

国内图书分类号：TP274

国际图书分类号：681.5

工学硕士学位论文

定向镜伺服系统分析和设计

硕士研究生：刘坤

导师：梅晓榕 教授

申请学位级别：工学硕士

学科、专业：控制理论与控制工程

所在单位：控制科学与工程系

答辩日期：2006年6月

授予学位单位：哈尔滨工业大学

Classified Index: TP274

U.D.C.: 681.5

Dissertation for the Master Degree in Engineering

Analysis and Design of Directional Mirror Servo System

Candidate:	Liu kun
Supervisor:	Prof. Mei xiaorong
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Control Theory and Engineering
Affiliation:	Department of Control Science and Engineering
Date of Defence:	June, 2006
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘 要

红外半实物目标仿真装置是研制红外制导系统的一种有效试验工具。

定向镜伺服系统是红外目标仿真装置中的几个伺服系统之一，是一个能实现方位运动和俯仰运动的微型双轴转台。它用于控制光路运动，补偿光路的位置精度，实现光标的二次精确跟踪定位。定向镜系统的精度直接影响红外目标仿真装置的精度。

本文针对定向镜伺服系统特殊的机械结构，利用力学拉格朗日方程推导出运动方程，并进行了线性化和简化处理，得出数学模型，在此模型基础上确定解耦方案，实现系统解耦。根据系统性能指标，进行性能分析，并确定系统控制方案。采用频率特性法对定向镜伺服系统进行速度环和位置环的设计，采取反馈控制、串联滞后校正和复合控制保证系统动态性能和稳态性能指标要求。

同时，对机电伺服系统中的速度控制进行了研究，考虑到摩擦对低速运行精度的影响，采用自适应控制改善系统低速运行性能。

最后，对系统采用的模拟控制器、激磁解调电路进行了硬件电路设计和调试，并给出系统精度检测结果。

关键词 定向镜；伺服系统；复合控制；解耦；建模

Abstract

The plant of infrared hardware-in-loop simulation is an efficient test in the research and manufacture of infrared guidance missiles systems.

The directional mirror servo system is one of servo system of infrared target simulator, and consists of direction system and pitch system, namely, it is micro two-axis turning table that can turn in two directions simultaneously. It is often applied to control motion, following and position accuracy compensation of light beam. Also, the light beam can be located preciously by advantage of it. So it is concluded that the precision of infrared target simulator depends on the precision of directional mirror system.

Firstly, the control scheme is determined according to performance indexes, Due to special mechanical structure of directional mirror system, the precious mathematic model is obtained by using Lagrange Mechanics equation, then linearized and predigested. The decoupled scheme is given and is realized easily in the industrial region. Secondly, the design of velocity and position loop are drawn on the basis of main factors that give rise to system error in order to meet the need in the system steady and dynamic performance.

Furthermore, adaptive control is applied in velocity control system in the field of mechanism and electric servo system so that the performance of the controlled system can be improved.

Finally, the circuit including analogous controller, power and demodulation is designed and debugged. The precision results are given, including not only steady precision but also dynamic one.

Keywords directional mirror system ; servo system ; compound control ; decoupling ; modeling

目录

摘 要.....	I
Abstract	II
 第 1 章 绪论	1
1.1 课题来源、目的和意义	1
1.2 伺服系统发展概述	1
1.3 红外目标仿真装置简介	2
1.4 国内外红外目标仿真研究现状	3
1.5 本论文的结构和主要内容	5
第 2 章 定向镜伺服系统机械结构和系统建模	6
2.1 定向镜伺服系统的机械结构	6
2.2 系统建模方法概述	7
2.3 拉格朗日运动方程式	8
2.4 定向镜系统数学模型	11
2.4.1 系统机械装置动能	11
2.4.2 系统运动方程	12
2.4.3 线性化	14
2.5 本章小结	16
第 3 章 定向镜伺服系统解耦	17
3.1 引言	17
3.2 解耦方法简介	17
3.3 定向镜伺服系统解耦	18
3.4 本章小结	22
第 4 章 定向镜伺服系统控制方案的确立	23
4.1 系统主要技术要求	23
4.2 系统性能分析	23
4.3 系统控制方案确立	24
4.4 系统主要元器件选型	25
4.5 本章小结	28
第 5 章 定向镜伺服系统设计	29

5.1 系统静态误差分析	29
5.2 系统速度环设计	30
5.3 系统位置环设计	33
5.3.1 复合控制	33
5.3.2 开环增益的确定	33
5.3.3 校正规律的确定	35
5.3.4 仿真结果	37
5.4 采用自适应控制改善系统的低速运行性能	39
5.4.1 自适应控制理论	39
5.4.2 系统结构	41
5.4.3 自适应律的设计	42
5.4.4 系统仿真	44
5.5 本章小结	47
第 6 章 硬件电路的设计和调试	48
6.1 硬件电路的设计和调试	48
6.2 定向镜伺服系统精度检测	49
6.2.1 静态精度检测	49
6.2.2 动态精度检测	50
6.3 本章小结	50
结 论	51
参考文献	52
攻读学位期间发表的学术论文	55
哈尔滨工业大学硕士学位论文原创性说明	56
哈尔滨工业大学硕士学位论文使用授权书	56
哈尔滨工业大学硕士学位论文涉密论文管理	56
致谢	57

第1章 绪论

1.1 课题来源、目的和意义

本课题来源于上海航天局八部红外目标仿真装置系统工程。

红外制导武器半实物仿真技术是研究和发展红外寻的制导武器系统，分系统和部件的一项先进技术。它为红外寻的制导武器系统的研制提供了一种快速有效而又经济的手段。红外制导武器半实物仿真技术可以用于评定制导系统的性能，确定制导部件的最优参数，进行靶场试验前后的数据分析，脱靶距离的统计分析，红外目标识别的试验与研究，红外干扰和抗干扰的试验与研究以及导弹系统，分系统和部件的性能评定与故障诊断等。应用半实物仿真技术不仅可以减少飞行试验次数，节省研制费用，缩短研制周期，还可以弥补靶场试验的局限性，减少技术途径的失误。

红外制导武器半实物仿真技术需要建立逼真的红外目标背景环境，制导装置支撑架，导弹空气动力学模型和作用于导弹舵面上的绞链力矩模型，而红外目标背景仿真装置是其中的关键，它在很大程度上决定着红外仿真系统的逼真程度^[1]。

半实物仿真的基本思想就是用实物代替由经验方程代表的实际系统，无需通过大量的实弹打靶去获得构造导弹系统数学模型的信息，这样，不但可以提高仿真的逼真度，还可以节省大量费用。美国国防部公布的资料表明，在模拟仿真（其中主要是半实物仿真）方面 1 美元的投资，回报率在 20 到 30 美元之间。例如，美国陆军导弹模拟仿真的总投入为 650 万美元，投资回报率为 1:38。截至 1995 年，美国陆军在导弹开发中利用仿真技术共节约了 3.2 亿美元^[9]_{[10] [15]}。

为了提高目标仿真精度，红外目标背景仿真装置在工作中，采用目标二级定位决策，由定向镜伺服系统组成来完成目标的精确定位。

1.2 伺服系统发展概述

伺服系统是自动控制系统中的一个重要分支。

伺服机构理论（servomechanism theory）起源于二战期间，美国国防部为了

发展具有自动控制功能的雷达追踪系统，委托麻省理工学院发展机械系统闭环控制技术，这一发展奠定了伺服机构理论的基础。

在实际应用中，伺服系统通常采用闭环回路控制，这种控制结构具有解耦控制效果，可以分层完成对一个伺服系统所需要的位置、速度、加速度控制。

随着高性能微处理器、数字信号处理器的发展，数字伺服系统控制技术已成为工业伺服系统的主流。

DSP 可视为一个具有强大计算能力的微处理器，凡是微处理器可以应用的场合，如果需要快速的计算能力，则可以考虑使用 DSP。近年来，已发展出特别针对伺服电机控制的单芯片 DSP 控制器。由于 DSP 的快速计算能力，可应用于具有适应能力的伺服系统。采用 DSP 来实现需要复杂计算的数字控制系统，以达到高性能的控制系统将成为未来的发展趋势。由于伺服系统设计包含多项不同技术的整合，因此，其设计过程更为复杂，利用计算机辅助设计和实时在线控制仿真成为现代伺服系统设计的重要方法。

随着微电子、电力电子、网络通讯技术的发展，伺服系统进一步结合微电子与电力电子技术，伺服系统技术发展将朝着单芯片控制，智能控制，网络联机的方向发展^[1]。

1.3 红外目标仿真装置简介

红外导引头的仿真技术是研制红外制导技术的一种重要手段。红外制导武器半实物仿真系统由红外目标背景仿真装置，三轴模拟飞行转台，红外仿真控制台，接口以及仿真计算机组成。

红外目标仿真装置由目标光学投影系统，目标显示系统和红外目标传输光缆组成。目标光学投影系统包括五套投影子系统，分别模拟飞机尾喷，尾焰，干扰，机身和红外背景。根据目标，干扰的种类不同可产生矩形的，圆形的和三角形的图像，背景又有晴空和多云两种。模拟图像的大小，形状和辐射强度等可通过改变视场光阑、渐变滤光片以及调制盘的状态而实时进行调整，以仿真弹目相对距离、目标姿态以及干扰和背景的情况。目标显示系统由目标显示窗口，显示臂和主架组成。显示臂在水平方向转动模拟弹目视线方位角，目标显示窗口沿显示臂上下运动，以模拟弹目视线运动俯仰角。红外传输光缆为目标显示窗口和目标投影系统之间的接口。它负责目标投影系统所产生的红外目标、干扰和背景的几种特性和辐射特性最小损失的传送到显示窗口中。波段为 $0.3\sim 0.5\mu\text{m}$ ， $1\sim 5\mu\text{m}$ 。红外目标仿真装置除了硬件外，还必须有一套完整的软

件来驱动硬件设备运行。

红外目标仿真装置主要有以下优点：采用二级定位技术，目标的动态位置仿真达到了高精度要求；采用了紫光—可见光—红外（ $0.3\sim 0.5\mu\text{m}$ ）传输光缆显示接口，有效地防止目标装置与三轴转台之间的碰撞及由此带来的许多问题；采用了多个目标投影器组合，能够仿真飞机的尾焰、尾喷、机身、红外干扰和红外背景等复杂的作战环境，进行仿真试验^[3]。

红外寻的半实物仿真技术应用于红外寻的制导武器系统的研制，可以优化制导系统性能设计参数，减少飞行试验次数，节省研制费用，缩短研制周期，以及可以获得外场飞行试验难以得到的红外制导系统性能评估数据，系统参数变化对其性能影响及其统计特性。

1.4 国内外红外目标仿真研究现状

系统仿真技术是一门随着计算机和现代测试技术的迅速发展而成长起来的综合性应用技术科学，已成为系统工程一项科学的方法和有力的工具^[4~7]。

随着作战要求的不断提高和科学技术的迅速发展，导弹武器系统日趋复杂，研制的周期和费用不断增长，其系统性能的优劣原则上由应用接近于实战使用条件的靶场试验来确定。但导弹的飞行试验是一次性的，而且代价昂贵。因此，仿真试验是导弹系统研制过程中十分经济和有效的手段之一。

对红外导弹制导系统的仿真可以分为两大类^[8]：一类是数学仿真，就是建立系统的数学模型，然后通过计算机来复现系统的工作过程，属于抽象仿真。缺点是只建立理想模型，由于工艺或其它原因引起的系统性能退化难以捕捉，故不能将仿真技术贯穿于导弹制导系统研制的整个过程之中；另一类就是半实物仿真^[11~14]，指结合数学模型，将设计好的导弹制导系统的实物引入仿真回路。既提高了仿真的逼真度，又解决了复杂系统的建模。

半实物仿真填补了全数字/混合仿真与实际外场试验之间的空档。数字仿真虽然在实际硬件制造之前就可以模拟武器系统的性能，但其置信度不高，因为许多数学模型是理想化的（例如导引头的数学模型），且诸多子系统之间的相互作用难以预测和建模。而半实物仿真，把导弹的导引头等主要部件置于回路中对系统进行仿真，避开了数学建模的复杂性和不准确性，提高了仿真的精度和结果的可靠性。另一方面，在半实物仿真中，可重复的仿真条件还可以验证数据的可靠性、可用性和可维护性。因此，到 1986 年，美国陆军已建立了制导武器半实物仿真试验设施，进行了多种导弹的试验仿真。

陆军航空和导弹司令部(AM COM)在阿拉巴马州红石兵工厂的高级仿真中心(ASC)始建于 20 世纪 60 年代末。过去几十年间, ASC 把半实物仿真作为陆军先进精确制导武器系统开发的一种重要工具, 为美国陆军、美国的盟国提供了世界级的、高精度的半实物仿真试验支持。1975 年开始工作以来, ASC 在以下三个领域共开发了 14 个半实物仿真设施: 成像红外系统仿真(IIRSS), 射频仿真系统(RFSS)和多频谱仿真系统(MSSS)。这些设施可为导弹传感器、制导和控制部件、飞行硬件提供非破坏性的、高保真度的数字式、混合式仿真, 以及“导引头在回路”和“跟踪器在回路”的半实物仿真。ASC 借助各种工程网络可以进行分布式半实物仿真。

ASC 的主要仿真设施有: 射频仿真系统(RFSS)^[16]是在微波暗室中, 通过计算机控制的 RF 信号产生器发射适当波长的辐射信号给导引头, 动态模拟导弹与目标的作用来完成。射频仿真已经支持了“爱国者”导弹(PAC3), “地狱火”导弹和“霍克”导弹等项目的开发; 成像红外系统仿真(IIRSS)^[17]设施用以支持陆军的制导导弹计划。目前, 共有 8 种与红外有关的仿真设施用于成像和非成像红外制导导弹的半实物仿真, 也支持实时的声信号和 RF 信号的注入仿真; 战区导弹防御(TMD)^[18]仿真设施实际上是上述 IIRSS 设施的一部分, 多年来, 它支持 TMD 导引头和系统的全数字仿真、全数字非半实物仿真、注入/投影式半实物仿真; 多频谱半实物仿真设施^{[19][20]}; 目标/景象投影设备(IRSP)^[17]; 动态景象产生器^[21]; 实时仿真计算机^{[17][21]}; 飞行运动仿真器(FMS)^{[17][22]}以及靶场目标和背景特征数据库^[23]。

美国陆军试验鉴定司令部(ATEC, 总部在马里兰州的阿伯丁)的红石技术试验中心(RTTC), 有美国陆军武器试验鉴定的各种仿真实验室和仿真设施, 用于武器试验的半实物仿真。目前, RTTC 主要有两个导弹半实物仿真实验室——光电传感器飞行鉴定实验室和光电目标捕获传感器鉴定实验室^{[24][25]}。

对于仿真技术, 到目前为止, 国外所使用的红外目标仿真装置主要有美国红石兵工厂陆军高级仿真中心的红外仿真系统, 美国陆军白沙靶场红外仿真实验室中的动态红外对抗仿真系统, 英国宇航公司基于 5 轴转台方案的红外仿真系统以及美国波音公司的红外制导仿真系统。

随着我国国防现代化进程的发展以及红外制导导弹系统发展的需要, 80 年代后, 我国开始研制红外仿真系统。1990 年, 哈尔滨工业大学红外仿真器课题组研制的第一套红外仿真系统《I 型红外目标/背景仿真装置》在北京仿真中心投入使用, 填补了国内该项技术的空白。1993 年, 该课题组研制的《II 型红外目标/背景仿真装置》在上海航天局八部投入使用, 与 I 型相比, 在设计思

想,装置结构以及新技术应用方面都有了重大改进,达到了国际和国内的先进水平,为我国导弹系统型号的研制起了很大推动作用。这两种型号的红外目标背景仿真装置都采用了光学—机电式结构,能够产生多种复杂的红外模拟目标及背景环境,已满足各种复杂的作战环境。整个仿真装置还具有良好的可扩展性,特别是《Ⅱ型红外目标/背景仿真装置》红外波段和紫外波段的双色模拟目标,可以满足不同型号的研制需求。

