



中南大學
CENTRAL SOUTH UNIVERSITY

本科毕业设计(论文)

GRADUATION DESIGN (THESIS)

题 目： 基于输入整形的龙门吊
 车消摆定位控制研究

学生姓名： 宋家桐

指导教师： 肖友刚

学 院： 交通运输工程学院

专业班级： 交设 1503 班

本科生院制

2019 年 6 月

基于输入整形的龙门吊车消摆定位控制研究

摘要

随着工业的不断发展，吊车在国民生产中起着举足轻重的作用，被广泛使用在港口、车间、电力、地铁、路桥建设等领域，吊车的主要控制目的是将货物准确而快速的送至目标位置，并使货物的摆动尽可能的小且快速稳定。

本文首先通过拉格朗日建模法和牛顿第二定律对龙门吊车进行力学分析和系统建模，合理引入了外界干扰因素并进行线性简化。随后对输入整形技术进行了分析研究，详细推导了脉冲信号在吊车系统中的响应过程，并通过简易二阶系统构建了三种输入整形器，仿真结果表明 ZVD 输入整形器具有较好的控制效果和鲁棒性，由此设计了基于输入整形技术的吊车 PID 控制器，仿真结果表明相比传统 PID 控制器，有效降低 75% 的负载摆动并在 7s 内精确达到 1m 的目标位置。

随后对自抗扰技术的四个环节进行详细分析，构建了二阶弹簧系统的自抗扰控制器并验证其控制效果。根据龙门吊车模型的特点，设计了负载摆角反馈的扩张状态观测器和前馈 ZVD 输入整形器，由此构建了基于输入整形技术的龙门吊车自抗扰控制器，对其进行仿真分析和鲁棒性验证，结果表明，吊车系统能在 6s 内达到 0.2m 的目标位置并停止摆动。最后设计了基于 S 型光滑曲线的分段式加速度轨迹规划方法，针对台车位置反馈和负载摆角 PD 控制方案构建了一种轨迹规划的双闭环吊车控制器，结果表明该控制器具有较好的控制效果和鲁棒性。

关键词： 吊车系统 输入整形 自抗扰 PID 控制 轨迹规划

Research on portal jib crane Anti-swing Positioning Control Based on Input Shaping

ABSTRACT

With the continuous development of industry, cranes play an important role in national production and are widely used in ports, workshops, electricity, subways, road and bridge construction and other fields. The main control purpose of cranes is to deliver goods to the target location accurately and quickly, and to make the swing of goods as small and fast as possible.

Firstly, the portal jib crane system is modeled by Lagrange modeling method and Newton's second law, and external interference factors are reasonably introduced and linearly simplified. Then, the input shaping technology is analyzed and studied, the response process of pulse signal in crane system is deduced in detail, and three different input shapers are simulated and compared, thus a crane PID controller based on the input shaping technology is constructed. The simulation results show that compared with the traditional PID controller, the load swing can be effectively reduced by 75% and the target position of 1m can be reached within 6s.

Then the four links of ADRC technology are analyzed, and the ADRC controller of second-order spring system is constructed and its control effect is verified. According to the characteristics of the controlled object model, an extended state observer with load swing angle feedback is designed, and a portal jib crane auto-disturbance rejection controller based on input shaping technology is constructed. The simulation analysis and robustness verification are carried out. The results show that the crane system can reach the target position of 0.2m and stop swinging within 6 seconds. Finally, a piecewise acceleration trajectory planning method based on S-shaped smooth curve is designed, and a dual closed-loop crane controller for trajectory planning is constructed according to the trolley

position feedback and load swing angle PD control scheme. The results show that the controller has good control effect.

Key words: Crane system Input shaping ADRC PID control Trajectory planning Energy balance calculation

目录

第 1 章 绪论	1
1.1 选题背景、研究目的和意义	1
1.2 欠驱动吊车控制系统研究现状	2
1.2.1 开环控制方法	3
1.2.2 闭环控制方法	4
1.3 自抗扰控制技术发展概况	5
1.4 论文章节安排及主要工作介绍	6
第 2 章 吊车系统模型及其动力学方程	8
2.1 引言	8
2.2 二维龙门吊车模型	8
2.3 仿真实验	10
第 3 章 基于输入整形技术的吊车开环控制研究	12
3.1 引言	12
3.2 输入整形技术研究及其仿真	12
3.2.1 输入整形技术研究	12
3.2.2 仿真实验	16
3.3 基于输入整形的 PID 控制器设计	19
3.4 仿真结果对比分析	20
3.5 本章小结	24
第 4 章 自抗扰控制技术的研究	25
4.1 引言	25
4.2 自抗扰控制技术研究	25
4.2.1 跟踪微分器	25
4.2.2 扩张状态观测器	26
4.2.3 状态误差反馈率	28
4.2.4 最终控制率	29
4.3 仿真实验	30

4.4 本章小结	31
第 5 章 基于输入整形的吊车自抗扰控制器设计	32
5.1 引言	32
5.2 基于输入整形的自抗扰控制器的设计	32
5.3 稳定性分析	34
5.4 仿真验证	35
5.5 鲁棒性分析	37
5.6 本章小结	39
第 6 章 一种轨迹规划的双闭环吊车控制器设计	41
6.1 引言	41
6.2 基于力学分析的龙门吊车模型的建立和仿真	41
6.3 龙门吊车轨迹规划和前馈输入整形器设计	42
6.4 双闭环自抗扰控制器的设计	44
6.5 稳定性分析	46
6.6 仿真验证	47
6.7 鲁棒性分析	48
6.8 本章小结	51
第 7 章 总结和展望	53
7.1 工作总结	53
7.2 未来展望	54
致谢	55
参考文献	56

第1章 绪论

1.1 选题背景、研究目的和意义

吊车，又称起重机械，是一种作循环、间歇运动的起吊搬运机械。吊车被广泛使用在港口、车间、电力、地铁、路桥建设等领域，在国民生产作业中起到举足轻重的作用。吊车的生产作业目标是准确、快速地将负载货物运送至指定位置，并使负载的摆动足够小且快速稳定。吊车系统一般由电机驱动台车运动，使用吊绳将负载连接在台车上，通过吊绳牵引运输负载而无直接作用在负载上的驱动力，这表明吊车系统的输入值仅有一个自由度，但受控量存在两个自由度——台车的位置和负载的摆角。吊车系统的控制变量小于系统自由度的个数，是一类典型的欠驱动系统^[1]。所谓欠驱动系统，是指系统的独立控制变量小于系统自由度个数的一类非线性系统^[2]。它在节能，降低成本，减轻重量和系统灵活性方面优于完全驱动系统。因此，设计合适的控制方法驱动欠驱动机械系统，有助于提升实际生产效率、降低生产成本，具有一定的实际意义。

吊车根据结构的不同主要分为^[3]：龙门吊车、桥式吊车、塔式吊车和回转悬臂式吊车等。如图 1-1 中所示，龙门吊车是指安装在固定结构或移动式结构上的一类起重机，它沿着铺设在地上的固定轨道完成向前或向后运动，通过中间的吊钩完成负载的运输工作，由于它的水平桥架安装在两个支撑架上，形状像门，因而得名。龙门吊车广泛用于现代工厂、工地、集装箱港口等生产作业场所，具有高效省时、占地面积小等优点。目前工业科技的飞速进步，龙门吊车也在智能、快速、准确等方向上高速发展^[4]，迫切需要提出合理有效的控制方案，智能高效的对龙门吊车进行合理的控制以满足日益增长的生产运输需求。



(a) 龙门吊车



(b) 桥式吊车



(c) 塔式吊车



(d) 回转悬臂式吊车

图 1-1 龙门吊车、桥式吊车、塔式吊车及回转悬臂式吊车

目前，由于缺乏自动高效准确的吊车控制器，龙门吊车的现场生产工作通常需要由人工进行手动操作，吊车在运输过程中，要求负载能够准确快速的到达指定位置并能迅速消除摆动以便卸下负载实现快速化作业，同时负载在运输的过程中不能与人员、其他货物和生产设备等相碰撞，需要保持负载摆动尽可能小。为了保证运输工作的安全进行，吊车操作人员往往通过减缓台车运行的速度，使台车反向运动抵消摆动等方式来控制负载的摆动和定位，同时通过目测的方式来观测估计负载摆动和台车位置。但是，由于龙门吊车是一类典型的欠驱动系统，它仅通过电机驱动力驱动台车，以控制负载摆动角度和小车位置两个自由度，使其对操作人员的技能有极高的要求，这种经验为主导的操作模式下存在以下问题：（1）工人在长时间进行重复单一劳动时，容易出现疲倦和专注度下降，从而产生操作失误引发生产安全事故。（2）吊车运输的效率依赖操作工人的经验和熟练度，无法保证生产工作的时效性。（3）负载定位难，消摆效果不佳。为提高吊车的生产运输效率和安全性，针对吊车系统设计一种高性能自动消摆定位控制器，构建吊车的智能控制系统代替人工操作，对工业生产等具有深远意义。

1.2 欠驱动吊车控制系统研究现状

龙门吊车等起重机械在众多生产现场起重要作用，其主要任务是能快速准确的将货物运输到指定位置并能够快速消摆，针对其台车定位和货物消摆的问题，国内科研工作者研究了不同的消摆定位控制方法，来实现台车定位与货物消摆的目标。本小节将对开环控制策略和闭环控制策略这两类方法进行介绍。

1.2.1 开环控制方法

开环控制方法是指不将控制系统的结果反馈回来影响当前控制系统的方法。开环控制一般硬件成本更低^[5]，不需要安装复杂的传感器装置测量负载的摆角，工业生产中易于实现。因此，开环控制方法在吊车控制系统中应用较广，其中常见的有输入整形（Input Shaping）技术和离线轨迹规划方法等。

通过开环输入调制来抑制系统的残留震荡的控制策略被称为输入整形方法,它广泛用于当前的防摆控制器中。输入整形方法在 20 世纪 50 年代由 Smith 等人^[6-7]提出,随后, Singhose 教授等人^[8]将其运用在吊车消摆定位控制器中,因其控制效果良好、造价低廉,得到了广泛的运用。输入整形器消摆的控制原理是根据被控系统的频率特性设计一组脉冲信号作为输入整形信号,与原信号进行卷积后得到新的输入信号,新的信号作用于吊车系统后可以有效抑制吊车系统的摆动和残余振动^[9]。研究人员针对吊车系统提出了多种改进的输入整形器,如 ZV 整形器（Zero Vibration Shaper）、ZVD 整形器（Zero Vibration Derivative Shaper）、ZVDDD 整形器（zero vibration derivative-derivative-derivative shaper）、EI 整形器（Extra Insensitive Input Shaper）等。ZV 整形器在理论上可以实现无残余摆动,但它对吊车系统模型的精确度要求较高,且对未建模部分的误差和外部环境持续扰动的鲁棒性差,而实际中,难以建立精确的吊车系统模型,且系统不可避免地存在未建模部分和外界环境持续扰动,因此 ZV 整形器在实际生产中的适用性有限。

文献[10]和文献[11]研究了海上作业时的消摆控制器,详细来说,潘凌云等人^[10]通过分析起重机摇摆系统模型的实际运动,为回转式起重机系统设计了 ZVD 输入整形器,它可以有效地抑制海上作业过程中起重机设备的摆动。张晓勇等人^[11]首先构建了吊车系统的三维数学模型,在绳长参数固定的条件下设计了 ZVD 输入整形器;基于该输入整形器的灵敏度曲线,采用矢量求和法设计了对称 3 峰的 EI 输入整形器,仿真结果表明,该控制器对抑制海浪摇动起到了良好的控制效果。王小超^[12]设计了吊车系统的 ZV、ZVD 和 EI 三种输入整形器。卢彪等人^[13]分析了双吊车系统的数学模型并对其进行了合理的简化,并相应地设计了输入整形控制器。刘华森等人^[14]针对桥式起重机欠驱动吊车,设

计了一种优化复合输入整形器,用来抑制起重机变频率摆动。首先建立了完整的桥式起重机动力学模型,并采用概率分布方法分析了桥式起重机的摆动频率,基于该摆动概率分布设计了优化的多模态复合输入整形器作为前馈控制输入,提升了输入整形器的鲁棒性。文献[15]和文献[16]研究了柔性臂的消摆,邓辉等人^[15]设计了一种最优输入整形器结合模糊 PID 的摆动控制器,详细来说,首先通过拉格朗日建模法构建柔性臂的动力学模型,并根据模型设计模糊 PID 控制器,随后将最优输入整形器放置在前馈端,构建了柔性臂的消摆控制器,使用 Simulink 对控制效果进行了仿真与实验研究,结果表明,与传统的输入整形器控制器相比,缩短了系统的响应延迟时间,并能有较好的消摆控制效果。赵志刚等人^[16]将线性二次型调节器(LQR)引入系统,提出一种将改进后的输入整形与最优控制法相结合的控制方法,仿真表明具有较好的减震效果。董明晓等人^[17]设计了一种闭环输入整形控制器,考虑到所设计的 PID 控制器对小阻尼单模态弹性机构的控制效果不理想,存在较大超调量和残留振动,因此提出将 PD 控制与输入整形技术相结合,将输入整形器置于 PD 反馈回路处,随后研究了不同输入信号作用下弹性机构的系统响应和系统控制力,与 PD 反馈控制相比较,所需的控制力和系统的超调量都较小,系统的响应速度更快,同时具有较好的消摆控制效果。

1.2.2 闭环控制方法

闭环控制方法将系统的输出通过反馈的方式作用在系统的输入端,并对其产生控制影响。相较于开环控制方法,闭环控制对系统模型的精确性依赖度较小,对实际参数变化和外部扰动的鲁棒性较强^[18]。但是闭环控制方法为了获得系统状态的反馈,往往需要使用复杂的传感器测量吊车系统的台车位置和负载摆角,使得成本上升,并且在实际生产中传感器往往难以安装,实用性不足。

PID 控制法是目前最广泛用于吊车控制系统中的一种控制方法,将吊车的工作过程简化为基本线性,通过比例(P)、积分(I)、微分(D)环节对吊车进行控制。冯岷生等人^[19]针对龙门吊车系统,考虑到吊绳是柔性体的情况下存在较大的负载摆动,设计了一个双闭环的 PID 控制系统,仿真结果表明,相较于传统 PID 控制, PID 双闭环控制器的控制效果理想并拥有更好的鲁棒性。文献[20-22]针对桥式吊车系统,采用根轨迹以及粒子群优化算法提出了几种改进型的 PID 控制。

由于吊车系统在作业中一般有外界持续扰动,吊车模型存在未建模部分,上述线性控制方法在实际现场往往不能有理想的控制效果。因此,研究人员对吊车的非线性控制方法也进行了深入的研究。具体来说,高丙团^[23]针对桥式吊车系统,设计了一种双闭环

控制方法,将负载摆角反馈设置为内环,台车位移反馈设置为外环,仿真结果表明该控制方法有效的实现台车的精确定位和负载的消摆。马博军等人^[24]为桥式吊车系统设计了自适应控制器,基于耗散理论对吊车运行时的参数实时在线估计,提高了该控制器的实际应用价值,仿真结果表明其具有较好的控制效果和鲁棒性。

随着人工智能等控制方法的发展,为了进一步提升吊车系统的控制性能,研究人员将多种智能控制方法与传统的控制器结合,有效提升了控制器的控制效果,取得了更高的应用价值。谭莹莹等人^[25]针对变绳长桥式吊车系统,设计了一种动态滑膜控制方法,首先构建台车位移负载摆角和绳长的滑膜面,据此设计桥式吊车的动态滑膜控制器,仿真结果表明,该控制器有较好的鲁棒性和控制效果。巫波^[26]将遗传算法与位置模糊控制器和防摆模糊控制器相结合,改进了遗传算法的计算能力,同时能够获得模糊变量的隶属函数、比例因子和量化因子,提高了系统性能。美中不足的是目前模糊控制法的设计没有系统性,难以定义控制目标,神经网络控制的理论和算法还有待进一步完善,这些智能控制器普遍设计较为复杂,造价昂贵,在实际中还未能得到广泛的运用。

1.3 自抗扰控制技术发展概况

自抗扰控制技术(ADRC)是由韩京清研究员发扬 PID 控制技术的“基于误差消除误差”的思想精髓并吸取现代控制理论,所开创的一种新型非线性控制技术。自抗扰控制技术的控制原理是将外界不确定的干扰因素和对象内部未建模的部分都归结于未知扰动并用对象的输入输出数据来对它进行估计和补偿,突破了“绝对不变形原理”和“内膜原理”的局限性,韩京清研究员基于现代微处理器的数字技术,利用特殊的非线性效应处理误差信号,提高“基于误差来消除误差”的效率,从根本上克服 PID 技术的局限性。自抗扰控制技术自提出以来,许多学者对其进行了研究、改进和发展,其理论研究和工程应用正蓬勃发展,自抗扰控制在飞行控制、电机控制、精密机械加工车床、机器人控制等领域已经得到了应用并产生了良好的生产效果。

跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)^[27]的作用是安排过渡过程,给出合理的控制信号,并利用经典微分器的噪声放大效应,跟踪给定信号和提取微分信号,实现一种单输入多输出的动态结构。

扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)^[27]是自抗扰控制器的核心。扩张状态观测器可以观测到输入量的各阶次的估计值,并能实时估计得到系统的总和扰动,通过合理的误差反馈组合方式进行抵消和补偿,其作用过程不需要被控对象的精确模型,只需要输出量和输入量,因此具有较强的鲁棒性。

状态误差反馈率（Nonlinear State Error Feedback Law, NSEFL）^[28]，补偿了扩张状态观测器（ESO）观测的总干扰，以实现主动补偿的功能。

陈华等人^[29]设计了桥式吊车的自抗扰控制器，首先使用拉格朗日建模法建立了桥式吊车的数学模型，据此设计了自抗扰控制方法并用人工鱼群算法优化了自抗扰控制器的参数，Simulink 仿真实验表明，相比于吊车 PD 控制，自抗扰控制可有效解决桥式吊车运输过程中的定位和消摆问题，具有很强的鲁棒性。黄从智等人^[30]设计了一种离散时间的线性自抗扰控制算法，首先采用粒子群算法对模型进行简化和辨识，然后基于该模型在 PLC 中设计了离散时间线性自抗扰控制器。丁美玲等人^[31]设计了一种改进型的自抗扰控制器，为了提高自抗扰控制器的快速性和鲁棒性，对非线性函数进行了线性化处理，通过仿真实验表明，与传统的自抗扰控制器和 PID 控制对比，改进型自抗扰控制器具有更好的控制效果和鲁棒性。张茜丹等人^[32]设计两种方法将自抗扰控制器推广到高阶系统中。具体来说，第一种方法采用串联的方法将多个低阶自抗扰控制器连接起来应用在高阶系统中。第二种方法设计了高阶的 TD 跟踪微分器和 ESO 扩张状态观测器，使其能够有效对高阶被控对象进行控制。

1.4 论文章节安排及主要工作介绍

本文主要进行了基于输入整形技术的吊车系统的控制研究，针对龙门吊车模型，对广泛应用于吊车系统的输入整形控制技术和自抗扰控制技术进行了分析研究，并对 PID、输入整形、自抗扰控制器进行仿真与对比，进行了实验研究，依次设计了基于输入整形技术的吊车 PID 控制器、基于 ZVD 输入整形的自抗扰控制器和一种轨迹规划的双闭环吊车控制器。

本文的章节结构如下：

第一章：绪论

第二章：吊车系统模型及其动力学方程

第三章：基于输入整形技术的吊车开环控制研究

第四章：自抗扰控制技术研究

第五章：基于输入整形的吊车自抗扰控制器设计

第六章：一种轨迹规划的双闭环吊车控制器设计

每一章节的主要内容介绍如下：

第一章绪论阐述了吊车的概念、作用、工程应用前景和研究方向，同时对国内外吊车系统的控制研究现状进行了介绍，分析了开环控制和闭环控制的常用控制方法，并简

要介绍了自抗扰技术的发展现状和在吊车系统上的运用情况。通过对吊车的研究现状的不足进行分析说明，指出了本文研究的内容和方向。

第二章针对二维吊车系统，对龙门吊车的系统进行动力学分析，并运用拉格朗日建模法建立了吊车的模型。

第三章针对输入整形技术，通过严谨数学推理分析了它的作用原理，并使用弹簧模型进行仿真分析，比较了不同输入整形器的鲁棒性，同时将输入整形器与吊车的 PID 控制相结合，对比分析了仿真结果。

