



华南理工大学
South China University of Technology

博士学位论文

面向集成电路产业的
宏/微两级驱动高速高精度定位问题研究

作者姓名 李致富

学科专业 控制理论与控制工程

指导教师 胡跃明 教授

所在学院 自动化科学与工程学院

论文提交日期 2012 年 6 月 11 日

Research of High-speed and High-precision Positioning Problems for Macro/Micro Driver in the Integrated Circuit Industry

A Dissertation Submitted for the Degree of Doctor of Philosophy

Candidate: Li Zhifu

Supervisor: Prof. Hu Yueming

South China University of Technology
Guangzhou, China

分类号： TP273

学校代号： 10561

学 号： 200910102478

华南理工大学博士学位论文

面向集成电路产业的 宏/微两级驱动高速高精度定位问题研究

作者姓名： 李 致 富

指导教师姓名、职称： 胡跃明 教授

申请学位级别： 博 士

学科专业名称： 控制理论与控制工程

研究方向： 控制系统的分析与综合

论文提交日期： 2012 年 06 月 11 日

论文答辩日期： 2012 年 06 月 06 日

学位授予单位： 华南理工大学

学位授予日期： 2012 年 月 日

答辩委员会成员：

主席： 杨宜民 教授

委员： 李伟光 教授、田联房 教授、王洪教授、胡跃明 教授

华南理工大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的论文是本人在导师的指导下独立进行研究所取得的研究成果。除了文中特别加以标注引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写的成果作品。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

作者签名：李致富 日期：2012.6.11

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属华南理工大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许学位论文被查阅（除在保密期内的保密论文外）；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。

本学位论文属于：

☐ 保密，在_____年解密后适用本授权书。

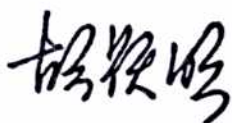
☒ 不保密，同意在校园网上发布，供校内师生和与学校有共享协议的单位浏览；同意将本人学位论文提交中国学术期刊(光盘版)电子杂志社全文出版和编入 CNKI《中国知识资源总库》，传播学位论文的全部或部分内容。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：李致富

日期：2012.6.11

指导教师签名：



日期：2012.6.11

作者联系电话：

电子邮箱：sundylzf@gmail.com

联系地址(含邮编)：广州五山华南理工大学3号楼210(510640)

摘要

随着集成电路产业中芯片光刻、测试与封装以及表面组装技术（SMT）等领域的迅速发展，对定位系统的行程、速度、加速度和精度提出了极高的要求。这给高速高精度定位平台以及控制策略的设计提出了极大的挑战。由于高速高精度定位平台广泛应用于集成电路产业中的各关键设备中，因此开展面向集成电路的大行程高精度定位平台相关的基础、核心问题和关键技术的研究具有重要理论意义和应用价值。

本文以直线电机和智能材料致动器驱动的宏/微两级定位平台为研究对象。基于集成电路产业的生产任务特点，针对作为宏动机构的直线电机，主要研究了直线电机平台轨迹跟踪的迭代学习控制策略和高速高精度的点到点定位技术。对于作为微动定位的智能材料致动器，由于其在整个工作范围内存在回滞现象，严重影响系统的定位精度，因此把消除影响智能材料致动器精密定位的回滞现象的控制策略作为研究的重点之一。本文研究的内容主要集中在以下几个方面：

1. 针对直线电机平台轨迹跟踪的迭代学习控制策略，把电机模型考虑为带有参数不确定性的离散线性系统，研究了带有初始状态误差的一类参数不确定线性离散系统的鲁棒单调收敛迭代学习控制问题。学习律采用 P 型的 ILC（迭代学习控制）。通过引入一个简单的二次性能指标函数，得到了一个由 LMI（线性矩阵不等式）表示的鲁棒单调收敛的充分条件。最后，通过基于直线电机平台模型的仿真和平台的实验，证明了该方法的有效性。

2. 针对集成电路产业中设备重复点对点的高速运动的特点，设计了增益规划+A 型-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器进行增益规划（Gain Schedule）来提高系统的快速性以及对不可重复的外界干扰进行抑制，而用 A 型-ILC 来对系统可重复的干扰进行补偿。然后，在时域中分析了算法的稳定性。最后，结合点到点的运动规划，在直线电机平台上对控制算法进行了实验验证。实验结果表明，该控制策略较传统的 PID 控制器性能更优。

3. 针对带有未知 Prandtl-Ishlinskii (P-I) 复杂回滞模型驱动的一类不确定非线性系统，通过反步递推的设计方法，设计了一种自适应逆控制的策略来消除回滞的影响。首先，把连续的 P-I 回滞模型分解成一个离散的 P-I 算子和一个有界的误差项。然后，建立一个自适应逆 P-I 算子来补偿 P-I 回滞效应，而近似逆补偿引起的误差则通过自适应律在线估计。接着，设计了两种自适应控制器：第一种控制器保证闭环系统是一致有

界的；第二种控制器可保证闭环系统是全局稳定的。仿真结果表明由未知 P-I 回滞引起的非平滑非线性现象得到了有效的消除。

4. 针对带有未知 Krasnosel'skii-Pokrovkii (KP) 回滞输入的一类非线性系统，研究该系统的逆回滞补偿问题。为了克服 KP 回滞解析逆模型难获取的困难，引入了伪回滞逆模型来补偿回滞效应。而由伪逆补偿引起的误差则由自适应控制器在线估计。该控制策略不仅可以减少跟踪误差，而且有助于闭环系统的稳定性分析。同时，为了克服符号函数引起的抖动问题，双曲正切函数被引入到自适应控制器中。通过稳定性分析可知闭环系统是一致有界的。仿真结果证明该控制策略可以有效的消除 KP 回滞引起的非线性现象。

最后，本文在总结现有研究成果的基础上，提出了一些值得思考和探索的问题，并对宏/微两级驱动高速高精度定位问题的研究方向做了一些展望。

本课题在国家自然科学基金（60835001）重点资助项目“面向精密电子组装生产线的关键视觉检测与优化控制问题”和广东省教育部产学研重大专项（2009A090100027）“高端全自动表面贴装成套装备研发及产业化”的支持下完成。

关键词：集成电路；高速高精度；回滞非线性；迭代学习控制；自适应逆控制

ABSTRACT

With the development of integrated circuit photoetching, integrated circuit testing and packaging and surface mount technology (SMT) in the integrated circuit industry, the requirements for the stroke, speed, acceleration and precision of positioning system are more and more strict, which challenge the design of the high-speed and high-precision positioning platform and control strategy. Due to the high-speed and high-precision positioning platform is widely used in the key equipments in the integrated circuit industry, the exploring of the research on the fundamental and essential problems and key technique of the long stroke and high precision positioning platform is of great important theoretical significance and application value.

In this thesis, the object of study is the macro/micro driving positioning platform which driven by linear motor and smart material-based actuator. According to the production task's characteristic of the integrated circuit industry, as for the macro mechanism—the linear motor platform, the iterative learning control strategy of trajectory tracking of the linear motor platform and the high-speed and high-precision point-to-point positioning technique are studied. As for the micro mechanism—the smart material-based actuator, because the hysteresis phenomenon exists in the whole working range of the actuator, which seriously influence the positioning accuracy of the system, the control strategy to mitigate hysteresis phenomenon is also studied. This study focuses mainly on the following aspects:

1. As for the iterative learning control strategy of trajectory tracking of the linear motor platform, the linear motor model is considered as a linear discrete-time system with parameter uncertainty, and the problem of robust monotonically convergent iterative control for a class of uncertain linear discrete-time systems with non-zero constant initial error is studied. The learning law under consideration is an anticipatory ILC (iterative learning control). Based on a simple quadratic performance function, a sufficient condition for robust monotonic convergence of the proposed learning algorithm is presented in terms of linear matrix inequality. Finally, the simulation and experiment of the linear motor platform are given to show the effectiveness of the proposed scheme.

2. According to the characteristic of equipment's point-to-point repeat motion in the

integrated circuit industry, a hybrid controller which combines a gain scheduled P controller and A-type ILC controller is designed. The gain scheduled P controller is used to improve the system speed and suppress the non-repetitive disturbances, while the A-type ILC is used to compensate for the effects of the repetitive disturbances. Then, the stability analysis is given in the time domain. Finally, in the point-to-point motion experiments, the control algorithm is verified in the linear motor platform. The results show the superior performance of the hybrid algorithm over a standard PID controller.

3. Using the backstepping technique, an adaptive inverse controller is designed to mitigate the effects of hysteresis phenomenon for a class of uncertain dynamic non-linear systems preceded by unknown hysteretic nonlinearities, where the hysteresis is described by Prandtl-Ishlinskii (P-I) model. First, the continuous P-I hysteresis model is decomposed into a discrete P-I operator and a small-bounded error. Then, the inverse discrete P-I operator is constructed to eliminate the hysteresis effects, and the bounded error is estimated by the adaptive controller. Next, two adaptive controllers are designed: the first controller can ensure the closed-loop system is uniformly ultimately bounded; the second controller can ensure the closed-loop system is globally stable. The simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed scheme.

4. An adaptive inverse control scheme is proposed for a class of uncertain nonlinear systems preceded by unknown hysteretic nonlinearities which are described by Krasnosel'skii-Pokrovskii model. In order to overcome the difficulty of constructing analytic inversion of the hysteresis model, the pseudo-inversion is introduced to compensate the hysteresis nonlinearities and the error caused by the hysteresis model and pseudo-inversion is estimated online by the adaptive controller. To avoid the possible chattering caused by the sign function, a smooth adaptive controller with the hyperbolic tangent function is designed. The proposed controller ensures the closed-loop system is uniformly ultimately bounded. The simulation results show that the effectiveness of the proposed scheme.

In the end, the research achievement is summarized and some considerable questions and the direction of study on high-speed and high-precision Macro/Micro driving positioner are presented.

The dissertation is supported by the State Key Program of National Natural Science

Foundation of China “Research on the Key Technology of Vision Detection and Optimal Control Oriented to the Precise Electronic Assembly Lines” (Grant No. 60835001) and the Key Research Cooperation Project of Guangdong Province and the Ministry of Education “Research and development and industrialization of high-end automatic SMT equipments” (Grant No. 2009A090100027).

Keywords: integrated circuit; high-speed and high precision; hysteretic nonlinearities; iterative learning control; adaptive inverse control

目 录

摘 要	I
ABSTRACT	III
目 录	VI
第一章 绪 论	1
1.1 研究背景	1
1.2 精密定位平台国内外研究现状	2
1.3 宏/微两级驱动高速高精度定位的关键问题及研究现状	3
1.3.1 高速高精度运动控制研究现状	4
1.3.2 回滞控制研究现状	10
1.4 课题来源	15
1.5 本文主要研究内容	15
1.6 本章小结	16
第二章 数学基础	17
2.1 引言	17
2.2 LMI 方法	17
2.2.1 LMI 的一般表示	17
2.2.2 标准 LMI 问题	18
2.2.3 关于 LMI 的结论	18
2.3 迭代学习控制理论常用定义和定理	19
2.4 动态系统的稳定性分析	20
2.4.1 稳定性概念	21
2.4.2 Lyapunov 稳定性原理	23
2.4.3 Lasalle 不变性原理	24
2.5 本章小结	25
第三章 鲁棒单调收敛迭代学习控制	27
3.1 引言	27
3.2 直线电机平台	28
3.2.1 平台整体结构	28

3.2.2 运动系统建模	31
3.3 问题的提出	33
3.4 鲁棒单调收敛条件	34
3.5 仿真和实验结果	39
3.6 本章小结	42
第四章 基于增益规划和 A 型-迭代学习的点到点运动控制	43
4.1 引言	43
4.2 控制器的设计	43
4.2.1 迭代学习控制算法的基本形式	44
4.2.2 增益规划+A-ILC 控制器设计	45
4.3 系统稳定性证明	47
4.4 实验结果	51
4.5 本章小结	56
第五章 基于未知复杂 P-I 回滞的一类非线性系统鲁棒自适应逆控制	57
5.1 引言	57
5.2 问题的提出	58
5.3 P-I 回滞模型及其逆模型	59
5.3.1 Stop 算子	59
5.3.2 Play 算子	59
5.3.3 P-I 模型	60
5.3.4 P-I 模型的逆	61
5.3.5 控制误差	62
5.4 鲁棒自适应控制器的设计	63
5.4.1 一致有界控制器的设计	63
5.4.2 全局稳定控制器的设计	66
5.5 仿真研究	70
5.5.1 一致有界控制器的仿真结果	70
5.5.2 全局稳定控制器的仿真结果	72
5.6 本章小结	74
第六章 基于未知输入 KP 回滞的一类不确定非线性系统自适应逆控制	75

6.1 引言	75
6.2 问题的提出	76
6.3 KP 回滞模型及其逆模型	76
6.3.1 Krasnosel'skii-Pokrovkii 模型	76
6.3.2 Krasnosel'skii-Pokrovkii 逆模型	79
6.3.3 控制误差	82
6.4 自适应控制器的设计	82
6.5 仿真研究	85
6.6 本章小结	88
总 结	89
参考文献	91
致 谢	104

第一章 绪 论

1.1 研究背景

随着集成电路制造中芯片光刻、测试与封装、以及表面组装技术（SMT）等领域的迅速发展，对定位系统的行程、速度、加速度和精度提出了极高的要求。

十一五期间，在我国大力发展信息产业方针的指导下，集成电路产业延续了自 2000 年以来快速发展的势头，产业整体实力显著提升，产业规模持续扩大，国内市场规模从 2005 年的 3800 亿元扩大到 2010 年的 7350 亿元，占全球集成电路市场份额的 43.8%。过去五年我国集成电路市场规模年均增速 14%，2010 年达到 7349.5 亿元。预计到 2015 年，国内集成电路市场规模将超过 1 万亿元^[1]。但目前我国集成电路产业设备的工业水平与国外先进水平仍有较大差距，国内芯片制造、封装的核心设备以及用于表面组装的全自动贴片机等高端设备依然被欧美和日本等发达国家垄断，绝大部分高端设备依赖进口，在西方发达国家技术封锁下，高端的芯片制造和封装设备引进受到制约。如果单纯依靠引进，我国的集成电路产业的装备就难以达到世界先进水平。因此，国家“十二五”产业技术创新规划中，把“集成电路关键设备、半导体级单晶设备、高亮度 LED 芯片生产线和后封装设备、新型元件生产设备和表面贴装设备等重点电子专用设备”的关键技术列入了重点领域的技术发展方向。众所周知，芯片集成度提高的关键是导线的线宽问题。用越细的线宽生产出来的芯片其体积越小，集成度也越高。芯片集成度不断提高，仍将沿摩尔定律继续前进。目前国际上 32 纳米工艺已实现量产，2015 年将导入 18 纳米工艺。在用于制造芯片的光刻机中，精密定位平台的定位精度是光刻机实现光刻标准线宽、获得高质量光刻图形的首要条件，决定了光刻机最终的光刻分辨力。同时，在芯片封装阶段，由于芯片集成度日益增高，I/O 密度越来越高，芯片尺寸、芯片引线间距和焊盘直径也持续减小。例如在引线键合机中，引线键合焊点密度从 20 世纪 90 年代的 300 I/O 数发展到目前的 1000 I/O 数，而采用 Flip-Chip 技术，已达到 1800 I/O 数。另一方面，在表面贴装过程中，目前国际标准要求贴装的重复精度要达到 99.9999%，大多数机型贴装片式元件的实际速度达到 1.5 万片/小时以上。随着片式元件不断向超微型化发展，以及集成电路的封装引脚密度的不断提高，如 CSP 类倒装芯片其焊球直径可小到 0.05mm，焊球间距小到 0.1mm。可见，精密电子贴装过程对速度、精度和重复性都要求极高。综上所述，集成电路制造及封装组装技术的迅速发展对相应设备的定位速度和

精度提出了极高的要求。而应用于集成电路制造、封装、测试和组装等主要步骤的精密定位平台是集成电路产业装备中的关键部件之一，其性能直接决定生产效率和产品质量。因此，研究精密定位平台相关的基础、核心问题和关键技术也就变得极为迫切和必要。

1.2 精密定位平台国内外研究现状

传统的精密定位平台大多采用旋转伺服电机和精密滚珠丝杆传动的组合，一些高端的定位平台则采用直线电机、音圈电机、特种精密电机来驱动。这类定位平台的行程可以达到几十毫米甚至是上千毫米，但其定位精度一般局限在亚微米或微米级；而以智能材料驱动器为代表的精密定位平台，其定位精度能达到纳米级，但其行程一般只有几十到几百微米。如何解决大行程和高精度之间的矛盾，实现大行程精密定位已成为当前涉及微纳定位相关前沿科技领域，如集成电路制造、MEMS 制造、生物医学工程等急需解决的关键技术之一。

国内外的许多著名公司开发了众多商用的大行程精密定位平台。例如，德国 Physik Instrumente 公司的 M-900K 高精度 XY 定位系统，采用 DC 伺服或步进电机直接驱动，具有低间隙、直接驱动的特点，工作范围为 $50\text{mm} \times 50\text{mm}$ ，双向重复定位精度为 $\pm 0.1\mu\text{m}$ 。日本三菱公司研制的 RP 系列高速高精度定位平台^[2]，采用外转副驱动的非平行对称结构形式，其最大速度可达 800mm/s ，重复定位精度为 $\pm 5\mu\text{m}$ 。台湾大银微系统股份有限公司研发的 LMX2E-CB5-CB8 系列 XY 平台，采用无铁芯式线性马达驱动，其最大行程可达 $400\text{mm} \times 432\text{mm}$ ，最大速度为 3m/s ，最大加速度为 50m/s^2 ，重复定位精度为 $\pm 2\mu\text{m}$ 。

为了满足纳米级的定位精度要求，国内外著名公司和研究机构展开了纳米级精密定位平台的研究和开发。例如，德国 Physik Instrumente 公司研制的 P-542.2SL 压电 XY 纳米定位平台，采用 PICMA 压电陶瓷驱动，工作范围 $200\mu\text{m} \times 200\mu\text{m}$ ，重复定位精度为 $\pm 10\text{nm}$ 。国内的哈尔滨芯明天科技有限公司研制的 XP611 系列 XY 纳米定位台，采用压电陶瓷驱动，最大工作范围为 $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ ，系统重复定位精度为 $\pm 30\text{nm}$ 。哈尔滨工业大学的王家畴等人采用体硅加工技术研制了一种二自由度的微型纳米定位平台^[3]，定位单轴输出为 $10\mu\text{m}$ ，运动平台的定位精度优于 20nm 。综上所述，该类型的定位平台定位精度很高，但是其行程都比较小。

为能够同时满足大行程及高精度要求，上世纪八十年代，麻省理工大学的 A.Sharon 等人^[4]提出了宏/微两级结构的概念，将系统划分为宏动和微动两个部分：宏动机构实现

大范围粗定位, 微动机构进行微调、实现高精度定位, 从而实现整个系统的大行程高精度定位。

目前, 在宏/微两级驱动平台方面, 一些著名公司已经有商用的产品, 一些研究机构也做了大量的研究工作, 并取得了一些研究成果。德国 Physik Instrumente 公司就把宏/微两级驱动的概念深入的应用到商用的精密平台中。该公司的 P-611 系列的纳米级压电定位平台可与该公司研制的大部分微定位系统结合应用, 组成大行程高精度的纳米级定位平台。例如, 该公司的 F-131 型 XYZ 轴定位系统, 就采用了 M-111 型的宏定位平台实现 15mm 的大行程, 采用 P-611 型的纳米平台作为微动平台实现高精度纳米定位, 其重复定位精度为 10nm。美国 Connecticut 大学的 Dong W. 等人^[5]采用音圈电机实现粗定位, 用电压陶瓷驱动器实现, 研制了宏/微两级驱动系统, 该系统最终能达到 $\pm 20\text{nm}$ 的定位误差。韩国 POSTECH 大学的 Kwon S.J. 等人^[6]采用伺服电机作为宏动机构, 实现 $200\text{mm} \times 100\text{mm}$ 的工作区域, 用压电陶瓷驱动器作为微动机构, 在 $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ 的工作区域内实现纳米级的定位精度。该宏/微两级的驱动平台成功应用于微显微镜的操作平台中, 能够在纳米级的范围内实现对期望轨迹的跟踪。台湾科技大学的 Chiang M. H. 等人^[7]则采用气缸作为大行程机构, 在气缸的顶部安装了压电陶瓷驱动器作为微动机构, 实现了两级驱动混合单轴定位系统。其最大行程为 180mm, 定位精度为 $\pm 100\text{nm}$ 。哈尔滨工业大学的孙立宁教授^[8]等人研制了用于纳米器件封装的 XY 两轴纳米机电精密定位系统。该平台采用两个音圈电机实现宏动定位, 把压电陶瓷驱动器安装在音圈电机上用于补偿位置误差, 实现微定位。平台的工作范围为: $25\text{mm} \times 25\text{mm}$, 最大加速度为 100mm/s^2 , 运动的分辨率优于 10nm。西安交通大学的杨川等人^[9]采用直线电机作为宏动机构, 而微动机构则由压电陶瓷驱动器和柔性铰链组成。平台的工作范围为 $300\text{mm} \times 300\text{mm}$, 最大速度为 500mm/s 。华中科技大学陈学东教授等人^[10]研制的两级精密定位平台, 其宏/微两级都由电机组成, 其位置反馈的测量由激光干涉仪完成。该精密平台的单轴最大行程为 300mm, 其定位精度可达到 $\pm 10\text{nm}$ 。

综上所述, 采用宏/微两级驱动的定位方式, 可以实现大行程高精度的定位, 也是当前国内外各大公司和研究机构研究的热点之一。

1.3 宏/微两级驱动高速高精度定位的关键问题及研究现状

为实现大行程的宏运动, 通常有以下两种方案。其一, 采用旋转电机加滚珠丝杠等传动的方式; 其二, 采用直线电机直接驱动。第一种方式的优点是, 传动稳定, 抗扰能

力强。缺点是，速度相对较低，且存在机械磨损和传动误差。而直线电机直接驱动由于省去了中间的传动机构，所以有速度快、传动误差小的优点。其缺点是容易受到各种扰动的影响。

在微动机构方面，最常用是基于各种智能材料的致动器，如压电陶瓷致动器、磁滞伸缩材料致动器、形状记忆合金致动器等。压电材料具有正向和反向的压电特性，因此位移精度高，且具有高频的工作能力、重量轻等特点。磁滞伸缩材料则具有推力大、输出功率高等特性。形状记忆合金一般工作在低频，具有较大的功率密度。尽管这些功能材料具有良好的驱动特性，但是在这些材料的整个工作范围中也存在着回滞特性和其他一些非线性特性^[11]。

综上所述，在宏动机构方面，直线电机平台具有精度高、速度快、热损失低等优势，特别适合于集成电路制造、封装、测试和组装等的应用平台中。在微动方面，基于智能材料的致动器被广泛应用，其存在着回滞非线性，从而影响系统的控制精度。因此，研究直线电机平台的高速高精度控制问题和消除回滞非线性的控制问题，具有重要的理论意义和应用价值。

1.3.1 高速高精度运动控制研究现状

直线电机由于精度高、速度快、热损失低等特点，广泛应用于集成电路制造、封装、测试和组装等的应用平台中^[12]。但是，直线电机也存在一些缺点，例如，存在非线性摩擦扰动；存在严重的“端部效应”，即气隙磁场发生畸变；易受外部扰动影响；存在力波纹的扰动等。因此，研究如何消除这些影响各种运动控制策略成为了控制界的一个热点。直线电机的控制也可以归结为电机的运动控制，因此，下面将介绍高速高精度运动控制的研究现状，其中重点介绍与直线电机相关控制策略。主要包括经典控制算法、自适应算法、鲁棒算法、变结构控制算法、迭代学习算法等。

1. 经典控制算法

PID 控制器以其结构简单、易于实现、稳定性好等优点被广泛应用在实际的工业中。当被控对象的结构和参数不能完全掌握，或得不到精确的数学模型时，系统控制器的结构和参数必须依靠经验和现场调试来确定，这时应用 PID 控制技术最为方便。然而传统的 PID 控制应用于复杂的实际系统时存在一定的局限性，比如高速高精度的运动控制系统。但是加入适当的补偿、校正环节或与其他算法相结合运用后，PID 控制器仍适用于某些高速高精度控制的场合。

在文献[13-16]中, 根据工业的特定需求设计了自适应的 PID 控制器。文献[13]和文献[14]均采用的是基于神经网络的自适应 PID 控制方法。文献[13]设计了由前馈神经网络所构成的传统 PID 控制器 (PIDNN), 用于控制和补偿电机的死区特性, 实验结果证明, 该控制器有效的对死区特性进行了补偿, 较常规的 PID 控制器性能有了很大的提高。文献[14]针对六自由度平台系统中的直线电机快速变化的有效载荷快问题, 设计了小波神经网络自整定 PID 控制器。基于小波神经网络的 PID 控制器, 具有快速响应和自整定的特性, 基于实时软件仿真的结果证明了该控制器具有快速自校正的能力以适应直线电机动子的快速负荷变化。为了克服经典 PID 控制器通常需要手动调整参数这一问题, 文献[15]提出了一个由 PID 控制器和模糊补偿器组成的自适应 PID 控制器。基于梯度下降法, PID 控制器可以自动的在线调节控制增益, 而模糊补偿器则用于消除由于 PID 控制器在 Lyapunov 稳定性意义下产生的近似误差的影响, 从而达到所期望的位置跟踪性能。文献[16]则提出了一种使用线性驱动器的高精密运动控制的鲁棒伺服控制方法, 该控制器由三部分组成: 一个简单的前馈补偿, 一个 PID 反馈控制器和一个径向基函数 (RBF) 自适应补偿。前两个控制部分可在一个主导估计的二阶线性模型基础上直接调整参数。RBF 补偿器则通过自整定参数以补偿线性模型中的不确定性。该控制策略保证了良好的鲁棒稳定性, 实验结果也证明该方法比标准的运动控制的性能更优。

针对直线电机驱动系统中摩擦力严重影响定位精度的问题, 文献[17]从微观模式和宏观模式, 研究了直线电机滚动导轨平台的摩擦特性和补偿方法。由于系统的动态模型在宏观和微观模式有很大的不同, 该文设计了一个两级模糊 PID 控制器来解决两种模式下确定最佳伺服增益之间的矛盾。

文献[18]为包含不确定性的线性直流无刷电机设计了一种鲁棒输出跟踪控制器。基于进化算法, 通过在指定领域内搜索有效解, 作者提出了一种广义的双参数 PID 控制框架。相对于文献[18]中的进化算法, 文献[19]提出了一种基于禁忌搜索算法的调整方法来获得为实现所需瞬态响应的最佳 PID 控制器参数。通过考察对象的阶跃响应特性来验证系统性能, 仿真结果表明对于给定的控制性能, 该控制系统的性能得到显著地提高。

当 PID 控制器的输出为饱和的时候, 饱和现象出现会导致系统性能下降。文献[20]在 PI 平面上分析积分饱和, 提出一个新的抗饱和 PID 控制器。由于 PID 控制器的输出饱和时, 积分状态的稳态值是可以预测的, 当 PID 控制器开始在一个线性范围内工作时, 将这个稳态值作为积分状态的初始值。仿真和实验结果证明, 该抗饱和策略比传统的抗饱和策略性能更优。

2. 鲁棒算法

实际运行的工程系统或多或少都会受到不确定性的影响，由于工作状况变动、外部干扰以及建模误差的缘故，实际工业过程的精确模型很难得到，而系统的各种故障也将导致模型的不确定性，从而使得所设计的控制器往往难以达到预期的性能指标，而鲁棒控制在某些程度上可以弥补这种不确定性， H_∞ 控制是较为成熟的方法。

针对永磁直线电机，文献[21-23]均使用 H_∞ 控制方法。文献[21]设计了一种具有强鲁棒性的速度控制器。首次提出了基于神经网络给定补偿的 H_∞ 控制策略，有效地克服了永磁直线电机参数变化及特有的端部效应等对系统的影响，提高了系统的性能指标。文献[22]则采用输出点混合灵敏度的方法，并将内模原理与 H_∞ 控制理论相结合设计了 H_∞ 速度控制器，为充分抑制负载阻力扰动，还设计了一个 H_∞ 负载扰动观测器，从而保证系统对干扰有良好的动态抑制作用并且无静态扰动误差。针对半导体焊线机中由直线电机驱动的 X-Y 定位平台，文献[23] 设计了一个基于 H_∞ 控制精密运动控制系统。该系统由一个级联的鲁棒反馈控制器构成，即一个内环速度控制器、一个外环位置控制器和一个自整定前馈补偿器。为了保证系统在存在较大共振不确定性和外部干扰的情况下仍然可以达到较高的跟踪性能，速度环控制器的设计采用了 H_∞ 控制技术。

永磁直线伺服系统具有高速、高响应和直接驱动等优点，但负载扰动、端部效应、非线性摩擦及系统参数变化会降低系统的伺服性能。针对这些不确定因素，文献[24] 提出一种将变结构控制和径向基函数神经网络(RBFNN)相结合的鲁棒跟踪控制策略。变结构控制具有快速响应和对不确定因素有不变性的优点，但是其“抖振”现象将影响直线伺服系统的平稳性和定位精度，采用径向基函数神经网络来模拟端部效应、参数变化、摩擦和外部负载等不确定因素，引入带死区的目标函数以缩短学习过程。通过 RBFNN 的补偿控制来减弱“抖振”输入的程度，进一步提高系统的稳态精度。

齿槽力是直线电机驱动系统中一个重要的干扰源。在高速直线电机驱动的商业龙门平台上，文献[25, 26]研究了对补偿齿槽力补偿的问题。文献[25]提出了一种基于非连续映射的期望补偿自适应鲁棒轮廓控制器。有效的解决三个问题：多轴的协调运动控制、齿槽力的补偿和速度测量噪声。文献[26]采用的也是基于非连续映射的期望补偿自适应鲁棒轮廓控制器。该文的特点是，基于各种非线性齿槽力的特定结构，设计了由未知权

重描述的已知结构基函数组成的力模型,该模型被用于近似逼近带有近似误差的未知非线性齿槽力。

死区特性是电机系统中存在一种严重非线性特性。文献[27]将用于带有未知死区输入非线性系统的综合直接/间接自适应鲁棒控制与期望补偿控制策略结合起来,设计了高性能的运动控制器,以解决精密定位系统中的未知死区特性。

3. 自适应算法

在制造业中有越来越多的高精度运动控制系统的应用,例如超精密加工、小元件和微型器件的组装等。在各种影响精密运动的因素存在的情况下,要保证系统的高精度是非常困难的。比如驱动系统中的摩擦和干扰、机械的缺陷和控制模型中存在的问题,标准的 PID 型伺服控制算法很难达到所需的精度。

文献[28]通过一个包含衡量系统性能的评价元素的神经网络来对摩擦进行辨识,然后利用 Lyapunov 稳定性理论,推导出了一种称为“增强型的自适应学习”的权重自适应律。该控制测量可广泛应用于各类机械系统中。针对直线电机中的摩擦力和力纹波,文献[29]提出了一种鲁棒自适应的补偿方法。该方法适用于超精密定位应用场合。补偿算法包括一个 PID 控制器和一个估计摩擦和力纹波的自适应控制器。自适应控制器根据主输入和输出信号不断调节。针对动态摩擦力,文献[30]提出了一种改进的 LuGre 模型来描述动态摩擦,并采用非线性观测器来估计动态摩擦力的不可测状态,而在线的自适应律则用来降低参数不确定效应。最终,设计了一种基于非连续的投影的自适应鲁棒控制器来克服动态摩擦力的影响。

文献[31, 32],分别采用了自适应鲁棒控制和自适应神经网络控制的方法来控制永磁同步电机。针对两轴运动控制系统,文献[33]提出了一种区间 type-2 模糊神经网络

(IT2FNN)的自适应控制器。兼有区间 type-2 模糊逻辑和神经网络优点的 IT2FNN 被用于逼近未知的动态方程。基于 Lyapunov 稳定性理论,自适应学习算法则被用于在线训练 IT2FNN 的参数。此外,还设计了一个鲁棒补偿器来补偿不确定,如最小重建误差、最优参数向量和泰勒级数的高阶项等。

4. 变结构算法

滑模控制是一类典型的变结构控制器,本质上是一类特殊的非线性控制,且非线性表现为控制的不连续性。由于滑动模态可以进行设计且与对象参数及扰动无关,这就使得滑模控制具有快速响应、对应参数变化及扰动不灵敏、无需系统在线辨识、物理实现简单等优点。另外由于系统的特性和参数只取决于设计的切换超平面而与外界干扰没有

关系,所以滑模变结构控制具有很强的鲁棒性,能够克服系统的不确定性,对于干扰和未建模动态具有很强的鲁棒性,尤其是对非线性系统的控制具有良好的控制效果。

文献[34]采用状态反馈线性化方法来实现永磁直线同步电动机(PMLSM)模型的精确线性化和动态解耦,利用非线性坐标变换和非线性反馈将系统解耦成独立的线性电流子系统和速度子系统,通过扩展滑模观测器来实现对所需要的定子速度、加速度和负载扰动的鲁棒观测,并利用 Lyapunov 理论对由反馈线性化和滑模观测器构成的非线性闭环系统的稳定性进行了证明,仿真结果表明该方案使 PMLSM 伺服系统具有良好的鲁棒速度跟踪性能。文献[35]提出了一种新型永磁(PM)的直流电动机驱动器的速度/位置控制方法。基于二阶滑模控制(SMC)算法提出了一个级联控制策略,能使电机和负载参数在有较大的不确定性情况下仍然具有精确跟踪性能和鲁棒性能。文献[36]先设计了一个滑模观测器,通过测量定子电流来估计速度、磁通量和负载转矩,然后再设计了一个基于电流的磁场定向滑模控制器,来控制估计速度和磁通量跟踪期望的参考。文献[37]提出了一种基于计算力矩的两轴运动控制系统的鲁棒模糊神经网络滑模控制器。该控制方法考虑了两轴之间的耦合干扰,可显著地提高轮廓轨迹跟踪性能。文献[38]针对的六相感应机缺相情况下的故障模式。采用了滑模控制和模糊逻辑两种方法来解决此故障问题,虽然从理论上来看,这两种控制策略是完全不同,但实验结果证明都可消除缺相的故障问题。

滑模控制常被用于设计观测器,用于估计电机的速度、加速度或者是摩擦的模型参数等。文献[39]研究了步进电机在包含参数不确定性和负载转矩扰动时的鲁棒控制问题。为了节省硬件成本,不用速度计和加速度计,设计了一个二阶滑模观测器来估计速度和加速度。然后,基于三阶滑模控制的进化算法使系统准确地跟踪期望的角电机位置。文献[40]则设计了自适应滑模观测器来对永磁同步电机的速度进行估计,然后设计了非线性的滑模速度控制策略。而文献[41]为带有摩擦的伺服驱动器设计了一种基于新型滑模观测器的自适应控制器。滑模观测器用来估计用 LuGre 模型描述的摩擦内部状态。

