

自抗扰控制入门

Zikangrao Kongzhi Rumen

朱斌 编著



北京航空航天大学出版社
BEIHANG UNIVERSITY PRESS

自抗扰控制入门

朱斌 编著

北京航空航天大学出版社

内 容 简 介

针对自抗扰控制基础教材缺乏的现状,本书以为初学者提供入门帮助为目标,重点阐述了自抗扰控制的基本理念、核心算法、关键实现技术及典型应用,简洁而系统地重构了 ADRC(尤其是线性 ADRC)的知识构架。

本书既可作为大专院校控制科学与工程或自动化专业的本科生、研究生教材,也可作为控制工程技术人员的参考资料。

图书在版编目(CIP)数据

自抗扰控制入门 / 朱斌编著. -- 北京 : 北京航空航天大学出版社, 2017.5

ISBN 978 - 7 - 5124 - 2383 - 1

I. ①自… II. ①朱… III. ①自动控制 IV.
①TP273

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2017)第 079241 号

版权所有,侵权必究。

自抗扰控制入门

朱 斌 编著

责任编辑 冯 颖

*

北京航空航天大学出版社出版发行

北京市海淀区学院路 37 号(邮编 100191) <http://www.buaapress.com.cn>

发行部电话:(010)82317024 传真:(010)82328026

读者信箱: emsbook@buaacm.com.cn 邮购电话:(010)82316936

北京九州迅驰传媒文化有限公司 各地书店经销

*

开本: 710×1 000 1/16 印张: 9 字数: 192 千字

2017 年 5 月第 1 版 2017 年 7 月第 2 次印刷

ISBN 978 - 7 - 5124 - 2383 - 1 定价: 29.00 元

若本书有倒页、脱页、缺页等印装质量问题,请与本社发行部联系调换。联系电话:(010)82317024

前 言

初闻自抗扰与 ADRC(Active Disturbance Rejection Control, 自抗扰控制), 是在 2001 年前后。彼时及其后几年, 韩京清研究员与我单位开展 ADRC 应用研究, 多次莅临我单位, 故曾有幸得见韩老师一两面, 也闻听自抗扰与 ADRC 一两语。那时我不在相关的课题组, 科研方向与工程控制相距较远, 未能参与其中, 只是从同事口中得知点滴。曾闻韩老师不畏数九严冬, 野外亲自上车调试, 雪至方停。仅半天之工, ADRC 十多个参数已然调整到接近理想值, 试验效果振奋人心。这些点滴之事让我敬佩韩老师躬身实践的精神, 也更令我对 ADRC 暗自神往: 到底是怎样一种技术, 竟有如此神奇的效果? 可是后来同事的 ADRC 参数优化屡屡受挫, 竟至于数月而不得其一, 又让我心存疑惑: 莫非 ADRC 太过高深, 非一般人能领悟?

再次接触 ADRC, 是 2009 年及 2011 年高志强博士回国讲学, 曾两次亲临我单位进行学术交流。高博士的讲学, 让我忆起韩老师的点滴及自己曾经的神往与疑惑, 可是由于交流时间短, 当时研究方向又不是工程控制, 疑惑虽在, 却没有勇气提问, 错失了交流的机会。

2015 年 6 月至 2016 年 7 月, 得益于留学基金委提供的机会, 我赴美国克利夫兰州立大学先进控制技术中心访学一年, 师从高志强博士, 得以亲受高博士教诲、亲历团队 ADRC 应用过程、亲见 ADRC 实践成果。其间, 在高博士的指导下, 系统地学习了自抗扰, 阅读了 ADRC 的技术资料, 参与了 DC-DC Buck Converter 等项目实施, 与张晗、李小旭、王雷等团队成员多次深入探讨, 不断思考总结, 终于对自抗扰与 ADRC 有了清晰的理解, 基本上入门了。

从韩京清研究员, 到高志强博士团队, 再到众多的 ADRC 理论与应用研究的学者及工程人员, 已经发表了大量的有关 ADRC 的文章, 成果可谓丰硕。然而, 对于初学者而言, 面对如此之多的文献, 从何处着手, 如何快速入门, 却是非常头疼的问题。基于这样一种形势, 在高志强博士的建议和鼓励下, 我结合阅读的技术资料和自己的理解, 编写了这本教材, 希望能为 ADRC 的后来者提供入门帮助。编写期间, 得到了高博士的潜心指导与精心评阅, 部分章节几度易稿, 也得到了张晗、王雷、李小旭以及 Mario 等人的热情帮助, 吸收了极为宝贵的思想与实践经验, 在此深表谢意。此外, 在张晗的大力帮助下开展的 DC-DC Buck Converter 应用实践, 虽过程甚为曲折, 也