第四章针对自抗扰控制技术，分析介绍了跟踪微分器、扩张状态观测器、状态误差反馈率和最终控制率四个核心模块，对跟踪微分器、扩张状态观测器的性能进行了仿真分析，并给出了自抗扰控制器的结构关系图。

第五章设计了基于输入整形技术的自抗扰控制器，详细介绍了控制器设计过程并进行了仿真分析，验证其鲁棒性。

第六章设计了一种轨迹规划的双闭环吊车控制器，通过引入一种轨迹规划方式，将设置的目标位置通过平滑的 S 曲线表示，降低了超调并使系统的响应平滑，同时设计了一种台车位置反馈和负载摆角 PD 反馈的双闭环吊车控制器，详细介绍了其设计过程，进行了仿真分析。

第2章 吊车系统模型及其动力学方程

2.1 引言

龙门吊车是一个具有高度非线性的欠驱动系统，为了研究系统的动态特性并设计出相应的控制器，需要建立一个精确的系统模型。但是，由于吊车在实际运行过程中。存在空气阻尼、系统摩擦、外界持续扰动等多种不确定因素，对吊车系统建模时，难以将外界干扰和内部误差在模型上体现，使得建立出来的数学模型偏离实际，由此设计的控制器在生产实际中难以取得较好的效果。本章将使用拉格朗日建模法对龙门吊车的系统结构进行动力学分析并建立二维龙门吊车模型。

2.2 二维龙门吊车模型

二维龙门吊车模型如图 2-1 所示：

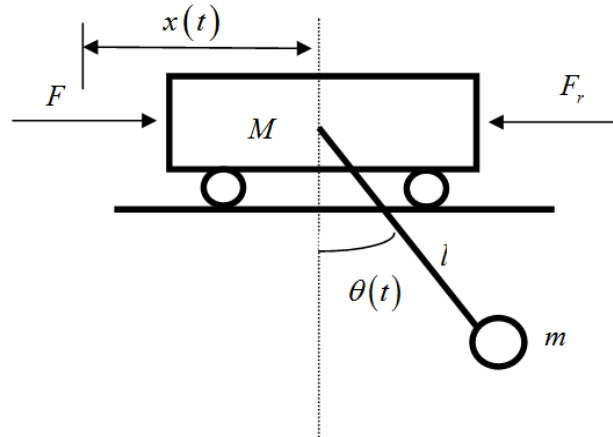


图 2-1 二维龙门吊车单绳模型

对二维龙门吊车模型进行适当简化后，根据牛顿第二定律和拉格朗日建模法对欠驱动龙门吊车系统进行建模，可得其动力学模型如下：

$$(M + m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml\dot{\theta}^2\sin\theta = F - F_r \quad (2-1)$$

$$ml^2\ddot{\theta} + m\ddot{x}\cos\theta + mgl\sin\theta = 0 \quad (2-2)$$

其中， M 、 m 为台车和负载的质量， $x(t)$ 、 $\theta(t)$ 为台车的位移和负载的摆角， l 为悬挂重物的绳长， F 为电机驱动力， F_r 为吊车与桥架之间的摩擦力，由文献[33]，摩擦力 F_r 的表达式为：

$$F_r(\dot{x}) = F_{r0x} \tanh\left(\frac{\dot{x}}{\mu_x}\right) - k_{rx}|\dot{x}|\dot{x} \quad (2-3)$$

其中, F_{rox} , μ_x , $k_{rx} \in R$ 代表摩擦力参数。

考虑到实际情况负载的摆角 θ 较小, 可以进行以下线性化处理, $\sin \theta \approx \theta, \cos \theta \approx 1, \dot{\theta}^2 \approx 0$, 简化后的吊车系统模型为:

$$(M+m)\ddot{x} + m\ddot{\theta} = F - F_r \quad (2-4)$$

$$\ddot{x} + g\theta + l\ddot{\theta} = 0 \quad (2-5)$$

取状态变量 $x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}$, 将龙门吊车模型转化为状态空间表达式:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu \\ Y = CX \end{cases} \quad (2-6)$$

其中 $X = [x, \dot{x}, \theta, \dot{\theta}]^T$, $u = F$, $Y = [x, \theta]^T$

由式 2-4 和式 2-5 可得:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{mg\theta}{M} + \frac{F}{M} \\ \ddot{\theta} = -\frac{(M+m)g\theta}{Ml} - \frac{1}{Ml}F \end{cases} \quad (2-7)$$

$$\text{则式 2-6 中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{mg}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{(M+m)g}{Ml} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 0 \\ -\frac{1}{Ml} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \text{由此可}$$

得吊车系统的状态空间方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{mg}{M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{(M+m)g}{Ml} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ 0 \\ -\frac{1}{Ml} \end{bmatrix} [F] \quad (2-8)$$

当考虑到绳长变化, 不考虑空气阻力时, 则龙门吊车系统的动力学模型可表示为:

$$(M+m)\ddot{x} + m\ddot{\theta} \cos \theta + m\dot{\theta}^2 \sin \theta + 2m\dot{\theta} \cos \theta - m\dot{\theta}^2 \sin \theta = F_x - F_r \quad (2-9)$$

$$m\ddot{l} + m\ddot{x} \sin \theta - m\dot{\theta}^2 - mg \cos \theta = F_l \quad (2-10)$$

$$ml^2\ddot{\theta} + m\dot{x} \cos \theta + 2m\dot{l}\dot{\theta} + mgl \sin \theta = 0 \quad (2-11)$$

其中， M 、 m 、 l 、 $x(t)$ 、 $\theta(t)$ 、 F 和 F_r 的定义与固定绳长桥式吊车系统模型一致， F_r 为竖直方向上的驱动力。

2.3 仿真实验

本节将对上述建立的龙门吊车模型，实验中，将二维龙门吊车系统的参数设置如下：

$$M = 6.157\text{kg}, \quad m = 1\text{kg}, \quad l = 0.56\text{m}, \quad g = 9.8\text{m/s}^2$$

Simulink 仿真模型如图 2-2 所示：

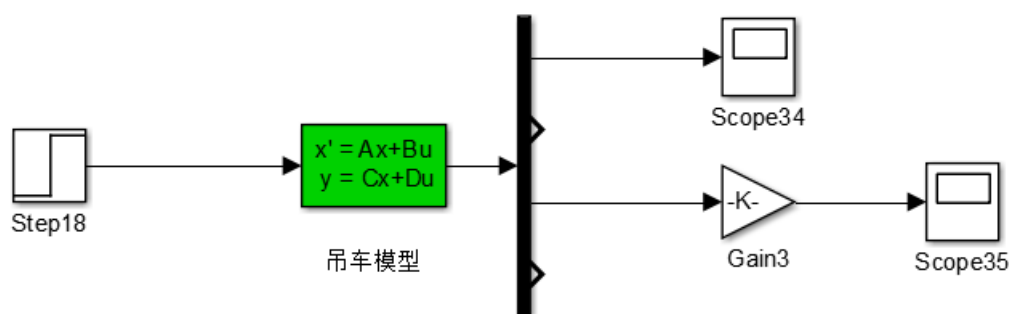


图 2-2 龙门吊车模型仿真图

设置幅值为 1 的输入阶跃信号，仿真结果如图 2-3 和图 2-4 所示：

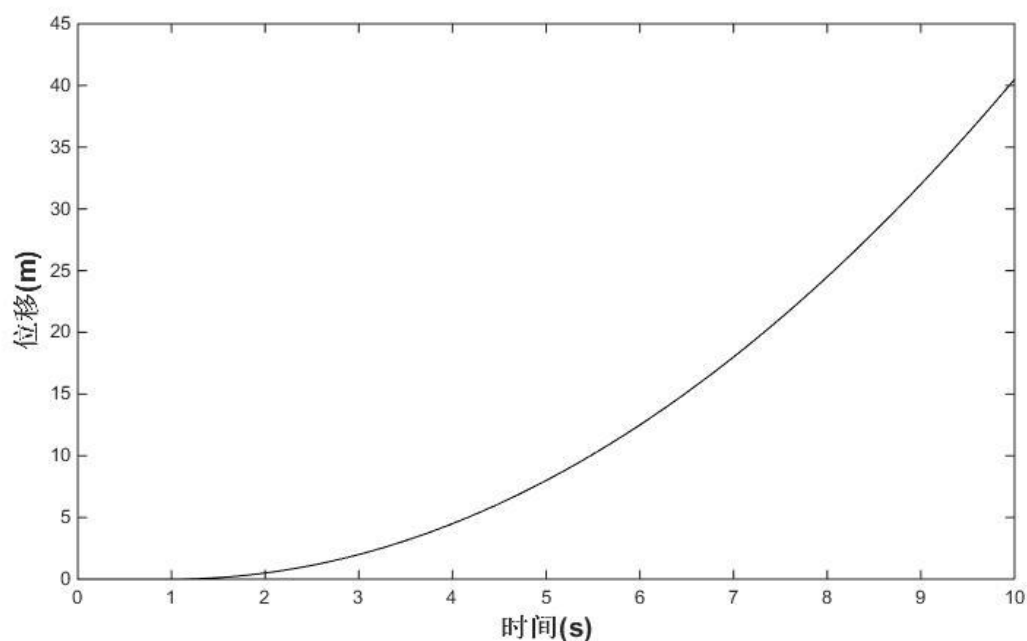


图 2-3 台车水平位置变化曲线

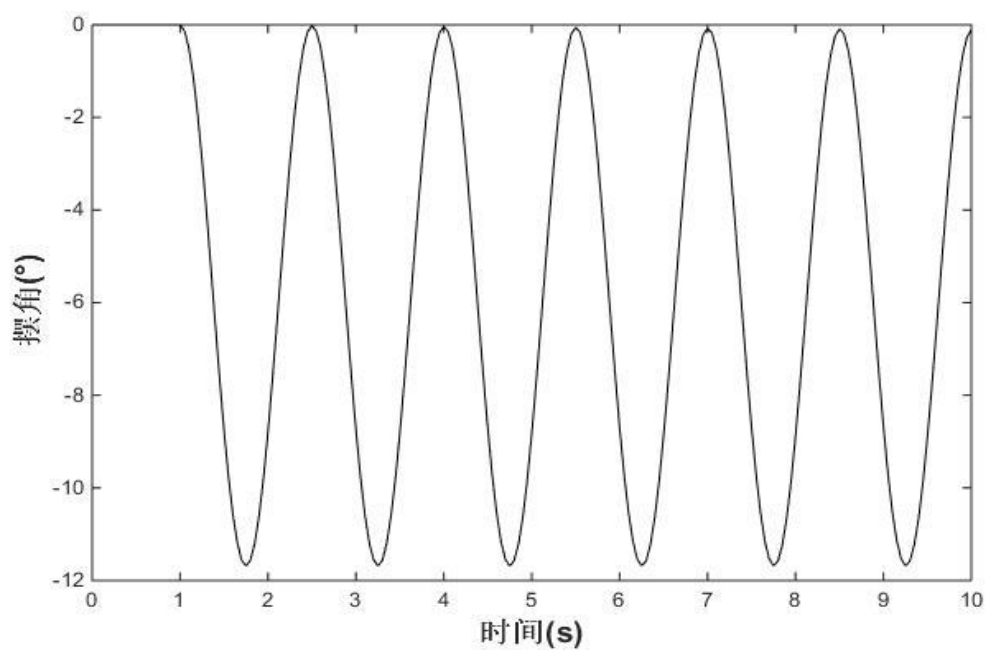


图 2-4 负载摆角变化曲线图

由仿真结果可得，输入的阶跃信号等同于施加一个驱动力给龙门吊车，在未加入控制器的状况下，台车位移不断上升，负载持续摆动。

第 3 章 基于输入整形技术的吊车开环控制研究

3.1 引言

输入整形方法,是通过开环输入调制方法来抑制系统的残留震荡,被广泛用于当前的控制系统中。输入整形器的开环控制结构框图与脉冲信号作用效果图如图 3-1 和图 3-2 所示:

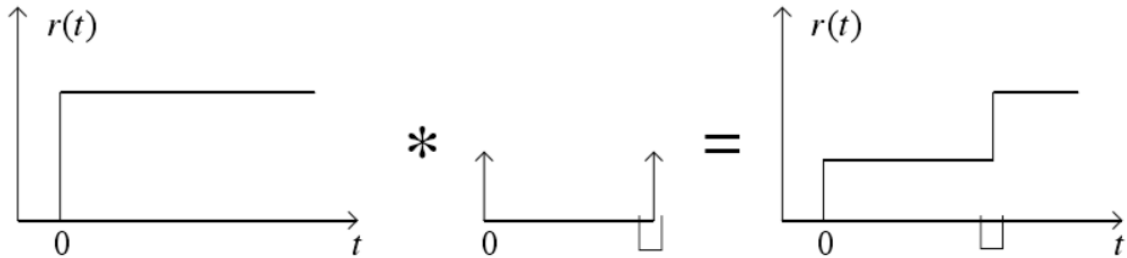
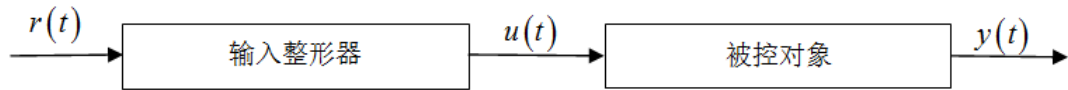


图 3-2 脉冲信号作用效果图

本章对输入整形技术进行理论分析,并通过仿真实验验证其抑制系统振荡的性能。

3.2 输入整形技术研究及其仿真

3.2.1 输入整形技术研究

输入整形器的时域表达式如式 3-1 所示:

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

其中, A_i 为脉冲信号幅值, t_i 为脉冲信号的时间间隔, n 为脉冲信号个数。将式进行拉普拉斯变换得其频域表达式如式 3-2 所示:

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

对一个二阶系统,其传递函数如式 3-3 所示

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

其中, ξ 为系统阻尼比, ω_n 为系统固有振荡频率, 该二阶系统对输入整形器

$C(s) = \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s}$ 的响应为:

$$y_0(t) = \sum_{i=1}^n \left[\frac{A_i \omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_n (t-t_i)} \right] \sin[\omega_d (t-t_i)] \quad (3-4)$$

其中

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\xi^2} \quad (3-5)$$

根据三角公式

$$B_1 \sin(\omega_d t - \phi_1) + B_2 \sin(\omega_d t - \phi_2) + \cdots + B_n \sin(\omega_d t - \phi_n) = B_{amp} \sin(\omega_d t - \phi) \quad (3-6)$$

其中

$$B_i = \frac{A_i \omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi \omega_n (t-t_i)} \quad (3-7)$$

$$\phi_i = \omega_d t_i \quad (3-8)$$

得

$$B_{amp} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n B_i \sin \phi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n B_i \cos \phi_i \right)^2} \quad (3-9)$$

加入输入整形器后的二阶系统的残余振荡, 可用 B_{amp} 在 $t=t_n$ 时的值与初始时刻的比值来表示, 如式所示:

$$V(\omega, \xi) = e^{-\xi \omega t_n} \sqrt{[C(\omega, \xi)]^2 + [S(\omega, \xi)]^2} \quad (3-10)$$

其中

$$C(\omega, \xi) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi \omega t_i} \cos(\omega_d t_i) \quad (3-11)$$

$$S(\omega, \xi) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi \omega t_i} \sin(\omega_d t_i) \quad (3-12)$$

(1) 零振动输入整形器 (ZV)

ZV 输入整形器即零振荡整形器, 其残留振荡百分比 $V(\omega, \xi) = 0$, 可得它的约束条件为:

$$\begin{cases} V(\omega_n, \xi) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i = 1 \\ A_i > 0 \\ t_1 = 0 \end{cases} \quad (3-13)$$

当有 n 个脉冲序列信号作用时，有：

$$\begin{cases} A_1 + A_2 e^{\xi \omega_n t_2} \cos(\omega_d t_2) + \dots + A_n e^{\xi \omega_n t_n} \cos(\omega_d t_n) = 0 \\ 0 + A_2 e^{\xi \omega_n t_2} \cos(\omega_d t_2) + \dots + A_n e^{\xi \omega_n t_n} \cos(\omega_d t_n) = 0 \\ A_1 + A_2 + \dots + A_n = 1 \end{cases} \quad (3-14)$$

时间间隔为：

$$t_i = \frac{(i-1)\pi}{\omega_d} \quad (3-15)$$

令 $K = e^{\frac{\xi \pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$ ，则式 3-13 可变换为：

$$\begin{cases} A_1 - A_2 K + A_3 K^2 - \dots + A_n K^{n-1} = 0 \\ A_1 + A_2 + \dots + A_n = 1 \end{cases} \quad (3-16)$$

又因为

$$\frac{(-K + K)^{n-1}}{(1 + K)^{n-1}} = 0 \quad (3-17)$$

可得

$$A_i = \frac{C_{n-1}^{n-i} K^{n-i}}{\sum_{i=1}^n C_{n-1}^{i-1} K^{i-1}}, \quad n \geq 2 \quad (3-18)$$

此时系统传递函数为：

$$G(s) = G_p(s) \sum_{i=1}^n A_i e^{-t_i s} \quad (3-19)$$

(2) 零振动微分输入整形器 (ZVD)

由于 ZV 输入整形器对系统模型精度要求高，为了提高鲁棒性，增加约束条件

$$\frac{d}{d\omega_n} V(\omega_n, \xi) = 0 \quad (3-20)$$

ZVD 输入整形器可以抑制系统的残余振动，同时也能对其一阶微分方程进行约束。

可得它的约束条件为：

$$\left\{ \begin{array}{l} V(\omega_n, \xi) = 0 \\ \frac{d}{d\omega_n} V(\omega_n, \xi) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i = 1 \\ A_i > 0 \\ t_1 = 0 \end{array} \right. \quad (3-21)$$

则有

$$\left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi \omega t_i} \cos(\omega_d t_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i e^{\xi \omega t_i} \sin(\omega_d t_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i t_i e^{\xi \omega t_i} \cos(\omega_d t_i) = 0 \\ \sum_{i=1}^n A_i t_i e^{\xi \omega t_i} \sin(\omega_d t_i) = 0 \end{array} \right. \quad (3-22)$$

求解可得

$$t_i = \frac{(i-1)\pi}{\omega_d} \quad (3-23)$$

$$A_i = \frac{C_{n-1}^{n-i} K^{n-i}}{\sum_{i=1}^n C_{n-1}^{i-1} K^{i-1}}, \quad n \geq 3 \quad (3-24)$$

(3) 零振动微分微分输入整形器 (ZVDD)

ZVDD 增加约束条件:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{d\omega_n} V(\omega_n, \xi) = 0 \\ \frac{d}{d\omega_n^m} V(\omega_n, \xi) = 0 \end{array} \right. \quad (3-25)$$

其中, m 从 1 开始递增。

求解过程与前述类似, 不再赘述, 解得:

$$t_i = \frac{(i-1)\pi}{\omega_d} \quad (3-26)$$

$$A_i = \frac{C_{n-1}^{n-i} K^{n-i}}{\sum_{i=1}^n C_{n-1}^{i-1} K^{i-1}}, \quad n \geq m+2 \quad (3-27)$$

综上所述，ZV 输入整形器能够完全消除系统残余振动，所需的冲击序列最少，但是对于参数变化时的鲁棒性较差，ZVD 输入整形器和 ZVDD 输入整形器加入了多个冲击序列，能满足 m 次的导数变化为零，对于模型参数变化时的鲁棒性越好，但也会导致响应时间增加。

3.2.2 仿真实验

为了验证输入整形器的效果，选用一个简易的二阶弹簧系统，其传递方程为：

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 1} \quad (3-28)$$

易得，系统阻尼比 $\xi = 0$ ，系统固有频率 $\omega_n = 1$ 。

(1) 弹簧系统的 ZV 输入整形器设计

当阻尼比 $\xi = 0$ ，固有频率 ω_n 分别取 1 和 0.9 时进行仿真，由式可计算得脉冲信号的幅值和时间分别如表 3-1 和表 3-2 所示：

表 3-1 $\omega_n = 1$ 时 ZV 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.5	0
2	0.5	π

表 3-2 $\omega_n = 0.9$ 时 ZV 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.5	0
2	0.5	$\pi / 0.9$