变结构控制在理论上虽然只要不确定性扰动因素有界就可以通过适当的变结构控制作用使系统在有限时间内达到指定的切换面,从而实现滑动模控制。但是,实际系统中由于切换装置不可避免地存在惯性,变结构系统在不同逻辑中来回切换,因而导致实际滑动模不是准确地发生在切换面上,容易引起剧烈“抖动”。这阻碍了滑模控制在实际系统中的应用,为了减弱“抖振”,许多学者做了改进。文献[42]和文献[24]均针对抖振现象做了控制器的改进。文献[42]利用模糊逻辑消除传统 SMC 的“抖动”现象。而文

献[24]通过径向基函数神经网络来补偿滑模的“抖动”问题。

5. 迭代学习算法

迭代学习控制的适用对象是具有重复运动性质的被控系统，目标为有限区间上的完全任务跟踪。迭代学习控制采用不断从前一个迭代周期中学习的策略，具有记忆和修正机制。迭代学习控制以输出轨迹与期望轨迹的偏差修正不理想的控制信号，以产生新的控制信号使得系统的跟踪性能得以提高。由于迭代学习不需要准确的被控对象模型，对具有较强非线性耦合、较高的位置重复精度和高精度跟踪控制要求的动力学系统有着非常重要的意义。因此，也常常被用于高速高精度的机电系统和定位平台控制中。

文献[43]提出了一种时间-频率自适应迭代学习控制器来驱动高精度的运动系统。该自适应迭代学习控制的特点是，用时变的滤波器来替代定点的鲁棒滤波器，从而在一定程度上可以抑制不可重复的扰动和噪声。文献[44]把迭代学习控制用于补充龙门电机平台的动态误差，提高系统的跟踪精度。文献[45]针对点到点的运动特性，在频率域中设计了一种新型的迭代学习控制算法，可以跟踪满足点到点输出条件限制的任意参考轨迹。文献[46]采用范数最优的方法设计了一种最优学习滤波器，并通过时变权重矩阵引入了一个附加维度。该附加维度使得在设计最优控制器的时候，把轨迹、位置相关的系统动态以及时变的随机扰动等都考虑了进去。针对系统中可重复扰动和不可重复扰动同时存在的问题，文献[47]在频率域中引入了可重复信号与不可重复信号功率比的概念。设计了迭代学习前馈控制策略，可以有效的抑制不可重复扰动的影响，并成功应用于纳米级的精密运动平台中。文献[48]则通过引入“基本任务 (basis task)”的概念来定义一组重复的运动。然后用迭代学习控制对这组“基本任务”进行训练，从而得到相应的输入信号。该新型的迭代学习控制算法，可以有效的解决期望轨迹或动态系统在每个迭代周期必须一致的问题。

在电机控制系统中，迭代学习控制也是减少转矩纹波和速度纹波的有效方法^[49-52]。文献[49]采用迭代学习的方法来给定每相的电流波形和跟踪这些电流波形定子线圈所需的电压，从而有效的减少开关磁阻电机的转矩纹波。文献[50]分别从时域和频域研究了减少速度纹波的迭代学习算法。通过一个 PI 速度控制器与迭代学习控制相结合的方法，有效的减小了永磁同步电机的周期性的速度纹波。文献[51,52]都采用了迭代学习的方法，分别用来减小永磁同步电机和开关磁阻电机的转矩误差。

6. 其它算法

除了上述所提及的控制算法，还有神经网络算法^[53]、零相误差跟踪控制^[54]、输入整

形技术^[55]等等被用于高速高精度的运动控制中。

1.3.2 回滞控制研究现状

各种智能材料被广泛应用于超高精度的运动平台中。如前所述，压电材料具有正向和反向的压电特性，因此位移精度高，且具有高频的工作能力、重量轻等特性。磁滞伸缩材料则具有推力大、输出功率高等特性。形状记忆合金一般工作在低频，具有较大的功率密度。但是这些材料中存在着回滞和其他一些非线性特性，严重影响系统的定位精度，从而限制智能材料的应用，因此，削弱或抑制回滞效应已成为超高精密定位中研究的重点。下面在介绍回滞模型的基础上，详细阐述回滞控制的研究现状。

1. 回滞模型

回滞现象中的回滞特性无法通过状态关系表示，系统的输出不仅与当前的输入有关系，而且还依赖与运动的历史状态，具有一定的非局部记忆性，因此，回滞特性不能通过简单的状态空间描述，而是需要更加复杂的数学表达。回滞现象的输入和输出之间具有多值性，即对相同的输入 $x(t)$ ，其输出 $y(t)$ 可以为多值，即输出 $y(t)$ 从某初始时刻 t_0 开始，不仅依赖于输入 $x(t_0)$ ，还依赖于系统以前的状态。两个与时间相关的标量之间的关系，不能通过单值函数来表示，两者之间存在回环的形式。

例如在某压电陶瓷致动器的输入端加一个正弦信号 v ，如图 1-1 所示。如果是线性关系的话，那么，其期望的输出特性 w 应该也是一个正弦信号。但是，由于回滞现象的存在，其实际的输出特性 w ，如图 1-2 所示，其输出的特性变差，其输入与输出之间的特性如图 1-3 所示。

如图 1-3 所示，当输入上升或下降时，相同的输入值其对应的输出值不一定相同，还需要根据系统中输入是上升状态还是下降状态来决定其输出值的大小。这也正是回滞与其他非线性现象相异之处。

对回滞特性的建模，从 19 世纪开始，已经有很多学者致力于这方面的工作。最常用的回滞模型主要有两大类：基于算子的模型和基于微分方程的模型。基于算子的回滞模型主要包有 Preisach 模型^[56-59]、Krasnosel'skii-Pokrovskii (KP) 模型^[56,57]和 Prandtl-Ishlinskii (P-I) 模型^[58,59]等；基于微分方程的回滞模型主要有 Duhem 模型^[60]、Bouc-Wen 模型^[57]和 Jile-Atherton 模型^[61-62]等。本文主要研究的回滞对象为 P-I 回滞和 KP 回滞模型，这两种回滞模型多用于描述压电陶瓷和形状记忆合金的回滞特性，是最为常

用的模型之一，其具体的特性将在后续的章节中详细介绍。

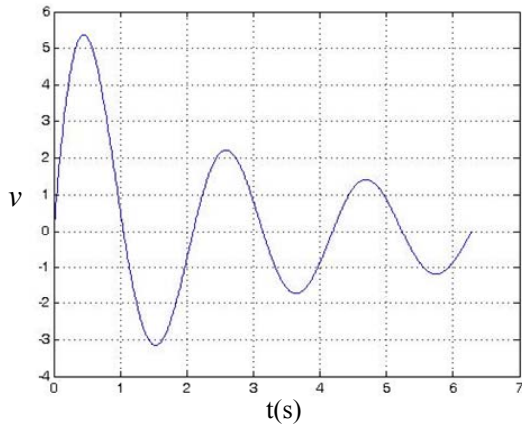


图 1-1 致动器输入

Fig. 1-1 Input of actuator

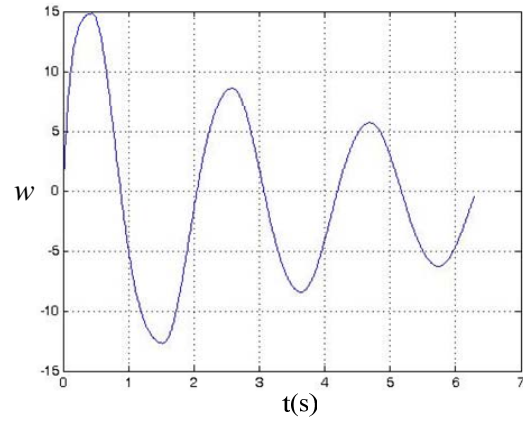


图 1-2 带有回滞的致动器输出

Fig. 1-2 Output of actuator with hysteresis

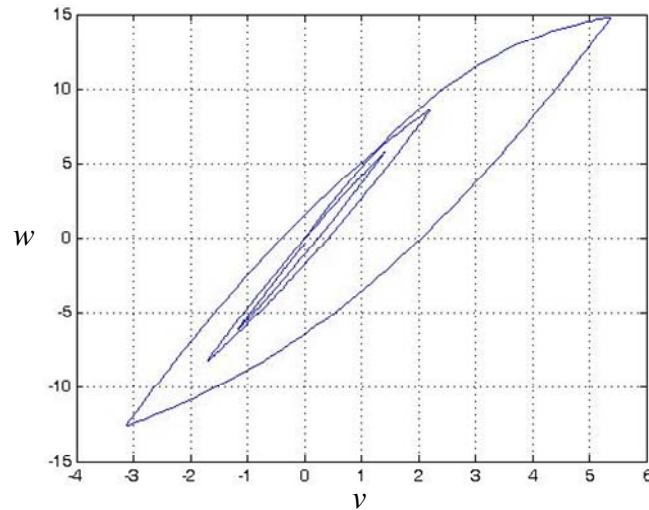


图 1-3 致动器的输入输出回滞特性

Fig. 1-3 Input/Output hysteresis for an actuator

2. 回滞控制方法

如果不考虑回滞的影响，那么可能造成驱动器响应的一个相位延迟^[63]，这将会影响系统的定位精度。在一些对精度要求不高的场合，可采用线性系统来表征。在特定场合下，采用一定的驱动方式可以在一定程度上削弱回滞现象。比如，文献[64]中，采用电荷驱动的方式对压电材料进行控制，可以明显削弱回滞现象。由于工业界对定位平台精度要求的提高，仅从材料的改进已经无法满足需求。因此，使得带有回滞特性的控制系

统成为一个研究的热点。带有回滞的控制主要有两类结构，一类是回滞与控制系统串联，其结构如图 1-4 所示，回滞特性用 Hysteresis 表示，回滞的输入与输出之间的多值性直接作用于系统或装置。另一类是回滞于控制系统并联，其结构如图 1-5 所示。

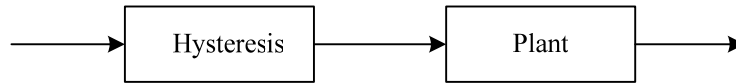


图 1-4 串联回滞系统

Fig. 1-4 Cascade hysteresis systems

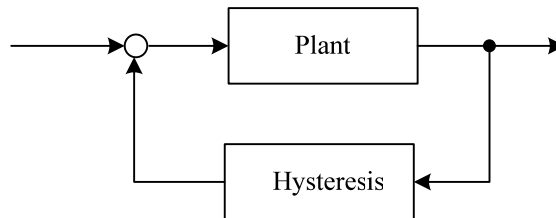


图 1-5 并联回滞系统

Fig. 1-5 Parallel hysteresis systems

对于带有回滞的串级控制系统，为了实现对回滞有效地抑制和削弱，一种通用的有效方法是，将回滞模型与控制方法相结合的控制策略。控制器的设计目标一般是让系统状态跟踪一个参考信号，同时要求所设计的控制器具有良好的鲁棒性。在对带有回滞的线性/非线性系统控制策略上主要有两种控制思想：其一，逆回滞补偿的控制方法；其二，不带逆回滞的控制方法。下面将详细介绍这两种控制方法。

(1) 逆回滞补偿控制方法

在带有回滞的线性/非线性系统前加上一个回滞的逆补偿，从而消除或削弱回滞的存在对系统性能的影响，如图 1-6 所示。一旦回滞的逆模型建立好以后，就可以把逆模型看成滤波器放在回滞被控系统之前来抵消回滞的影响，得到解耦的对象，然后再对该对象采用各种传统的控制方法和先进的控制策略进行控制。该方法要求回滞模型的逆补偿器在线实时计算。

逆补偿的回滞控制策略，最初由 Tao Gang 等人提出。在文献[65]中，Tao Gang 教授采用分段线性化的方法构造一个回滞模型，在此基础上设计了该回滞的逆模型，然后将逆回滞模型与受控系统串联，这样逆回滞模型与回滞模型相抵消，系统的剩余部分

就成为线性的了。因此，可以像对待常规的控制系统一样来设计控制器了。此后，Tao Gang 教授又采用类似的方法，用两个非线性环节来描述回滞，一个用在输入部分，一个用在输出部分，同时，还将此类控制器设计思路推广到非平滑非线性系统，例如在输入输出带有死区(dead-zone)^[66]和间隙(backlash)^[67, 68]的非线性系统的自适应控制中。

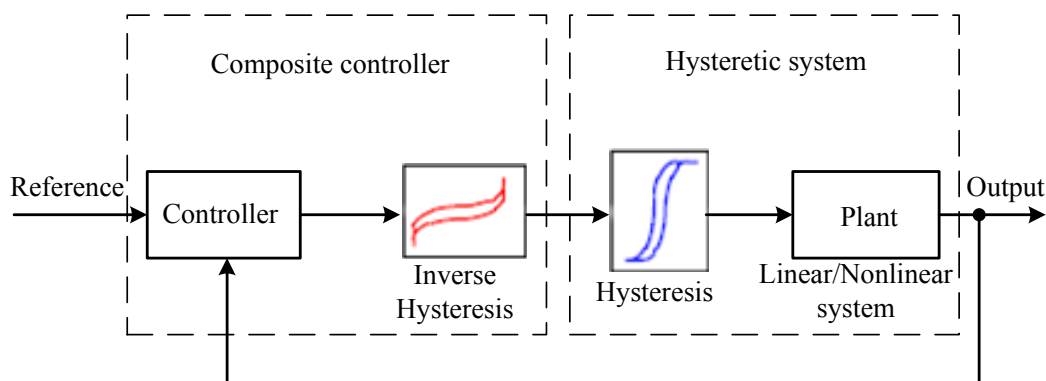


图 1-6 逆回滞补偿控制方法

Fig. 1-6 Inverse compensation scheme for hysteresis systems

Zhou Jing 等人采用光滑逆函数来补偿 Dead-zone 和 Backlash 非线性特性^[69,70]。该光滑逆函数可避免由于非光滑逆补偿引起的抖动(chattering)现象。在文献[69, 70]中，引入光滑的逆函数分别对死区和间隙非线性进行补偿。光滑逆函数的引入可以有效的避免非平滑逆设计中所产生的抖动问题。此外，很多学者在表征铁磁体中的回滞模型基础上，将其模型表征应用到智能材料中的回滞特性中，这一工作在近十几年间迅速发展起来，文献[71]中分析 P 算子和 KP 算子作为描述回滞的 P 模型，证明了其逆的存在性，并在此理论基础上设计逆回滞补偿器。文献[72]就输入带有继电(relay)特性的回滞的单输入单输出规范线性系统，其控制策略就是在输入端添加积分控制器来补偿 relay 回滞的影响，并保证系统闭环指数稳定和有良好的跟踪特性。

近年来，复杂回滞模型的自适应补偿问题受到了极大的关注^[73-75]。文献[73]设计了一种新的逆补偿策略来消除用 Preisach 模型描述的复杂回滞和蠕动非线性的影响。该策略的特点是能消除非对称分支的回滞模型对系统的影响。文献[74]采用自适应逆的方法来补偿 Prandtl-Ishlinskii (P-I) 回滞和蠕动非线性的影响。该方法无须任何的 P-I 模型的先验信息，未知的回滞模型参数通过最小二乘的方法在线辨识。然而，在文献[73,74]中，都假设回滞的输出是可以观测的。文献[75]中，近似离散 Krasnosel'skii-Pokrovskii(KP)回

滞逆模型被引入来消除回滞带来的影响。结合模型参考的控制方法和梯度自适应逆回滞方法，带有输入回滞的线性系统的跟踪问题得到了有效的解决。然而，KP 模型的近似逆算子只能部分的消除输入回滞的影响。因此，复杂回滞模型的逆补偿问题仍然是一个具有挑战的问题。

（2）不带回滞逆的控制方法

第二种控制策略就是不加逆回滞对回滞进行补偿，而是直接在控制器设计的过程中考虑回滞的存在，对表征回滞的参数在线估计，从而抑制回滞的影响。其框图如图 1-7 所示。该控制方法的核心思想是：把回滞分解成一个线性项和一个有界的非线性项，然后把有界非线性项作为扰动项来处理，使之可以应用自适应控制、鲁棒控制、神经网络等现代控制理论来设计控制器。

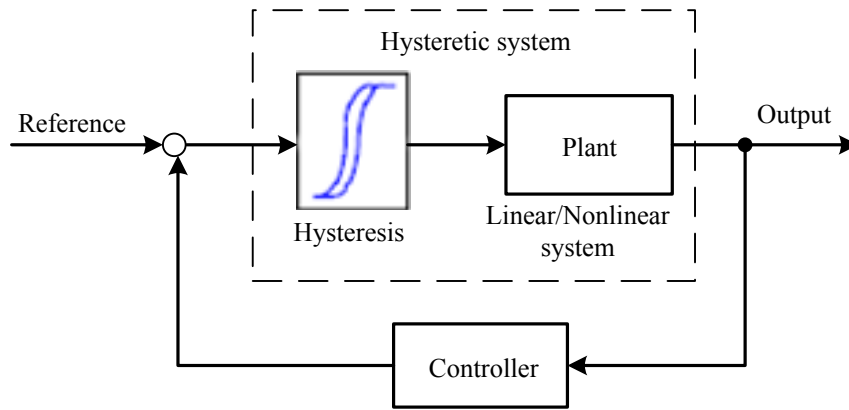


图 1-7 不带逆回滞控制方法

Fig.1-7 Control scheme without inverse hysteresis

最初，此种控制策略用在带有死区的非线性系统控制器设计中^[76-78]，文献[76]中分析了死区模型及其属性，给出了模型参考自适应控制器设计策略，并证明了系统的稳定性，文献[77]将反步设计方法应用到了一类带有死区的非线性系统的控制器设计当中，采用 **backstepping** 设计方法保证了系统全局稳定性并保证其瞬态跟踪误差指数衰减到零。同样，针对带有间隙的系统，在文献[78]中提出 **Backlash-like** 模型，不同于传统的表示函数，而是采用微分方程的形式来表征 **backlash** 特性，**Backlash-like** 模型将间隙特性分解成为一个线性的部分和一个不确定的非线性部分。采用自适应控制器设计方法对不确定部分在线估计，从而消除 **backlash** 存在造成的影响。

近年来, Su ChunYi 等人把该方法应用于经典的 Prandtl-Ishlinskii 回滞模型^[79]及广义的 Prandtl-Ishlinskii 回滞^[80]中, 取得很好的控制效果。基于 Su 的方法, Ren Beibei^[81]等人采用神经网络的方法来处理一类带有时变时滞和 Prandtl-Ishlinskii 回滞输入的非线性系统, 最后证明了闭环系统的全局一致有界。然而, 对于基于算子一类的回滞非线性, 除了 Prandtl-Ishlinskii 回滞模型外, 很难把回滞模型分解成一个线性项和一个有界项之和。因此, 该方法在处理基于算子的一类回滞非线性有其一定的局限性。

此外, 随着神经网络等智能控制策略的发展, 将模糊控制和神经网络控制应用到回滞系统的控制当中, 将多种先进控制方法的综合也是目前对带有回滞的非线性系统控制的一个研究方向^[82-85]。例如文献[84]针对一类单输入的带有未知回滞的非线性系统, 提出了一种基于神经网络的滑模控制策略。用神经网络模型来表征回滞特性, 相对于用 Preisach 模型表征的回滞特性, 该种控制策略能够更加容易实现在线调节来适应运行状态的变更。仿真结果表明其控制效果优越于 PID 控制。

1.4 课题来源

本课题来源于国家自然科学基金(60835001)“面向精密电子组装生产线的关键视觉检测与优化控制问题”和广东省教育部产学研重大专项(2009A090100027)“高端全自动表面贴装成套装备研发及产业化”。

1.5 本文主要研究内容

本文主要就集成电路制造、测试、精密封装、组装过程中宏/微两级驱动高速高精度定位系统中的直线电机高速高精度控制技术以及消除影响多功能材料精密定位的回滞现象的控制策略进行研究。

本文的主要内容如下:

第一章主要介绍了高速高精度精密定位平台的研究背景、现状和意义, 分析了宏/微两级驱动高速高精度定位平台的关键问题, 并就直线电机平台的控制策略和消除回滞的控制策略进行了详细的阐述。最后, 介绍了本研究的课题来源及主要研究内容。

第二章主要介绍了设计迭代学习控制器和回滞控制所涉及的数学概念及稳定性分析所用到的 Lyapunov 定理和 La Salle 不变集定理。

第三章研究了带有初始状态误差的一类参数不确定线性离散的鲁棒单调收敛单调迭代学习控制问题。学习律采用 P 型 ILC。通过引入一个简单的二次性能指标函数, 得

到一个由 LMI 表示的鲁棒单调收敛的充分条件。最后，通过基于直线电机平台模型的仿真和平台的实验，证明该方法的有效性。

第四章针对封装组装过程中设备重复点对点的高速运动的特点，设计了增益规划+A-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器的增益规划来提高系统的快速性以及抑制不可重复的外界干扰进行抑制，而用 A-ILC 来对负载可重复的干扰进行补偿。最后，通过实验验证了该控制方法的有效性。

第五章针对带有未知 Prandtl-Ishlinskii (P-I) 复杂回滞模型驱动的一类不确定非线性系统，通过反步递推的设计方法，设计了一种自适应逆控制的策略来消除回滞的影响。首先，把连续的 P-I 回滞模型分解成一个离散的 P-I 算子和一个有界的误差项。然后，建立一个自适应逆 P-I 算子来补偿 P-I 回滞效应，而近似逆补偿引起的误差则通过自适应律在线估计。接着，设计了两种自适应控制器：第一种控制器保证闭环系统是一致有界的；第二种控制器可保证闭环系统是全局稳定的。该控制策略特别适合于处理基于算子的回滞补偿。仿真结果证明了该控制策略的有效性。

第六章针对带有未知 KP 输入回滞的一类非线性系统，研究该系统的逆回滞补偿问题。为了克服解析逆回滞模型难获取的困难，引入了伪回滞逆模型来补偿回滞现象。而由伪逆补偿引起的误差则由自适应控制在线估计。同时，为了克服符号函数引起的抖动问题，双曲正切函数被引入到自适应控制器中。通过稳定性分析，可知闭环系统是一致有界的。最后，仿真结果证明了该控制策略的有效性。

1.6 本章小结

本章对论文课题进行了调研，介绍了高度高精度精密定位平台的研究背景、现状和意义，分析了宏/微两级驱动高速高精度定位平台的关键问题，并就直线电机平台的控制策略和消除回滞的控制策略进行了详细的阐述。最后，介绍了本研究的课题来源及主要研究内容。

第二章 数学基础

2.1 引言

本章主要介绍迭代学习控制分析方法所用到的线性矩阵不等式概念和几个基本的定理^[86-88]，以及在对系统进行稳定性分析过程中用到的 Lyapunov 稳定性原理和 La Salle 不变性原理^[89, 90]。这些概念和定理为研究直线电机控制策略和消除回滞效应等问题提供了理论基础。

2.2 LMI 方法

由于线性矩阵不等式（LMI）的优良性能以及数学规划和解法的突破，特别是内点法的提出以及 MATLAB 软件中 LMI 工具箱的推出，使得 LMI 这一工具在控制系统的分析和设计中得到广泛的重视和应用。

2.2.1 LMI 的一般表示

一个线性矩阵不等式是具有形式

$$F(x) = F_0 + x_1 F_1 + \cdots + x_m F_m < 0 \quad (2-1)$$

的一个表达式。其中 x_1, \dots, x_m 是 m 个实数变量，称为 LMI (2-1) 的决策变量，而 $x = (x_1, \dots, x_m)^T \in R^n$ 是由决策变量构成的向量，称为决策向量， $F_i = F_i^T \in R^{n \times n}$ ， $i = 0, 1, \dots, m$ 是一组给定的实对称矩阵。

在许多控制问题中，变量以矩阵的形式出现。例如 Lyapunov 矩阵不等式

$$F(X) = A^T X + XA + Q < 0 \quad (2-2)$$

其中： A ， $Q = Q^T \in R^{n \times n}$ 是给定的常数矩阵， $X = X^T \in R^n$ 是未知矩阵变量，因此该矩阵不等式是一个矩阵。设 E_1, E_2, \dots, E_M 是 $S^n = \{M : M = M^T \in R^{n \times n}\}$ 中的一组基，则对任意对称矩阵 $X = X^T \in R^n$ ，存在 x_1, \dots, x_m ，使得 $X = \sum_{i=1}^M x_i E_i$ 。因此

$$F(X) = F\left(\sum_{i=1}^M x_i E_i\right) = A^T \left(\sum_{i=1}^M x_i E_i\right) + \left(\sum_{i=1}^M x_i E_i\right) A + Q$$

$$= Q + x_1(A^T E_1 + E_1 A) + \cdots + x_m(A^T E_m + E_m A) < 0 \quad (2-3)$$

这样, Lyapunov 矩阵不等式 (2-2) 就写成了 LMI 的一般形式 (2-1)。

2.2.2 标准 LMI 问题

本小节中介绍在后续章节中要用到的一类 LMI 的可行性问题。在 MATLAB 的 LMI 工具箱中给出了这类问题的求解器。我们假设 F 是对称的矩阵仿射函数。

LMI 的可行性问题: 对给定的 LMI, $F(x) < 0$, 检验是否存在 x , 使得 $F(x) < 0$ 成立的问题称为一个 LMI 的可行性问题。如果存在这样的 x , 则该 LMI 问题是可行的, 否则这个 LMI 是不可行的。

2.2.3 关于 LMI 的结论

(1) Schur 补

考虑一个矩阵 $S \in R^{n \times n}$, 将 S 分块表示为

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

其中, $S_{11} \in R^{r \times r}$, $r < n$ 。假定 S_{11} 是非奇异的, 则 $S_{22} - S_{21}S_{11}^{-1}S_{12}$ 称为 S_{11} 在 S 中的 Schur 补。

定理 2-1 对给定的对称矩阵 $S = S^T = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$, 其中 $S_{11} \in R^{r \times r}$ 。以下三个条件是等价的:

- (a) $S < 0$;
- (b) $S_{11} < 0$, $S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0$;
- (c) $S_{22} < 0$, $S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$ 。

定理 2-2 给定合适维数矩阵 W , L , V , 假定 W , V 为正定对称矩阵。则

$$L^T V C - W < 0$$

的充要条件是

$$\begin{bmatrix} -W & L^T \\ L & -V^{-1} \end{bmatrix} < 0$$

或

$$\begin{bmatrix} -V^{-1} & L \\ L^T & -W \end{bmatrix} < 0. \quad (2-4)$$

(2) 关于时变结构不确定性的不等式

定理 2-3 给定合适维数矩阵 $Q = Q^T$, H , E , 对任意满足 $F^T F \leq I$ 的 F 使

$$Q + HFE + E^T F^T H^T < 0 \quad (2-5)$$

的充分必要条件是存在 $\varepsilon > 0$, 使得

$$Q + \varepsilon HH^T + \varepsilon^{-1} E^T E < 0 \quad (2-6)$$

2.3 迭代学习控制理论常用定义和定理

本小节主要介绍用于经典迭代学习控制理论中常用的定义、引理和定理。

定义 2-1 函数 $b(t)$ 的 λ -范数定义为:

$$\|b(t)\|_\lambda = \sup_{t \in [0, T]} e^{-\lambda t} \|b(t)\|$$

式中, λ 为正常数。

定义 2-2 函数 $b(t)$ 的 ∞ -范数定义为:

$$\|b(t)\|_\infty = \sup_{t \in [0, T]} \|b(t)\|$$

式中, λ 为正常数。

注意到, λ -范数和 ∞ -范数是等价的, 因为 $\|b(t)\|_\lambda \leq \|b(t)\|_\infty \leq \|b(t)\|_\lambda e^{\lambda T}$ 。

引理 2-1 设 $u(t)$ 、 $v(t)$ 为区间 $[0, T]$ 上的非负连续函数, 且存在非负常数 N , r 使得

$$u(t) \leq N(r + \int_0^t v(s) ds) + N \int_0^t u(s) ds,$$

则

$$u(t) \leq Nre^{Nt} + N \int_0^t e^{N(t-s)} v(s) ds.$$

在引理 2.1 中, 若取 $v(t) \equiv 0$, 则有以下引理。

引理 2-2 (Bellman-Gronwall 引理) 设 $u(t)$ 、 $c(t)$ 和 $a(t)$ 是 $[0, T]$ 上的实值连续函数, 且

$a(t)$ 在 $[0, T]$ 上非负, 如果

$$u(t) \leq c(t) + \int_0^t a(\tau) u(\tau) d\tau + N \int_0^t u(s) ds, \quad t \in [0, T]$$

则有

$$u(t) \leq c(t) + \int_0^t a(\tau) u(\tau) e^{\int_0^t a(\sigma) d\sigma} d\tau, \quad t \in [0, T],$$

此外, 如果 $c(t)$ 在 $[0, T]$ 上又是单调非减的, 那么

$$u(t) \leq c(t) e^{\int_0^t a(\tau) d\tau}, \quad t \in [0, T].$$

定理 2-4 假定算子 $Q: C_r[0, T] \rightarrow C_r[0, T]$ 满足:

- (i) $\|Q(x)(t)\| \leq M(q + \int_0^t \|x(s)\| ds), \quad \forall x \in C_r[0, T], \quad t \in [0, T],$
- (ii) $\|Q(x)(t) - Q(y)(t)\| \leq M \int_0^t \|x(s) - y(s)\| ds, \quad \forall x, y \in C_r[0, T], \quad t \in [0, T].$

其中, M, q 为非负数, 则有如下两个结论:

- (1) $\forall y \in C_r[0, T]$ 存在唯一的 $x \in C_r[0, T]$, 使得

$$x(t) + Q(x)(t) = y(t), \quad \forall t \in [0, T],$$

- (2) 定义算子 $\bar{Q}: C_r[0, T] \rightarrow C_r[0, T]$ 为

$$\bar{Q}(y)(t) = Q(x)(t), \quad \forall y \in C_r[0, T],$$

其中 $x \in C_r[0, T]$ 是由 (1) 定义的唯一解。则存在 $M_1 > 0$, 使得

$$\|\bar{Q}(x)(t)\| \leq M_1(q + \int_0^t \|y(s)\| ds).$$

2.4 动态系统的稳定性分析

稳定性问题是我们在设计系统时最为关心的问题之一。动态系统的稳定性问题的研究有着悠久的历史。Torricelli 早在 17 世纪就提出了所谓“最小总能量”法则, 认为一个系统如果有一个(局部)最小总能量点, 那它就在这个点是稳定平衡的。在 18 世纪中期, Laplace 和 Lagrange 将 Torricelli 法则又推进一步。他们指出, 如果一个系统是保守的(即其总能量恒定, 包括动能和势能), 则对应于零动能和最小势能的状态就是一个稳定平衡点。19 世纪末, Lyapunov 通过对 Poincare 提出的流体旋转的稳定构形问题的研究, 提出了运动稳定性问题的一般理论和方法。20 世纪 50 年代以来, LaSalle 等又将 Lyapunov 稳定性理论推广到一般动力学系统, 提出了所谓的不变性原理, 为解决非线性系统的运动稳定和渐近特性提供了更有力的分析工具。

Lyapunov 提出了两种研究稳定性问题的方法。Lyapunov 第一方法又称 Lyapunov 间接法, 属于小范围稳定性分析方法。第一种方法通过寻求描述系统运动规律的微分方程的解或特解, 以级数形式将它表示出来, 进而研究其稳定性问题。第二种方法则不需要考虑微分方程解的具体形式, 而仅借助于一个所谓的 Lyapunov 函数及根据该函数沿系统的导数符号来直接判断稳定性, 通常称之为 Lyapunov 直接法。

本节将介绍有关 Lyapunov 意义下的各种稳定性概念, 并给出有关的稳定性判断条件。其次, 介绍 LaSalle 的不变性原理。

2.4.1 稳定性概念

考虑系统

$$\dot{x} = f(x, t), \quad x(t_0) = x_0 \quad (2-7)$$

式中, $x \in R^n, t \geq 0$ 。如果式 (2-7) 中 $f(x, t)$ 不显式依赖于 t , 则称该系统为自治系统或者时不变系统。如果 $f(x, t) = A(t)x$, 其中, $A(\cdot): R_+ \rightarrow R^{n \times n}$, 则称该系统为线性系统, 否则称为非线性系统。我们假设 $f(x, t)$ 对 t 是分段连续的, 也就是说在任何一个紧集内仅有有限个不连续的点。记 B_h 为以 0 为圆心, h 为半径的球; 如果某性质对球 B_h 中所有的 x_0 成立, 则称它是局部的; 如果某性质所有的 $x_0 \in R^n$ 都成立, 则称它是全局的; 如果某性质对任意 h 及所有 $x_0 \in B_h$ 成立, 则称它是半全局的; 如果某性质对所有的 $t_0 \geq 0$ 都成立, 则称它是一致的。

定义 2-3 如果式 (2-7) 中对所有的 $t \geq 0$ 满足 $f(x^*, t) \equiv 0$, 则称 x^* 是一个平衡点。

如果 $f(x, t) \equiv 0$ 对 x 是 Lipschitz 连续的, 即对某一 $h > 0$ 存在 $l \geq 0$, 满足下列条件

$$|f(x_1, t) - f(x_2, t)| \leq l|x_1 - x_2| \quad (2-8)$$

那么, 对所有的 t , $x(t) \equiv x^*$ 就被称为平衡解。

如果 $x = 0$ 是式 (2-7) 的平衡点, $f(x, t)$ 满足 Lipschitz 条件式 (2-8) 且对 t 是分段连续的, 只要式 (2-7) 的解 $x(t)$ 在球 B_h 内, 则解 $x(t)$ 必具有下列上下约束界限:

$$|x_0|e^{l(t-t_0)} \geq |x(t)| \geq |x_0|e^{-l(t-t_0)} \quad (2-9)$$

定义 2-4 (Lyapunov 意义下的稳定性) 如果对所有的 $t_0 \geq 0$ ，及任给 $\varepsilon > 0$ ，总存在 $\delta(t_0, \varepsilon)$ 满足

$$|x_0| < \delta(t_0, \varepsilon) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon, \quad \forall t \geq t_0 \quad (2-10)$$

其中， $x(t)$ 是式 (2-7) 在 t_0 初始状态为 x_0 的解，则称平衡点 $x = 0$ 是稳定的。如果 $\delta(t_0, \varepsilon)$ 不依赖于 t_0 ，则称平衡点 $x = 0$ 是一致稳定的。

定义 2-5 (渐近稳定性) 如果式 (2-7) 的平衡点 $x = 0$ 是稳定的，且是吸引的，即对所有的 $t_0 \geq 0$ ，存在 $\delta(t_0)$ 使得

$$|x_0| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |x(t)| = 0$$

则称平衡点 $x = 0$ 是渐近稳定的。

定义 2-6 (一致渐近稳定性) 如果式 (2-7) 的平衡点 $x = 0$ 是一致稳定的，且轨迹 $x(t)$ 一致收敛到 0，即存在 $\delta > 0$ 和函数 $\gamma(\tau, x_0): R_+ \times R^n \rightarrow R_+$ ，使得当 $x_0 \in B_\delta$ 时，有 $\lim_{t \rightarrow \infty} \gamma(\tau, x_0) = 0$ 及

$$|x_0| < \delta \Rightarrow |x(t)| \leq \gamma(t - t_0, x_0), \quad \forall t \geq t_0$$

