制是 Tomizuka^[8]为改善跟踪精度而提出的一种前馈控制器设计方法，它是基于逆系统思想的前馈控制器，结合了零极点对消和相位对消。能够消除闭环系统的相位误差。但是当该算法应用到实际中，对实际模型的依赖性很大。一方面要采用合适参数辨识方法得到系统较准确的模型；另一方面需要通过干扰观测器来消除扰动不确定性，提高系统的鲁棒性和抗干扰能力。

(2)输入整形滤波器 由于现在数控机床自身动力学性能影响加工工件的精度，所以人们越来越重视机床动力学对加工精度的影响。目前人们对在数控机床上加滤波器的技术越来越感兴趣，进而大量的研究也随之而来。设计者遇到的最大的难题就是滤波器要同时保证加工的速度和轮廓的精度。本系统主要的

目的就是减小模型的振动。输入整形滤波器在现实应用中由一系列脉冲和参考命令卷积所组成。此方法可以在简单的硬件实时系统中采用。输入整形滤波器可以有效地提高系统的动力学性能，减小由弯曲和振动造成的影响。通过此方法可提高轨迹的跟随精度，使加工出的实际的轨迹和期望的轨迹更加地接近。并且此方法最大的优势是即使在系统大量参数未定的情况下也可有良好的表现，也就是其对系统模型依赖性不是很强。我们研究机床动力学各项参数，如电机的惯性，加工平台的质量，负载的质量，等效惯量，机床刚度等对振动以及加工轨迹的影响。我们再进行下 FIR 和 IIR 滤波器的介绍，通过 FIR 和 IIR 滤波器与输入整形滤波器的对比，来证明输入整形滤波器更加的具有优势^[12]。

1.4.2 跟踪控制方法的研究现状

Torfs^[9]在 ZPETC 的基础上提出了 EBZPETC(扩展带宽零相位误差追踪控制)此方法使系统有较宽的频带，系统可有更快的响应速度。但是 ZPETC 的根本特性没有改变，依然对模型十分依赖。之后还有大量的新算法，如 Torfs 提出的 QPTC(较完美跟随控制)等，但是这些算法都是基于 ZPETC 基础上提出来的。GPCC GPCC^[10](Generalised Predictive Control 广义串联预测控制)此控制系统预测将会在以后控制过程中出现的误差，加以控制。但是此控制对正弦波振动有较好的控制，对非正弦振动表现欠佳。输入整形滤波器 Pao 和 Lau^[11]提出了改善的输入整形滤波器 Input Shaping Filter(输入整形滤波器)输入整形滤波器最大的好处是在系统大量参数未确定时仍可成功的减小误差，有效地提高系统的动力学性能，减小由形变和振动带来的误差。通过此方法可以提高轨迹的跟踪精度，使加工出的实际的轨迹和期望的轨迹更加的接近。

1.5 本文主要研究内容

本课题对输入整形控制算法的研究基于以下内容展开：

(1)系统模型的建立 系统模型的建立是输入整形控制算法以及滑模控制算法实现的基础。通过建立电机以及平台的数学模型，分析影响系统的振动以及摩擦，通过输入整形以及滑模控制的数学方法进行分析，可以抑制振荡提高加工精度。

(2)输入整形控制算法的研究 抑制系统振荡，提高系统的跟踪精度是本课题研究的重点内容。本课题采用输入整形方法抑制系统残留振荡提高定位精度。通过输入整形的控制方法，在基于系统平台数学模型的基础上进行设计、仿真，

实现对残留振荡的消减。

(3)滑模变结构控制算法的研究 在控制系统受到外部扰动时,系统的数学模型是时变的,为提高系统的鲁棒性,引入滑模变结构控制方法。在基于系统数学模型的基础上进行设计、仿真,实现对外界扰动(主要是摩擦)的抑制。

(4)基于 FPGA 的硬件设计 在 FPGA 开发板的基础上,在 FPGA 芯片上做一个片上系统,并且将输入整形算法以及滑模变结构控制算法写入芯片中,实现控制。

第 2 章 控制系统模型分析

2.1 引言

在控制系统的分析和设计中，首先要建立系统的数学模型。控制系统的数学模型可以定量描述系统或过程内部物理量之间关系的数学表达式。在静态条件下，描述变量之间关系的代数方程称为静态数学模型；而描述变量各阶导数之间关系的微分方程模型称为动态数学模型。在控制系统的分析和设计中涉及的数学模型一般为动态数学模型^[12]。建立系统的数学模型可直观的观察系统的输入输出量之间的关系。因此，系统数学模型的建立是十分有意义的。

本课题基于在 X-Y 平台上进行实验控制，首先对 X-Y 平台进行数据的采集和模型的建立，再进行参数的求解，最终得到系统的数学模型。

2.2 数学建模及建模方法的选取

建立控制系统的数学模型有两种基本方法^[13]：

(1)机理建模(即白箱建模) 根据系统内在运行机制、物料和能量守恒等物理和化学规律建立系统的数学模型。一般步骤如图 2-1 所示。

Step1 根据系统的工作原理及其在控制系统中的作用，确定输入量和输出量；

Step2 根据物料和能量守恒等关系列写基本方程式；

Step3 消去中间变量；

Step4 获得系统动态模型；

Step5 对于弱非线性系统，为了简化数学模型，可以在工作点处对其进行线性化处理，得到系统的近似线性化模型。

(2)实验法建模(亦称“黑箱”建模) 即对于机理尚不清楚或机理过于复杂的系统，可以人为地对其施加某种测试信号，并记录其输出响应，或者记录正常运行时的输入输出数据，然后利用这些输入输出数据确定系统模型结构和模型参数，这种方法就是实验法建模，也称为系统辨识。通过系统辨识建立一个对象的数学模型，通常包括两方面的工作：一是模型结构的确定(如模型的类型、阶次等)，二是模型参数的估计。

结合本课题以及先验知识，采用灰箱辨识方法。灰箱辨识：是一种基于系

统结构的物理关系和输入输出测量数据构建系统的数学关系模型的方法。灰箱辨识相对于白箱和黑箱建模，更能把握实际系统行为的本质。

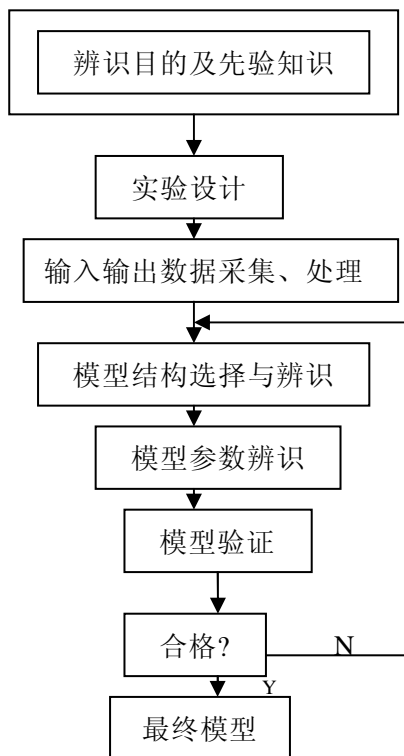


图 2-1 机理建模过程

2.3 系统辨识方法

L.A.Zadeh^[14]于 1962 年曾对系统辨识给出定义：系统辨识是在输入和输出数据的基础上，从一组给定的模型类中，确定一个与所测系统等价的模型。

对于线性系统来说，辨识方法已经非常成熟，根据所涉及的模型形式的不同，可分为两大类。

(1)非参数模型辨识方法 非参数模型辨识方法获得的模型为非参数模型。它在假定过程是线性的前提下，不必事先确定过程模型的具体结构，因而这类方法可适用于任意复杂的过程。

(2)参数模型辨识方法 此方法需要事先假定一种模型结构，然后通过极小化模型与对象之间的误差准则函数来确定模型的参数。如果模型的结构无法事先确定，则必须先利用结构辨识方法确定模型的结构，然后进一步确定模型的参数。参数模型辨识方法根据工作原理又可分为三类^[15]，分别概述如下。

最小二乘法是利用最小二乘法原理，通过极小化广义误差的平方和函数来

确定系统模型的参数；

梯度矫正法是利用最速下降法原理，沿着误差准则函数关于模型参数的负梯度方向，逐步修改模型的参数估计值，直至误差准则函数达到最小值；

极大似然法是根据极大似然原理，通过极大化似然函数来确定模型的参数。

本文采用最小二乘法，因为最小二乘法可以最快很精准的实现辨识，其它方法计算量过于巨大不适合本系统辨识。

参数模型是指利用有限参数描述的系统模型。参数模型根据其研究方法不同，可分为输入输出模型和状态空间模型两大类。

输入输出模型的基本表达式为：

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-d}B(z^{-1})u(k) + C(z^{-1})\xi(k) \quad (2-1)$$

其中 $\xi(k)$ 为系统随机扰动。

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \cdots + c_{n_c} z^{-n_c} \quad (2-2)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \cdots + a_{n_a} z^{-n_a} \quad (2-3)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \cdots + b_{n_b} z^{-n_b} (b_0 \neq 0) \quad (2-4)$$

$u(k)$ 和 $y(k)$ 分别表示系统的输入和输出， $d(d \geq 1)$ 为纯延时。

对于系统辨识的方法通常有以下几种：自回归模型(AR^[16]模型)，滑动平均模型(MA^[17]模型)，自回归滑动平均模型(ARMA^[18]模型)，带控制量的自回归模型(CAR 模型)，带控制量的回归滑动平均模型(CARMA^[19]模型)，带控制量的自回归积分滑动平均模型(CARIMA 模型也称 ARIMAX 模型)。

对于 ARX 模型和 CARMA 模型，由于这两个模型带有预测效果，更适合做本课题的辨识模型，但 ARX 模型中的噪音是白噪声而 CARMA 模型中的噪音是有色噪声，由于白噪声在辨识中更容易被仿真出，而有色噪声不易得出，因此采用 ARX 模型。

CARIMA 模型对存在随机阶跃扰动和布朗运动(悬浮在流体中的微粒受到流体分子与粒子的碰撞而发生的不停息的随机运动)采用比较适合。系统辨识的具体步骤如图 2-2 所示。

2.4 X-Y 工作台伺服系统模型的建立

2.4.1 X-Y 平台工作原理

X-Y 工作台是实现平面 X-Y 坐标运动的典型关键部件，能分别沿 X 向和 Y 向移动。其工作原理是 X、Y 轴均采用伺服电机驱动，通过丝杠传动后，带动

工作台做 X、Y 向运动。如图 2-3 所示。

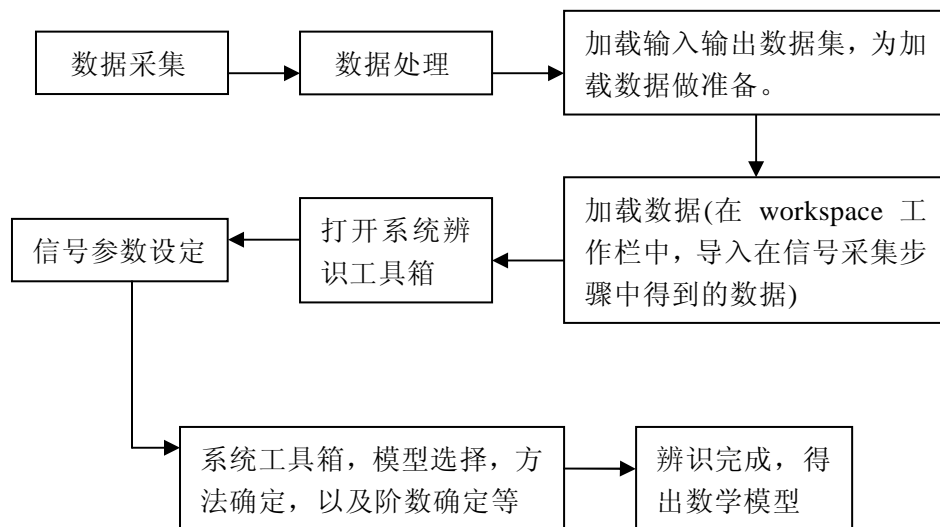


图 2-2 系统辨识步骤

工作台由两个互相独立的、互为垂直的导向导轨、传动系统及工作台面等组成。其中 X 向工作台固定在 Y 向工作台的工作台面上，由 Y 向工作台带动其作 Y 向运动，X 向工作台定位于 Y 向工作台上，两者在水平面上保持正交，动导轨沿着静导轨做定向直线运动。伺服电机和滚珠丝杠之间采用刚性联轴器直接连接。与伺服电动机直接连接的编码器用于测量速度的反馈。位置测量信号则来自于安装在工作台上的直线光栅，位置测量值同时被计算机上的数据采集卡所记录，用来分析 X-Y 工作台的运动精度。伺服电机的驱动由安川电机驱动器来实现。

在数控工作平台中，工作台的伺服系统采用日本安川公司的伺服电机和交流伺服驱动器(即伺服放大器)，它的主要性能指标如下：

- (1)电机的最高转速： $5000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ ；
- (2)额定功率： 100 W ；
- (3)额定输入电压： 200 V 。

滚珠丝杠 X 轴的工作长度为 340mm，滚珠丝杠 Y 轴的工作长度为 440mm，导程为 5mm。运动控制卡采用固高科技公司的伺服运动控制卡，可以实现复杂的多轴协调运动，具有功能强、性能高、价格低、使用方便的特点，适用于模拟量控制及脉冲控制的交流或直流伺服电机、步进电机等多种控制场合。PC 机通过主机通讯接口和运动控制卡交换信息包括向运动控制卡发出运动控制指令，并通过该接口获取运动控制卡的当前状态和相关控制参数。运动控制卡通过电机驱动器完成位置闭环伺服、运动轨迹规划、主机命令处理和控制卡管理。

运动控制卡通过编码器接口获得电机的转速。运动控制卡也可以通过编码器接口或者光栅尺接口获得运动位置反馈信息。

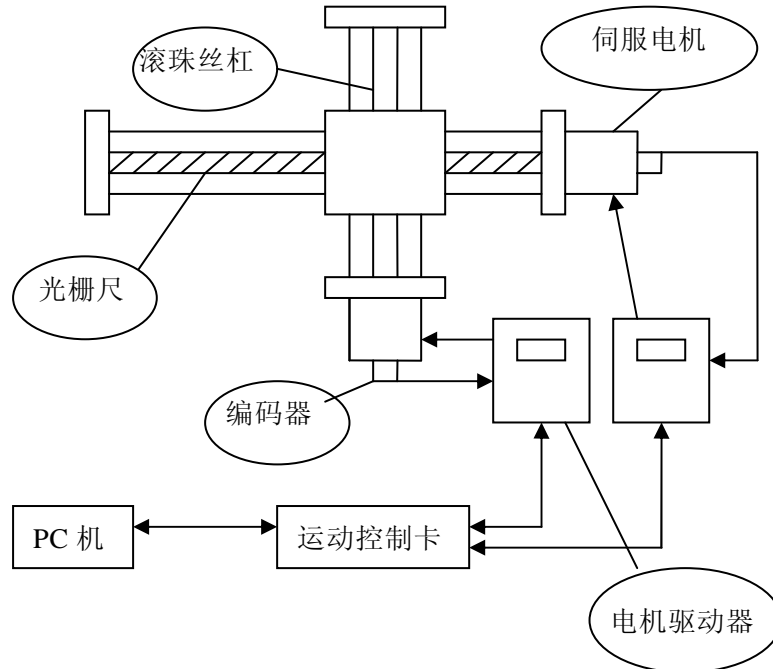


图 2-3 X-Y 平台整体框图

2.4.2 反馈闭环控制系统

X-Y 工作平台的伺服系统的工作原理，如图 2-4 所示：

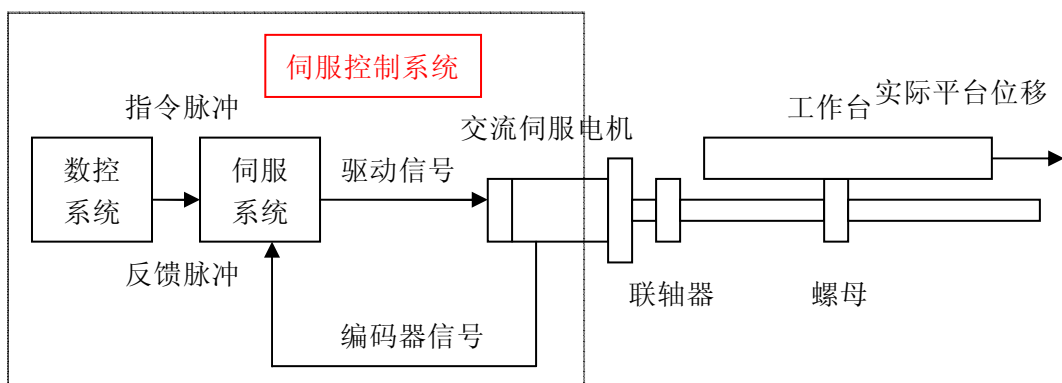


图 2-4 X-Y 平台伺服工作系统图

伺服控制系统是由驱动模块和交流伺服电机所组成^[20,21]。驱动模块和交流伺服电机组成了一个高精度的闭环控制系统，由数控系统给出指令脉冲作为输

入，由交流伺服电机输出转角作为输出。光栅尺和编码器等组成检测反馈环节实现闭环控制。编码器实现交流伺服电机的转速的测量以及实现电机转角的测量，光栅尺实现平台位置的测量。该伺服系统采用(位置环、速度环、电流环)三环调控，系统包含三个反馈回路(位置回路、速度回路、电流回路)。由外至内分别为位置反馈回路即位置环，速度反馈回路即速度环，电流反馈回路即电流环。永磁同步交流电机伺服控制系统三环控制组成如图 2-5 所示。