暂未完全达到理想的效果,却是我 ADRC 应用实践的第一课,不仅使我对 ADRC 应用过程有了直观认识,更强化了我对 ADRC 核心思想与技术的理解,在此尤表谢意。

本教材共分 9 章:第 1 章讨论了控制问题的提出,对扰动、模型与信息的理解,讨论了扰动处理的三种范式,介绍了典型的主动抗扰技术;第 2 章讨论了 ADRC 思想的来源与发展历程,介绍了 ADRC 基本思想与主要结构,探讨了其主要特点与发展趋势;第 3 章阐述了 ADRC 的核心算法,包括非线性 ADRC 基本算法与改进、线性 ADRC 基本算法、ADRC 算法的离散化;第 4 章简要阐述了 ADRC 的理论分析成果,包括稳定性分析证明与频域分析成果;第 5 章针对 ADRC 的参数选择问题,介绍了非线性 ADRC 参数整定与线性 ADRC 参数整定的几种方法;第 6 章以 MATLAB Simulink 作为仿真工具,介绍了 ADRC 的仿真方法,包括控制对象仿真模型建立、ADRC 仿真模型建立以及 ADRC 仿真参数整定;第 7 章以伺服控制、飞行器姿态控制、过程控制以及其他应用为主要分类,简要介绍了 ADRC 的典型应用;第 8 章针对运动控制中的振动抑制问题,阐述了旋转与平移两类运动基于 ADRC 的设计过程,给出了仿真与实物验证结果;第 9 章针对时滞系统的控制问题,阐述了一种有效的自抗扰控制方法,给出了控制方案、仿真结果及实验结果。

本教材引用和参考了高志强博士、韩京清研究员的大量文章与论著,高博士团队成员(赵申、郑勤玲、张晗、田刚等)的学位论文及其他文章,以及北航郭雷教授、陈文华教授、黄一研究员等人的文章,在此一并表示深深的谢意。

由于本人水平有限,教材中值得商榷乃至错误之处在所难免,恳请读者批评指正,以使之不断完善,更好地为初学者所用。

作 者

2017 年 1 月



录

第1章 绪论	1
1.1 抗扰问题的提出	1
1.1.1 控制理论与控制工程的偏离	2
1.1.2 控制的核心问题与本质问题	2
1.1.3 现有控制技术的局限性	3
1.2 扰动、模型及信息	4
1.2.1 扰动的认识	4
1.2.2 模型的认识	5
1.2.3 信息的认识	6
1.3 扰动处理的基本范式	7
1.3.1 工业范式	7
1.3.2 模型范式	8
1.3.3 抗扰范式	8
1.4 典型主动抗扰控制技术	9
1.4.1 指南车	10
1.4.2 干扰适应控制(DAC)	10
1.4.3 基于扰动观测器(DOB)控制	11
1.4.4 自抗扰控制(ADRC)	12
1.4.5 扩张高增益状态观测器(EHGSO)控制	13
1.4.6 复合分层精细抗干扰控制(CHADC)	13
参考文献	14
第2章 ADRC概述	16
2.1 ADRC的思想来源	16
2.1.1 指南车	16
2.1.2 飞锤调速器与 Poncelet 思想	16
2.1.3 不变性原理	17
2.2 ADRC的发展历程	17

2.2.1 对模型论的质疑	17
2.2.2 积分串联标准型的提出	17
2.2.3 非线性状态反馈的实现	18
2.2.4 非线性 PID 的研究与实践	18
2.2.5 扰动的认识与扩张状态观测	18
2.2.6 ADRC 的体系化构建	19
2.2.7 ADRC 的工程化应用	19
2.3 ADRC 的基本思想	19
2.3.1 标准型与总扰动	20
2.3.2 扰动的扩张状态与整体辨识	20
2.3.3 微分信号生成与安排过渡过程	20
2.3.4 扰动的消减与控制信号的产生	21
2.4 ADRC 的主要构成	21
2.4.1 跟踪-微分器	22
2.4.2 扩张状态观测器	22
2.4.3 非线性状态误差反馈控制律	22
2.5 非线性 ADRC 与线性 ADRC	23
2.5.1 非线性 ADRC	23
2.5.2 线性 ADRC	23
2.6 ADRC 的特点	23
2.6.1 几乎模型无关性	23
2.6.2 天然的解耦性	24
2.6.3 过程动态改造的便捷性	24
2.6.4 预测性	24
2.6.5 易用性	25
2.6.6 灵活性	25
2.6.7 鲁棒性	26
2.6.8 创新性和包容性	26
2.7 ADRC 的发展趋势	27
2.7.1 由通用 ADRC 向专用 ADRC 过渡	27
2.7.2 由线性向非线性或线性/非线性组合过渡	27
2.7.3 由单一结构 ADRC 向统一融合的主动抗扰架构过渡	28
参考文献	28
第 3 章 ADRC 核心算法	30
3.1 非线性 ADRC	30
3.1.1 问题的提出	30