则称平衡点 $x = 0$ 是一致渐近稳定的。

定义 2-7 (全局渐近稳定性) 如果式 (2-7) 的平衡点 $x = 0$ 是稳定的，且对于所有的 $x_0 \in R^n$ 都有 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ ，则称平衡点 $x = 0$ 是全局渐近稳定的。

定义 2-8 (一致渐近稳定性) 如果式 (2-7) 的平衡点 $x = 0$ 是全局渐近稳定的，且收敛到原点的轨迹对时间是一致的，即存在一个函数 $\gamma: R_+ \times R^n \rightarrow R_+$ ，使得

$$|x_0| \leq \gamma(t - t_0, x_0), \quad \forall t \geq t_0$$

则称平衡点 $x = 0$ 是全局一致渐近稳定的。

定义 2-9 (指数稳定性) 如果存在 $m, a > 0$ ，使得式 (2-7) 的解当 $t \geq t_0 \geq 0$ 时，对所有的 $x_0 \in B_h$ 都满足下列估计

$$|x(t)| \leq m e^{-a(t-t_0)} |x_0| \quad (2-11)$$

则称平衡点 $x = 0$ 是指数稳定的。如果式 (2-11) 对所有的 $x_0 \in R^n$ 成立，则称平衡点 $x = 0$

是全局指数稳定的。

2.4.2 Lyapunov 稳定性原理

定义 2-10 (K 类及 KR 类函数) 一个函数 $\alpha(\cdot): R_+ \rightarrow R_+$ 称为 K 类函数, 如果它连续、严格递增且 $\alpha(0) = 0$ 。如果再加条件 $\alpha(p) \rightarrow \infty$ (当 $p \rightarrow \infty$ 时), 则称函数 $\alpha(\cdot)$ 为 KR 类函数。

定义 2-11 (正定函数) 称一个连续可微函数 $V(x, t): R^n \times R_+ \rightarrow R_+$ 是局部正定函数 (l.p.d.f.), 如果对某一 $h > 0$ 和某一 K 类函数 $\alpha(\cdot)$ 成立

$$V(x, t) \geq \alpha(|x|), (\forall x \in B_h, t \geq 0); \text{ 且 } V(0, t) = 0$$

如果上式对某一 KR 类函数 $\alpha(\cdot)$ 及一切 $x \in R^n$ 成立, 则称 $V(x, t)$ 是正定函数 (p.d.f.)。

定义 2-12 一个连续函数 $V(x, t): R^n \times R_+ \rightarrow R_+$, 如果存在某一 K 类函数 $\beta(\cdot)$ 使得

$$V(x, t) \leq \beta(|x|), (\forall x \in B_h, t \geq 0)$$

则称它为具有无限小上界的函数。

Lyapunov 根据一个函数 $V(x, t)$ 是 p.d.f. 或 l.p.d.f., 且满足 $\dot{V}(x, t) \leq 0$ 来得到平衡点的稳定性。函数 $V(x, t)$ 对沿着系统 (2-7) 解的导数为:

$$\dot{V}(x, t)|_{(2-7)} = \frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial V(x, t)}{\partial x} f(x, t)$$

显然, $\dot{V}(x, t)|_{(2-7)}$ 就是 $V(x, t)$ 沿向量场 $f(x, t)$ 的李导数。假定原点就是我们所考虑的平衡点, 则有表 2-1 所列的 Lyapunov 定理。

表 2-1 Lyapunov 稳定性原理

Table 2-1 Lyapunov stability theory

$V(x, t)$ 的条件	$-\dot{V}(x, t)$ 的条件	结论
l.p.d.f.	≥ 0 (局部成立)	稳定
l.p.d.f. 且具无限小上界	≥ 0 (局部成立)	一致稳定
l.p.d.f. 且具无限小上界	l.p.d.f.	一致渐近稳定
p.d.f. 且具无限小上界	p.d.f.	全局一致渐近稳定

定理 2-5 (Lyapunov 指数稳定性定理) 假设 $f(x, t): R^n \times R_+ \rightarrow R^n$ 对 x 有连续的偏导数, 对时间 t 是分段连续的。如果存在一个函数 $V(x, t)$ 和某些常量 $h, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 > 0$, 对所有的 $\forall x \in B_h, t \geq 0$ 时下列条件成立:

$$(1) \alpha_1 |x|^2 \leq V(x, t) \leq \alpha_2 |x|^2;$$

$$(2) \dot{V}(x, t)|_{(2-7)} \leq -\alpha_3 |x|^2。$$

则式 (2-7) 的平衡点 $x = 0$ 是局部指数稳定的。

2.4.3 Lasalle 不变性原理

首先, 介绍几个基本概念。记 $x = \varphi(t, x_0, t_0)$ 是系统从 (t_0, x_0) 出发的解。

定义 2-13 (ω 极限集) 对于一个集合 $S \subset R^n$, 如果对任意 $y \in S$, 都存在一个时间序列 $t_n \rightarrow \infty$, 满足 $\varphi(t_n, x_0, t_0) \rightarrow y$, 则称该集合是解 $\varphi(\cdot, x_0, t_0)$ 的一个 ω 极限集。

定义 2-14 (不变集) 一个集合 $M \subset R^n$, 如果当 $y \in M, t_0 \geq 0$ 时有

$$\varphi(t, y, t_0) \in M, \quad \forall t \geq t_0$$

或者直观地说, 如果从区域 M 出发的解始终保持在该区域中, 则称它是一个不变集。

关于 ω 极限集, 有下列重要结论。

(1) 如果 $\varphi(\cdot, x_0, t_0)$ 有界, 则它的 ω 极限集是紧集, 且当 $t \rightarrow \infty, \varphi(t, x_0, t_0)$ 趋于它的 ω 极限集。

(2) 如果系统 (2-7) 是自治的, 集合 S 是其任何解的 ω 极限集, 则 S 是不变的。

对系统 (2-7) 是自治的情形, Lasalle 给出了下列重要定理。

定理 2-6 (Lasalle 不变性原理) 设 $V: R^n \rightarrow R$ 是连续可微的, 集合

$$\Omega_c = \{x \in R^n : V(x) \leq c\}$$

是有界的, 且对所有的 $x \in \Omega_c, \dot{V} \leq 0$ 。定义 $S \subset \Omega_c$ 为

$$S = \{x \in \Omega_c : \dot{V}(x) = 0\}$$

令 M 为 S 中最大的不变集。则对任何 $x_0 \in \Omega_c$, 当 $t \rightarrow \infty$ 时 $\varphi(t, x_0, 0)$ 必趋于 M 。

定理 2-7 (Lasalle 一般不变性原理) 假设式 (2-7) 的向量场 $f(x, t)$ 在一个半径为 r 的球域里对 x 是局部 Lipschitz 连续的, 对 t 是一致的。设存在 K 类函数 α_1, α_2 使得 $V(x, t)$ 满足

$$\alpha_1(|x|) \leq V(x, t) \leq \alpha_2(|x|)$$

及非正定函数 $\omega(x)$ 使得

$$\dot{V}(x, t) = \frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} f(x, t) \leq -\omega(x) \leq 0$$

则对所有 $|x(t_0)| \leq \alpha_2^{-1}(\alpha_1(r))$, 解 $x(\cdot)$ 有界且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \omega(x(t)) = 0$ 。

2.5 本章小结

本章主要介绍迭代学习控制分析方法所用到的线性矩阵不等式概念和几个基本的定理, 以及在对系统进行稳定性分析过程中用到的 Lyapunov 稳定性原理和 La Salle 一般不变性原理。

第三章 鲁棒单调收敛迭代学习控制

3.1 引言

对于不断重复工序任务的控制系统，迭代学习控制（ILC）是一种有效的改进系统性能的方法。ILC 控制器从前一个工序中“学习”有效的信息来改进下一个重复工序，以使得控制效果越来越好。这种方法由 Arimoto 教授在 1984 年首先提出，并应用于机器人控制系统^[91]。由于 ILC 控制方法的简单性和有效性，ILC 被广泛应用于各种实际系统中，例如，机器人系统^[92]、引线键合平台^[93, 94]、IC 晶圆制造^[95]和平板印刷机^[96]。

在 ILC 中，如文献[97]所述，有两个关键点一直是研究的热点问题。其一，鲁棒性，即带有系统不确定的控制系统的迭代学习控制。在 ILC 的研究初期，很多算法都是针对名义系统进行控制的。其二，单调收敛性。总所周知，很多的 ILC 算法都不是单调收敛的，尽管在实际应用中单调收敛性是非常重要的。对于名义系统的控制，已经有很多的研究成果^[98-101]。在文献[98]中，设计了 PD 型的迭代学习算法，该算法能保证系统跟踪误差的无穷模式单调收敛的。在文献[99, 100]中，super-vector 方法用来设计控制器，以满足跟踪误差的 2-范数是单调收敛的。在文献[101]中，基于参数最优化的迭代学习算法被用于求解 ILC 问题。以上的这些算法，在系统没有不确定性的情况，能满足系统误差的单调收敛。但是，在文献[98-101]中，主要的焦点都是分析名义系统和实际系统匹配的情况，而没有分析带有不确定性的情形。文献[102]指出，带有模型不确定性的收敛问题研究相对较少。为了处理模型的不确定，鲁棒技术被用于控制器的设计中。一些鲁棒控制方法，例如： μ -综合^[103]， H_∞ 方法^[104]被用于 ILC 的算法设计中。然而，这些鲁棒 ILC 方法都是在连续系统、且在时间域是无限的假定情况下设计出来的。在实际的控制系统中，商业的控制器和驱动器都是数字式的，而且控制任务也是需要有限的时间内完成，因此，实际上由 ILC 算法的控制对象都是工作在有限的时间内，而且是离散的。近年来，采用所谓的 super-vector 方法来设计迭代学习控制器，应用于带有 Markov 参数不确定离散系统^[105, 106]。在文献[107]中，应用时变 Q-滤波器方法，得到了迭代学习控制器的鲁棒单调性收敛条件。在文献[108]中，LMI 方法被用于处理不确定线性连续时延系统。但是，在文献[108]中，初始状态值是假定要满足标准的 ILC 复位条件，即初始状态必须每次都等于期望的初始状态。据我们所知，采用 LMI 的方法来处理带有非零状态误差的不确定性离散系统，以解决鲁棒单调收敛的 ILC 问题的研究工作还比较少。

本章主要研究直线电机平台轨迹跟踪的迭代学习控制策略。把电机模型考虑为带有参数不确定性的离散线性系统，研究了一类带有初始状态误差的不确定性离散系统的迭代学习单调收敛问题。该学习算法采用简单的 P 型学习律。基于一个二次性能指标函数，给出了系统的稳定性分析和用 LMI 表示的单调收敛充分条件，该 LMI 表达式可用于确定学习律的增益。稳定性分析表明，系统输出的 2-范数是鲁棒单调收敛的。最后，通过仿真和实验证明了该控制策略的有效性。

3.2 直线电机平台

本文的实验电机平台为台湾大银微系统股份有限公司定制的龙门结构的 HIWIN X-Y 两轴直线电机平台。下面将对此直线电机平台进行详细的介绍。

3.2.1 平台整体结构

实验电机平台是由直线电机驱动的高速高精度运动平台。该平台为 X-Y 两轴平面定位系统，其硬件结构如图 3-1 所示，实际平台照片如图 3-2 所示。下面将详细介绍系统各部分的组成。

1. 直线电机及驱动器

本平台由三个直线电机驱动，其中 X 轴由一台电机驱动，Y 轴由两台电机驱动。三台电机均为台湾大银微系统股份有限公司的永磁有铁心式伺服直线电机（LMS 系列）。直线电机由美国 Copley controls 公司生产的 Xenus XTL 系列驱动器驱动。直线电机主要性能参数如表 3-1 所示。

Copley controls 公司的 Xenus XTL 系列驱动器是 100%全数字式的驱动装置。驱动器开放的三个控制模式：力矩控制、速度控制、位置控制，均可采用数字信号进行驱动。驱动器可以通过传统的控制卡、带有节点的 Canopen 网络和带有节点的 DeviceNet 网络来控制使用，同时也可以通过运行预编的 Copley Virtual Machine 控制程序实现单机运行。驱动器内部提供基本的控制算法，如 PI 控制、前馈控制等。考虑到驱动提供的控制算法比较简单，在高速高精度的应用场合难以满足要求，因此，还需要另外设计高级控制器，才能满足相关的性能要求。

2. 运动控制卡

运动控制卡采用的是深圳固高科技有限公司的 GT400SV 型高性能运动控制卡。GT 系列的运动控制卡，可以同时控制四个轴，实现多轴的协调运动。其核心由 ADSP2181

数字信号处理器和 FPGA 组成，可以实现高性能的控制计算。

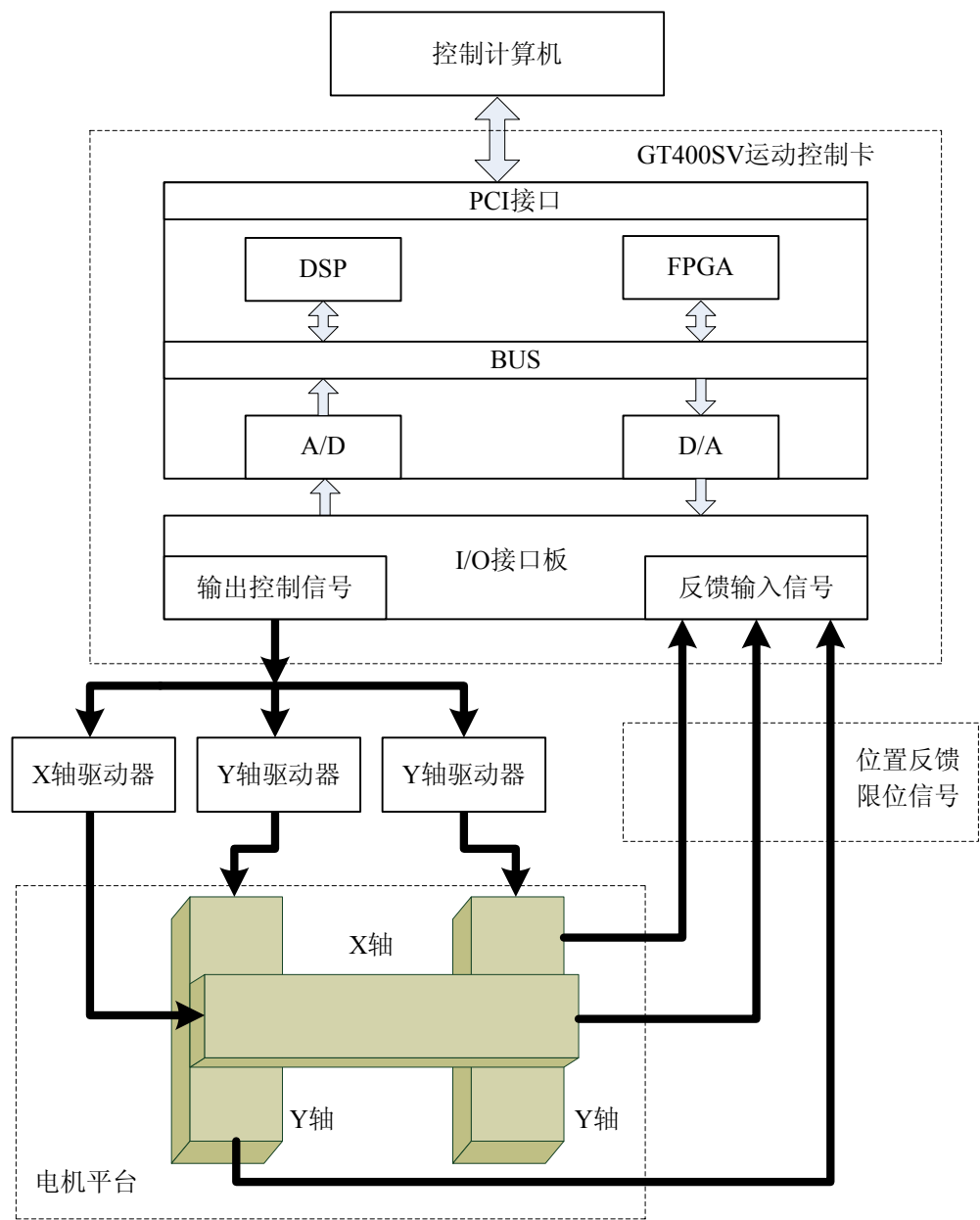


图 3-1 实验平台控制系统硬件结构图

Fig. 3-1 Hardware implementation of experimental platform

GT400SV 运动控制卡提供四路四倍频增量式编码器输入（每轴一路），和两路四倍频增量式辅助编码器输入，十六路的通用输入和十六路的通用输出，八路限位信号输入（每轴两路），四路原定信号输入（每轴一路），四路驱动报警信号输入（每轴一路），四路驱动使能输出（每轴一路），四路驱动复位信号（每轴一路）。为驱动控制提供了必

备的驱动和反馈信号接口以及驱动报警信号输入。

GT400SV 运动控制卡以 IBM-PC 及其兼容机为主机，采用标准的 PCI 总线与控制计算机进行通讯。运动控制卡提供 C 语言函数库和 Windows 动态链接库，可实现 PID+速度前馈+加速度前馈的基本运动控制。同时，控制卡还提供高速捕获位置接口、函数以及高效的中断机制，为用户在控制卡的现有基础上开发用户专用控制算法提供了方便。由于控制卡提供的基本控制算法难以满足面向集成电路产业高速高精度的控制要求，本文利用控制现有的一些开放结构和算法开发了专用的控制算法。



图 3-2 实验电机平台

Fig. 3-2 Experimental motor platform

表 3-1 电机平台主要性能参数

Table 3-1 Performance indexes of motor platform

轴	马达型号	连续推力 N	最大推力 N	最大速度 m/s	最大加速度 m/s^2	位置反馈精度 μm	电枢电阻 Ω	电枢电感 mH	电气时间常数 ms	反电动势 $V_{\text{rms}}/\text{m/s}$
X	LMS37L	475	950	3	50	1	2.0	20	10.0	36
Y	LMS67L	950	1900	3	50	1	3.8	42	11.1	71

3.2.2 运动系统建模

由文献[109], 根据直线电机原理分析及 $d-q$ 轴模型可知, 直线电机可以看成是直流电机。根据基本的物理原理和牛顿定律, 可以得到系统的简单模型:

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

式中: x 是位移, M 是运动部分的质量, B 是粘滞摩擦系数, F_m 是驱动力, u 是输入电压, I_a 是线圈电流, R_a 是线圈电阻, L_a 是线圈电感, K_e 是反电动势常数, K_f 是机电常数。

因为电磁时间常数远小于机械时间常数, 因此可以忽略电磁时间常数。方程组 (3-1) 可简化为:

$$\ddot{x} = -\frac{K_1}{M} \dot{x} + \frac{K_2}{M} u \quad (3-2)$$

式中, $K_1 = \frac{K_e K_f + R_a B}{R_a}$, $K_2 = \frac{K_f}{R_a}$ 。

由式 (3-1) 和 (3-2) 可得, 系统的速度输出传递函数:

$$\frac{v(s)}{I_a(s)} = \frac{K_f}{Ms + B} \quad (3-3)$$

在本文的实验中, 驱动器内部具有电流 (力矩) 环, 因此, 我们通过实验对式 (3-3) 的电流速度模型进行常数辨识。

为了辨识的方便, 我们改写式 (3-3) 为:

$$\frac{v(s)}{I_a(s)} = \frac{K_f / B}{Ms / B + 1} = \frac{K_i}{T_i s + 1} \quad (3-4)$$

因此, 我们只要通过实验辨识出系统的 K_i 和 T_i , 就可以得到系统的具体模型。通过拟合此模型的阶跃响应曲线可确定模型的参数。

设系统的稳态值为 v_{ss} , 那么, 对于模型 (3-4), 幅值为 r 的阶跃信号响应的稳态值为:

$$v_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot v(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{K_i}{T_i s + 1} \cdot \frac{r}{s} = r \cdot K_i \quad (3-5)$$

在参数 K_i 确定后, 可以通过最小二乘法来对响应曲线进行拟合, 从而得到 T_i 。本文的控制算法都只需单轴验证, 所以在此我们以 X 轴为例, 对系统模型进行辨识。

在实验中, 取电流的阶跃信号幅值为 0.52A, 响应曲线如图 3-3 所示。通过前述的参数辨识方法, 可以得到 X 轴电流到速度传递函数的模型参数为 $K_i = 0.1928$, $T_i = 0.0541$ 。在相同的阶跃信号下, 对所辨识的模型进行仿真, 其结果如图 3-4 所示。

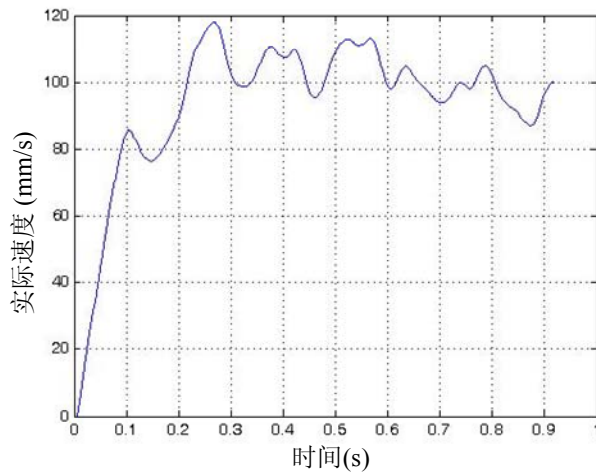


图 3-3 X 轴速度阶跃响应曲线

Fig. 3-3 Velocity response to stem command of X-axis

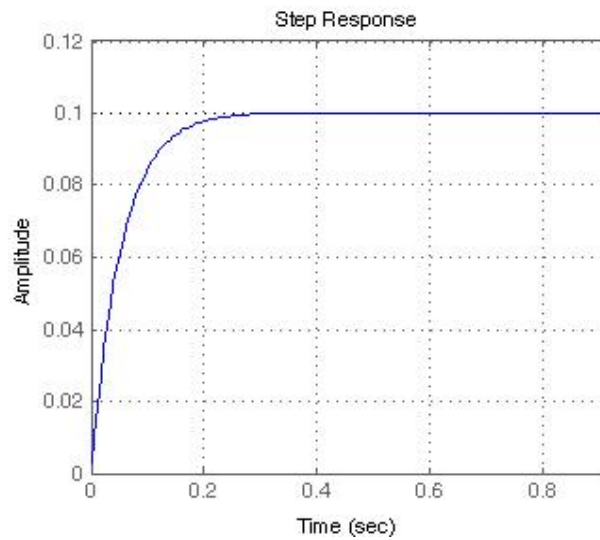


图 3-4 模型仿真结果

Fig. 3-4 Simulation result of the model

比较图 3-3 和图 3-4，实际的实验数据响应波动比较大，但与模型的仿真结果还是比较相似。造成实验数据波动的主要因素有：一是速度信号是经过位置信号差分得到，因此存在一定的误差；二是实际系统中，电机工作在力矩环，很容易受到电机扰动和外界因素的干扰。

3.3 问题的提出

考虑如下带有参数扰动的不确定离散系统：

$$\begin{cases} x(t+1, k) = (A + \Delta_A(t, k))x(t, k) + (B + \Delta_B(t, k))u(t, k) \\ y(t, k) = Cx(t, k) \end{cases} \quad (3-6)$$

式中， $x \in R^n$ 是状态向量； $u \in R^m$ 是输入向量； $y \in R^p$ 是输出向量； t 表示离散时间； k 表示当前的迭代次数； A, B, C 为合适维数的名义系统的实矩阵； $\Delta_A(t, k)$ 和 $\Delta_B(t, k)$ 为第 k 次迭代学习 t 时刻的对应与矩阵 A 和 B 的不确定扰动，可表示为

$$\begin{cases} \Delta_A(t, k) = E\Delta(t, k)F_1 \\ \Delta_B(t, k) = E\Delta(t, k)F_2 \end{cases} \quad (3-7)$$

式中， E 和 F_1, F_2 是已知的合适维数的常矩阵； $\Delta(t, k)$ 为系统的不确定扰动项，不失一般性，假定 $\Delta(t, k)$ 满足：

$$\Delta^T(t, k)\Delta(t, k) < I \quad \forall k = 1, 2, \dots, \forall 0 \leq t \leq N \quad (3-8)$$

其中， N 为迭代域内的总时间长度。

系统的输出误差表示为：

$$e(t, k) = y_d(t) - y(t, k)$$

式中， $y_d(t)$ 为期望的输出。考虑如下的 P-型 ILC 算法：

$$u(t, k+1) = u(t, k) + Ke(t+1, k) \quad (3-9)$$

其中 K 为学习增益矩阵。

为了对系统进行稳定性分析，考虑如下的假设条件：

假设 3-1 期望输出 $y_d(t)$ 在整个时间区域 $t = 1, 2, \dots, N$ 内预先给定。且存在惟一的输入序列 $u_d(t)$ 使得式 (3-6) 成立；

假设 3-2 每次迭代的初始状态值是相同的，即 $x(0, k) = x_0$ ， $\forall k = 1, 2, \dots$ ，其中 x_0 为任意给定点。

定义 3-1（鲁棒单调收敛） 在假设 3-1 和假设 3-2 条件下，对于系统 (3-6) 和 ILC 控制器 (3-9)，定义 (3-9) 对于 e_k 是鲁棒单调收敛，当存在 $0 < \gamma \leq 1$ ，使得下式成立：

$$\|e(k+1)\|_2 < \gamma \|e(k)\|_2, \quad \forall k = 1, 2, \dots, \forall y_d \in R^p \quad (3-10)$$

在式 (3-10) 中，范数 $\|x(\cdot)\|_2$ 定义如下：

$$\|x(\cdot)\|_2 = \sqrt{\sum_{t=1}^N x^T(t)x(t)} \quad (3-11)$$

问题描述：在假设 3-1 和假设 3-2 条件下，对于系统 (3-6) 和学习律 (3-9)，寻找合适的学习增益 K 使得系统对于 e_k 是鲁棒单调收敛的，且当 $k \rightarrow \infty$ 时，输出误差 $e(t, k)$ ($t = 1, 2, \dots, N$) 趋于 0。

3.4 鲁棒单调收敛条件

在本节中，首先，基于线性矩阵不等式 (LMI)，对于没有参数扰动的系统 (3-6)，即 $\Delta_A(t, k) = \Delta_B(t, k) = 0$ ，推导出一个鲁棒单调收敛的充分条件。然后，在此基础上，再推导带有参数扰动不确定性的鲁棒单调收敛充分条件。

在本节中， I 和 0 分别表示适当维的单位矩阵和零矩阵， $X > 0$ 和 $X < 0$ 分别表示 X 为正定和负定的矩阵。为了简便起见，对称矩阵中，用符号 “*” 来表示对称的部分。

定理 3-1 对于给定的标量 $0 < \gamma \leq 1$ ，当 $\Delta_A(t, k) = \Delta_B(t, k) = 0$ ，系统 (3-6) 在学习律为 (3-9) 的情况，对于 e_k 是鲁棒单调收敛，且当 $k \rightarrow \infty$ 时，输出误差 $e(t, k)$ ($t = 1, 2, \dots, N$) 趋于 0 的充分条件是：存在正定矩阵 $P = P^T > 0$ 和 X_1 使得如下的 LMI 成立

$$\begin{bmatrix} A & BX_1 \\ M_1 & M_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & BX_1 \\ M_1 & M_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-12)$$

或

$$\begin{bmatrix} -P^{-1} & 0 & A & BX_1 \\ * & -I & M_1 & M_2 \\ * & * & -P & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-13)$$

式中, $M_1 = -CA, M_2 = I - CBX_1$ 。此外, 如果式 (3-12) 和 (3-13) 成立, 那么增益 K 可由下式确定

$$K = X_1 \quad (3-14)$$

证明: 证明分为两个部分。

第一步: 当 $\Delta_A(t, k) = \Delta_B(t, k) = 0$, 证明系统 (3-6) 在学习律为 (3-9) 的情况, 对于 e_k 是鲁棒单调收敛的。

首先, 定义 $\eta(t, k) = x(t-1, k+1) - x(t-1, k)$ 。由式 (3-6) 和 (3-9) 可得:

$$\begin{aligned} e(t, k+1) &= e(t, k) - CA\eta(t, k) - CB(u(t-1, k+1) - u(t-1, k)) \\ &= -CA\eta(t, k) + (I - CBK)e(t, k) \end{aligned} \quad (3-15)$$

和

$$\begin{aligned} \eta(t+1, k) &= A\eta(t, k) + BK(u(t-1, k+1) - u(t-1, k)) \\ &= A\eta(t, k) + BKe(t, k) \end{aligned} \quad (3-16)$$

接下来, 我们引入如下的二次性能指标函数, 对于给定的标量 $0 < \gamma \leq 1$

$$J(\gamma, k) = \sum_{t=1}^N [e^T(t, k+1)e(t, k+1) - \gamma^2 e^T(t, k)e(t, k)] \quad (3-17)$$

由鲁棒单调收敛定义可知, 当 $J(\gamma, k) < 0, \forall k = 1, 2, \dots, \forall \gamma \in (0, 1]$ 时, 系统 (3-6) 在学习率 (3-9) 下, 对于 e_k 是鲁棒单调收敛的。

然后, 我们引入一个正定函数 $V(t, k)$, 对于正定矩阵 $P = P^T > 0$

$$V(t, k) = \eta^T(t, k)P\eta(t, k) \quad (3-18)$$

由式 (3-15)、(3-16) 和 (3-18), 可得

$$\begin{aligned} \Delta V(t, k) &= V(t+1, k) - V(t, k) \\ &= \eta^T(t+1, k)P\eta(t+1, k) - \eta^T(t, k)P\eta(t, k) \\ &= (A\eta(t, k) + BKe(t, k))^T P(A\eta(t, k) + BKe(t, k)) - \eta^T(t, k)P\eta(t, k) \\ &= (\eta^T(t, k)A^T + e^T(t, k)K^T B^T)P(A\eta(t, k) + BKe(t, k)) - \eta^T(t, k)P\eta(t, k) \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} \eta(t, k) \\ e(t, k) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T P A - P & A^T P B K \\ K^T B^T P A & K^T B^T P B K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta(t, k) \\ e(t, k) \end{bmatrix} \quad (3-19)$$

考虑如下的等式：

$$\begin{cases} \Delta V(N, k) = V(N+1, k) - V(N, k) \\ \Delta V(N-1, k) = V(N, k) - V(N-1, k) \\ \vdots \\ \Delta V(1, k) = V(2, k) - V(1, k) \end{cases} \quad (3-20)$$

可得：

$$\sum_{t=1}^N \Delta V(t, k) = V(N+1, k) - V(1, k) \quad (3-21)$$

定义 $L_1 = -CA$, $L_2 = I - CBK$ 。然后，由式 (3-15)，可得：

$$e^T(t, k+1)e(t, k+1) - \gamma^2 e^T(t, k)e(t, k) = \begin{bmatrix} \eta(t, k) \\ e(t, k) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} L_1^T L_1 & L_1^T L_2 \\ L_2^T L_1 & L_2^T L_2 - \gamma^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta(t, k) \\ e(t, k) \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

根据假设 3-2，可知 $\eta(1, k) = x(0, k+1) - x(0, k)$ ， $\forall k \geq 1$ 。由此，可得

$$V(1, k) = \eta^T(1, k)P\eta(1, k) = 0, \quad \forall k \geq 1 \quad (3-23)$$

由式 (3-18) 和矩阵 P 的定义，可知

$$V(N+1, k) \geq 0, \quad \forall k \geq 1 \quad (3-24)$$

根据假设 3-2，当 x_0 的值与期望的初始状态值不等，此时，非零的初始状态误差就出现了。在接下来的部分，我们将证明，在有非零初始误差存在的情况下，对于 e_k ，系统 (3-6) 是鲁棒单调收敛的。

由式 (3-19)、(3-21) ~ (3-24)，我们可以改写式 (3-17) 为：

$$\begin{aligned} J(\gamma, k) &= \sum_{t=1}^N [e^T(t, k+1)e(t, k+1) - \gamma^2 e^T(t, k)e(t, k)] \\ &= -(V(N+1, k) - V(1, k)) + \sum_{t=1}^T [e^T(t, k+1)e(t, k+1) - \gamma^2 e^T(t, k)e(t, k) + \Delta V(t, k)] \\ &< \sum_{t=1}^N \psi^T \Pi_1 \psi \end{aligned} \quad (3-25)$$

$$\text{式中, } \psi = \begin{bmatrix} \eta(t, k) \\ e(t, k) \end{bmatrix}, \quad \Pi_1 = \begin{bmatrix} A^T P A - P & A^T P B K \\ K^T B^T P A & K^T B^T P B K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^T L_1 & L_1^T L_2 \\ L_2^T L_1 & L_2^T L_2 - \gamma^2 I \end{bmatrix}.$$

选择增益矩阵如式 (3-14), 则有 $L_1 = M_1$ 、 $L_2 = M_2$ 。由式 (3-12), 可得:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A & BK \\ M_1 & M_2 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & BK \\ M_1 & M_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A^T & L_1^T \\ K^T B^T & L_2^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & BK \\ L_1 & L_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A^T P & L_1^T \\ K^T B^T P & L_2^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & BK \\ L_1 & L_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A^T P A + L_1^T L_1 & A^T P B K + L_1^T L_2 \\ K^T B^T P A + L_2^T L_1 & K^T B^T P B K + L_2^T L_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A^T P A & A^T P B K \\ K^T B^T P A & K^T B^T P B K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1^T L_1 & L_1^T L_2 \\ L_2^T L_1 & L_2^T L_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} P & 0 \\ 0 & \gamma^2 I \end{bmatrix} \\ &= \Pi_1 < 0 \end{aligned} \tag{3-26}$$

由式 (3-25), 可知, 如果 $\Pi_1 < 0$, 那么可得 $J(\gamma, k) < 0$, 也就是说式 (3-10) 成立。

把定理 2-2 应用到式 (3-12), 可以得到式 (3-13)。至此, 第一部分的证明结束。

第二步: 证明当 $k \rightarrow \infty$ 时, 输出误差 $e(t, k)$ ($t=1, 2, \dots, N$) 趋于 0。

由式 (3-10) 很容易有如下的结论, 当 $\gamma \in (0, 1)$ 时, $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(t, k)\|_2 = 0$ 成立。接下来我们来证明当 $\gamma = 1$ 时, $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(t, k)\|_2 = 0$ 也是成立的。