得到的系统输出曲线如图 3-3 所示：

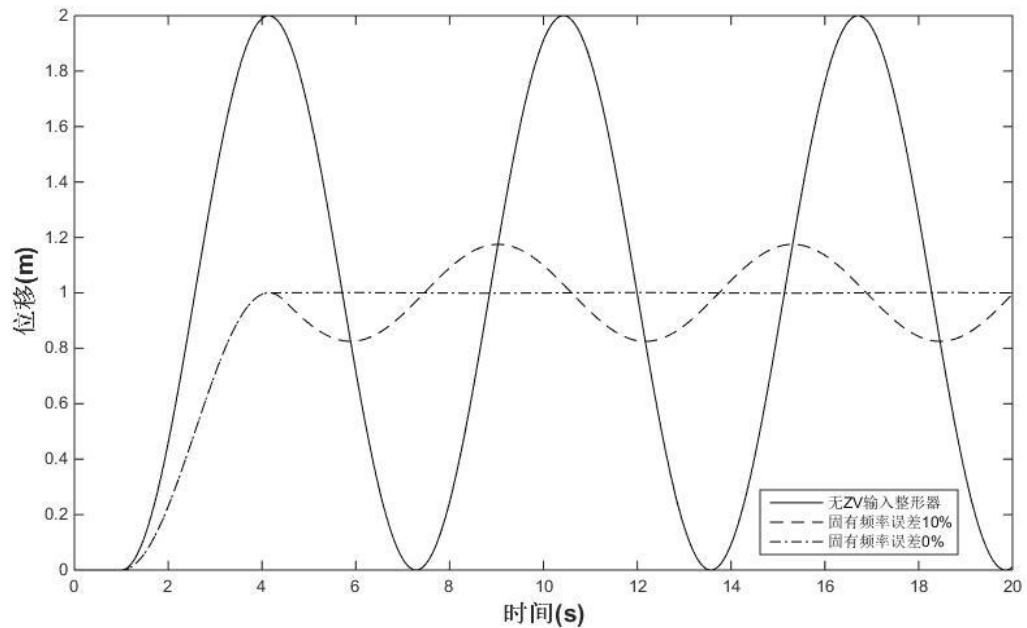


图 3-3 固有频率无误差及误差 10%时 ZV 法系统输出曲线

由仿真结果可以看出，ZV 输入整形器在系统参数准确的情况下，能够完全消除残留摆动，但是当参数不准确的情况下，消摆效果明显变差。

(2) 弹簧系统的 ZV，ZVD 及 ZVDD 输入整形器设计

当阻尼比 $\xi = 0$ ，固有频率 ω_n 取 0.9 时进行仿真，由式 3-15 和式 3-18 可计算得脉冲信号的幅值和时间分别如表 3-3、表 3-4 和表 3-5 所示：

表 3-3 ZV 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.5	0
2	0.5	$\pi / 0.9$

表 3-4 ZVD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.25	0
2	0.5	$\pi / 0.9$
3	0.25	$2\pi / 0.9$

表 3-5 ZVDD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	1/16	0
2	1/4	$\pi / 0.9$
3	3/8	$2\pi / 0.9$
4	1/4	$3\pi / 0.9$
5	1/16	$4\pi / 0.9$

得到的系统输出曲线如图 3-4 所示：

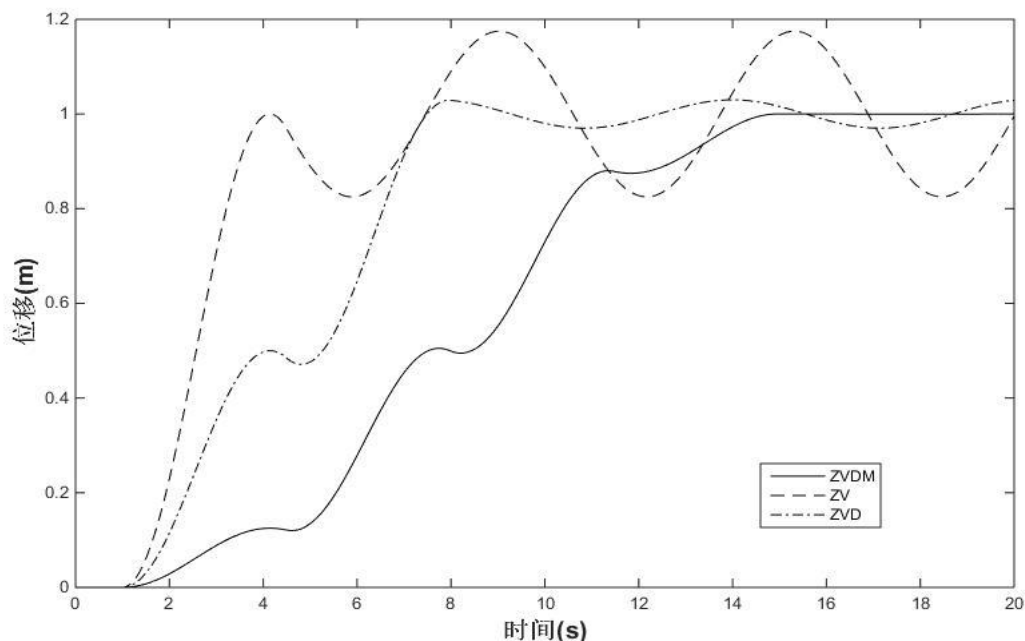


图 3-4 三种方法下的系统响应曲线

由仿真结果可以看出，ZVD、ZVDD 输入整形器的鲁棒性较好，但 ZVDD 由于增加了 m 阶次脉冲，系统的响应时间最长，速度最慢。

(3) 弹簧系统 ZVD 输入整形器鲁棒性仿真实验

当阻尼比 $\xi = 0.1$ 、固有频率 $\omega_n = 1$ ，阻尼比 $\xi = 0$ 、固有频率 $\omega_n = 0.9$ 和阻尼比 $\xi = 0.1$ 、固有频率 $\omega_n = 0.9$ 时分别进行仿真，由式 3-15、式 3-18、式 3-24 和式 3-27 可计算得脉冲信号的幅值和时间分别如表 3-6、表 3-7 和表 3-8 所示：

表 3-6 阻尼比 $\xi = 0.1$ ，固有频率 $\omega_n = 1$ 时 ZVD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.3342	0
2	0.4878	$\pi / 0.9949$
3	0.1780	$2\pi / 0.9949$

表 3-7 阻尼比 $\xi = 0$ ，固有频率 $\omega_n = 0.9$ 时 ZVD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.25	0
2	0.5	$\pi / 0.9$
3	0.25	$2\pi / 0.9$

表 3-8 阻尼比 $\xi=0.1$ ，固有频率 $\omega_n=0.9$ 时 ZVD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.3342	0
2	0.4878	$\pi/0.8955$
3	0.1780	$2\pi/0.8955$

得到的系统输出曲线如图 3-5 所示：

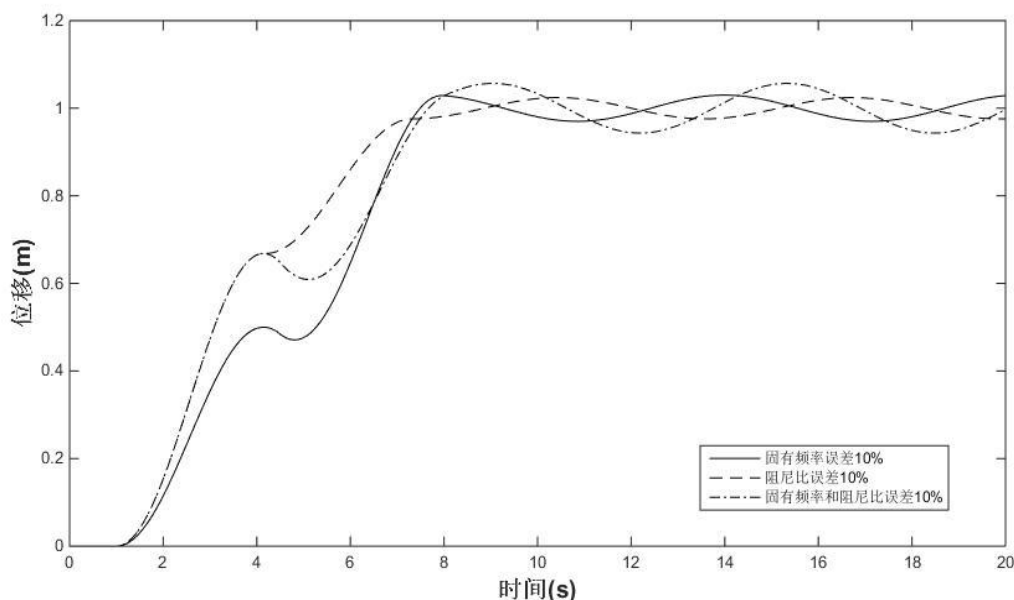


图 3-5 三种方法下的系统响应曲线

由仿真结果可以看出，ZVD 输入整形器在固有频率或阻尼比存在误差的情况下，能保持较好的控制效果，鲁棒性较强。

由上可得，在系统模型准确并已知，无外界环境干扰，系统输入参数固定的情况下，采用 ZV 整形器能够完全消除摆动，系统响应时间最少。当系统存在未建模部分或有较小外部不确定因素时，应采用 ZVD 整形器，它有较强的鲁棒性并且系统响应时间相对不长。当系统模型复杂，外界干扰因素较大时，应采用 ZVDD 整形器，它可以抑制多阶次的摆动，具有较好的消摆效果，但是系统响应时间更长。

3.3 基于输入整形的 PID 控制器设计

基于输入整形器的具有消摆、抑制振动优点，设计了基于输入整形的 PID 控制器，构成一个闭环控制系统，并对控制效果进行分析和对比。

被控对象以欠驱动吊车为例，吊车模型如式 2-1 和式 2-2 所示，参数选取第二章仿真建模的参数，由前节的内容可知，输入整形是通过引入多个不同幅值、不同滞时的脉冲信号以来抵消系统的振荡，由于吊车模型存在未建模部分和外部干扰的影响，因此选择 ZVD 输入整形器，其脉冲幅值和时间位置：

$$t_i = \frac{(i-1)\pi}{\omega_d} \quad (3-29)$$

$$A_i = \frac{C_{n-1}^{n-i} K^{n-i}}{\sum_{i=1}^n C_{n-1}^{i-1} K^{i-1}}, \quad n \geq m+2 \quad (3-30)$$

吊车 PID 控制系统的控制框图如 3-6 所示：

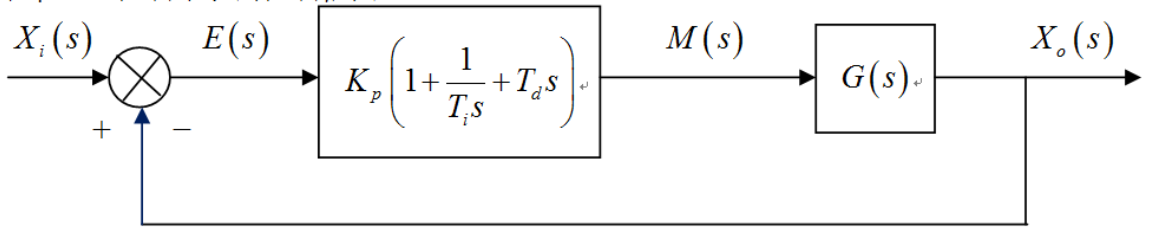


图 3-6 具有 PID 调节器的吊车控制框图

图 3-6 所示的 PD 反馈控制系统的传递函数为

$$G_{PID} = \frac{K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \times G(s)}{1 + K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \times G(s)} \quad (3-31)$$

从式 3-29 可得，比例增益 k_p 使吊车的原固有频率由 ω_N 变化到 ω_n ， ω_n 为

$$\omega_n = \omega_N \times \sqrt{1 + k_p} \quad (3-32)$$

同时，微分增益 k_d 使系统的阻尼比从 ξ_N 变化到 ξ_n ， ξ_n 为

$$\xi_n = \frac{2\xi_N \omega_N + k_d \omega_N^2}{2\omega_N \sqrt{1 + k_p}} \quad (3-33)$$

3.4 仿真结果对比分析

本节将对吊车 PID 控制器和基于输入整形的吊车 PID 控制器的控制效果进行对比分析，从而对控制器性能做出说明。

(1) PID 控制器

位置 PID 参数选取如图 3-7 所示：

Controller parameters	
Proportional (P):	3
Integral (I):	0
Derivative (D):	2
Filter coefficient (N):	100
Tune...	

图 3-7 位置 PID 参数

摆角 PID 参数选取如图 3-8 所示：

Controller parameters	
Proportional (P):	5
Integral (I):	11
Derivative (D):	1
Filter coefficient (N):	100
Tune...	

图 3-8 摆角 PID 参数

(2) 基于输入整形的 PID 控制器

由于输入整形器放置在闭环系统的外部，是一种开环控制方法，因此不会影响系统的稳定性，只分析输入整形器的影响。由上一节中式 3-30 和式 3-31，对系统的固有频率和阻尼比进行估计得 $\omega_n = 4.427$, $\xi = 0.045$ 考虑输入整形器的鲁棒性和快速性，选择使用鲁棒性较好并且时滞较小的 ZVD 输入整形器，由式 3-14 和式 3-23 计算可得 ZVD 输入整形器的幅值和时间如表 3-9 所示：

表 3-9 ZVD 整形器脉冲幅值与时间位置

脉冲	幅值	时间位置
1	0.25	0
2	0.5	$\pi/4.2$
3	0.25	$2\pi/4.2$

两种控制器的 Simulink 仿真图如图 3-9 和图 3-10 所示：

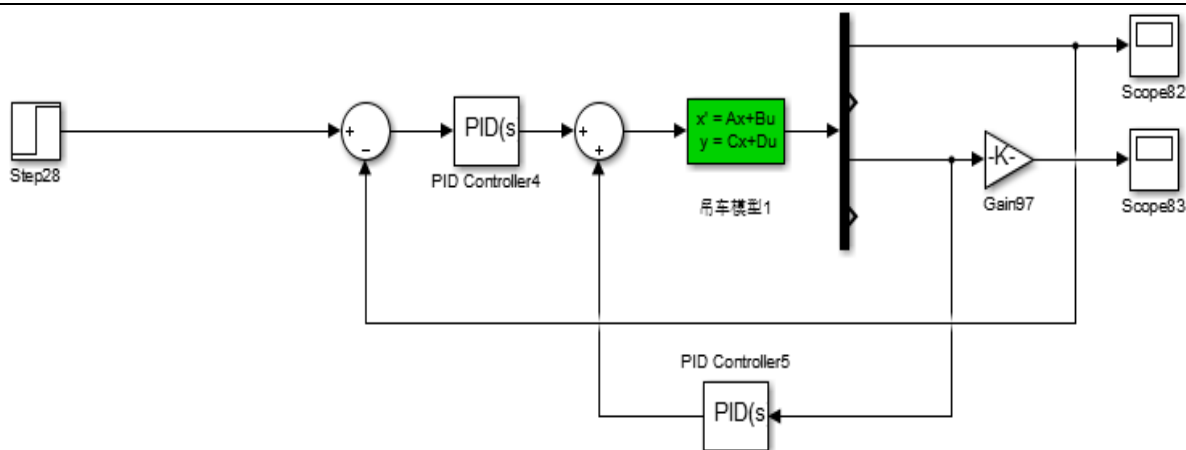


图 3-9 吊车 PID 控制系统仿真图

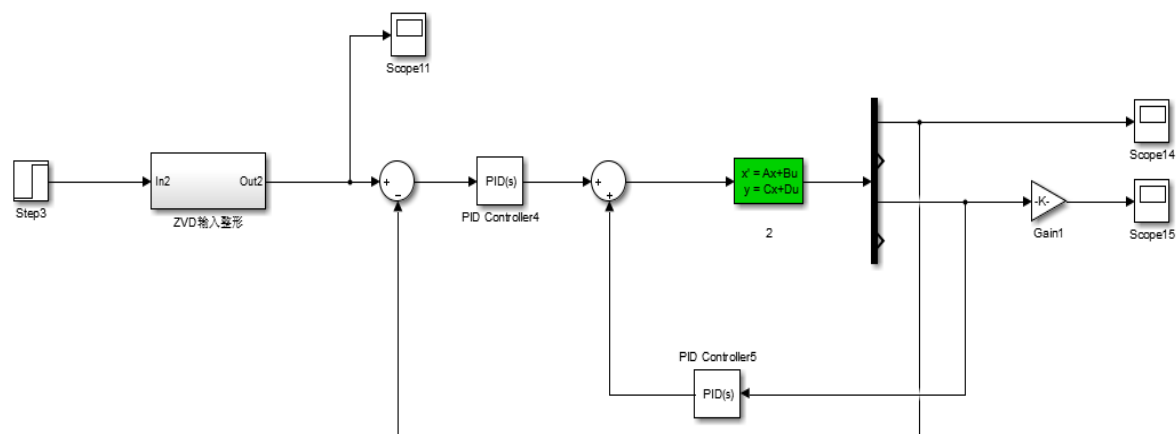


图 3-10 基于输入整形的吊车 PID 控制系统仿真图

将吊车 PID 控制与 ZVD+PID 控制进行仿真对比实验,实验结果如图 3-11 和图 3-12 所示:

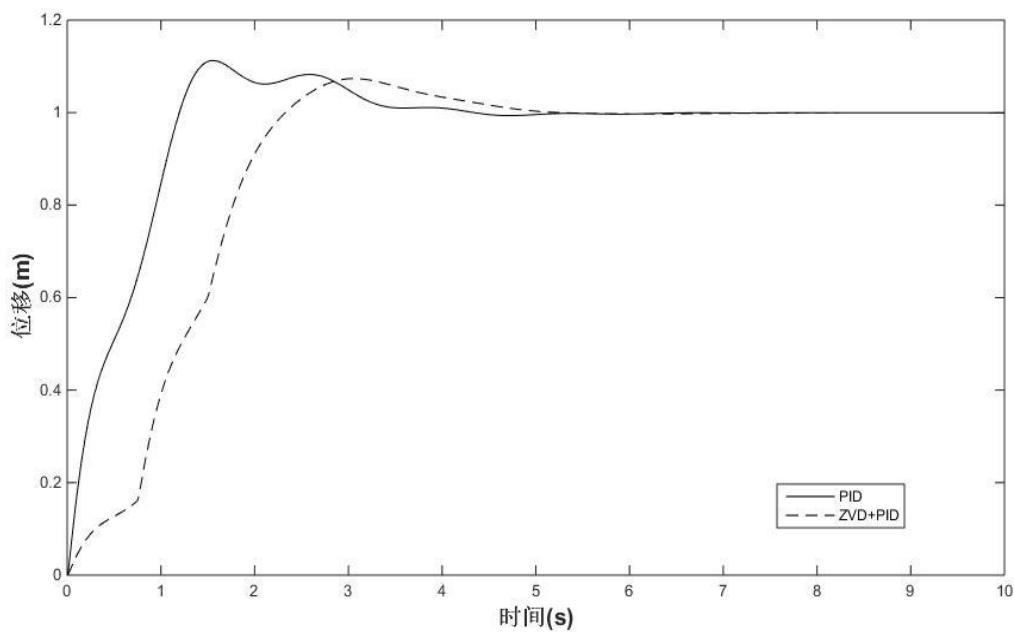


图 3-11 PID 与 ZVD+PID 位置对比

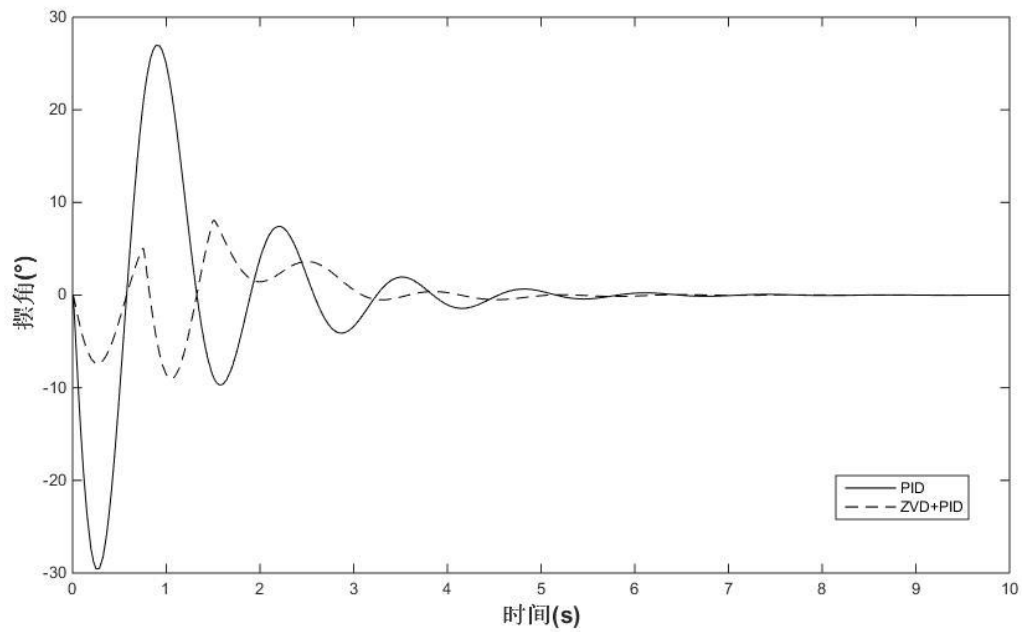


图 3-12 PID 与 ZVD+PID 摆角对比

为避免实验存在偶尔性和验证多绳吊车系统自抗扰控制器的鲁棒性，接下来调整系统参数以进行对比仿真实验。绳长变为原来的 3 倍，仿真结果如图 3-13 和图 3-14：