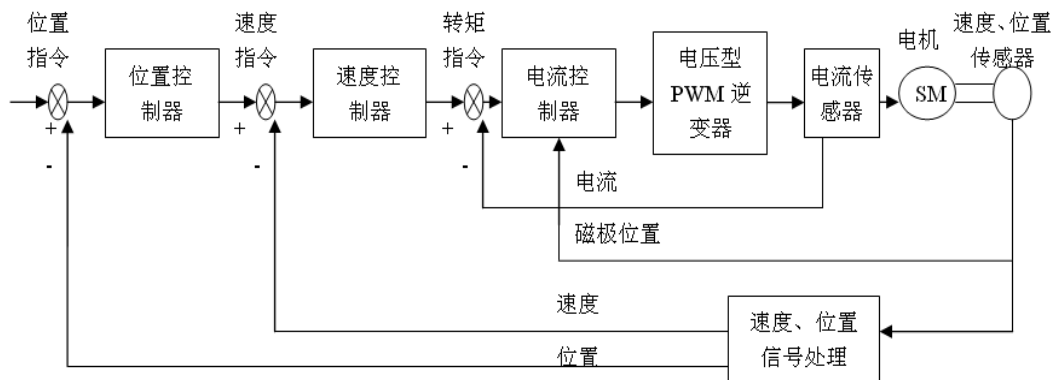


图 2-5 永磁同步交流电机伺服控制系统三环控制组成

交流伺服电机一般为三个环控制，所谓三环就是 3 个闭环负反馈 PID 调节系统。最内的 PID 环就是电流环，此环完全在伺服驱动器内部进行，通过霍尔装置检测驱动器给电机的各相得输出电流，负反馈给电流的设定进行 PID 调节，从而达到输出电流尽量接近等于设定电流，电流环就是控制电机转矩的，所以在转矩模式下驱动器的运算最小，动态响应最快。

第 2 环是速度环，通过检测的电机编码器的信号来进行负反馈 PID 调节。它的环内 PID 输出直接就是电流环的设定，所以速度环控制时就包含了速度环和电流环，换句话说任何模式都必须使用电流环，电流环是控制的根本，在速度和位置控制的同时系统实际也在进行电流(转矩)的控制以达到对速度和位置的相应控制。第 3 环是位置环，它是最外环，可以在驱动器和电机编码器间构建也可以在外部控制器和电机编码器或最终负载间构建，要根据实际情况来定。由于位置控制环内部输出就是速度环的设定，位置控制模式下系统进行了所有三个环的运算，此时的系统运算量最大，动态响应速度也最慢。

2.4.3 系统数学模型分析

(1)机械进给装置先验知识 机电系统中机械传动系统其良好的伺服特性，要求机械传动部件满足转动惯量小、传动刚度大、传动系统固有频率高、振动特

性好、摩擦损失小等方面，还要求机械部分的动态特性和电机速度环的动态特性相匹配。至此才能满足伺服传动系统中传动精度高、响应速度快、稳定性能好的基本要求。

转动惯量：转动惯量是物体转动时惯性的度量，转动惯量愈大，物件的转动状态就越不容易改变。利用能量守恒定理可以实现各种运动形式的物体转动惯量的转换，将传动系统的各个运动部件的转动惯量折算到特定轴上，然后将这些折算的转动惯量求和，获得整个系统对特定轴的等效转动惯量。

圆柱体转动惯量：

$$J_1 = \frac{1}{2} m R^2 (kg \cdot m^2) \quad (2-5)$$

式中 m ——电机轴质量，单位 kg ；

J_1 ——电机轴转动惯量；

R ——电机轴半径，单位(m)。长为 $L_{\text{轴}}$ 的圆柱体的质量为 $m = \pi L_{\text{轴}} R^2 \gamma$ ；

γ ——密度，钢材的密度 γ 为 $7.8 \times 10^3 kg/m^3$ 。

丝杠轴折算到电机轴的转动惯量：

$$J_{\text{折}} = \frac{J_2}{i^2} (kg \cdot m^2) \quad (2-6)$$

式中 J_2 ——滚珠丝杠的转动惯量；

$J_{\text{折}}$ ——丝杠折算到电机轴的转动惯量；

i ——电机轴到丝杠的总传动比。

直线移动工作台折算到丝杠上的转动惯量：

由导程为 P 丝杠驱动质量为 m 工作台往复移动，折算到丝杠上的转动惯量：

$$J_{\text{台}} = m \cdot \left(\frac{P}{2\pi}\right)^2 (kg \cdot m^2) \quad (2-7)$$

式中 P ——丝杠导程，单位 m ；

m ——工作台及工件的质量，单位 kg ；

$J_{\text{台}}$ ——直线工作台折算到滚珠丝杠的转动惯性。

丝杠传动时，传动系统折算到电机轴上的总转动惯量：

$$J = J_1 + \frac{1}{i^2} [J_2 + m \left(\frac{P}{2\pi}\right)^2] (kg \cdot m^2) \quad (2-8)$$

式中 m ——平台质量；

P ——丝杠导程，单位 m ；

J_2 ——滚珠丝杠的转动惯量；

J_1 ——电机轴转动惯量。

伺服机械传动系统，大多数机械系统均可简化为二级系统并且可以用二阶线性常微分方程来描述，这样的环节称为二阶系统。二阶系统是一个振荡环节，当机械传动系统产生振动时，系统中阻尼比越大，最大振幅就越小且衰减得越快。系统的阻尼比为：

$$\xi = \frac{B}{2\sqrt{mK}} \quad (2-9)$$

式中 B ——粘性阻尼系数；

m ——系统质量；

K ——系统的刚度。

阻尼比大小对传动系统的振动特性有不同的影响：

$\xi > 0$ 称为过阻尼系统； $\xi = 1$ 称为临界阻尼系统。这两种工作状态下不振荡，但其响应速度很慢。

$\xi = 0$ 时，系统处于等幅持续振荡状态，任何机电系统都具有一定的阻尼。

$0 < \xi < 1$ 称为欠阻尼系统。在 $\xi < 0.5$ 时，系统虽然响应更快，但振荡衰减的很慢。在 ξ 值为 $0.5 \sim 0.8$ 之间系统不但响应快，而且还能更快的达到稳定值。

在系统设计时，考虑综合性能指标，一般取 $\xi = 0.5 \sim 0.8$ 之间。

刚度：刚度是使弹性物体产生单位变形所需要的作用力。对于机械传动系统，刚度包括零件产生各种弹性变形的刚度和两个零件接面的接触刚度。静态力与变形之比为静刚度；动态力(交变力、冲击力)与变形之比为动刚度。

(2)传动系统数学模型的建立 系统的整体传动结构如图 2-7 所示。

电机轴的转动力矩分析：

$$J_1 \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = T_m(t) - K[\theta_m(t) - x(t)\frac{2\pi}{P}] \quad (2-10)$$

式中 J_1 ——电机轴转动惯量；

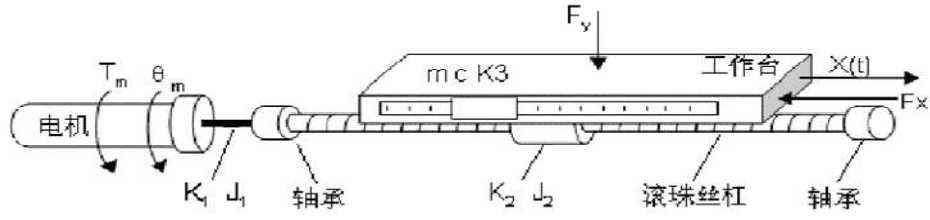
θ_m ——输出转角；

T_m ——输出转矩；

K ——系统等效刚度；

x ——平台实际位移；

P ——滚珠丝杠螺距。


 图 2-7 系统的整体传动结构图^[22]

平台整体的力矩分析：

$$J_0 \frac{2\pi}{P} \frac{d^2 x(t)}{dt^2} = K[\theta_m(t) - x(t) \frac{2\pi}{P}] - T_\omega \quad (2-11)$$

式中 T_ω ——旋转摩擦转矩；

$J_{\text{台}}$ ——工作台折算到滚珠丝杠的转动惯量。

平台整体等效刚度：

$$K = \frac{1}{\frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2} + \frac{1}{K_3/(P/2\pi)^2}} \quad (2-12)$$

式中 K_2 ——系统等效刚度；

T ——轴承受的力矩；

K_1 ——电机轴的扭转刚度；

K_3 ——滚珠丝杠和轴承的组合拉压刚度。

$J_{\text{台}}$ 工作平台折算到滚珠丝杠的转动惯量：

$$J_{\text{台}} = m \cdot \left(\frac{P}{2\pi}\right)^2 + J_2 \quad (2-13)$$

式中 J_2 ——滚珠丝杠的转动惯量；

J 为总的等效惯量：

$$J = J_1 + J_2 + m \left(\frac{P}{2\pi}\right)^2 \quad (2-14)$$

平台固有频率：

$$\omega = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{J}} \quad (2-15)$$

式中 ω ——系统固有频率；

K ——系统等效刚度；

平台整体等效阻尼：

$$B = 2\xi\sqrt{mK} \quad (2-16)$$

式中 B ——粘性阻尼系数；
 ξ ——系统得阻尼比。

经分析，平台可以等效成为一个滑动阻尼模块图 2-8 所示。

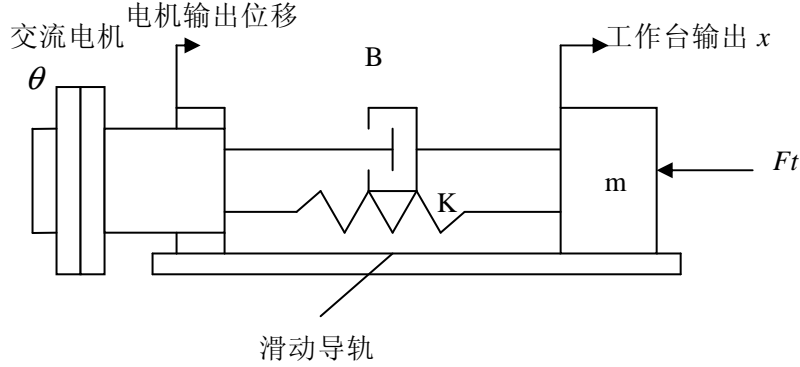


图 2-8 等效滑动阻尼模块

(3)系统电机部分数学模型的建立 交流电机有多种控制方法，我们采用的是 $i_d = 0$ 的电流矢量控制方法，即控制永磁同步电机定子电流 d 轴分量为零，此方法是目前大家广泛使用的控制方法，其可以避免定子电流对永久磁铁的去磁作用，因此使输出转矩与定子电流的 d 轴分量 i_d 成正比。如图 2-9 所示：

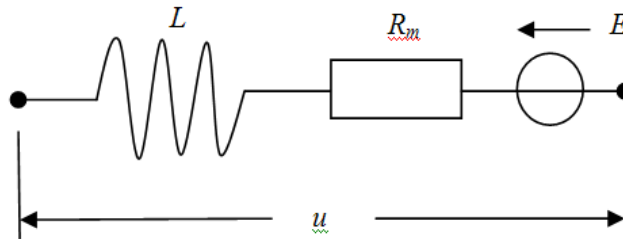


图 2-9 电机电路等效图

电机电枢回路电势平衡方程：

$$u = L \frac{di}{dt} + R_m i + E \quad (2-17)$$

式中 L ——电机电枢电感；
 E ——反电动势；
 i ——等效电流；
 R_m ——电机定子。

$$\text{等效为 } L \frac{di}{dt} = K_{cp} [K_{vp} (U_{\text{期}} - \dot{\theta}) - i] - K_e \dot{\theta} - R_m i \quad (2-18)$$

式中 K_{vp} ——电流环增益系数；

R_m ——电机定子电阻；

$\dot{\theta}$ ——输出速度；

K_{cp} ——速度环增益系数；

K_e ——电机反电动势系数；

$U_{期}$ ——期望速度。

折算到电机轴的等效转矩：

$$T_F = KK' |P\theta - x| \quad (2-19)$$

式中 K' ——折算系数；

θ ——输出转角。

对于工作台与机床导轨之间的摩擦，当工作台与导轨之间的摩擦在工作台做低速运动时，系统以库伦摩擦力为主要摩擦力。但当工作台做高速运动时，主要影响进给系统的摩擦力为粘滞摩擦阻力，其大小与相对滑动速度有关。目前，被广泛认可的是 Stribeck 摩擦力模型，其摩擦力与速度的关系曲线如图 2-10 所示。

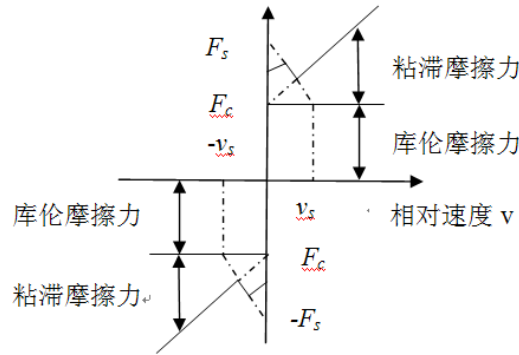


图 2-10 Stribeck 摩擦力模型示意图^[23]

粘性摩擦力矩正比与速度，是速度的线性函数；当系统低速运行时，摩擦力随速度的增加从静摩擦力逐渐以指数形式下降到库伦摩擦力。Stribeck^[23]效应是非线性的，它取决于系统的瞬时速度值。

将低速和高速阶段的采样数据点分别拟合成一条直线，低速直线与纵轴交点值为最大静摩擦力 F_s ，高速直线与纵轴交点值为库伦摩擦力 F_c ，其斜率为粘滞摩擦系数，低速直线与 $y = F_c$ 直线交点的横坐标即为 Stribeck 临界速度 v_s 。

根据 Stribeck 模型，在稳态运动时，摩擦力和速度的关系可以表达为：

$$F_f = F_c \operatorname{sgn}(v) + (F_s - F_c) e^{-(v/v_s)^2} \operatorname{sgn}(v) + \sigma_2 v \quad (2-20)$$