注意如下的事实, 当 $t=1, 2, \dots, N$, $\lim_{k \rightarrow \infty} e(t, k) = e(t, \infty)$ 存在。然后, 由式 (3-16) 可知 $\lim_{k \rightarrow \infty} \psi(t, k) = \psi(t, \infty)$ 也是存在的。注意到当 $\gamma = 1$ 时, 有 $\lim_{k \rightarrow \infty} J(1, k) = 0$ 。对式 (3-25) 两边取极限, 可得:

$$0 = \lim_{k \rightarrow \infty} J(1, k) \leq \sum_{t=0}^T \psi^T(t, \infty) \Pi_1 \psi(t, \infty) \leq \lambda_{\max}(\Pi_1) \|\psi(t, \infty)\|_2^2 \leq 0 \tag{3-27}$$

再由 ψ 的定义, 可知 $\|e(t, \infty)\|_2 = 0$ 。即, 当 $\gamma = 1$ 时, 有 $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(t, k)\|_2 = 0$ 。综上所述, 可知当 $k \rightarrow \infty$ 时, 输出误差 $e(t, k)$ ($t=1, 2, \dots, N$) 趋于 0。证明结束。

定理 3-1 给出了系统 (3-6) 在没有参数扰动的情况下, 由 LMI 表达的迭代学习鲁棒单调收敛条件。这些 LMI 表达式不仅保证了系统的迭代学习鲁棒单调性, 而且也可以直接确定迭代学习的增益矩阵。

在文献[110]中, 基于 2-D 的 Roseer 系统模型, 得到了如系统 (3-6) 和 (3-9), 在没有参数扰动的情况下的一致收敛的充要条件, 即矩阵 $I - CBK$ 是稳定的。然而, 文献[110]中的 ILC 策略, 仅仅能保证系统的迭代学习是渐近稳定, 而不是单调收敛。

注意到在式 (3-11) 中的 2-范数的定义中, 我们取的是 $t = 1, 2, \dots, N$ 。我们知道, 当 $x(0, k) = x_0 \neq x_d(0, k)$ ($x_d(0, k)$ 为期望的初始状态) 时, 系统的输出误差 $e(0, k)$ 为非零的常数。此时, 假如我们在 $t = 0, 1, 2, \dots, N$ 下定义 2-范数, 那么由定理 3-1 可知, 随着 k 的增大 $\|e(t, k)\|_2$ 是单调收敛的, 且 $\lim_{k \rightarrow \infty} \|e(t, k)\|_2$ 趋近于一个非零的常数值。

接下来, 我们讨论系统 (3-6) 带有参数不确定性的情况。

定理 3-2 对于给定的标量 $0 < \gamma \leq 1$, 系统 (3-6) 在带有参数不确定性 (3-7)、学习律为 (3-9) 的情况, 对于 e_k 是鲁棒单调收敛, 且当 $k \rightarrow \infty$ 时, 输出误差 $e(t, k)$ ($t = 1, 2, \dots, N$) 趋于 0 的充分条件是: 存在正定矩阵 $P = P^T > 0$ 、 X_1 和 $\varepsilon > 0$ 使得如下的 LMI 成立

$$\begin{bmatrix} -I & 0 & \varepsilon E^T & -\varepsilon(CE)^T & 0 & 0 \\ * & -I & 0 & 0 & \frac{1}{\varepsilon} F_1 & \frac{1}{\varepsilon} F_2 X_1 \\ * & * & -P^{-1} & 0 & A & BX_1 \\ * & * & * & -I & M_1 & M_2 \\ * & * & * & * & -P & 0 \\ * & * & * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-28)$$

此外, 如果式 (3-28) 成立, 那么增益 K 可由下式 (3-14) 确定。

证明: 由定理 3-1 可知, 系统 (3-6) 在带有参数不确定性 (3-7) 时, 对于 e_k 是鲁棒单调收敛的充分条件是: 存在正定矩阵 $P = P^T > 0$ 使得

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} -P^{-1} & 0 & A_\Delta & B_\Delta X_1 \\ * & -I & -CA_\Delta & I - CB_\Delta X_1 \\ * & * & -P & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-29)$$

式中 $A_\Delta = A + \Delta_A$, $B_\Delta = B + \Delta_B$ 。事实上, Ψ_2 可以改写为:

$$\Psi_2 = \Pi_2 + H\Delta R + R^T \Delta^T H^T \quad (3-30)$$

式中，矩阵 Π_2 、 H 和 R 的表达式如下：

$$\Pi_2 = \begin{bmatrix} -P^{-1} & 0 & A & BX_1 \\ * & -I & -CA & I - CBX_1 \\ * & * & -P & 0 \\ * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix}, \quad (3-31)$$

$$H = \begin{bmatrix} E \\ -CE \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3-32)$$

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & F_1 & F_2 X_1 \end{bmatrix}. \quad (3-33)$$

然后，根据定理 2-3，对于所有满足 $\Delta^T \Delta \leq I$ 的 Δ ， $\Psi_2 < 0$ 成立的充分条件是：存在 $\varepsilon > 0$ 下式成立

$$\Pi_2 + \varepsilon^2 H H^T + \varepsilon^{-2} R^T R < 0 \quad (3-34)$$

不等式 (33) 可以改写为

$$Y^T I Y - (-\Pi_2) < 0 \quad (3-35)$$

式中， Y 可由下式给出

$$Y = \begin{bmatrix} \varepsilon H^T \\ \frac{1}{\varepsilon} R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon E^T & -\varepsilon (CE)^T & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\varepsilon} F_1 & \frac{1}{\varepsilon} F_2 X_1 \end{bmatrix}.$$

应用定理 2-2 到式 (3-35)，可以得到式 (3-28)。其余部分的证明省略，因为其余部分的证明和定理 3-1 相似。

3.5 仿真和实验结果

本节主要是在直线电机平台中验证上述轨迹跟踪的鲁棒单调收敛迭代学习算法，并以直线电机平台 X 轴的速度轨迹跟踪为例进行了实验。

通过 3.2 节的模型参数辨识可知，X 轴直线电机电流到速度的传递函数为

$$\frac{v(s)}{I_a(s)} = \frac{0.1928}{0.0541s + 1} \quad (3-36)$$

首先，我们把驱动器设置为速度环工作状态，驱动器内部的速度环控制器为 PI 控制器，加上速度反馈后的系统框图如图 3-5 所示。然后，通过 Ziegler-Nicholas 整定法，得到速度环的 PI 参数分别为： $K_{vp} = 1500$ ， $K_{vi} = 2600$ 。由此，可以得到速度环输入到实际速度的传递函数为：

$$\frac{v(s)}{u(s)} = \frac{289.2s + 501.28}{0.0541s^2 + 290.2s + 501.28} \quad (3-37)$$

接下来，我们假定系统的不确定性参数 $\Delta_A(t, k)$ 、 $\Delta_B(t, k)$ 的参数如式 (3-7)，其具体参数如下：

$$E = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 \\ 0 & 0.001 \end{bmatrix}, \quad F_1 = \begin{bmatrix} 0.03 & 0 \\ 0 & 0.03 \end{bmatrix}, \quad F_2 = \begin{bmatrix} 0.02 \\ 0.02 \end{bmatrix}$$

$$\Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}, \quad |\delta_1| \leq 1, \quad |\delta_2| \leq 1. \quad (3-38)$$

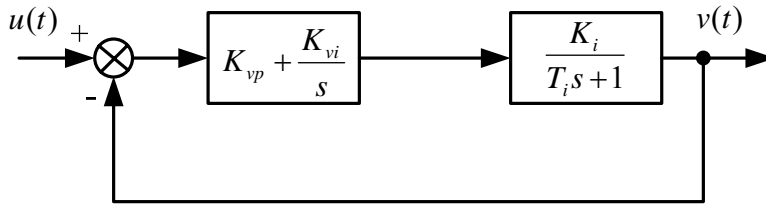


图 3-5 速度环系统框图

Fig. 3-5 Block diagram of the velocity loop

设定系统的采样时间为 $T = 0.001466s$ ，用 Matlab 对系统 (3-37) 进行离散化，得到离散状态方程，其参数如下：

$$A = \begin{bmatrix} 0.004369 & -1.717 \\ 0.0001853 & 0.9986 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.0001583 \\ 1.518 \times 10^{-7} \end{bmatrix}, \quad C = [5346 \quad 9266] \quad (3-39)$$

然后，当我们取如下的参数：

$$\gamma = 1, \quad \varepsilon = 0.02, \quad K = 0.6 \quad (3-40)$$

采用 Matlab 的 LMI 工具箱，定理 3-2 的式 (3-28) 是成立的，因为指标 $t_{\min} = -6.78 \times 10^{-3}$

(t_{\min} 为 t 的上界值，LMI 是成立的充要条件是 $t_{\min} \leq 0$)。

期望的速度轨迹设定为：

$$y_d(t) = 100t(0.2932 - t) \text{ mm/s}, \quad t \in [0, 0.2932]$$

初始状态值设定为 $x(0, k) = \begin{bmatrix} 2 \times 10^{-5} \\ 2 \times 10^{-5} \end{bmatrix}$, $\forall k \geq 1$ 。很明显，该初始状态和期望的初始状态是不相等的。把式迭代学习律 (3-9) 和学习增益 (3-40) 应用到系统 (3-38) 和 (3-39) 中，仿真的迭代次数为 30 次。仿真结果如图 3-6 所示，图中的横坐标为迭代次数 k ，纵坐标为误差的输出 2-范数 $\|e(t, k)\|_2$ 。结果显示，迭代次数到 9 次时，输出误差的 2-范数小于 1，迭代次数到 16 次时，开始趋近于 0。

同样，我们把学习律 (3-9) 应用到电机平台的 X 轴的直线电机中，学习增益和其他条件取值都与仿真中的一样。实验结果如图 3-7 和图 3-8 所示。图 3-7 所示为迭代 20 次的实验结果，图中的横坐标为迭代次数 k ，纵坐标为误差的输出 2-范数 $\|e(t, k)\|_2$ 。很明显，实验结果和仿真结果基本相符，当迭代到第 10 次后，系统输出误差的 2-范数基本保持不变，在 10 左右小幅波动。图 3-8 所示为系统迭代到第 10 次时，系统速度的实际输出。从图中可以看出，系统的实际输出基本可以跟踪期望的轨迹。

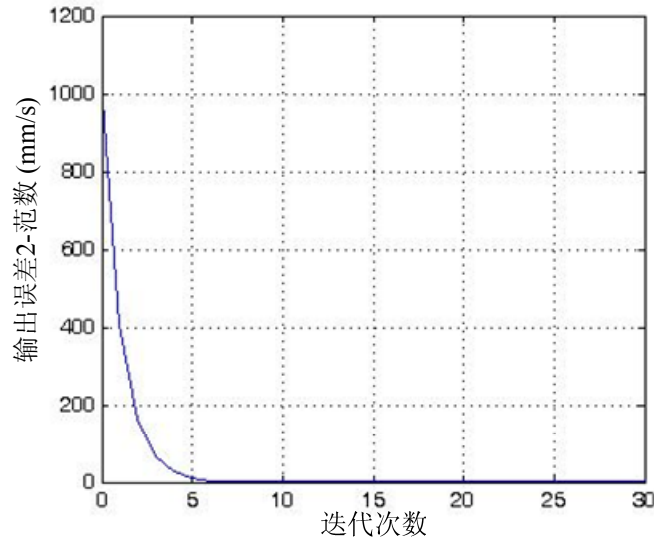


图 3-6 迭代学习算法仿真结果：输出误差范数 $\|e(t, k)\|_2$ 对迭代次数 k

Fig. 3-6 Simulation result of ILC scheme: output error norm $\|e(t, k)\|_2$ versus iteration k

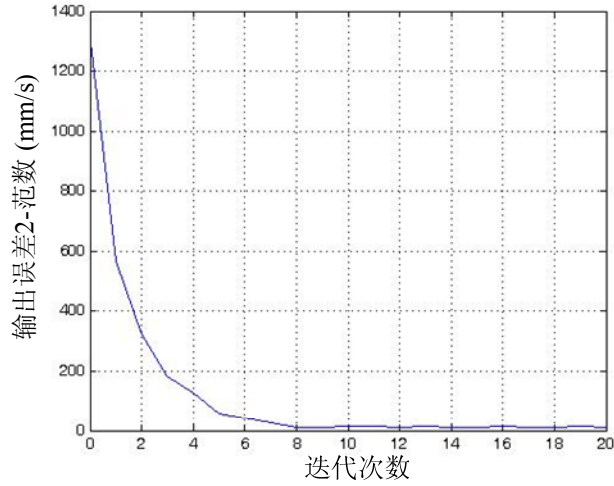


图 3-7 迭代学习算法实验结果：输出误差范数 $\|e(t,k)\|_2$ 对迭代次数 k

Fig. 3-7 Experimental result of ILC scheme: output error norm $\|e(t,k)\|_2$ versus iteration k

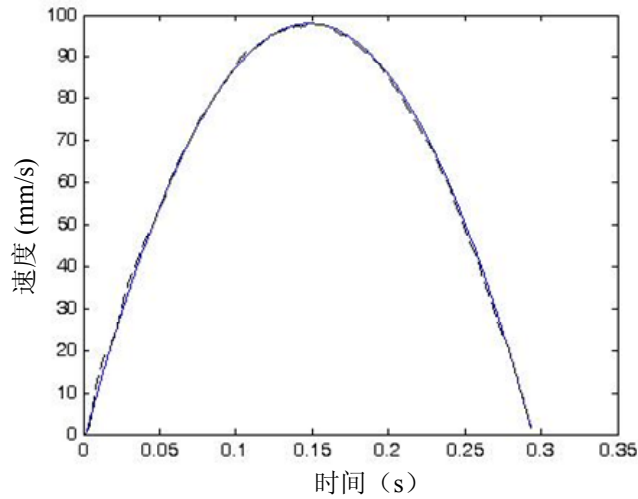


图 3-8 系统迭代到 10 次时的实际输出（实线为期望输出；虚线为实际输出）

Fig. 3-8 The actual output of the system at iteration 10 (solid line: desired output; dash line: actual output)

3.6 本章小结

本章主要研究了带有参数不确定性和初始状态误差的离散线性系统的鲁棒单调收敛迭代学习控制问题。迭代学习律为简单的 P-型 ILC。通过一个二次性能指标函数，推导出一个基于 LMI 的鲁棒单调收敛充分条件，该 LMI 同时也可直接确定学习律的学习增益。基于直线电机平台 X 轴模型参数的仿真和实验结果证明该控制方法的有效性。

第四章 基于增益规划和 A 型-迭代学习的点到点运动控制

4.1 引言

面向集成电路制造、测试、封装和组装的运动定位平台，有几个重要的特点：一是，高加速度；二是高定位精度；三是重复性运动。众所周知，高速运动和精确定位是两个相互矛盾的性能要求。快速运动很容易造成残留振动和较大的超调。此外，快速响应也需要有高的控制器增益。而在响应的初始阶段，因参考输入大，高的控制器增益很容易引起输入饱和以及系统不稳定。但是，在进入稳态后，通常又需要有较强的控制器增益来提高系统的抗干扰性能和定位精度。文献[111]采用了连续增益规划和 TDC（时延控制）技术相结合的算法，TDC 对系统的不确定性和扰动具有较强的鲁棒性，而连续增益规划则用来调节不同运动阶段的增益，使系统达到高度高精度的要求。文献[112]则采用了连续调节系统特征值的方法，同时也结合了 TDC 控制技术。在兼顾高速和高精度的问题上，同样取得了较好的效果。另一方面，如第一章的第三节所述，直线电机平台中存在许多的扰动和非线性成分，如非线性摩擦扰动、严重的“端部效应”、力波纹扰动等。这些扰动可以分为两类：一类是可重复扰动；另一类是不可重复扰动。针对重复运动的特点，可以利用迭代学习算法对可重复的扰动进行有效的补偿。文献[93]和[113]均采用 PID 控制和 ILC 算法相结合的策略，用 ILC 学习对可重复的干扰进行补偿，用 PID 控制器来对不可重复的干扰进行抑制。

本章主要针对集成电路制造、封装组装过程中设备重复点对点的高速运动的特点，设计了增益规划+A-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器的增益规划来提高系统的快速性以及抑制不可重复的外界干扰进行抑制，而用 A-ILC 来对负载可重复的干扰进行补偿。然后，在时域中，分析了算法的稳定性。最后，结合点到点的运动规划，通过定位平台的 X 轴对控制算法进行了实验验证。

4.2 控制器的设计

本节中，首先介绍 ILC 的三种基本形式：D-型 ILC、P-型 ILC 和 A-型 ILC^[114]。然后，采用基于 A-型 ILC 的算法和增益规划算法设计了高性能的控制器。

4.2.1 迭代学习控制算法的基本形式

考虑如下由状态和输出方程描述的连续时间、非线性系统：

$$\dot{x}_i(t) = f(x_i(t), t) + B(x_i(t), t)u_i(t) \quad (4-1)$$

$$y_i(t) = g(x_i(t), t) \quad (4-2)$$

式中，下标 i 表示的是迭代次数； $x(t) \in R^n$ 为状态向量； $y(t) \in R^p$ 为输出向量； $u(t) \in R^r$ 为输入向量。 f 、 B 、 g 为已知的矩阵函数。

1. D-型 ILC

D-型 ILC 的基本形式如下所示：

$$u_{i+1}(t) = u_i(t) + L(\cdot)(\dot{y}_d(t) - \dot{y}_i(t)) \quad (4-3)$$

式中， $y_d(t)$ 为给定的期望轨迹； $L(\cdot)$ 为待设计函数。

学习算法（4-3）的右边使用了具有因果关系的学习对 $(u_i(t), \dot{y}_i(t))$ 。也就是说，在第 i 次迭代，作用于 t 时刻的 $u_i(t)$ 对 $\dot{y}_i(t)$ 可产生直接的影响。由式（3-1）可以看出， $u_i(t)$ 直接影响 $\dot{x}(t)$ 。再由式（3-2）可知， $\dot{x}(t)$ 也显式包含在 $\dot{y}_i(t)$ 的表达式中，即

$$\dot{y}_i(t) = \frac{\partial g}{\partial x}(x_i(t), t)\dot{x}(t) + \frac{\partial g}{\partial t}(x_i(t), t) \quad (4-4)$$

由式（4-2）和（4-4）可知，学习对 $(u_i(t), \dot{y}_i(t))$ 是因果的，也是代数相关的。因此，D-型 ILC 的稳定性证明也比较容易^[115]。但是 D-型 ILC 使用的是系统输出的导数，由于输出导数很难测量，工程上基本采用数字差分方式得到，从而给系统引入很大的噪音。

2. P-型 ILC

P-型 ILC 的表达式有两种基本形式：

$$u_{i+1}(t) = (1 - \gamma)u_i(t) + \gamma u_0(t) + L(\cdot)(y_d(t) - y_i(t)) \quad (4-5)$$

和

$$u_{i+1}(t) = u_i(t) + L(\cdot)(y_d(t) - y_i(t)) \quad (4-6)$$

式（4-5）为带有遗忘因子 $\gamma \in (0, 1)$ 的迭代学习算法，式（4-6）为不带遗忘因子的迭代学习算法。

由式 (4-1)、(4-2)、(4-5) 和 (4-6) 可知, P-型 ILC 的学习对 $(u_i(t), y_i(t))$ 是没有因果关系的, 即输入 $u_i(t)$ 对 $y_i(t)$ 不产生影响, 而只对系统 t 时刻以后的输出有影响。因此, P-型 ILC 算法不能捕捉前一次迭代时的跟踪误差的变化趋势信息。例如, 当 $y_d(t) - y_i(t) = 0$ 时, 学习算法 (4-6) 就停止了, 但是 $\dot{y}_d(t) - \dot{y}_i(t)$ 却可为任何值。P-型 ILC 算法的优点是, 由于学习律中不包含导数信号, 因此, 不会有很大的噪声。

3. A-型 ILC

由上述分析可知, D-型 ILC 算法的学习对具有因果关系, 但是会给系统引入很大的噪声; 而 P-型 ILC 算法的噪声水平低, 但其学习对不具有因果关系。为了兼顾学习对具有因果关系和学习算法噪声水平低的两个特点, 文献[114]提出了 A-型 ILC 学习算法, 如下所示:

$$u_{i+1}(t) = u_i(t) + L(\cdot)(y_d(t + \Delta) - y_i(t + \Delta)) \quad (4-7)$$

式中, Δ 为正常数。由式 (4-1) 可得:

$$x_i(t + \Delta) = x_i(t) + \int_t^{t+\Delta} \dot{x}_i(\tau) d\tau = x_i(t) + \int_t^{t+\Delta} (f(x_i(\tau), \tau) + B(x_i(\tau), \tau)u_i(\tau)) d\tau \quad (4-8)$$

然后由 (4-2) 可知 $y_i(t + \Delta)$ 显式的含有 $x_i(t + \Delta)$, 因此, 学习对 $(u_i(t), y_i(t + \Delta))$ 具有因果关系。此外, 式 (4-7) 中也没有导数项, 因此, 不会给系统引入很大的噪声。

4.2.2 增益规划+A-ILC 控制器设计

考虑如下的系统模型:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (4-9)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (4-10)$$

式中, $x(t) \in R^n$ 为状态, $u(t) \in R$ 为输入, $y(t) \in R$ 为输出, A 、 B 、 C 为合适维的矩阵, 并满足

$$\begin{cases} CB = 0 \\ CAB > 0 \end{cases} \quad (4-11)$$

在进行控制器的设计之前, 假定系统 (4-9)、(4-10) 满足以下两个条件:

假设 4-1 对于给定的期望轨迹 $y_d(t)$, $t \in [0, T]$, 有唯一的有界输入 $\|u_d(t)\| \leq \delta$, 满足如

下的式子:

$$\dot{x}_d(t) = Ax_d(t) + Bu_d(t) \quad (4-12)$$

$$y_d(t) = Cx_d(t) \quad (4-13)$$

假设 4-2 每个迭代周期的初始条件相同, 即 $y_i(0) = x_d(0)$, $i = 1, 2, \dots$ 。

假设 4-3 矩阵 A 、 B 、 C 对 x 满足全局一致 Lipschitz 性质, 即:

$$\|\beta(x_1(t) - x_2(t))\| \leq c_\beta \|x_1(t) - x_2(t)\| \quad (4-14)$$

式中, $\beta \in \{A, B, C\}$, c_β 为正的常数。

系统的控制目标是: 系统 (4-9) 和 (4-10) 在满足式 (4-11) 和假设 4-1、假设 4-2 和假设 4-3 的条件下, 系统的输出 $y(t)$ 跟踪期望的轨迹 $y_d(t)$, $t \in [0, T]$, 随着迭代周期的增长, 系统的输入误差、状态误差和跟踪误差收敛到一个特定的邻域。

针对以上的控制目标, 接下来开始设计控制器。首先, 定义第 i 个迭代周期 t 时刻的跟踪误差为:

$$e_i(t) = y_d(t) - y_i(t) \quad (4-15)$$

设计控制器如下:

$$u_i^b(t) = k_p(t)e_i(t) \quad (4-16)$$

$$k_p(t) = \begin{cases} k_{p1} & \text{if } e_i(t) > c_e \\ k_{p1}\sqrt{c_e / |e_i(t)|} & \text{if } e_i(t) < c_e \text{ 且 } k_p(t) < k_{p2} \\ k_{p2} & \text{if } k_p(t) \geq k_{p2} \end{cases} \quad (4-17)$$

$$u_i^f(t) = u_{i-1}^f(t) + k_f e_{i-1}(t + \Delta) \quad (4-18)$$

$$v_i(t) = u_i^b(t) + u_i^f(t) \quad (4-19)$$

$$u_i(t) = \text{sat}(v_i(t)) \quad (4-20)$$

式中,

$$\text{sat}(v_i(t)) = \begin{cases} \sigma & \text{if } v(t) > \sigma \\ v(t) & \text{if } \|v(t)\| \leq \sigma \\ -\sigma & \text{if } v(t) < -\sigma \end{cases} \quad (4-21)$$

其中, $u_i^b(t)$ 为 P 型控制器第 i 个迭代周期的控制量, $k_p(t)$ 为增益规划算子, 由式 (4-17)

确定, k_{p1} 、 k_{p2} 、 c_e 均为正常数, 且 $k_{p1} < k_{p2}$ 。 $u_i^f(t)$ 为 A-型 ILC 在第 i 个迭代周期的控制量, $k_f > 0$ 为学习增益, Δ 为延迟时间, $u_i(t)$ 为第 i 个迭代周期总的控制量, σ 为控制器的饱和量。从式 (4-17) 中可以看出, 当 $|e_i(t)|$ 进入到区间 $[c_e k_{p1}^2 / k_{p2}^2, c_e]$ 时, $k_p(t)$ 是误差的函数, 与 $1/\sqrt{|e|}$ 成正比。该函数关系与高速高精度的要求是一致的, 即: 在误差大 (大的参考输入) 时, 控制增益要小; 当误差小时, 控制增益要大。此外, 由式 (4-17) 可知 $\|k_p(t)\| \leq k_{p2}$ 。整个控制系统的框图如图 4-1 所示。

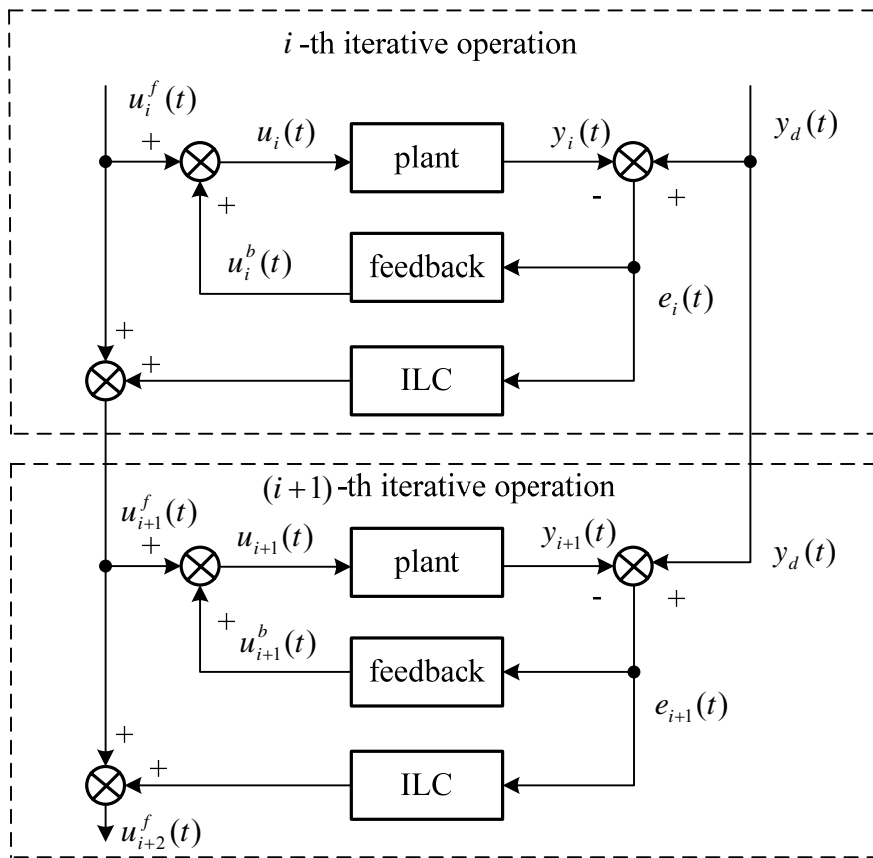


图 4-1 反馈+ILC 控制结构图

Fig. 4-1 The control architecture of feedback + ILC

4.3 系统稳定性证明

定理 4-1 系统 (4-9) 和 (4-10) 在满足式 (4-11) 和假设 4-1、假设 4-2 和假设 4-3 的条件下, 在控制器 (4-16) ~ (4-21) 的作用下, 满足如下不等式

$$\|1 - \frac{1}{2}k_f CAB\Delta^2\| \leq \rho < 1 \quad (4-22)$$

且 Δ 选取得足够小。那么，随着迭代周期的增长，系统的输入误差、状态误差和跟踪误差收敛到一个特定的邻域。

证明：为了方便表示，定义如下的简写符号： $\delta x_i(t) = x_d(t) - x_i(t)$ ； $\delta y_i(t) = y_d(t) - y_i(t)$ ；

$$\delta u_i(t) = u_d(t) - u_i(t)；\delta v_i(t) = v_d(t) - v_i(t)。$$

由式（4-12）和式（4-13），有：

$$\begin{aligned} y_d(t+\Delta) &= Cx_d(t+\Delta) \\ &= Cx_d(t) + C\int_t^{t+\Delta} \dot{x}_d(\tau)d\tau \\ &= y_d(t) + C\int_t^{t+\Delta} (\dot{x}_d(t) + \int_t^\tau \ddot{x}_d(\xi)d\xi)d\tau \\ &= y_d(t) + C\int_t^{t+\Delta} (Ax_d(t) + Bu_d(t))d\tau + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau (A^2x_d(\xi) + ABu_d(\xi) + B\dot{u}_d(\xi))d\xi d\tau \end{aligned}$$

再由式（4-11）， $y_d(t+\Delta)$ 可改写为：

$$y_d(t+\Delta) = y_d(t) + C\int_t^{t+\Delta} Ax_d(t)d\tau + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau (A^2x_d(\xi) + ABu_d(\xi))d\xi d\tau \quad (4-23)$$

同理，由式（4-9）和（4-10），可得：

$$y_i(t+\Delta) = y_i(t) + C\int_t^{t+\Delta} Ax_i(t)d\tau + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau (A^2x_i(\xi) + ABu_i(\xi))d\xi d\tau \quad (4-24)$$

用式（4-23）减式（4-24），可得：

$$\delta y_i(t+\Delta) = \delta y_i(t) + C\int_t^{t+\Delta} A\delta x_i(t)d\tau + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau (A^2\delta x_i(\xi) + AB\delta u_i(\xi))d\xi d\tau$$

等式的右边加减一个 $C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau AB\delta u_i(t)d\xi d\tau$ ，得

$$\begin{aligned} \delta y_i(t+\Delta) &= \delta y_i(t) + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau AB\delta u_i(t)d\xi d\tau + C\int_t^{t+\Delta} A\delta x_i(t)d\tau + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau A^2\delta x_i(\xi)d\xi d\tau \\ &\quad + C\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau AB(\delta u_i(\xi) - \delta u_i(t))d\xi d\tau \end{aligned} \quad (4-25)$$

由式（4-15）-（4-20），可得：

$$\begin{aligned} \delta v_{i+1}(t) &= u_d(t) - u_{i+1}^b(t) - u_{i+1}^f(t) \\ &= u_d(t) - k_p(t)e_{i+1}(t) - u_i^f(t) - k_f e_i(t+\Delta) \\ &= u_d(t) - u_i^b(t) - u_i^f(t) + u_i^b(t) - k_p(t)e_{i+1}(t) - k_f \delta y_i(t+\Delta) \\ &= \delta u_i(t) + k_p(t)(e_i(t) - e_{i+1}(t)) - k_f \delta y_i(t+\Delta) \end{aligned} \quad (4-26)$$

注意到:

$$C \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau AB \delta u_i(t) d\xi d\tau = CAB \delta u_i(t) \int_t^{t+\Delta} (\tau - t) d\tau = \frac{1}{2} CAB \Delta^2 \delta u_i(t) \quad (4-27)$$

把式 (4-25) 和 (4-27) 代入式 (4-26), 可得

$$\begin{aligned} \delta v_{i+1}(t) = & (1 - \frac{k_f}{2} CAB \Delta^2) \delta u_i(t) + k_p(t)(\delta y_i(t) - \delta y_{i+1}(t)) - k_f \delta y_i(t) - k_f CA \int_t^{t+\Delta} \delta x_i(t) d\tau \\ & - k_f CA^2 \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \delta x_i(\xi) d\xi d\tau - k_f CAB \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau (\delta u_i(\xi) - \delta u_i(t)) d\xi d\tau \end{aligned} \quad (4-28)$$

由定义 2-2 和式 (4-22), 对式 (4-28) 两边取 ∞ -范数, 有:

$$\begin{aligned} \|\delta v_{i+1}(t)\| \leq & \rho \|\delta u_i(t)\| + k_{p2} \|\delta y_i(t) - \delta y_{i+1}(t)\| + k_f \|\delta y_i(t)\| + k_f c_C c_A \int_t^{t+\Delta} \|\delta x_i(t)\| d\tau \\ & + k_f c_C c_A^2 \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \|\delta x_i(\xi)\| d\xi d\tau + k_f CAB \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \|\delta u_i(\xi) - \delta u_i(t)\| d\xi d\tau \end{aligned} \quad (4-29)$$

由式 (4-21) 可得以下两个不等式:

$$\int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \|\delta u_i(\xi) - \delta u_i(t)\| d\xi d\tau \leq 4\sigma \Delta^2 \quad (4-30)$$

$$\|\delta u_i(t)\| \leq \|\delta v_i(t)\| \quad (4-31)$$

把式 (4-30) 和 (4-31) 代入到式 (4-29) 中, 可得:

$$\begin{aligned} \|\delta v_{i+1}(t)\| \leq & \rho \|\delta u_i(t)\| + (k_{p2} + k_f) \|\delta y_i(t)\| + k_{p2} \|\delta y_{i+1}(t)\| + k_f c_C c_A \int_t^{t+\Delta} \|\delta x_i(t)\| d\tau \\ & + k_f c_C c_A^2 \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \|\delta x_i(\xi)\| d\xi d\tau + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \end{aligned} \quad (4-32)$$

在式 (4-32) 的两边同时乘以 $e^{-\lambda t}$, 且 λ 为正常数, 再由定义 2-1, 可得:

$$\begin{aligned} \|\delta v_{i+1}(t)\|_\lambda \leq & \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + (k_{p2} + k_f) \|C \delta x_i(t)\|_\lambda + k_{p2} \|C \delta x_{i+1}(t)\|_\lambda \\ & + k_f c_C c_A \int_t^{t+\Delta} \|\delta x_i(t)\| e^{-\lambda t} d\tau + k_f c_C c_A^2 \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau \|\delta x_i(\xi)\| e^{-\lambda \xi} d\xi d\tau + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \\ \leq & \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + (k_{p2} + k_f) c_C \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_C \|\delta x_{i+1}(t)\|_\lambda \\ & + k_f c_C c_A \int_t^{t+\Delta} \|\delta x_i(t)\|_\lambda d\tau + k_f c_C c_A^2 \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau e^{\lambda(\xi-t)} \|\delta x_i(\xi)\| e^{-\lambda \xi} d\xi d\tau + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \\ \leq & \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + (k_{p2} + k_f) c_C \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_C \|\delta x_{i+1}(t)\|_\lambda \\ & + k_f c_C c_A \Delta \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_f c_C c_A^2 \|\delta x_i(\xi)\|_\lambda \int_t^{t+\Delta} \int_t^\tau e^{\lambda(\xi-t)} d\xi d\tau + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \\ \leq & \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + (k_{p2} + k_f) c_C \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_C \|\delta x_{i+1}(t)\|_\lambda \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + k_f c_c c_A \Delta \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_f c_c c_A^2 \frac{e^{\lambda \Delta} - \lambda \Delta - 1}{\lambda^2} \|\delta x_i(\xi)\|_\lambda + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \\
 & \leq \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + p \|\delta x_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_c \|\delta x_{i+1}(t)\|_\lambda + 4k_f CAB \sigma \Delta^2
 \end{aligned} \tag{4-33}$$