随着计算机技术和导弹制导技术的发展,半实物仿真技术也在不断地进步^[26],红外景象投影仿真是目前导弹半实物仿真的主要方向。同时,导弹试验的分布式仿真可以最大限度的利用相关资源。

1.5 本论文的结构和主要内容

红外目标背景仿真装置在工作过程中,由大惯性的显示臂带着显示窗口产生视场的主运动,完成目标的粗定位。再由设置在光路中的低惯性的定向镜机组完成目标的精确定位。定向镜系统是一个能实现方位运动和俯仰运动的微型双轴转台,它的作用是补偿显示臂方位和俯仰运动的动态误差,实现目标的精确定位。因此,定向镜系统的精度直接影响到红外目标背景仿真装置的精度。

定向镜伺服系统由四个相互独立的子系统组成,每一套子系统都由方位和俯仰两套机组构成,由于定向镜机械结构的特殊性,俯仰和方位之间存在着机械方面的耦合。这四个系统基本结构相同,系统之间诸如转动惯量的差别,可以在实际调整时进行修正。

本论文主要内容结构如下:

第2章 针对定向镜系统的特殊机械结构,建立定向镜系统的数学模型。

第3章 对定向镜系统进行解耦分析,确定解耦方案。

第4章 根据定向镜系统的技术要求,确定控制方案,选择主要部件。

第5章 对定向镜系统进行线性控制设计,并对低速控制系统采用自适应控制提高其低速运行性能。

第6章 硬件电路的设计和调试,包括功放电路、校正电路和激磁解调电路。并给出系统性能指标测试结果。

第2章 定向镜伺服系统机械结构和系统建模

2.1 定向镜伺服系统的机械结构

定向镜伺服系统典型结构如图 2-1 所示：

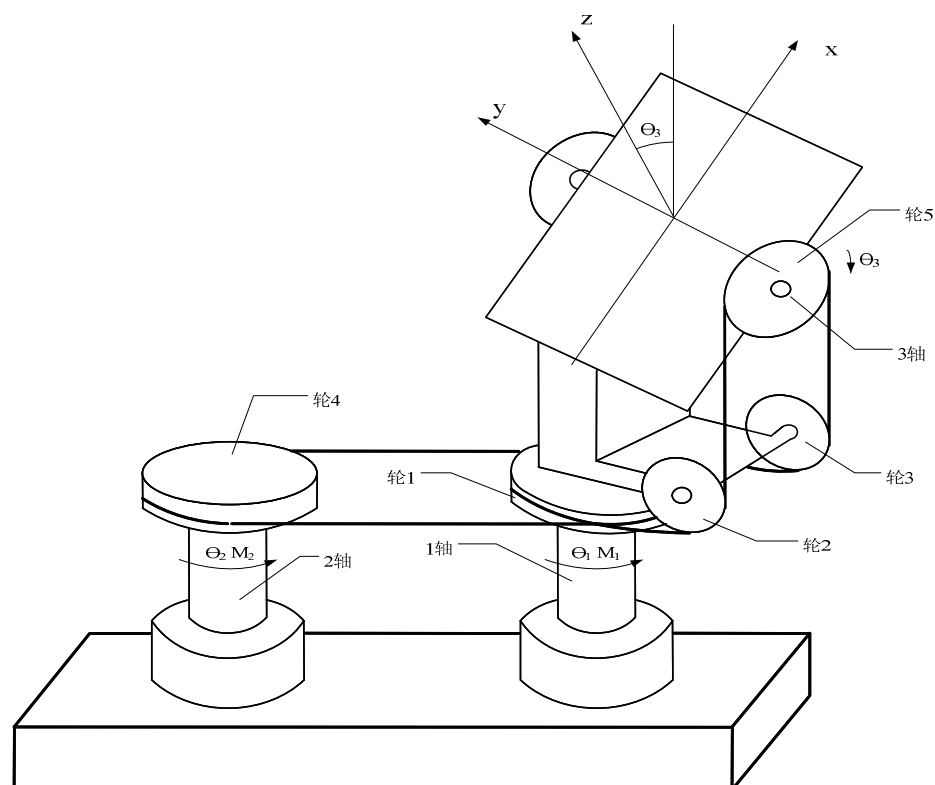


图 2-1 定向镜伺服系统机械结构图

Fig. 2-1 Structure of directional mirror

式中 1 轴——方位电机驱动轴；

2 轴——俯仰电机驱动轴；

3 轴——俯仰轴；

轮 1——俯仰从动轮；

轮 2——俯仰支撑轮；

轮 3——俯仰支撑轮；

轮 4——俯仰电机驱动轮；

轮 5——俯仰角度驱动轮。

定向镜伺服系统中每个子系统均由俯仰和方位两套机组构成，两套机组结构基本相同，包括有限转角直流力矩电机、无刷测速发电机和角位置传感器等三个部分。当给方位电机施以驱动电压时，方位电机驱动轴（1 轴）发生旋转，由于方位电机轴是同扭转支架固定连接在一起的，这样就引起了定向镜方位转角的变化；当给俯仰电机施以驱动电压时，俯仰电机驱动轮（轮 4）发生旋转，经钢带传送，引起了俯仰从动轮（轮 1）的角位置变化（俯仰从动轮经轴承空套在方位电机驱动轴上），再经俯仰支撑轮（轮 2 和轮 3）的钢带传送，从而带动俯仰角度驱动轮（轮 5）旋转，由于俯仰角度驱动轮、俯仰轴（3 轴）和定向镜片是固定连接在一起的，这样就引起了定向镜俯仰转角的变化。这就是方位和俯仰运动的大致过程。

基于定向镜伺服系统的这种特殊结构可以知道，定向镜的俯仰轴和方位轴之间存在着两种耦合方式。一，力矩耦合。俯仰电机驱动轮输出转角首先要经钢带传送到俯仰从动轮，而俯仰从动轮是同方位轴连接在一起的，这样，俯仰电机的驱动力矩必然要经俯仰从动轮对方位轴施以力矩影响，从而引起定向镜方位的角位置变化。二，位置耦合。由于俯仰轴、俯仰角度驱动轮、俯仰支撑轮同方位电机驱动轴的固定连接，当方位轴开始转动后，除了对俯仰从动轮施以力矩影响外，它还要带动俯仰支撑轮绕方位轴旋转，此时即使俯仰从动轮不动，俯仰支撑轮也相对传送钢带发生转动，从而带动俯仰驱动轮引起定向镜俯仰转角的变化。方位轴处于不同的位置，它对定向镜产生不同的俯仰角偏移，称之为位置耦合。

2.2 系统建模方法概述

数学模型是系统输入作用和输出作用之间的数学关系，是系统动态特性的数学描述。建立合理、适用的数学模型是控制系统分析过程中最重要的内容。

系统建模方法^{[27] [28]}可以分为两大类：机理建模和实验建模。机理建模又称数学分析法建模或理论建模，是根据被研究对象的物理化学性质和运动规律来建立系统的数学模型。这种方法对于较复杂系统，必须做出许多简化与理想化后，才能进行建模。试验建模是把被研究对象看作一个黑箱，施加不同的信号，研究对象的输出响应信号和输入激励信号之间的关系，估算出系统的数学模型，这种方法也称为系统辨识方法。

定向镜伺服系统结构比较特殊，具有复杂非线性和强耦合性，对其采用机理建模方法进行数学建模。

2.3 拉格朗日运动方程式

物理系统数学模型可以从能量原理导出，而不采用牛顿定律或基尔霍夫定律。采用广义坐标表示动力学普遍方程，从而使复杂系统的问题变得简单，这就是著名的拉格朗日方程^[29]。下面简述一下拉格朗日运动方程的推导过程。

(1) 自由度和广义坐标 确定一个自由质点在空间的位置需要三个独立参数，即三个坐标，我们说自由质点在空间有三个自由度。确定一个质点在平面上的位置需要两个独立参数，即两个坐标，我们说此质点有两个自由度。下面给出更严密的关于自由度的定义，并引入广义坐标的概念。具有 n 个质点的质点系，其中质点 i 的坐标以 x_i, y_i, z_i 表示，以 \dot{x}_i, \dot{y}_i 和 \dot{z}_i 表示坐标对时间的一阶导数，则对此质点系一般形式的约束方程为：

$f_j(x_1, y_1, z_1, \dots, x_n, y_n, z_n, \dot{x}_1, \dot{y}_1, \dot{z}_1, \dots, \dot{x}_n, \dot{y}_n, \dot{z}_n, t) = 0 \quad (j=1, 2, \dots, s)$ ，即此质点系具有 s 个约束方程，约束可以对质点的位置及其运动速度都有限制，而且约束条件可以随时间而变化，因而含有时间 t 。如果其约束条件可以写成不含坐标导数 $\dot{x}_i, \dot{y}_i, \dot{z}_i$ 的约束方程形式： $f_j(x_1, y_1, z_1, \dots, x_n, y_n, z_n, t) = 0 \quad (j=1, 2, \dots, s)$ ，这种约束称为完整约束。在完整约束的条件下，确定质点系位置的独立参数的数目等于系统的自由度数。确定质点系位置的独立参数称为广义坐标。

(2) 拉格朗日 (Lagrange) 函数 一个机械系统的拉格朗日函数定义为

$$L = E - U \quad (2-1)$$

其中， E 是系统的动能， U 是系统的位能。拉格朗日函数 L 的一般形式是 $q_i, \dot{q}_i (i=1, 2, \dots, n)$ 和时间 t 的函数，即：

$$L = L(q_i, \dot{q}_i, t) \quad (2-2)$$

(3) 哈密尔顿定理 哈密尔顿原理说明系统在 n 维空间从 $t=t_1$ 到 $t=t_2$ 使积分

$$I = \int_{t_1}^{t_2} L(q_i, \dot{q}_i, t) dt \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (2-3)$$

具有极值。

(4) 保守系统拉格朗日方程 如果在系统中没有能量耗散, 称为保守系统。拉格朗日函数 L 是一个广义坐标 q 及其对时间的导数 \dot{q} 和时间 t 的函数的简单情况, 于是方程 (2-3) 就变成:

$$I = \int_{t_1}^{t_2} L(q, \dot{q}, t) dt \quad (2-4)$$

函数 q 使积分 I 具有极值。假定变分 $\delta q(t_1) = \delta q(t_2) = 0$ 。我们对 q 和 \dot{q} 给出一微小变化, 并计算两个拉格朗日积分之间的差, 即:

$$\begin{aligned} \Delta I &= \int_{t_1}^{t_2} L(q + \delta q, \dot{q} + \delta \dot{q}, t) dt - \int_{t_1}^{t_2} L(q, \dot{q}, t) dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} [L(q + \delta q, \dot{q} + \delta \dot{q}, t) - L(q, \dot{q}, t)] dt \end{aligned}$$

将上式在点 (q, \dot{q}) 展开成泰勒级数, 得:

$$\Delta I = \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{\partial L}{\partial q} \delta q + \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \delta \dot{q} \right) dt + \frac{1}{2} \int_{t_1}^{t_2} \left[\frac{\partial^2 L}{\partial q^2} (\delta q)^2 + 2 \frac{\partial^2 L}{\partial q \partial \dot{q}} \delta q \delta \dot{q} + \frac{\partial^2 L}{\partial \dot{q}^2} (\delta \dot{q})^2 \right] dt + \dots$$

右边的第一项称为 I 的第一变分。如变分原理所指出, I 取极值的必要条件是第一变分 δI 为零。

$$\delta I = \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{\partial L}{\partial q} \delta q + \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \delta \dot{q} \right) dt = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\partial L}{\partial q} \delta q dt + \int_{t_1}^{t_2} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \frac{d\delta q}{dt} dt = 0$$

上式又可进一步写作:

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{\partial L}{\partial q} \delta q dt + \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \delta q \Big|_{t_1}^{t_2} - \int_{t_1}^{t_2} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) \delta q dt = 0$$

于是有:

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \delta q(t_2) - \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \delta q(t_1) + \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{\partial L}{\partial q} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) \delta q dt = 0$$

注意到 $\delta q(t_1) = \delta q(t_2) = 0$ ，因此，最后得：

$$\int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{\partial L}{\partial q} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} \right) \delta q dt = 0 \quad (2-5)$$

以上方程式必须对满足连续条件，并在 $t = t_1$ 和 $t = t_2$ 时取零值的任何 δq 正确。于是根据变分原理，被积函数必须恒等于零，即：

$$\frac{\partial L}{\partial q} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = 0$$

如果拉格朗日函数是一个具有 n 个广义坐标， n 个广义速度和时间的函数，即：

$$L = L(q_1, q_2, \dots, q_n; \dot{q}_1, \dot{q}_2, \dots, \dot{q}_n; t) \quad (2-6)$$

与式 (2-6) 对应有：

$$\frac{\partial L}{\partial q_i} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} = 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2-7)$$

上式称作保守系统的欧拉—拉格朗日方程。

(6) 非保守系统的拉格朗日方程 若系统作用有外力或力矩，则式 (2-7) 改为：

$$\frac{\partial L}{\partial q_i} - \frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} = F_i \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (2-8)$$

称作非保守系统的拉格朗日方程。式中 F_i 为广义力。

2.4 定向镜系统数学模型^[30]

2.4.1 系统机械装置动能

定向镜伺服系统的机械结构如图 2-1 所示。两台直流电机直接驱动轴 1 和轴 2，传动轮 1、2、3 空套在轴上。轴 1 称为方位轴，它与定向镜支架固定连接，轴 2 和轴 3 上的带轮直径相同。轴 3 是俯仰轴。现将该装置分成 5 部分：

轴 1、轴 2、轴 3、轮 1 和轮 2、3。设轴 1、轴 2、轴 3 的转角分别为 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 ，且轴 1、轴 2、轴 3 上的传动轮的直径相等，则由机械机构知：

$$\theta_3 = \theta_2 - \theta_1 \quad (2-9)$$

可见 θ_3 与 θ_1 之间具有强耦合。

设轴 1、轴 2 和传动轮 1 绕各自轴线的转动惯量分别为 J_{10} 、 J_{20} 、 J_5 ，因为这 3 个轴的位置不变，所以它们的动能 T_1 、 T_2 、 T_5 分别为：

$$T_1 = \frac{1}{2} J_{10} \dot{\theta}_1^2 \quad (2-10)$$

$$T_2 = \frac{1}{2} J_{20} \dot{\theta}_2^2 \quad (2-11)$$

$$T_5 = \frac{1}{2} J_5 \dot{\theta}_2^2 \quad (2-12)$$

轴 3 部分在绕 3 轴转动的同时也绕 1 轴转动，其动能表达式不能简单地和式 (2-10)、(2-11)、(2-12) 相同。设定向镜镜体关于自身对称轴 x 、 y 、 z （见图 2-1）的转动惯量分别是 J_x 、 J_y 、 J_z ，利用质点系动能计算公式和速度合成

定理可求得轴 3 的动能 T_3 为：

$$T_3 = \frac{1}{2} (J_{31} + J_{34} \sin^2 \theta_3) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} J_{33} \dot{\theta}_3^2 \quad (2-13)$$

同时，还可以推导出传动轮 2、3 的总动能 T_4 为：

$$T_4 = \frac{1}{2} J_{41} \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} J_{43} \dot{\theta}_3^2 \quad (2-14)$$

式中 $J_{34} = J_x - J_z$ 、 J_{31} 、 J_{33} 、 J_{41} 、 J_{43} 是机械结构尺寸决定的常数，它们具有转动惯量的量纲和意义。

由前述各式可求得定向镜机械装置的总动能 T 为：

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 \\ &= \frac{1}{2} (J_{10} + J_{31} + J_{41} + J_{34} \sin^2 \theta_3) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} (J_{20} + J_5) \dot{\theta}_2^2 + \frac{1}{2} (J_{33} + J_{43}) \dot{\theta}_3^2 \end{aligned} \quad (2-15)$$