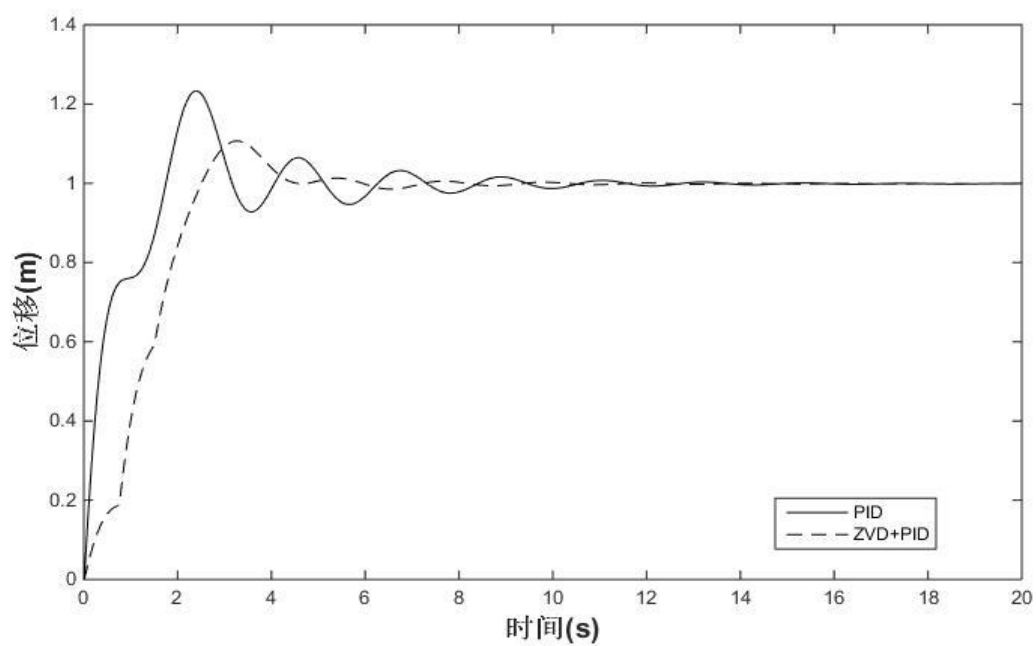


图 3-13 PID 与 ZVD+PID 位置对比

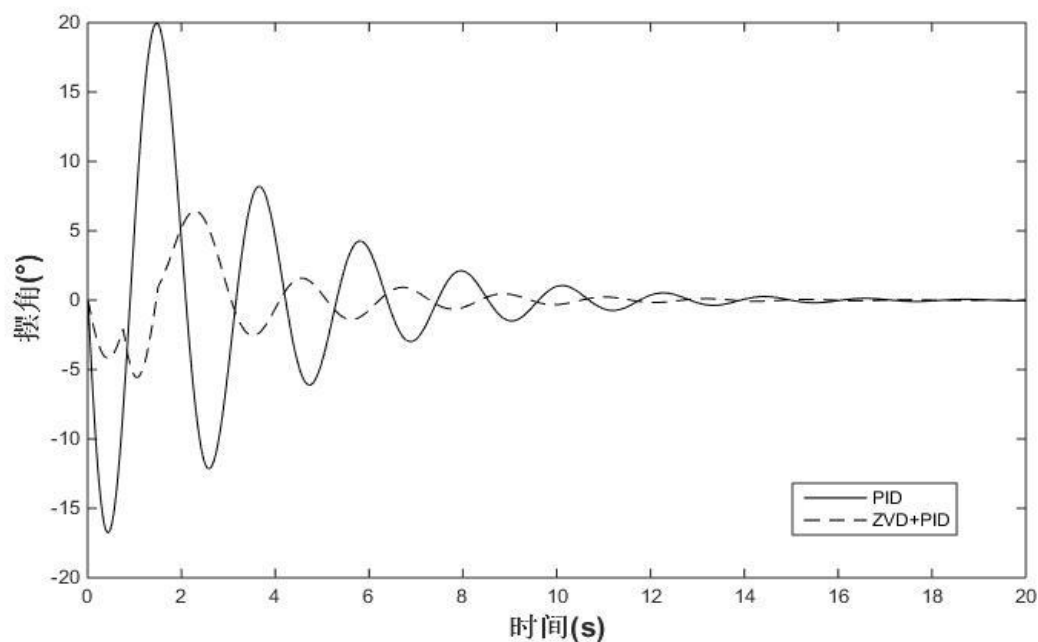


图 3-14 PID 与 ZVD+PID 摆角对比

由仿真结果可以看出，加入 ZVD 输入整形器的 PID 控制器与 PID 控制器在台车控制上控制效果接近，但是在负载摆动上，ZVD+PID 控制器明显能够抑制负载的摆动，具有较好的控制效果，但是系统响应时间也增加。当系统参数发生变化，PID 控制对绳长变化非常敏感，台车位置和负载摆动波动更大，而 ZVD+PID 控制器的鲁棒性更好，控制效果更为理想。

3.5 本章小结

本章首先对输入整形技术在吊车系统中的响应过程进行了分析计算，得到了不同输入整形器的脉冲信号的幅值和时间的计算方法，随后通过在简易的二阶弹簧系统上接入三种不同的输入整形器进行仿真实验，验证其控制效果。同时设计了一个基于 ZVD 输入整形器的 PID 吊车控制器，与 PID 吊车控制器进行仿真对比和鲁棒性实验，仿真结果表明，所设计的 ZVD+PID 吊车控制器的控制效果优于 PID 控制器。

第4章 自抗扰控制技术的研究

4.1 引言

自抗扰控制技术（ADRC）是韩京清研究员吸收现代控制理论成果，基于PID的思想精髓“误差来消除误差”，所开创的运用特殊非线性效应的新型实用技术。本节将对自抗扰控制器的四个环节进行研究分析。

4.2 自抗扰控制技术研究

4.2.1 跟踪微分器

由于经典微分器在嘈杂环境下的微分效果并不理想，有效信号容易被噪声信号淹没，因此将跟踪微分器应用在自抗扰控制技术中。它的作用是为了消除和减弱经典微分器噪声放大效应，实现跟踪输入信号和提取微分信号，是一种单输入多输出的动态结构。由第二章中可知，龙门吊车系统是一个二阶模型，因此选择使用二阶跟踪微分器，实际应用中比较常用的二阶跟踪微分器的动态关系有以下三种形式^[34]：线性跟踪微分器、非线性跟踪微分器和最速离散跟踪微分器。

对于输入信号 $u_0(t)$ ，二阶跟踪微分器将输出 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 两个信号，其中 $x_1(t)$ 跟踪输入信号 $u_0(t)$ ， $x_2(t)$ 是 $u_0(t)$ 的微分信号。

（1）线性微分跟踪器

微分跟踪器近似微分公式：

$$\dot{u}(t) \approx \frac{u(t-\tau_1) - u(t-\tau_2)}{\tau_1 - \tau_2} \quad (4-1)$$

由此可以构建二阶传递函数的线性跟踪微分器如式 4-2 所示：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r^2(x_1 - x_0) - 2rx_2 \end{cases} \quad (4-2)$$

ξ 是阻尼因子，其中参数 r 决定跟踪速度的速度因子，参数 r 越大，越快跟踪达到设定值。

（2）非线性微分跟踪器

用快速最优控制综合函数为：

$$u(x_1, x_2) = -r \operatorname{sign}\left(x_1 + \frac{x_2 |x_2|}{2r}\right) \quad (4-3)$$

由此可以构造非线性跟踪微分器为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r \operatorname{sign}(x_1 - u_0(t)) + \frac{x_2 |x_2|}{2r} \end{cases} \quad (4-4)$$

该跟踪微分器的解的分量 $x_1(t)$ ，在加速度限制 $|\dot{x}_1| \leq \dot{r}$ 之下，将最快的跟踪输入信号 $x_0(t)$ ， r 越大，跟踪速率越快。

(3) 仿真实验

输入信号设置为一个幅值为 1 的单位阶跃信号，选择二阶线性跟踪微分器，参数时间步长 T 设置为 0.05，跟踪速度因子 r 分别为 1.0，5.0，10.0 进行仿真实验，仿真结果如图 4-1 所示：

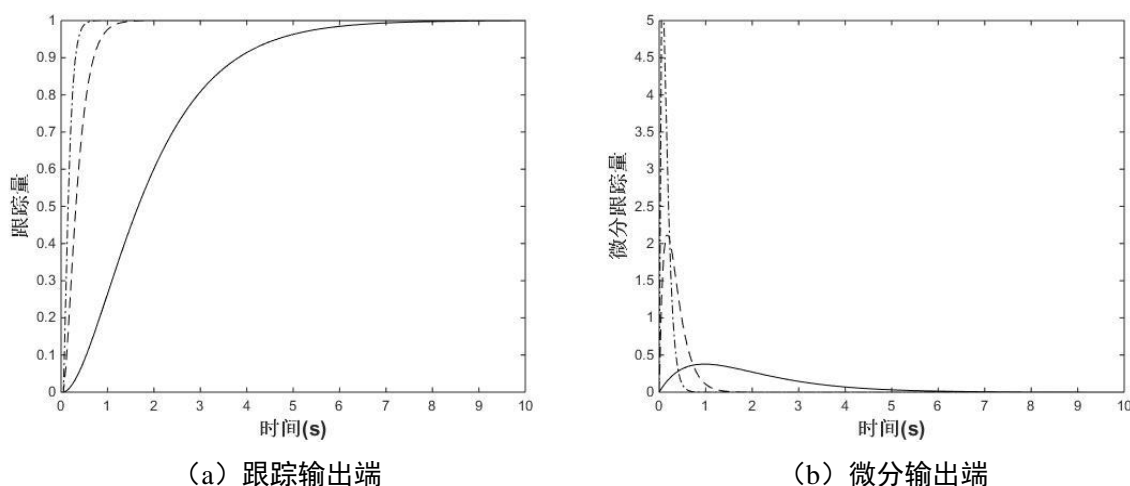


图 4-1 不同速度因子下线性微分跟踪器的仿真曲线

4.2.2 扩张状态观测器

根据系统输入和测量的系统输出以确定所有内部状态信息的装置就是状态观测器。在此基础上，所构建的扩张状态观测器能够估计影响被控输出的扰动作用并将其扩张成新的状态变量，它不依赖于产生干扰的具体数学模型，也无需直接测量该扰动引起的作用，通过合理的反馈机制实时估计和补偿系统的扰动及模型不确定的部分

(1) 状态观测器

状态观测器的结构框图如图 4-2 所示：

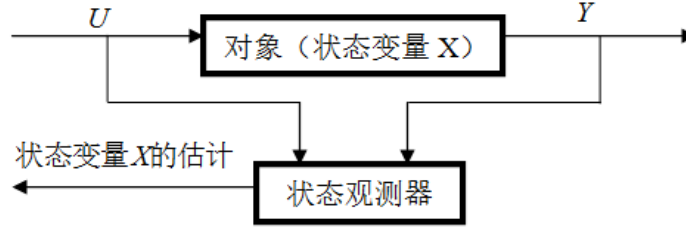


图 4-2 状态观测器结构框图

对任意阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f(x_1, x_2, \dots, x_n) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-5)$$

可以建立如下状态观测器

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}e_1 + b_0u \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n e_1 + b_0u \end{cases} \quad (4-6)$$

只要适当选择参数 $\beta_{01}, \beta_{02}, \dots, \beta_n$ ，上述观测器能够很好的估计系统的状态变量。

(2) 扩张状态观测器

扩张状态器的结构框图如图 4-3 所示：

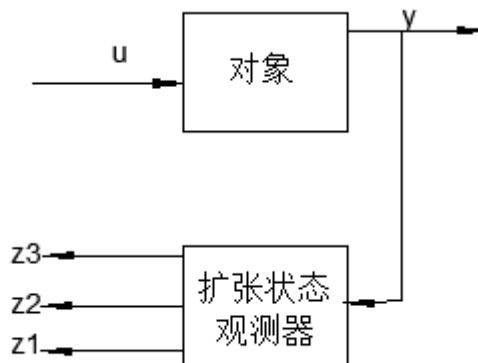


图 4-3 扩张状态观测器结构框图

将 $-\beta_n e_1$ 扩充为 \dot{z}_{n+1} ，就可以将作用于系统的误差实时作用量扩充成新的状态变量，

记作：

$$\dot{z}_{n+1} = -\beta_n e_1 \quad (4-7)$$

则扩张状态观测器的如式 4-8 所示：

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} e_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02} e_1 + b_0 u \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n e_1 + b_0 u \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_n e_1 \end{cases} \quad (4-8)$$

选择恰当的参数 $\beta_{01}, \beta_{02} \cdots \beta_n$ ，能够较好的估计被扩张的观测量。

若令 $e_1 = z_1 - y$ ， $e_2 = z_2 - x_2$ ， $e_3 = z_3 - x_3 \dots e_{n+1} = z_{n+1} - x_{n+1}$ ，可得误差方程：

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \vdots \\ \dot{e}_{n-1} \\ \dot{e}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\beta_{01} & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\beta_{02} & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -\beta_{03} & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -\beta_{n-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \\ -\beta_n & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_{n-1} \\ e_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w(t) \quad (4-9)$$

4.2.3 状态误差反馈率

扩张状态观测器对误差进行观测后需要通过相应的控制率对其进行补偿，自抗扰技术中一般采用误差反馈的方式，误差及误差微分信号有多种组合方式构成系统控制率，常用的状态误差反馈率主要有以下几种形式：

$$(1) \quad \text{线性组合方式 } u_0 = \beta_1 e_1 + \beta_2 e_2 \quad (4-10)$$

$$(2) \quad \text{幂次函数形式 } u_0 = \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 fal(e_2, \alpha_2, \delta), 0 < \alpha_1 < 1 < \alpha_2 \quad (4-11)$$

$$(3) \quad \text{最速反馈函数形式 } u_0 = -fhan(e_1, e_2, r, h_1) \quad (4-12)$$

$$(4) \quad \text{带阻尼的最速反馈函数形式 } u_0 = -fhan(e_1, ce_2, r, h_1) \quad (4-13)$$

控制率中第一种为线性组合方式，后三种都为非平滑反馈方式。

其中，幂次函数表达式：

$$fal(x, a, \delta) = \begin{cases} \frac{x}{\delta^{1-a}}, |x| < \delta \\ sign(x)|x|^a, |x| \geq \delta \end{cases} \quad \delta > 0 \quad (4-14)$$

最速控制综合函数表达式:

$$fhan(x_1, x_2, r, h) = \begin{cases} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \text{sign}(y), |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, |y| \leq d_0 \end{cases} \\ fhan = \begin{cases} r \text{sign}(a), |a| > d \\ r \frac{a}{d}, |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (4-15)$$

4.2.4 最终控制率

对一个二阶非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, u) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-16)$$

如果对于任意参数 v , 能从方程 $f(x_1, x_2, u) = v$ 中解得 $u = g(x_1, x_2, v)$, 可将改二阶非线性系统改造成一个纯积分串联的线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, g(x_1, x_2, v)) = v \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-17)$$

对于系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, w(t)) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-18)$$

(1) 当控制量参数 b 已知时

可以将最终的控制率设计为如下两种形式, 构成对误差补偿的控制作用

$$u = u_0 - \frac{z_3}{b_0} \quad (4-19)$$

或

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (4-20)$$

则经过控制后的系统变为积分器串联形式：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, w(t)) + b \left(u_0 - \frac{z_3}{b} \right) = bu_0 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-21)$$

或

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, w(t)) + b \left(\frac{u_0 - z_3}{b} \right) = bu_0 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4-22)$$

(2) 当控制量参数 b 未知时

最终控制率设计如同式 4-19 和式 4-20 所示，但将式中控量参数 b 用一个可调参数 b_0 代替，同样将系统重构成一个积分串联系统。

4.3 仿真实验

为了验证自抗扰控制器的控制效果，本小节选用一个简单的弹簧系统进行仿真实验，弹簧系统如第三章所示为：

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + 1} \quad (4-23)$$

自抗扰控制器的结构框图如图 4-4 所示：

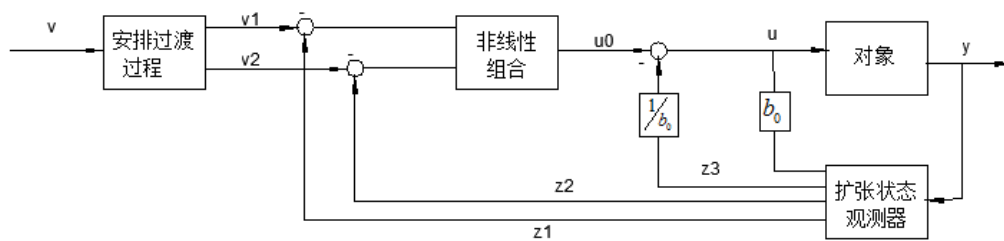


图 4-4 自抗扰控制器结构图

弹簧是一个二阶系统，扩张状态观测器设计为式 4-24 所示：

$$\begin{cases} e = z - y \\ \dot{z} = z_1 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{02}e + b_0u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{03}e \end{cases} \quad (4-24)$$