式中, $p = [(k_{p2} + k_f) c_c \lambda^2 + k_f c_c c_A \Delta \lambda^2 + k_f c_c c_A^2 (e^{\lambda \Delta} - \lambda \Delta - 1)] / \lambda^2$ 。

把定理 2-4 应用到式 (4-9), 可得:

$$\|\delta x_i(t)\| \leq c_B \int_0^t e^{c_A(t-\tau)} \|\delta u_i(\tau)\| d\tau \tag{4-34}$$

在式 (4-34) 两边同时乘以 $e^{-\lambda t}$, $\lambda > c_A$, 再由定义 2-1, 可得:

$$\begin{aligned}
 \|\delta x_i(t)\|_\lambda & \leq c_B \int_0^t e^{(\lambda - c_A)(\tau - t)} \|\delta u_i(\tau)\| e^{-\lambda \tau} d\tau \\
 & \leq c_B \|\delta u_i(\tau)\|_\lambda \int_0^t e^{(\lambda - c_A)(\tau - t)} d\tau \\
 & \leq \frac{c_B (1 - e^{-(\lambda - c_A)T})}{\lambda - c_A} \|\delta v_i(\tau)\|_\lambda
 \end{aligned} \tag{4-44}$$

记 $p_1 = \frac{c_B (1 - e^{-(\lambda - c_A)T})}{\lambda - c_A}$ 。然后, 把式 (4-44) 代入式 (4-33), 可得:

$$\begin{aligned}
 \|\delta v_{i+1}(t)\|_\lambda & \leq \rho \|\delta v_i(t)\|_\lambda + p p_1 \|\delta v_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_c p_1 \|\delta v_{i+1}(t)\|_\lambda + 4k_f CAB \sigma \Delta^2 \\
 & \leq (\rho + p p_1) \|\delta v_i(t)\|_\lambda + k_{p2} c_c p_1 \|\delta v_{i+1}(t)\|_\lambda + 4k_f CAB \sigma \Delta^2
 \end{aligned} \tag{4-45}$$

整理式 (4-45), 可得:

$$\|\delta v_{i+1}(t)\|_\lambda \leq \frac{\rho + p p_1}{1 - k_{p2} c_c p_1} \|\delta v_i(t)\|_\lambda + \frac{4k_f CAB \sigma \Delta^2}{1 - k_{p2} c_c p_1} \tag{4-46}$$

定义:

$$\bar{\rho} = \frac{\rho + p p_1}{1 - k_{p2} c_c p_1} \tag{4-47}$$

当选择 λ 足够大, Δ 足够小, $p \rightarrow (k_{p2} + k_f) c_c$, $p_1 \rightarrow 0$ 。因为, $\rho < 1$, 所以, 只要合适的选择 λ 和 Δ , 就可以得到 $\bar{\rho} < 1$ 。

因此, 由式 (4-46), 可得:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \|\delta v_i(t)\|_\lambda \leq \frac{4k_f CAB \sigma \Delta^2}{(1 - k_{p2} c_c p_1)(1 - \bar{\rho})} \tag{4-48}$$

由式 (4-31) 和式 (4-48)，可得：

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \|\delta u_i(t)\|_{\lambda} \leq \frac{4k_f CAB \sigma \Delta^2}{(1 - k_{p2} c_C p_1)(1 - \bar{\rho})} \quad (4-49)$$

把式 (4-49) 代入式 (4-44)，可得：

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \|\delta x_i(t)\|_{\lambda} \leq \frac{c_B(1 - e^{-(\lambda - c_A)T})}{\lambda - c_A} \cdot \frac{4k_f CAB \sigma \Delta^2}{(1 - k_{p2} c_C p_1)(1 - \bar{\rho})} \quad (4-50)$$

把式 (4-10) 和 (4-13) 代入式 (4-50)，可得：

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \|\delta y_i(t)\|_{\lambda} \leq \frac{c_c c_B(1 - e^{-(\lambda - c_A)T})}{\lambda - c_A} \cdot \frac{4k_f CAB \sigma \Delta^2}{(1 - k_{p2} c_C p_1)(1 - \bar{\rho})} \quad (4-51)$$

证明到此结束。

4.4 实验结果

本节将上述算法应用到直线电机平台的 X 轴中，实验的控制结构如图 4-2 所示。如第三章实验部分，速度环采用 PI 控制器。然后，把速度环和 X 轴直线电机作为被控制对象，如图 4-2 中虚线框部分所示，其传递函数为：

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_{vp} K_i s + K_{vi} K_i}{T_i s^3 + (1 + K_{vp} K_i) s^2 + K_{vi} K_i s} \quad (4-52)$$

把式 (4-52) 的传递函数用式 (4-9) 和 (4-10) 的状态空间来描述，其参数可选择为：

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_{vi} K_i}{T_i} & -\frac{1 + K_{vp} K_i}{T_i} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{vp} K_i}{T_i} \\ \frac{K_{vi}^2 K_i^2 - K_{vp}^2 K_i^2 - K_{vp} K_i}{T_i^2} \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0 \quad 0]。$$

显然，系统模型参数满足式 (4-11) 的要求。接下来，我们在位置环中应用如式 (4-16) ~ (4-20) 的增益规划+A-型 ILC。

需要指出的是，本章主要研究的是点到点的运动，在实验部分主要给出的是典型的梯形曲线规划的结果。下面简单介绍一下梯形曲线规划。图 4-3 为典型的梯形曲线规划的加速度、速度和位移的规划曲线。参数有最大加速度 a_{\max} ，最大速度 v_{\max} 以及点到点的位移 s 。在第 I 阶段，速度按照设定的加速度值从零加速到最大速度；第 II 阶段，加速度为零，速度保持以最大的速度运行到第 III 阶段；第 III 阶段，按设定的加速度减速到

零，此时达到要求的目标位置。

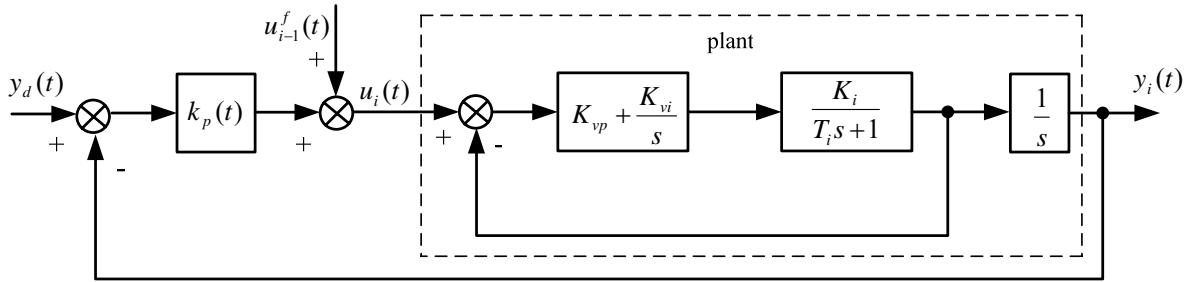


图 4-2 实验控制结构图

Fig. 4-2 The experimental control architecture

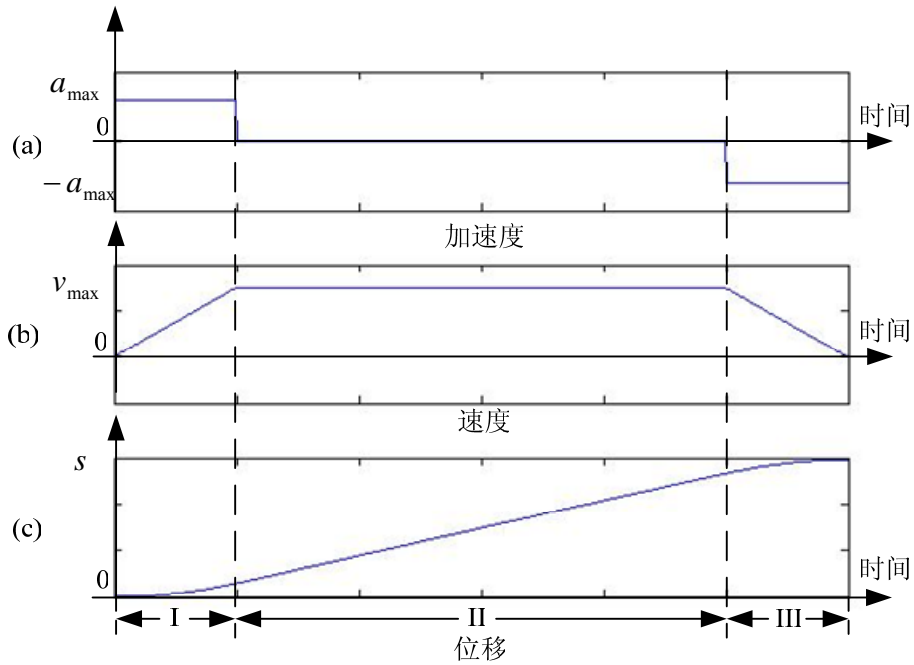


图 4-3 梯形曲线规划：(a)加速度；(b)速度；(c)位移

Fig. 4-3 Motion plan of trapezoidal-curve: (a) acceleration; (b) velocity; (c) displacement

实验的具体参数如下：位移 $s = 50 \text{ mm}$ ，最大加速度 $a_{\max} = 30 \text{ m/s}^2$ ，最大速度 $v_{\max} = 750 \text{ mm/s}$ 。在该组参数下，梯形曲线规划在 92 ms 可以达到目标位置 50 mm 。所以，在实验中，我们主要考察 92 ms 以后的系统误差数据，时间范围为 92 ms 到 500 ms 。同时，定义 $5 \mu\text{m}$ 稳定时间为系统的位置误差进入小于等于 $5 \mu\text{m}$ 的范围、不再跳出该范围所需的时间。

为了进行对比，首先给出典型 PID 控制的实验数据，此时速度控制器为 PI 结构，位置控制器为 P 结构，实验参数如下： $K_{vp} = 1500$ ， $K_{vi} = 2600$ ， $k_p = 1000$ ，实验结果如图 4-4 所示。图 4-4 所示为典型 PID 控制时系统 92ms 以后的位置误差图，最大位置误差为 $2724\mu\text{m}$ ， $5\mu\text{m}$ 稳定时间为 313ms。

在增益规划+A-型迭代学习控制实验中，由式 (4-22)，可取如下的实验参数： $K_{vp} = 1500$ ， $K_{vi} = 2600$ ， $k_{p1} = 1000$ ， $k_{p2} = 5000$ ， $\Delta = 2\text{ms}$ ， $k_f = 150$ ，此时， $\|1 - \frac{1}{2}k_f C A B \Delta^2\| = 0.6037 < 1$ ，实验结果如图 4-5 和 4-6 所示。

图 4-5 为点到点梯形曲线规划从迭代周期来看的实验结果。分图 (a) 为 $5\mu\text{m}$ 稳定时间，第一次迭代时为 216ms，经过 25 次左右的迭代之后，逐渐稳定到 125ms 左右。分图 (b) 为系统位置误差的均方值，分图 (c) 为系统位置误差的最大绝对值。从图中可以看出，系统的稳定时间、位置误差的均方值和最大绝对值在整个迭代周期中，出现了好几次小峰值，比如第 4 次、42 次和 45 次迭代周期。出现这种情况的可能原因有：其一，本迭代学习算法是渐近收敛的，而不是单调收敛的。其二，不可重复的干扰的突然增大，如直线电机的力纹波的突然增大等。

图 4-6 为点到点运动的位置误差实验结果。分图 (a)、(b) 和 (c) 分别为第 1 次和第 35 次和第 50 次的系统位置误差。比较图 4-4 和图 4-6，可知，通过对位置环的 P 参数进行增益规划，系统的 $5\mu\text{m}$ 稳定时间、位置误差都比典型 PID 控制要小得多。经过迭代学习之后，系统的稳定时间和位置误差得到了进一步的减小。

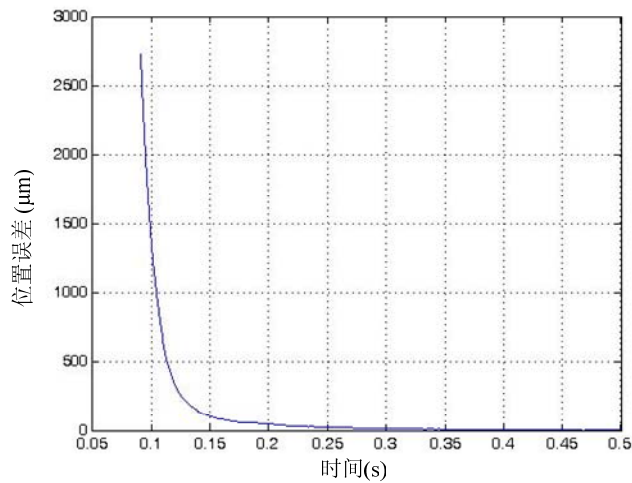
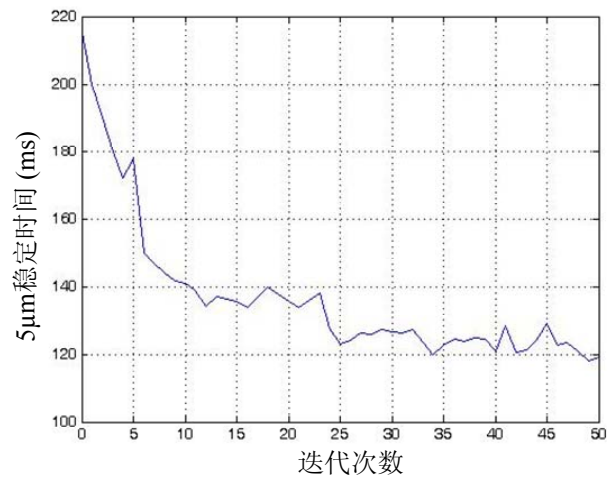
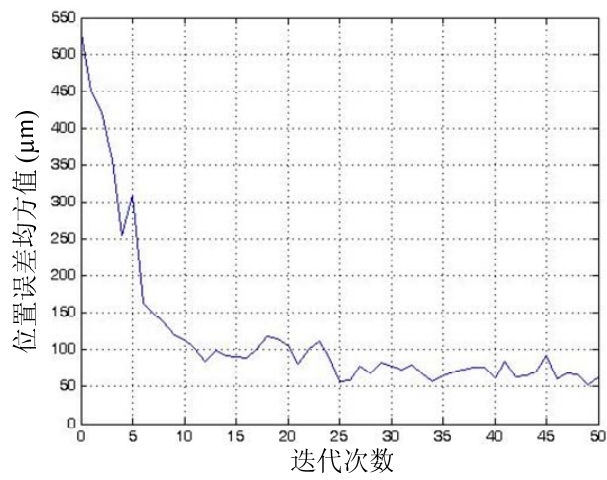


图 4-4 典型 PID 控制的位置误差

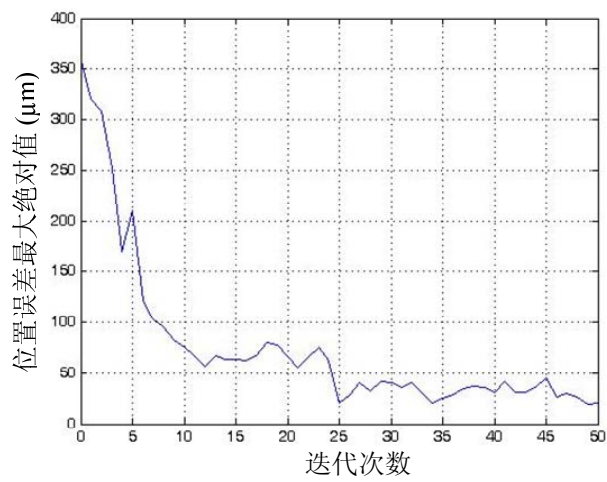
Fig. 4-4 Position error of PID control



(a) 5μm 稳定时间



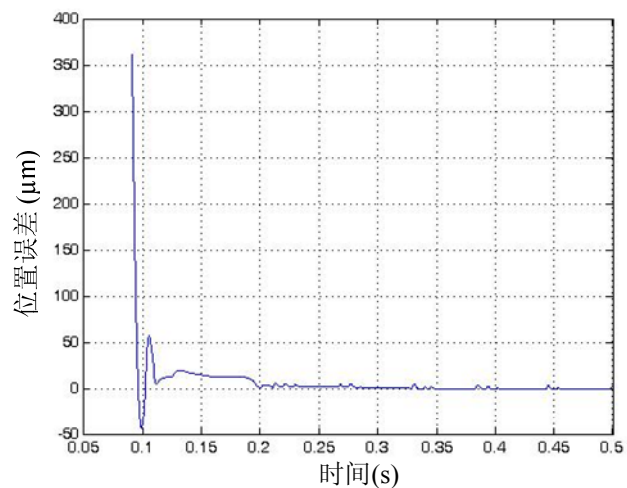
(b) 位置误差均方值



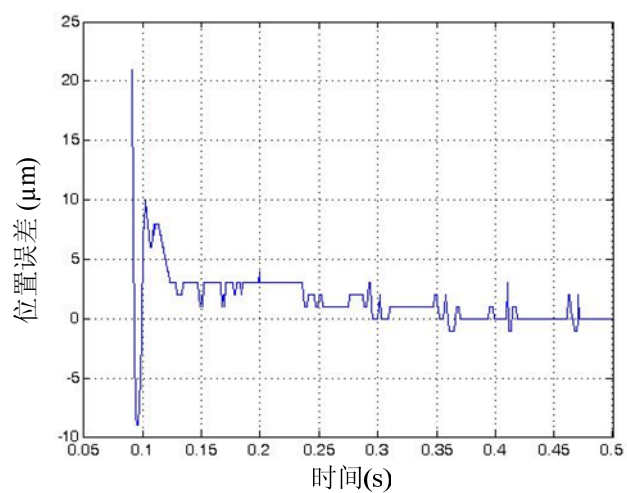
(c) 位置误差最大绝对值

图 4-5 点到点运动实验结果

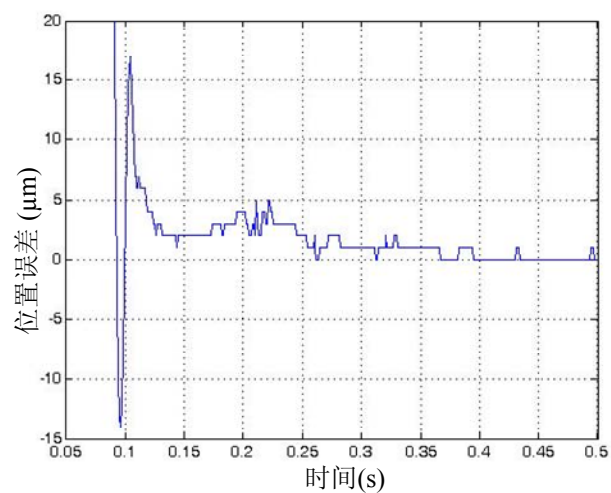
Fig. 4-5 Experimental result of point-to-point motion



(a) 第 1 次迭代学习误差



(b) 第 35 次迭代学习误差



(c) 第 50 次迭代学习误差

图 4-6 点到点运动位置误差

Fig. 4-6 Position error of point-to-point motion

4.5 本章小结

针对集成电路制造、封装组装过程中设备重复点对点的高速运动的特点，设计了增益规划+A-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器的增益规划来提高系统的快速性以及抑制不可重复的外界干扰进行抑制，而用 A-ILC 来对负载可重复的干扰进行补偿。实验结果证明了该算法的有效性。

第五章 基于未知复杂 P-I 回滞的一类非线性系统鲁棒自适应逆控制

5.1 引言

近年来,随着精密加工和生产设备等对控制精度和速度的要求不断提高,以压电陶瓷等功能材料为核心的先进致动器、传感器和驱动技术以及由此产生的回滞现象受到了控制界的高度重视。由于回滞的非平滑特性,传统的控制方法不能直接应用,所以带有回滞的一类系统的控制问题具有一定的挑战性。此外,由于回滞的存在,往往会造成系统的精度下降、振荡甚至造成系统的不稳定^[65]。因此,需要采用现代控制方法来消除回滞对系统的影响。

消除回滞影响的一种有效方法是逆回滞补偿的策略。在逆回滞补偿控制策略中,逆回滞模型通常与被控对象是串联相连的。文献[68-70]采用自适应控制的策略来消除死区、间隙等回滞非线性影响。在文献[69,70]中,引入光滑的逆函数分别对死区和间隙非线性进行补偿。光滑逆函数的引入可以有效的避免非平滑逆设计中所产生的抖动问题。通过线性参数化的方法,文献[68]引入自适应的间隙逆模型来消除未知间隙的影响。未知的参数通过自适应算法实现在线估计。近年来,复杂回滞模型的自适应补偿问题受到了极大的关注。文献[73]设计了一种新的逆补偿策略来消除用 Preisach 模型描述的复杂回滞和蠕变非线性的影响。该策略的特点是能消除非对称分支的回滞模型对系统的影响。文献[116]采用逆回滞的方法对广义的 P-I 回滞模型进行了补偿。文献[74, 117]中,采用自适应逆的方法来补偿 (P-I) 回滞影响。该方法无须任何的 P-I 模型的先验信息,未知的回滞模型参数通过最小二乘的方法^[74]或者是梯度算法^[117]在线辨识。然而,在文献[73, 74]中,都假设回滞的输出是可以观测的。文献[118]中,通过一个逆回滞模型和一个误差项来补偿广义 P-I 回滞。误差项通过自适应控制器来估计。然而,在该文中未知的回滞不是通过在线进行估计,而是需要通过实验来获得。文献[119]中,未知的回滞和它的逆模型都通过神经网络的方法来进行辨识,同时也考虑了近似误差的问题。近似回滞逆方法^[120]和伪逆的控制策略^[121]也被提出用于消除回滞的影响。文献[75]中,近似离散 Krasnosel'skii-Pokrovskii(KP)回滞逆模型被引入来消除回滞带来的影响。结合模型参考的控制方法和梯度自适应逆回滞方法,带有输入回滞的线性系统的跟踪问题得到了有效的解决。然而, KP 模型的近似逆算子只能部分的消除输入回滞的影响。因此,复杂

回滞模型的逆补偿问题仍然是一个具有挑战的问题。

另外一种重要的回滞控制策略是不加逆回滞对回滞进行补偿。该策略的思想是把回滞分解成一个线性项和一个有界的非线性项，然后把有界非线性项作为扰动项来处理，使之可以应用鲁棒技术来设计控制器。例如，文献[122, 123]采用鲁棒自适应技术分别处理了带有死区和间隙非线性项的问题。然而，上述讨论的控制方法只能限定于某一特定的回滞非线性类型^[124]。近年来，根据 P-I 回滞模型特性，文献[79, 81, 125]中，分别采用鲁棒自适应^[79, 125]和神经网络^[81]的控制策略来消除回滞现象带来的影响，且不用添加逆回滞。然而，对于其他的一些基于算子的复杂回滞回滞模型，如 Preisach 模型、KP 模型等。即使并非不可能，把他们分解成线性项和扰动项之和也是非常困难的。因此，在处理这样的一些回滞模型时，不添加逆的控制策略就很难应用。

本章主要针对带有未知 P-I 复杂回滞模型驱动的一类不确定非线性系统，通过反步递推的设计方法，设计了自适应逆控制的策略来消除回滞的影响。首先，把连续的 P-I 回滞模型分解成一个离散的 P-I 算子和一个有界的误差项。然后，建立一个自适应逆 P-I 算子来补偿 P-I 回滞效应，而近似逆补偿引起的误差则通过自适应律在线估计。该控制策略特别适合于处理基于算子的回滞补偿问题，因此也适用于补偿 Preisach、KP 回滞。设计了两种自适应控制器：第一种控制器保证闭环系统是一致有界的；第二种控制器可保证闭环系统是全局稳定的。最后，给出了两种控制器的仿真结果。仿真结果表明了该控制策略的有效性。

5.2 问题的提出

考虑如下形式的一类带有回滞驱动的非线性系统：

$$x^{(n)}(t) + \sum_{i=1}^k a_i Y_i(x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)) = bu(t) \quad (5-1)$$

$$u(t) = H[v](t) \quad (5-2)$$

式中 Y_i 为已知的线性或者非线性函数，参数 a_i 和控制增益 b 为未知有界常数， $v(t)$ 为控制输入， $H[v]$ 表示 P-I 回滞非线性。

控制目标是设计反馈控制 $v(t)$ ，保证闭环信号有界，而且状态 $x(t)$ 跟踪指定的期望轨迹 $y_r(t)$ 。

为了实现控制目标，作如下的假设：

假设 5-1 未知参数 $b > 0$ ；

假设 5-2 期望轨迹 $y_r(t)$ 是光滑有界的信号，其时间导数 $y_r^i(t)$ ， $1 \leq i \leq n$ ，有界。

与文献[73, 116]相比，P-I 回滞非线性的输出假设是不可观测的。假设 5-1 是非奇异控制所必须的，假设 5-2 是为了反步递推设计时所必须的。

5.3 P-I 回滞模型及其逆模型

P-I 回滞模型是 Preisach 模型的一个子集，主要由两个基本的回滞算子组成：play 算子和 stop 算子。本节首先介绍上述两个基本算子以及经典的 P-I 回滞模型，然后在此基础上，为了实现自适应逆控制，把 P-I 模型分解成为一个离散的 P-I 算子和一个小的有界误差项，并导出了离散 P-I 算子的逆模型，最后得到了适合自适应逆控制的控制误差参数化模型。

5.3.1 Stop 算子

设 $C_m[0, T]$ 为分段单调连续的泛函空间，对分段单调的输入 $v(t) \in C_m[0, T]$ ，stop 算子 $Er[v]$ 的输入-输出特性可表示为以下解析形式：

$$\begin{cases} Er[v](0) = e_r(v(0)) \\ Er[v](t) = e_r(v(t) - v(t_i) + Er[v](t_i)), \quad t_i < t < t_{i+1}, 0 \leq t \leq N-1, \forall r \geq 0 \end{cases} \quad (5-3)$$

式中 $e_r(v) = \min\{r, \max\{-r, v\}\}$ ， $0 = t_0 < t_1 < \cdots < t_N = T$ 为定义在 $[0, T]$ 上的时间点， v 在每个子区间 $[t_i, t_{i+1}]$ 内单调。

5.3.2 Play 算子

Play 算子可用 $w = Fr[v]$ 表示。假设 $0 = t_0 < t_1 < \cdots < t_N = T$ 为在区间 $[0, T]$ 上的时间点，输入 v 在每个 $[t_i, t_{i+1}]$ 内单调。 $Fr[v]$ 的输入-输出关系在单调的输入区间内有如下的解析表达式：

$$\begin{cases} Fr[v](0) = f_r(v(0), 0) \\ Fr[v](t) = f_r(v(t), Fr[v](t_i)), \quad t_i < t < t_{i+1}, 0 \leq t \leq N-1, \forall r \geq 0 \end{cases} \quad (5-4)$$

式中 $f_r(v, w) = \max\{v - r, \min\{v + r, w\}\}$ 。

由式 (5-3) 和 (5-4)，可以证明，对于任意的 $v(t) \in C_m[0, T]$ ， $Fr[v]$ 是 $Er[v]$ 的补，即对于任意分段单调的输入 v ，以下等式成立^[79]：

$$Fr[v](t) + Er[v](t) = v(t) \quad (5-5)$$

5.3.3 P-I 模型

经典的 Prandtl-Ishlinskii 回滞模型算子 $H[v](t)$ 可以由 stop 算子 $Er[v](t)$ 来描述，其输入 $v(t)$ 和输出 $u(t)$ 关系可由如下式子描述：

$$u(t) = H[v](t) = \int_0^R p(r) Er[v](t) dr \quad (5-6)$$

式中 $p(r)$ 为密度函数，满足 $p(r) \geq 0$ 且 $\int_0^\infty rp(r)dr < \infty$ ，密度函数可通过实验辨识得到。由于密度函数 $p(r)$ 在 r 取较大值时趋近 0，所以为了方便起见，通常取 $R = \infty$ 为积分的上限^[79]。举个例子，设 $p(r) = e^{-0.07(r-2)^2}$ ， $r \in [0, 10]$ ，输入 $v(t) = 8\sin(3t)/(1+t)$ ， $t \in [0, 2\pi]$ ，由式 (5-6) 所描述的 P-I 回滞模型曲线如图 1 所示。

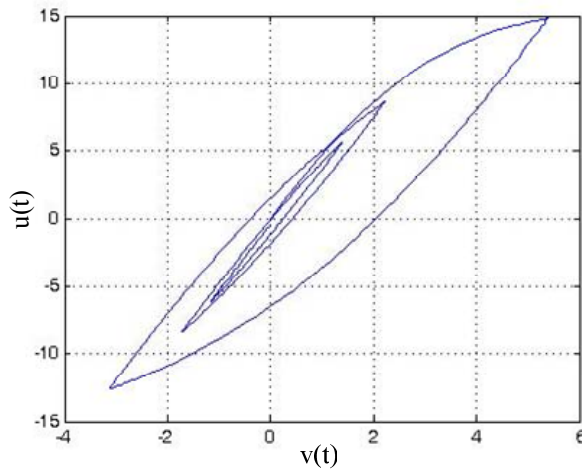


图 5-1 由 $u(t) = \int_0^R p(r) Er[v](t) dr$ 描述的回滞非线性

Fig. 5-1 Hysteresis non-linearities given by $u(t) = \int_0^R p(r) Er[v](t) dr$

由式 (5-5) 和 (5-6)，P-I 模型也可由 play 算子定义为：

$$u(t) = H[v](t) = p_0 v(t) - \int_0^R p(r) Fr[v](t) dr \quad (5-7)$$

式中, $p_0 = \int_0^\infty p(r) dr$ 为常数, 其值由密度函数确定。下面介绍一个 P-I 模型的重要特性, 将在后面的设计中使用到。该引理在文献[79]中已得到了证明。

引理 5-1 $H[v](t)$ 表示 Prandtl-Ishlinskii 回滞算子, 由式 (5-6) 描述, 满足 $p(r) \geq 0$ 且 $\int_0^\infty r p(r) dr < \infty$ 。那么, 对于任意输入 $v(t) \in [t_0, \infty)$, 存在一个常数 $K \geq 0$, 使得 $|H[v](t)| \leq K < \infty$ 。

5.3.4 P-I 模型的逆

对式 (5-6) 使用定积分的近似算法, 有:

$$u(t) = H[v](t) = H_L[v](t) + \bar{d}(t) \quad (5-8)$$

$$H_L[v](t) = \sum_{i=1}^m p_i(r) Er_i[v](t) \Delta r_i \quad (5-9)$$

式中 m 为积分区间分段的个数, $\bar{d}(t)$ 为近似算法的误差项。用 θ_i 表示 $p_i \Delta r$, 则式 (5-9) 可改写为:

$$H_L[v](t) = \sum_{i=1}^m \theta_i Er_i[v](t) \quad (5-10)$$

此式即为 P-I 算子的离散描述形式。通过式 (5-5), 式 (5-10) 可改写为:

$$H_L[v](t) = p_{0s} v(t) - \sum_{i=1}^m \theta_i Fr_i[v](t) \quad (5-11)$$

式中 $p_{0s} = \sum_{i=1}^m \theta_i$ 为常数, 其值由密度函数确定。

由式 (5-11) 描述的离散 P-I 算子的逆算子的存在性在文献[126]中已经得到证明。因为参数 θ_i 未知, 且 u 是不可观测的, 所以设 u_d 为 P-I 回滞的期望输出, $\hat{\theta}_i$ 为 θ_i 的估计值, 则实际的输入 $v(t)$ 可由如下离散 P-I 回滞逆算子给出:

$$v = H_L^{-1}[u_d](t) = p'_{0s} u_d(t) - \sum_{i=1}^m \theta'_i Fr_i[u_d] \quad (5-12)$$

其中 $\hat{p}_{0s} = \sum_{i=1}^m \hat{\theta}_i$,

$$p'_{0s} = \frac{1}{p'_{0s}} \quad (5-13)$$

$$\hat{\theta}' = -\frac{\hat{\theta}_i}{(\hat{p}_{0s} + \sum_{j=1}^i \hat{\theta}_j)(\hat{p}_{0s} + \sum_{j=1}^{i-1} \hat{\theta}_j)} \quad (5-14)$$

$$r'_i = \hat{p}_{0s} r_i + \sum_{j=1}^{i-1} \hat{\theta}_j (r_i - r_j) \quad (5-15)$$

另一方面，为了对系统（5-1）使用自适应逆控制，必须得到参数化的控制误差模型来设计自适应律以更新逆回滞的参数。下面介绍由式（5-10）导出回滞算子 $H_L[v](t)$ 的另外一个逆算子。用 $\bar{H}_L^{-1}[v](t)$ 表示 $u_d = \bar{H}_L[v](t)$ 的逆算子，那么， u_d 的逆输出 v 可由 $v(t) = \bar{H}_L^{-1}[u_d](t)$ 表示。反过来，又有：

$$u_d = \bar{H}_L[v](t) = \sum_{i=1}^m \hat{\theta}_i \bar{E}r_i[v](t) \quad (5-16)$$

因为 H_L 和 \bar{H}_L 有相同的输入 v ，则有：

$$\bar{E}r[v](t) = Er[v](t), \text{ for } 0 = r_0 < r_1 < \cdots < r_m = R \quad (5-17)$$

把式（5-17）带入式（5-16）得：

$$u_d = \bar{H}_L[v](t) = \sum_{i=1}^m \hat{\theta}_i Er_i[v](t) \quad (5-18)$$

5.3.5 控制误差

由式(5-8)、(5-10)和(5-18)，可得控制误差，如下：

$$u_d(t) - u(t) = -\tilde{\theta}^T E(t) - d(t) \quad (5-19)$$

式中： $\theta = [\theta_1, \theta_2, \cdots, \theta_m]^T$ ， $E(t) = [Er_1[v](t), Er_2[v](t), \cdots, Er_m[v](t)]^T$ ， $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ ，

$d(t) = \bar{d}(t) + d_c(t)$ 。其中 $d_c(t)$ 为一个小的有界的误差项，用于补偿由于近似离散逆算子

所引起的误差，因为在自适应逆算法中，将用形如式（5-12）的近似离散逆算子 H_L^{-1} 来代替实际的 $H(\cdot)$ 的逆算子 H^{-1} 。

由引理 5-1 可知， $\bar{d}(t)$ 和 $d_c(t)$ 是有界的，因此 $d(t)$ 也是有界的，所以 $bd(t)$ 也是有界的。那么，存在一个正的常数 D 使得 $|bd(t)| \leq D$ 。