设： $J_1 = J_{10} + J_{31} + J_{41}$ ， $J_2 = J_{20} + J_5$ ， $J_3 = J_{33} + J_{43}$

则式（2-15）简化为：

$$T = \frac{1}{2} (J_1 + J_{34} \sin^2 \theta_3) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} J_2 \dot{\theta}_2^2 + \frac{1}{2} J_3 \dot{\theta}_3^2 \quad (2-16)$$

再考虑到式（2-9），式（2-16）还可以写成：

$$T = \frac{1}{2} (J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2 (\theta_2 - \theta_1)) \dot{\theta}_1^2 + \frac{1}{2} (J_2 + J_3) \dot{\theta}_2^2 - J_3 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \quad (2-17)$$

设：

$$\begin{aligned} \phi(\theta) &= \begin{bmatrix} J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2 (\theta_2 - \theta_1) & -J_3 \\ -J_3 & J_2 + J_3 \end{bmatrix} \\ \theta &= [\theta_1 \quad \theta_2]^T \end{aligned} \quad (2-18)$$

则式（3-17）可写成：

$$T = \frac{1}{2} \dot{\theta}^T \phi(\theta) \dot{\theta} \quad (2-19)$$

2.4.2 系统运动方程

定向镜系统机械装置有 2 个自由度，取广义坐标为 θ_1 、 θ_2 ，忽略各轴上的

摩擦力矩，可推知广义力为两电机的电磁力矩 M_1 、 M_2 。

根据拉格朗日方程式 (2-8)，可得：

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial T}{\partial \theta} = M \quad (2-20)$$

式中 $M = [M_1 \ M_2]^T$ 。

将式 (2-19) 代入式 (2-20)，可得：

$$\phi(\theta) \ddot{\theta} + \sum_1^2 \dot{\theta}_i \frac{\partial \phi(\theta)}{\partial \theta_i} \dot{\theta} - \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \dot{\theta}^T & 0 \\ 0 & \dot{\theta}^T \end{bmatrix} \frac{\partial \phi(\theta)}{\partial \theta} \dot{\theta} = M \quad (2-21)$$

即：

$$\begin{aligned} & (J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2(\theta_2 - \theta_1)) \ddot{\theta}_1 - J_3 \ddot{\theta}_2 + J_{34} \sin 2(\theta_2 - \theta_1) \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \\ & - \frac{1}{2} J_{34} \sin 2(\theta_2 - \theta_1) \dot{\theta}_1^2 = M_1 \end{aligned} \quad (2-22)$$

$$(J_2 + J_3) \ddot{\theta}_2 - J_3 \ddot{\theta}_1 - \frac{1}{2} J_{34} \sin 2(\theta_2 - \theta_1) \dot{\theta}_1^2 = M_2 \quad (2-23)$$

式 (2-21) 或 (2-22) 和 (2-23) 为该装置的运动方程式。

设： $x_1 = \theta_1, x_2 = \dot{\theta}_1 = \dot{x}_1, x_3 = \theta_2, x_4 = \dot{\theta}_2 = \dot{x}_3, X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$

由式 (2-22)、(2-23) 可得：

$$E \dot{X} = FX + GM \quad (2-24)$$

$$\text{其中 } E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2(x_3 - x_1) & 0 & -J_3 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -J_3 & 0 & J_2 + J_3 \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 & 0 & -J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{2} J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} 00 \\ 10 \\ 00 \\ 01 \end{bmatrix}$$

由式 (2-24) 可得机械装置的状态方程为:

$$\dot{X} = AX + BM \quad (2-25)$$

式中

$$A = E^{-1}F = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2H}(J_2 + 2J_3)J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 & 0 & -\frac{J_2 + J_3}{H}J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{2H}(J_1 + 2J_3 + J_{34} \sin^2(x_3 - x_1))J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 & 0 & -\frac{1}{H}J_3J_{34} \sin 2(x_3 - x_1)x_2 \end{bmatrix}$$

$$B = E^{-1}G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{J_2 + J_3}{H} & \frac{J_3}{H} \\ 0 & 0 \\ \frac{J_3}{H} & \frac{J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2(x_3 - x_1)}{H} \end{bmatrix}$$

$$H = J_1J_2 + J_1J_3 + J_2J_3 + (J_2 + J_3)J_{34} \sin^2(x_3 - x_1)$$

$$\text{输出方程为: } \theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} X$$

2.4.3 线性化

采用小偏差线性化法进行线性化。小偏差线性化的前提条件是在预期工作点的邻域内存在关于变量的各阶导数或偏导数。由式 (2-22)、(2-23) 可知定向

镜系统满足此线性化条件。在预期工作点附近按下式进行线性化：

$$Y(s) = \sum \frac{\partial f}{\partial x_i} X_i(s) \quad (2-26)$$

对式（2-22）、（3-23）进行线性化处理后可得

$$\theta_1(s) = \frac{1}{As^2 + Bs + C} M_1(s) + \frac{J_3 s^2 - J_{34} \dot{\theta}_1 \sin 2\theta_3 s + c}{As^2 + Bs + C} \theta_2(s) \quad (2-27)$$

$$\begin{aligned} \theta_2(s) = & \frac{1}{(J_2 + J_3)s^2 - J_{34}\theta_1^2 \cos 2\theta_3} M_2(s) \\ & + \frac{J_3 s^2 + J_{34} \dot{\theta}_1 \sin 2\theta_3 s - J_{34} \dot{\theta}_1 \cos 2\theta_3}{(J_2 + J_3)s^2 - J_{34}\theta_1^2 \cos 2\theta_3} \theta_1(s) \end{aligned} \quad (2-28)$$

式中 $A = J_1 + J_3 + J_{34} \sin^2 \theta_3$

$$B = J_{34}(\theta_2 - \theta_1) \sin 2\theta_3$$

$$C = -J_{34}[\dot{\theta}_1(2\dot{\theta}_2 - \dot{\theta}_1) \cos 2\theta_3 + \theta_1 \sin 2\theta_3]$$

从这个线性模型我们可以看出，该系统可以看成是具有变系数和强耦合的线性系统。

令：

$$M_{1C} = J_{34} \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \sin 2\theta_3 - J_{34} \ddot{\theta}_1 \sin^2 \theta_3 \quad (2-29)$$

$$M_{2C} = \frac{1}{2} J_{34} \dot{\theta}_1^2 \sin 2\theta_3 \quad (2-30)$$

将式（2-29）、（2-30）代入式（2-22）、（2-23）可得：

$$(J_1 + J_3) \ddot{\theta}_1 - J_3 \ddot{\theta}_2 = M_1 + M_{1C} + M_{2C} \quad (2-31)$$

$$(J_2 + J_3) \ddot{\theta}_2 - J_3 \ddot{\theta}_1 = M_2 + M_{2C} \quad (2-32)$$

将式（2-31）、（2-32）中的 M_{1C} 和 M_{2C} 看成是外界干扰力矩，系统就变成典

型的线性系统。令 $M_{1c} = M_{2c} = 0$ ，可得如下简化线性动态方程：

$$(J_1 + J_3)\ddot{\theta}_1 - J_3\ddot{\theta}_2 = M_1 \quad (2-33)$$

$$(J_2 + J_3)\ddot{\theta}_2 - J_3\ddot{\theta}_1 = M_2 \quad (2-34)$$

在零初始条件下取拉氏变换得系统的数学模型为：

$$\theta_1(s) = \frac{1}{(J_1 + J_3)s^2} M_1(s) + \frac{J_3}{J_1 + J_3} \theta_2(s) \quad (2-35)$$

$$\theta_2(s) = \frac{1}{(J_2 + J_3)s^2} M_2(s) + \frac{J_3}{J_2 + J_3} \theta_1(s) \quad (2-36)$$

在对定向镜系统进行解耦设计时，就是以简化模型为基础，并确定了工程上容易实现的解耦方案。

2.5 本章小结

本章针对定向镜伺服系统特殊的机械结构，利用拉格朗日力学方程建立系统的数学模型，并进行了线性化和简化处理，为后续章节奠定基础。

第3章 定向镜伺服系统解耦

3.1 引言

随着工业的发展,生产规模越来越复杂,在一个生产过程中,需要控制的变量及操作变量常不止一对,而且这些变量之间常以这种或者那种形式相关联系着,即耦合。控制对象存在耦合,就会降低控制系统的调节品质,耦合严重时会使系统无法投入运行,因此对解耦理论的讨论是很有意义的。解耦控制是多变量系统控制中的有效手段。其实质是把一个具有耦合的多输入多输出控制系统,通过选择适当的补偿器,把耦合限制在一定程度或者解耦为多个独立的单输入单输出系统^[33]。

3.2 解耦方法简介^[34]

(1) 传统解耦控制方法 传统解耦方法以现代频域法为代表,也包括时域方法,主要适用于确定性线性 MIMO 系统。包括对角矩阵法、相对增益分析法、特征曲线分析法、状态变量法、逆奈氏阵列法(INA)等。实现解耦控制的思想是通过解耦补偿器的设计,使解耦补偿器与被控对象组成的广义系统的传递函数矩阵为对角阵,从而把一个由耦合影响的多变量系统化为多个无耦合的单变量系统。

(2) 自适应解耦控制方法 对于 MIMO 不确定性问题,多变量自适应解耦控制的研究为这类问题的解决提出了可行性方法。多变量自适应解耦控制方法是将被控对象的解耦、控制和辨识结合起来,可以实现参数未知或时变系统的在线精确解耦控制。自适应解耦的方法将耦合项作为可测干扰,采用自校正前馈控制的方法,对耦合进行动、静态补偿。对最小相位系统,采用最小方差控制律可以抑制交连,对非最小相位系统,可以采用广义最小方差控制律只要最优预报和性能指标函数中含有耦合项,就可以达到消除耦合的目的。

(3) 鲁棒控制方法 多变量鲁棒解耦理论是鲁棒控制理论的一个方向,其实质是通过设计鲁棒预补偿器,使摄动系统为鲁棒对角优势,从而将多变量系统化为若干单变量系统来设计。

(4) 智能解耦控制方法 由于它在解决非线性方面的独特优势,使它在非

线性系统解耦控制方面得到了广泛的关注。它可以实现对线性和非线性系统在线精确解耦，解决了传统解耦方法不易实现精确解耦的问题。

在 MIMO 解耦控制系统中，除了以上方法外，还有预测解耦、反标架解耦法、卡尔曼滤波解耦、块解耦、弱耦合系统、干扰解耦等。应该说每种解耦方法均有其独特优点，也有其局限性。

在工程实践中，许多解耦理论由于设计方法及算式过于复杂而难以推广应用，因此寻求一种有效的、简单易行的控制方法，即寻求理论研究同实际应用的结合点是今后研究的一个方向。在 MIMO 解耦控制中目前逐渐出现了将自适应控制、预测控制、神经网络、模糊控制、遗传算法等先进控制手段合理搭配来实现解耦，这种扬长避短的方法也是解决耦合问题的一个有效途径。

3.3 定向镜伺服系统解耦

根据前一章推导出的定向镜伺服系统的数学模型，定向镜系统是一个复杂非线性和强耦合的系统。俯仰轴和方位轴存在两种耦合关系：第一，力矩耦合。俯仰轴和方位轴是经过钢带连在一起的，可以利用电枢电流作为状态变量进行解耦以消除力矩耦合。第二，位置耦合。定向镜系统最终控制的是镜片的方位和俯仰运动，基于其特殊的结构可知，方位轴处于不同位置时，对俯仰轴产生不同的位置偏移，这种耦合可以采用在输入通道中进行给定信号补偿的方法解决。

为简化系统的解耦设计，我们以系统简化模型为基础，即令 $M_{1c} = M_{2c} = 0$ ，包括电机在内的被控对象动态结构如图 3-1 所示。图 3-1 中 K_t 是电机的转矩电流系数； K_i 是功率放大器的放大倍数。

定向镜系统必须用 2 个参考输入信号分别控制角度 θ_1 和 θ_3 。由前述方程知 θ_1 和 θ_2 之间存在动耦合， θ_1 和 θ_3 间存在强耦合。对于图 3-1 中的 θ_1 和 θ_2 之间的耦合通道，按照方框图等效变换原理，可得到解耦通道如该图中 K_{21} 和 K_{12} 所示。这是一个容易实现的环节。这个环节消除了 θ_1 和 θ_2 之间的主要耦合。

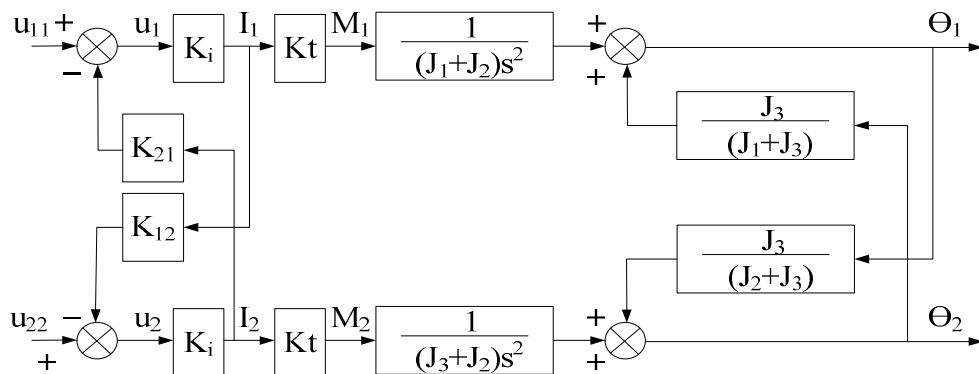


图 3-1 被控对象动态结构图

Fig. 3-1 Block diagram of the control object

由图 3-1 可知：

$$K_{12} = \frac{J_3}{K_1 (J_1 + J_3)} \quad (3-1)$$

$$K_{12} = \frac{J_3}{K_1 (J_1 + J_3)} \quad (3-2)$$

解耦后有：

$$\theta_1(s) = \frac{K_t}{(J_1 + J_3)s^2} I_1(s) \quad (3-3)$$

$$\theta_2(s) = \frac{K_t}{(J_2 + J_3)s^2} I_2(s) \quad (3-4)$$

θ_1 和 θ_2 解耦后，可看成两个独立系统，为简便设计和分析，两个子系统用

完全相同的速度反馈校正 K_2s 、串联校正 $P_1(s)$ ， $P_2(s)$ 和位置反馈 H_1 、 H_2 。方

框图如图 3-2 所示。两个子系统测速回路闭环传递函数分别为：

$$G_1(s) = \frac{\theta_1(s)}{U_{10}(s)} = \frac{1}{K_2s(T_1s+1)} \quad (3-5)$$

$$G_2(s) = \frac{\theta_2(s)}{U_{20}(s)} = \frac{1}{K_2s(T_2s+1)} \quad (3-6)$$

式中: $T_1 = \frac{J_1 + J_3}{K_1 K_2 K_t}$; $T_2 = \frac{J_2 + J_3}{K_1 K_2 K_t}$ 。