3.1.2 扩张状态观测器(ESO)	31
3.1.3 跟踪-微分器(TD)与安排过渡过程	32
3.1.4 非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)	33
3.1.5 控制量生成	33
3.1.6 完整算法	33
3.2 非线性 ADRC 的改进	35
3.2.1 跟踪-微分器改进	35
3.2.2 扩张状态观测器改进	35
3.2.3 非线性状态误差反馈控制律改进	36
3.3 线性 ADRC	36
3.3.1 由非线性 ADRC 到线性 ADRC	36
3.3.2 线性扩张状态观测器(LESO)	37
3.3.3 线性状态误差反馈控制律(LSEF)	41
3.3.4 完整算法描述	42
3.4 ADRC 的离散化	45
3.4.1 当前欧拉(Euler)法	46
3.4.2 当前零阶保持(ZOH)法	47
3.4.3 当前一阶保持(FOH)法	48
参考文献	50
第 4 章 ADRC 理论分析	51
4.1 ADRC 稳定性分析	51
4.1.1 TD 性能分析	51
4.1.2 ESO 性能分析	52
4.1.3 ADRC 闭环性能分析	52
4.2 ADRC 频域分析	53
参考文献	53
第 5 章 ADRC 参数整定	55
5.1 非线性 ADRC 参数整定	55
5.1.1 参数意义说明	56
5.1.2 参数整定基本指导	56
5.1.3 经验法	56
5.1.4 人工智能方法	56
5.1.5 基于时间尺度的参数整定方法	57
5.1.6 动态参数整定方法	58
5.1.7 优化拟合整定法	58
5.1.8 三阶 ESO 优化配置方法	59

5.2 线性 ADRC 参数整定	60
5.2.1 工程配置方法	60
5.2.2 通用二阶 LADRC 整定方法	61
5.2.3 基于参数识别的整定方法	61
参考文献	62
第 6 章 ADRC 仿真	63
6.1 控制对象仿真模型的建立	63
6.2 ADRC 仿真模型的建立	63
6.2.1 连续 LADRC 仿真模型的建立	64
6.2.2 离散 LADRC 仿真模型的建立	64
6.2.3 非线性 ADRC 仿真模型的建立	67
6.3 ADRC 仿真参数整定	73
参考文献	74
第 7 章 ADRC 典型应用	75
7.1 伺服控制	75
7.1.1 武器平台控制	76
7.1.2 光电瞄准/跟踪平台控制	77
7.1.3 机床控制	77
7.1.4 精密超精密加工	78
7.1.5 超导加速器谐振控制	78
7.1.6 TI InstaSPIN – Motion 运动控制芯片	78
7.1.7 SPIN – TAC 在洗衣机中的应用	79
7.2 飞行器姿态控制	79
7.3 过程控制	80
7.3.1 电力系统控制	81
7.3.2 化工过程控制	83
7.3.3 冶金及金属加工过程控制	84
7.4 其他应用	86
7.4.1 欠驱动系统控制	86
7.4.2 并联机器人控制	87
参考文献	87
第 8 章 ADRC 应用实例:运动控制振动抑制	92
8.1 运动振动问题	92
8.2 旋转运动控制振动抑制	93
8.2.1 问题描述与现有方法	93
8.2.2 旋转运动控制振动 ADRC 方案	97