在该控制策略中，在控制误差中引入 $d(t)$ 项，并且用一个有界的常数 D 来在线估计这个误差项。因此自适应逆控制器可以有效补偿连续 P-I 回滞，这也正是本文与文献[75]最大的不同点。而且正因为 $d(t)$ 项通过在线估计来补偿，所以积分区间分段个数 m 值也可以不必取过大值就能对回滞进行有效的消除，从而有效的提高算法的快速性。

5.4 鲁棒自适应控制器的设计

5.4.1 一致有界控制器的设计

在设计控制器之前，首先介绍一个引理，将在控制器的设计时用到。

引理 5-2 对于任意的 $\varepsilon > 0$ 和 $z \in R$ ，如下的不等式成立^[127]：

$$0 \leq |z| - z \tanh\left(\frac{z}{\varepsilon}\right) \leq k\varepsilon \quad (5-20)$$

式中， k 为常数，且满足 $k = e^{-(k+1)}$ ，亦即： $k = 0.2785$ 。

首先，把系统（5-1）改写为如下的形式：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = -\sum_{i=1}^k a_i Y_i(x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n-1}(t)) + bu = a^T Y + bu \end{cases} \quad (5-21)$$

式中： $x_1 = x$ ， $\dot{x}_1 = \dot{x}$ ， \dots ， $x_n = x^{(n-1)}$ ， $a = [-a_1, -a_2, \dots, -a_k]^T$ ， $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_k]^T$ 。

在控制器设计之前，作如下的坐标变换^[90]：

$$z_1 = x_1 - y_r \quad (5-22)$$

$$z_i = x_i - y_r^{(i-1)} - \alpha_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (5-23)$$

反步递推控制器的设计步骤如下：

第 1 步：对式 (5-22) 求导，取 $i=2$ ，再根据式 (5-23)，可得

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_1 \quad (5-24)$$

本步骤的目标是，选择如下的 Lyapunov 函数，使得式 (5-24) 稳定。

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (5-25)$$

对上式求时间导，得：

$$\dot{V}_1 = z_1(z_2 + \alpha_1) \quad (5-26)$$

然后，对于 $i=1$ 选择如下的虚拟控制律：

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 \quad (5-27)$$

式中， c_1 为要设计的正常数。把式 (5-27) 代入式 (5-26)，可得：

$$\dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2 \quad (5-28)$$

第 i 步 ($i=2,3,\dots,n-1$)：由 $z_{i+1} = x_{i+1} - y_r^{(i)} - \alpha_i$ 和式 (5-23)，可得

$$\dot{z}_i = z_{i+1} + \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1}(x_1, \dots, x_{i-1}, y_r, \dots, y_r^{(i-1)}) \quad (5-29)$$

第 i 步就是要使系统 (z_1, z_2, \dots, z_i) 在 Lyapunov 函数 $V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^2$ 下是稳定的。于是，有：

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{i-1} + z_i \dot{z}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} c_j z_j^2 + z_i(z_{i-1} + z_{i+1} + \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1}) \quad (5-30)$$

式中， $c_j, j=2,3,\dots,i-1$ 为要设计的正常数。

选取第 i 步的虚拟控制律为：

$$\alpha_i = -c_i z_i - z_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1} \quad (5-31)$$

把式 (5-31) 代入式 (5-30)，可得：

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^i c_j z_j^2 + z_i z_{i+1} \quad (5-32)$$

第 n 步：由式 (5-19)、(5-21) 和 (5-23)，可得：

$$\begin{aligned} \dot{z}_n &= a^T Y + bu - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= a^T Y + bu_d + b\tilde{\theta}^T E(t) + bd(t) - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (5-33)$$

然后，自适应控制律设计如下：

$$u_d = \hat{e} \bar{\alpha}_n \quad (5-34)$$

$$\bar{\alpha}_n = -c_n z_n - z_{n-1} - \hat{a}^T Y + y_r^{(n)} + \dot{\alpha}_{n-1} - \hat{D} \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) \quad (5-35)$$

$$\dot{\hat{a}} = \Gamma[Y z_n - \sigma_a(\hat{a} - a^0)] \quad (5-36)$$

$$\dot{\hat{e}} = \gamma[-\bar{a}_n z_n - \sigma_e(\hat{e} - e^0)] \quad (5-37)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma_H[E(t) z_n - \sigma_\theta(\hat{\theta} - \theta^0)] \quad (5-38)$$

$$\dot{\hat{D}} = \eta[z_n \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) - \sigma_D(\hat{D} - D^0)] \quad (5-39)$$

式中, ε 在引理 5-2 中已有定义; Γ 和 Γ_H 为正定矩阵; γ 、 η 、 σ_a 、 σ_e 、 σ_θ 、 σ_D 、 e^0 、 D^0 为正的常数; a^0 、 θ^0 为正的向量; \hat{a} 、 \hat{e} 、 \hat{D} 分别为 a 、 $e = 1/b$ 和 D 的估计值。令 $\tilde{a} = a - \hat{a}$ 、 $\tilde{e} = e - \hat{e}$ 和 $\tilde{D} = D - \hat{D}$ 。注意到式 (5-33) 中的 bu_d 可改写为:

$$bu_d = b\hat{e}\bar{\alpha}_n = \bar{\alpha}_n - b\tilde{e}\bar{\alpha}_n \quad (5-40)$$

定义如下的 Lyapunov 函数:

$$V = V_{n-1} + \frac{1}{2} z_n^2 + \frac{1}{2} \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \tilde{a} + \frac{b}{2\gamma} \tilde{e}^2 + \frac{b}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma_H^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2\eta} \tilde{D}^2 \quad (5-41)$$

对式 (5-41) 求时间导, 得:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\sum_{j=1}^{n-1} c_j z_j^2 + z_n (z_{n-1} + a^T Y + bu_d + b\tilde{\theta}^T E(t) + bd(t) - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1}) \\ & - \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{a}} - \frac{b}{\gamma} \tilde{e} \dot{\tilde{e}} - b\tilde{\theta}^T \Gamma_H^{-1} \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\eta} \tilde{D} \dot{\tilde{D}} \end{aligned} \quad (5-42)$$

考虑如下的不等式:

$$z_n bd(t) \leq |z_n| D \quad (5-43)$$

由式 (5-34) - (5-39), 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{j=1}^n c_j z_j^2 + |z_n| D - z_n D \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) + \tilde{a}^T \sigma_a(\hat{a} - a^0) + b\tilde{e} \sigma_e(\hat{e} - e^0) \\ & + b\tilde{\theta}^T \sigma_\theta(\hat{\theta} - \theta^0) + \tilde{D} \sigma_D(\hat{D} - D^0) \end{aligned} \quad (5-44)$$

考虑如下的不等式:

$$\tilde{a}^T(\hat{a} - a^0) \leq -\frac{1}{2}\|\tilde{a}\|^2 + \frac{1}{2}\|a - a^0\|^2 \quad (5-45)$$

$$\tilde{e}(\hat{e} - e^0) \leq -\frac{1}{2}\tilde{e}^2 + \frac{1}{2}(e - e^0)^2 \quad (5-46)$$

$$\tilde{\theta}^T(\hat{\theta} - \theta^0) \leq -\frac{1}{2}\|\tilde{\theta}\|^2 + \frac{1}{2}\|\theta - \theta^0\|^2 \quad (5-47)$$

$$\tilde{D}(\hat{D} - D^0) \leq -\frac{1}{2}\tilde{D}^2 + \frac{1}{2}(D - D^0)^2 \quad (5-48)$$

由引理 5-2，不等式 (5-44) 可改写为：

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{j=1}^n c_j z_j^2 - \frac{1}{2}\sigma_a \|\tilde{a}\|^2 - \frac{1}{2}b\sigma_e \tilde{e}^2 - \frac{1}{2}b\sigma_\theta \|\tilde{\theta}\|^2 - \frac{1}{2}\sigma_D \tilde{D}^2 + 0.2785D\varepsilon \\ & + \frac{1}{2}\sigma_a \|a - a^0\|^2 + \frac{1}{2}b\sigma_e (e - e^0)^2 + \frac{1}{2}b\sigma_\theta \|\theta - \theta^0\|^2 + \frac{1}{2}\sigma_D (D - D^0)^2 \\ \leq & -cV + \zeta \end{aligned} \quad (5-49)$$

式中， $c = \min(\frac{\sigma_a}{\lambda_{\min}(\Gamma^{-1})}, \frac{\gamma\sigma_e}{b}, \frac{\sigma_\theta}{b\lambda_{\min}(\Gamma_H^{-1})}, \eta\sigma_D, 2c_1, \dots, 2c_n)$ ，

$$\zeta = 0.2785D\varepsilon + \frac{1}{2}\sigma_a \|a - a^0\|^2 + \frac{1}{2}b\sigma_e (e - e^0)^2 + \frac{1}{2}b\sigma_\theta \|\theta - \theta^0\|^2 + \frac{1}{2}\sigma_D (D - D^0)^2。$$

最后，由式 (5-12)，控制律为：

$$v(t) = p'_{0s} u_d(t) - \sum_{i=1}^m \hat{\theta}'_i Fr'_i[u_d](t) \quad (5-50)$$

式中，常数 p'_{0s} 、 θ'_i 和 r'_i 由式 (5-13)、(5-14) 和 (5-15) 定义。

定理 5-1 对于带有如式 (5-6) 描述的 P-I 回滞驱动的非线性系统 (5-1)，自适应律设计如下：参数更新律如式(5-36)-(5-39)，虚拟控制律如式(5-27)、(5-31)和 (5-35)，自适应控制设计如式(5-34) 和(5-50)，可以保证闭环系统是一致有界的。

证明：把文献[128]的引理 1 应用到式 (5-49)，则闭环系统是一致有界的。

5.4.2 全局稳定控制器的设计

在设计全局稳定控制器之前，如文献[69, 123]，引入如下的函数：

$$sg_i(z_i) = \begin{cases} \frac{z_i}{|z_i|}, & |z_i| \geq \delta_i \\ \frac{z_i^{(2l+1)}}{(\delta_i^2 - z_i^2)^{n-i+2} + |z_i|^{(2l+1)}}, & |z_i| < \delta_i \end{cases} \quad (5-51)$$

$$f_i(z_i) = \begin{cases} 1, & |z_i| \geq \delta_i \\ 0, & |z_i| < \delta_i \end{cases} \quad (5-52)$$

式中 $\delta_i, i=1,2,\dots,n$ 为正的参数, $l = \text{round}\{(n-i+2)/2\}$, 其中 $\text{round}\{x\}$ 为取离 x 最近的整数的函数。显然 $2l+1 \geq (n-i+2)$ 。且可以证明 $sg_l(z_i)$ 至少是 $(n-i+2)$ 阶可导。

如第一种控制的设计, 在控制器设计之前, 把系统 (5-1) 改写为如式 (5-21), 并作如式 (5-22) 和 (5-23) 的坐标变换, 如下:

$$z_{1_s} = x_1 - y_r \quad (5-53)$$

$$z_{i_s} = x_i - y_r^{(i-1)} - \alpha_{(i-1)_s}, \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (5-54)$$

反步递推控制器的设计步骤如下:

第 1 步: 虚拟控制律 α_{1_s} 设计如下:

$$\alpha_{1_s} = -(c_{1_s} + \frac{1}{4})(|z_{1_s}| - \delta_1)^n sg_1(z_{1_s}) - (\delta_2 + 1)sg_1(z_{1_s}) \quad (5-55)$$

式中, c_{1_s} 为正的设计参数, 考虑如下的 Lyapunov 函数:

$$V_{1_s} = \frac{1}{n+1}(|z_{1_s}| - \delta_1)^{n+1} f_1 \quad (5-56)$$

对 V_{1_s} 取时间导, 可得:

$$\dot{V}_{1_s} = (|z_{1_s}| - \delta_1)^n f_1 sg_1(z_{1_s}) \dot{z}_{1_s} \quad (5-57)$$

因为 $\dot{z}_{1_s} = z_{2_s} + \alpha_{1_s}$, 所以由式 (5-57) 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{1_s} &= (|z_{1_s}| - \delta_1)^n f_1 sg_1(z_{1_s})(z_{2_s} + \alpha_{1_s}) \\ &\leq -(c_{1_s} + \frac{1}{4})(|z_{1_s}| - \delta_1)^{2n} f_1 + (|z_{1_s}| - \delta_1)^n (|z_{2_s} - \delta_2 - 1|) f_1 \end{aligned} \quad (5-58)$$

第 i 步 ($i = 2, 3, \dots, n-1$): 设计虚拟控制律 α_{i_s} 如下:

$$\alpha_{i_s} = -(c_{i_s} + \frac{5}{4})(|z_{i_s}| - \delta_i)^{n-i+1} sg_i(z_{i_s}) + \dot{\alpha}_{(i-1)_s} - (\delta_{i+1} + 1)sg_i(z_{i_s}) \quad (5-59)$$

式中, c_{i_s} 为正的设计参数, 定义 Lyapunov 函数 V_{i_s} 为:

$$\dot{z}_{n_s} = a^T Y + bu - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{(n-1)_s} \quad (5-60)$$

因为 $\dot{z}_{i_s} = z_{(i+1)_s} + \alpha_{i_s} - \dot{\alpha}_{(i-1)_s}$, 对 V_{i_s} 取时间导, 可得

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{i_s} &= (|z_{i_s}| - \delta_i)^{n-i+1} f_i s g_i(z_{i_s}) \dot{z}_{i_s} + \dot{V}_{(i-1)_s} \\
 &\leq -\sum_{k=1}^i c_{k_s} (|z_{k_s}| - \delta_k)^{2(n-k+1)} f_k + M_i + (|z_{i_s}| - \delta_i)^{n-i+1} f_i (|z_{(i+1)_s}| - \delta_{i+1} - 1) \\
 &\quad - \frac{1}{4} (|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i+1)} f_i^2
 \end{aligned} \tag{5-61}$$

式中：

$$M_i = -(|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i+1)} f_i - \frac{1}{4} (|z_{(i-1)_s}| - \delta_{i-1})^{2(n-i+2)} f_{i-1}^2 + (|z_{(i-1)_s}| - \delta_{i-1})^{n-i+2} (|z_{i_s}| - \delta_i - 1) f_{i-1}.$$

显然，当 $|z_{i_s}| < \delta_i + 1$ ，有 $M_i \leq 0$ 。而当 $|z_{i_s}| \geq \delta_i + 1$ ，应用 Young 不等式^[16]，有：

$$\begin{aligned}
 M_i &\leq -(|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i+1)} - \frac{1}{4} (|z_{(i-1)_s}| - \delta_{i-1})^{2(n-i+2)} f_{i-1}^2 \\
 &\quad + \frac{1}{4} (|z_{(i-1)_s}| - \delta_{i-1})^{2(n-i+2)} f_{i-1}^2 + (|z_{i_s}| - \delta_i - 1)^2 \\
 &< -(|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i+1)} + (|z_{i_s}| - \delta_i)^2 \\
 &< (|z_{i_s}| - \delta_i)^2 [1 - (|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i)}] \\
 &\leq 0
 \end{aligned}$$

综上所述可知， $M_i \leq 0$ 。然后，由式 (5-61) 可得：

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{i_s} &\leq -\sum_{k=1}^i c_{k_s} (|z_{k_s}| - \delta_k)^{2(n-k+1)} f_k + (|z_{i_s}| - \delta_i)^{n-i+1} f_i (|z_{(i+1)_s}| - \delta_{i+1} - 1) \\
 &\quad - \frac{1}{4} (|z_{i_s}| - \delta_i)^{2(n-i+1)} f_i^2
 \end{aligned} \tag{5-62}$$

第 n 步：由式 (5-19)、(5-21) 和 (5-23) 可得：

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_{n_s} &= a^T Y + bu - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{(n-1)_s} \\
 &= a^T Y + bu_d + b\tilde{\theta}^T E(t) + bd(t) - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{(n-1)_s}
 \end{aligned} \tag{5-63}$$

然后，自适应控制律和参数更新律设计如下：

$$u_d = \hat{e}_s \alpha_{n_s} \tag{5-64}$$

$$\alpha_{n_s} = -(c_{n_s} + 1) (|z_{n_s}| - \delta_n) s g_n(z_{n_s}) - \hat{a}^T Y + y_r^{(n)} + \dot{\alpha}_{(n-1)_s} - s g_n(z_{n_s}) \hat{D}_s \tag{5-65}$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \Gamma_{H_s} (|z_{n_s}| - \delta_n) f_n s g_n(z_{n_s}) E \tag{5-66}$$

$$\dot{\hat{D}}_s = \eta_s (|z_{n_s}| - \delta_n) f_n \tag{5-67}$$

$$\dot{\hat{a}}_s = \Gamma_s Y(|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) \quad (5-68)$$

$$\dot{\hat{e}}_s = -\gamma_s \alpha_{n-s} (|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) \quad (5-69)$$

式中 c_{n-s} 、 γ_s 、 η_s 为正的设计参数， Γ_s 、 Γ_{H-s} 为正定矩阵。定义 \hat{a}_s 、 \hat{e}_s 、 \hat{D}_s 分别为 a 、 $e_s = \frac{1}{b}$ 、 D 的估计值，并设 $\tilde{a}_s = a - \hat{a}_s$ 、 $\tilde{e}_s = e_s - \hat{e}_s$ 、 $\tilde{D}_s = D - \hat{D}_s$ 。根据式 (5-64)，式 (5-63) 中的 bu_d 可以改写为：

$$bu_d = b\hat{e}_s \alpha_{n-s} = \alpha_{n-s} - b\tilde{e}_s \alpha_{n-s} \quad (5-70)$$

此外，由式 (5-51) 和 D 的定义可知如下不等式成立：

$$\text{sg}_n(z_{n-s}) b d(t) \leq D \quad (5-71)$$

定义 Lyapunov 函数如下：

$$\begin{aligned} V_s = & V_{(n-1)-s} + \frac{1}{2} (|z_{n-s}| - \delta_n)^2 f_n + \frac{1}{2} \tilde{a}_s^T \Gamma_s^{-1} \tilde{a}_s \\ & + \frac{b}{2\gamma_s} \tilde{e}_s^2 + \frac{b}{2} \tilde{\theta}^T \Gamma_{H-s}^{-1} \tilde{\theta} + \frac{1}{2\eta_s} \tilde{D}_s^2 \end{aligned} \quad (5-72)$$

然后，对 V_s 取时间导，由式 (5-65) (5-70) (5-71) 可得：

$$\begin{aligned} \dot{V}_s = & \dot{V}_{(n-1)-s} + (|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) \dot{z}_{n-s} - \tilde{a}_s^T \Gamma_s^{-1} \dot{\hat{a}}_s \\ & + \frac{b}{\gamma_s} \tilde{e}_s \dot{\hat{e}}_s + b \tilde{\theta}^T \Gamma_{H-s}^{-1} \dot{\hat{\theta}} + \frac{1}{\eta_s} \tilde{D}_s \dot{\hat{D}}_s \\ \leq & -\sum_{k=1}^n c_{k-s} (|z_{k-s}| - \delta_k)^{2(n-k+1)} f_k + M_n \\ & + \tilde{a}_s^T \Gamma_s^{-1} (\Gamma_s Y(|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) - \dot{\hat{a}}_s) \\ & - \frac{b}{\gamma_s} \tilde{e}_s (\gamma_s \alpha_{n-s} (|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) + \dot{\hat{e}}_s) \\ & + b \tilde{\theta}^T \Gamma_{H-s}^{-1} (\Gamma_{H-s} (|z_{n-s}| - \delta_n) f_n \text{sg}_n(z_{n-s}) E - \dot{\hat{\theta}}) \\ & + \frac{1}{\eta_s} \tilde{D}_s (\eta_s (|z_{n-s}| - \delta_n) f_n - \dot{\hat{D}}_s) \end{aligned} \quad (5-73)$$

式中： $M_n = -(|z_{n-s}| - \delta_n)^2 f_n - \frac{1}{4} (|z_{(n-1)-s}| - \delta_{n-1})^4 f_{n-1} + (|z_{(n-1)-s}| - \delta_{n-1})^2 (|z_{n-s}| - \delta_n - 1) f_{n-1}$ 。

与 $M_i \leq 0$ 的推导过程相似, 可得, $M_n \leq 0$ 。再根据式 (5-66) ~ (5-69), 由式 (5-73) 可得:

$$\dot{V}_s \leq -\sum_{k=1}^n c_{k-s} (|z_{k-s}| - \delta_k)^{2(n-k+1)} f_k \quad (5-74)$$

最后, 由式 (5-12) 可得最后实际的控制如下:

$$v(t) = p'_{0s} u_d(t) - \sum_{i=1}^m \hat{\theta}'_i F r_i[u_d](t) \quad (5-75)$$

式中, 常数 p'_{0s} 、 θ'_i 和 r'_i 由式 (5-13)、(5-14) 和 (5-15) 定义。

定理 5-2 对于带有如式 (5-6) 描述的 P-I 回滞驱动的非线性系统 (5-1), 自适应律设计如下: 参数更新律如式(5-66)~(5-69), 虚拟控制律如式(5-55)、(5-59)和 (5-65), 自适应控制设计如式(5-64) 和(5-75), 可以保证闭环系统是全局稳定的, 而且跟踪误差满足: 当 $t \rightarrow \infty$, 有 $|x(t) - y_r(t)| \rightarrow \delta_1$ 。

证明: 由式 (5-74), 可知 \dot{V}_s 是非增的。因此, z_{i-s} , $i=1,2,\dots,n, \hat{a}_s$ 、 \hat{e}_s 、 $\hat{\theta}$ 和 \hat{D}_s 都是有界的。对式 (5-74) 应用第二章的定理 2-7, 可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|z_{i-s} - \delta_i\| = 0$, 于是由式 (5-51), 可得 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - y_r(t)\| = \delta_1$, 而且闭环系统是全局稳定的。

由上述的分析和设计可知, 如文献[129]所示, 本节提出的自适应逆控制策略不仅可以用于形如式 (5-1) 的系统中, 还可以用于很多其他的线性或者非线性系统中。更为重要的是, 本文的控制策略也可用于补偿基于算子的一些其他回滞模型, 如 Preisach 和 KP 回滞。因为这些回滞模型的逆都存在^[73,75], 且也可以经过一些变换而得到与本节中类似的控制误差参数化模型。

5.5 仿真研究

5.5.1 一致有界控制器的仿真结果

考虑形如式 (5-1) 的一个非线性系统, 具体如下:

$$\dot{x} = a \frac{1 - e^{-x(t)}}{1 + e^{-x(t)}} + bH[v](t) \quad (5-76)$$

其中 $H[v](t) = \int_0^R p(r)Er[v](t)dr$ 。假定参数 a 、 b 和密度函数 $p(r)$ 都为未知。其名义

值如下: $a=1$, $b=1$, $p(r)=\varsigma e^{-\beta(r-\tau)^2}$, $r \in [0,100]$, $\varsigma=0.5$, $\beta=0.00105$, $\tau=2$ 。如果没有控制, 亦即 $H[v](t) \equiv 0$, 系统 (5-76) 是不稳定的。因为, 当 $x > 0$ 时, $\dot{x} = (1 - e^{-x(t)})/(1 + e^{-x(t)}) > 0$; 当 $x < 0$ 时 $\dot{x} < 0$ 。控制的目标为控制状态 x , 使之跟踪如下的期望轨迹 $y_r = 12.5 \sin(2.3t) + 0.1 \cos(6.7t)$ 。

仿真参数选择如下: $\eta = 0.5$, $\gamma = 0.5$, $\Gamma = 0.1$, $m = 50$, $\Gamma_H = 0.1I_m$, $c_1 = 6$, $\theta_i^0 = (0.39e^{-0.0021(t(i)-2.2)^2} + 0.8) \times (R/m)$, $t(i) = i \times (R/m)$, $i = 1, 2, \dots, m$, $a^0 = 0.8$, $e^0 = 0.3$, $D^0 = 0.2$, $\varepsilon = 0.2$, $\sigma_a = \sigma_\theta = \sigma_D = \sigma_e = 0.02$ 。初始值取值如下: $\hat{a}(0) = 0.13$, $\hat{e}(0) = 0.2667$, $\hat{\theta}_i(0) = (0.4e^{-0.00205(t(i)-2.5)^2} + 1) \times (R/m)$, $t(i) = i \times (R/m)$, $i = 1, 2, \dots, m$, $\hat{D}(0) = 1.5$, $x(0) = -1$, $v(0) = 0$ 。为了证明所设计控制的有效性, 文献[75]与本章设计的自适应策略同时应用到系统 (5-76) 中, 仿真参数和初始值都设计为一样。文献[75]没有对近似逆误差项进行补偿, 即为 $d(t) = 0$ 时的情形。本章所设计的控制器考虑了由近似逆误差项, 并用自适应控制器来进行估计。仿真结果如图5-2和图5-3所示, 分别为系统跟踪误差和控制输入。显然, 本章所设计的一致有界控制器比文献[75]的控制策略性能更优。仿真结果证明了该控制策略的有效性。

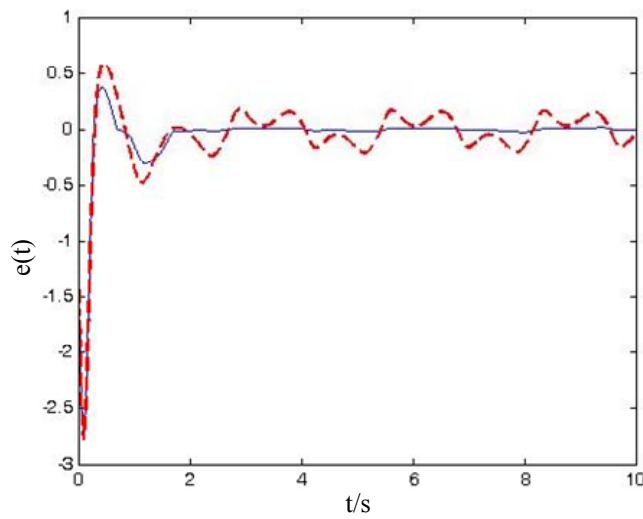


图 5-2 跟踪误差 (实线: 一致有界控制器; 虚线: 文献[75]控制策略)

Fig. 5-2 Tracking error (solid line: the 1st proposed scheme; dash line: scheme in [75])

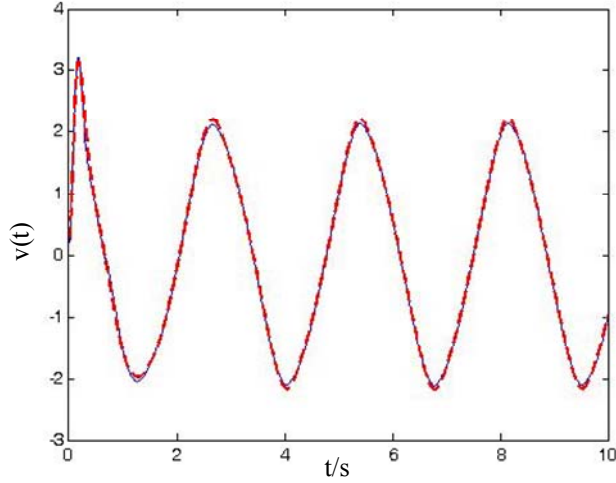


图 5-3 控制输入（实线：一致有界控制器；虚线：文献[75]控制策略）

Fig. 5-3 Control signal (solid line: the 1st proposed scheme; dash line: scheme in [75])

5.5.2 全局稳定控制器的仿真结果

仿真系统选择和式（5-76）一样，且各参数值的名义值也选择相同。控制的目标为控制状态 x ，使之跟踪如下的期望轨迹 $y_r = 12.5 \sin(2.5t)$ 。

仿真参数选择如下： $\eta_s = 0.2$ ， $\gamma_s = 1$ ， $\Gamma_s = 0.1$ ， $m = 50$ ， $\Gamma_{H_s} = 0.05I_m$ ， $c_1 = 6$ ， $\delta = 0.08$ 。初始值取值如下： $\hat{a}(0) = 0.13$ ， $\hat{e}(0) = 0.2667$ ， $\hat{D}(0) = 5$ ， $x(0) = 4$ ， $v(0) = 0$ ， $\hat{\theta}_i(0) = (0.4e^{-0.00205(t(i)-2.5)^2} + 1) \times (R/m)$ ， $t(i) = i \times (R/m)$ ， $i = 1, 2, \dots, m$ 。

同样，仿真也与文献[75]的控制策略相比较。图5-4为系统跟踪误差，图5-5为控制输入信号，其中实线表示本文全局稳定控制器的结果，虚线表示采用文献[75]控制方法的结果。从仿真结果可以看出，没有误差项补偿的情况下，跟踪误差明显的比有误差项补偿的情况下大，且控制输入也比有误差项补偿的情况下大，设计的自适应逆控制器实现系统的稳定，可有效抑制回滞的影响，保证期望的跟踪效果。

需要强调的是，我们还对不同的期望轨迹作了数字仿真，结果都和上述的仿真结果相类似。例如对于期望轨迹 $y_r = 10 \sin(2.5t) + 5 \cos(t)$ ，选择合适的参数，图5-6和图5-7分别为系统跟踪误差和控制输入的仿真结果。显然，该结果与期望轨迹为 $y_r = 12.5 \sin(2.5t)$ 的结果类似。同时，对于当 $m = 30$ 时，即定积分近似计算时，取较大的分段区间，仿真的结果也几乎是一样的，这进一步证明了该控制策略的可重复性。

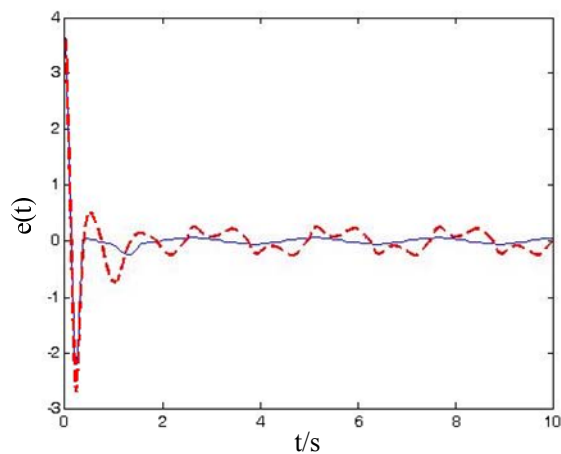


图 5-4 跟踪误差 ($y_r = 12.5 \sin(2.5t)$). 实线: 全局稳定控制器; 虚线: 文献[75]控制策略)

Fig. 5-4 Tracking error ($y_r = 12.5 \sin(2.5t)$). solid line: the 2nd proposed scheme; dash line: scheme in [75])

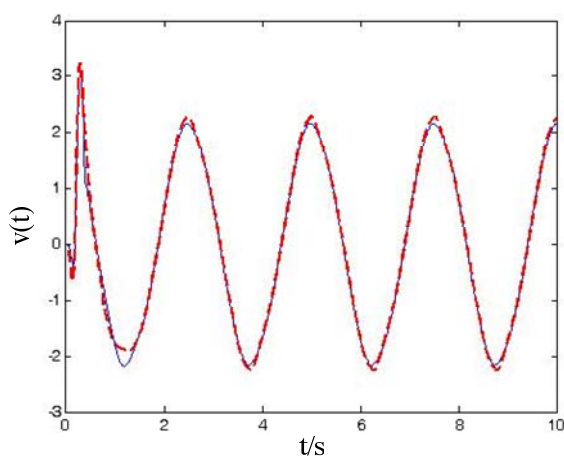


图 5-5 控制输入 ($y_r = 12.5 \sin(2.5t)$). 实线: 全局稳定控制器; 虚线: 文献[75]控制策略)

Fig. 5-5 Control signal ($y_r = 12.5 \sin(2.5t)$). solid line: the 2nd proposed scheme; dash line: scheme in [75])

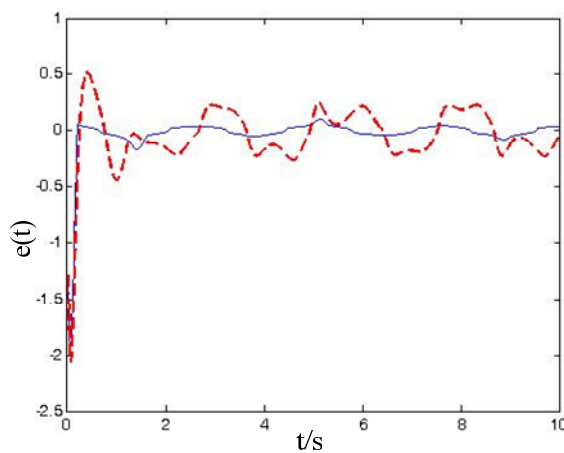


图 5-6 跟踪误差 ($y_r = 10 \sin(2.5t) + 5 \cos(t)$). 实线: 全局稳定控制器; 虚线: 文献[75]控制策略)

Fig. 5-6 Tracking error ($y_r = 10 \sin(2.5t) + 5 \cos(t)$). solid line: the 2nd proposed scheme;
dash line: scheme in [75])

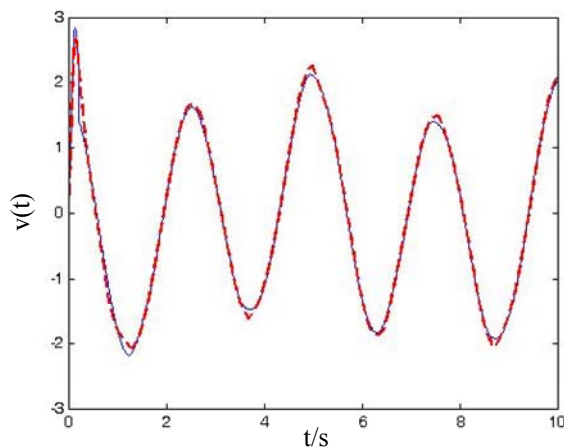


图 5-7 控制输入 ($y_r = 10\sin(2.5t) + 5\cos(t)$).实线: 全局稳定控制器; 虚线: 文献[75]控制策略)

Fig. 5-7 Control signal ($y_r = 10\sin(2.5t) + 5\cos(t)$).solid line: the 2nd proposed scheme;
dash line: scheme in [75])

5.6 本章小结

本章研究了一类带有未知 Prandtl-Ishlinskii 回滞驱动的不确定非线性系统的自适应逆控制问题。基于反步递推技术,设计了自适应逆控制器。控制策略的特点是,把连续的 P-I 回滞模型分解为离散的 P-I 算子和有界误差之和,从而得到合适的控制误差,以实现自适应逆补偿控制。设计了两种自适应控制器:第一种控制器保证闭环系统是一致有界的;第二种控制器可保证闭环系统是全局稳定的。仿真结果证明了该控制策略的有效性。