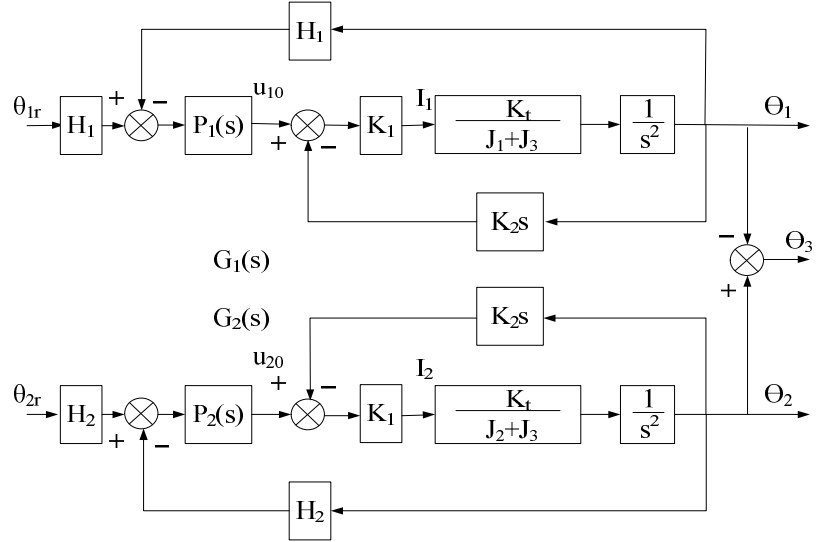


图 3-2 系统方框图

Fig. 3-2 Block diagram of the control system

下面分析 θ_1 和 θ_3 之间的解耦。两个子系统的闭环传递函数为:

$$\phi_1(s) = \frac{\theta_1(s)}{\theta_{1r}(s)} = \frac{PG_1H}{1 + PG_1H} \quad (3-7)$$

$$\phi_2(s) = \frac{\theta_2(s)}{\theta_{2r}(s)} = \frac{PG_2H}{1 + PG_2H} \quad (3-8)$$

$$\theta_3 = \theta_2 - \theta_1 = (\theta_{2r} - \theta_{1r})\phi_2 + (\phi_2 - 1)\theta_1 \quad (3-9)$$

可推得:

$$\begin{aligned} (\phi_2 - 1)\theta_1 &= \frac{-1}{1 + PG_2H}\theta_1 = \frac{-G_2}{1 + PG_2H} \frac{1}{G_2} U_{10} G_1 \\ &= \frac{-G_2}{1 + PG_2H} U_{10} (1 + \frac{T_2 - T_1}{T_1 s + 1} s) \\ &= \frac{-G_2}{1 + PG_2H} (U_{10} + \frac{T_2 - T_1}{T_1 s + 1} s U_{10}) \end{aligned} \quad (3-10)$$

将式(3-5)、(3-3)代入上式右边就可求得：

$$(\phi_2 - 1)\theta_1 = \frac{-G_2}{1 + PG_2H} [U_{10} + K_2(T_2 - T) \frac{K_t}{J_1 + J_3} I_1] \quad (3-11)$$

式中 I_1 表示系统1的电机电流。由式(3-9)、(3-11)可绘出动态框图，如图 3-3 所

示。由图 3-3 知， θ_{1r} 对 θ_3 有 3 条耦合通道，即， K_{131} ， K_{132} ， K_{133} ，其中

$$K_{131}=1, K_{132}=1, K_{133} = \frac{K_2 K_t (T_2 - T_1)}{J_1 + J_3}。$$

在上述三条耦合通道上并联符号相反的通道就解除了 θ_{1r} 对 θ_3 的耦合^[31]。解耦后有：

$$\frac{\theta_3(s)}{\theta_{2r}(s)} = \phi_2(s) = \frac{PG_2H}{1 + PG_2H} \quad (3-12)$$

且有：

$$\theta_2 = \left(\theta_{2r} + \theta_{1r} \frac{\phi_1}{\phi_2} \right) \phi_2 \quad (3-13)$$

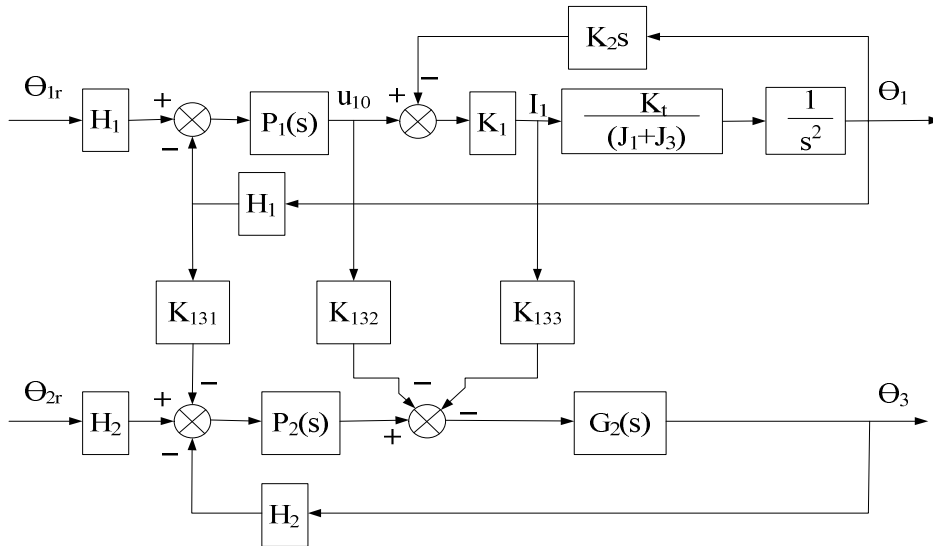


图 3-3 系统方框图

Fig. 3-3 Block diagram of the control system

由式 (3-13) 可得到另外一种消除对耦合的方案：在轴 2 的输入端加入信号 $\theta_{1r} \frac{\phi_1}{\phi_2}$ ，当 $\phi_1(s) = \phi_2(s)$ 时只要加上 θ_{1r} 即可，如图 3-4 所示：

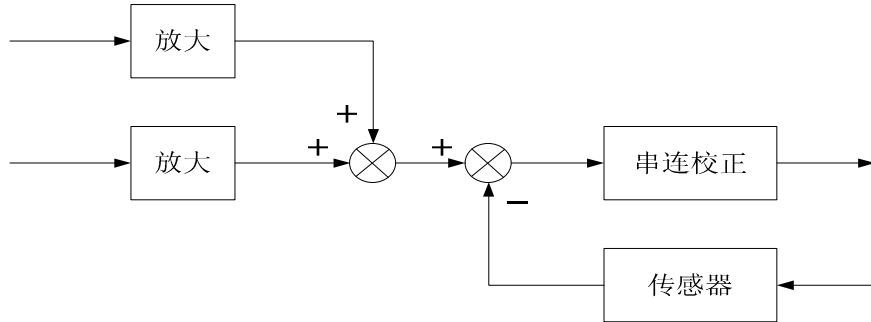


图 3-4 解耦方案图

Fig. 3-4 Schematic diagram of decoupling scheme

后一种解耦方案在工程上容易实现。

3.4 本章小结

本章针对定向镜伺服系统的数学模型，采用方框图等效原理确定了解耦方案。并介绍了工程上容易实现的解耦方案。

第4章 定向镜伺服系统控制方案的确立

4.1 系统主要技术要求

技术指标要求如下：

俯仰轴转动范围	$\pm 3^\circ$ (52.36mrad)
方位轴转动范围	$\pm 2^\circ$ (34.91mrad)
俯仰轴角速度不大于	$150^\circ/\text{s}$ (2.62rad/s)
方位轴角速度不大于	$100^\circ/\text{s}$ (1.75rad/s)
俯仰轴角加速度不大于	$600^\circ/\text{s}^2$ (10.5rad/s ²)
方位轴角加速度不大于	$400^\circ/\text{s}^2$ (6.98rad/s ²)
保精度俯仰轴角速度	75° (1.31rad/s)
保精度方位轴角速度	50° (0.87rad/s)
保精度俯仰轴角加速度	150° (2.62rad/s ²)
保精度方位轴角加速度	100° (1.75rad/s ²)
误差不大于	0.6mrad

4.2 系统性能分析

(1) 误差分配 定向镜系统的误差包括两部分：一部分是元部件固有误差造成的；另一部分是干扰和跟踪参考输入引起的。前者取决于元部件的精度，后者取决于系统设计。为了保证系统精度符合规定的指标要求，必须对元部件的精度和设计系统的误差指标提出具体要求。下面根据提出的指标和已知的干扰，来确定组成系统的各元部件应具有精度，进行误差分配。

灵敏度分析表明，影响系统性能的各元部件是组成输入装置、输出装置和反馈装置的元部件，构成前向通道的主要元部件对系统性能影响较小。假设构成输入装置、输出装置、反馈装置和前向通道的各元部件的固有误差造成的系统误差分别为 e_1 、 e_2 、 e_3 和 e_4 ，系统设计中因干扰造成的误差为 e_5 ，则总的概率误差为：

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2}$$

假设系统误差为 e_0 ，则：

$$\sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2} \leq e_0$$

误差分配问题就是根据 e_0 确定 e_1 、 e_2 、 e_3 、 e_4 。

要对误差进行合理分配，必须对现有各类元部件的性能，精度进行充分的了解和分析。同时，还必须对各种扰动的类型、性质及其对系统精度的影响进行深入的了解，然后进行折中以求得在总体上达到系统性能指标的前提下，使系统易于实现，且工作可靠。对于定向镜系统，技术指标规定 $e_0=0.6 \text{ mrad}$ ，影响系统精度的主要干扰是执行轴上的摩擦力矩。根据误差分配原则，取

$$e_1=0.3 \text{ mrad}; e_2=0.3 \text{ mrad}; e_3=0.3 \text{ mrad}; e_4=0.1 \text{ mrad}; e_5=0.1 \text{ mrad}$$

满足

$$\sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + e_5^2} = \sqrt{0.29} \text{ mrad} \leq 0.6 \text{ mrad}$$

这就是说，如果系统各组成装置及摩擦力矩引起的系统误差折算成输出角分别按照上述数值来选取，便能满足整个系统的精度要求。这些要求将反映到各元部件应达到的技术指标中以及系统应具有的特性上。具体的说，定向镜系统的角位置给定装置、发射镜镜片输出装置及角位置检测元件的精度；运算放大器的零点漂移指标；系统设计时的稳态指标等都要根据上面分配的误差来确定。

(2) 动态性能分析 利用频率响应指标来衡量系统的动态性能，即系统的稳定性和响应的快速性。设计时需要考虑在稳定性和响应快速性之间寻求一种折中。

4.3 系统控制方案确立

定向镜伺服系统的机械结构可知该系统是一个双入双出的耦合系统。控制方案的实现首先进行系统解耦，消除俯仰轴和方位轴之间的位置和力矩耦合，从而将系统分解为两个相互独立的角位移伺服系统，然后再采用频域法进行设计。

定向镜伺服系统要求控制精度高，响应速度快，故俯仰轴和方位轴系统均

采用速度环和位置环的两重闭环结构。其主要特点如下：

- (1) 采用测速发电机作为并联校正元件构成速度闭环，以降低控制对象的时间常数，提高系统伺服刚度，消除参数不稳定及非线性的影响；
- (2) 采用高精度的微动同步器作为角位移传感器，同时采用高稳定度的激磁电源，从而保证角位移闭环负反馈系统具有较小的静态测量误差；
- (3) 采用滞后校正提高系统的开环增益，降低稳态误差；
- (4) 采用顺馈控制减小系统稳态误差，展宽系统通频带。

定向镜伺服系统的功能方框图如图 4-1 所示：

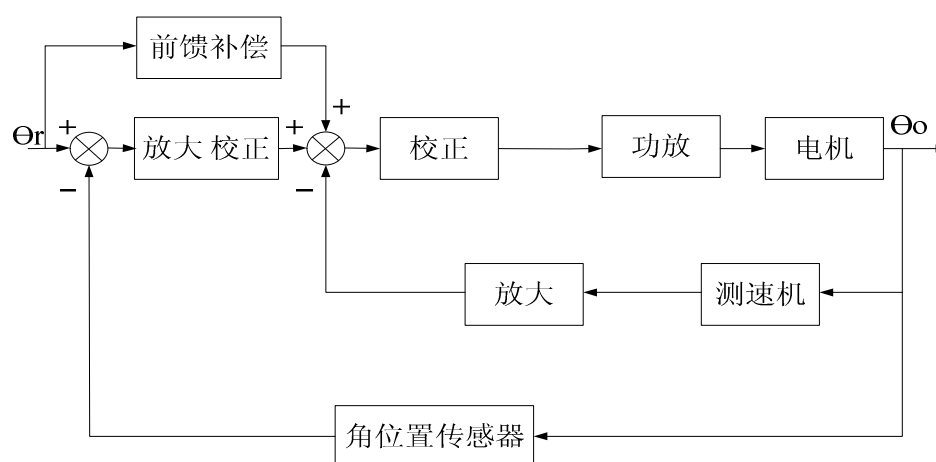


图 4-1 定向镜伺服系统功能方框图

Fig. 4-1 Block of directional mirror servo system

4.4 系统主要元器件选型

(1) 执行元件和测速元件的选择 有限转角无刷直流电机同时具有直流电机、无刷电机、平滑电枢和力矩电机的优点。在有限转角范围内，电机机械特性和调节特性的线性度好；这种电机消除了电刷和换向器之间的滑动摩擦、换向火花干扰和转矩的脉动；结构紧凑坚固、维护简单、寿命长；能在低速和长期堵转下正常工作；转矩和功率之比很高、响应速度快、频带宽，主要用在一些高精度控制系统中。

定向镜系统摩擦阻力要求尽可能小，且系统实际工作范围很小($\pm 3^\circ$)，要求高精度，高动态响应，故选用有限转角直流力矩电机和测速发电机作为系统的执行元件和测速元件^[32]。

选择中小功率直流力矩电机的原则是：在负载达到最大时，电机可以满足

系统要求，并留有 30%~100% 的裕量，故选用哈工大研制的有限转角直流无刷力矩电机。它主要优点是：转动惯量小，转矩灵敏度大，力矩波动小，摩擦阻力小；选择测速电机的原则是：测速机的主要参数必须同伺服电机相匹配，同时尽可能使测速机的输出电压波纹小，线性度好。根据这些原则选用哈工大研制的直流测速发电机，它具有转动惯量小，输出灵敏度高，摩擦转矩小等优点。

电动机性能指标如下：

峰值转矩	860g·cm
峰值功率	31.2w
连续电压	5.8v
力矩灵敏度	454.5g·cm
电磁时间常数	0.052ms
力矩波动	<1%(±5°内)
电阻	7Ω
转子惯量	0.036G·CM·S ² (35.3g·cm ²)
阻尼系数	0.88g·cm/(rad/sec)
外径	Ø34mm
内径	8mm
轴向尺寸	18mm

测速发电机性能指标如下：

输出灵敏度	0.432v/(rad/sec)(±5°)
灵敏度变化率	<1%(±15°)
工作范围	±15°
电阻	1kΩ
转子惯量	0.036G·CM·S ² (35.3g·cm ²)
外径	Ø34mm
内径	8mm
轴向尺寸	18mm

下面对电机进行校核，方位轴负载惯量远大于俯仰轴惯量，故只需要校核方位轴电机的力矩，电动机和测速机转子惯量之和为 70.6g·cm²，根据机械结构估算其余部分转动惯量不大于 800g·cm²，按总惯量 $J=1000\text{g}\cdot\text{cm}^2$ 进行校核。最大加速度为 6.98rad/sec^2 ，则最大动态力矩：

$$M = J \frac{d\omega}{dt} = 1000 \times 6.98/980 = 7.12 (\text{g} \cdot \text{cm})$$

电动机和测速机的摩擦阻尼系数和为：1.76g·cm/(rad/sec), 机械部分阻尼力矩为 100g·cm, 故转速为 1.75rad/sec 时要求总力矩为：

$$7.12 + 1.76 \times 1.75 + 100 = 110.2 \text{g} \cdot \text{cm}$$

此时，要达到 110.2g·cm 力矩所需电压为：

$$U_a = I_a R + E_a = \frac{M}{K_e} R + K_e \omega = \frac{110.2}{455} \times 7 + 0.455 \times 9.8 \times 10^{-2} \times 1.75 = 1.77 \text{V}$$