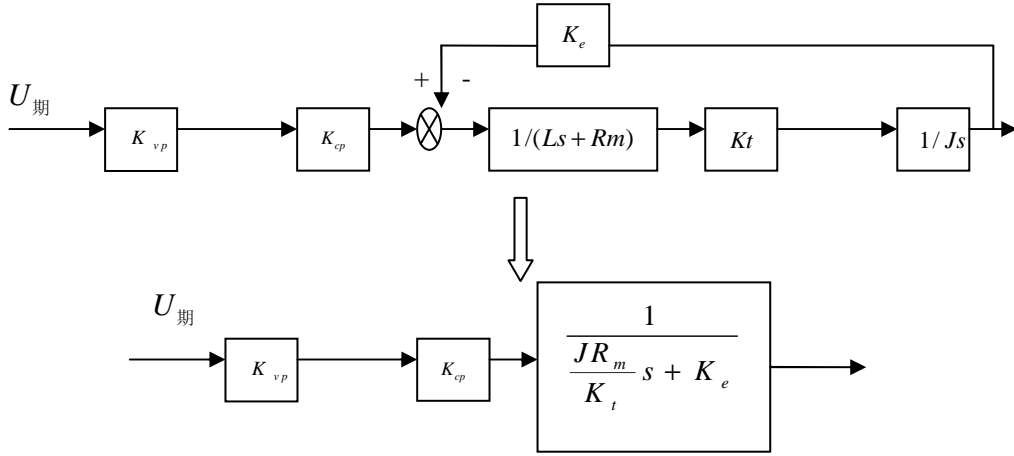


图 2-12 电机的开环传递函数框图

在平台可以等效为一个阻尼振荡模块，控制系统到平台的整个系统的整体的框图如下图 2-13 所示。

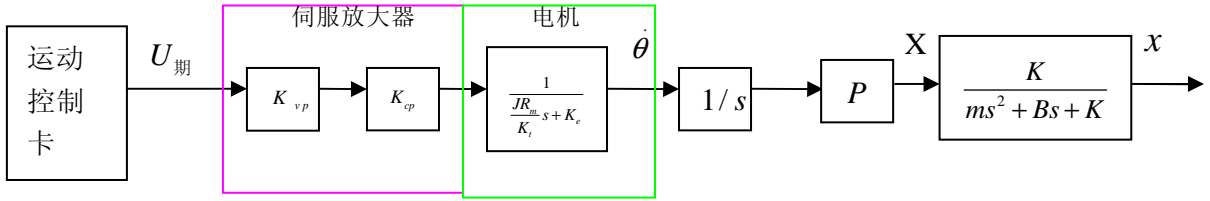


图 2-13 控制系统整体结构框图

(4)平台参数及计算 系统刚度的计算，主要分为系统传动刚度计算以及系统轴相刚度的计算。进给滚珠丝杠副轴向刚度表示滚珠丝杠副及其支承部件抵抗其轴向弹性变形的能力。用弹簧常数 $K_{\text{轴向}}$ 表示，如公式计算：

$$K_{\text{轴向}} = \frac{F}{\delta_{\text{轴向}}} \quad (2-25)$$

$$K_{\text{轴向}} = \frac{1}{\frac{1}{K_S} + \frac{1}{K_N} + \frac{1}{K_B} + \frac{1}{K_H}} \quad (2-26)$$

式中 $K_{\text{轴向}}$ ——进给滚珠丝杠副传动系统轴向刚度，单位 $N/\mu m$ ；

$\delta_{\text{轴向}}$ ——进给滚珠丝杠副轴向弹性位移，单位 μm ；

K_S ——丝杠轴向刚度，单位 $N/\mu m$ ；

K_N ——螺母组件轴向刚度，单位 $N/\mu m$ ；

K_B ——支承轴承轴向刚度，单位 $N/\mu m$ ；

K_H ——螺母支架及轴承支架轴向刚度，单位 $N/\mu m$ 。

采用双推一支承安装丝杠时，丝杠的轴向刚度随载荷作用点至双推支承端的距离变化而改变。其最小刚度 K_s 按下式计算：

$$K_s = \frac{AE}{L_a} \times 10^{-3} \quad (2-27)$$

式中 A ——丝杠的横截面积，单位 mm^2 ， $A = 0.25\pi d^2$ ，(d 为螺纹小径)；

E ——丝杠材料的弹性模量，对于钢材 $E = 2.07 \times 10^5 MPa$ ；

L_a ——载荷作用点距双支承的最大距离，单位 mm ；

带预压载荷的双螺母轴向刚度，当预压载荷 $F_{ao} = 0.1C_a$ 时，其刚度 K_N 按下式计算 $K_N = 0.8K'$ ，当 $F_{ao} \neq 0.1C_a$ 时，其刚度 K_N 计算公式为

$$K_N = 0.8 \left\{ \frac{F_{ao}}{0.1C_a} \right\}^{1/3} \quad (2-28)$$

式中 F_{ao} ——预压载荷，单位 N ；

C_a ——动额定载荷。

支承轴承的刚度 K_B ：

支承轴承的刚度计算公式为， $K_B = F_{ao} / \delta_{ao}$ 。自动调心滚珠轴承下轴向弹性位移量 δ_{ao} 计算公式如下：

$$\delta_{ao} = \frac{2}{\sin \alpha} \left\{ \frac{0.01Q^2}{d_0} \right\}^{1/3} \quad (2-29)$$

$$Q = \frac{F_{\text{预}}}{Z \sin \alpha} \quad (2-30)$$

式中 F_{ao} ——预压载荷，单位 N ；

α ——接触角，单位度；

d_0 ——轴承滚动体的直径，单位 mm ；

Q ——加于轴承一个滚动体上的载荷，单位 N ；

Z ——轴承滚动体个数。

螺母及轴承支承部件的刚度 K_H ：

螺母支架的刚度，已在螺母刚度计算时乘以系数 0.85 计入。

影响进给滚珠丝杠副扭转变形的主要因素是丝杠。丝杠的扭转刚度是指丝杠抵抗扭转变形的能力，其计算公式为，

$$K_2 = \frac{GJ_2}{L_{丝}} \quad (2-31)$$

进给滚珠丝杠副的传动刚度，在载荷作用下，进给滚珠丝杠副的轴向弹性变形为：

$$\delta_{\text{轴变}} = \frac{F}{K_{\text{轴向}}} \quad (2-32)$$

丝杠的扭转变形折算成滚珠丝杠副的轴向变形量为：

$$\delta_{\text{折算轴变}} = \frac{M}{K_2} \times \frac{P}{2\pi} \times 10^3 = \frac{F}{K_2} \times \left(\frac{P}{2\pi}\right)^2 \times 10^3 \quad (2-33)$$

$$\delta = \delta_{\text{轴变}} + \delta_{\text{折算轴变}} = F \left[\frac{1}{K_{\text{轴向}}} + \frac{1}{K_2 \left(\frac{2\pi}{P}\right)^2 \times 10^{-3}} \right] \quad (2-34)$$

$$\text{由 } \frac{1}{K} = \frac{\delta}{F} \text{ 可得 } \frac{1}{K} = \frac{1}{K_{\text{轴向}}} + \frac{1}{K_2 \left(\frac{2\pi}{P}\right)^2 \times 10^{-3}} \quad (2-35)$$

由以上计算公式以及本系统已知参数，经过计算可得整个系统的参数如表 2-1、表 2-2 和表 2-3 所示。经过平台参数以及公式的计算，得出以下结果。

表 2-1 X 轴的轴向参数

参数	符号	数值	单位
电机轴扭转刚度	K_1	1.3029×10^6	N/m
滚珠丝杠的扭转刚度	K_2	0.4850×10^6	N/m
丝杠轴向刚度计算	K_S	6.69×10^6	N/m
螺母刚度	K_N	200	$N/\mu m$
支承轴承的刚度	K_B	133.4873	$N/\mu m$
轴承安装部件刚度	K_H	∞	$N/\mu m$
进给滚珠丝杠副轴向刚度	$K_{\text{轴向}}$	36.44	$N/\mu m$
进给滚珠丝杠副传动刚度	$K_{\text{传动}}$	34.8432	$N/\mu m$
系统整体刚度	K	33.9357	$N/\mu m$

表 2-2 电机及驱动器参数

参数	符号	数值	单位
额定转速	$n_{\text{额}}$	3000	r/min
额定电流	$I_{\text{额}}$	0.91	A
额定电压	$U_{\text{额}}$	200	V
额定转矩	$M_{\text{额}}$	0.318	N·m
电机定子绕组	R_m	1	Ω
电机电感	L	50	mH
转子转动惯量	J_1	0.0364	$\text{kg}\cdot\text{m}^2 \times 10^{-4}$
反电动势系数	K_e	0.18	Vs/A
转矩常数	K_t	0.378	N·m/A
制动器的转动惯量	$K_{\text{制}}$	0.0085	N·m/A
电流环增益系数	K_{vp}	30	A·s/rad
速度环增益系数	K_{cp}	2	A/V
电机轴半径	$R_{\text{轴}}$	8	mm
电机轴长度	$L_{\text{轴}}$	25	mm
X 轴滚珠丝杠中径	$R_{x \text{ 丝杠}}$	12	mm
X 轴滚珠丝杠长度	$L_{x \text{ 丝杠}}$	340	mm
Y 轴滚珠丝杠中径	$R_{y \text{ 丝杠}}$	12	mm
Y 轴滚珠丝杠长度	$L_{y \text{ 丝杠}}$	440	mm
丝杠导程	P	5	mm
额定功率	$P_{\text{额}}$	100	W
刚体密度	γ	7.8×10^4	kg/m^3
X 轴基本动载荷	$T_{x \text{ 载}}$	3744	N/m^2
Y 轴基本动载荷	$T_{y \text{ 载}}$	4537	N/m^2
滚珠数	Z	8	n
滚珠直径	d_0	2.381	mm
X 预紧力	$F_{x \text{ 预}}$	374.4	N
Y 预紧力	$F_{y \text{ 预}}$	453.7	N
滚珠接触角	α	30	°
X 轴惯量	J_x	0.3455×10^{-4}	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Y 轴惯量	J_y	0.6603×10^{-4}	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$

表 2-3 Y 轴的轴向参数

参数	符号	数值	单位
电机轴扭转刚度	K_1	1.3029×10^6	N/m
滚珠丝杠的扭转刚度	K_2	0.3748×10^6	N/m
丝杠轴向刚度计算	K_S	6.8856×10^6	N/m
螺母刚度	K_N	200	$N/\mu m$
支承轴承的刚度	K_B	140.3455	$N/\mu m$
轴承安装部件刚度	K_H	∞	$N/\mu m$
进给滚珠丝杠副轴向刚度	$K_{\text{轴向}}$	37.5258	$N/\mu m$
进给滚珠丝杠副传动刚度	$K_{\text{传动}}$	35.2884	$N/\mu m$
系统整体刚度	K	34.3578	$N/\mu m$

(5)平台传递函数 通过对整体平台分析，可得系统平台传递框图如图 2-14 所示。平台传递框图反映了从电机输入量到平台输出位移量之间的关系。通过对数学模型的分析，可以看出系统为一个二阶传递函数，并且系统主要和整体刚度、平台质量以及阻尼系数有关，因此主要对这些参数进行求解，就可得出输入和输出量之间的数学关系。

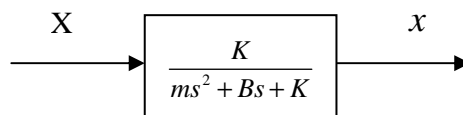


图 2-14 平台传递函数

通过参数的代入，分别得出 X 轴以及 Y 轴的数学关系表达式：

$$(1) \text{X 轴平台的数学传递函数 } G_x = \frac{6.787}{0.00001s^2 + 0.0026s + 6.787}$$

$$(2) \text{Y 轴平台的数学传递函数 } G_y = \frac{3.4358}{0.00001s^2 + 0.0018s + 3.4358}$$

2.5 本章小结

本章介绍了白箱建模的几种不同的方法，本文应用了基于灰箱建模的基本方法，对实际平台进行灰箱建模。在建模过程中，分析了电机驱动的三环控制方法以及控制系统的整体框图，得出了机械系统的刚度、惯量，根据实际平台现有数据得出实际数值，通过实际数据得出传动系统的传递函数以及平台的传递函数，从数学的角度表达出了输入输出之间的关系。为接下来的实验提供数据支持以及数学模型支持。

第 3 章 输入整形器及其设计分析方法

3.1 引言

高精度定位机械系统，如硬盘读写头，工业机器人等，在从一个位置运动到另一个位置时，定位精度、速度是很重要的性能指标。但由于振动模态的存在，系统在定位时总会产生残余振荡，影响定位的速度和精度。为抑制这种残余振荡，常用的是提高刚度、增加阻尼或者建立复杂的数学模型并采用复杂的控制算法来进行闭环控制。提高刚度和增加阻尼需要加大机构的质量，此两种方法会增加成本。因此，此时输入整形算法的提出能够消除残余振动而又不增加成本，简单方便^[24,25]。

3.2 输入整形的基本概念

3.2.1 输入整形器的组成及结构

输入整形器作为一种前馈控制方法，能以简单的开环控制实现系统的快速定位及残余振荡抑制，其结构框图如图 3-1 所示。

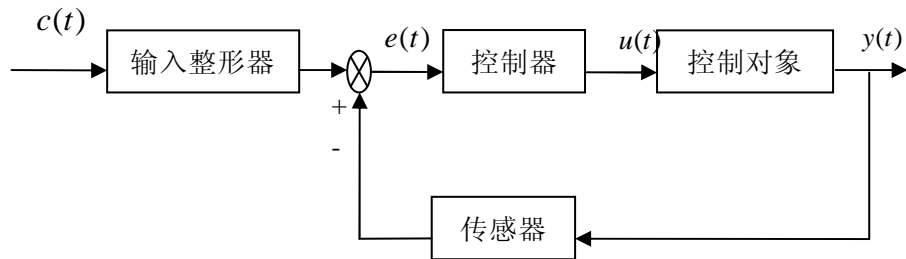
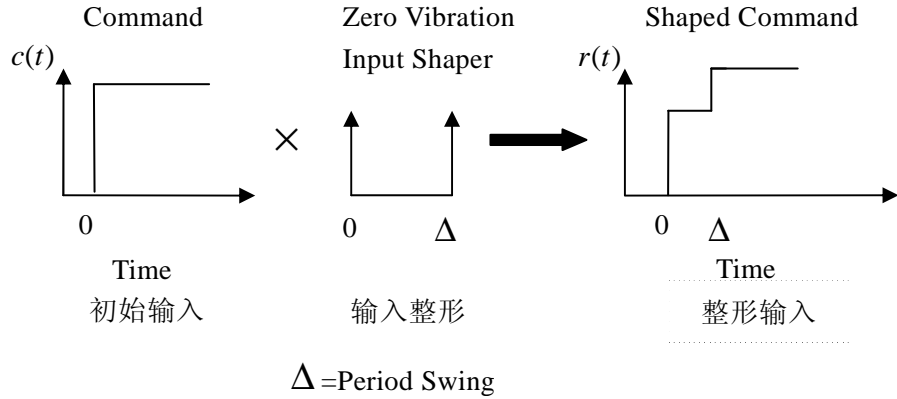


图 3-1 输入整形的结构框图^[26]

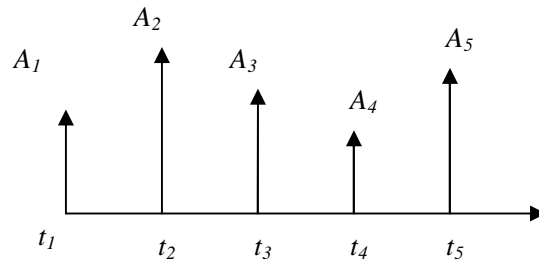
输入整形器实际上为包含一系列不同幅值和时滞的脉冲序列所组成。信号进入输入整形器后，与脉冲序列进行卷积，产生一个被整形的输入信号用以驱动系统，因此称之为输入整形器，其整形过程如图 3-2 所示：


 图 3-2 输入整形器对输入信号进行整形^[27]

3.2.2 输入整形器的时域及频域方法

图 3-3 是输入整形器的脉冲序列图，据此可得输入整形器的时域表达式为：

$$c(t) = \sum_{i=1}^n A_i \delta(t - t_i) \quad (3-1)$$


 图 3-3 输入整形器的脉冲序列图^[28]