第六章 基于未知输入 KP 回滞的一类不确定非线性系统自适应逆控制

6.1 引言

回滞现象存在于很多的系统中,包括机械致动器和基于智能材料的致动器,例如压电陶瓷、形状记忆合金和磁致伸缩材料致动器。由于回滞现象的存在,往往会造成系统的精度下降、振荡甚至造成系统的不稳定^[65]。利用控制技术来消除回滞的影响已经有几十年的历史,近年来更是引起了控制界的极大关注。由于回滞的不可微特性,带有回滞的非线性系统的控制具有极大的挑战性,传统的控制技术很难直接应用于此类系统中。因此,需要采用现代控制方法来消除回滞对系统的影响。最常用的回滞模型主要有两大类:基于算子的模型和基于微分方程的模型。基于算子的回滞模型主要包有 Preisach 模型、Krasnosel'skii-Pokrovkii (KP) 模型和 Prandtl-Ishlinskii (P-I) 模型等;基于微分方程的回滞模型主要有 Duhem 模型和 Bouc-Wen 模型等。在这些模型当中, KP 回滞模型是用于描述智能材料致动器最为常用的模型之一^[75, 130]。

消除回滞现象带来的影响有很多种方法。对于微分方程描述的回滞模型,很难找到它的逆模型。因此,对于此类型的回滞模型,不能采用逆回滞补偿的方法来消除回滞现象。而对于基于算子的回滞模型,最常用的方法就是逆回滞补偿控制的方法。逆回滞补偿控制方法的核心问题之一是求解回滞的逆回滞模型。然而,求解解析的逆回滞模型是非常复杂的过程,仍然是一个极具挑战的开放问题。因此,近似逆回滞方法被引入来克服解析逆回滞模型难求解的困难。但是,由于近似逆误差、回滞的多值和非平滑特性,逆回滞补偿方法的另一个问题就出现了,除了一些特定的情形外,闭环系统的稳定性分析变得非常困难^[65]。

基于反步递推技术,本章研究了带有未知 KP 输入回滞的非线性系统的逆回滞补偿问题。为了克服解析逆回滞模型难获取的困难,引入了伪回滞逆模型来对回滞进行补偿。而由伪逆补偿引起的误差则由自适应控制在线估计。这样不仅可以减少跟踪误差,而且有助于闭环系统的稳定性分析。同时,为了克服符号函数引起的抖动问题,双曲正切函数被引入到自适应控制器中。通过稳定性分析,可知闭环系统是一致有界的。最后,仿真结果证明了该控制策略的有效性。

6.2 问题的提出

考虑如下形式的一类带有输入回滞驱动的非线性系统：

$$x^{(n)}(t) + \sum_{i=1}^k a_i Y_i(x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)) = bu(t) \quad (6-1)$$

$$u(t) = H[v](t) \quad (6-2)$$

式中 Y_i 为已知的线性或者非线性函数，参数 a_i 和控制增益 b 为未知有界常数， $v(t)$ 为控制输入， $H[v]$ 表示 KP 回滞。

控制目标是设计反馈控制 $v(t)$ ，保证闭环信号有界，而且状态 $x(t)$ 跟踪指定的期望轨迹 $y_r(t)$ 。

为了实现控制目标，作如下的假设：

假设 6-1 未知参数 $b > 0$ ；

假设 6-2 期望轨迹 $y_r(t)$ 是光滑有界的信号，其时间导数 $y_r^i(t)$ ， $1 \leq i \leq n$ ，有界。

KP 回滞模型的参数和回滞的输出假设都是未知的。假设 6-1 是非奇异控制所必须的，假设 6-2 是为了反步递推设计时所必须的。

6.3 KP 回滞模型及其逆模型

6.3.1 Krasnosel'skii-Pokrovkii 模型

KP 回滞可以通过在 Preisach 平面对基本的 KP 回滞算子积分来描述，如下式：

$$u(t) = H[v](t) = \int_p k_p[v, \xi_p](t) \mu(p) dp \quad (6-3)$$

式中， $u(t)$ 为回滞的输出； k_p 为基本回滞核 (hysteresis kernel)； $v(t)$ 为回滞的输入，且假定是在区间 $[0, T]$ 是分段连续的函数； $H[v]$ 为 KP 回滞， ξ_p 是前一个回滞核 k_p 的极值。 p 为由 $p = \{(p_1, p_2) \in R^2; -r \leq p_1 \leq p_2 \leq r\}$ ， $r > 0$ 所描述的 Preisach 的平面； μ_p 为在 Preisach 平面 p 上可积的 Borel 可测密度函数。

基本回滞核 k_p 具有记忆效应，即 k_p 不仅与当前输入有关，而且还与前一个回滞核

的极值有关, 如图 6-1 所示。 k_p 的表达式如下:

$$k_p[v, \xi_p](t) = \begin{cases} \max\{\xi_p(t), r[v(t) - p_2]\} & \text{for } \dot{v} > 0 \\ \min\{\xi_p(t), r[v(t) - p_1]\} & \text{for } \dot{v} \leq 0 \end{cases} \quad (6-4)$$

每当 \dot{v} 改变它的符号, ξ_p 的值就更新一次, 其值为 k_p 核的最后输出值, 直到 \dot{v} 再次改变它的符号。 ξ_p 的表达式为:

$$\xi_p(t) = \begin{cases} -1 & \text{if } t = t_0 \\ k_p[v(t), \xi_p(t_{i-1})] & \text{if } t = t_i > t_{i-1} \text{ and } \text{sign}(\dot{v}(t^+)) = -\text{sign}(\dot{v}(t^-)) \\ \xi_p(t_{i-1}) & \text{if } t_i \geq t \geq t_{i-1} \text{ and } \text{sign}(\dot{v}(t^+)) = \text{sign}(\dot{v}(t^-)) \end{cases} \quad (6-5)$$

式中, $i = 1, 2, \dots$ 表示每个 \dot{v} 改变符号时的时间点。描述 k_p 核的边界的函数 $r[v(t) - p_2]$ 和 $r[v(t) - p_1]$ 可统一表示为:

$$r(x) = \begin{cases} -1 & x < 0 \\ -1 + \frac{2x}{a} & 0 \leq x \leq a \\ 1 & x > a \end{cases} \quad (6-6)$$

a 为回滞核的一个常数。

在式 (6-3) 中, 由于积分函数的存在, 因此辨识密度函数和计算回滞的输出变得非常困难。因此, 如文献[75], 我们把 Preisach 平面 p 用 l 条横线和 l 条竖线分割成 $N = (l+1)(l+2)/2$ 个小单元, 如图 6-2 所示。坐标 (s_i, s_j) 表示第 ij 个单元左下节点的坐标, 对应与式 (6-4) 中的坐标 (p_1, p_2) , 表达式如下:

$$\begin{cases} s_i = p_i = -r + (i-1)\Delta s \\ s_j = p_j = -r + (j-1)\Delta s \end{cases}, \quad \Delta s = \frac{r - (-r)}{l+1} = a \quad (6-7)$$

$i \geq j, i = 1, 2, \dots, l+1, j = 1, 2, \dots, l+1$ 。

经过上述的离散化过程, KP 回滞可由 (p_i, p_j) , $i \geq j, i = 1, 2, \dots, l+1, j = 1, 2, \dots, l+1$ 对应的 N 个 KP 基本核加权累积得到, 如图 6-3 所示。式 (6-3) 可改写为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v(t), \xi_p](t) \mu_{ij}(p_i, p_j) \quad (6-8)$$

式中, $k_{ij}[v, \xi_p]$ 是第 ij 个单元所对应的回滞核, μ_{ij} 为单元格的平均密度。由文献[131]

可知, 权重 μ_{ij} 有如下的特性:

$$\mu_{ij} \geq 0, \quad \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i \mu_{ij} = 1 \quad (6-9)$$

为了简便起见, 定义:

$$K = [k_{11}, k_{12}, k_{22}, \dots, k_{i1}, \dots, k_{ij}, \dots, k_{(l+1)1}, \dots, k_{(l+1)(l+1)}]^T = [k_1, k_2, \dots, k_N]^T$$

$$\Psi = [\mu_{11}, \mu_{12}, \mu_{22}, \dots, \mu_{i1}, \dots, \mu_{ij}, \dots, \mu_{(l+1)1}, \dots, \mu_{(l+1)(l+1)}]^T = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N]^T$$

因此, 式 (6-8) 可改写为:

$$u(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij} [v(t), \xi_p](t) \mu_{ij}(p_i, p_j) = \Psi^T K \quad (6-10)$$

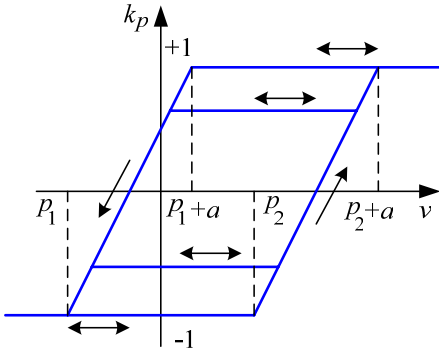


图 6-1 基本回滞核

Fig. 6-1 Hysteresis kernel

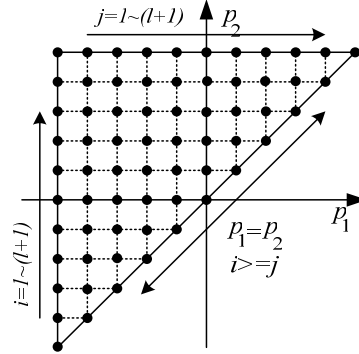


图 6-2 Preisach 平面 p

Fig. 6-2 Preisach plane p

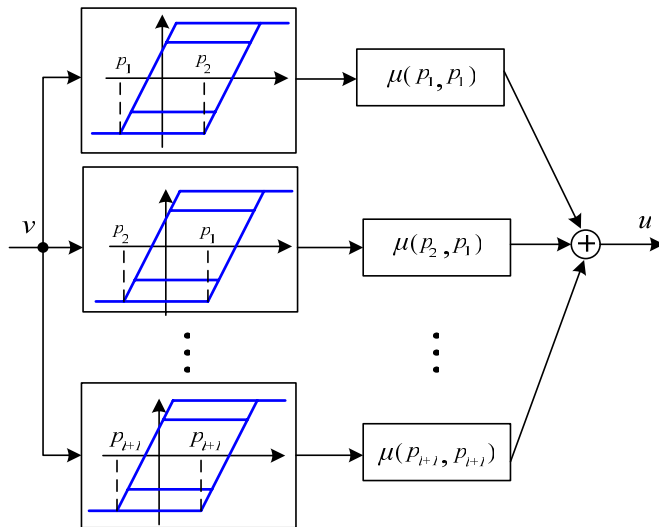


图 6-3KP 回滞示意图

Fig. 6-3 Illustration of KP hysteresis

下面，我们将介绍 KP 算子的两个重要特性，后续的控制设计中将用到。

分段单调特性^[130]：如果密度函数 μ 为非负，则 KP 回滞的输出是分段单调的。

Lipschitz 连续特性^[130]：KP 回滞是 Lipschitz 连续的，如果：

- 1) KP 回滞由有限个基本回滞核组成；
- 2) 组成 KP 回滞的基本核是连续的，其中密度函数 μ 是 Borel 可测且在 Preisach 平面 p 中可积。

6.3.2 Krasnosel'skii-Pokrovkii 逆模型

图 6-4 展示了逆回滞补偿的主要思想。其中， u_d 为 KP 回滞的期望的输出。逆回滞 \hat{H}^{-1} 产生 $v(t)$ 作为 KP 回滞的输入，因此有 $u(t) = H[v](t) \approx u_d(t)$ 。在该控制方法中，信号 u_d 由自适应控制器产生。

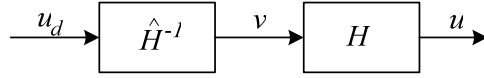


图 6-4 KP 回滞逆补偿策略示意图

Fig. 6-4 Compension for hysteresis using inverse

由于构造 KP 回滞的解析式非常的困难，因为我们引入文献[132]中伪 KP 回滞逆来产生 $v(t)$ 。而未知的回滞参数 μ_{ij} ，则通过自适应控制律来辨识。

下面将介绍 KP 回滞的的伪逆。

对于给定的可容许的误差 σ ，我们需要找到 v^* ，使得：

$$\left| \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v^*, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} - u_d \right| \leq \sigma \quad (6-11)$$

式中， $\hat{\mu}_{ij}$ 为 μ_{ij} 的估计值。

假定 $[v_{\min}, v_{\max}]$ 为回滞的实际输入范围，且

$$\sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v_{\min}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} = \underline{H}_{sat}(t)$$

$$\sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v_{\max}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} = \overline{H}_{sat}(t)$$

那么, 根据前述的分段单调和 Lipschitz 特性, 对于 $v_{\min} \leq v \leq v_{\max}$ 有:

$$\underline{H}_{sat}(t) \leq \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} \leq \overline{H}_{sat}(t)$$

此外, 如果 $H(t)$ 在每个子区间 $[t_i, t_{i+1}]$, $0 = t_0 < t_1 < \dots < t_N = T$ 都是单调的话, 那么, v^* 在子区间 $[t_i, t_{i+1}]$ 也是单调的. 不是一般性, 我们假定回滞 $H(t)$ 在子区 $[t_i, t_{i+1}]$ 都是单调递增的。

设 $\Delta_v = (v_{\max} - v_{\min}) / M$, 其中 M 为偶数。那么, 如文献[132], v^* 可以通过如下步骤推导出来:

如果 $H(t) < \underline{H}_{sat}(t)$, 那么 $v^* = v_{\min}$,

如果 $H(t) > \overline{H}_{sat}(t)$, 那么 $v^* = v_{\max}$ 。

否则, v^* 推导如下:

步骤 1: $v^{(0)} = v_{pre}^*$, $k = 0$, 式中, v_{pre}^* 为 v^* 前一时刻的值。

步骤 2: $H^k(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v^{(k)}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij}$

If $|H^k(t) - u_d(t)| \leq \sigma$, 转到步骤 4。

Else if $H^k(t) < u_d(t) - \sigma$, 则令 $v^{(k+1)}(t) = v^{(k)}(t) + \Delta_v$, $k = k + 1$, 然后, 转到步骤

2.

Else (即: $H^k(t) > u_d(t) + \sigma$), 则令 $\underline{v}^{(k)}(t) = v^{(k-1)}(t)$, $\overline{v}^{(k)}(t) = v^{(k)}(t)$, 然后转到步骤 3。

步骤 3: $\underline{H}^k(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[\underline{v}^{(k)}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij}$, $\overline{H}(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[\overline{v}^{(k)}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij}$,

$$v^{(k+1)}(t) = \underline{v}^{(k)}(t) + \Delta_v \frac{u_d - \underline{H}^k(t)}{\overline{H}^k(t) - \underline{H}^k(t)}。$$

$$\text{令 } k = k + 1, \quad H^k(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij} [v^{(k)}, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij}.$$

If $|H^k(t) - u_d(t)| \leq \sigma$, 转到步骤 4.

Else if $H^k(t) < u_d(t) - \sigma$, 则令 $\underline{v}^{(k)}(t) = v^{(k)}(t)$, $\bar{v}^{(k)}(t) = v^{(k-1)}(t)$, 然后, 转到步骤 3.

Else (即: $H^k(t) > u_d(t) + \sigma$), 则令 $\underline{v}^{(k)}(t) = v^{(k-1)}(t)$, $\bar{v}^{(k)}(t) = v^{(k)}(t)$, 然后, 转到步骤 3.

步骤 4: $v^*(t) = v^{(k)}(t)$, 停止。

在本章中, 自适应控制器的输入如下式所示:

$$v(t) = v^*(t) \quad (6-12)$$

由文献[132]可知, $v^*(t)$ 可以通过有限步的计算, 就可以得到, 也就是说, 当算法执行完成时, k 的取值是有限的。当回滞 $H(t)$ 在子区间 $[t_i, t_{i+1}]$ 为单调递减时, 求取 $v^*(t)$ 的算法和以前的步骤相类似, 在此, 不再赘述。

为了对系统 (6-1) 使用自适应逆控制, 必须得到参数化的控制误差模型来设计自适应律以更新逆回滞的参数。下面介绍由式 (6-10) 导出回滞算子 $H_L[v](t)$ 的另外一个逆算子。用 $\bar{H}_L^{-1}[v](t)$ 表示 $u_d = H_L[v](t)$ 的逆算子, 那么, u_d 的逆输出 $v(t)$ 可由 $v(t) = \hat{H}^{-1}[u_d](t)$ 表示。反过来, 又有 $u_d = \hat{H}(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i \bar{k}_{ij} [v, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij}$ 。因为, $\hat{H}[v]$ 和 $H[t]$ 有相同的输入 $v(t)$, 所以, 有 $\bar{k}_{ij} = k_{ij}$, $i \geq j, i = 1, 2, \dots, l+1, j = 1, 2, \dots, l+1$ 。最后, 可得:

$$u_d = \hat{H}[v](t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij} [v, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} \quad (6-13)$$

为了简化起见, 我们定义:

$$\hat{\Psi} = [\hat{\mu}_{11}, \hat{\mu}_{12}, \hat{\mu}_{22}, \dots, \hat{\mu}_{i1}, \dots, \hat{\mu}_{ij}, \dots, \hat{\mu}_{(l+1)1}, \dots, \hat{\mu}_{(l+1)(l+1)}]^T = [\hat{\rho}_1, \hat{\rho}_2, \dots, \hat{\rho}_N]^T$$

然后, 式 (6-13) 可改写为:

$$u_d = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij} [v, \xi_p](t) \hat{\mu}_{ij} = \hat{\Psi} K \quad (6-14)$$

6.3.3 控制误差

由式 (6-10) 和 (6-14)，我们可以得到如下的控制误差：

$$u_d - u(t) = -\hat{\Psi}K - d(t) \quad (6-15)$$

式中， $\tilde{\Psi} = \Psi - \hat{\Psi}$ ， $d(t)$ 为一个小的、有界误差项，该误差项表示由近似逆补偿误差和回滞模型描述的误差之和。我们用 D 表示 $d(t)$ 的界。在后面的控制器设计中，将通过自适应控制器来估计这个界。

6.4 自适应控制器的设计

如文献[123]所述，在自适应控制器设计中，为了处理扰动项，而引入的符号函数可能会引起抖动。为了消除的可能的抖动问题，在控制器的设计中，我们引入了双曲正切函数来替代符号函数，以实现平滑的控制策略。

下面开始进行自适应控制器的设计。

我们把式 (6-1) 改写为如下的形式：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = -\sum_{i=1}^k a_i Y_i(x_1(t), x_2(t), \dots, x_{n-1}(t)) + bu = a^T Y + bu \end{cases} \quad (6-16)$$

式中： $x_1 = x$ ， $\dot{x}_1 = \dot{x}$ ， \dots ， $x_n = x^{(n-1)}$ ， $a = [-a_1, -a_2, \dots, -a_k]^T$ ， $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_k]^T$ 。

首先，进行如下的坐标变换：

$$z_1 = x_1 - y_r \quad (6-17)$$

$$z_i = x_i - y_r^{(i-1)} - \alpha_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (6-18)$$

然后，反步设计的步骤如下：

第 1 步：对式(6-17)求导，由式(6-18)，当 $i = 2$ 时，有

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha_1 \quad (6-19)$$

本步骤的目标是，取如下的 Lyapunov 函数的情况下，使得式(6-19)是稳定的。

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (6-20)$$

对 V_1 求时间导，有：

$$\dot{V}_1 = z_1(z_2 + \alpha_1) \quad (6-21)$$

因此，对于 $i=1$ 选择如下的虚拟控制律：

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 \quad (6-22)$$

式中， c_1 为正的设计参数。把式(6-22)带入式(6-21)，可得：

$$\dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2 \quad (6-23)$$

第 i 步 ($i=2,3,\dots,n-1$)：由 $z_{i+1} = x_{i+1} - y_r^{(i)} - \alpha_i$ 和式(6-18)，可知

$$\dot{z}_i = z_{i+1} + \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1}(x_1, \dots, x_{i-1}, y_r, \dots, y_r^{(i-1)}) \quad (6-24)$$

现在，就是要设计 α_i 在 $V_i = V_{i-1} + \frac{1}{2} z_i^2$ 为 Lyapunov 函数的情况下， i 阶系统 (z_1, z_2, \dots, z_i) 是稳定的。

因为，

$$\dot{V}_i = \dot{V}_{i-1} + z_i \dot{z}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} c_j z_j^2 + z_i(z_{i-1} + z_{i+1} + \alpha_i - \dot{\alpha}_{i-1}) \quad (6-25)$$

式中， $c_j, j=2,3,\dots,i-1$ 为要设计的正常数。

因此，可选择第 i 次的虚拟控制律为：

$$\alpha_i = -c_i z_i - z_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1} \quad (6-26)$$

由式(6-26)，我们可改写 \dot{V}_i 为：

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^i c_j z_j^2 + z_i z_{i+1} \quad (6-27)$$

第 n 步：由式(6-15)，(6-16)和(6-18)，可得：

$$\begin{aligned} \dot{z}_n &= a^T Y + bu - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1} \\ &= a^T Y + bu_d + b\tilde{\Psi}^T K + bd(t) - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (6-28)$$

然后，自适应控制律可设计为：

$$u_d = \hat{e} \alpha_n \quad (6-29)$$

$$\alpha_n = -c_n z_n - z_{n-1} - \hat{a}^T Y + y_r^{(n)} + \dot{\alpha}_{n-1} - \hat{D} \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) \quad (6-30)$$

$$\dot{\hat{a}} = \Gamma[Yz_n - \sigma_a(\hat{a} - a^0)] \quad (6-31)$$

$$\dot{\hat{e}} = \gamma[-\bar{a}_n z_n - \sigma_e(\hat{e} - e^0)] \quad (6-32)$$

$$\dot{\hat{\Psi}} = \Gamma_H[Kz_n - \sigma_\Psi(\hat{\Psi} - \Psi^0)] \quad (6-33)$$

$$\dot{\hat{D}} = \eta[z_n \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) - \sigma_D(\hat{D} - D^0)] \quad (6-34)$$

式中, ε 如引理 5-2 中定义; Γ 和 Γ_H 为正定的矩阵; γ 、 η 、 σ_a 、 σ_e 、 σ_Ψ 、 σ_D 、 e^0 、 D^0 为正在设计参数; a^0 、 Ψ^0 为正向量; \hat{a} 、 \hat{e} 、 \hat{D} 分别为 a 、 $e=1/b$ 和 D 的估计值。令 $\tilde{a} = a - \hat{a}$, $\tilde{e} = e - \hat{e}$ 和 $\tilde{D} = D - \hat{D}$ 。

注意到式(6-28) 中的 bu_d 可改写为:

$$bu_d = b\hat{e}\alpha_n = \alpha_n - b\tilde{e}\alpha_n \quad (6-35)$$

定义如下的 Lyapunov 函数:

$$V = V_{n-1} + \frac{1}{2}z_n^2 + \frac{1}{2}\tilde{a}^T\Gamma^{-1}\tilde{a} + \frac{b}{2\gamma}\tilde{e}^2 + \frac{b}{2}\tilde{\Psi}^T\Gamma_H^{-1}\tilde{\Psi} + \frac{1}{2\eta}\tilde{D}^2 \quad (6-36)$$

对 V 取时间导, 有:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\sum_{j=1}^{n-1} c_j z_j^2 + z_n(z_{n-1} + \hat{a}^T Y + bu_d + b\tilde{\Psi}^T K + bd(t) - y_r^{(n)} - \dot{\alpha}_{n-1}) \\ & - \tilde{a}^T \Gamma^{-1} \dot{\hat{a}} - \frac{b}{\gamma} \tilde{e} \dot{\hat{e}} - b\tilde{\Psi}^T \Gamma_H^{-1} \dot{\hat{\Psi}} - \frac{1}{\eta} \tilde{D} \dot{\hat{D}} \end{aligned} \quad (6-37)$$

由前面的定义可知, 如下不等式成立:

$$z_n bd(t) \leq |z_n| D \quad (6-38)$$

由式(6-29)~(6-34), 有:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\sum_{j=1}^n c_j z_j^2 + |z_n| D - z_n D \tanh\left(\frac{z_n}{\varepsilon}\right) + \tilde{a}^T \sigma_a(\hat{a} - a^0) + b\tilde{e} \sigma_e(\hat{e} - e^0) \\ & + b\tilde{\Psi}^T \sigma_\Psi(\hat{\Psi} - \Psi^0) + \tilde{D} \sigma_D(\hat{D} - D^0) \end{aligned} \quad (6-39)$$

由下面的不等式:

$$\tilde{a}^T(\hat{a} - a^0) \leq -\frac{1}{2}\|\tilde{a}\|^2 + \frac{1}{2}\|a - a^0\|^2 \quad (6-40)$$

$$\tilde{e}(\hat{e} - e^0) \leq -\frac{1}{2}\tilde{e}^2 + \frac{1}{2}(e - e^0)^2 \quad (6-41)$$

$$\tilde{\Psi}^T(\hat{\Psi} - \Psi^0) \leq -\frac{1}{2}\|\tilde{\Psi}\|^2 + \frac{1}{2}\|\Psi - \Psi^0\|^2 \quad (6-42)$$

$$\tilde{D}(\hat{D} - D^0) \leq -\frac{1}{2}\tilde{D}^2 + \frac{1}{2}(D - D^0)^2 \quad (6-43)$$

再根据引理 5-2, 式(6-39) 可改写为:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\sum_{j=1}^n c_j z_j^2 - \frac{1}{2}\sigma_a \|\tilde{a}\|^2 - \frac{1}{2}b\sigma_e \tilde{e}^2 - \frac{1}{2}b\sigma_\theta \|\tilde{\Psi}\|^2 - \frac{1}{2}\sigma_D \tilde{D}^2 + 0.2785D\varepsilon \\ &\quad + \frac{1}{2}\sigma_a \|a - a^0\|^2 + \frac{1}{2}b\sigma_e (e - e^0)^2 + \frac{1}{2}b\sigma_\Psi \|\Psi - \Psi^0\|^2 + \frac{1}{2}\sigma_D (D - D^0)^2 \\ &\leq -cV + \zeta \end{aligned} \quad (6-44)$$

式中: $c = \min(\frac{\sigma_a}{\lambda_{\min}(\Gamma^{-1})}, \frac{\gamma\sigma_e}{b}, \frac{\sigma_\Psi}{b\lambda_{\min}(\Gamma_H^{-1})}, \eta\sigma_D, 2c_1, \dots, 2c_n)$,

$$\zeta = 0.2785D\varepsilon + \frac{1}{2}\sigma_a \|a - a^0\|^2 + \frac{1}{2}b\sigma_e (e - e^0)^2 + \frac{1}{2}b\sigma_\Psi \|\Psi - \Psi^0\|^2 + \frac{1}{2}\sigma_D (D - D^0)^2。$$

最后, 由式 (6-12), 我们可得到控制律为:

$$v(t) = v^*(t) \quad (6-45)$$

定理 6-1 对于带有式 (6-8) 的未知参数的 KP 回滞的一类非线性系统 (6-1), 以式 (6-31)~(6-34)为参数更新律、以式 (6-29) 和 (6-45) 为自适应控制律、以式 (6-22)、(6-26) 和 (6-30) 为虚拟控制律的自适应逆控制策略, 可以保证闭环系统是是一致有界的。

证明: 把文献[128]的引理 1 应用到式(6-44), 可知, 闭环系统是一致有界的。

6.5 仿真研究

考虑形如式 (6-1) 的一个非线性系统, 具体如下:

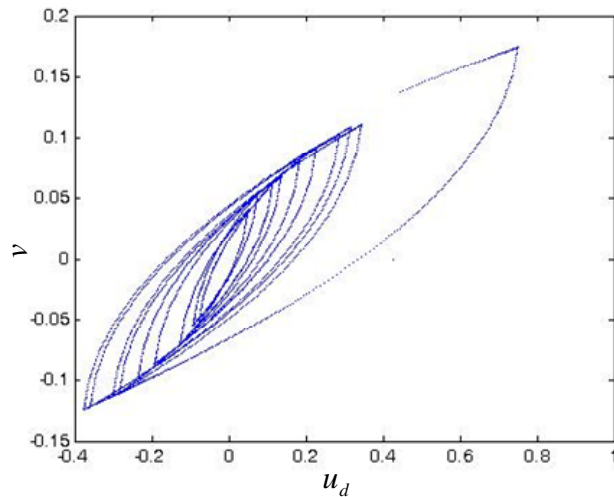
$$\dot{x} = a \frac{1 - e^{-x(t)}}{1 + e^{-x(t)}} + bH[v](t) \quad (6-46)$$

式中, $u(t) = \sum_{i=1}^{l+1} \sum_{j=1}^i k_{ij}[v(t), \xi_p](t) \mu_{ij}(p_i, p_j)$; 参数 a 、 b 以及密度函数 μ_{ij} 都假设是未

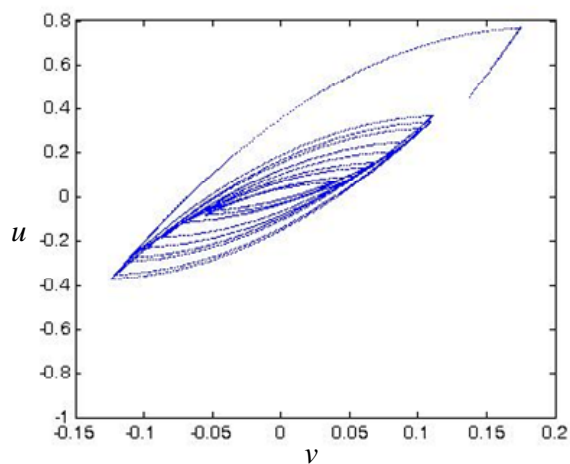
知的。名义值为: $a=1$, $b=1$, $\mu_{ij}(p_i, p_j) = \frac{1}{14.14} e^{-\frac{1}{4.5}(p_i-0.2)^2(p_j+0.5)^2}$ 。当没有控制时,

即 $H[v](t) \equiv 0$ ，如第五章的 5.5.1 节所示，系统(6-46) 是不稳定的。控制目标为控制状态 x ，使之跟踪如下的期望轨迹 $y_r = 0.15(\cos(\pi/3) + \cos(\sqrt{2}\pi/3))$ 。

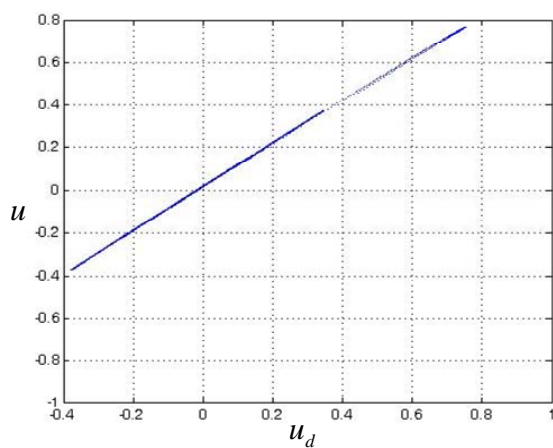
仿真参数选择如下： $l = 15$ ， $r = 0.2$ ， $\sigma = 0.001$ ， $M = 3999$ ， $\gamma = 0.5$ ， $\eta = 0.4$ ， $\Gamma = 0.05$ ， $\Gamma_H = 0.01$ ， $c_1 = 2$ ， $\rho_i^0 = 0.2$ ， $i = 1, 2, \dots, N$ ， $a^0 = 0.8$ ， $e^0 = 0.3$ ， $D^0 = 0.2$ ， $\varepsilon = 0.02$ ， $\sigma_a = \sigma_e = \sigma_\psi = \sigma_D = 0.02$ 。各初始值选择如下： $\hat{a}(0) = 0.13$ ， $\hat{e}(0) = 0.83/3$ ， $\hat{D}(0) = 0.1$ ， $x(0) = -1$ ， $v(0) = -0.2$ ， $\rho_i(0) = 0.15$ ， $i = 1, 2, \dots, N$ 。图 6-5（图以点的形式绘制）所示的为 KP 回滞伪逆 \hat{H}^{-1} 、KP 回滞 H 以及补偿输出，亦即： u_d 到 v 、 v 到 u 和 u_d 到 u 的关系图。仿真结果表明，伪逆补偿方法是可行的。此外，为了比较，我们也对没有进行误差补偿的伪逆补偿策略进行了仿真。该仿真通过设置 $d(t) = 0$ 而得。仿真参数和初始值都和带有误差补偿的伪逆补偿控制策略一样。仿真结果如图 6-6 和图 6-7 所示，分别为控制误差和控制输入。很明显，仿真结果表明了前述的理论发现和控制算法的有效性。图 6-6 表明，有误差补偿的控制策略比没有误差补偿的控制策略拥有更好的性能。图 6-7 表明，采用了双曲正切函数后，控制输入是平滑的，没有抖动的问题。



(a) KP 回滞伪逆 \hat{H}^{-1}



(b) KP 回滞 H



(c) 补偿输出

图 6-5 KP 回滞的伪逆补偿算法

Fig. 6-5 Compensation of KP hysteresis using pseudo-inversion algorithm

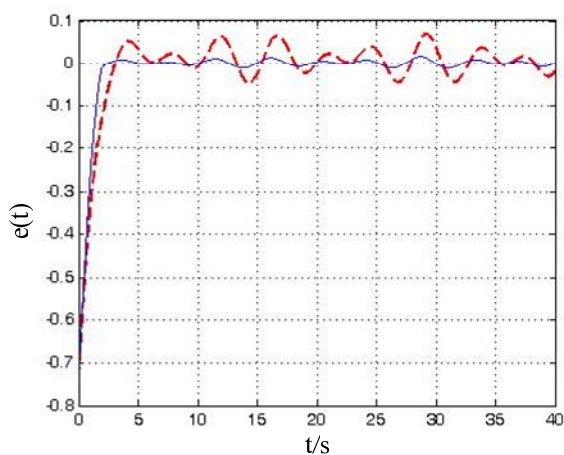


图 6-6 跟踪误差(实线: 有误差补偿的策略; 虚线: 无误差补偿的策略)

Fig. 6-6 Tracking error (solid line: with error compensation; dash line: without compensation)

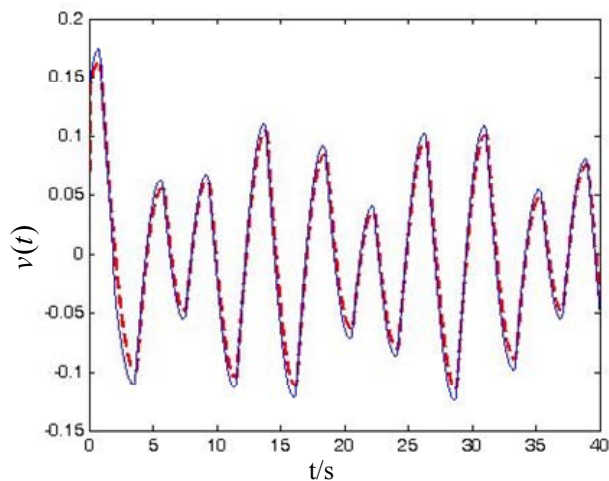


图 6-7 控制输入 (实线: 有误差补偿的策略; 虚线: 无误差补偿的策略)