所选电机峰值电压为 5.8V，因此满足力矩要求。

(2) 位置检测元件的选择 位置检测传感器是伺服系统另一个重要元件，在选择位置检测元件时，主要从系统精度的角度考虑。

根据定向镜伺服系统的特点，利用有限转角微动同步器作为角位置检测元件。本系统选用的是航天部十三所制造的“小型盘式短路匝传感器”，它与一般的微动同步器不同，它靠改变磁路磁抗的不对称性产生输出电势，结构设计成互补差动式，因此，它对机械安装精度要求低，零位电位低，并且具有转动惯量小等特点。其外围电路主要由振荡电路，解调电路和放大电路等部分组成。振荡电路产生幅值为 5V，频率为 8KHz 的正弦信号作为传感器激磁信号，它与传感器输出信号进行比较解调，最后经放大电路输出所要求的相应角位置的电压信号。

其主要性能指标如下：

灵敏度	540mv/deg
线性度	$\pm 11' (\pm 3^\circ)$
激磁电源频率	8KHZ
激磁电压	5V
外径	Ø35mm
厚度	8mm

(3) 功率放大器的选择 采用 LM1875 20W 音频功率放大器。

其性能指标如下：

输出功率可达	30W
输出电流可达	3A
电源电压范围	$\pm 10\text{V} \sim \pm 30\text{V}$
开环增益典型值	90dB
失真度	0.015%, 1KHz, 20W

频带宽度

70KHz

4.5 本章小结

本章以定向镜的技术指标为基础，对定向镜的动态性能进行了分析，从而确定了系统控制方案及系统元部件。

第5章 定向镜伺服系统设计

根据控制方案，采用速度环、位置环双重闭环结构，按照多回路控制系统的的设计要求，从内环到外环进行设计。

5.1 系统静态误差分析

定向镜伺服系统经过解耦后，系统分解为两个相互独立的角位移伺服系统，由于两个系统结构相同，均采用速度环、位置环双重闭环结构进行设计，系统之间诸如转动惯量的差别，可以在实际调整时进行修正。以下以俯仰系统为研究对象进行设计，根据系统控制方案，确定定向镜伺服系统的控制结构图 5-1。

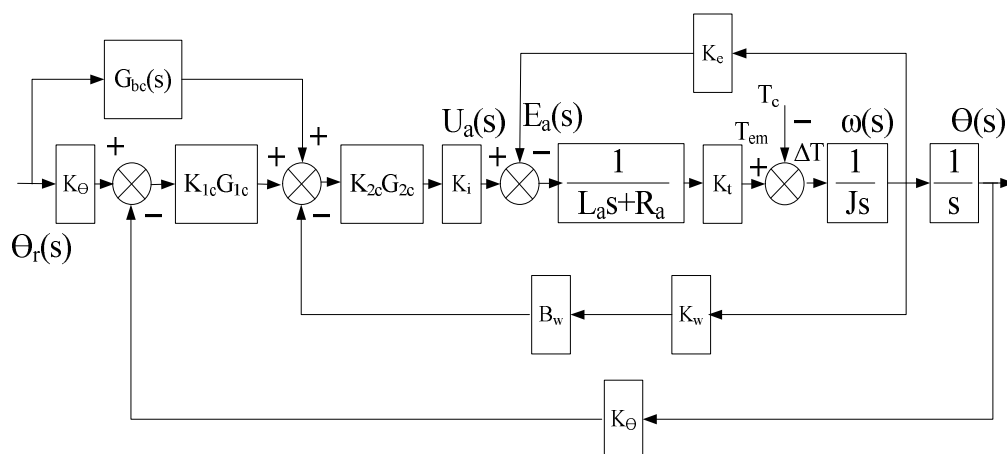


图 5-1 定向镜系统控制结构图

Fig. 5-1 Block of directional mirror system

在分析伺服系统的静态误差时，首先要分析引起静态误差的各种因素。在定向镜伺服系统中，除输入装置、输出装置、反馈装置等因素外，摩擦力矩造成的电机死区是引起静态误差的主要因素；其次是功率放大器和运算放大器的漂移。功率放大器选用的是 *LM1875* 高性能芯片，其性能可以得到显著改善。运算放大器选用的是高精度低失调电压的 *OP07* 是可以满足误差要求的。在上一章选择和设计主要元部件时已经保证输入装置、输出装置、前向通道、反馈通道分别满足其误差要求。因此，只要通过合理设计，使电机死区造成的误差不

大于 e_s ，便能保证系统的静态精度指标。

实际测出伺服电机的死区电压为 100mv，已知允许电机死区造成的静态误差：

$$\Delta\theta \leq e_s = 0.1\text{mrad} \quad (5-1)$$

如果速度环和位置环校正环节的放大倍数分别为 K_{1c} 和 K_{2c} ， K_i 是功放的放大倍数。由图 5-1 可以推知：

$$\Delta\theta K_\theta K_{1c} K_{2c} K_i \geq 100\text{mV} \quad (5-2)$$

或

$$K_\theta K_{1c} K_{2c} K_i \geq \frac{100\text{mV}}{0.1\text{mrad}} \quad (5-3)$$

已知 $K_\theta = 31$ ，由上式可得：

$$K_{1c} K_{2c} K_i \geq 33 \quad (5-4)$$

这就是说，在摩擦力矩为常量的情况下，位置环采用滞后校正，为了保证电机引起的静态误差不大于 0.1mrad， $K_{1c} K_{2c} K_i$ 的乘积应该不小于 33。所以说采用提高系统开环增益的方法是可以克服摩擦力矩干扰的。

5.2 系统速度环设计

设计速度环能够削弱环内各种扰动，降低系统的灵敏度、抑止噪声、限制电机速度等。图 5-2 给出速度环的控制框图。

电动机的参数 $K_e = K_t = 0.04454 \text{N} \cdot \text{m} / \text{A}$, $R_a = 7\Omega$

电动机与测速机总的转动惯量 $J_m = 7.06 \times 10^{-6} \text{kg} \cdot \text{m}^2$

电机机电时间常数为： $T_m = \frac{R_a J_m}{K_e K_t} = \frac{7 \times 7.06 \times 10^{-6}}{0.04454^2} = 0.025$

所以，电机的传递函数为：

$$G_m(s) = \frac{1/K_e}{T_m s + 1} = \frac{22.5}{0.025s + 1} \quad (5-5)$$

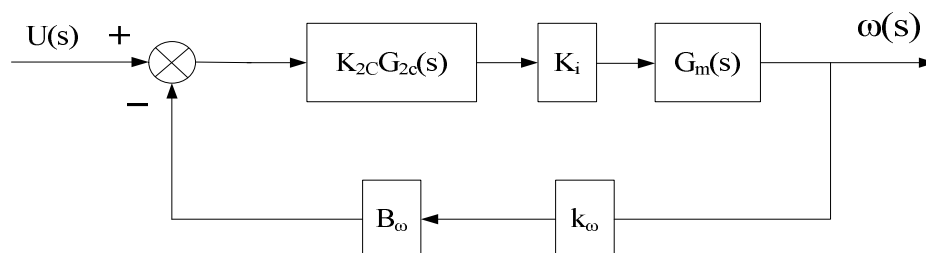


图 5-2 速度环控制框图

Fig. 5-2 Block of velocity tache

其中 $U(s)$ ——给定信号的拉氏变换；

$\omega(s)$ ——角速度输出信号的拉氏变换；

$K_{2c}G_{2c}(s)$ ——速度环校正装置的传递函数；

K_i ——功放的放大倍数；

$G_m(s)$ ——电机的传递函数；

K_ω ——测速电机的灵敏度；

B_ω ——速度反馈系数；

功放的放大倍数为 K_i ，设测速反馈回路传递函数 $G_f(s) = B_\omega K_\omega$ ，则速度环闭环传递函数为：

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{U(s)} = \frac{K_i K_{2c} G_{2c}(s) G_m(s)}{1 + K_i K_{2c} G_{2c}(s) G_m(s) G_f(s)} \quad (5-6)$$

当 $K_i K_{2c} G_{2c}(s) G_m(s) G_f(s)$ 远远大于 1 时， $G_2(s) = 1/G_f(s)$ ，可以看出测速反馈回路的引入，使得在一定频率范围内系统固有部分的传递函数变成反馈回路的倒数，这种结构有以下优点：

首先，系统固有部分的传递函数可能测量的并不准确，它可能受到运行条件的影响，甚至可能含有非线性因素等，直接对它进行控制器设计比较困难，而反馈环节完全是设计者选定的，可以做得比较准确和稳定。所以用 $G_f(s)$ 把固有部分改造成 $1/G_f(s)$ ，使得控制系统特性比较稳定，对于受控对象的参数摄动敏感度低，这正是局部反馈校正的重要优点。

其次，局部反馈校正从系统前向通道的某一元件的输出端引出反馈信号，构成反馈回路的。这就是说从功率电平较高的点传向电平较低的点，因此，通常不必采用附加的放大器。

再有，局部反馈校正在系统内形成了一个局部闭环回路，即内回路。作用在这个内回路的各种扰动受到局部闭环负反馈的作用，往往被削弱，降低了系统对扰动的敏感度。

已知系统要求直流无刷力矩电机的最大角速度为 2.62rad/s ，测速发电机灵敏度 $K_\omega = 0.432\text{V}/(\text{rad/s})$ 。当电机以最大角速度运行时，测速机输出最大电压为 $0.432 \times 2.62 = 1.13\text{V}$ ，运算放大器输出电压范围是 $\pm 10\text{V}$ 。根据信号电平匹配原则，选择速度环反馈系数 $B_\omega = \frac{10}{1.13} = 8.85$ ，此时速度环开环传递函数为：

$$G_{ol}(s) = \frac{85.5}{0.025s + 1} \quad (5-7)$$

速度环开环剪切频率为 3420rad/s ，带宽太宽，由于带宽过宽会导致系统中被忽略的具有小时间常数的惯性环节的特性表现出来，无法保证系统稳定。因此，采用滞后校正，使系统具有适当的带宽。

调整 K_{2c} 使 $K_i K_{2c} = 6$ ，这样速度环的开环增益为 $6 \times 85.5 = 513$ 。主回路位置环带宽取为 125rad/s ，取速度环的剪切频率 $\omega_c = 400\text{rad/s}$ ，为了位置环设计方便，考虑将环节 $\frac{1}{0.025s + 1}$ 消掉，选取滞后校正环节 $G_{2c}(s) = \frac{0.025s + 1}{1.25s + 1}$ ，于是得到速度环闭环传递函数为：

$$G_2(s) = \frac{0.261}{0.0024s + 1} \quad (5-8)$$

可见，速度环闭环传递函数的时间常数很小，可以忽略，设计完后的速度闭环可近似为一个比例环节，简化了位置环的设计。

5.3 系统位置环设计

5.3.1 复合控制

定向镜伺服系统要求响应速度快，精度高，为了减小稳态误差，可以采用提高系统开环增益，或是增加串联积分环节的方法，但由此可能导致的相对稳定性甚至稳定性难以保证。因此，采用反馈和前馈控制相结合的复合控制方案。前馈控制可以提高系统的型别，但不影响系统的稳定性。

位置环的控制框图如图 5-3 所示。由图 5-3 可知复合系统的传递函数为：

$$\phi(s) = \frac{G_{bc}(s)G_2(s)/s + K_\theta G_{lc}(s)G_2(s)/s}{1 + K_\theta G_{lc}(s)G_2(s)/s} \quad (5-9)$$

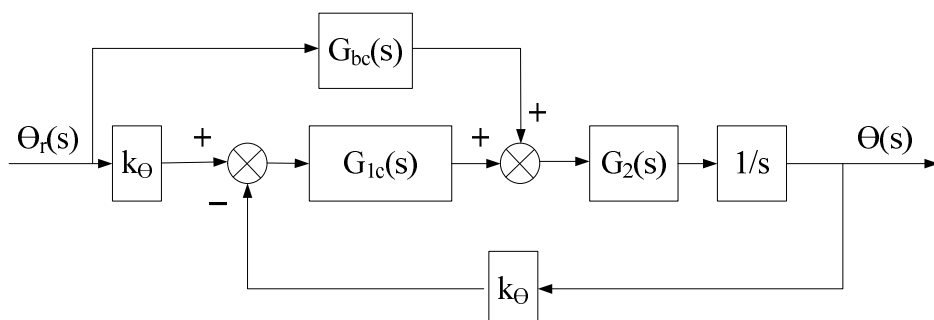


图 5-3 位置环控制框图

Fig. 5-3 Block of position tache

可见，当 $G_{bc}(s) = s/G_2(s)$ 时， $\phi(s) = 1$ 即输出能完全无误地复现输入。由于 $G_2(s)/s \approx G_f(s) = 1/3.83s$ ，因此取 $G_{bc}(s) = 3.83s$ ，这样可以将系统的无差度从 I 阶提高到 II 阶。

5.3.2 开环增益的确定

系统静态计算的目的是为了确定系统的开环增益，分析系统的稳态误差，

以满足系统跟踪精度的要求。

由于系统采用了复合控制，系统由 I 型提高到 II 型，因此能跟踪加速度信号。已知保精度俯仰系统跟踪的最大角加速度为 $\varepsilon_{\max} = 2.62 \text{rad/s}^2$ ，以及要求系统的跟踪精度为 $\Delta\theta = 0.6 \text{mrad}$ ，故由：

$$\varepsilon_{\max} = K_a \Delta\theta \quad (5-10)$$

求得开环增益：

$$K_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta\theta} = \frac{2.62}{0.6 \times 10^{-3}} = 4367 \quad (5-11)$$

由于角位置传感器线性度为 $11''$ ，考虑留有裕量，设计时选择 $K_a = 5000$ 。

从稳态误差的角度来确定系统的开环增益。由图 5-3 可得系统的等效误差传递函数为：

$$\phi_e(s) = \frac{1 - G_{bc}(s)G_2'(s)}{1 + K_\theta G_{lc}(s)G_2'(s)} \quad (5-12)$$

其中：

$$G_{bc}(s) = K_{bc}s \quad (5-13)$$

$$G_2'(s) = \frac{G_2(s)}{s} = \frac{K_2'}{s(T_3s+1)} \quad (5-14)$$

$$G_{lc}(s) = K_{lc} \frac{T_2(s)+1}{T_1(s)+1} \quad (5-15)$$

将式 (5-13) (5-14) (5-15) 代入式 (5-12)，并令 $K_1' = K_\theta K_{lc}$ ，则：

$$\phi_e(s) = \frac{s(T_1s+1)(T_3s+1-K_2'K_{bc})}{s[T_3T_1s^2+(T_1+T_3)s+1]+K_1'K_2'T_2s+K_1'K_2'} \quad (5-16)$$

利用长除法，可得复合系统误差为：

$$\Delta\theta = \frac{1-K_2'K_{bc}}{K_1'K_2'}\dot{\theta}_r + \frac{T_3}{K_1'K_2'}\ddot{\theta}_r + (1-K_2'K_{bc})\frac{(T_1-T_2)K_1'K_2'-1}{(K_1'K_2')^2}\ddot{\theta}_r \quad (5-17)$$

在上一节速度环设计中得到 $T_3 = 0.0027$ ，时间常数很小，可以忽略不计。因此，若取 $K_{bc} = 1/K_2'$ ，则系统将具有二阶无差度。考虑到实际调整的准确性，取 $K_{bc}K_2' = 0.96$ 。为了通过滞后校正环节来提高系统的开环增益，应使 $T_1 \gg T_2$ ，实际取 $T_1 = 2.5, T_2 = 0.1$ ，误差可化简为：

$$\Delta\theta = \left(0.04\dot{\theta}_r + 4 \times 0.04\ddot{\theta}_r\right) / (K_1'K_2') \quad (5-18)$$

将 $\dot{\theta}_r = 2.62 \text{ rad/s}, \ddot{\theta}_r = 10.5 \text{ rad/s}^2$ 代入误差公式 (5-18)，可得 $K_1'K_2' = 2975$ ，根据系统的稳态误差要求来确定的开环增益应 K_a 不小于 1854。由此可见，系统的开环增益 K_a 值取为 5000 是合适的。