8.2.3	仿真与结果分析	98
8.2.4	试验验证	105
8.2.5	旋转运动控制振动抑制结论	109
8.3	平移运动控制振动抑制	109
8.3.1	平移运动控制的标准问题	109
8.3.2	平移运动现有控制方法	111
8.3.3	双质量块-弹簧系统开环分析	112
8.3.4	双质量块-弹簧系统 ADRC 控制方案	113
8.3.5	双质量块-弹簧系统 ADRC 控制仿真验证	116
8.3.6	双质量块-弹簧系统 ADRC 控制试验验证	118
8.3.7	双质量块-弹簧系统控制结论	120
参考文献		120
第 9 章	ADRC 应用实例:时滞系统自抗扰控制	123
9.1	时滞系统的控制问题	123
9.1.1	时滞系统简介	123
9.1.2	时滞系统控制问题概述	123
9.2	基于 ESO 输入同步的时滞系统 ADRC 方案	124
9.2.1	时滞对象描述	124
9.2.2	时滞对象 ADRC 改造方案	125
9.3	仿真与实验验证	126
9.3.1	仿真验证	126
9.3.2	实验验证	128
参考文献		131
后 记		133

第1章

绪论

1.1 抗扰问题的提出

控制系统的首要目的是使系统稳定运行,不受非期望因素的影响,或者受到影响后能及时加以纠正,使系统保持在期望的状态。然而,干扰和不确定性广泛存在于控制对象和控制系统中。干扰主要表现为外在的非期望因素,会通过多种渠道进入系统,而系统内部的不确定因素更是无法剔除。这些因素会使系统性能受到影响,严重情况下甚至使系统不稳定。

例如:一个三轴速率转台,要求在一定电网电压、一定负载变化范围内提供恒定或者按要求变化的转速。电网电压的变化、负载的变化都是外在干扰,这两个因素在一定程度上都会影响转台的运行效果;而转台内部结构上的不确定因素(如台体的静平衡与动平衡、传动齿轮的齿隙变化等)以及参数变化(如机械形变)的影响也会在运行状态上体现出来。显然,从设计的角度出发,对电网电压波动、负载变化以及结构不确定因素、参数变化限制得越严格,设计就越简单;但从应用的角度出发,这样的设计缺乏实用价值。

通常,在设计控制系统时,可以首先设定系统的期望结构(理想结构)和预期的运行环境,然后根据期望结构和预期运行环境进行系统设计。其中,期望结构指的是系统在没有扰动和不确定性时呈现的状态,体现的是系统无扰时的结构,有的文献将其称为名义模型或者标称模型等(本教材中倾向于称其为标准型);而预期运行环境指的是系统允许的输入/输出范围与环境条件偏差,既应包括外部扰动变化范围,又应隐含系统结构或参数变化(不确定性)的允许范围。系统的设计不仅仅限于基于期望结构(标准型)使系统性能满足设计要求,更重要的是如何使系统在环境条件变化以及自身参数偏离的情况下还能保持或接近期望的状态,或者说如何抑制环境条件变化以及自身参数偏离的影响使系统特性趋接近期望的结构(标准型)。

因此,采用何种方法来抑制干扰和不确定性,是控制系统设计的一个关键问题。围绕这一问题,控制理论界与工程界做出了长期不懈的努力,涌现出了大量的控制理论与控制方法,推动了控制科学的发展。然而由于理论界与工程界选择了不同的方向与道路,使得控制理论与控制工程的发展呈现出不同的轨迹,产生了较大的偏离。

1.1.1 控制理论与控制工程的偏离

控制理论的发展动力主要来自于数学家。在数学家的推动下,控制理论从古典控制到现代控制,衍生出了众多分支,取得了令人瞩目的成就。

控制理论对于控制问题的基本处理模式是,忽略环境影响与输入/输出的限制,将控制对象或系统理想化,用某种数学模型进行描述,然后基于模型应用某种方法对系统施加补偿,使系统具有某些特定性能(比如具有一定的稳定裕度)。这种处理方式的问题在于理想情况基本上是不存在的,现实系统总存在环境影响与输入/输出的限制,而且实际系统的数学模型不可能完全精确,即使微小的偏差对于系统的影响可能也是显著的,使得系统的性能严重偏离预期。

部分理论在上述基本模式的基础上进行了一定的改进,比如:允许系统模型有一定的参数摄动,并提出了鲁棒性的概念;对具有随机特性扰动与不确定性的系统进行了讨论,提出了随机控制的概念;结合参数辨识方法来适应系统参数的变化,提出了自适应控制;等等。但是,这些理论都存在一个相似的基本假定:系统的模型已知且足够精确,扰动的模型已知或有界,部分理论还对系统运行的边界提出了严格甚至苛刻的要求。