Fig. 6-7 Control input (solid line: with error compensation; dash line: without compensation)

6.6 本章小结

本章研究了带有未知 KP 回滞的一类不确定非线性系统的控制问题。近似的回滞伪逆用来补偿 KP 回滞，而有界的误差项则通过自适应控制器来估计。通过反步技术，设计了自适应控制器，并分析了闭环系统的稳定性。为了避免由符号函数引起的抖动问题，在自适应控制器的设计过程中引入了双曲正切函数。仿真结果证明了所设计的控制策略的有效性。

总 结

本文以集成电路的制造、测试以及封装组装为研究背景，研究了宏/微两级驱动高速高精度定位系统中的直线电机高速高精度控制技术以及消除影响多功能材料精密定位的回滞效应的控制策略两个关键问题。由于高速高精度的定位平台广泛应用于集成电路产业各关键设备中，因此该课题具有重要理论意义和应用价值。

论文完成的工作主要有以下几点：

1. 针对直线电机平台轨迹跟踪的迭代学习控制策略，把电机模型考虑为带有参数不确定性的离散线性系统，研究了带有初始状态误差的一类参数不确定线性离散系统的鲁棒单调收敛迭代学习控制问题。该算法采用的是简单的 P 型 ILC 学习律。然后，基于一个简单的二次性能指标函数，给出了系统的稳定性分析和用一个由线性矩阵不等式 (LMI) 表示的鲁棒单调收敛的充分条件，该 LMI 表达式可用于确定学习律的增益。稳定性分析表明，系统输出的 2-范数是鲁棒单调收敛的。最后，通过基于直线电机平台模型的仿真和平台的实验，证明了该方法的有效性。

2. 针对集成电路产业中设备重复点对点的高速运动的特点，设计了增益规划+A 型-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器进行增益规划 (Gain Schedule) 来提高系统的快速性以及对不可重复的外界干扰进行抑制，而用 A 型-ILC 来对系统可重复的干扰进行补偿。并在时域内给出了系统的稳定性条件。实验结果证明了该控制器的有效性。

3. 针对带有未知 Prandtl-Ishlinskii 复杂回滞模型驱动的一类不确定非线性系统，通过反步递推的设计方法，设计了一种自适应逆控制的策略来消除回滞的影响。首先，把连续的 P-I 回滞模型分解成一个离散的 P-I 算子和一个有界的误差项。然后，建立一个自适应逆 P-I 算子来补偿 P-I 回滞效应，而近似逆补偿引起的误差则通过自适应律在线估计。接着，设计了两种自适应控制器：第一种控制器保证闭环系统是一致有界的；第二种控制器可保证闭环系统是全局稳定的。该自适应逆控制策略有几个特点：第一，P-I 回滞的参数无需事先知道，且回滞的输出也可假定是未知的；第二，通过在线的近似逆误差补偿，可以提高回滞的补偿效果；第三，该控制策略还适合于其他基于算子的复杂回滞模型的补偿，比如 Preisach 回滞等。最后，仿真结果表明由未知 P-I 回滞引起的非平滑非线性现象得到了有效的消除。

4. 针对带有未知 Krasnosel'skii-Pokrovskii (KP) 回滞输入的一类非线性系统，研究该系统的逆回滞补偿问题。为了克服 KP 回滞解析逆回滞模型难获取的困难，引入了伪

回滞逆模型来补偿回滞效应。而由伪逆补偿引起的误差则由自适应控制器在线估计。该控制策略不仅可以减少跟踪误差，而且有助于闭环系统的稳定性分析。同时，为了克服符号函数引起的抖动问题，双曲正切函数被引入到自适应控制器中。通过稳定性分析，可知闭环系统是一致有界的。仿真结果证明该控制策略可以有效的消除 KP 回滞引起的非线性现象。

在本课题研究的基础上，对进一步的研究方向做如下的分析：

1. 本文研究了带有初始状态误差的一类参数不确定线性离散系统的鲁棒单调收敛迭代学习控制问题，并得到了一个由 LMI 表示的鲁棒单调收敛的充分条件。由于得到的是鲁棒单调收敛的充分条件，而不是充要条件，因此，并不是所有的离散线性系统都可直接使用该迭代学习控制算法。求解不确定性离散系统的鲁棒单调收敛的充要条件是下一步研究的一个方向，尽管求解鲁棒单调收敛的充要条件比较困难。

2. 针对重复点对点的高速运动，本文设计了增益规划+A 型-ILC 控制器的高性能控制器。需要指出的是，本文得到的迭代学习控制器，是渐近稳定而不是单调收敛的，因此，在实际应用中迭代学习的过程可能会比较长。因此，针对点到点高速高精度运行，设计单调收敛的迭代学习算法是下一步的研究方向。同时，基于增益规划的 P 型位置控制器虽然在一定程度上对不可重复的外界干扰进行抑制，但是，由于较大的不可重复干扰还是可能存在于高速高精度设备中，因此研究具有更高抗扰能力的控制器与迭代学习控制相结合也是进一步研究的方向。

3. 本文研究的内容都是基于单轴的运动控制算法，虽然 X-Y 定为平台在机构上可实现两轴的运动学解耦，但是双轴联动中存在诸如同步控制、轮廓控制等控制问题，因此，对双轴联动的研究也很有必要。

4. 在研究宏/微两级驱动高速高精度定位问题中，本文研究了宏观方面的直线电机高速高精度定位技术以及微观方面的消除影响多功能材料精密定位回滞效应的控制策略两个关键问题。两级驱动如何有效的配合以达到高速高精度的要求也是一个比较重要的问题，因此，进行宏/微两级结合的控制技术的理论研究和应用实验，也是一个宏/微两级驱动定位技术的研究方向。

参考文献

- [1] 集成电路产业“十二五”发展规划[Z]. 工业和信息化部, 2011
- [2] Lee T.H., Tan K.K., Huang S.N., et al. Intelligent control of precision linear actuators[J]. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*. 2000, (13):671~684
- [3] 王家畴, 荣伟彬, 李昕欣, 等. 带有位移检测功能的纳米级定位平台[J]. *纳米技术与精密工程*, 2008, 6(5):376~382
- [4] Sharon A., Hogan N., Hardt D.E.. High bandwidth force regulation and inertia reduction using a macro/micro manipulator system[C]. *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Philadelp, PA, USA, 1985:126-132
- [5] Dong W., Tang J., ElDeeb Y.. Design of a linear-motion dual-stage actuation system for precision control[J]. *Smart Materials and Structures*. 2009, (18):ID 095035
- [6] Kwon S.J., Chung W.K., Youm Y.. On the coarse/fine dual-stage manipulators with robust perturbation compensator[C]. *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Seoul, Korea, 2001: 121-126
- [7] Chiang M.H., Chen C.C., Tsou T.N.. Large stroke and high precision pneumatic-piezoelectric hybrid positioning control using adaptive discrete variable structure control[J]. *Mechatronics*. 2005, (15): 523-545
- [8] Sun L.N., Jie D.G., Liu Y.J., et al. Investigation on a novel dual-grating macro-micro driven high speed precision positioning system for NEMS[C]. *Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. Zhuhai, China, 2006: 644-648
- [9] Yang C., Wang G.L., Yang B.S., et al. Research on the structure of high-speed large-scale ultra-precision positioning system[C]. *Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. Sanya, China, 2008: 9-12
- [10] Chen X.D., Zhang S.Y., Bao X.L., et al. Master and slave control of a dual-stage for precision positioning[C]. *Proceedings of the 3rd IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*. Sanya, China, 2008: 583-587
- [11] Jiles D.C.. Modeling the effect of eddy current losses on frequency dependent hysteresis in

- p>electrically conducting media[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1994, 30(6): 4326-4328
- [12] Lotti F., Salmon M., Vassura G., et al. Selection of linear motors for high-speed packaging machines[C]. IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics Proceedings. Como, Italy, 2001: 659-664
- [13] Peng J.Z., Dubay R.. Identification and adaptive neural network control of a DC motor system with dead-zone characteristics[J]. ISA Transactions, 2011, 50(4):588-598
- [14] Hsieh S.P., Hwang T.S.. Dynamic modelling and Neural network self-tuning PID control design for a linear motor driving platform[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2010, 5(6):701-707
- [15] Hsu C.F., Lee B.K.. FPGA-based adaptive PID control of a DC motor driver via sliding-mode approach[J]. Expert Systems with Applications, 2011, 38(9):11866-11872
- [16] Tan K.K., Huang S.N., Dou H.F., et al. Adaptive robust motion control for precise trajectory tracking applications[J]. ISA Transactions, 2001, 40(1):57-71
- [17] Chen J.S., Chen K.C., Lai Z.C., et al. Friction characterization and compensation of a linear-motor rolling-guide stage[J]. International Journal of Machine Tools & Manufacture, 2003, 43(9):905-915
- [18] Lin C.L., Jan H.Y.. Multiobjective PID control for a linear brushless DC motor: an evolutionary approach[J]. IEE Proceedings- Electric Power Applications, 2002, 149(6):397-406
- [19] Bagis A.. Tabu search algorithm based PID controller tuning for desired system specifications[J]. Journal of the Franklin Institute, 2011, 348(10):2795-2812
- [20] Shin H.B., Park J.G.. Anti-windup PID Controller with integral state predictor for variable-speed motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3):1509-1516
- [21] 郭庆鼎, 迟林春, 王成元. 基于神经网络给定补偿的永磁同步直线交流伺服系统 H_{∞} 控制[J]. 控制与决策, 2000, 15(1):75-78
- [22] 郭庆鼎, 孙艳娜. 基于内模原理的直线永磁同步伺服电机 H_{∞} 控制[J]. 控制理论与应用, 2000, 17(4):509-512
- [23] Liu Z.Z., Luo F.L., Rahman M.A.. Robust and precision motion control system of

- linear-motor direct drive for high-speed X-Y table positioning mechanism[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5):1357-1363
- [24] 孙宜标, 郭庆鼎. 基于RBF神经网络补偿的直线伺服系统滑模鲁棒跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(2), 252-256
- [25] Hu C.X., Yao B., Wang Q.F.. Coordinated adaptive robust contouring control of an industrial biaxial precision gantry with cogging force compensations[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1746-1754
- [26] Yao B., Hu C.X., Lu L., et al. Adaptive robust precision motion control of a high-speed industrial gantry with cogging force compensations[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(5):1149-1159
- [27] Hu C.X., Yao B., Wang Q.F.. Adaptive robust precision motion control of systems with unknown input dead-zone: a case study with comparative experiments[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(6): 2454-2464
- [28] Kim Y.H., Lewis F.L.. Reinforcement adaptive learning neural-net-based friction compensation control for high speed and precision[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2000, 8(1):118-126
- [29] Tan K.K., Huang S.N., Lee T.H.. Robust adaptive numerical compensation for friction and force ripple in permanent-magnet linear motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2002, 38(1):221-228
- [30] Lu L., Yao B., Wang Q.F., et al. Adaptive robust control of linear motors with dynamic friction compensation using modified LuGre model[J]. Automatica, 2009, 45(12):2890-2896
- [31] Zaky M.S.. Adaptive and robust speed control of interior permanent magnet synchronous motor drives[J]. Electrical Engineering, 2012, 94(1):49-58
- [32] Hasanien H.M., Muyeen S.M., Tamura J.. Speed control of permanent magnet excitation transverse flux linear motor by using adaptive neuro-fuzzy controller[J]. Energy Conversion and Management, 51(12):2762-2768
- [33] Lin F.J., Chou P.H.. Adaptive control of two-axis motion control system using interval type-2 fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(1): 178-193

- [34] 孙宜标, 郭庆鼎. 基于滑模观测器的直线伺服系统反馈线性化速度跟踪控制[J]. 控制理论与应用, 2004, 21(3):391-397
- [35] Pisano A., Davila A., Fridman L., et al. Cascade control of PM DC drives via second-order sliding-mode technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(11):3846-3854
- [36] Ghanes M., Zheng G. On sensorless induction motor drives: sliding-mode observer and output feedback controller[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9):3404-3413
- [37] Lin F.J., Shen P.H.. Robust fuzzy neural network sliding-mode control for two-axis motion control system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(4):1209-1225
- [38] Fnaiech M.A., Betin F., Capolino G.A., et al. Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1):354-364
- [39] Defoort M., Nollet F., Floquet T., et al. A third-order sliding-mode controller for a stepper motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(9):3337-3346
- [40] Foo G., Rahman M.F.. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4):1270-1278
- [41] Xie W.F.. Sliding-mode-observer-based adaptive control for servo actuator with friction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(3):1517-1527
- [42] Wai R.J.. Fuzzy sliding-mode control using adaptive tuning technique[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1):586-594
- [43] Rotariu I., Steinbuch M., Ellenbroek R.. Adaptive iterative learning control for high precision motion systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2008, 16(5):1075-1082
- [44] Teo C.S., Tan K.K., Lim S.Y.. Dynamic geometric compensation for gantry stage using iterative learning control[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2008, 57(2):413-419
- [45] Freeman C.T., Cai Z.L., Rogers E., et al. Iterative learning control for multiple

- point-to-point tracking application[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(3):590-600
- [46] Barton K.L., Alleyne A.G. A norm optimal approach to time-varying ILC with application to a multi-axis robotic testbed[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(1):166-180
- [47] Helfrich B.E., Lee C., Bristow D.A., et al. Combined H_∞ -feedback control and iterative learning control design with application to nanopositioning systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2010, 18(2):336-351
- [48] Hoelzle D.J., Alleyne A.G., Johnson A.J.W.. Basis task approach to iterative learning control with applications to micro-robotic deposition[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2011, 19(5):1138-1148
- [49] Sahoo N.C., Xu J.X., Panda S.K.. Low torque ripple control of switched reluctance motors using iterative learning[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2001, 16(4):318-326
- [50] Qian W.Z., Panda S.K., Xu J.X.. Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(1):53-61
- [51] Xu J.X., Panda S.K., Pan Y.J., et al. A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51(3):526-536
- [52] Sahoo S.K., Panda S.K., Xu J.X.. Indirect torque control of switched reluctance motors using iterative learning control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1):200-208
- [53] Wai R.J., Lin F.J. Duan R.Y., et al. Robust fuzzy network control for linear ceramic motor drive via backstepping design technique[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2002, 10(1):102-112
- [54] Kempf C.J., Kobayashi S.. Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 1999, 7(5):513-526

- [55] Park J., Chang P.H., Park H.S., et al. Design of learning input shaping technique for residual vibration suppression in an industrial robot[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2006, 11(1):55-65
- [56] Mayergoyz D.. Mathematical Models of Hysteresis[M]. New York: Springer-Verlag, 1991
- [57] Krasnosel'skii M. A., Pokrovskii A.V.. Systems with Hysteresis[M]. New York: Springer-Verlag, 1989
- [58] Augusto Visintin. Differential Models of Hysteresis[M]. New York: Springer-Verlag, 1994
- [59] Martin Brokate, Jergen Sprekels. Hysteresis and Phase Transitions[M]. Berlin, Germany: Spring-Verlag, 1996
- [60] Coleman B.D., Hodgon M.L.. A constitutive relation for rate-independent hysteresis in ferromagetically soft materials[J]. International Journal of Engineering Science, 1986, 24(6):897-919
- [61] Jiles D.C.. Theory of ferromagnetic hysteresis[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 1986, 61(1-2):48-60
- [62] Jiles D.C.. Modelling the effect of eddy current losses on frequency dependent hysteresis in electrically conducting media[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1994, 30(6):4326-4328
- [63] Juan Manuel Cruz-Hernandez, Vicent Hayward. Phase control approach to hysteresis reduction[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2001, 9(1):17-26
- [64] 赵宏伟, 孙立宁, 张涛, 等. 压电陶瓷驱动器在机器人柔性臂中的研究[J]. 压电与声光, 2000, 22(3):173-176
- [65] Tao G., Kokotovic P.V.. Adaptive Control of plants with unknown hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(2):200-212
- [66] Tao G., Kokotovic P.V.. Adaptive Control of plants with unknown Dead-zone[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1994, 39(1):59-68
- [67] Tao G., Kokotovic P.V.. Continuous-time adaptive control of systems with unknown backlash[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(6):1083-1087
- [68] Tao G., Kokotovic P.V.. Adaptive Control of systems with unknown output backlash[J].

- IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40 (2):326-330
- [69] Zhou J, Wen C, Zhang Y.. Adaptive output control of nonlinear systems with uncertain Dead-Zone nonlinearity[J], IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(3):504-511
- [70] Zhou J., Zhang C.J., Wen C.Y.. Robust adaptive output control of uncertain nonlinear plants with unknown backlash nonlinearity[J], IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(3):503-509
- [71] Cavallo A., Natale C., Pirozzi S., et al. Effects of hysteresis compensation in feedback control systems[J], IEEE Transactions on Magnetic, 2003, 39(3):1389-1392
- [72] Logemann H., Mawby A.D.. Integral control of distributed parameter systems with inPut relay hysteresis[C], UKACC International Conference on Control, Swansea, UK, 1998:1136-1241
- [73] Kuhnen K., Krejci P.. Compensation of complex hysteresis and creep effects in piezoelectrically actuated systems—a new Preisach modeling approach[J], IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(3):537-550
- [74] Hao L.N., Li Z.. Modeling and adaptive inverse control of hysteresis and creep in ionic polymer-metal composite actuators[J], Smart Materials and Structures, 2010, 19(2):article id 025014
- [75] Wang Y.F., Su C.Y., Hong H.. Model reference control including adaptive inverse hysteresis for systems with unknown input hysteresis[C], Proc. of the IEEE International Conf. on Networking, Sensing and Control, London, UK, 2007:70-75
- [76] Wang X.S., Hong H., Su C.Y.. Model reference adaptive control of continuous-time systems with an unknown input dead-zone[J]. IEE Poreeeding of Contorl Theory Application, 2003, 150(3):261-266
- [77] Zhou J., Wen C.Y., Zhang Y.. Adaptive backstepping control of a class of uncertain nonlinear systems with unknown dead-zone[C]. Proc. IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, Singapore, 2004:513-518
- [78] Wang X.S., Su C.Y., Hong H.. Adaptive sliding inverse control of a class of nonlinear systems preceded by unknown non-symmetrical dead-zone[C]. Proceedings of the IEEE international Symposium on Intelligent Control, Houston, USA, 2003:16-21

- [79] Wang Q.Q., Su C.Y.. Robust adaptive control of a class of nonlinear systems including actuator hysteresis with Prandtl-Ishlinskii presentations[J], Automatica, 2006, 42(5):859-867
- [80] Su C.Y., Wang Y.F., Hong H., et al. Adaptive control of system involving complex hysteretic nonlinearities: a generalized Prandtl-Ishlinskii modeling approach[J], International Journal of Control, 2009, 82(10):1786-1793
- [81] Ren B.B., Ge S.S., Lee T.H., et al. Adaptive neural control for a class of nonlinear systems with uncertain hysteresis inputs and time-varying state delays[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2009, 20(7):1148-1164
- [82] 马连伟, 谭永红, 邹涛. 基于神经网络的迟滞逆模型[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(5):823-826
- [83] Berenyi P., Horvath G., Lampaert V., et al. Nonlocal hysteresis function identification and compensation with neural networks[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2005, 54(6):2227-2238
- [84] Li C.T., Tan Y.H.. Neural sliding mode control for system with hysteresis[C]. Proceeding of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, Limassol, Cyprus, 2005:467-472
- [85] Li C.T., Tan Y.H.. Adaptive output feedback control of systems preceded by Preisach-type hysteresis[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics. 2005, 35(1):130-135
- [86] Boyd S., Ghaoui L.E., Feron E., et al., Linear matrix inequalities in system and control theory[M]. Philadelphia: SIAM, 1994
- [87] Xu J.X., Tan Y.. Linear and nonlinear iterative learning control[M]. Berlin:Springer, 2003
- [88] 吴敏, 桂卫华, 何勇. 现代鲁棒控制 (第二版) [M]. 长沙:中南大学出版社, 2006
- [89] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用 (第二版) [M]. 北京:国防工业出版社, 2005
- [90] Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P.V.. Nonlinear and adaptive control design[M]. New York: Wiley, 1995
- [91] Arimoto S., Kawamura S., Miyazaki F.. Bettering operating operation of robots by learning[J]. Journal of Robotic Systems, 1984, 1(1):123 - 140

-
- [92] Bukkems B., Kostic D., Jager B. et al. Learning-based identification and iterative learning control of direct-drive robots[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2005, 13(4): 537–549
- [93] Ding H., Wu J.H.. Point-to-point motion control for a high-acceleration positioning table via cascaded learning schemes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5):2735-2744
- [94] Wu J.H. and Ding H.. Iterative learning variable structure controller for high-speed and high-precision point-to-point motion[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2008, 24(3):384-391
- [95] Roover D.D., Bosgra O.K.. Synthesis of robust multivariable iterative learning controllers with application to a wafer stage motion system[J]. International Journal of Control, 2000, 73(10):968-979
- [96] Heertjes, M., Tso T.. Nonlinear iterative learning control with applications to lithographic machinery[J]. Control Engineering Practice, 2007, 15(12):1545–1555
- [97] Ahn H.S., Moore K.L., Chen Y.Q.. Iterative learning control: robustness and monotonic convergence for interval systems[M]. London: Springer-Verlag, 2007
- [98] Tayebi A., Zaremba M.B.. Exponential convergence of an iterative learning controller for time-varying nonlinear systems[C]. Proceedings of the 38th conference on Decision and control, Phoenix, AZ, USA, 1999:1593-1598
- [99] Moore K.L.. An observation about monotonic convergence in discrete-time, P-type iterative learning control[C]. Proceedings of IEEE international symposium on intelligent control, Mexico City, Mexico, 2001:45-49
- [100] Moore K.L., Chen Y., Bahl V.. Monotonically convergent iterative learning control for linear discrete-time systems[J]. Automatica, 2005, 41(9):1529-1537
- [101] Owens D.H., Feng K., Parameter optimization in iterative learning control[J]., International Journal of Control, 2003, 76(11):1059-1069
- [102] Wijdeven J.V.D., Donkers T., Bosgra O., Iterative learning control for uncertain systems: robust monotonic convergence analysis[J]. Automatica, 2009, 45(10): 2383-2391
- [103] Tayebi A., Abdul S., Zaremba M.B.. Robust iterative learning control design via μ -synthesis[C]. Proceedings of the 2005 conference on control applications, Toronto,

- Canada, 2005: 416-421
- [104] De Roover D.. Synthesis of a robust iterative learning controller using an H_∞ approach[C]. Proceedings of the 35th conference on Decision & control, Kobe, Japan, 1996:3044-3049
- [105] Ahn H. S., Moore K.L., Chen Y.Q.. Stability analysis of discrete-time iterative learning control systems with interval uncertainty[J]. Automatica, 2007, 43(5):892-902
- [106] Ahn H. S., Moore K.L., Chen Y.Q.. Monotonic convergent iterative learning controller design based on interval model conversion[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(2):366-371
- [107] Bristow D.A., Alleyne A.G. Monotonic convergence of iterative learning control for uncertain systems using a time-varying filter[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(2):582-585
- [108] Meng D., Jia Y., Du J., et al.. Monotonically convergent iterative learning control for uncertain time-delay systems: An LMI approach[C]. American Control Conference, Hyatt Regency Riverfront, St. Louis , MO, USA, 2009:1622-1627
- [109] 王英. 面向芯片封装的直线伺服系统的高速高精运动控制[D]. 上海交通大学, 博士学位论文, 2006
- [110] Fang Y., Chow T.W.S.. 2-D analysis for iterative learning controller for discrete-time systems with variable initial conditions[J]. IEEE Transactions on Ciucuit and Systems I: Fundamental Theory and Applicaitons, 2003, 50(5):722-727
- [111] Lee S.Q., Kim Y.S., Gweon D.G.. Contunuous gain scheduling control for a micro-positioning system:simple, robust and no overshoot response[J]. Control Engineering Practice, 2000, 8(2):133-138
- [112] Wang Y., Xiong Z.H., Ding H.. Fast response and robust controller based on continuous eigenvalue configurations and time delay control[J]. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2007, 23(1):152-157
- [113] Lee T.H., Tan K.K., Lim S.Y., et al. Iterative learning control of permanent magnet linear motor with relay automatic tuning[J]. Mechatronics, 2000, 10(1-2):169-190
- [114] Wang D.W.. On D-type and P-type ILC designs and anticipatory approach[J].

- International Journal of Control, 2000, 73(10):890-901
- [115] Heinzinger G., Fenwick D., Paden B., et al. Stability of learning control with disturbances and uncertain initial conditions[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(1):110-114
- [116] Janaideh, M.A., Rakheja, S., Mao, J., et al. Inverse generalized asymmetric Prandtl-Ishlinskii model for compensation of hysteresis nonlinearities in smart actuators[C]. IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, Okayama, Japan, 2009:834-839
- [117] Sun, G.C., Yang, B.. Compensation of hysteresis nonlinearity for the piezoelectric actuators[C]. IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology, Chengdu, China, 2010:431-436
- [118] Feng, Y., Rabbath, C.A., Hong, H., et al. Inverse hysteresis control for shape memory alloy micro-actuators based flap positioning system[C]. IEEE Conference on Decision and Control, Hilton Atlanta Hotel, Atlanta, GA, USA, 2010:3662-3667
- [119] Zhao, X.L., Tan, Y.H.. Modeling hysteresis and its inverse model using neural networks based on expanded input space method[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2008, 16(3):484-490
- [120] Iyer, R.V., Tan, X., Krishnaprasad, P.S.. Approximate inversion of the Preisach hysteresis operator with application to control of smart actuators[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(6):798-810
- [121] Chen, X.K., Hisayama, T., Su, C.Y.. Pseudo-inverse-based adaptive control for uncertain discrete time systems preceded hysteresis[J]. Automatica, 2009, 45(2):469-476
- [122] Wang, X.S., Su, C.Y., Hong, H.. Robust adaptive control of a class nonlinear systems with unknown dead-zone[J]. Automatica, 2004, 40(3):407-413
- [123] Zhou, J., Wen, C.Y., Zhang, Y.. Adaptive backstepping control of a class of uncertain nonlinear systems with unknown backlash-like hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(10):1751-1757
- [124] Kuruppu, U.S.. Hysteresis and backlash-a comparison[J]. International Journal of Control, 1965, 2(1):1-8

- [125] Feng, Y., Hu, Y.M., Rabbath, C.A., et al. Robust adaptive control for a class of perturbed strict-feedback non-linear systems with unknown Prandtl-Ishlinskii hysteresis[J]. International Journal of Control, 2008, 81(11):1699-1708
- [126] Krejci, P., Kuhnen, K.. Inverse control of systems with hysteresis and Creep[J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2001, 148(3):185-192
- [127] Polycarpou, M.M., Ioannou, P.A.. A robust adaptive nonlinear control design[J]. Automatica, 1996, 32(3):423-427
- [128] Hua, C.C., Feng, G., Guan, X.P.. Robust controller design of a class of nonlinear time delay systems via backstepping method[J]. Automatica, 2008, 44(2):567-573
- [129] Tao G.. Adaptive control design and analysis[M]. Hoboken:John Wiley & Sons, 2003
- [130] Tan X., Bennani.. Fast inverse compensation of Preisach-type hysteresis operator using field-programmable gate arrays[C]. American Control Conference, Seattle, WA, USA, 2008:2365-2370
- [131] Galinaitis W.S., Rogers R.C.. Control of hysteretic actuator using inverse hysteresis compensation[C]. WA:SPIE, 1998:267-277
- [132] Chen X.K., Su C.Y., Fukuda T.. Adaptive control for the systems preceded by hysteresis[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(4):1019-1025

攻读博士学位期间取得的研究成果

一、已发表（包括已接受待发表）的论文，以及已投稿、或已成文打算投稿、或拟成文投稿的论文情况（只填写与学位论文内容相关的部分）：

序号	作者(全体作者,按顺序排列)	题 目	发表或投稿刊物名称、级别	发表的卷期、年月、页码	相当于学位论文的哪一部分(章、节)	被 索引 录 情 况
1	Li Zhifu, Hu YueMing, Liu Yu, Chen Tiemei, Yuan Peng	Adaptive inverse control of non-linear systems with unknown complex hysteretic non-linearities	IET Control Theory and Application	2012, 6(1):pp1-7	5.1~5.5	SCI 收录 IDS 号: 866HJ
2	李致富, 袁鹏, 胡跃明	基于 Prandtl-Ishlinskii 回滞的一类不确定非线性系统自适应逆控制	《控制理论与应用》	已录用	5.3~5.5	EI 期刊
3	Li Zhifu, Yuan Peng, Hu YueMing	Adaptive Control of a Class of Uncertain Nonlinear Systems with Unknown Input Hysteresis	Proceeding of the IEEE International Conference on Information and Automation	2011. pp141-146	6.1~6.5	EI 收录
4	Li Zhifu, Yuan Peng, Hu Yueming, Guo Qiwei, Ma ge	LMI Approach to robust monotonically convergent iterative learning control for uncertain linear discrete-time systems.	2012 中国控制会议	已录用	3.1~3.4	
5	Li Zhifu, Hu Yueming	Point-to-point Motion control for a high-speed and high-precision positioning table via gain schedule and A-ILC	IMchE Part I: Journal of Systems and Control Engineering	拟投稿	4.1~4.4	

致 谢

本文的研究工作是在导师胡跃明教授的悉心指导下完成的。从博士课题的选取、前期调研、深入开展到论文的撰写、修改和完成，都离不开胡老师的指导。胡老师不仅为我提供了良好的学习、科研条件和环境，更培养了我独立从事科研工作的能力，在潜移默化中影响着我在学术和科研道路上前行的方向，让我逐步进入到学术科研这一广阔的空间。胡老师渊博的学识、严谨的治学态度、务实的科研作风使我受益匪浅。在此，谨对恩师的辛勤培养致以最诚挚的敬意！

感谢CITA实验室的吴忻生老师、高红霞老师、张梅老师、宋鸽老师、杜娟老师、罗家祥老师、刘屿老师、陈安老师、陈华志老师、袁鹏老师、刘海明老师和戚其丰老师等对我学习和生活上的关心和帮助。感谢师兄周武、师姐曾君、冯颖、陈铁梅、夏科芬、同学廖广军、师弟郭琪伟、师妹马鸽、徐寒、康慧、戴婉仪等在我课题研究期间的有益讨论、建议以及生活上的帮助。感谢CITA实验室所有硕士学弟学妹在我读博期间给予的帮助。

感谢梁栋老师和徐慧老师在学习和生活中给予的关心。感谢自动化学院09博士班的刘贵云、熊建栋、刘学良、叶祥、张磊、王瑞萍、刘乙奇、邬依林、沈志萍、申动斌、旷世芳、张小凤、郭新、万君社、赵学艳、孟笑莹、文彬鹤、王雷、罗隆、贺跃帮、肖红军、曾玮等同学，和大家一起度过三年的博士生涯，尽管艰辛，但也充满了快乐，谢谢你们们的陪伴、关心与支持。

感谢好友李俊辉、胡志彬、张勋武、李志春、胡宏、廖阳初、谢建芳、杨玉萍、李细女、刘日仲、李记兵、李石兵等多年来的支持与帮助，感谢本科同学高今鹏、邓颖、季国祥、戴舜、刘春、邓巍、赵杰俊、赵洪军、唐涛、何坚雄、吴洁、卜建平、刘汝艺、梁茁、黄日荣，硕士同学梁玉丹、魏伟、荀泱等人在我读博期间给予的关心与支持。我想说的是，没有你们的支持与帮助，我的博士生涯会变得异常的艰辛。真心的感谢你们的帮助。

感谢来穗认识的好友李凤琳、朱洁楠、惠姑娘、王姑娘、张姑娘、冠寰、阿智、阿敏、思雨、冷月、沙加、小燕、星辰、阿酱、阿健、立源、Emily、阿J、Nancy、阿ben、标叔、李森（老乌）等人陪我一起度过那么多美好、无忧无虑的志愿活动生活，给我艰辛的博士生涯点缀了无限的欢声笑语。

感谢我最亲爱的父亲李杰生、母亲李宜秀一贯以来的支持、信任和理解。感谢奶奶、

外婆、弟弟李志明、弟妹以及三个可爱的侄子侄女给我的支持。没有家人对我支持，我是不可能完成我的博士论文的。衷心的感谢家人对我的无私付出与理解。

最后，本课题的研究得到了国家自然科学基金和广东省教育部重大专项基金的支持，在此一并表示感谢。

李致富

二零一二年五月于广州五山

IV - 2 答辩委员会对论文的评定意见

随着集成电路产业中芯片封装、测试以及表面组装技术等领域的迅速发展,对定位系统速度、加速度和精度提出了极高的要求。本文以应用于集成电路产业各关键设备中的高速高精度定位平台为研究对象,进行了高速高精度定位方法和技术的研究。该课题具有重要理论意义和应用价值。

作者在综述了大量国内外相关研究的文献资料基础上,对高速高精度定位问题进行了系统深入的研究,并应用于 X-Y 直线电机伺服运动控制平台。论文主要研究成果如下:

1. 针对直线电机平台轨迹跟踪的迭代学习控制策略,把电机模型考虑为带有参数不确定性的离散线性系统,研究了带有初始状态误差的一类参数不确定线性离散系统的鲁棒单调收敛迭代学习控制问题。通过基于直线电机平台模型的仿真和平台的实验,证明了该方法的有效性。

2. 针对集成电路产业中设备点对点往复高速运动的特点,设计了增益规划+A 型-ILC 控制器。该控制器通过对 P 型位置控制器进行增益规划来提高系统的快速性以及不可重复的外界干扰进行抑制,而用 A 型-ILC 来对系统可重复的干扰进行补偿,并在时域内给出了系统的稳定性条件。实验结果证明了该控制器的有效性。

3. 针对带有未知 Prandtl-Ishlinskii 复杂回滞模型驱动的一类不确定非线性系统,通过反步递推的设计方法,设计了一种自适应逆控制的策略来消除回滞的影响。仿真结果表明由未知 P-I 回滞引起的非平滑非线性现象得到了有效的抑制。

4. 针对带有未知 Krasnosel'skii-Pokrovskii 回滞输入的一类非线性系统,通过引入伪回滞逆模型,设计了该类型系统的逆回滞补偿控制器。仿真结果证明该控制策略可以有效抑制 KP 回滞引起的非线性现象。

论文结构合理,条理清楚,内容详实,论述清晰,取得了一定的创新性成果。该文表明作者已掌握本学科宽广坚实的理论基础和系统深入的专门知识,具有独立从事科研工作的能力,达到博士学位论文水平。

论文答辩日期: 2012 年 6 月 6 日

答辩委员会委员共 5 人,到会委员 5 人

表决票数: 优秀 () 票; 良好 (5) 票; 及格 () 票; 不及格 () 票

表决结果 (打“√”): 优秀 (); 良好 (√); 及格 (); 不及格 ()

决议: 同意授予博士学位 (√) 不同意授予博士学位 ()

答辩
委员会
成员
签名

 (主席)