5.3.3 校正规律的确定

角位置传感器的灵敏度 $K_\theta = 31$ ，速度环闭环传递函数 $G_2(s) = \frac{0.261}{0.0024s+1}$ ，

由图 5-3 可知待校正系统的开环传递函数：

$$G_{o2}(s) = \frac{31 \times 0.261}{s(0.0024s+1)} = \frac{8.091}{s(0.0024s+1)} \quad (5-19)$$

其 Bode 图如图 5-4 所示。

由 Bode 图可知，待校正系统的剪切频率为 8.09 rad/s ，开环增益为 8.091，开环增益低，频带窄，无法满足系统的动态和稳态性能要求。单纯采用提高系统开环放大倍数的方法是无法满足系统稳定的要求。因此，采用串联滞后校正提高系统的增益，满足系统的带宽要求。

系统的过渡过程性能指标取为： $t_s = 0.1 \text{ s}, \sigma_p = 30\%$ 。利用下述经验公式：

$$\sigma_p = 0.16 + 0.4(M_r - 1) \quad t_s = \frac{1}{\omega_c} k\pi, M_r = \frac{1}{\sin r}$$

$$k = 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2$$

式中 σ_p —最大超调量； M_r —相对谐振峰值； t_s —调整时间； ω_c —剪切频率。

求得系统频域指标为：

$$\omega_c = 89, \quad M_r = 1.35, \quad r = 48^\circ$$

实际取 $\omega_c = 125, \omega_2 = 10, \omega_3 = 417, ,$ 得出理想开环传递函数为：

$$G(s) = \frac{5000(0.1s + 1)}{s(2.5s + 1)(0.0024s + 1)} \quad (5-20)$$

由式 (5-19) 和式 (5-20) 可得校正环节的传递函数为：

$$G_{lc}(s) = 618 \frac{0.1s + 1}{2.5s + 1} \quad (5-21)$$

图 5-5 给出了校正后系统的 Bode 图，系统的相角裕度为 63.3° ，剪切频率为 183rad/s。

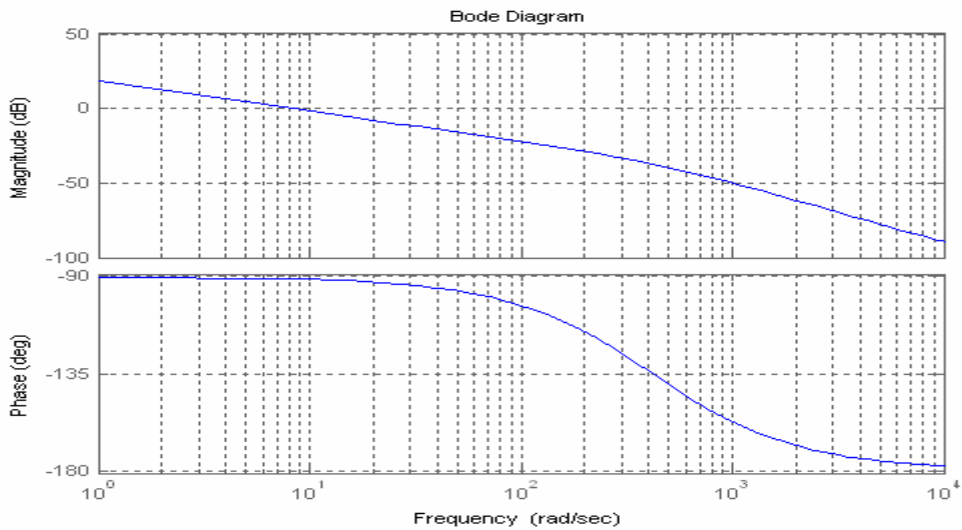


图 5-4 位置环未校正系统 Bode 图

Fig. 5-4 Bode diagram of positional tachometer before compensating

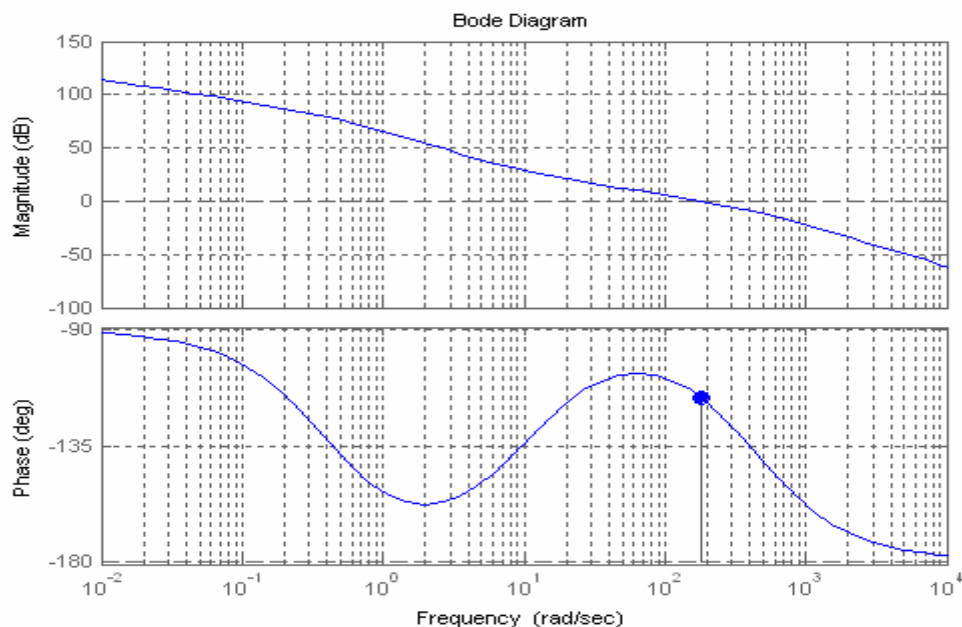


图 5-5 位置环校正后系统 Bode 图

Fig. 5-5 Bode diagram of positional tache after compensating

5.3.4 仿真结果

系统仿真框图如图 5-6 所示。

图 5-7 给出了位置环闭环单位阶跃响应曲线，由图可知系统超调为 10%，调整时间为 0.06s，满足系统要求。

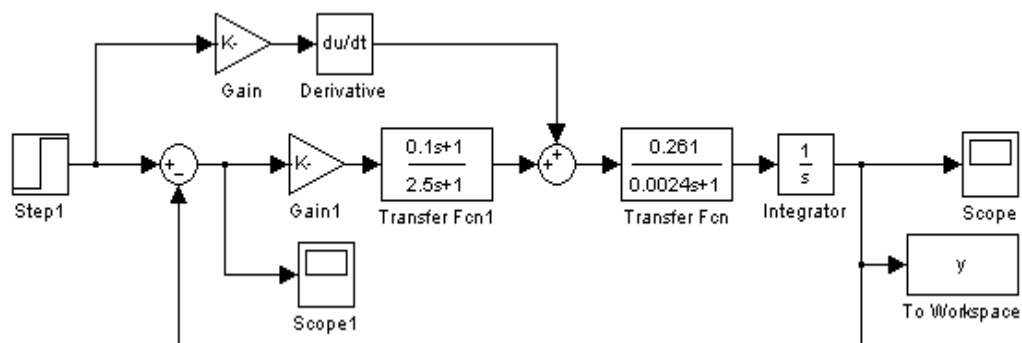


图 5-6 位置闭环仿真框图

Fig. 5-6 Simulation block of positional tache

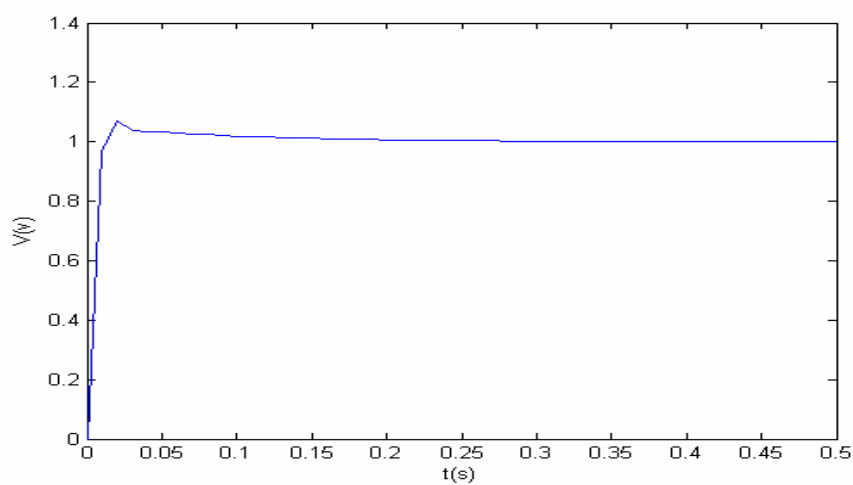


图 5-7 位置闭环阶跃响应曲线

Fig. 5-7 Step response curve of close-loop

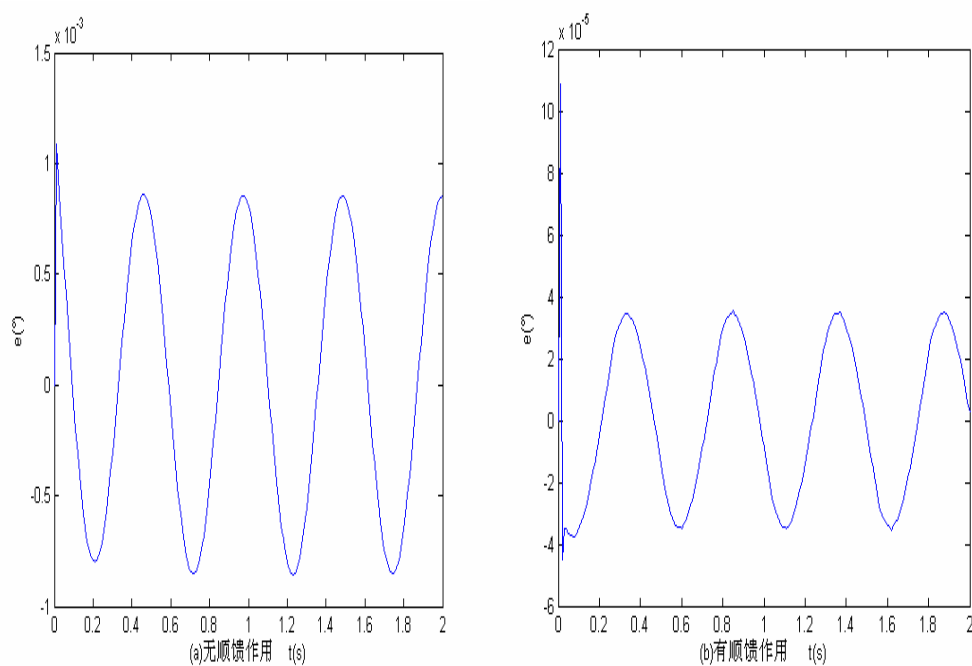


图 5-8 系统误差曲线

Fig. 5-8 Steady error curve of the system

图 5-8 给出了有无顺馈控制时的系统的误差曲线，输入信号为：
 $\theta(t) = 1^\circ \sin(2\pi \times 1.95t)$ 。从图可知，系统不加顺馈时，系统误差在

$-0.00085^{\circ} \sim +0.00085^{\circ}$ ，而加上顺馈后，系统误差减小为 $-0.000035^{\circ} \sim +0.000035^{\circ}$ ，系统精度提高了 24 倍。

5.4 采用自适应控制改善系统的低速运行性能

系统处于低速运行状态时，线性控制无法保证摩擦力矩引起的误差在允许的稳态误差范围之内，满足低速跟踪精度的要求。本文通过采用自适应控制来消除摩擦力矩干扰，提高系统低速运行平稳性^[35~44]。

5.4.1 自适应控制理论

自适应控制系统应该有如下功能：

- (1) 在线进行系统结构和参数的辨识或系统性能指标的度量，以便得到系统当前状态的改变情况；
- (2) 按一定的规律确定当前的控制策略；
- (3) 在线修改控制器的参数或可调系统的输入信号。

本文采用自适应控制系统中理论比较成熟，应用比较广泛的模型参考自适应控制系统(model reference adaptive control system, MRACS)。模型参考自适应控制系统将对控制系统的要求用一个模型来体现。这个模型给出了对指令信号的希望响应性能，模型的输出(或状态)就是理想的响应(或状态)，这个模型称为参考模型。系统在运行中总是力求使被控制过程的动态与参考模型的动态相一致。比较参考模型和实际过程的输出或状态，并通过自适应控制器(或称自适应律)去调整线性控制器的某些参数，或产生一个辅助输入，以便在某种意义上实际输出(或状态)与参考模型输出(或状态)之间的偏差尽可能的小。

从工程实际的观点出发，希望设计出的系统能较好地处理良好的系统特性和控制系统复杂性之间的矛盾，在两者之间取得折中。为了简化系统，希望所确定的自适应律，不需要直接求解线性或非线性方程。因此，可把模型参考自适应系统的设计问题，看作是系统的参数或状态偏离其平衡位置而进行自动调整的问题。典型的结构框图如图 5-9 所示。

系统结构由 3 部分组成：反馈控制系统、参考模型和控制器参数自动调整回路。用参考模型的输出 $y_m(t)$ 直接表示系统希望的动态响应，因此参考模型实际上相当于输出响应的一个样板。用一个参考模型来体现和概括控制的要求是一种有效的途径，可以解决用某一个控制指标难以准确体现工程要求的困难，

对某些生产实际的控制系统是很直观方便的。

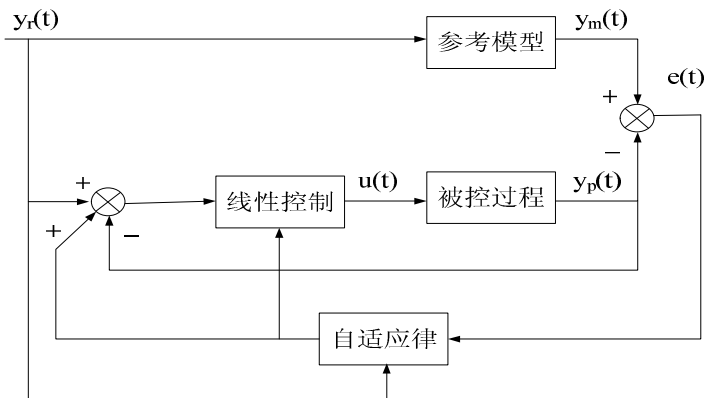


图 5-9 模型参考自适应典型结构图

Fig. 5-9 Structure of MARCS

系统的工作概念可做如下叙述。

设参考模型的状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m y_r \\ y_m = C x_m \end{cases} \quad (5-22)$$

实际被控过程的状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_p = A_p(t) x_p + B_p(t) y_r \\ y_p = C x_p \end{cases} \quad (5-23)$$

其中， x_m 和 x_p 为模型和过程的 n 维向量， y_m 和 y_p 为对应的 m 维输出向量， y_r 为 r 维输入向量， A_m 和 B_m 是模型相应维数的常数矩阵； A_p 和 B_p 中有些元素是时变的，并且是可调矩阵。

输出广义误差： $e \triangleq y_m - y_p$ 或状态广义误差： $e \triangleq x_m - x_p$ ，控制系统性能可用一个与广义误差 e 有关的指标来表示，例如使：

$$J = \int_0^t e^T(\tau) e(\tau) d\tau \quad (5-24)$$

为最小, 或 $\lim_{\tau \rightarrow \infty}(\tau) = 0$ 。对这种系统的关键在于设计自适应律, 以使指标达到

最小, 并分析可调受控闭环系统的性质。通过修正参数表执行自适应控制律, 称为参数自适应型的; 通过产生一个辅助输入来实现自适应控制律, 称为信号综合型的。

模型参考自适应控制系统有两类自适应律的设计方法, 一类是参数最优化方法, 利用最优化技术搜索到一组控制器参数, 使得预定的性能指标达到最小, 优点是其实实现相对比较简单, 缺点是不能确保所设计的控制系统是全局渐进稳定的。另一类是基于稳定性理论的设计方法, 基本思想是保证控制器参数的自适应调整过程是稳定的, 然后再使这个调整过程尽可能地收敛快一些, 李亚普诺夫稳定性理论和波波夫超稳定性理论都是有效工具, 这种方法不仅保证系统的稳定性、而且常常可以获得自适应律较大的选择范围。本文是基于李雅普诺夫稳定性理论进行模型参考自适应控制系统设计。