而现实的情况是,大部分自然系统以及复杂人造系统的模型都是难以精确获得的,理想的模型几乎是不存在的,而且系统总是处于各种外部与内部干扰之中。众多数学家与控制理论学者由于对实际系统特性缺乏足够的了解,过度追求理论推导与数理证明的完美性,从而造成了控制理论与控制工程的脱节。

1.1.2 控制的核心问题与本质问题

控制的核心问题是什么?本质问题是什么?我们很难从教科书或者理论界找到直接的答案。然而,透过教科书、理论著作及众多文献长篇累牍的论述,似乎理论界所认为控制的核心问题是构建一个足够精确的系统模型,然后基于闭环结构,在假定的理想环境中寻求使其稳定的方法。既然模型如此重要(一旦模型不成立,与之相应的控制方法也随之瓦解),那么构建系统模型也顺理成章地成为理论界的本质问题,而对于实际系统所处的环境干扰以及其他扰动却缺乏关心。这是正确的方向和途径吗?

我们再来看看工程界是怎么做的。长期以来,工程人员一直致力于基于实验与工程经验,寻求使实际系统稳定的方法。他们不太关心实际系统的模型,却深知系统所处的环境存在各种干扰,而且总能寻找到合适的方法,使系统的性能达到或接近期

望值。其中,最具创造性的典型结构莫过于 PID 反馈控制。由于负反馈具有与生俱来的抑制误差的能力,以及比例、积分、微分在改善系统稳态或瞬态特性上的独特功能,所以使得这种 PID 反馈控制结构在实际工程系统与工业过程中长期占据着绝对的主导地位。另外,工业过程的工程人员通过总结长期经验,明白单单依靠 PID、负反馈不能解决工业过程控制的所有问题,尤其是对特定类型的已知扰动,其调节性能难以达到满意的效果。由此,前馈应运而生,在工业过程中得到了广泛应用,用于解决给定变化、过渡过程配置等问题。当然,由于前馈只能针对特定类型的已知扰动发挥作用,而实际过程的干扰非常复杂,因此通常的应用方式是前馈与 PID 反馈相结合,发挥各自的作用,使过程控制达到满意的效果。

因此,从实际应用的角度出发,控制的核心问题似乎不应该是构建模型再去寻找方法使其稳定,而应该是对过程或系统中存在的干扰与不确定性进行抑制,也就是如何抗扰;控制的本质问题也不应该是建模,而应该是寻找抗扰机制实现物理量的平衡。干扰与不确定性都表征为某种物理量,设想对于这些物理量,如果我们能找到或产生一组与之大小相等、方向相反的物理量同时作用于系统,那么就可以将其平衡——抵消掉,因而也就实现了系统的稳定与抗干扰。但是如何找到或产生这样一组反作用物理量呢?如果干扰和不确定性所表征的物理量是可测的,那么运用前馈等方法就很容易产生一组反向物理量。事实上,不是所有的扰动都可以测量,那么如何能够得到这组反向物理量呢?

1.1.3 现有控制技术的局限性

PID 控制技术自产生以来,已经在工程上应用了近一个世纪,解决了大量的工程问题,而且今天仍然在发挥作用。本质上,PID 是一种基于实验抑制扰动的控制技术,在不需要掌握系统模型的前提下,对比例(P)、积分(I)、微分(D)三个参数进行调整,就可以使被控系统获得较为满意的控制性能;而且这三个参数的不同组合,可以适应绝大多数不同类型与特性的系统,有着广泛的应用效果。此外,PID 与前馈的组合控制、PID 构成的串级控制等方法,在工业过程控制中应用广泛,取得了非常好的效果。

尽管 PID 应用范围广、实践效果好,但其存在固有缺陷,所以其鲁棒性较差,容易出现饱和。除此之外,PID 的各种改进以及与前馈的结合或串级控制等,也都存在不同程度的局限性与瓶颈问题。最主要的问题是,这种被动地基于误差反馈来消除误差的方式,滞后于扰动的影响,并可能因初始控制力过大而使系统振荡或严重超调;为了消除残差而设置的积分环节,会使系统的相角滞后,在无扰动时使系统特性变差,且对变化扰动的抑制作用不明显;微分信号只能近似实现,容易受到噪声污染等。前馈虽然能针对特定扰动及时起到有效的抑制作用,但前提是扰动与系统结构已知,即前馈必须依赖于扰动和系统的模型。在实际生产过程中,扰动并不会仅仅限于某一种或某几种,且系统的精确模型难以获得,因此复杂扰动环境下的前馈抗扰作