Simulink 仿真图如图 4-5 所示

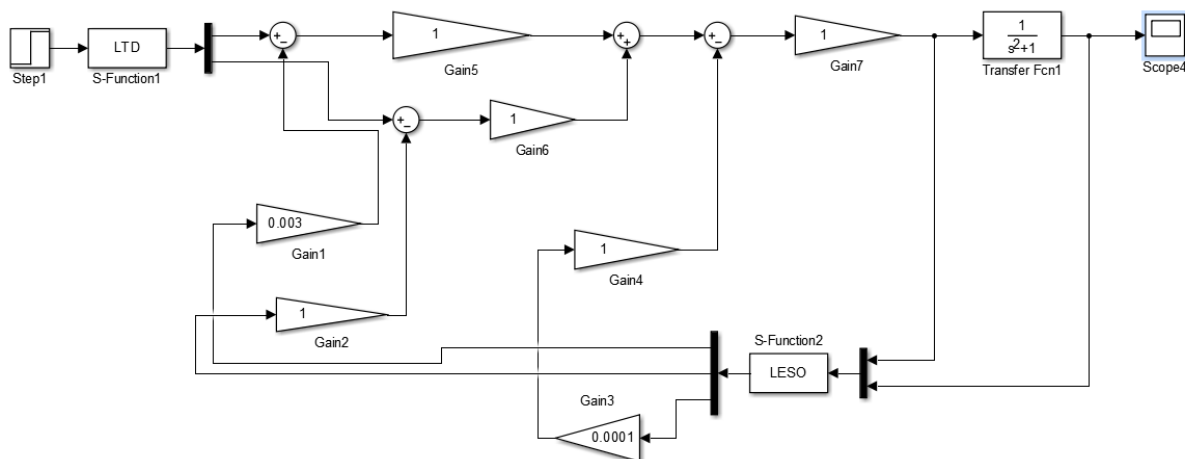


图 4-5 弹簧系统自抗扰控制仿真图

弹簧的位置变化曲线如图 4-6 所示

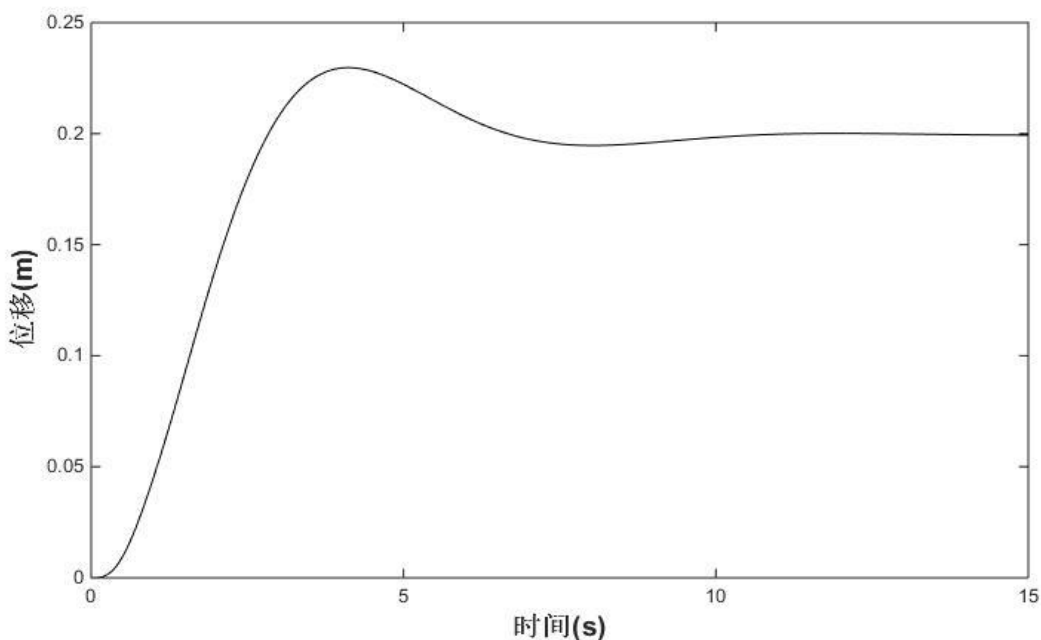


图 4-6 弹簧位置变化曲线

由仿真结果可以看出，在自抗扰控制器参数选取合理的条件下，具有较好的控制效果。

4.4 本章小结

本章对自抗扰控制技术进行了介绍分析。具体来说，首先介绍了跟踪微分器环节，包含线性和非线性跟踪微分器，并用仿真实验验证其跟踪效果，然后对自抗扰控制技术的核心扩张状态观测器的设计原理进行了详细的推导分析，用简易弹簧系统的仿真实验验证其控制性能，最后介绍了状态误差反馈率和最终控制率，通过各个环节的合理配置构建自抗扰控制器。

第 5 章 基于输入整形的吊车自抗扰控制器设计

5.1 引言

吊车的控制目的是能快速的将货物运输到制定目标位置并使得其货物摆动尽可能的小，同时能快速消除残余摆动实现效率作业。输入整形技术具有较好的消摆和抑制残余振荡的控制效果，但是脉冲信号的引入会使得系统响应时间增长，不利于快速性作业，自抗扰控制技术能实时估计系统总和误差，并具有良好的精准定位功能且系统响应较快，但其对摆动的控制能力不足，因此本章针对第二章构建的龙门吊车模型，结合两种控制技术的优点，设计一种基于输入整形技术的吊车自抗扰控制器，并对该系统进行稳定性分析。

5.2 基于输入整形的自抗扰控制器的设计

被控对象龙门吊车系统的动态模型为：

$$\begin{cases} (M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml\dot{\theta}^2\sin\theta = F - F_r \\ ml^2\ddot{\theta} + ml\ddot{x}\cos\theta + mgl\sin\theta = 0 \end{cases} \quad (5-1)$$

具体的参数定义以及表达式可见第 2 章。

自抗扰控制器包含跟踪微分器、扩张状态观测器、误差反馈控制率和最终控制率，所设计的吊车自抗扰控制器结构框图如图 5-1 所示：

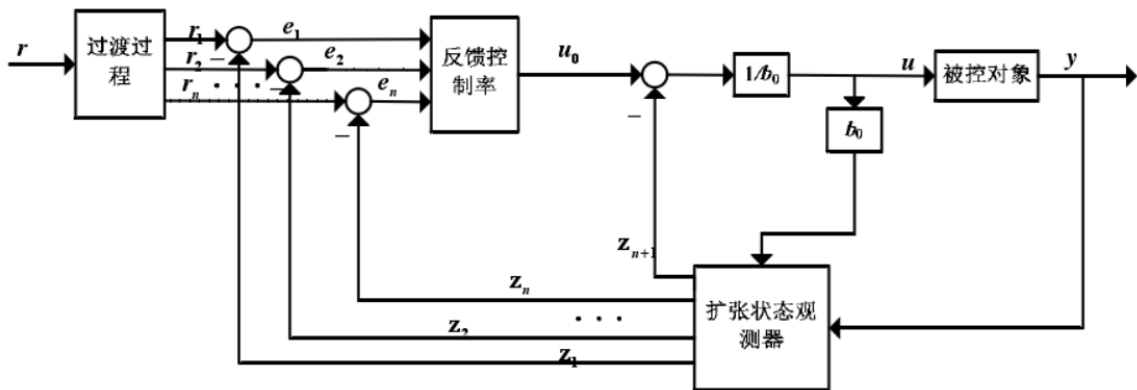


图 5-1 自抗扰控制器结构框图

由第三章，选择鲁棒性较好且能快速响应的 ZVD 输入整形器，龙门吊车在运输时的吊绳与负载可以作为一个单摆系统，则其固有频率：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g}{l}} \quad (5-2)$$

由式 3-14 和式 3-23 可计算得整形脉冲的幅值和时滞。

(1) 跟踪微分器的设计

吊车模型可以简化为一个二阶系统，为了限制其误差信号的变化率，选用二阶的线性微分跟踪器对参考信号 u_0 安排过渡过程，二阶线性微分跟踪器具体设计如下：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -r^2(x_1 - x_0) - 2rx_2 \end{cases} \quad (5-3)$$

其中， x_1 是参考输入 u_0 的重构量， x_2 是参考输入 u_0 的微分重构量， r 为跟踪微分器的快速因子。

龙门吊车在运行过程中台车的位移和速度可以通过安装在桥架上的传感器测得，分别记为 x_3 和 v_3 。则实际台车位置信号和参考输入的台车位置信号的误差为：

$$\varepsilon_1 = x_3 - x_1 \quad (5-4)$$

实际台车的速度信号和参考输入的台车速度信号的误差为：

$$\varepsilon_2 = x_3 - x_1 \quad (5-5)$$

(2) 扩张状态观测器的设计

扩张状态观测器是自抗扰控制技术的核心，吊车的实际运行中存在持续的干扰扰动，吊车模型也存在未建模的部分，扩张状态观测器能够将这些扰动进行扩张并通过合理的控制率补偿。由于吊车是欠驱动系统，不能直接施加作用在负载上的控制量，因此对负载摆角设计一个扩张状态观测器，使整个过程中的负载的摆角尽可能的小。

实际吊车系统在运行过程中能够一般摆角较小，一般满足 $\sin \theta \approx \theta$ ， $\cos \theta \approx 1$ ，则式 5-1 的第二个式子可化简为：

$$\ddot{\theta} = -\frac{(M+m)g\theta}{Ml} - \frac{1}{Ml}F \quad (5-6)$$

由式 5-1 和式 5-6，可将摆角环的动力学方程扩张为：

$$\begin{cases} \dot{\theta} = \theta_1 \\ \dot{\theta}_1 = \theta_2 + bu \\ \dot{\theta}_2 = w(t) \end{cases} \quad (5-7)$$

其中， θ 为吊车系统负载的摆角， θ_1 为负载摆动角速度， θ_2 为系统的总和扰动。

扩张状态观测器可以对系统的总和扰动进行估计和补偿，扩张状态观测器设计如

下：

$$\begin{cases} e = z - \theta \\ \dot{z} = z_1 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{02}e + b_0u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{03}e \end{cases} \quad (5-8)$$

式中 e 为系统观测误差值， z ， z_1 ， z_2 是扩张状态观测器的状态变量，其中 z 是负载摆角的估计， z_1 是负载摆动角速度 $\dot{\theta}$ 的估计， z_2 是系统总和扰动的估计， β_{01} ， β_{02} ，

β_{03} 是摆角环扩张状态观测器的参数，取 $[\beta_{01} \ \beta_{01} \ \beta_{01}] = \left[\frac{1}{h} \ \frac{1}{3h^2} \ \frac{1}{64h^3} \right]$ 。

式 5-8 中 b_0 是摆角控制量 b 的估计值，由 5-6 式可知：

$$b_0 = \frac{1}{l} \quad (5-9)$$

（3）位置环和摆角环误差控制率的设计

吊车的目的是需要将负载快速的运送到指定目的地并使得负载的摆动尽可能小，即保证台车在任意时刻的实际位移与参考位置之间的误差尽可能的小，同时能运输过程中的负载摆角越小越好。因此，台车位置环的误差控制律设计如下：

$$u_0 = k_1\varepsilon_1 + k_2\varepsilon_2 \quad (5-10)$$

其中， k_1 和 k_2 是台车位置误差和台车速度误差的控制量增益系数。

运输过程中台车的移动引起了负载的摆动，由于吊车是典型的欠驱动系统，无法直接将力施加在负载上，要抑制负载摆动，需要使得负载摆角的实际值与目标值的误差尽可能小，并将差值反馈给台车，考虑由扩张状态观测器观测得到的系统总和扰动后，施加合理的控制量通过台车与负载的耦合关系来抑制负载摆动。因此，负载摆角环的误差控制率设计如下：

$$u_1 = k_3z + k_4z_1 + \frac{z_2}{b_0} \quad (5-11)$$

（4）最终控制率的设计

吊车最终控制率设计如下：

$$u = u_0 + u_1 = k_1\varepsilon_1 + k_2\varepsilon_2 + k_3z + k_4z_1 + \frac{z_2}{b_0} \quad (5-12)$$

5.3 稳定性分析

本章所设计的基于输入整形的吊车自抗扰控制器的控制目的是使得台车位移到达期望位置，台车速度渐进收敛为零、负载摆角和负载摆角速度渐进收敛为零，可表示为：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_3 \quad v_3 \quad \theta \quad \theta_1)^T = (P_{dx} \quad 0 \quad 0 \quad 0)^T \quad (5-13)$$

式中 P_{dx} 表示为设定目标位置。为了方便证明其稳定性，从能量的角度来分析系统的状况随时间变化的规律，考虑到龙门吊车系统的总能量 $E(q, \dot{q})$ 为：

$$E(q, \dot{q}) = \frac{1}{2} \dot{q}^T M(q) \dot{q} + mgl(1 - \cos \theta) \quad (5-14)$$

式中前一项为吊车系统的动能，后一项为吊车系统的势能。将式 5-14 对时间求导后带入式 5-1 中的龙门吊车模型，化简后可得：

$$\dot{E}(q, \dot{q}) = \dot{x}(t) F(t) \quad (5-15)$$

基于龙门吊车系统的总能量式和吊车的控制目的，将控制器 $F(t)$ 设计如下：

$$F = \frac{-k_d \dot{x} - k_p e + \frac{k_v l(\theta, \dot{\theta})}{m(\theta)}}{k_E E + \frac{k_v}{m(\theta)}} \quad (5-16)$$

构造如下包含能量信号 $E(q, \dot{q})$ 的李雅普诺夫函数：

$$V_1 = \frac{1}{2} k_E E^2 + \frac{1}{2} k_v \dot{x}^2 + \frac{1}{2} k_p e^2 \quad (5-17)$$

式 5-17 对时间进行求导后可得：

$$\dot{V}_1 = k_E E \dot{E} + k_v \dot{x} \ddot{x} + k_p e \dot{e} \quad (5-18)$$

将式 5-14 和式 5-15 代入后化简可得：

$$\dot{V}_1 = \dot{x} \left[\left(k_E E + \frac{k_v}{m(\theta)} \right) F - k_v \frac{\eta(\theta, \dot{\theta})}{m(\theta)} + k_p e \right] \quad (5-19)$$

将式 5-16 代入其中化简后可得：

$$\dot{V}_1 = -k_d \dot{x}^2 \quad (5-20)$$

容易看出：

$$\dot{V}_1 = -k_d \dot{x}^2 \leq 0 \quad (5-21)$$

根据拉塞尔不变性原理^[35]可证得式 5-13 成立。

5.4 仿真验证

$$M = 6.157kg, m = 1kg, l = 0.56, g = 9.8m/s^2$$

图 5-2 自抗扰控制器仿真图

Figure 10 is a line graph showing displacement (位移) in meters (m) on the y-axis versus time (时间) in seconds (s) on the x-axis. The y-axis ranges from 0 to 0.25 with increments of 0.05. The x-axis ranges from 0 to 15 with increments of 5. Two curves are plotted: a solid line for '自抗扰' (Self-Interference) and a dashed line for 'ZVD+自抗扰' (ZVD+Self-Interference). Both curves start at (0,0) and rise to a plateau of 0.2 m. The '自抗扰' curve rises more steeply, reaching the plateau around 4 seconds. The 'ZVD+自抗扰' curve rises more gradually, reaching the plateau around 6 seconds. Both curves exhibit slight oscillations before settling at the 0.2 m plateau.

图 5-3 台车水平位置变化曲线

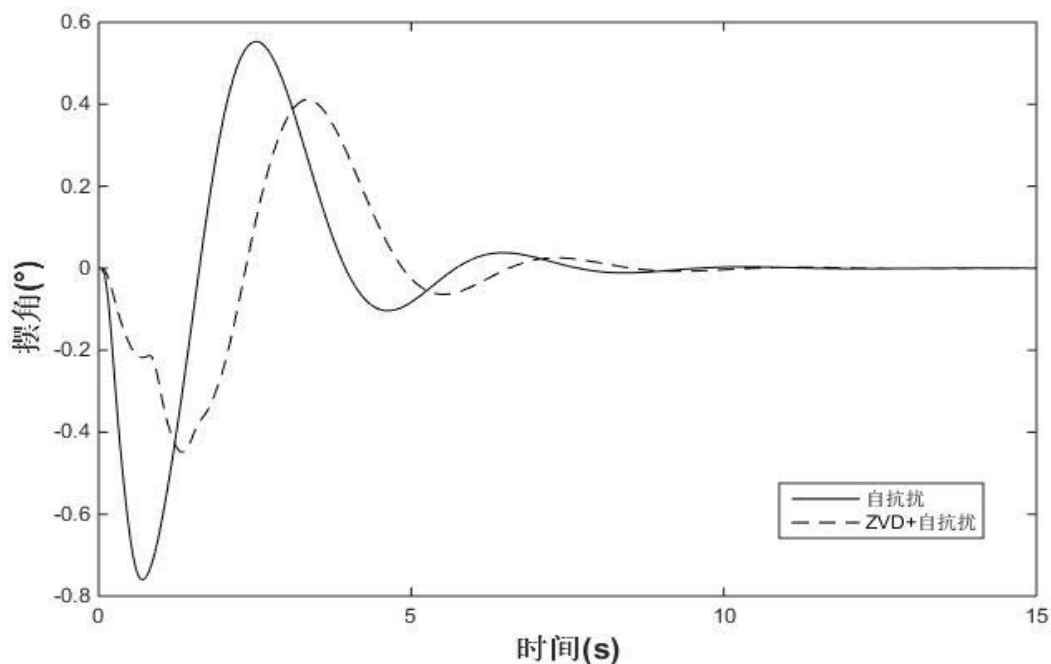


图 5-4 负载摆角变化曲线

由上图可知，加入 ZVD 输入整形的自抗扰控制器能对负载的摆动起到有效的抑制效果，将负载的最大摆动角度从 0.8° 降低到 0.4° ，提高了吊车作业时的安全性，同时加入 ZVD 输入整形的自抗扰控制器也能较快的实现台车的定位，具有良好的控制效果。

5.5 鲁棒性分析

为避免实验存在偶尔性和验证加入 ZVD 输入整形后的自抗扰控制器的鲁棒性，接下来进行改变系统参数进行对比仿真实验。

首先将吊车绳索的长度变为 0.56m, 0.8m, 1.2m, 其他参数保持不变，验证系统的鲁棒性，仿真结果如图 5-5 和图 5-6 所示：

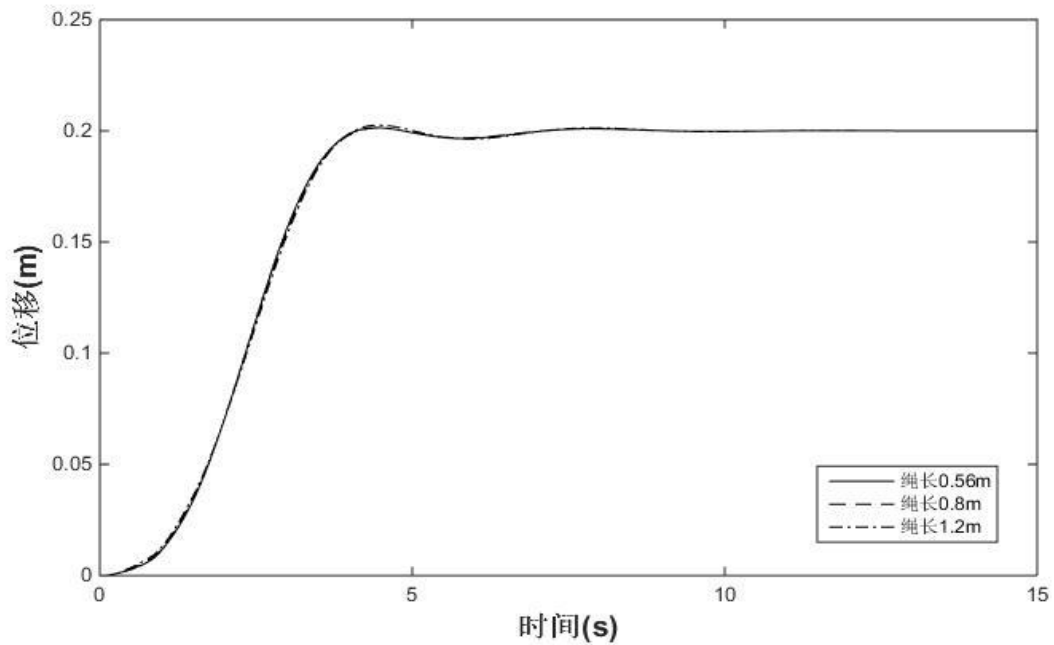


图 5-5 台车水平位置变化曲线

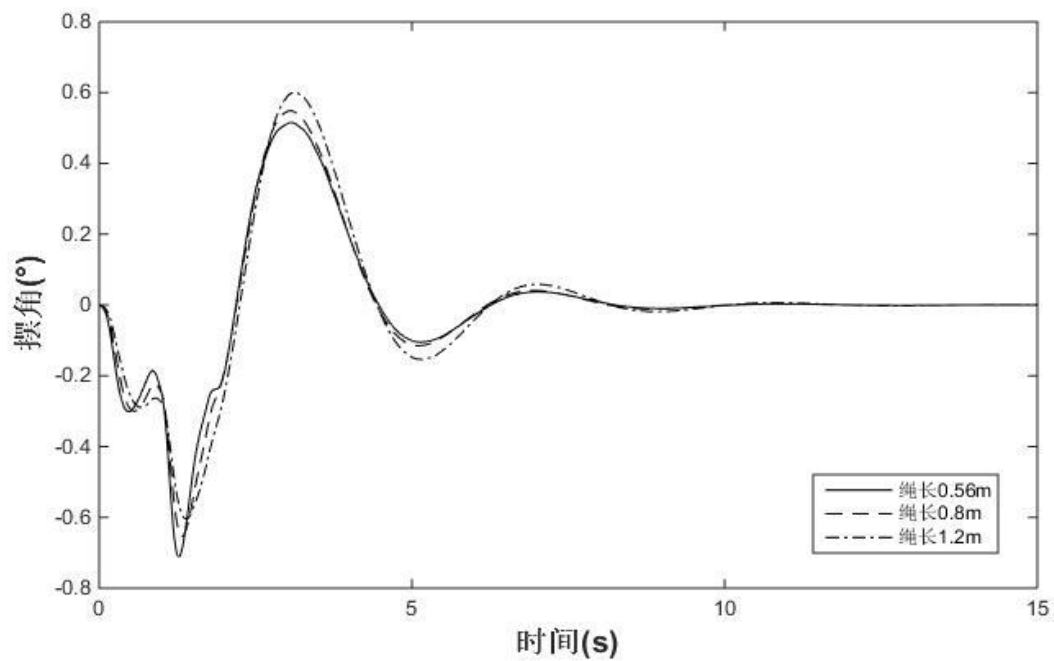


图 5-6 负载摆角变化曲线

随后将目标位置分别设置为 0.2m, 0.6m, 1m, 保持其他参数不变, 验证系统的鲁棒性, 仿真结果图 5-7 和图 5-8 所示:

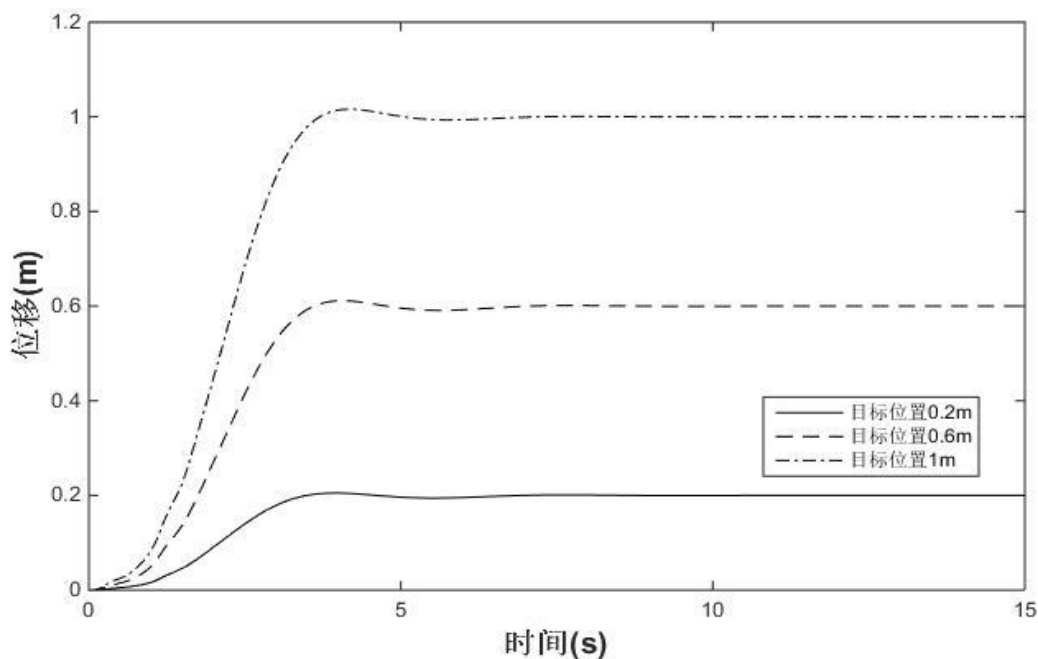


图 5-7 台车水平位置变化曲线

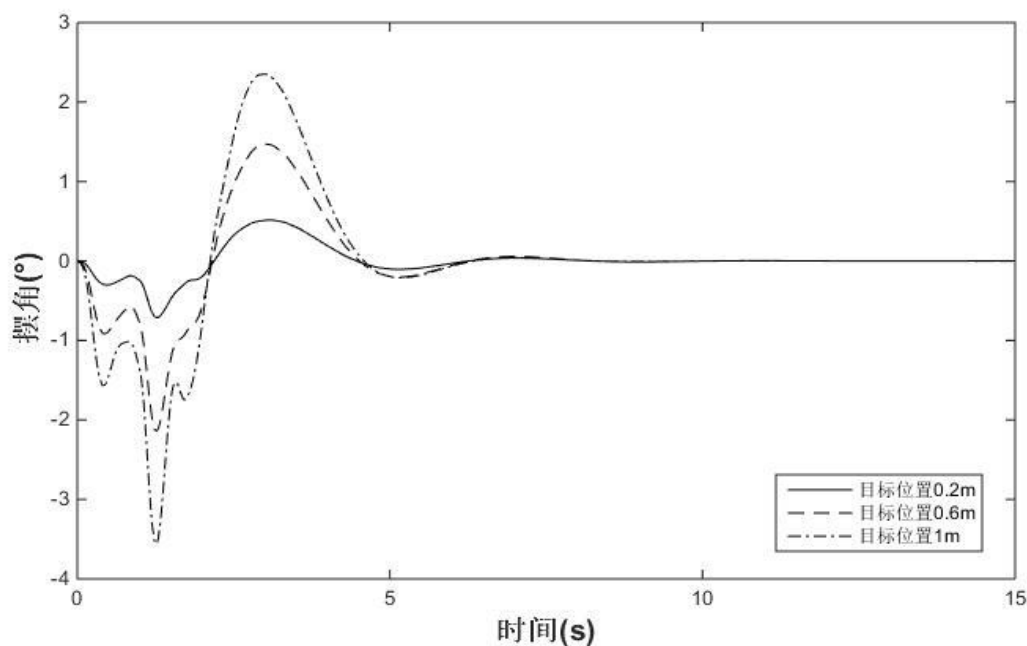


图 5-8 负载摆角变化曲线

上述仿真结果表明，三种不同绳长的条件下，基于 ZVD 输入整形的自抗扰控制器依然能起到较好的台车定位和负载消摆作用，对绳长变化有较好的鲁棒性，在不同目标位置的条件下，台车依然能准确快速的到达指定位置，同时最大负载摆角虽然随着目标位置的增大而有所增大，但是依然能快速消除残余摆动，达到稳定。

5.6 本章小结

本章设计了一种基于输入整形器的吊车自抗扰控制器。具体来说，首先针对所建立

的龙门吊车系统，设计了跟踪微分器和基于负载摆角反馈的扩张状态观测器，同时，通过合理的线性组合设置了摆角环和位置环的误差反馈率，随后在前馈端引入 ZVD 输入整形器，构建了基于 ZVD 输入整形技术的自抗扰控制器。仿真结果表明，与传统的自抗扰控制器相比，加入 ZVD 输入整形器的自抗扰控制器能更好的抑制负载摆动，在外界环境和系统参数发生改变的情况下具有较好的鲁棒性。

第 6 章 一种轨迹规划的双闭环吊车控制器设计

6.1 引言

吊车在实际生产运输过程中,台车与桥架之间总是存在摩擦阻尼,本章将对第二章所建立的吊车模型进行改进,通过引入阻尼系数使吊车模型更接近实际,前节仿真所使用的龙门吊车模型为加速度模型,不包含负载参数 m ,而实际生产现场,吊车需要满足运输不同质量的货物,本章将基于改进后的吊车模型,在 Simulink 中建立龙门吊车的力学模型,引入可变化的负载质量参数 m ,验证控制器的鲁棒性。前节吊车自抗扰控制器中的跟踪微分器在速度因子 r 增大时会引起参数的急剧变化,引起系统的冲击和不稳定,本章引入一条光滑的 S 型曲线和斜坡函数,通过分析吊车实际运行中加速度的变化情况,设计了一种加速度轨迹规划方法,有效的提高了系统的稳定性。在前节中,所设计的基于输入整形的自抗扰控制器通过误差反馈的方式控制台车位移和负载摆角,针对这两个控制目标,本章采用自抗扰控制和 PD 控制方法分别对其进行控制,便于参数的调节和整定。

6.2 基于力学分析的龙门吊车模型的建立和仿真

由第 2 章可得,被控对象龙门吊车系统的动力学模型为:

$$\begin{cases} (M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml\dot{\theta}^2\sin\theta = F - F_r \\ ml^2\ddot{\theta} + ml\ddot{x}\cos\theta + mgl\sin\theta = 0 \end{cases} \quad (6-1)$$

具体的参数定义以及表达式可见第 2 章。

近似认为,台车与桥架之间的摩擦力 f 与台车速度 v 成线性关系,摩擦力系数为 μ ,则摩擦力:

$$f = \mu v = \mu \dot{x} \quad (6-2)$$

可得:

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{F + ml\dot{\theta}^2\sin\theta + mg\sin\theta - \mu\dot{x}}{M + m - m\cos\theta} \\ \ddot{\theta} = \frac{(\mu\dot{x} - F)l\cos\theta - (l^2\dot{\theta}^2 + gl - g)m\sin\theta\cos\theta - (M + m)g\sin\theta}{(M + m - m\cos\theta)l} \end{cases} \quad (6-3)$$

由此可以在 Simulink 中建立改进后的龙门吊车模型,仿真图如图 6-1 所示:

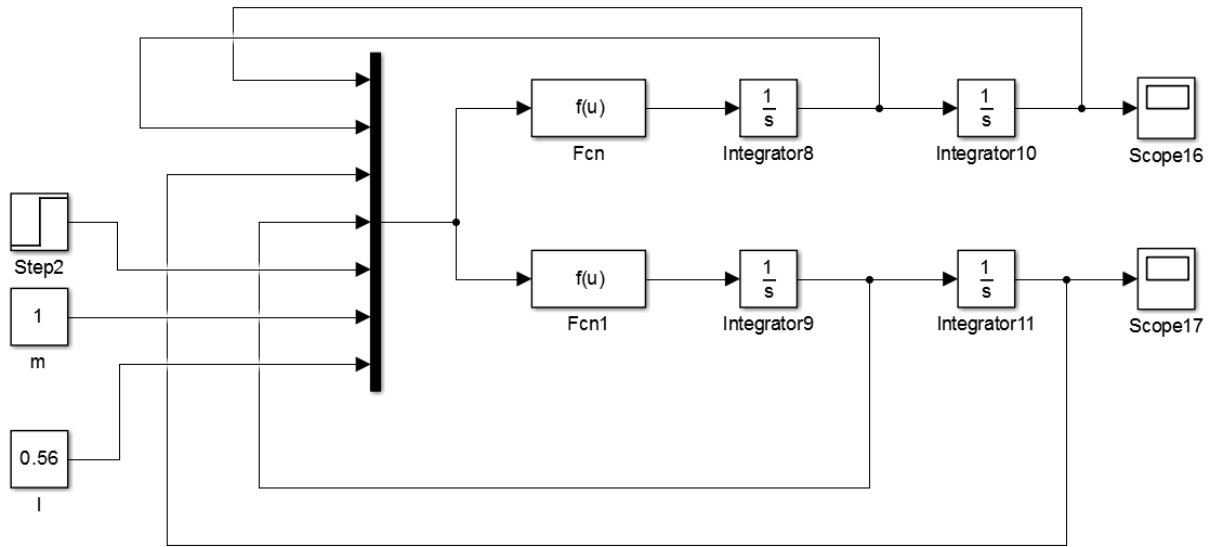


图 6-1 改进后的龙门吊车模型仿真图

仿真中 Fcn 模块，将 x ， \dot{x} ， θ ， $\dot{\theta}$ ， F ， m ， l 作为输入 $u(1), u(2), u(3), u(4), u(5), u(6), u(7)$ ，选取参数 $M=6.157\text{kg}$ ， $m=1\text{kg}$ ， $l=0.56\text{m}$ ， $g=9.8\text{m/s}^2$ ， $\mu=0.2$ 由式可得仿真中两个 Fcn 模块的表达式分别为：

$$F_{cn} = \frac{u(5) + u(6) * u(7) * u(4) * u(4) * \sin(u(3)) + 9.8 * u(6) * \sin(u(3)) * \cos(u(3)) - 0.2 * u(2)}{6.157 + u(6) - u(6) * \cos(u(3)) * \cos(u(3))} \quad (6-4)$$

$$F_{cn1} = \frac{\begin{aligned} &((0.2 * u(2)) - u(5)) * u(7) * \cos(u(3)) \\ &- (u(7) * u(7) * u(4) * u(4) + 9.8 * u(7) - 9.8) \\ &* u(6) * \sin(u(3)) * \cos(u(3)) - (6.157 + u(6)) * 9.8 * \sin(u(3)) \end{aligned}}{(6.157 + u(6) - u(6) * \cos(u(3))) * u(7)} \quad (6-5)$$

6.3 龙门吊车轨迹规划和前馈输入整形器设计

由第三章，选择鲁棒性较好且能快速响应的 ZVD 输入整形器，龙门吊车在运输时的吊绳与负载可以作为一个单摆系统，则其固有频率：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{g}{l}} \quad (6-6)$$

由式 3-15 和式 3-24 可计算得整形脉冲的幅值和时滞。

前节采用的跟踪微分器的跟踪速度取决于速度因子 r 的取值，增大 r 的值能得到较快的跟踪速度但是也会导致系统的不稳定， r 值过小则会引起超调，因此本节中设计一种吊车的轨迹规划方法，将目标位置的参数通过合理的轨迹规划，形成一条曲线输入到

控制系统中。

龙门吊车在运行过程中，其负载摆角的变化可以简化为三个阶段：（1）第一阶段中，台车在电机驱动力的作用下加速运行，此时摆角相对于台车反方向增大。（2）第二阶段中，台车达到最大速度，保持匀速运行，该阶段摆角稳定为 0。（3）第三阶段中，台车接近目标位置开始减速运行，此时摆角相对于台车方向左右变化，在台车速度衰减到 0 后，负载摆角也逐渐稳定至 0。据此可将一次作业中的负载摆角变化表达如下：

$$\begin{cases} a_{\max}, & 0 \leq t \leq t_1 \\ -a_{\max}, & t_1 + t_2 \leq t \leq 2t_1 + t_2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (6-7)$$

式中， t_1 ， t_2 分别表示加减速段和迅速时间段， a_{\max} 为加速度的幅值。受文献[4]启发，在三段式加速度轨迹中加入一个斜坡函数^[4]，有效的解决控制信号在轨迹转折处不连续的情况，同时也使得加速度的轨迹更贴近实际吊车运行情况。改进后的加速度表达式如下：

$$x(t) = \begin{cases} \frac{a_{1\max}}{\tau_1} t, & 0 \leq t \leq \tau_1 \\ a_{1\max}, & 0 \leq t \leq T_{aux1} - \tau_1 \\ \frac{a_{1\max}}{\tau_1} (-t + T_{aux1}), & T_{aux1} - \tau_1 \leq t \leq T_{aux1} \\ -\frac{a_{1\max}}{\tau_1} (-t + T_{aux2}), & T_{aux2} \leq t \leq T_{aux2} + \tau_1 \\ a_{1\max}, & T_{aux2} + \tau_1 \leq t \leq T_{aux3} \\ -\frac{a_{1\max}}{\tau_1} (-t + T_{aux4}), & T_{aux3} \leq t \leq T_{aux4} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (6-8)$$

其中 $\tau_1 \in \left(0, \frac{T}{4}\right)$ ， T_{aux1} ， T_{aux2} ， T_{aux3} ， T_{aux4} 的分别为：

$$T_{aux1} = 2\tau_1 + t_{1a}, \quad T_{aux2} = 2\tau_1 + t_{1a} + t_{1c} \quad (6-9)$$

$$T_{aux3} = 3\tau_1 + 2t_{1a} + t_{1c}, \quad T_{aux4} = 4\tau_1 + 2t_{1a} + t_{1c} \quad (6-10)$$

本文中选择一条平滑的 S 型曲线，用来对台车位移进行轨迹规划：

$$x_d(t) = \frac{p_d}{2} + \frac{v^2}{4a} \ln\left(\frac{\cosh(2at/v - \varepsilon)}{\cosh(2at/v - \varepsilon - 2sa/v^2)}\right) \quad (6-11)$$

式中 p_d 为台车目标位置，台车加速度为 a ，台车速度为 v ， $\varepsilon \in R^+$ 调节台车初始速度。

在 Simulink 中将轨迹规划表达式封装成如图 6-2 所示模块：

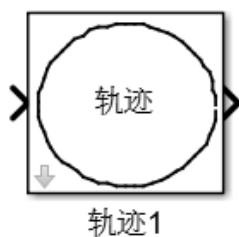


图 6-2 轨迹规划仿真模块

设置输入目标位置为 1m，加速度 $a=0.4$ ，速度 $v=8$ ，其轨迹仿真结果如图 6-3 所示：

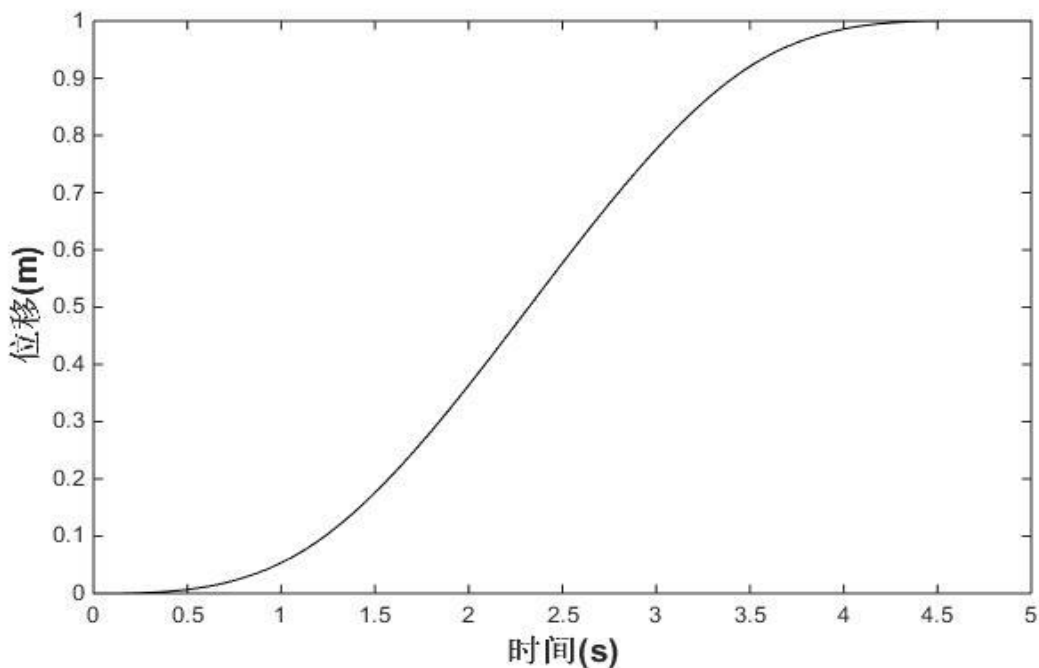


图 6-3 轨迹规划跟踪曲线图

由仿真结果可得，设置的输入目标位置在轨迹规划模块的作用下，以一条平滑的 S 型曲线的形式到达指定位置，相比于跟踪微分器模块，轨迹规划的输入曲线能更快的响应降低时滞性，同时合理的规划了吊车实际运行状态，减少了因输入变化产生的系统冲击。

6.4 双闭环自抗扰控制器的设计

针对第 5 章中设计的自抗扰控制器的不足，设计了自抗扰和 PD 反馈控制的双闭环控制器，控制器的结构框图如图 6-4 所示：

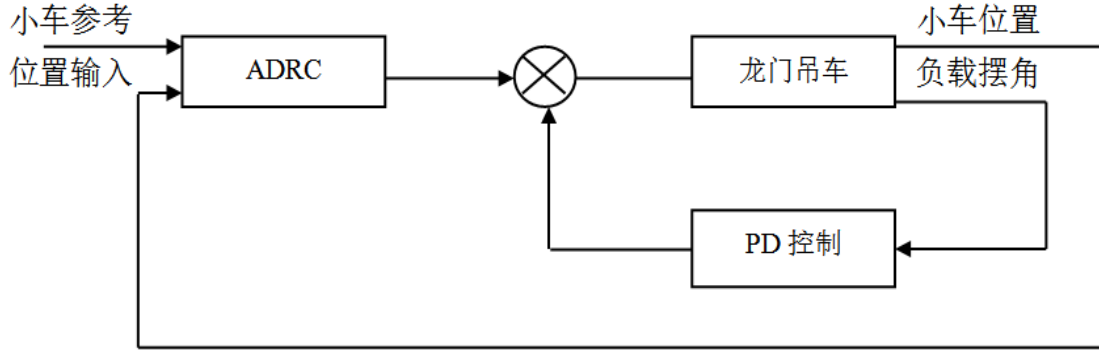


图 6-4 双闭环自抗扰控制器结构图

(1) 扩张状态观测器的设计

由第 2 章中可得吊车负载摆角 θ 和台车位移 x 表达式如式 6-12 所示：

$$\begin{cases} \ddot{x} = \frac{mg\theta}{M} + \frac{F}{M} \\ \ddot{\theta} = -\frac{(M+m)g\theta}{Ml} - \frac{1}{Ml}F \end{cases} \quad (6-12)$$