模型参考自适应控制系统的设计问题可以总结为:

- ①按希望的性能指标选择参考模型及其参数;
- ②根据设计要求选择一个合适的自适应机构;
- ③采用已有的设计方法设计自适应律;
- ④以适当的手段实现参考模型和自适应律。

5.4.2 系统结构

已知定向镜伺服系统中的俯仰控制系统中速度环中, 被控对象为:

$$G_m(s) = \frac{22.5}{0.025s+1}, \text{ 根据本章的第 2 节的典型设计后, 校正后的系统框图如 5-2}$$

所示, 考虑系统在低速运行的情况下, 摩擦力矩干扰引起的电机死区现象, 是影响系统低速运行性能的主要因素。考虑到分析问题的方便, 针对于电机的简化模型, 摩擦力矩干扰转化为加到电机简化模型的死区电压形式, 其控制框图如 5-10 所示。

采用模型参考自适应控制方法进行系统设计, 被控对象的输入输出关系, 即由 z 到 ω 的动态过程, 可由下面的微分方程来描述:

$$\dot{\omega} + 40\omega = 900z - kf(\omega) + 900u \quad (5-25)$$

k 是比例常数。

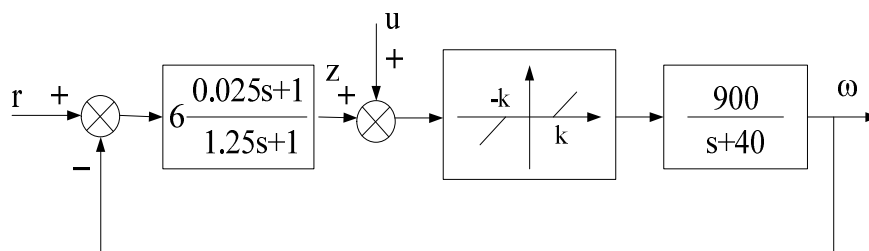


图 5-10 系统模型框图

Fig. 5-10 Model block of system

所选定的参考模型为：

$$\dot{\omega}_m + 40\omega_m = 1000z \quad (5-26)$$

其中： ω_m 表示模型希望的速度，令模型方程与被控对象的方程相减，

得到速度偏差方程：

$$\dot{e} + 40e = 100z + kf(\omega) - 900u \quad (5-27)$$

其中： $e = \omega_m - \omega$ 。

为了补偿对象的参数变化和摩擦非线性的影响，利用能直接获取的输入、输出信号 z 和 ω 来综合自适应控制信号 u ，为此令：

$$u = K_1\omega + K_2z + K_3\text{sign}(\omega) \quad (5-28)$$

其中： $\text{sign}(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{当 } \omega > 0 \\ -1, & \text{当 } \omega < 0 \end{cases}$ ， K_1 、 K_2 、 K_3 分别表示自适应控制回路的可调参

数， $K_3\text{sign}(\omega)$ 是用来补偿摩擦力矩干扰的。

5.4.3 自适应律的设计

将式 (5-28) 代入式 (5-27) 可得到式 (5-29)：

$$\dot{e} + 40e = -900K_1\omega - (-100 + 900K_2)z + (k - 900K_3)\text{sign}(\omega) \quad (5-29)$$

采用 *Lyapunov* 直接法来设计自适应律。选取能量函数 V 为：

$$V = e^2 + \frac{1}{\alpha_1}(-900K_1 + \beta_1 e\omega)^2 + \frac{1}{\alpha_2}(100 - 900K_2 + \beta_2 ez)^2 + \frac{1}{\alpha_3}[k - 900K_3 + \beta_3 e\text{sign}(\omega)]^2 \quad (5-30)$$

其中 α_1 、 α_2 、 α_3 、 β_1 、 β_2 、 β_3 为大于 0 的任意常数。对能量函数 V 求时间导数得：

$$\begin{aligned} \dot{V} = & 2e\dot{e} + \frac{2}{\alpha_1}(-900K_1 + \beta_1 e\omega) \left[-900\dot{K}_1 + \beta_1 \frac{d}{dt}(e\omega) \right] \\ & + \frac{2}{\alpha_2}(100 - 900K_2 + \beta_2 ez) \left[-900\dot{K}_2 + \beta_2 \frac{d}{dt}(ez) \right] \\ & + \frac{2}{\alpha_3}[k - 900K_3 + \beta_3 e\text{sign}(\omega)] \left[-900\dot{K}_3 + \beta_3 \frac{d}{dt}(e\text{sign}(\omega)) \right] \end{aligned}$$

将式 (5-29) 代入上式得 (5-31)：

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -80e^2 - 1800eK_1\omega - 2e(-100 + 900K_2)z + 2e(k - 900K_3)\text{sign}(\omega) \\ & + \frac{2}{\alpha_1}(-900K_1 + \beta_1 e\omega) \left[-900\dot{K}_1 + \beta_1 \frac{d}{dt}(e\omega) \right] \\ & + \frac{2}{\alpha_2}(100 - 900K_2 + \beta_2 ez) \left[-900\dot{K}_2 + \beta_2 \frac{d}{dt}(ez) \right] \\ & + \frac{2}{\alpha_3}[k - 900K_3 + \beta_3 e\text{sign}(\omega)] \left[-900\dot{K}_3 + \beta_3 \frac{d}{dt}(e\text{sign}(\omega)) \right] \quad (5-31) \end{aligned}$$

$$\text{选取 } \dot{K}_1 = \frac{\alpha_1}{900}e\omega + \frac{\beta_1}{900}\frac{d}{dt}(e\omega)$$

$$\dot{K}_2 = \frac{\alpha_2}{900}ez + \frac{\beta_2}{900}\frac{d}{dt}(ez)$$

$$\dot{K}_3 = \frac{\alpha_3}{900}e\text{sign}(\omega) + \frac{\beta_3}{900}\frac{d}{dt}(e\text{sign}(\omega))$$

将 \dot{K}_1 、 \dot{K}_2 、 \dot{K}_3 的值代入式 (5-31) 得：

$$\dot{V} = -80e^2 - \beta_1 e^2 \omega^2 - \beta_2 e^2 z^2 - \beta_3 e^2 (\text{esign}(\omega))^2 \quad (5-32)$$

可见，对所有 $e \neq 0$ ， $\dot{V}(e)$ 是负定的，则 $t \rightarrow \infty$ 时， $e(t) \rightarrow 0$ 即 $\omega(t) \rightarrow \omega_m(t)$ ，所以系统的输出将渐进跟踪参考模型的输出。

将自适应律求积分得以下比例积分自适应律：

$$K_1(t) = B_1 \int_0^t e \omega dt + C_1 e \omega \quad (5-33)$$

$$K_2(t) = B_2 \int_0^t e z dt + C_2 e z \quad (5-34)$$

$$K_3(t) = B_3 \int_0^t e \text{sign}(\omega) dt + C_3 e \text{sign}(\omega) \quad (5-35)$$

其中 B_i 、 C_i ($i=1,2,3$) 为任意正数，其最优值可通过数字仿真来选定。

将式(5-32) (5-33) (5-34) 代入式 (5-28) 可得自适应控制律：

$$u = \left(B_1 \int_0^t e \omega dt + C_1 e \omega \right) \omega + \left(B_2 \int_0^t e z dt + C_2 e z \right) z + \left(B_3 \int_0^t e \text{sign}(\omega) dt + C_3 e \text{sign}(\omega) \right) \text{sign}(\omega) \quad (5-36)$$

5.4.4 系统仿真

系统仿真框图 5-11 所示。

取系统输入信号 $r(t) = 0.01t$ 斜坡速度信号时，图 5-12 和图 5-13、图 5-14

给出了无摩擦力矩线性控制、有摩擦力矩(死区电压 $\pm 2V$)线性控制、有摩擦力矩自适应控制三种情况下的系统输出曲线以及误差曲线。由图 5-12 可以看出，在不考虑摩擦力矩作用，线性控制时输出信号能很好的跟踪输入信号，没有死

从仿真曲线结果可以看出, 加入了模型参考自适应控制之后, 系统死区基本消除, 误差明显降低, 输出信号能够准确跟踪输入信号, 控制效果几乎和无摩擦干扰的情况下相同。

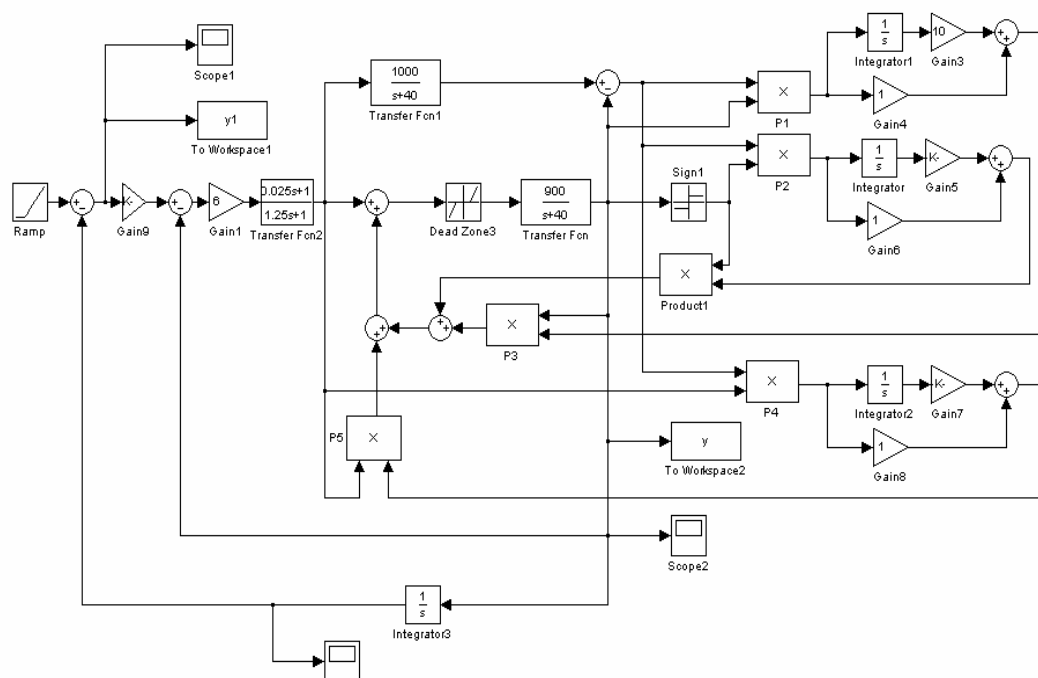


Fig. 5-11 Simulation block of system

Fig. 5-11 Simulation block of system

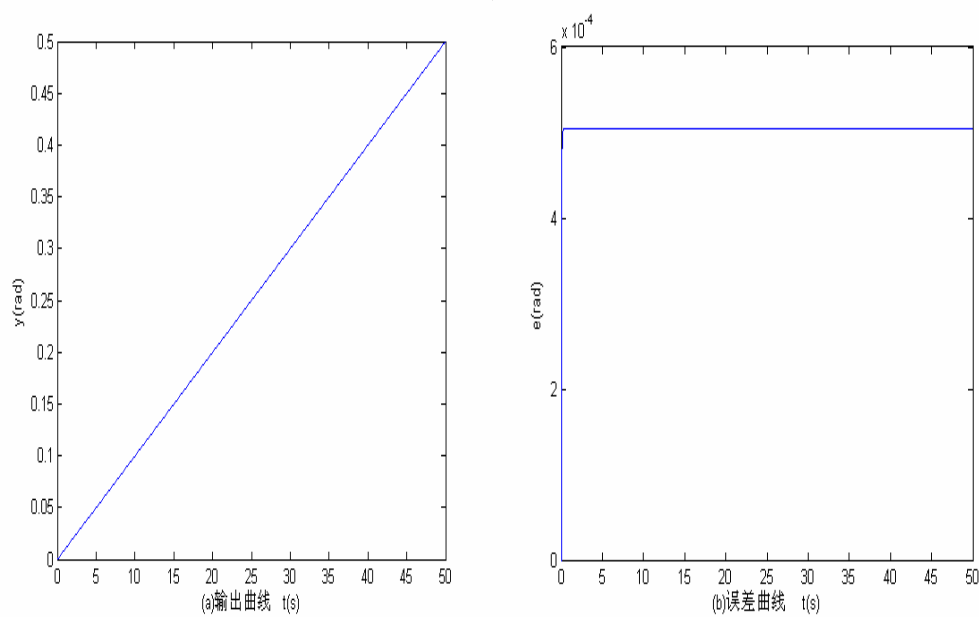


图 5-12 无摩擦力矩线性控制仿真曲线

Fig. 5-12 Simulation curve of system without friction

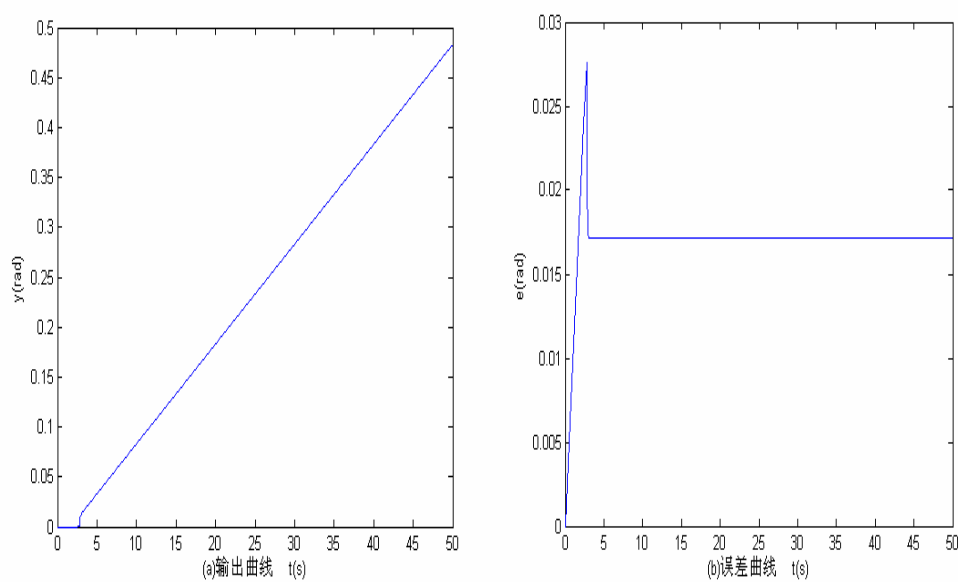


图 5-13 有摩擦力矩线性控制仿真曲线

Fig. 5-13 Simulation curve of system with friction

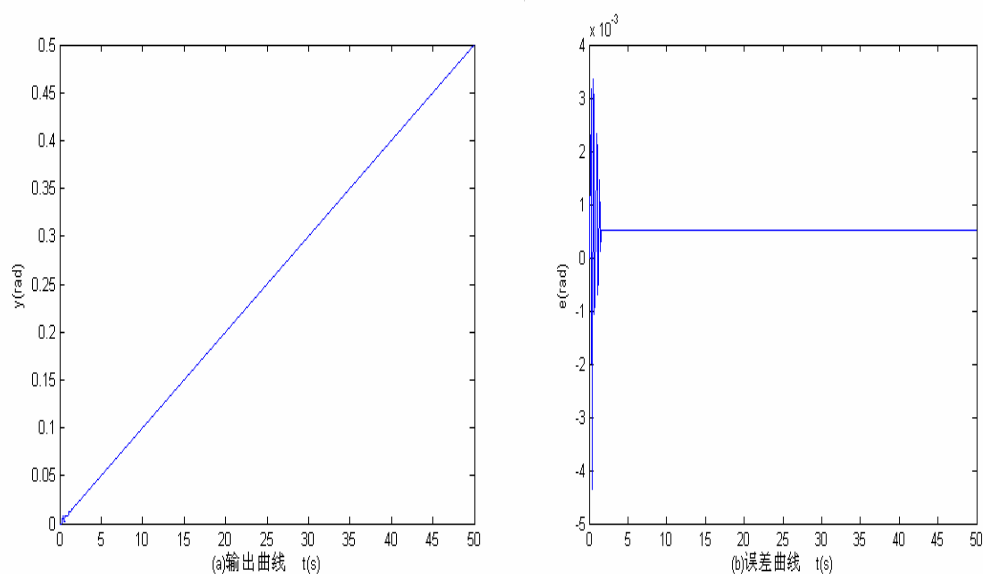


图 5-14 有摩擦力矩自适应控制仿真曲线

Fig. 5-14 Simulation curve of system with friction

5.5 本章小结

本章详细地阐述了定向镜伺服系统速度环、位置环的稳态和动态的分析及设计，确定了校正规律，并且在实际中应用。最后，针对低速运行伺服系统，采用模型参考自适应控制降低摩擦力矩干扰，提高低速运行性能，并给出了仿真曲线。