其中， A_i 和 t_i 分别是脉冲序列的幅值及其对应的时滞， n 是输入整形器中所包含的脉冲个数。

对时域表达式进行拉普拉斯变化,得频域表达式为：

$$C(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s} \quad (3-2)$$

3.2.3 输入整形的基本原理

输入整形技术的基本原理如图 3-4 所示，被控对象的移动目标距离为 0.05mm 处，而直接驱动目标到 0.05mm 处，被控对象不能够立即定位在目标位置上，由于振荡模态的存在，被控对象将产生振荡。因此将被控对象分成两段

走, 假设第一段距离在 0 时间处完成, 走了 0.03mm, 产生了周期为 1s 幅值为 A_1 的振荡。那么在半个振荡周期也就是 0.5s 处立即驱动对象前进 0.02mm 到达目标位置 0.05mm 处, 此时如图 3-4 所示, 产生周期为 1s 幅值为 A_2 的振荡。两个振荡相互抵消, 则到达目标位置时, 被控对象不存在振荡, 立即定位到目标位置。

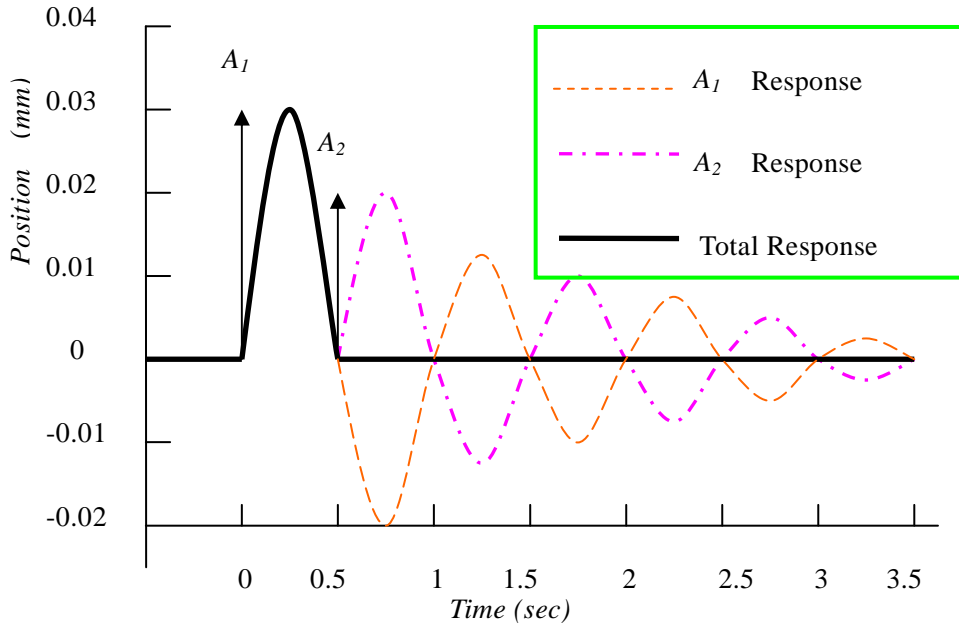


图 3-4 振荡互相抵消的原理^[29]

从图 3-4 中, 可以得出被控对象在移动过程 0~0.5s 中有半个周期的振荡存在, 但其它时间不存在振荡, 可见振荡被完全相互抵消了。这个原理就是输入整形的基本原理。从这一原理出发, 引入输入整形器的设计方法。

3.3 输入整形的设计分析方法及其选定

输入整形器的基本设计方法主要有以下几种方法: 零极点对消法、脉冲响应法和联立约束方程法等^[30-36]。1、零极点对消法: 零极点对消法通过设置控制器的零点来对消对象的极点, 从而避免对象的不期望动态表现出来。2、脉冲响应法: 脉冲响应法则从时域的角度说明输入整形器能抑制残留振荡的特性。3、灵敏度曲线法: 灵敏度曲线通过对不灵敏度的定义, 对输入整形器的鲁棒性起到了量化衡量的作用, 并能预测可能激发的模态。4、联立约束方程法: 联立约束方程法是根据期望达到的效果, 通过不同方程的联立达到实现期望的效果的一种方法, 其灵活性更强。由时域及频域表达式观察知, 脉冲个数 n 的大小是

整形器设计的关键。首先根据系统要求确定整形器中所包含的脉冲个数,再由此确定能够抑制振荡的各个脉冲 A_i 的幅值和时滞 t_i 的大小。由于增加脉冲个数可以提高整形器的鲁棒性,代价是时滞 t_i 随之增加,影响系统的响应速度。但是脉冲数过多必然影响系统的快速响应能力。多增加一次求导,鲁棒性得到改善,但都会加上一个额外的脉冲,并且时滞要增加半个振荡周期。脉冲数最少为 2 个,也是最简单的输入整形器,此类型整形器只在精确建模时能较好地抑制残留振荡,对建模误差敏感。当脉冲数为 3 个时,时滞时间要增加半个振荡周期,但是鲁棒性能得到了很好的改善,能够更好的抑制振荡。但是当脉冲数大于 3 时,时滞微时就会进一步增加,虽然鲁棒性能更好的提高,但是为达到高速高精度,为使鲁棒性和时滞达到一个综合最佳的效果,对于本课题,脉冲数选择 3。

3.3.1 零极点对消法

零点和极点是分析系统的两个重要的指标,本文的研究对象为一个二阶系统,而且在控制工程中,不仅二阶系统应用极为普遍,不少高阶系统的特性在一定条件下可用二阶系统的特性来表现。因此在本文中研究二阶系统的残余振荡的抑制问题。

对象为一个自然频率为 ω , 阻尼比为 ξ , 的二阶系统,其闭环传递函数为:

$$\phi(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (3-3)$$

其极点为:

$$s_{1,2} = -\xi\omega \pm \omega\sqrt{1-\xi^2}j \quad (3-4)$$

此二极点周围没有闭环零点,且其所对应的响应分量随时间的推移衰减缓慢,从而在系统的响应过程中起主导作用,所以为闭环主导极点,要消除它的影响,可令输入整形器的零点来取消它。

令 $s = \sigma + j\omega$ 代入输入整形器公式 $C(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s}$, 并令其为零,可得:

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i(\sigma + j\omega)} = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i\sigma} [\cos(\omega t_i) - j \sin(\omega t_i)] = 0 \quad (3-5)$$

令其实部和虚部分别为零,可得方程(3-6)以及方程(3-7),如下所示。

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i\sigma} \cos(\omega t_i) = 0 \quad (3-6)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i \sigma} \sin(\omega t_i) = 0 \quad (3-7)$$

然后再联立求解。如最简单的输入整形器由两个脉冲组成，由时间最优可令 $t_1 = 0$ ，则：输入整形器公式为 $C(s) = A_1 + A_2 e^{-t_2 s}$

由式(3-6)和(3-7)可得：

$$\omega = \frac{k\pi}{t_2} \quad (3-8)$$

$$\sigma = \frac{1}{t_2} \ln \frac{A_2}{A_1} \quad (3-9)$$

由 k 值取值的不同，输入整形器的零点为无穷多个。从中选一组零点与极点 $s_{1,2} = -\xi\omega \pm \omega\sqrt{1-\xi^2}j$ 对消，可得：

$$\frac{1}{t_2} \ln \frac{A_2}{A_1} = -\xi\omega \quad (3-10)$$

$$\omega\sqrt{1-\xi^2} = \frac{k\pi}{t_2} \quad (3-11)$$

为使时滞最小，也就是为使 t_2 最小。选择 $k=1$ ，则 $t_2 = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}}$ 为最小。代

入式(3-10)可得 $\frac{A_2}{A_1} = e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$ 。为使系统达到预定点，添加约束方程：

$$A_1 + A_2 = 1, \quad A_i > 0 \text{ 联立约束方程得, } A_1 = \frac{1}{1 + e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}, \quad A_2 = \frac{e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{1 + e^{\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}。$$

3.3.2 脉冲响应法

闭环传递函数为： $\phi(S) = \frac{\omega^2}{S^2 + 2\xi\omega S + \omega^2}$ 此模型的自然频率为 ω ，阻尼比为 ξ ，则其单位脉冲响应函数为：

$$g(t) = \frac{\omega}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega t} \sin(\omega\sqrt{1-\xi^2}t) \quad (3-12)$$

对于幅值为 A_i 的脉冲响应为：

$$y(t) = \frac{A_i \omega}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega(t-t_i)} \sin[\omega\sqrt{1-\xi^2}(t-t_i)] \quad (3-13)$$

引入输入整形器 $C(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s}$ 之后，系统脉冲响应为：

$$y(t) = \sum_{i=1}^n \frac{A_i \omega}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega (t-t_i)} \sin[\omega \sqrt{1-\xi^2} (t-t_i)] \quad (3-14)$$

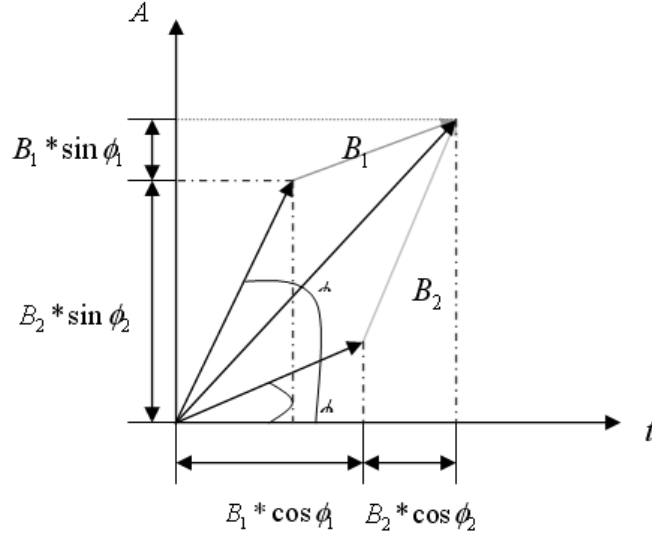


图 3-5 矢量合成图

由矢量图 3-5 所示，根据三角公式得：

$$G_y = \frac{3.4358}{0.00001s^2 + 0.0018s + 3.4358}, \quad \omega_d = \sqrt{1-\xi^2} \omega, \quad \phi_i = \sqrt{1-\xi^2} \omega t_i$$

$$B_1 \sin(\omega_d t - \phi_1) + B_2 \sin(\omega_d t - \phi_2) + \dots + B_n \sin(\omega_d t - \phi_n) = B_{amp} \sin(\omega_d t - \phi_{amp}) \quad (3-15)$$

式 $B_{amp} = \sqrt{(\sum_{i=1}^n B_i \sin \phi_i)^2 + (\sum_{i=1}^n B_i \cos \phi_i)^2}$ 为把源脉冲分解后，求所有脉冲的 t_i 时

刻的引起的残留振荡的幅值的和。为完全消除残余振荡，要求幅值的合必须为零。可得方程组：

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{-\xi \omega (t-t_i)} \sin(\omega \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0 \quad (3-16)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i e^{-\xi \omega (t-t_i)} \cos(\omega \sqrt{1-\xi^2} t_i) = 0 \quad (3-17)$$

再加上约束方程 $\sum_{i=1}^n A_i = 1$ 且 $A_i > 0$ 可得整形器的方程。

3.3.3 联立约束方程法

对象为一个自然频率为 ω ，阻尼比为 ξ 的二阶系统，其闭环传递函数为：

$$\phi(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (3-18)$$

采用输入整形器 $C(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s}$ 之后, 系统的残留振荡百分比为系统的自然频率和阻尼系数的函数。

$$V(\omega, \xi) = e^{-\xi\omega t_n} \sqrt{\left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2} \quad (3-19)$$

由联立约束方程法的基本原理, 根据一定期望的结果, 采用不同的约束方程, 推导出不同类型的输入整形器。由于期望残余振荡完全被消除, 因此添加残余振荡百分比为零的方程, 得出新的输入整形方程。

(1)联立约束方程法设计 ZV 输入整形器 当建立模型精确的时, 令 $V(\omega, \xi) = 0$ 再加上时滞约束方程和幅值约束方程, 这种方法被称为零振荡法 (Zero Vibration), 简称 ZV 法, 解此联立方程可看到 ZV 整形器, 联立约束方程组如下:

$$V(\omega, \xi) = e^{-\xi\omega t_n} \sqrt{\left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2} = 0 \quad (3-20)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i = 1 \quad (3-21)$$

$$A_i > 0 \quad (3-22)$$

$$t_1 = 0 \quad (3-23)$$

(2)联立约束方程法设计 ZVD 输入整形器 当控制对象的自然频率或阻尼系数存在建模误差时, 为提高系统的鲁棒性, 除需满足零振荡条件外, 即 $V(\omega, \xi) = 0$, 还需满足添加满足约束的方程。此方程为对 $V(\omega, \xi)$ 的导数为零, 即 $\frac{dV(\omega, \xi)}{d\omega} = 0$ 。此方法称为零振荡导数法 (Zero Vibration and Derivative), 简称 ZVD。此方法不仅能对消对象的振动模态, 并且能够很好的抑制参数变化带来的影响。此方法得到的输入整形器称为 ZVD 输入整形器, 其联立的约束方程为:

$$V(\omega, \xi) = e^{-\xi\omega t_n} \sqrt{\left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \sin(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2 + \left[\sum_{i=1}^n A_i e^{\xi\omega t_i} \cos(\omega\sqrt{1-\xi^2}t_i)\right]^2} = 0 \quad (3-24)$$

$$\frac{dV(\omega, \xi)}{d\omega} = 0 \quad (3-25)$$

$$\sum_{i=1}^n A_i = 1 \quad (3-26)$$

$$A_i > 0 \quad (3-27)$$

$$t_1 = 0 \quad (3-28)$$

由联立约束方程得：

$$A_1 = \frac{1}{1 + 2e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} + e^{-\frac{2\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}} \quad (3-29)$$

$$A_2 = \frac{2e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{1 + 2e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} + e^{-\frac{2\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}} \quad (3-30)$$

$$A_3 = \frac{e^{-\frac{2\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}}{1 + 2e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}} + e^{-\frac{2\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}} \quad (3-31)$$

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3-32)$$

$$t_3 = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3-33)$$

3.4 平台的实验以及仿真

对于残余振荡百分比 $V(\omega, \xi)$ 求导数，每求一次导数，系统鲁棒性都会进一步增强，但是整形器都会增加一个额外的脉冲，并且对应的时滞要增加半个周期。由于此条件的限制，设计时不能无限制的增加对 $V(\omega, \xi)$ 的导数，必须使对象的鲁棒性和控制时间上选取个最优值，既可以提高对象的鲁棒性又可以使时间上达到最优。因此，本课题选择脉冲数为 3。则对于 X 轴以及 Y 轴的数学模型以及仿真如下所示。

$$(1) \text{X 轴平台的数学传递函数 } G_x = \frac{6.787}{0.00001s^2 + 0.0026s + 6.787}$$

系统精确建模时，如图 3-6(a)所示，当未整形时，X 轴的超调量(双点划线)经过计算达到 60%左右，经 ZV(单点划线)整形器整形后，超调量接近 0.02%左右，经 ZVD(曲线)整形器整形后超调量接近 0.01%左右。但是 ZVD 的时间延时要比 ZV 的时间延迟要长，通过比较取舍，当系统模型精确时，ZV 整形器要优于 ZVD 整形器。当系统频率存在 10%建模误差时如图 3-6(b)所示，经 ZV(单点划线)整形器整形后，存在残余振荡，超调量在 10%左右。而经 ZVD(曲线)整形器整形后，超调量接近 0.01%。通过对比，当系统建模存在误差时，ZVD 整形

器整形的效果要优于 ZV 整形器整形的效果。即使 ZVD 整形的延时要比 ZV 整形的延时要长，但是通过取舍，当系统建模存在误差时，ZVD 整形的效果要优于 ZV 整形的效果。