用并不明显。

前面提到,从实际应用的角度出发,控制的核心问题似乎可以总结为抗扰,而本质问题则可以归结为寻求抗扰机制实现物理量的平衡。前馈可以针对已知的特定扰动发挥很好的抑制作用,从这个角度看,它实现了特定扰动相应物理量的平衡。PID反馈可以在一定范围内对未知扰动起到抑制作用,从这个角度看,它部分实现了对应物理量的平衡。但是,PID、前馈等现有技术对于未知扰动的抑制作用是有限的,当未知扰动超过一定范围时,现有技术无法实施有效抑制,也就是无法有效实现物理量的平衡。为了实现控制抗扰的目标,我们需要寻找其他方法。

1.2 扰动、模型及信息

1.2.1 扰动的认识

一般来讲,扰动是指系统或生产过程出现的非期望的变化,或者引起这些变化的物理量。工程实践中运行的各类系统、工业生产过程总会在一定程度上受到扰动的影响,如给定值的非预期变化、手动/自动切换、负载的变化以及环境噪声、电磁干扰等。

1. 扰动的界定

从泛化的角度看,一切非期望的变化或其影响因素,都属于扰动,都应设法剔除或加以抑制。然而,扰动抑制的手段可以有多种,包括结构改进、模拟滤波以及控制算法补偿等。从控制算法抗扰的角度来说,对于扰动的界定应该更严格一些,只有那些对系统输出有影响且可以等效到输入端的非期望变化或其影响因素,才属于控制问题上所关心的扰动,而其他无法等效到输入端的变化或因素(典型的有测量噪声),则不应该归入扰动的范畴。测量噪声是在测量环节引入的非期望影响,我们无法在系统的输入端施加某一控制量来影响其作用,只能通过其他方式如改进测点位置、测量方式以及模拟或数字滤波等加以抑制。

在某些情况下,系统的输出可能有多个,而我们仅关心其中的部分输出,这样扰动的界定仅包括那些对关心的系统输出有影响且能等效到输入端的非期望变化与因素;而其他变化与因素,尽管可能影响系统的其他输出,却不纳入扰动的范畴。

2. 外部扰动与内部扰动

从扰动产生的来源或者扰动源相对于系统或生产过程的空间位置,扰动可以分为外部扰动(简称为外扰)与内部扰动(简称为内扰)。

外扰是指系统外界给系统施加的扰动,如给定扰动、负载扰动等。内扰是指系统内部的变化,如结构改变、温度漂移、零点漂移以及其他参数变化等。从本质上讲,一些内部扰动也是因为外部因素影响而产生的应激反应,如外部温度变化引起的温度

漂移,热胀冷缩导致的结构变形等。为了使问题简洁,在划分内扰与外扰时,本书仅仅考虑直观表象,而不去深究其根源与内部机理。

现有的大部分教科书及早期的理论界对于扰动的认识局限于狭义的概念,认为扰动是系统中独立于状态且产生不良影响的物理量,即扰动来源于系统的外部,与系统的动态特性无关。而工程界在长期的实践中,对于控制过程与系统特性的认识逐渐深刻,逐渐明确了内部扰动的概念。理论界受工程界影响,从20世纪70年代末、80年代初开始,逐渐产生了一个新的学科分支——鲁棒控制,开始研究控制系统对于内部结构摄动的健壮性,但这种健壮性或鲁棒特性往往限制在一个较小的范围内。

3. 模型的不准确性与未建模部分的处理

理论界追求的是模型的精确性,绝大多数控制理论都是基于精确模型来阐述的。但实际上,大部分系统的精确模型无法获得,或者说,即便能够建立系统的模型,也只能是在一定程度上精确,模型的不准确性总是客观存在的。如果系统的结构发生变化,那么系统动态的不确定性会进一步增加。

理想运行环境下,系统特性中不能用所建模型描述的部分属于未建模部分。这部分如何处理,关系到控制方法的应用以及实际系统的运行效果。理论界的基本方法是通过努力提高模型精度来减少此部分的影响。但无论如何提高模型精度,建立的系统模型始终不可能完全等同于系统实际特性,未建模部分始终存在,使得系统的运行特性与期望始终存在偏差。