由式 6-11 可得台车位移 x 表达式：

$$\ddot{x} = \frac{mg\theta}{M} + \frac{F}{M} + l\ddot{\theta} \quad (6-13)$$

由式 6-7，可将台车位置环的动力学方程扩张为：

$$\begin{cases} \dot{x} = x_1 \\ \dot{x}_1 = x_2 + bu \\ \dot{x}_2 = w(t) \end{cases} \quad (6-14)$$

其中， x 为吊车系统小车的位移， x_1 为小车位移速度， x_2 为系统的总和扰动。

扩张状态观测器可以对系统的总和扰动进行估计和补偿，扩张状态观测器设计如下：

$$\begin{cases} e = z - x \\ \dot{z} = z_1 - \beta_{01}e \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{02}e + b_0u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{03}e \end{cases} \quad (6-15)$$

式中 e 为系统观测误差值， z_1 ， z_2 ， z_3 是扩张状态观测器的状态变量，其中 z 是吊车系统小车的位移 x 的估计， z_1 是小车位移速度 x_1 的估计， z_2 是系统总和扰动的估计。 b_0 是摆角控制量 b 的估计值， β_{01} ， β_{02} ， β_{03} 是小车位移环扩张状态观测器的参数，取

$$[\beta_{01} \quad \beta_{02} \quad \beta_{03}] = \left[\frac{1}{h} \quad \frac{1}{3h^2} \quad \frac{1}{64h^3} \right]。$$

(2) 误差控制率的设计

设计龙门吊车的台车位置环控制率：

$$u_0 = k_1(u(t) - z(t)) - k_2 z_1(t) - z_2(t) \quad (6-16)$$

其中， k_1 和 k_2 是台车位置误差和台车速度误差的控制量增益系数。

(3) PD 控制器的设计

负载摆角 PD 控制器设计如下

$$u_1 = k_3 \theta + k_4 \dot{\theta} \quad (6-17)$$

其中， k_3 和 k_4 分别为摆角比例增益系数和微分增益系数。

(4) 最终控制率的设计

吊车最终控制率设计如下：

$$u = u_0 + u_1 = k_1(u(t) - z(t)) - k_2 z_1(t) - z_2(t) + k_3 \theta + k_4 \dot{\theta} \quad (6-18)$$

6.5 稳定性分析

本章所设计的双闭环吊车自抗扰控制器的控制目的是使得台车位移到达期望位置，台车速度渐进收敛为零、负载摆角和负载摆角速度渐进收敛为零，可表示为：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_3 \quad v_3 \quad \theta \quad \theta_1)^T = (P_{dx} \quad 0 \quad 0 \quad 0)^T \quad (6-19)$$

其中 P_{dx} 为理想的目标位置。

为了尽快使负载到达目标位置并尽快停止摆动，将台车实际位置与目标位置的误差和负载摆角的误差表示如下：

$$\psi_1 = x - P_{dx}, \quad \psi_2 = v, \quad \psi_3 = \theta, \quad \psi_4 = \theta_1 \quad (6-20)$$

台车位移的扩张状态观测器的误差可表示为：

$$e_1 = x - z, \quad e_2 = x_1 - z_1, \quad e_3 = x_2 - z_2 \quad (6-21)$$

输入目标位置与目标状态的误差可表示为：

$$\varepsilon_1 = x_1 - P_{dx}, \quad \varepsilon_2 = v_1 \quad (6-22)$$

令 $\psi = [\psi_1 \quad \psi_2 \quad \psi_3]^T$ ， $e = [e_1 \quad e_2 \quad e_3]^T$ ， $\varepsilon = [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2]^T$ ，可得吊车系统的总误差方程为：

式中 A_ψ , A_e , A_ε 分别表示式 6-20 到式 6-22 的误差矩阵。

将 A_ψ 的特征值都配置在点 $-w_c$, $w_c > 0$, 使得 A_ψ 是 Hurwitz 稳定矩阵。扩张状态观测器的极点配置在 $-w_0$, $w_0 > 0$, 使得 A_e Hurwitz 稳定稳定矩阵。则必定存在正定矩阵 P , 是其满足 $A^T P + PA = -I$, 由 Lipschitz 定理^[27]易得该系统的扩张状态观测器是全局渐进稳定的。

6.6 仿真验证

本节将对上述设计的双闭环吊车控制器的控制效果进行仿真验证，实验中，将二维龙门吊车系统的参数设置如下：

$$M = 6.157kg, m = 1kg, l = 0.56, g = 9.8m/s^2$$

二维龙门吊车系统的轨迹规划的双闭环自控制器的 Simulink 控制器如图 6-5 所示:

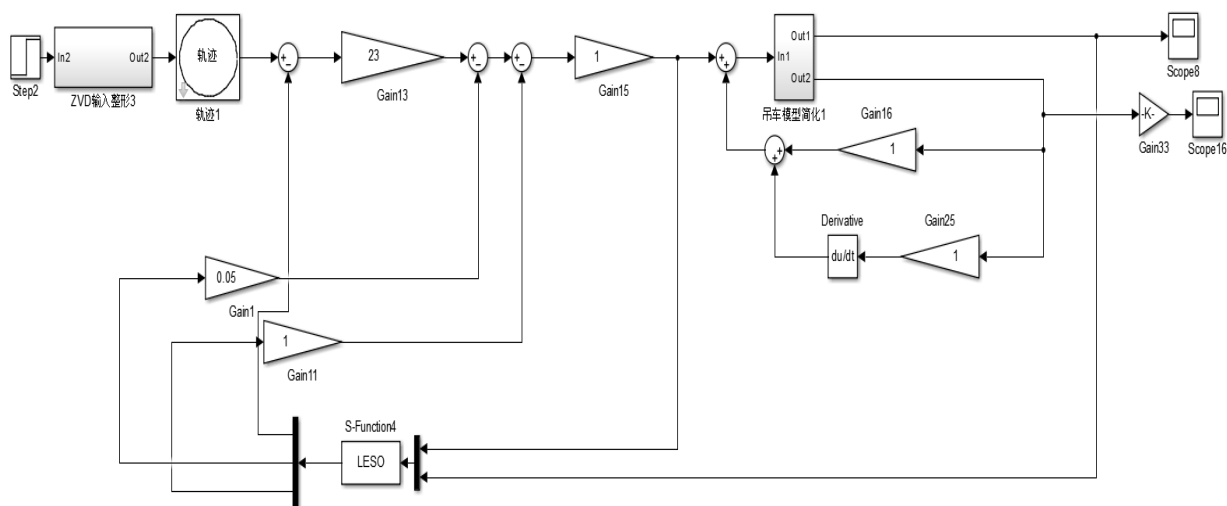


图 6-5 双闭环自抗扰控制器仿真图

仿真结果如图 6-6 和图 6-7 所示:

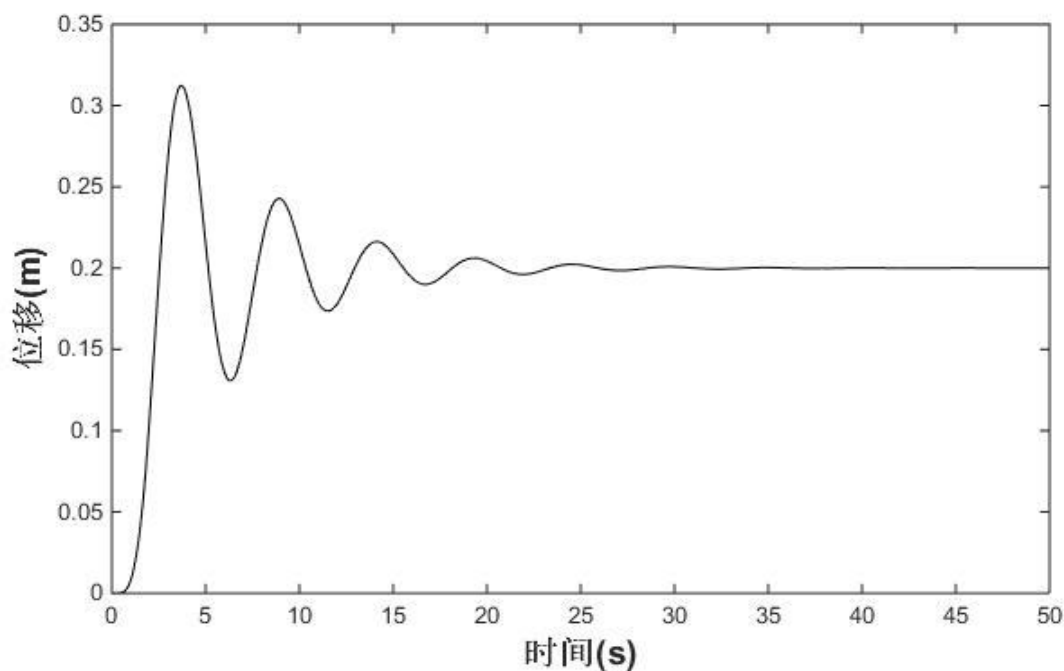


图 6-6 台车水平位置变化曲线

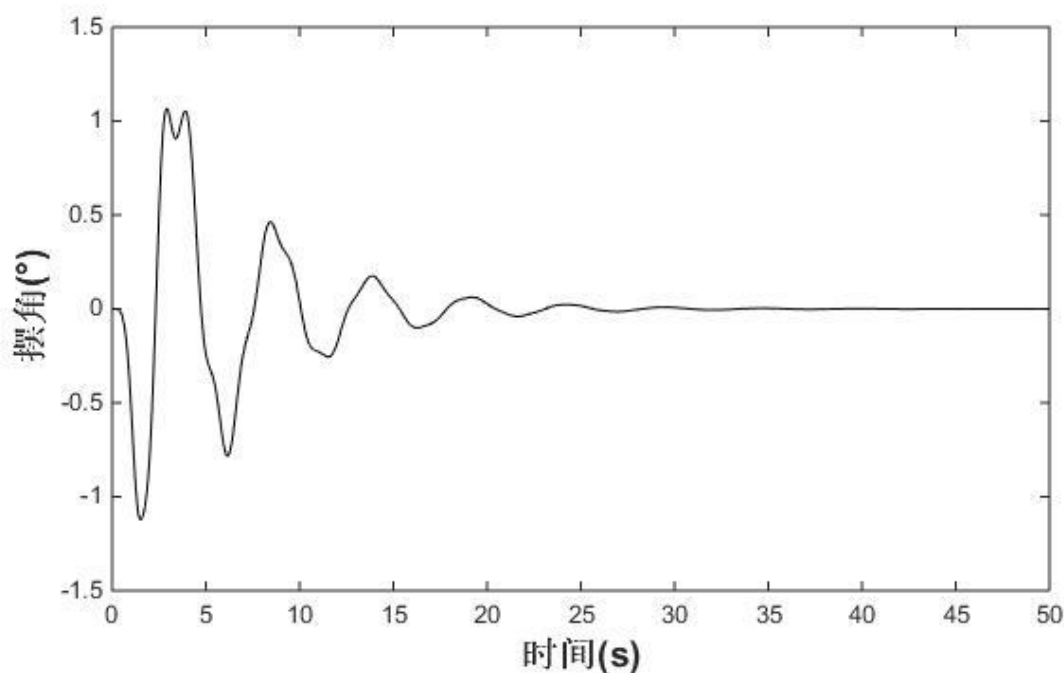


图 6-7 负载摆角变化曲线

由上图可知，加入了轨迹规划的双闭环自抗扰控制器能够有效的对负载摆角和台车位移起到控制效果，台车位移在 27s 左右达到稳定，最大位移为 0.3m，负载摆角在 30s 左右达到稳定，最大摆角角度为 1.2° ，具有较好的控制能力。

6.7 鲁棒性分析

为避免实验存在偶尔性和验证双闭环自抗扰控制器的鲁棒性，接下来进行改变系统参数进行对比仿真实验。

首先将吊车的绳索长度变为 0.56m, 0.8m, 1.2m, 负载质量保持不变, 验证系统的鲁棒性, 仿真结果如图 6-8 和图 6-9 所示:

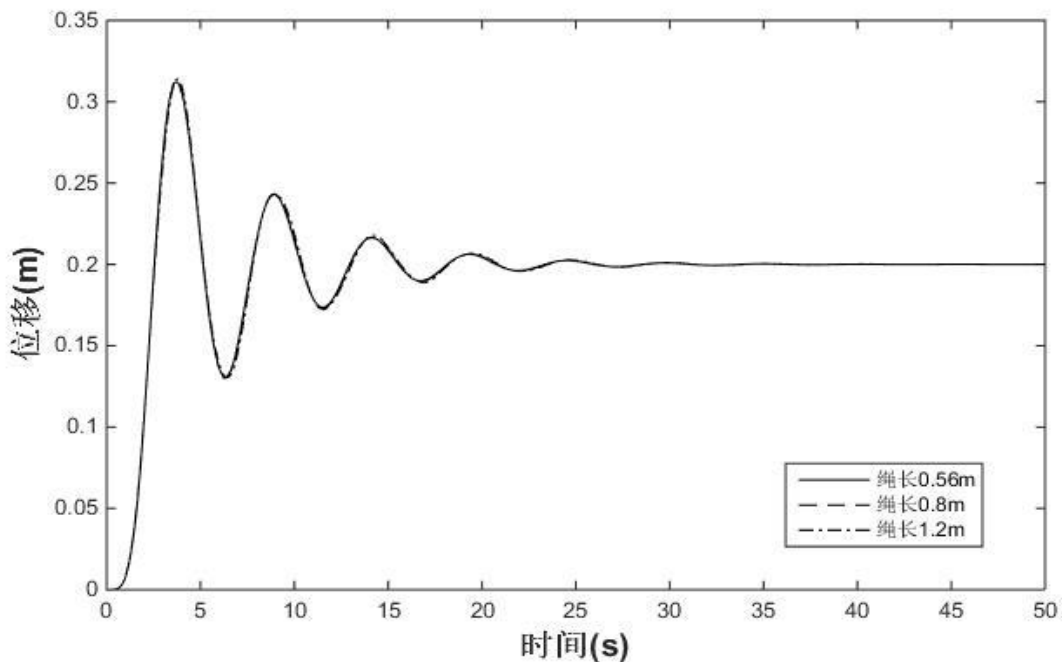


图 6-8 台车水平位置变化曲线

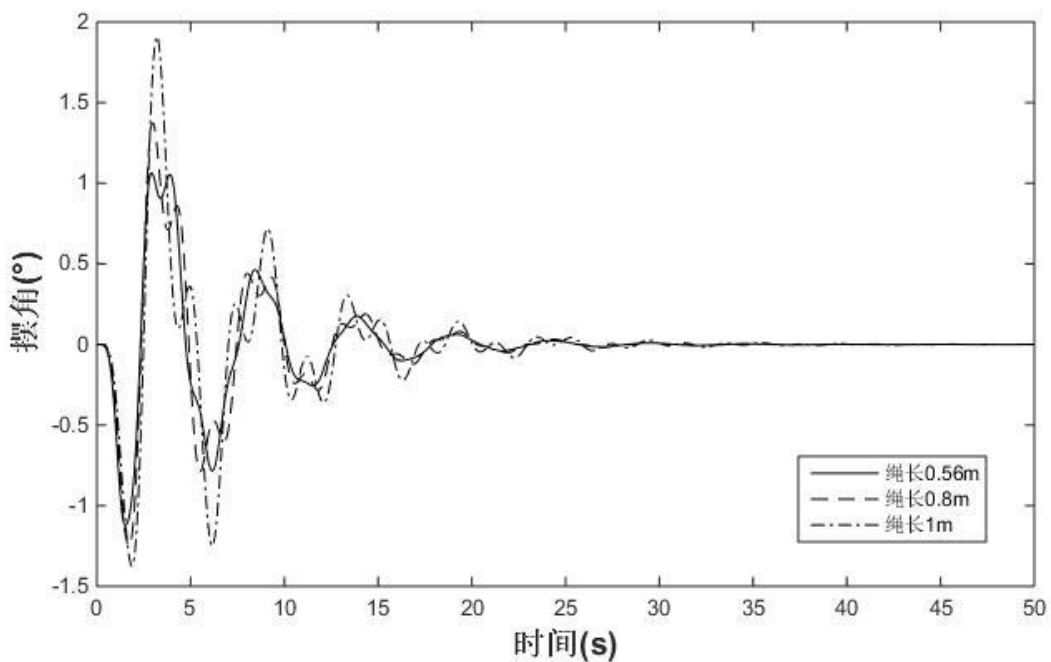


图 6-9 负载摆角变化曲线

然后将负载质量设置为 1kg, 3kg, 5kg, 负载质量保持不变, 验证系统的鲁棒性, 仿真结果如图 6-10 和图 6-11 所示:

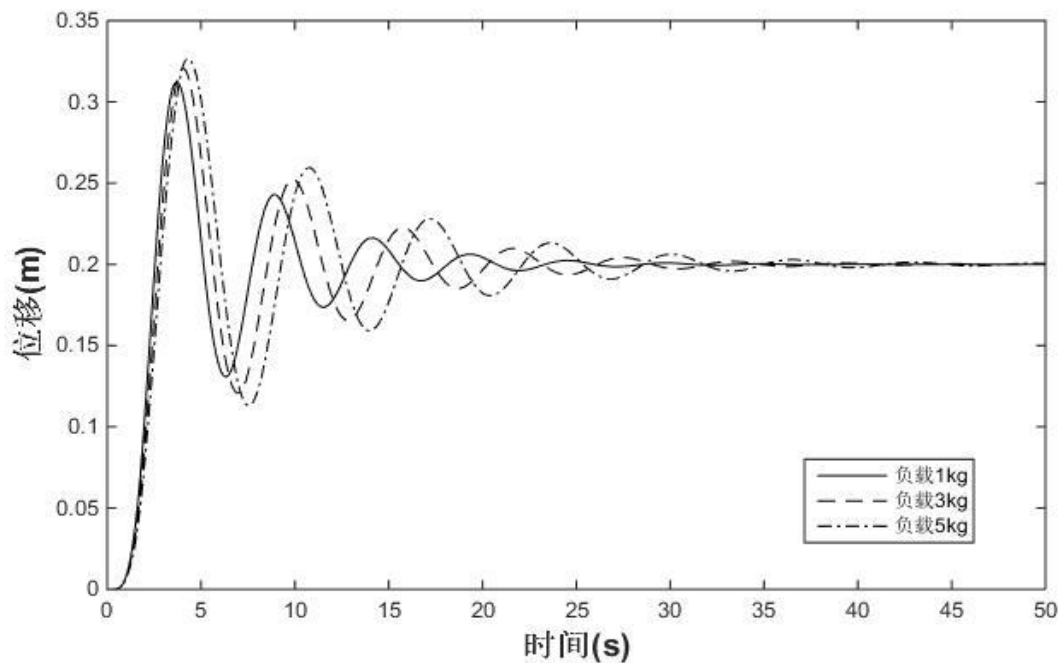


图 6-10 台车水平位置变化曲线

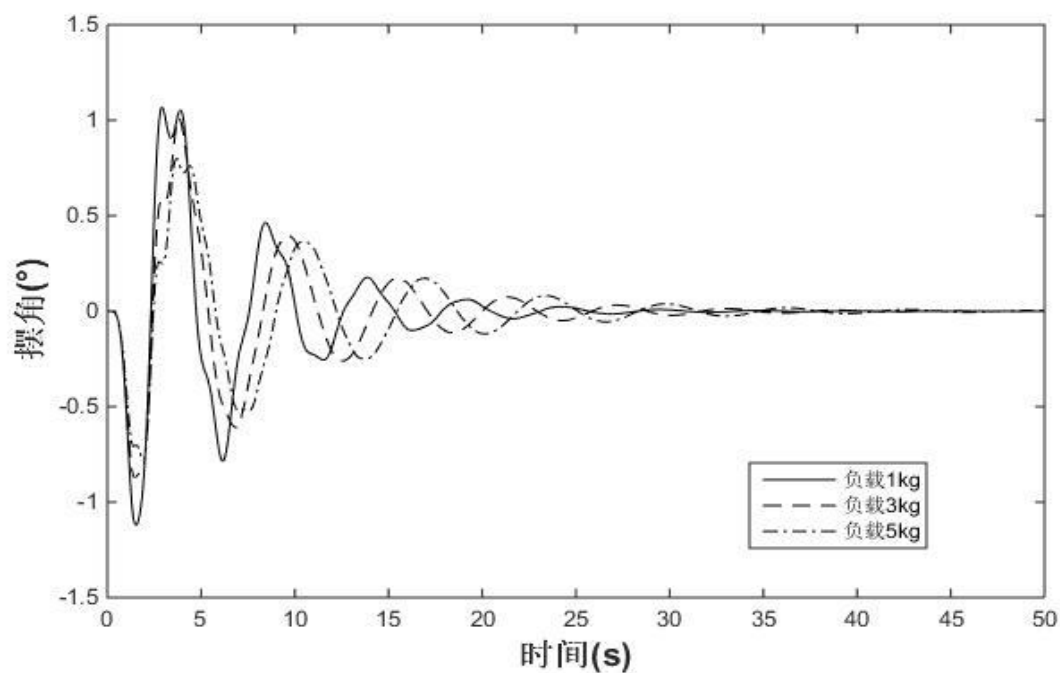


图 6-11 负载摆角变化曲线

最后将目标位置分别设置为 0.2m, 0.6m, 1m, 保持负载质量和绳长不变, 验证系统的鲁棒性, 仿真结果如图 6-12 和图 6-13 所示:

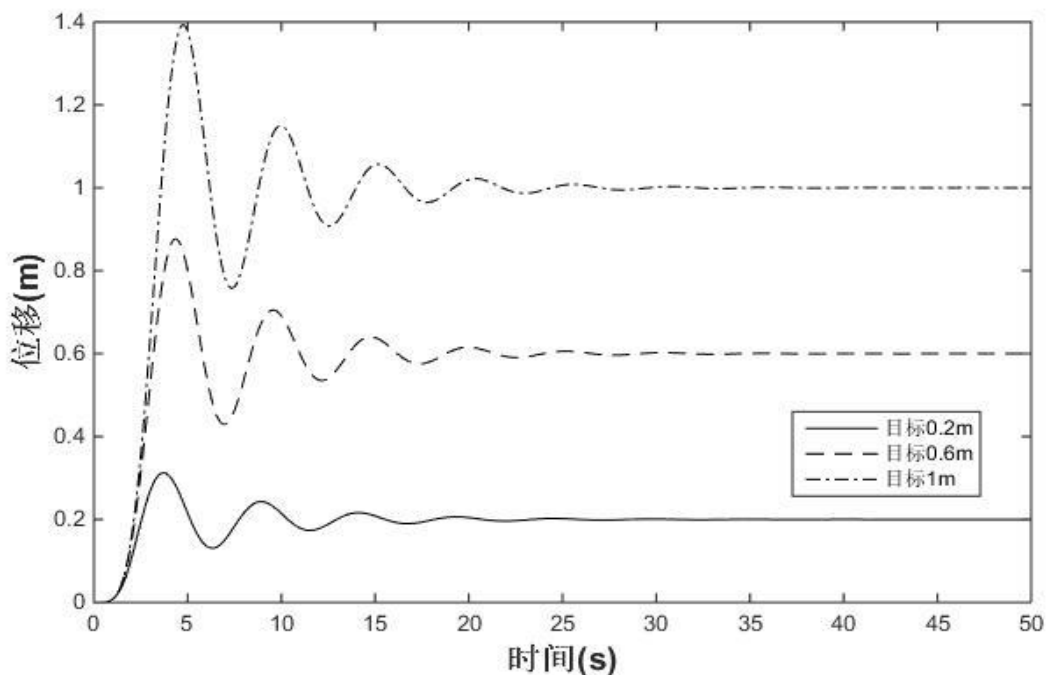


图 6-12 台车水平位置变化曲线

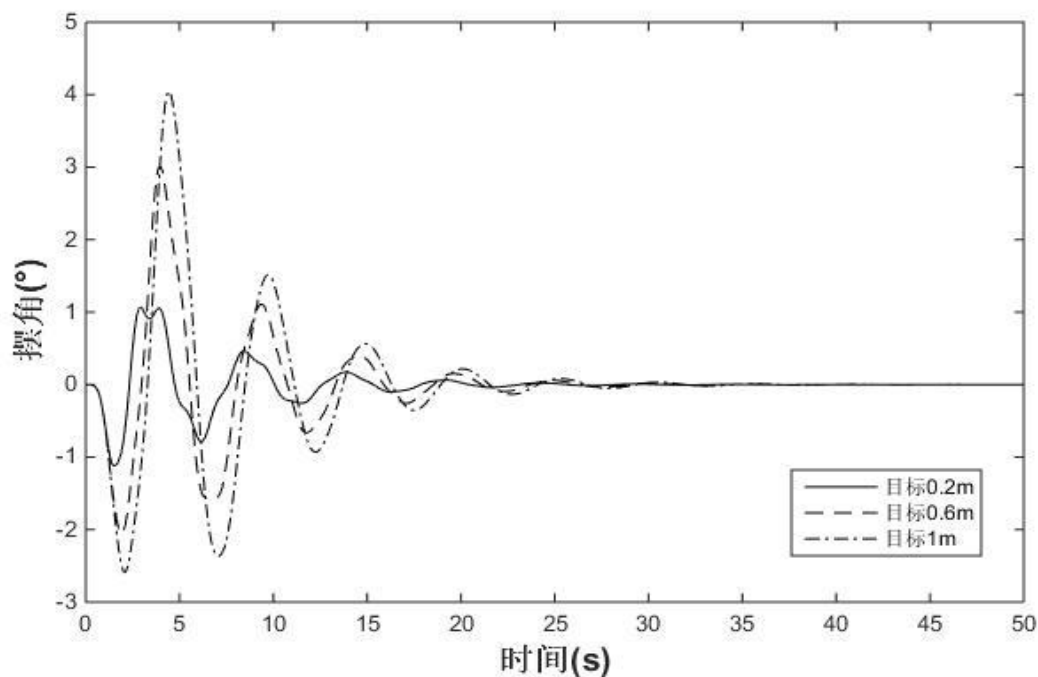


图 6-13 负载摆角变化曲线

上述仿真结果表明，在分别改变了绳长、负载质量和目标位置三种系统参数的情况下，所设计的双闭环自抗扰控制器依然能使台车准确的到达目标位置，同时能较好的抑制负载摆动，该控制器具有较好的控制效果和鲁棒性。

6.8 本章小结

本章设计了一种轨迹规划的吊车双闭环控制器。具体来说，首先推导构建了龙门吊

车的力学模型，引入负载质量等系统参数，随后，引入一条平滑的 S 型曲线代替跟踪微分器，设计了一种龙门吊车的加速度轨迹规划方法，能有效保证负载摆角与台车运动满足预设的目标，减小了跟踪微分器环节出现的超调性。最后，提出一种台车位置反馈和负载摆角 PD 反馈的控制策略，与轨迹规划相结合设计了一种吊车双闭环控制器，通过仿真分析表明，该控制器能使吊车精准达到指定目标位置并抑制摆动。

第 7 章 总结和展望

7.1 工作总结

随着我国工业的进步和发展,欠驱动吊车系统的控制研究得到了许多学者的关注和重视。目前,智能、自动化的控制器设计复杂且成本较高,难以在生产实际中得到应用。现在大部分吊车所使用的是 PID 控制器等,这类控制器能够满足基本的工作需求,但是在我国工业迈向信息化、数字化时代,此类控制器无法精准、智能的完成控制效果,因此针对上述控制器的不足,分析,本文展开了以下几个方面的工作:

(1) 针对龙门吊车系统,采用拉格朗日建模法和牛顿第二定律对系统进行了力学分析,并建立了龙门吊车动力学模型。

(2) 针对输入整形技术,推导了脉冲幅值信号在系统中的响应,同时对常见的 ZV、ZVD、ZVDD 三种输入整形器进行了分析研究,通过弹簧系统的仿真,得到了三类输入整形器的控制效果,其中 ZVD 输入整形器对于系统参数的变化鲁棒性较好,考虑鲁棒性后确定了适用于吊车系统的为 ZVD 输入整形器。随后,设计了加入 ZVD 输入整形器的 PID 吊车控制器,仿真结果表明,该控制器能在 7s 以内使台车达到 1m 的指定目标位置并消除负载摆动,同时负载最大摆角由 30° 降低到 5° , 具有较好的控制效果,对于绳长参数的变化也能保持较好的鲁棒性。

(3) 针对自抗扰控制技术,分析研究了跟踪微分器、扩张状态观测器、状态误差反馈率和最终控制率抗扰控制器四个自抗扰环节,设计了一个简易二阶弹簧系统的自抗扰控制器,验证其控制效果。

(4) 针对所建立的龙门吊车系统,设计了基于负载摆角反馈的自抗扰控制器,同时,在前馈端引入 ZVD 输入整形器,构建了基于 ZVD 输入整形技术的自抗扰控制器,在 Simulink 中进行了模拟仿真分析,结果表明,加入 ZVD 输入整形器的自抗扰控制器能更好的抑制负载摆动,其最大负载摆角由 0.6° 降低到 0.4° , 在系统参数发生变化的情况下具有较好的鲁棒性。

(5) 针对仿真中构建的吊车模型为状态空间加速度模型的形式,不便于调整系统参数,推导构建了龙门吊车的力学模型,可以便捷调整系统参数,如吊车绳长、负载质量等。随后,针对自抗扰控制技术中微分跟踪器环节,设计了一种龙门吊车的轨迹规划

方法,能有效保证负载摆角与台车运动满足预设的目标,减小了跟踪微分器环节出现的超调性。之后,设计了一种基于台车位置反馈和负载摆角 PD 反馈的双闭环自抗扰控制器,通过仿真分析表明,吊车系统能精确稳定地到达指定目标位置,同时对系统参数的变化具有较好的鲁棒性。

7.2 未来展望

在国内外科学学者的共同努力下,欠驱动吊车的控制问题已经取得了很大的进步和突破,本文所设计的几种龙门吊车控制器能取得较好的控制效果,但在研究过程中也发现了一些可以改进的地方:。

(1) 输入整形器脉冲信号的幅值和时滞需要通过吊车系统的固有频率和阻尼比求得,在实际生产现场,龙门吊车存在不确定因素的干扰,同时系统模型中存在未建模的部分,难以准确的得到吊车系统的特征参数,造成输入整形器的作用效果不明显,如何有效的确定系统的特征参数,设计输入整形器的脉冲个数、幅值和时滞有待进一步研究。

(2) 本文所设计基于输入整形技术的自抗扰控制器采用负载摆角反馈和台车位移误差反馈的方式对吊车系统进行控制,其最终控制率是摆角控制率和位移控制率的线性叠加,双闭环自抗扰控制器采用的是台车位置反馈的摆角 PD 反馈,如何能够设计出最优的反馈控制率,使用最小的控制量得到较好的控制效果,对控制器的实际应用具有重要意义。

(3) 吊车控制器的参数整定往往通过手动调整,观测其控制效果得到较理想的参数,这样不仅使得工程繁琐,同时对实际应用造成了巨大的阻碍,如何将控制器的参数结合智能算法,如人工鱼群算法、遗传算法等,使得控制器的参数能够自动生成,具有实际的工程意义。

致谢

光阴似箭，岁月如歌，当我的头脑里还停留着军训时候的酸甜苦辣时，猛然回头我才发现，本科四年的学习生活即将画上一个句号，细细思索这四年的学习、生活和工作经历，知识渊博的教授老师们、踏实工作的学校领导们、热心助人的同学们都给予了我无数的帮助和关怀，我心中充满了感激。

首先我要感谢我的毕业设计指导老师肖友刚老师，从 12 月的选题到 6 月的定稿，肖老师对我毕业设计的完成提供了莫大的帮助。从拿到题目的那一刻起，肖老师就告诉我们要勤思善问，要带着批判性的思维去审视文献中的不足，要在不足中看到自己可以入手的创新点，也要在遇到瓶颈的时候及时咨询老师。肖老师将毕业设计视作一次科研训练，以高目标、高标准来要求我的毕业设计，培养了我的科研学术能力，对此我表示十分的感激。同时肖老师每周开展组会，总是能够细心耐心地对我的毕设内容提出宝贵的意见，指引我前行的方向。在短短的六个月里，我学会了 Matlab 的 Simulink 仿真的基本功能，对自抗扰控制技术和输入整形技术有了更加深入的理解，对控制理论学科也有了进一步的认识，获益匪浅，能在大学的最后一个学期加入肖老师的毕设团队，得到他的指点和教学，我感到十分的幸运，在此向肖老师表示我最诚挚的敬意和感谢！

还要感谢实验室的各位学长们，卢浩学长对我的自抗扰控制技术的理解给予了莫大的帮助，余逸学长对我 Simulink 仿真的使用和理解提出了宝贵的建议，朱铨臻学长帮助了我进行吊车模型的建立和参数调试，王辉琨学长则为我输入整形技术的学习和理解进行了指点和帮助。在我完成毕业设计的过程中，衷心感谢有这些学长为我提供的帮助和指导，让我解决了需要自己难以完成的问题。

感谢四年以来培养我、教导我的各位老师，感谢四年来和我一起学习，生活，工作，相互陪伴，相互鼓励的同学和朋友，感谢为学院日夜操劳的各位领导们，感谢我最亲爱的家人们，是你们在我成长的路上为我提供了优异的条件和坚强的后盾，成为我不断前行的动力。中南大学四年的学习让我受益多多，“知行合一，经世致用”的校训让我深谙学习务须理论联系实际；“向善、求真、唯美、有容”的校风让我明白务实、不放弃、团队精神、与时俱进的重要性，在这样一所美丽、优异的大学里学习的经历，我必将牢记于心。

最后感谢各位评审论文的老师们的辛勤付出，感谢在我最美好的年纪遇到的老师、同学、朋友。凡是过往，皆为序章，展望未来，步伐坚定，所谓“勇者踏险阻，恒者越高峰”，我将继续不断前行、不断进步！

参考文献

- [1] 张洁. 基于自抗扰控制技术的吊车控制研究[D]. 北京理工大学, 2016.
- [2] 王伟, 易建强, 赵冬斌等. 基于稳定性分析的一类欠驱动系统的滑膜控制器设计[J]. 信息与控制, 2005 (2): 232-235.
- [3] E. M. Abdel-Rahman, A. H. Nayfeh, Z. N. Masoud. Dynamics and control of cranes: A review[J]. Journal of Vibration and Control, 2003, 9 (7): 863-908.
- [4] 孙宁. 欠驱动吊车轨迹规划与非线性控制策略设计、分析及应用[D]. 南开大学, 2014.
- [5] H. Saeidi, M. Naraghi, A. A. Raie. A neural network self tuner based on input shapers behavior for anti sway system of gantry cranes[J]. Journal of Vibration and Control, 2013, 19 (13): 1936-1949.
- [6] O. J. M. Smith. Posicast control of damped oscillatory systems[C]. Proceedings of the IRE, 1957, 45 (9): 1249-1255.
- [7] G. H. Tallman, O. J. M. Smith. Analog study of dead-beat posicast control[C]. IRE Transactions on Automatic Control, 1958, 4 (1): 14-21.
- [8] W. Singhose. Command shaping for flexible systems: A review of the first 50 years[J]. International Journal of Sound and Vibration, 2005, 281 (1): 1-20.
- [9] Garrido S, Abderrahim M, Gimnez A, et al. Anti-swinging input shaping control of an automatic construction crane[J]. IEEE Transaction on Automation Science and Engineering, 2008, 5 (3): 549-557.
- [10] 潘凌云, 姜银方, 姬胜杰, 等. 基于输入整形的回转式起重机吊摆系统防摆控制器的设计与分析[J]. 机械制造与自动化, 2017, 46 (04): 215-218.
- [11] 张晓华, 贾智勇. 基于输入整形策略的船上回转吊车防摆控制[J]. 控制工程, 2008: 245-249
- [12] 王小超. 基于输入整形技术的防摇控制系统设计与仿真[A]. AEIC Academic Exchange Information Centre (China). Proceedings of The 2018 2nd International Conference on Advances in Energy, Environment and Chemical Science (AEECS 2018) (Advances in Engineering Research VOL. 155) [C]. AEIC Academic Exchange Information Centre (China): International Conference on Humanities and Social Science Research, 2018: 6.

- [13] 卢彪, 吴壮, 方勇纯, 等. 带有完整约束的双吊车系统输入整形控制[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(12):1805-1811.
- [14] 刘华森, 程文明. 抑制桥式起重机变频率摆动的优化复合输入整形器[J]. 系统仿真学报, 2015, 27(12):3044-3049.
- [15] 邓辉, 孙俊缔, 曹广忠. 柔性臂振动抑制的新型控制策略研究[J]. 控制工程, 2017, 24(03):624-630.
- [16] 赵志刚, 游斌弟, 赵阳. 改进型负输入整形与最优控制结合的振动抑制方法[J]. 振动与冲击, 2014, 33(08):202-208.
- [17] 董明晓, 宋传增, 梅雪松. PD结合输入整形抑制单模态弹性机构振动仿真研究[J]. 机械工程学报, 2010, 46(13):135-140.
- [18] H. M. Omar, A. H. Nayfeh. Anti-swing control of gantry and tower cranes using fuzzy and time delayed feedback with friction compensation[J]. Shock and Vibration. 2005, 12(2):73-89.
- [19] 冯岷生, 郭利进, 叶宇翔. 吊车防摆的鲁棒PID控制系统设计[J]. 计算机仿真, 2014, 31(05):250-254.
- [20] M. A. Ahmad, M. S. Ramli, M. A. Zawawi, R. M. T. Raja Ismail. Hybrid collocated PD with non-collocated PID for sway control of a lab-scaled rotary crane[J]. Industrial Electronics and Applications, 2010:707-711.
- [21] H. I. Jaafar, Z. Mohamed, A. F. Zainal Abidin, Z. M. Sani, J. J. Jamian, A. M. Kassim. Performance analysis for a gantry crane system (GCS) using priority-based fitness scheme in binary particle swarm optimization[J]. Advanced Materials Research, 2014, 903:285-290.
- [22] H. I. Jaafar, S. Y. S. Hussien, R. Ghazali, Optimal tuning of PID+PD controlled by PFS for gantry crane system[C]. Proceedings of the 10th Asian Control Conference, Sabah, Malaysia, 2015:1-6.
- [23] 高丙团. 一类欠驱动机械系统的非线性控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2007.
- [24] 马博军, 方勇纯, 王宇韬, 等. 欠驱动桥式吊车系统自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(06):1105-1109.
- [25] 谭莹莹, 徐为民, 徐攀, 等. 基于动态滑膜结构的桥式吊车防摇定位控制器设计[J]. 控制工程, 2013, 20:106-110.

- [26] 巫波. 起重机智能防摆控制技术探讨[J]. 机械研究与应用, 2011(1):73-74.
- [27] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用 [J]. 控制与决策, 1998, 13(1):19-23.
- [28] 韩京清. 非线性状态误差反馈控制律-NLSEF [J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 221-225.
- [29] 陈华, 蒋冰晶, 郭小军, 等. 桥式吊车水平移动自抗扰防摆控制器与参数优化[J]. 吉林大学学报(信息科学版), 2017, 35(03):268-274.
- [30] 黄从智, 杜斌, 郑青. 基于PLC的线性自抗扰控制算法设计与实现[J]. 控制工程, 2017, 24(01):171-177.
- [31] 丁美玲, 刘丙友, 王力超. 基于改进型自抗扰控制的球杆系统位置控制[J]. 新乡学院学报, 2018, 35(12):46-49+76.
- [32] 张茜丹, 尹达一. 自抗扰控制器在高阶系统中仿真实现[J]. 航天控制, 2018, 36(01):3-7+13.
- [33] Makkar C, Hu G, Sawyer W G, and Dixon W E. Lyapunov-based tracking control in the presence of uncertain nonlinear parameterizable friction [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(10):1988-1994.
- [34] 姜萍. 斩波串级调速系统自抗扰控制策略研究[D]. 华北电力大学, 2011.
- [35] Khalil H K. Nonlinear Systems(3rd ed) [M]. Upper Saddle River, NJ:Prentice Hall, 2002.
- [36] 陈增强, 孙明玮, 杨瑞光. 线性自抗扰控制器的稳定性研究 [J]. 自动化学报, 2013, 39(5): 574-580.
- [37] 袁东, 马晓军, 曾庆含, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12):1630-1640.