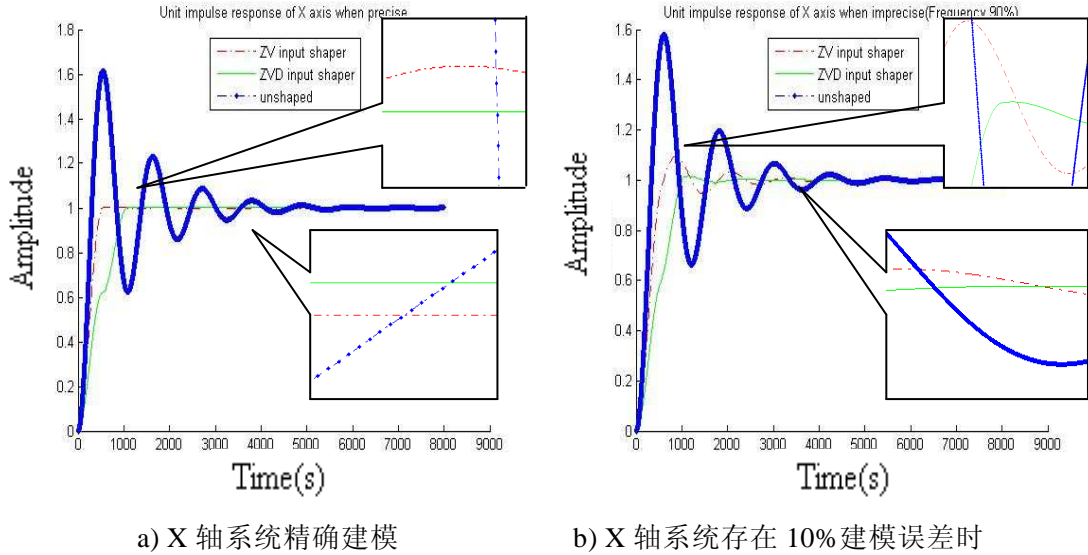


图 3-6 X 轴单位脉冲响应曲线

(2) Y 轴平台的数学传递函数
$$G_y = \frac{3.4358}{0.00001s^2 + 0.0018s + 3.4358}$$

如图 3-7 所示，Y 轴与 X 轴的整形效果基本一致，可见输入整形的效果很明显。

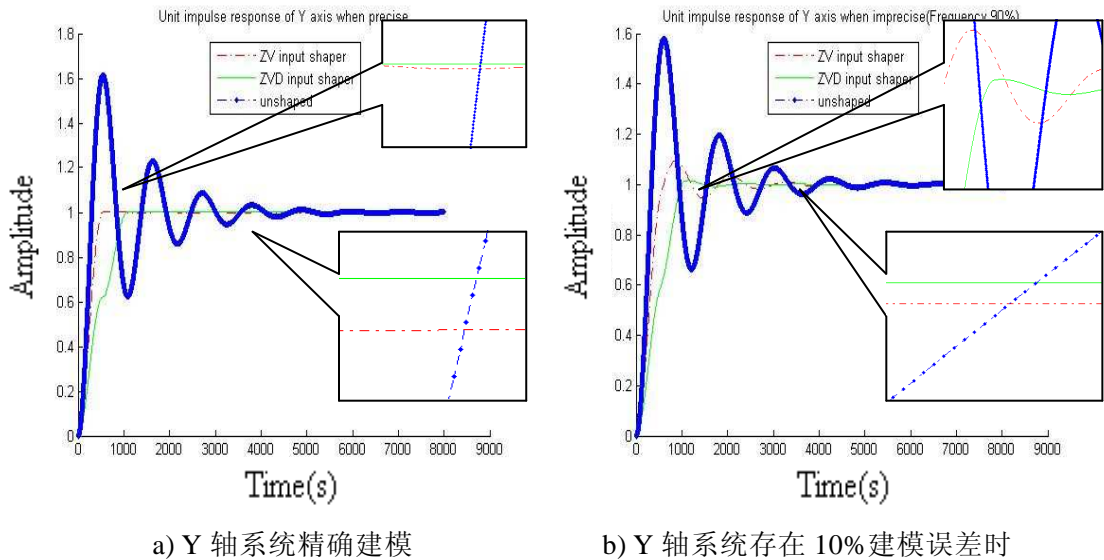


图 3-7 Y 轴单位脉冲响应曲线

采用 Simulink 对理想图形、未加整形器以及加入整形器后加工的图形进行实时仿真，对仿真的图形进行对比。图 3-8 以及图 3-9 为加工圆时的 ZV 以及

ZVD 的 Simulink 整体系统图。

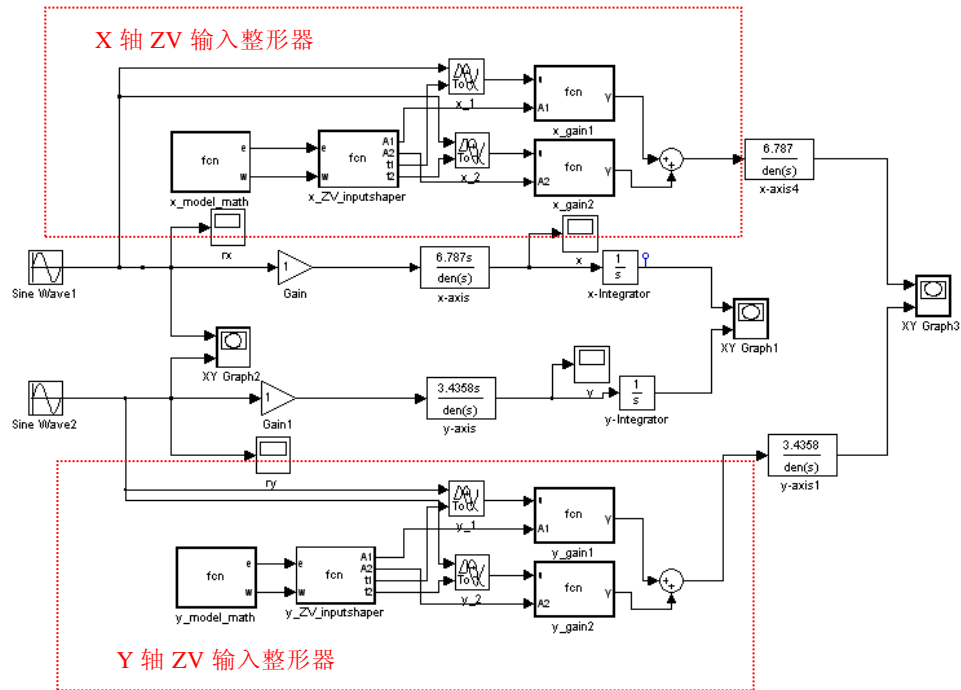


图 3-8 系统加入 ZV 输入整形器 Simulink 框图

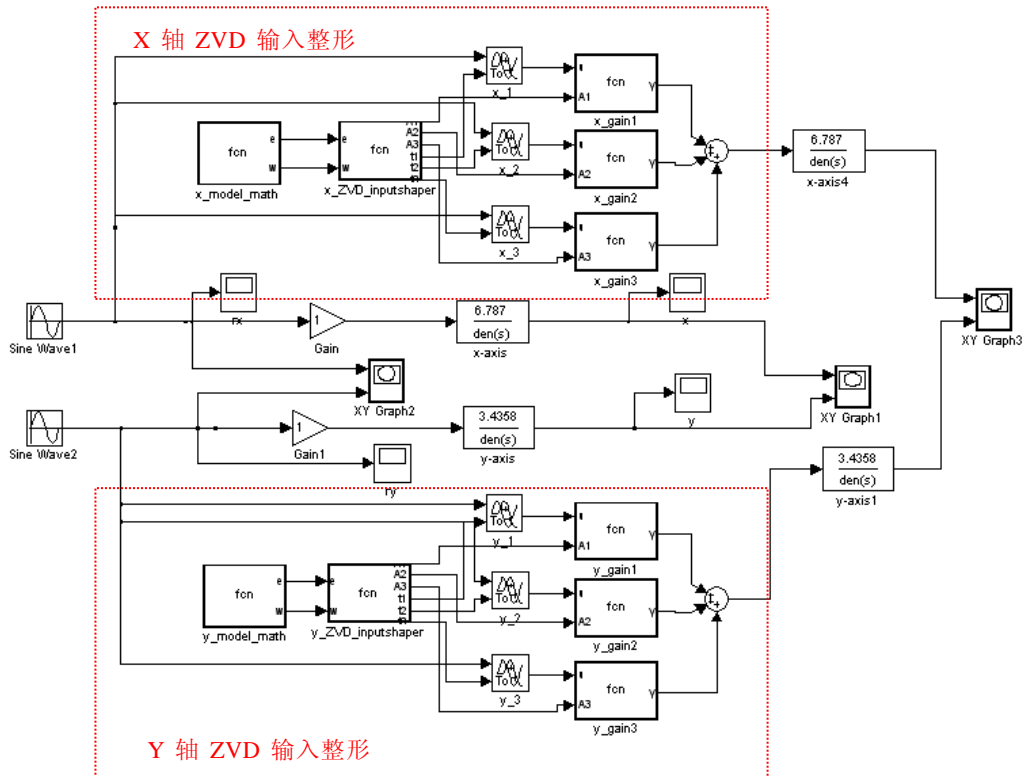
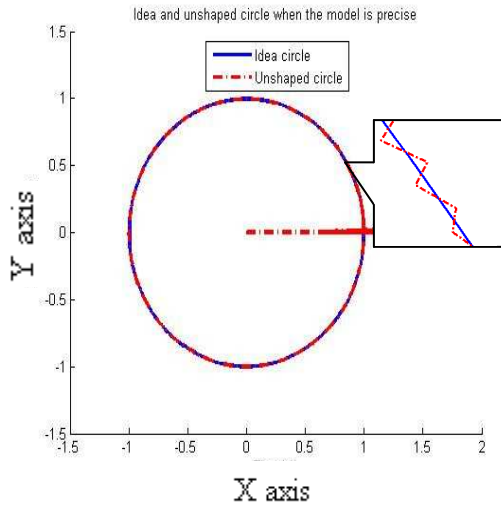
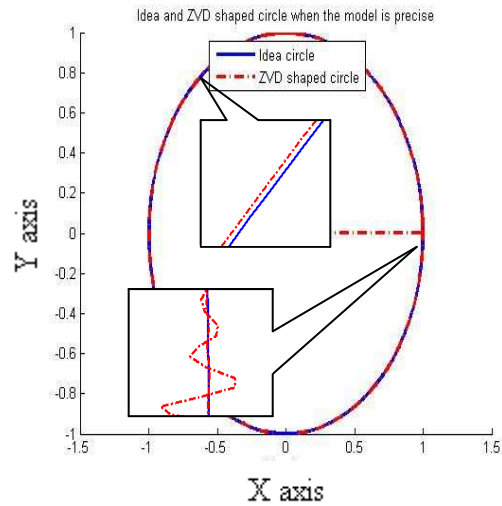


图 3-9 系统加入 ZVD 输入整形器 Simulink 框图

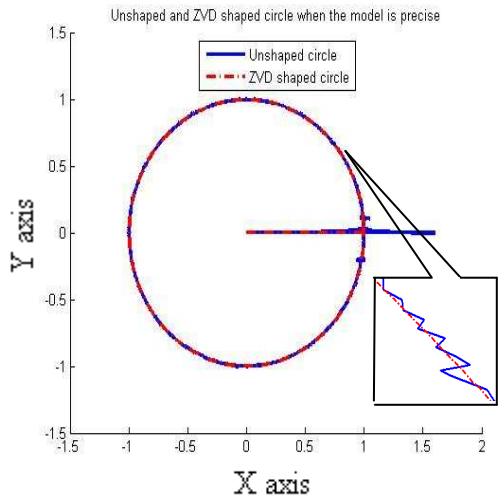
对于 Simulink 仿真图的结果如图 3-10(a)所示, 当系统未加入整形器时, 加工圆的轨迹与理想的圆相比振荡的十分剧烈, 尤其在起始处, 振荡的很剧烈。当采用 ZV 整形器后如图(d)所示, 系统精确建模时整形效果十分明显。同样, 采用 ZVD 整形器如图(b)所示, 效果也很明显。但当系统建模存在误差时, 如图(g)、(h)所示, ZVD 整形的效果要优于 ZV 整形的效果, 因此可证明 ZVD 的鲁棒性要优于 ZV 的鲁棒性。图(i)、(j)对比, 当系统建模误差不超过 10%时, ZV 的整形效果较好, 当系统建模误差超过 10%, ZV 的整形效果较差。但 ZVD 的整形效果在同样系统存在建模误差时要优于 ZV 的整形效果。因此, 采用 ZVD 整形器更加适合本系统。



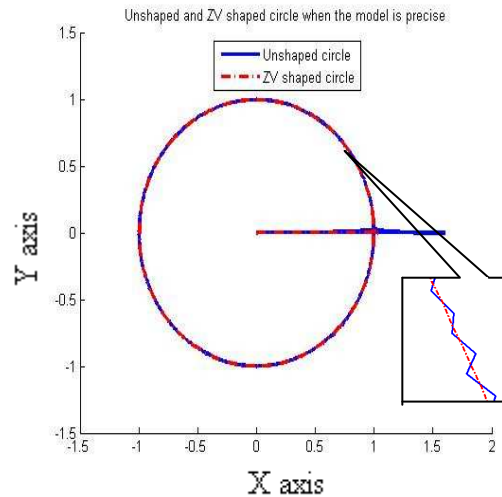
a)理想的圆与未整形的圆的对比图



b)理想的圆与 ZVD 整形后的圆的对比图



c)未整形的圆与 ZVD 整形后的圆的对比图



d)未整形的圆与 ZV 整形的圆的对比图

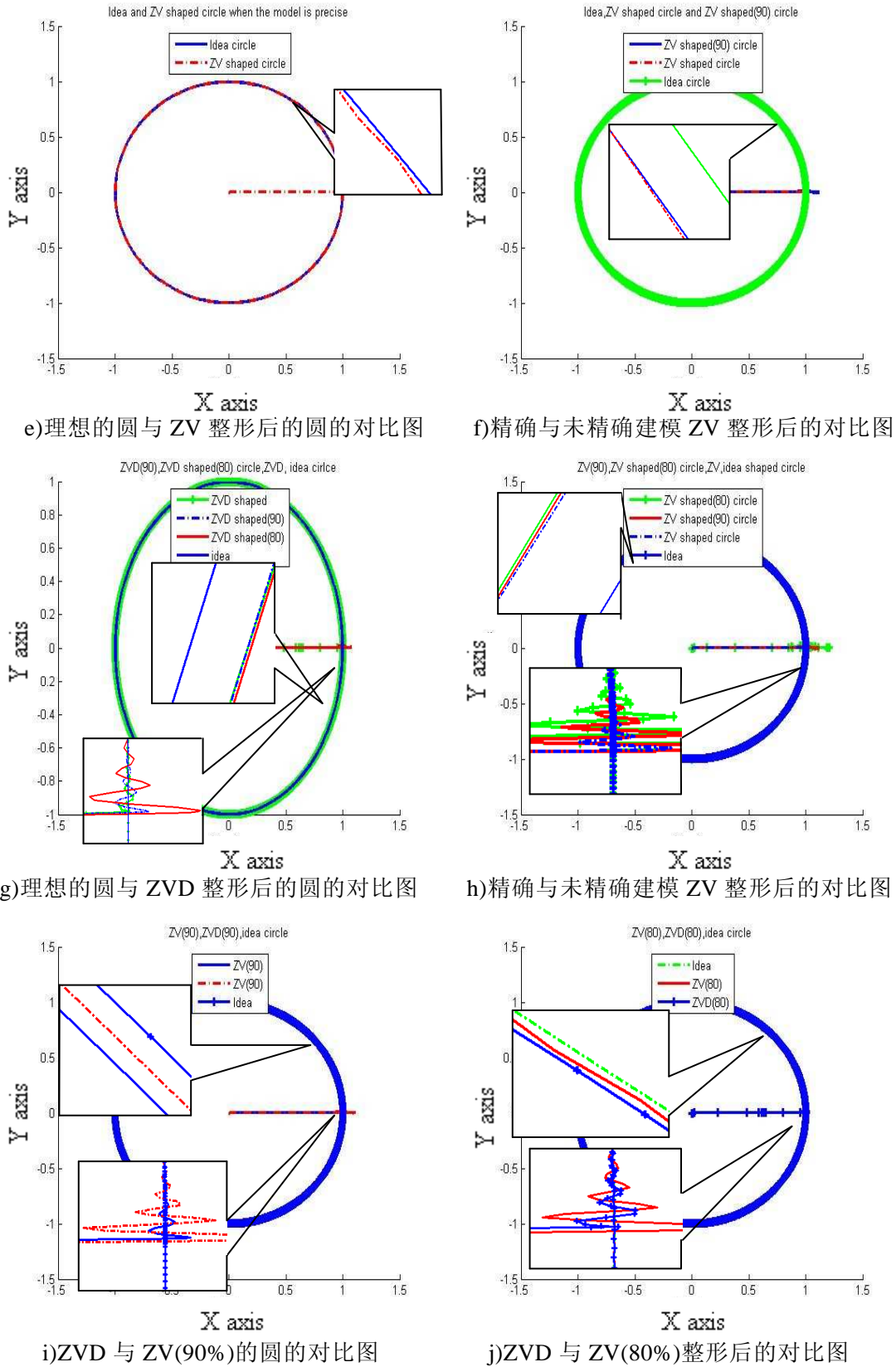


图 3-10 加入 ZV 以及 ZVD 整形器后系统不同情况下的仿真图

3.5 本章小结

本章首先介绍了输入整形的基本概念以及输入整形器的组成和结构。并且分析了输入整形器的基本方法，解释了输入整形器抑制残余振荡的基本原理。之后介绍了输入整形技术的一些基本的设计方法，如零极点对消法，联立约束方程法等，并且举例子实际分析了各个方法的优缺点进而用 `matlab` 进行了仿真对比，说明了 ZVD 输入整形器的优势。最后结合本课题实验的平台进行了 X 轴以及 Y 轴的仿真，说明了输入整形器的优点，证明了输入整形器是可以很好的抑制残余振荡的问题。