按照扰动的区分,模型的不准确性与未建模部分的处理均属于内扰。

对于控制工程而言,不管是内扰还是外扰,本质上都会对系统的特性产生影响。也就是说,内扰和外扰可以一致对待,更可以不加区分地统一处理。

1.2.2 模型的认识

在控制理论界,模型似乎成了控制的一个根本问题;而在控制工程中,模型似乎是可有可无的东西。那么模型到底有没有用?在控制问题上,是否还需要模型?这就涉及模型的认识问题。模型是什么?模型实际上是对象特性信息的一种离线表达。模型的精确(或精细)程度,代表了人们对于对象的外在特性与内部关系的认知程度。

从泛化的角度看,人们对于过程或对象的一切离线认知(信息)都应该属于模型,而传递函数、差分(微分)方程、状态方程等形式不过属于特例化的模型描述,与流程图、工况描述等并没有本质的区别,即都是对对象信息的离线集合。显然,如果我们能完全掌握对象的离线信息,也就是完全了解对象的外在特性与内部关系,那么必然能找到一种方法来对其实施控制,以达到预期的效果。这正是众多控制理论学者孜孜以求的途径。但实际情况是,我们不太可能完全掌握对象所有的离线信息。事实上,从哲学的角度看,我们不可能绝对掌握任何对象的全面信息,未知总是存在的。对于

部分对象,我们也许能掌握足够多的离线信息,这些信息看起来似乎是全面的,但其实仅仅是接近全面;而对于大部分对象而言,我们能够掌握的离线信息远不能达到足够或接近全面的程度。因此,理论界解决控制问题的途径和方法并非是完全可靠的,在不可能完全掌握对象离线信息的情况下,硬要试图去掌握,所付出的成本和代价可能是巨大的,而且恐怕难以取得满意的应用效果。

尽管在控制工程上可以不需要掌握过程或对象的信息,只需运用一些经验方法对系统进行整定,甚至可以在对过程或对象一无所知的情况下用 PID 反馈达到或接近预期的效果,但是应当看到,这种情况下的参数整定工作量往往是极其巨大的。因为不同的对象特性所要求的 PID 控制参数不可能完全一样,而不了解其特性直接进行参数调整就像是在迷雾中探索前行一样,缺少方向指引,需要耗费大量的时间,甚至可能会偏离正确的方向,事倍而功半。但是如果我们将结合已有的类似过程或对象的相关经验(信息),就会发现,PID 控制器的整定工作量会下降很多。而如果需要运用前馈来抑制特定扰动,那么必须获得这个特定扰动的模型。这充分说明,模型尽管不是完全必要,更不需要完全精确(事实上也做不到),但是,充分利用现有的信息(包括模型),可以达到更好的控制效果或是可以大大缩短控制器参数的整定时间。

1.2.3 信息的认识

从信息论的角度看,一个系统或对象的控制过程实际上是信息的综合运用过程,要达成控制目标,系统中可利用的信息必须足够丰富而且及时可信。单纯依靠模型这类离线信息的控制方法,由于并不包含不确定性与扰动信息,因此往往无法在存在大量不确定性及外扰的实践中有效应用。另外,与离线信息相对,控制过程中普遍存在着在线信息,包括输入、输出、其他可测状态以及扰动的信息。如果这些在线信息足够丰富,而且能够及时获得,通过合理选取信息提取点,不断地感知和测量,提炼和利用足够且可信的信息,那么就可以实现系统的控制目标,而系统的离线信息(模型)就不再必要了。

然而,现实中单纯运用在线信息去实施系统控制,多数情况下也难以达到较高的控制目标,主要在于很多系统的工作环境比较恶劣,扰动构成过于复杂(包括外扰与内扰),扰动信息难以直接测量和有效获取。如果需要的在线信息(如扰动)不能直接获取,但是系统的其他在线信息足够丰富,能够及时获取,且与需要的信息有因果关系,则可以利用现代控制理论状态观测的手段,根据其他在线信息重构估计出这些需要的信息。综合重构出的信息与其他在线信息,构建完整的信息集合,就能实现系统的控制目标。这种情况下在线信息需要一定的模型信息(用于构建观测器)来补充,但依赖程度不高,系统的控制精度会在一定程度上受到观测器结构的影响。

如果系统能够获得的在线信息不够丰富、无法重构必需的在线信息,或者信息不能及时获得和反馈,那么单纯依靠在线信息就无法有效实现系统的控制目标。这种情况下必须增加足够多的离线信息来完善信息集合,才可能达成控制目标。这样,控

制目标的实现就对离线信息的丰富程度和质量有了较大程度的依赖。而如前所述,以模型为代表的离线信息并不容易充分获得和掌握,因而使得此类系统的控制持续成为工业实践的难题。