第6章 硬件电路的设计和调试

6.1 硬件电路的设计和调试

定向镜伺服系统包括俯仰系统和方位系统，两个系统机械结构相近，采用了相同的控制方案和相同的硬件电路，每套硬件电路包括校正、功放和激磁解调三部分。

功放板包括两部分：功率放大电路和保护电路。保护电路用于位置保护及超位、超差显示。校正板包括速度校正环节、位置校正环节及解耦环节。速度环采用速度反馈校正和串联滞后校正相结合的校正方案；位置环采用滞后校正，校正环节采用有源校正网络。激磁解调电路包括振荡电路、解调电路和整流电路等组成。振荡电路产生幅值为 5V，频率为 8KHz 的正弦信号作为角位置传感器的激磁信号，故其稳定度直接影响到角位置传感器的精度。振荡电路采用 LC 振荡电路，简单易于实现。解调部分用来将振荡电路产生的正弦信号同传感器的信号进行比较，经过整流、放大，输出直流信号。

针对定向镜系统存在的问题：从功能上只有尾喷系统可以做仿真试验，其它三套存在故障；原系统可靠性差，分析其原因是，系统的机械结构有不牢之处，稳定性和可靠性存在问题。采取了下列措施：

(1) 重新加工和修复、组装、调试主要传动件

为了消除不稳定因素，重新加工了传动轴和传动片及改进了锁紧装置，使锁紧系统工作稳定可靠。保证每一台机组活动自如，力矩均匀。

①位置传感器的安装 安装位置传感器应倍加小心，保证电气零位和机械零位重合，电机最大力矩应在零位附近。传感器内的十字环测量架高度和运动范围适当，磁片的高度调整确保磁片不受损坏，使测角传感器工作可靠。角位置传感器的安装是一个细心和不断观测的过程，必须做到细致周到。

②有限转角电机的安装 有限转角电机是一个无刷力矩电机，在零点附近 $\pm 15^\circ$ 范围内，驱动力矩最大。对电机来说力矩的大小，表现在定子和转子的相对位置上。转子的相对位置可以由机械结构的零点定位，而定子的相对位置可以由转动定子的外套来实现。也就是说，外套定位是按照最大力矩给出的。保证在机械零点处，电机力矩最大，来调整外套的转角。并由顶丝锁紧，使每个轴运动自如，摩擦力均匀。

③钢带的安装 俯仰电机的传动钢带和俯仰镜本身的钢带要松紧适当，但偏紧一点好。此外，在方位转轮上两条钢带不能有相对运动，可以用螺钉或胶固定。调整钢带需耐心细致，直至合适为止。

(2) 系统调试

①电机以及传感器的调试 给电动机加以直流信号，找出相邻力矩最小的两个零点，其之间角平分线为最大力矩工作点，使该点与有限转角范围的中心相吻合。同时，调整角度传感器，使其机械零点与电气零点相吻合。

②速度环调试 断开位置环闭合回路，对速度环回路进行调试，查看并调整回路极性使之正确，查看动态响应和频带，调整比例系数使其响应满足系统要求。

③位置环及前馈回路的调试 闭合位置环回路，调整回路极性，使之形成负反馈。调整放大倍数以及滞后校正环节参数，使系统动态响应满足设计要求。调整速度前馈信号的大小，使其正弦信号跟踪误差满足系统要求。

④力矩解耦的调试 俯仰轴系统输入接地；方位轴输入端加入满足最大加速度指标要求的正弦信号，同时监视镜片俯仰方向的位置变化；调整解耦通道放大系数，直至镜片俯仰方向位置变化最小。

6.2 定向镜伺服系统精度检测

定向镜系统包括四个系统，即尾焰、尾喷、机身、干扰，下面的精度检测给出了实际运行中的尾焰和干扰机组的精度检测结果。

6.2.1 静态精度检测

影响静态精度的主要原因有：

- (1) 角位置传感器的线性度；
- (2) 角位置传感器激磁电压的稳定度；
- (3) 相敏解调器的线性度；
- (4) 反馈通道运算放大器的失调电压随时间和温度的变化；
- (5) 参与控制和测量的 A/D 、 D/A 转换器的线性度；
- (6) 摩擦力矩干扰。

上述原因造成的系统静态误差，可通过测量光线的方法进行检测。实际采用平行光管、五棱镜、经纬仪组成的光学系统进行测量。

定向镜伺服系统的静态精度检测结果如表 6—1 所示。

表 6—1 定向镜系统的静态精度检测结果

Tab. 6—1 Test results of steady precision of system

子系统	机组	误差
尾焰	俯仰	0.007010°
	方位	0.008534°
干扰	俯仰	0.006796°
	方位	0.007632°

6.2.2 动态精度检测

实测时方位和俯仰的标准给定信号分别选为：

方位： $\theta(t)=0.5^{\circ}\sin(2\pi\times2.25t)$ 俯仰： $\theta(t)=1^{\circ}\sin(2\pi\times1.95t)$

定向镜伺服系统的动态精度实测结果如表 6-2 所所示。

表 6-2 定向镜系统的动态精度检测结果

Tab. 6-2 Test results of dynamic precision of system

子系统	机组	测量范围	最大误差
尾焰	俯仰	$\pm 3^{\circ}$	0.021°
	方位	$\pm 2^{\circ}$	0.025°
干扰	俯仰	$\pm 3^{\circ}$	0.019°
	方位	$\pm 2^{\circ}$	0.023°

6.3 本章小结

对定向镜伺服系统的硬件电路进行了设计和调试，给出了实际运行时系统的静态和动态精度测试结果。测试表明系统设计满足指标要求。

结 论

红外制导武器半实物仿真技术是研究和发展红外制导武器系统，分系统和部件的一项先进技术。红外目标背景仿真装置是其中的关键，它在很大程度上决定着红外仿真系统的逼真程度。红外目标背景仿真装置在工作中，为了提高目标仿真精度，采用目标二级定位决策，由两轴定向镜伺服系统组成来完成目标的精确定位。

定向镜伺服系统结构特殊，针对其特定的机械结构，利用拉格朗日力学方程建立系统的数学模型，并进行了线性化和简化处理。定向镜伺服系统主要存在两种耦合方式即力矩耦合和位置耦合，在分析其数学模型的基础上，采用方框图等效原理进行解耦，并确定了工程上容易实现的解耦方案。根据定向镜的技术指标，并对定向镜的动态性能进行了分析，确定了系统控制方案及系统元部件。解耦后的系统可以看成两个独立的角位置伺服系统，采用频域法进行系统设计，控制结构采用速度环、位置环的双重闭环结构，设计了速度反馈和校正环节，并采用复合控制降低系统的稳态误差。

按照上述控制方案设计硬件电路并应用于实际，进行了系统调试，在规定的测试信号作用下，进行了系统检测，测试结果表明系统达到了各项指标要求。

定向镜伺服系统在低速运行时，摩擦力矩干扰引起的误差是影响系统运行性能的主要因素。本文在线性控制设计基础上，采用了模型参考自适应控制改善系统低速运行性能，并进行系统仿真，从仿真结果可以看出，模型参考自适应控制明显地降低摩擦力矩干扰造成的死区现象，提高了系统低速运行性能，体现了自适应控制的优越性。

参考文献

- 1 董春雷,张华等. 红外目标/背景仿真装置设计的关键技术研究与应用. 系统仿真学报. 1997,Vol.9,No.3:93~99
- 2 徐殿国. 伺服系统技术的发展(二). Servo Control. 2005,9:12~14
- 3 张宏俊. 红外寻的制导系统半实物仿真技术研究. 上海航天. 1998,No.4: 30~33
- 4 王子才. 仿真技术发展及应用. 中国工程科学. 2003,Vol.5,No.2:40~44
- 5 鲁建厦. 国内仿真技术的研究热点. 系统仿真学报. 2004,Vol.16,No.9:910~913
- 6 陈运涛. 系统仿真应用与新发展. 船电技术. 2001,1:36~39
- 7 黄柯棣. 系统仿真技术. 国防科技大学出版社. 1999
- 8 姬东朝. 红外导弹制导系统的半实物仿真系统设计. 火力与指挥控制. 2003,12.Vol.28,No.6:78~80
- 9 Cocanougher D S, Card D B. Application of Hardware-in-the-loop Simulation to Operational Test and Evaluation[C]. SPIE. Vol.3197,1999:80~88
- 10 Why Use Simulation-Return on Investment[02]. (2001-03-15)
<http://www.trainingsystems.org/publication/simulation/roi.cfm>
- 11 刘延斌. 半实物仿真技术的发展现状. 光机电信息. 2003 年第 1 期:27~32
- 12 梁炳成. 军用发展技术的发展动向和展望. 系统仿真学报. 2001,1.Vol.13,No.1:18~20
- 13 姚新宇. 半实物仿真系统的实时性分析. 计算机仿真. 2000,No.1:51~54
- 14 A.M.Lan. Introduction to Simulation: A Powerful for Analyzing complex Manufacture System. Industrial Engineering. 1995,No.5:23
- 15 Buford J A, Paone J Jr. Using hardware-in-the-loop(HWLL) simulation to provide low-cost testing of TMD IR missile system[I] proc. SPIE. 1998,3368:432~440
- 16 Belrose FM, Missile System Simulation at the Advance Simulation Center(ASC)[R]. AD_A 1478 29,1982:201~223
- 17 Buford J A, Duravant T S. U.S. Army Missile Command Imaging System Simulation(IIRSS)[C]. SPIE. Vol.2741.1996:69~80
- 18 Beasley D B, Saylor D A, Buford J. Overview of Dynamic Scene Projectors

- at the U.S. Army Aviation and Missile Command[C]. SPIE. Vol. 4717.2002:136~147
- 19 Kicher J R, Marlow S A, Mack in P R. Characterization Measurements of the Wideband Infrared Scene Projector(WISD) Combined with the Steerable Laser Projectors (SLP)[C]. SPIE. Vol.3368,1998:175~188
 - 20 Mobley S B, U.S. Army Missile Command Dual-Mode MillimeterWave/Infrared Simulator Development[C]. SPIE. Vol.2223,1994: 100~111
 - 21 Beasley D B, Saylor D A, Application of Multiple IR Projector Technologies for AMCOM HWIL Simulations[C]. SPIE. Vol.3697,1999: 223~231
 - 22 Cole B, Higshi R, Ridley J, etal. Large-area infrared micro emitter arrays for dynamic scene projection[C]. SPIE. Vol.3368,1998: 57~70
 - 23 Beasley D B, Cooper J B. Performance Capabilities and Utilization of MICOMs Diode Laser Based Infrared Scene Projector Technology[C]. SPIE. Vol.2741,1996:110~118.
 - 24 Allred K R, Burroughs E E, Pickard W, etal. HPC Workshop 1999 Real-time Synthetic Enviroments for HWIL Testing[C/OL]. (2001-04-06) [2002-08-28]. <http://www.RTTC.REDSTONE.ARMY.mil.com>
 - 25 LeSueur K. Redstone Technical Test Center Modeling and Simulation Testbed[OL]. (1999-12-06) [2002-03-07]. <http://www.RTTC.REDSTONE.ARMY.mil.com>
 - 26 曾嫦娥,鱼明哲等. 美陆军制导武器试验半实物仿真技术综述. 飞行器测控学报. 2005,6.Vol.24,No.3:75~83
 - 27 叶爱华,叶文华. 控制系统中建立数学模型的方法讨论. 科技广场(南京航空航天大学). 2004 年 08 期:66~67
 - 28 陈永胜. 论数学模型方法. 吉林师范大学学报. 2003 年 8 月第 3 期:112~113
 - 29 哈尔滨工业大学理论力学教研室. 理论力学(下册). 人民教育出版社.1996:30~48
 - 30 梅晓榕,陈明等. 两轴扫描镜数学模型的建立与简化. 哈尔滨工业大学学报. 1998 年 12 月.Vol.30,No.6:42~45
 - 31 柏桂珍,张卯瑞等. 两轴扫描镜系统的解耦与控制. 电机与控制学报. 2000 年 12 月.Vol.4,No.4:249~250,258
 - 32 梅晓榕等. 自动控制元件和线路. 哈尔滨工业大学出版社,2001:9~59
 - 33 胡慧,刘雨荣. 多变量模糊自适应解耦控制方法综述. 湖南工程学院学报.

- Sept.2004,Vol.14.No.3:11~14
- 34 马平等. 解耦控制的现状和发展. 控制工程. Mar.2005,Vol.12,No.2:97~100
 - 35 杨承志等. 系统辨识与自适应控制. 重庆大学出版社,2003
 - 36 吴广玉. 系统辨识与自适应控制. 哈尔滨工业大学出版社,1987
 - 37 冯纯伯,史维. 自适应控制. 电子工业出版社,1986
 - 38 K.J.奥斯特隆姆,B.威顿马克. 李清泉等译. 自适应控制. 科学出版社,1992
 - 39 谢新民,丁锋. 自适应控制. 清华大学出版社,2002
 - 40 刘兴堂. 应用自适应控制. 西北工业大学出版社,2003
 - 41 吴忠强,朴春俊. 模型参考自适应控制理论发展综述. 信息技术. 2000 年第 7 期:33~35
 - 42 张忠银,杨向宇等. 无刷直流电动机模型参考自适应控制研究 微电机. 2005 年,第 38 卷,第 6 期:19~21
 - 43 薛花,纪志诚. 基于 Matlab 无刷电动机模型参考自适应控制的研究与实现. 中小型电机. 2004,31(5) 11~16
 - 44 柳晓箐,易建强,赵冬斌. 基于 Lyapunov 稳定理论设计 MRAC 系统的简单方法. 系统仿真学报. Aug.2005,Vol.17,No.8:1933~1935

攻读学位期间发表的学术论文

刘坤，梅晓榕. 定向镜伺服系统模型参考自适应控制与仿真. 待投稿

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《定向镜伺服系统分析和设计》，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。

《定向镜伺服系统分析和设计》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。

根据《哈尔滨工业大学关于国家秘密载体保密管理的规定》，毕业论文答辩必须由导师进行保密初审，外寄论文由科研处复审。涉密毕业论文，由学生按学校规定的统一程序在导师指导下填报密级和保密期限。

- 56 -

致 谢

本论文是在梅晓榕教授和柏桂珍副教授的悉心指导下完成的。导师们渊博的知识、高尚的品格、严谨的治学态度、不断进取的拼搏精神令学生受益匪浅、终身难忘，同时学生在生活中得到了两位老师无私的关怀和帮助。籍此论文完成之际向导师们致以诚挚的谢意！

在课题的研究和论文的撰写过程中，庄显义老师给予了真诚的教诲、关心和帮助，在此衷心的表示谢意！

最后，感谢所有关心和帮助过我的人们！