第4章 滑模变结构反馈控制器的设计

4.1 滑模变结构控制引入

各种性能优良的交流伺服驱动器在众多领域已经获得了大规模的广泛应用，其应用场合和环境越来越呈现多样化和复杂化，比如使用同一规格电机和驱动装置的不同系统，其数学模型可能相去甚远。即使对于同一确定系统，当工作状态发生变化时，系统参数(如转动惯量、摩擦系数等)也可能发生显著变化。工业对象越来越多样化和复杂化对伺服控制提出了更高的要求，也就是希望伺服系统具有一定的自适应能力和较强的抗干扰能力^[39]。

针对上述问题，滑模变结构控制采取了独特的解决方法，通过简单的切换控制使系统状态变量沿滑模面运动，不仅可以在滑模运动阶段保证系统的动态性能，且系统对参数的变动和对外部的扰动具有完全的自适应能力，有良好的鲁棒性。滑模变结构控制的特点是不需要对系统的实时精确检测、控制率控制方法简单，当扰动出现时系统响应和调整速度迅速。因此，滑模变结构控制已经开始成功地应用于各类交流伺服控制系统中。

本章对滑模变结构控制原理进行分析，并且对交流电机伺服控制系统应用了滑模控制策略，提出了多种控制策略。为了使系统能够精确的达到所期望的位置，选择了基于指数趋近律的控制函数。通过仿真验证了指数趋近律在控制过程中的快速性。

4.2 滑模变结构控制方法

4.2.1 滑模变结构控制原理

滑模变结构控制也称做滑动模态控制即(Sliding Mode Control, SMC)本质上是一类特殊的非线性控制，其非线性表现为控制的不连续性，即一种使系统“结构”随时间变化的开关特性。该控制特性可以迫使系统在一定条件下沿规定的状态轨迹作小幅度、高频率的上下运动，即所谓的“滑动模态”或“滑模”运动^[40-43]。开关切换使得系统在整个过程中不断地改变其结构，而开关的切换动作则受“滑动模态”的控制。

滑动模态控制的概念和特性如下：

设有一非线性控制系统： $x = f(x, u, t)$ ，式中 x ——系统的状态变量； u ——系统的控制向量； $x \in R^n$ ， $u \in R^m$ ， $t \in R$

在该系统的状态空间中，有一个切换面 $s(x) = s(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$ ，它将状态空间分成 $s > 0$ 、 $s < 0$ 上下两部分，切换面上三种点的特性如图 4-1 所示。

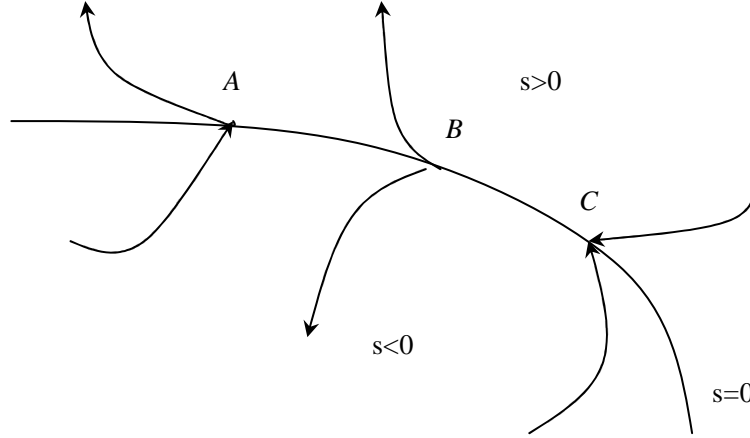


图 4-1 切换面上三种点的特征

在切换面上的运动点可能出现三种情况^[44]：

通常点：系统运动点到达切换面 $s = 0$ 附近时，穿越此点而过(如图 4-1 中的 A 点)。

起始点：系统运动点到达切换面 $s = 0$ 附近时，从切换面的两边离开该点(如图 4-1 中的 B 点)。

终止点：系统运动点到达切换面 $s = 0$ 附近时，从切换面的两边趋向于该点(如图 4-1 中的 C 点)。

在滑模变结构控制中，通常点与起始点无多大意义，而终止点却有特殊的含义。若在切换面上某一区域内所有点都是终止点的话，则一旦运动点趋近于该区域时，就被“吸引”在该区域内运动。此时，称在切换面 $s = 0$ 上所有点都是终止点的区域为“滑模区”。系统在滑模区中的运动就叫做“滑模运动”^[45]。

按照滑模区上的运动点都必须是终止点这一要求，当运动点到达切换面 $s = 0$ 附近时，必有 $\lim_{s \rightarrow 0^+} s \leq 0$ 及 $\lim_{s \rightarrow 0^-} s \geq 0$ 也可以表示为： $\lim_{s \rightarrow 0} s s \leq 0$ 对于系统：

$$x = f(x, u, t), \quad x \in R^n, \quad u \in R^m, \quad t \in R, \quad y = h(x) \quad y \in R^L, \quad n \geq m \geq L$$

确定切换函数 $s(x)$ ($s \in R^m$)，并求解控制函数

$$u = u^+(x) \quad s(x) > 0$$

$$u = u^-(x) \quad s(x) < 0$$

这里的变结构控制体现在 $u^+(x) \neq u^-(x)$ 上，控制量按一定的逻辑进行切换，

即系统的结构按一定的规律变化。通过系统结构的变化，达到以下设计目标：

滑动模态的存在性^[46]：状态轨迹能够运行在滑模面并至平衡点。一般的滑模存在条件为 $\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} \leq 0$ ，但是在实际应用中，滑模运动存在的条件是

$$\lim_{s \rightarrow 0} s \dot{s} < 0 \quad (4-1)$$

因为 $s \dot{s} = 0$ 的运动点正好在滑模面上，而实际此时的连续控制 u 并不存在。可采用适当的趋近率控制，使系统运动点无限接近于 $s = 0$ 时 $s = 0$ 。

滑动模态的可达性^[46]：在滑模面以外的状态点都将于有限的时间内到达滑模面。保证切换面以外的状态的运动点都能在有限时间里到达滑模面，否则系统滑模运动将无法进行。滑模运动的可达条件为 $s \cdot \dot{s} \leq 0$ 。

滑动模态的稳定性^[46]：对通常的反馈控制系统而言，除滑模的存在性和可达性外，还要求系统的滑动模态是渐进稳定的且具有良好的动态品质。研究此问题需要建立滑动模态的微分方程，对非线性系统来说，此为复杂并且困难的问题。

4.2.2 滑模变结构控制的基本设计方法

滑模变结构控制系统运动分为两个阶段(趋近运动和滑模运动)，因此滑模变结构控制器也两个阶段进行设计^[47,48]。第一、正确的选择切换函数；第二、求取变结构控制。设计切换函数 $s(x)$ ，要求不仅滑模运动渐进稳定，而且动态品质良好。根据期望的控制目标，合理地选择切换函数，正确配置系数以保证滑动模态的渐近稳定性和良好的动态品质。系数选择的不同，达到稳定的效果也不同。良好的系数的选择是确保系统稳定状态的前提。切换面的设计方法有很多，例如极点配置法、特征向量配置法、系统零点设计法等^[48]。

而对滑动模态控制率 $u^+(x)$ 方式的选择主要有：常值切换控制，函数切换控制，比例切换控制以及趋近律切换函数。滑模变结构控制率选择的优劣直接影响系统进入滑动模态的速度。良好的控制率可以使系统迅速到达稳定状态，并且能够很好的消除抖动进而达到良好的稳定状态。

4.3 趋近律方法设计滑模控制器

滑模运动包括趋近运动和滑模运动两个过程。系统从任意初始状态趋向切换面，直到到达切换面的运动称为趋近运动。根据滑模变结构原理，滑模的可达性仅保证由系统状态空间任意位置运动点能够在有限的时间内到达切换面的

要求，而对趋近运动的具体轨迹没有任何限制，因此采用趋近律的方法可以改善趋近运动的动态品质^[47]。趋近率的设计方法主要有以下几种：(a) 指数趋近律 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - ks$ $\varepsilon > 0, k > 0$ 式中， $\dot{s} = -ks$ 是指数趋近项，其解为 $s = s(0)e^{-kt}$ 。指数趋近律方程由两部分组成，一部分为等速趋近项 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ ，使当 s 接近于零时，趋近速度是 ε 而不是零， ε 为接近零的极小的数，可以保证有限时间到达。另一部分为指数趋近项 $\dot{s} = -ks$ ，此部分可以使系统从远离滑模面的状态迅速靠近滑模面。指数趋近律方程通过以上两部分的作用趋进滑模面。首先由指数趋近项 $\dot{s} = -ks$ 对系统进行控制，吸引远离滑模面的点迅速靠近滑模面，进而由等速项 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ 对系统进行控制使趋近速度减小，平滑的到达滑模面。当穿越滑模面后由控制项切换方程，进而点再次接近滑模面。系统围绕着滑模面在做反复运动，引起抖动。(b) 等速趋近律 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s)$ $\varepsilon > 0$ 其中，常数 ε 表示系统的运动点趋近切换面 $s = 0$ 的速度。 ε 小，趋近速度慢； ε 大，则运动点到达切换面时将具有较大的速度，引起的抖动也较大。(c) 一般趋近律 $\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(s) - f(s)$ $\varepsilon > 0$ 其中 $f(0) = 0$ ，当 $s \neq 0$ 时， $sf(s) > 0$ 。(d) 幂次趋近律 $\dot{s} = -k|s|^\alpha \operatorname{sgn}(s)$ $k > 0, 1 > \alpha > 0$ 。上述四种均满足滑模到达条件 $s\dot{s} < 0$ 。

4.4 系统滑模控制器的设计

根据系统传递函数框图 4-2，可以得输入输出之间的关系，由此设计滑模控制器：

$$\{(u(t) \cdot K_{cp} - \dot{\theta} \cdot K_e) \cdot \frac{1}{Ls + R_m} - (P\theta - X) \cdot KK' - F_{df}\} = \dot{\theta} Js \quad (4-2)$$

$$\dot{\theta} = \theta \cdot s \quad (4-3)$$

$$[(P\theta - X) \cdot K \cdot \frac{1}{ms + B} - F_{pf}] \cdot \frac{1}{ms^2 + Bs} = X \quad (4-4)$$

$$\dot{X} = X \cdot s \quad (4-5)$$

$$\theta \rightarrow x_1(t), \quad \dot{\theta} \rightarrow x_2(t), \quad X \rightarrow x_3(t), \quad \dot{X} \rightarrow x_4(t)$$

$$\ddot{x}_4 = \frac{PK}{m}x_1(t) + \left(\frac{-B}{m}\right)\dot{x}_4(t) + \left(\frac{-K}{m}\right)x_3(t) + \left(\frac{-1}{m}\right)F_{pf} \quad (4-7)$$

F_{pf} ——平台所受摩擦力。

令 $e = r(t) - X(t) = r(t) - x_3(t)$, e 为跟踪误差。设计切换函数: $s = ce + e$

$$s = ce + \dot{e} = c(r(t) - x_3(t)) + \dot{r}(t) - \dot{x}_3(t) = c(r(t) - x_3(t)) + \dot{r}(t) - x_4(t) \quad (4-9)$$

-41-

$$\begin{aligned}
 u(t) = & \frac{mR_m K'}{K_{cp} K_t} [\varepsilon \operatorname{sgn}(s) + ks + c \dot{e} + \ddot{r}(t) + (\frac{LK + mR_m}{mR_m})x_4(t) + \frac{2K}{m}x_3(t) \\
 & + (\frac{K_t K_e + PLKK'}{mR_m K'})x_2(t) + (\frac{Ls + R_m}{mR_m K'})F_{df} + \frac{1}{m}F_{pf}]
 \end{aligned}
 \quad (4-11)$$

4.5 系统滑模控制器的 Simulink 设计及仿真

通过 Matlab 软件采用 Simulink 进行仿真如图 4-3 所示 x 表示系统的位移 \dot{x} 表示系统运动的速度, 对于 F_{df} 及 F_{pf} 分别表示电机的摩擦力以及平台的摩擦力。

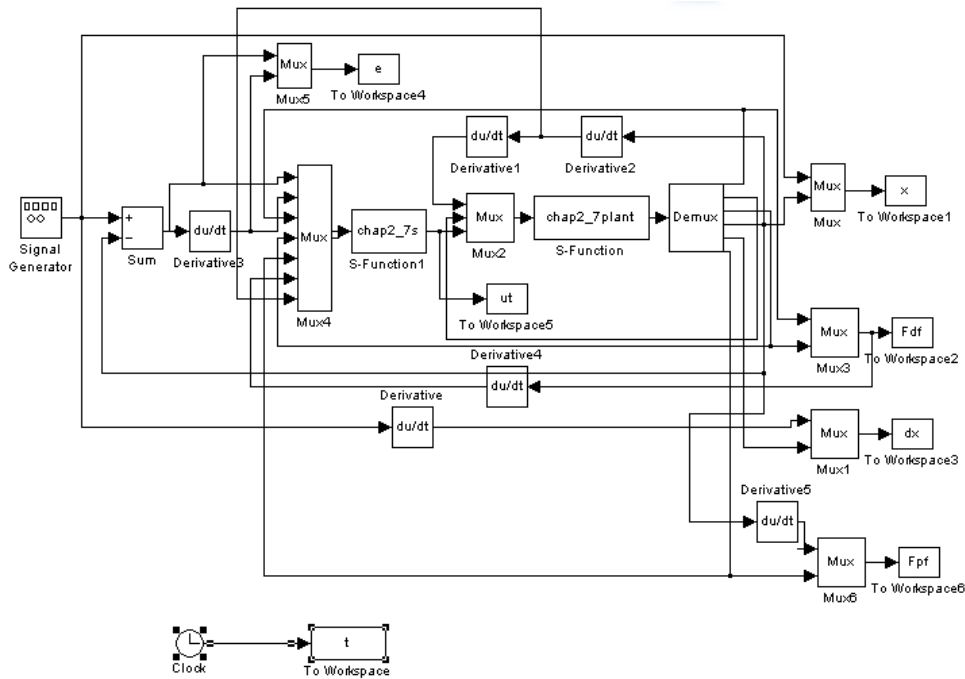
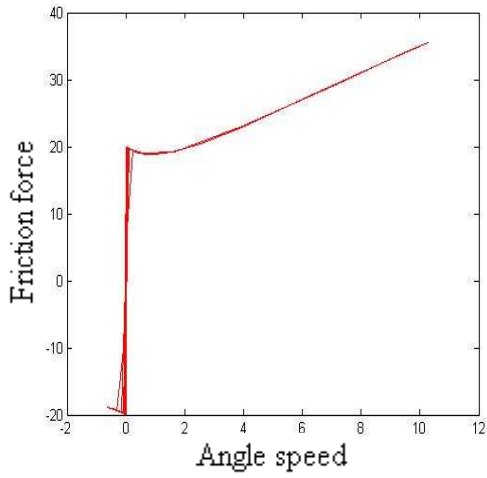
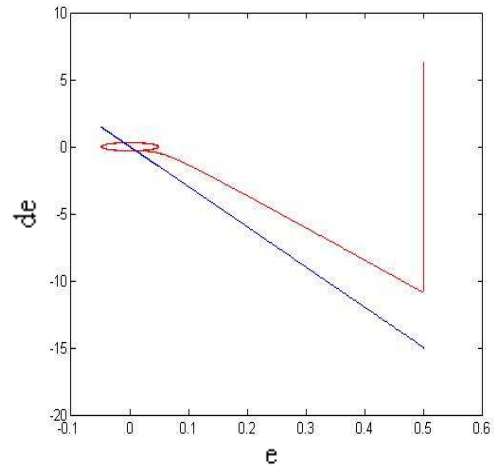


图 4-3 采用 Simulink 框图

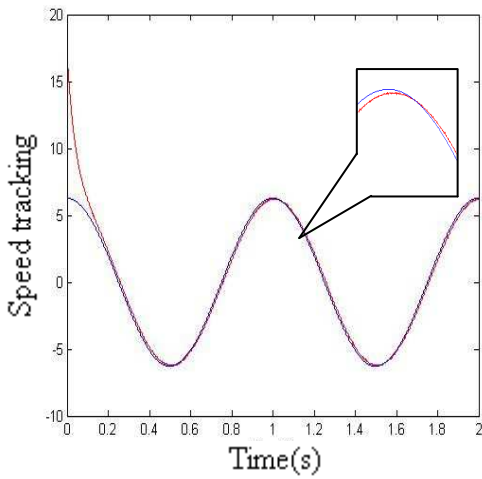
采用 S 函数描述被控对象和控制器。分别采用 PID 控制和滑模控制。M=1 时为 PID 控制, 仿真结果如图 4-4 中图(c)、(d)所示。仿真结果表明在带有摩擦条件下, 位置跟踪存在跟踪误差速度存在误差。采用 PID 控制鲁棒性差, 不能达到高精度跟踪。如图 4-4 中(b)所示, 由于外界扰动, 跟踪误差无法消除, 始终在零值附近而最终不能归为零值。当 M=2 时为滑模控制, 控制器参数选用 $c=150, k=50, \varepsilon=150$, 仿真结果如图 4-4 中(f)、(g)所示。可见采用滑模控制可消除跟踪误差和速度误差。通过仿真, 当外界存在摩擦扰动时, 采用 PID 进行位置速度跟踪控制, 位置和速度存在较大误差, 而当采用滑模变结构控制时, 位置和速度的误差均很小, 可见采用滑模变结构控制要优于普通的 PID 控制。



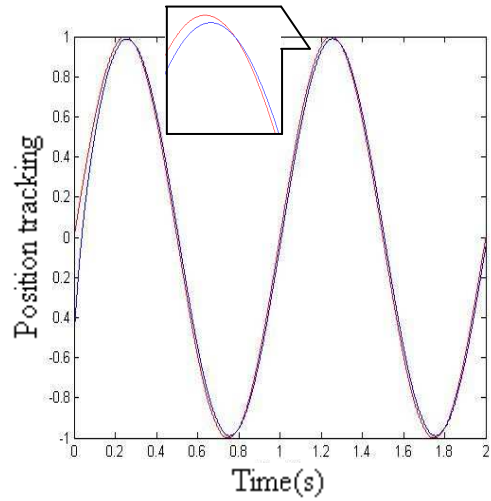
a) 摩擦力变化曲线(M=2)



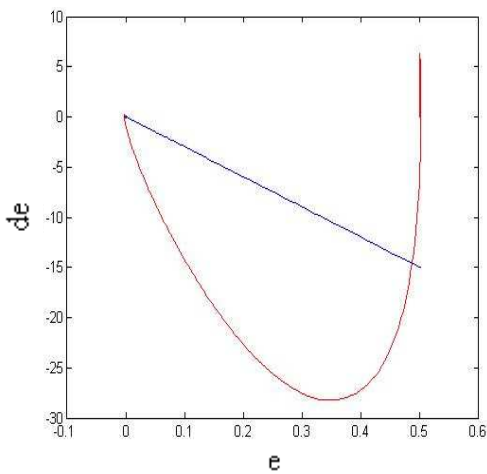
b) 相轨迹(M=1)



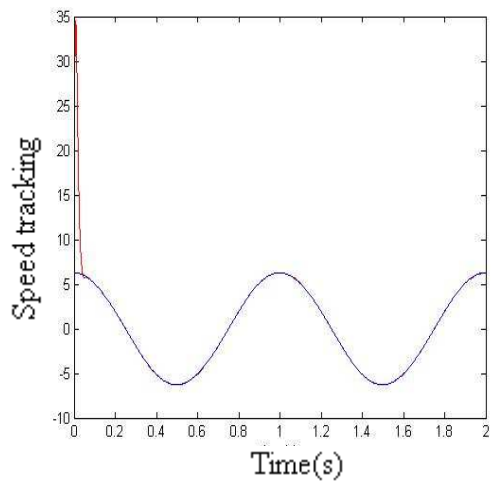
c) PD 速度跟踪(M=1)



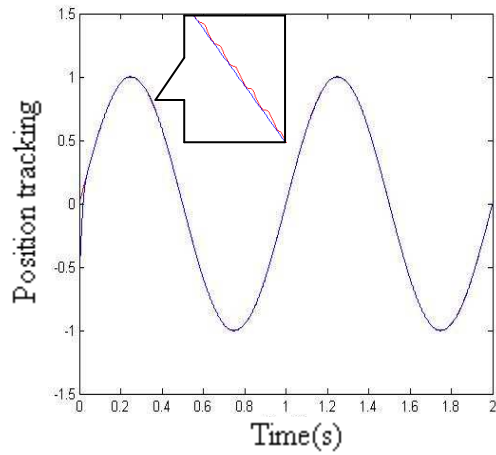
d) PD 位置跟踪(M=1)



e) 相轨迹(M=2)



f) SMC 速度跟踪(M=2)



g)SMC 位置跟踪(M=2)

图 4-4 Simulink 仿真结果图

4.6 本章小结

本章首先介绍了滑模变结构控制的基本概念以及介绍了滑模变结构控制的基本步骤。之后采用滑模趋近率方法对本系统进行滑模变结构控制器进行设计。得出本系统的整体控制框图。结合实际模型，对本系统的滑模控制器进行仿真，通过对比证明了采用滑模控制器的优势。

第 5 章 控制系统平台的设计及实现

5.1 引言

对于前馈的输入整形器和作为反馈的滑模变结构控制器组成了控制系统的整体闭环回路控制系统。要实现全闭环控制系统，必须为系统搭建一个控制平台，在此平台上实现闭环系统的控制。由于本课题是针对高速高精度数控机床的闭环控制系统的设计，因此硬件平台的搭建选用的核心芯片是由 Altera 公司提供的 cyclone II EP2C20F484C7N 芯片。在此芯片上将整个控制系统写入芯片内部，即设计一个 SOPC 嵌入式系统，其中包括 SOPC 嵌入式系统的硬件设计以及其软件设计。最终实现电机的闭环控制。

5.2 基于 FPGA 的硬件系统结构

5.2.1 SOPC 系统开发流程

SOPC 系统的开发流程如图 5-1 所示。

SOPC 设计包括以 32 位 Nios II 软核处理器为核心的嵌入式系统的硬件配置、硬件设计、硬件仿真、软件设计以及软件调试等。SOPC 系统设计的基本软件工具有：

Quartus II: 用于完成 Nios II 系统的综合、硬件优化、适配、编程下载以及硬件系统调试等；

SOPC Builder: Altera Nios II 嵌入式处理器开发软件包，用于实现 Nios II 系统的配置、生成；

ModelSim: 用于对 SOPC 生成的 Nios II 系统的 HDL 描述进行系统功能仿真；

Nios II IDE: 用于进行软件开发、调试，以及向目标开发板进行 Flash 下载。

Nios II 系统的硬件设计流程就是为了定制合适的 CPU 和外设，然后再 SOPC Builder 和 Quartus II 中实现。本小节结合本课题介绍 SOPC 的硬件系统设计。

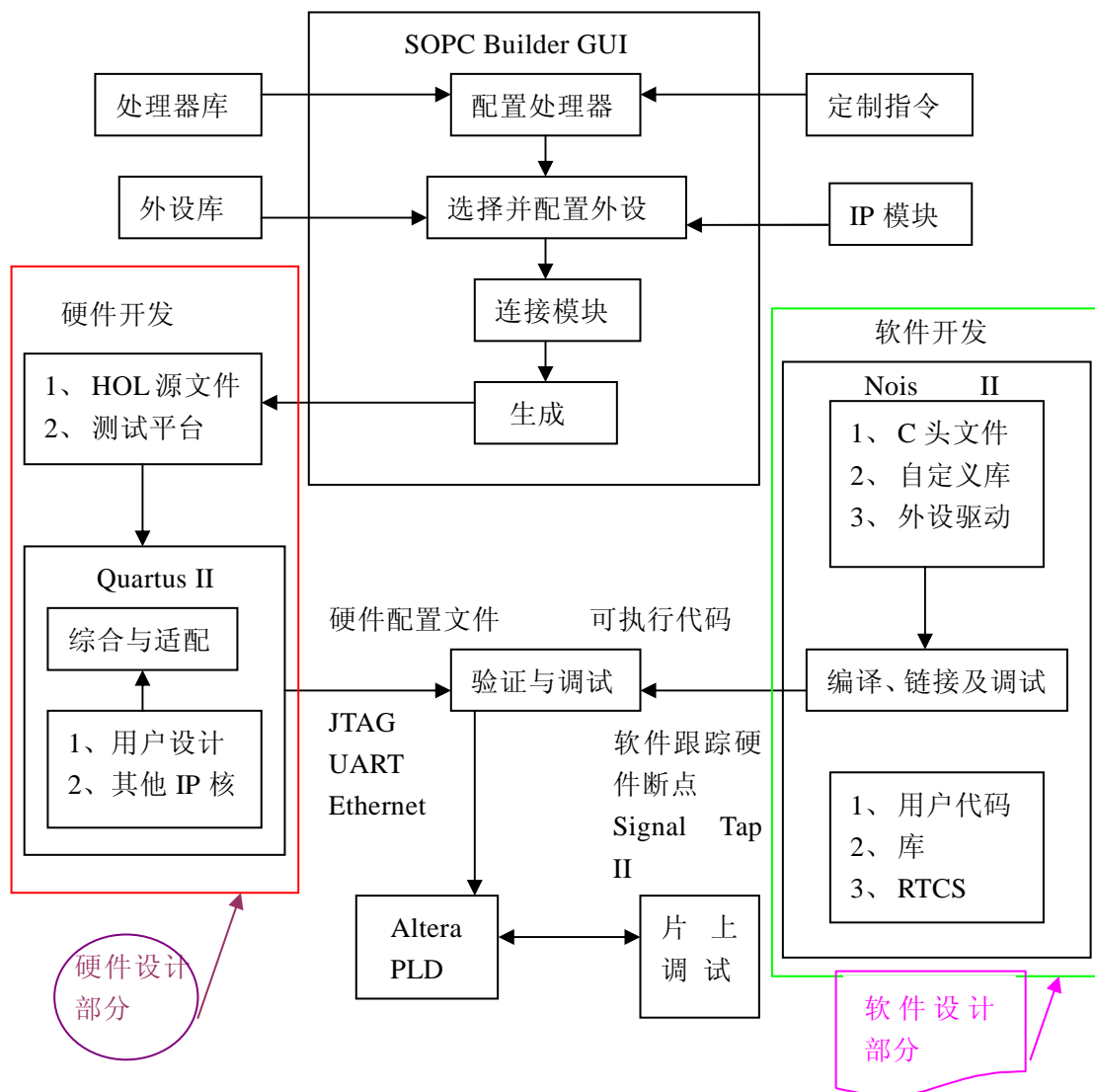


图 5-1 SOPC 系统开发流程

5.2.2 系统总体方案设计

本文所设计的基本的 SOPC 硬件系统包括 FPGA、存储器和外设接口 3 个部分。FPGA 部分是建立在 FPGA 芯片内的，核心是 Nios II 嵌入式处理器核，在 SOPC Builder 中需要设计的就是 FPGA 部分。在一般的嵌入式系统开发中，当需要添加新的外设模块时，往往需要在 CPU 核外(即 PCB 上)加入相应的外设芯片或者使用更高档次的 CPU，而 SOPC 设计可以在 CPU 核外(但还是在同一个 FPGA 芯片内)加入相应的外设模块核，并通过在片上的 Avalon 总线与 Nios II 处理器核相连，因此可以不需要再 PCB 这个层面上作很多的修改。

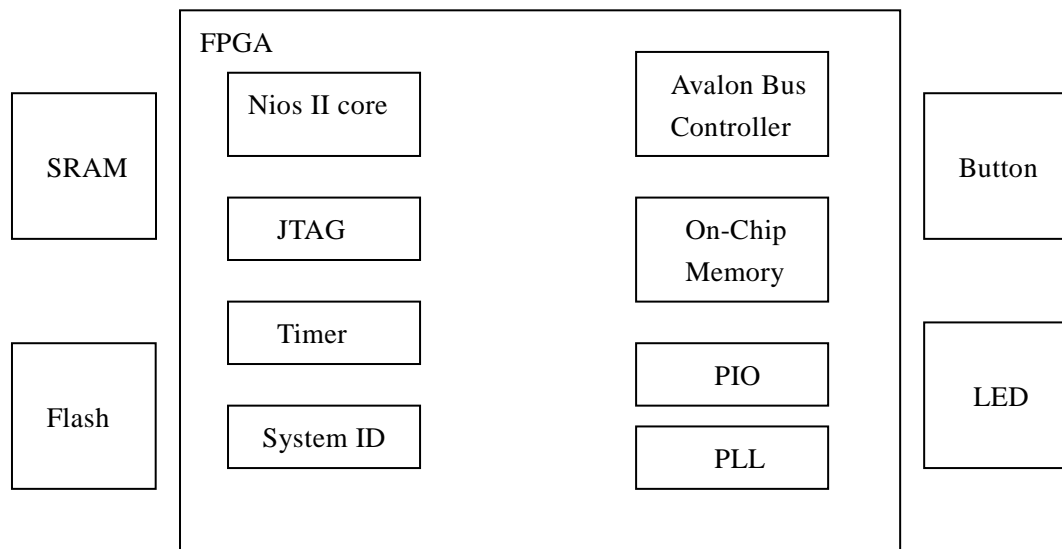


图 5-2 SOPC 硬件系统接口示意图

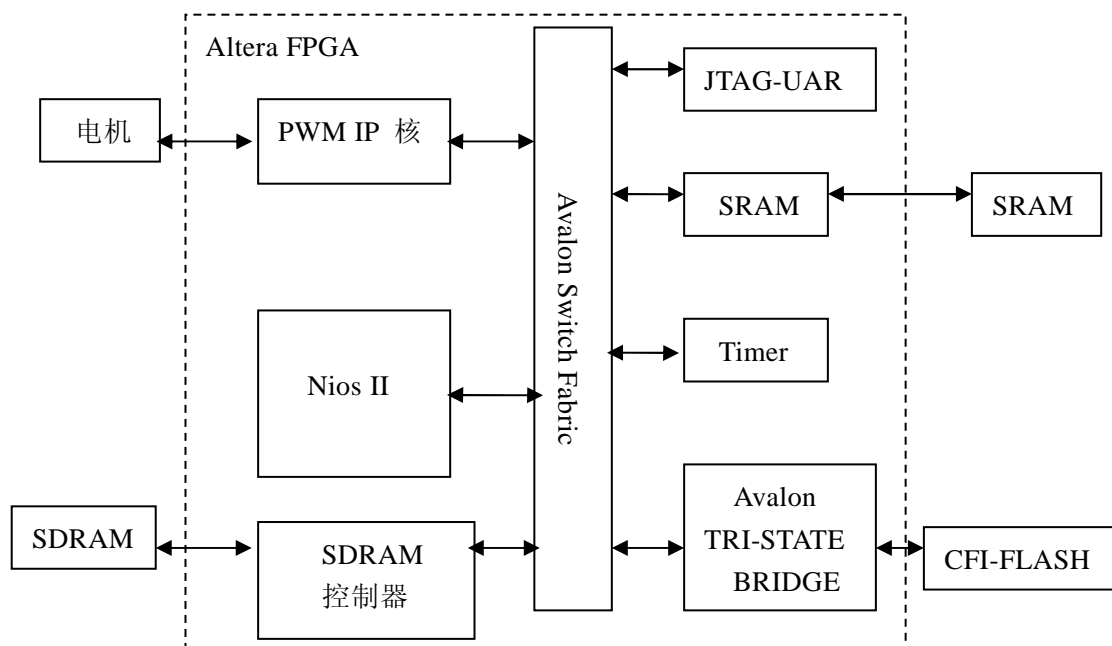


图 5-3 系统结构图

使用组件编辑器设计一个带 Avalon 从端口接口的 PWM 组件，并利用该组件构建的 SOPC 系统实现对伺服电机的控制。设计一个输入整形器，实现对 PWM 的整形。设计一个反馈滑模变结构控制器，实时对系统进行状态反馈控制。

5.2.3 硬件系统设计

对系统的硬件设计流程在图 5-1 中硬件设计部分已经说明。其具体步骤是：

将要用到的 IP 核、存储器、接口和微处理器等复杂系统组件集成到 FPGA 中，并且对其进行连接。创建 Nios II 系统，写入描述 Nios II 系统模块部分代码。创建 Nios II 系统的 Quartus II 顶层模块，并且在顶层文件中进行例化。声明开发板所有信号引脚。设计可配置芯片以及配置方式，所有配置信息存储在配置芯片内，将设计项目配置到 FPGA 目标器件中，做好开发软件前的硬件准备。

系统生成后，创建系统的顶层模块，生成顶层模块图，输入整形控制器以及变结构滑模控制器写入其中。用硬件来模拟软件，这样的好处是 FPGA 的设计是硬件结构设计，可以大大减小软件的延迟造成的影响，使得系统的实时性得到提高。

FPGA 模块的任务是接收主控机的命令和进给量等参数并且接收由编码器/光栅尺反馈回来的位置信号，供 FPGA 内部计算模块使用。FPGA 程序部分主要包含大部分：输入整形控制器模块。其主要职责是抑制平台定位过程中的残余振荡，减小由残余振荡带来的跟踪误差，提高数控机床的加工精度。变结构滑动模块控制器。其主要职责是抑制在加工过程中外界给机床带来的扰动，主要考虑的是由摩擦带来的扰动，从而提高控制系统的鲁棒性。反馈脉冲计数模块。其主要职责是读取编码器/光栅尺的位置脉冲，计算当前位置以及当前速度。PWM 发送模块。其主要职责是向驱动器发送 PWM 波，控制电机的运动。

5.3 本章小结

本章介绍了系统核心芯片的选择，并且在 FPGA 芯片的基础上设计 SOPC(片上可编程系统)。介绍了 SOPC 设计的流程，进而分别在硬件以及软件上介绍 SOPC 系统设计。结合本系统进行了硬件上的设计，并且通过编译实现了 PWM 程序的设计。

结 论

现代数控技术集机械，制造技术，自动控制技术，微电子技术，信息技术于一体。加工速度和加工精度是衡量数控加工性能的主要指标，数控加工向高速高精度方向发展，对数控系统的插补器、机床进给机构以及伺服控制都提出了新的要求。在数控加工的各项关键技术中，插补和进给系统伺服控制的性能好坏直接影响到数控系统的加工精度和加工效率。本文在分析国内外数控技术发展的现状和趋势的基础上，对高速加工中的由残余振荡引起的跟踪误差、外部扰动，主要是摩擦扰动引起的跟踪误差以及控制算法进行了深入的研究与探讨。主要研究成果及结论如下：

(1)采用灰箱建模方法，对机床建立数学模型，对实验平台建立数学模型，为之后的控制算法实验打下基础。

(2)运用前馈输入整形控制算法，控制了由平台残余振荡带来的跟踪误差，进而间接的减小了轮廓误差。并且研究了，当建立的系统模型不精确时，输入整形控制算法的整形效果，证明了此方法的优越性。给出仿真结果。

(3)基于输入整形控制算法，考虑到电机驱动器内部存在的扰动，以及平台运动时存在的外界扰动，进一步提出采用变结构滑模控制算法加强控制系统的鲁棒性。通过与普通的 PID 控制算法对比，证明了此方法的鲁棒性。进而间接的证明采用此方法对高精加工的优越性。

(4)基于以上两种算法的结合，采用在 FPGA 芯片上实现。基于 NIOS II 软核处理器，设计 SOPC(片上可编成系统)，在一款芯片上实现反馈脉冲计数模块，输入整形控制模块，滑模控制模块以及 CPU 等模块的集成。

本文中实验和仿真得到的结论验证了本文所设计的输入整形器以及滑模控制器具有良好的通用性，具有重要的理论价值和实际价值。作者认为还需要在以下几个方面进行深入研究，才能使本文的研究成果真正的应用于数控系统。

(1)进一步改进滑模控制算法，使得计算量的大幅度减小，实现更快更好的数值计算。

(2)在 FPGA 的基础上，进一步设计与上位机的通信，实现上位机与 FPGA 的交流。

(3)将运控算法实际用于系统加工而非仿真，从实际意义上验证算法的可行性与可靠性。

参考文献

- 1 张亚力. 简述数控技术的发展趋势. 国有资源高等职业教育研究. 2005, 10: 69~70
- 2 娄锐. 数控应用关键技术. 电子工业出版社. 2005:1-138
- 3 Y. Koren. Cross-coupled biaxial computer for manufacturing systems. in: ASME J Dyn System, Meas Control. 1980, 102(4):265~272
- 4 O. Masory. Improving contouring accuracy of NC/NCN systems with additional velocity feedforward loop, ASME Journal of Engineering for Industry 1986, 108: 227~230
- 5 M. Y. Cheng, K. H. Su, S.F.Wang. Contour error reduction for free-form contour following tasks of biaxial motion control systems. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing. 2009, 25:323~333
- 6 N.C.Singer, W.P.Seering. Preshaping command inputs to reduce system vibration. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control. 1990, 112:667~674
- 7 D.E.Torfs, R.Vuerinckx, J.Swevers, J.Schoukens. Comparison of two feedforward design methods aiming at accurate trajectory tracking of the end point of a flexible robot arm. IEEE Transactions on Control Systems Technology. 1998, 6(1):2~14
- 8 A.Von Jouanne, P.Enjeti, W.Gray. Application issues for PWM adjustable speed AC motor drives. IEEE Industry Applications Magazine. 1996, 2(5):10~18
- 9 B.Armstrong-Helouvry. Strick-slip and control in low-speed motion. IEEE Transactions on Automatic Control. 1993, 38(10):1483~1496
- 10 B.F.Uchoa-Filho, R.D.Souza, C.Pimentel, M.C. Lin. Generalized punctured convolutional codes. IEEE Communications Letters. 2005, 9(12):1070~1072
- 11 Xin Wang, N.F.Liu, M.B.Wang. Research and implementation of high-precision biaxial tracking control system based on NURBS interpolator. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, May-29, 2010
- 12 D.Willaes, N.Malvache, P.Hammad. Utilisation of fuzzy sets for system modeling and control. IEEE Proceedings Generation Transmission and Distribution. 1977, 16:1435~1439

- 13 张立勋. 机电系统建模与仿真. 哈尔滨工业大学出版社[等]. 2010:10-218
- 14 赵国勇. 数控系统运动平滑处理、伺服控制及轮廓控制技术研究. 博士论文. 大连理工大学. 2006
- 15 P.H.Chang, J.W.Lee. A model reference observer for time-delay control and its application to robot trajectory control. The IEEE Transactions on Control System Technology, 1996, 4(1):2-10
- 16 T.Zhao, C.H.Lu, Z.Y. Xi. Modeling and Simulation of Nonlinear Friction in XY AC Servo Table. IEEE International Conference on Mechatronics and Automation Proceeding of the 2006. 2006, 25-28:618~622
- 17 Y.M. Park, U.C. Moon, K.Y. Lee. Self-organization of fuzzy logic controller using fuzzy auto-regressive moving average (FARMA) model. IEEE Industry Applications Magazine. 1994, vol(1):185~189
- 18 吴重光. 系统建模与仿真. 清华大学出版社. 2008:1-193
- 19 Z.H.Hu, Z.Z.Han, Z.H.Tian. Limited Information Based Non-Additive Fault Detection and Diagnosis for CARIMA Model via Fuzzy Logic. Proceedings-2008 2nd International Symposium on Intelligent Information Technology Application. 2008, 2:834~838
- 20 M.Rasoulzadeh, M.B.Ghaznavi-Ghouschi. Oscillation controlled electronic systems design using Posicast-based pulse pre-shaping. IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems. 2009:24~28
- 21 Y.Shi, J.Mo, S.Huang, A Linear Cross-Coupled Control System for High-Speed Machining. International Journal of Advanced Manufacturing Technology. 2002, 19:558~563
- 22 E.Aeronaut. Advanced Programmed Motion Tracking Control of IEEE Transactions on Nonholonomic Mechanical Systems Robotics. 2008, 24(6):1315~1328
- 23 S.R.Weller, A.Tesfaye, M.Tomizuka. Comments on “Zeros of discretized continuous systems expressed in the Euler operator-an asymptotic analysis”. IEEE Transactions on Automatic Control. 1998, 43(9):1308~1310
- 24 G.Pelaez, J.M.Perez, A.Vizan, E.Bautista. Input shaping reference commands for trajectory following Cartesian machines. Control Engineering Practice. 2005, 13:941~958
- 25 G.M.Pelaez, Singhose, W.E. Implementation of input shaping on flexible

- machines with integer controllers. Proceedings of the IFAC conference, Barcelona, 2002
- 26 G.M.Pelaez, W.E.Singhose, A.Vizan. Shaping tool head pneumatic actuator commands to reduce cut car letters machine vibration. Advances in Systems Engineering, Signal Processing and Communications, 2002:54~59
- 27 M.A.Lau, L.Y.Pao. Comparison of input shaping and time-optimal control of flexible structures. American Control Conference. 2001, 2:1485~1490
- 28 T.N.Chang, B.Cheng, P.Sriwilaijaroen, Motion Control Firmware for High Speed Robotic Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2006, 25:1713-1722
- 29 T.N.Chang. Servo Control Design. Encyclopedia of Life Support Systems, United Nations Educational, Scientific, and Cultural Organization(UNESCO), Section 6, 2004
- 30 K.Erkorkmaz, Y.Altintas, C.H.Yeung. Virtual Computer Numerical Control System. Precision Controls Laboratory, Department of Mechanical Engineering University of Waterloo, Waterloo, Canada. 2006, 55:1~3
- 31 L.Y.Pao, M.A.Lau. Expected residual vibration of traditional and hybrid input shaping design. Journal of Guidance, Control and Dynamics. 1999, 22: 162~165
- 32 N.Timothy, Chang, P. Jaroonsiriphan, M. Bernhardt, P. Ludden. Web-Based Command Shaping of Cobra 600 Robot with a Swinging Load. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2006, 2:59~69
- 33 W.E.Singhose, W.Seering, N.C.Singer. Residual vibration reduction using vector diagrams to generate shaped inputs. ASME Journal of Dynamics Systems Measurement and Control. 1994, 116(2): 32~45
- 34 S.Lee, S.Park, Wongjung Lee, Soohoa Jung. Input shaping algorithm using the s curve velocity command for gantry stage. 2010 the 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. 2010:656~661
- 35 K.P.Liu, Y.C.Li. Vibration Suppression for a Class of Flexible Manipulator Control with Input Shaping Technique. 2006 International Conference on Machine Learning and Cybernetics. 2006, 13-16:835~839
- 36 S.Lee, S.Park, W.Lee, S.Jung. Input shaping algorithm using the s curve velocity command for gantry stage. 2010 the 5th IEEE Conference on 2010 Industrial Electronics and Applications. 2010, 15-17:656~661

- 37 Y.Altintas, K.Erkorkmaz, W.H.Zhu. Sliding mode controller design for high speed feed drives. *Annals of CIRP* 49/1,2000: 265~270
- 38 T.Samad. Variable Structure and Sliding Mode Control. *IEEE*. 2000, 1:189~217
- 39 R.L. Pei, Y.Fang. Variable Structure Speed Regulation of Inducton Motor in Steel Manufacture. 2005 International Conference on Fuzzy System And Knowledge Discovery. 2005, 1: 710 ~714
- 40 H.Aschemann, D.Schindele. Sliding-Mode Control of a High-Speed Linear Axis Driven by Pneumatic Muscle Actuators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2008, 55(11):3855~3864
- 41 H.Z. Liu, Z.Y.Fu. The Research On Fuzzy Control Strategy of Vertical Transportation System. *Electrical and Mechanical Engineering Technology*. 2007 36: 234~246
- 42 K.H. Su, C.Y. Hsieh, M.Y. Cheng. Design and implementation of biaxial motion control systems using fuzzy logic based adjustable feed rate. *Proceedings, IEEE International Conference on Mechatronics*, Budapest, Hungary, July 3–5, 2006
- 43 S.Vaez-Zadeh, S.M.Bakhtvar. Cascade Sliding Mode Control of Permanent magnet synchronous Motors. *Industrial Electronics Conference*. 2002,3:2051~2056
- 44 Y.S.Lu. Sliding-Mode Controller Design with Internal Model Periodic Signals. *Proceedings of the American Control Conference*.2004,3:1952~1957
- 45 H.Y.Su. Variable structure control theory and application. *Proceedings of the World Congress on Intelligent Control and Automation*. 2000,4:2977~2981

哈尔滨工业大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《基于输入整形技术的运动控制算法的研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签字：秦望舒

日期： 年 月 日

哈尔滨工业大学硕士学位论文使用授权书

《基于输入整形技术的运动控制算法的研究》系本人在哈尔滨工业大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨工业大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨工业大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门送交论文的复印件和电子版本，允许论文被查阅和借阅，同意学校将论文加入《中国优秀博硕士学位论文全文数据库》和编入《中国知识资源总库》。本人授权哈尔滨工业大学，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

作者签名：秦望舒

日期： 年 月 日

导师签名： 研

日期： 年 月 日

致 谢

本文研究工作的顺利完成,首先感谢我的导师王昕教授,王老师严谨的学术作风、对科研工作孜孜不倦的敬业精神、前瞻性的思维方式都使我受益匪浅.导师为我们提供了良好的科研环境和锻炼机会,并鼓励我们大胆去做,为我寻找未来的人生道路和研究方向打下了坚实的基础.本文从选题到完稿都凝聚着导师的心血,在此,谨对导师的辛勤培养与无私关怀表示诚挚的谢意!

论文的撰写过程中还得到了实验室中各位师兄、师弟的热情帮助,感谢他们为本文的研究工作所付出的辛勤劳动.

特别感谢我的父母,弟妹多年来对我的理解、支持、关怀和鼓励,这份无私而伟大的亲情深深地感动着我,是我战胜困难、不断进取的精神支柱和力量源泉.

在此向辛勤培育我成长的母校、导师和领导们致以由衷的感谢和崇高的敬意,向校内外评审硕士论文并提出宝贵意见的专家们致以深深地谢意!