1.3 扰动处理的基本范式

如前所述,如果将控制问题的核心界定为“抗扰”,那么“如何抗扰”就成了主要问题。相应地,区分和衡量控制问题解决方案(包括控制理论与控制技术)适用与否的标准应该是抗扰模式与抗扰能力。按照这一思路,可以把现今解决控制问题的途径归纳为三类范式:工业范式、模型范式和抗扰范式。

1.3.1 工业范式

控制问题最早作为工业问题出现,迄今仍是工业过程设计的重要问题。工业控制要求控制方法简单、有效且经济实用,而工业过程本身往往较复杂,常常有很多的不确定性,很多应用很难建立对象的数学模型,控制器的设计常常需要在系统模型完全未知的情况下进行。

在控制科学发展的前期,工程师们本着实验科学的精神,不断尝试,在实践中发现了不少有效的经验方法,比如负反馈与 PID。由于所有有效扰动最终都会引起输出变化,而通过负反馈可以在一定程度上抵消这种变化,因此可以说负反馈有“天生”的抗扰特性。而基于误差负反馈的 PID,尽管其有效性和稳定性在大部分工业场合都不能严格证明,却可以在较大程度上抵消扰动引起的输出变化,满足大部分工业过程的控制要求,至今在工业界仍然占据统治地位。

然而,PID 这种抗扰方式采用的是被动处理的方式。首先需要测量或获得扰动影响(系统实际输出),然后通过反馈获取实际输出与期望值的误差,最后通过控制作用修正其影响。也就是说,这种“基于误差而消除误差”的控制方式必须等到扰动对对象产生影响后才能反应,有滞后效应,抗扰能力有限。

为了改善 PID 的控制品质,工程技术人员多年来想出了很多办法,前馈控制与串级控制就是其中的典型例子。对某些规律已知的特定扰动,通过直接针对扰动确定一个控制量,对其进行抑制或补偿,从而使得扰动进入闭环系统前向通道之前就被消除掉,可以有效加快系统的过渡过程。这种基于前馈的抗扰方式,是一种主动处理的方式。但是这种前馈控制一般只是根据系统已知的开环特性或者特定扰动设计的,只能抑制已知类型的特定扰动,对于未知规律或其他类型的扰动则无能为力,抗扰能力很有限,而且必须与 PID 反馈结合起来应用。而串级控制采用带宽相互错开的双回路 PID,在克服被控过程滞后、非线性、参数相互关联等特性以及抑制较剧烈变化扰动方面具有较为明显的控制效果。然而,这种控制方式本质上没有改变 PID 的滞后特性,抗扰能力仍有限。

1.3.2 模型范式

在工业控制问题引起物理学家与数学家的关注之后,各种数学方法被用于研究控制问题,开启了控制理论的研究进程。然而,在大部分控制理论提出的控制系统设计标准方法(如根轨迹法、极点配置、状态反馈、反馈线性化、Lyapunov 法等)中并没有考虑扰动的影响。这些方法应用的前提是已知被控对象的数学模型和闭环系统的动态要求,这样反馈控制的设计和分析就转化为一个单纯的数学问题;并且不同物理特性的系统可以建立相似的数学模型,因此可以作为一类数学问题来研究,充分利用现有的数学工具推导,建立严谨的控制理论。

这类控制理论处理控制问题的基本思路是:忽略扰动(在教科书中或理论界的范畴里谈到的扰动一般是指外扰),对对象建模,再假设闭环系统的理想动态,然后用极点配置、状态反馈、反馈线性化等方法解决闭环系统的设计问题。我们把这种基于模型的处理方式称为模型范式。这种模型范式的控制设计虽然理论上严谨,应用上却受到极大限制,关键在于系统的不确定性,即对象的数学模型不可能完全精确。虽然理论界试图通过各种努力,对未知部分建模,变未知为已知,变不确定为确定,但不确定性总会在一定程度上存在。

为了考察有不确定性系统的性能,基于频率法的鲁棒控制应运而生,成为现代控制的一个重要分支。它在保持数学严谨的同时,综合考虑了控制设计的总体要求,包括系统动态特性的改变,输出信号行为的改变、扰动的影响以及稳定性、降噪等,在抗扰方式上具有了一定程度的主动。但是由于需要考虑的设计因素多,要照顾到多种限制,注意力分散,所以造成设计过程繁琐,控制器复杂,性能难以兼顾。更重要的是,虽然其框架是针对不确定性提出的,但是为了满足小增益定理等前提,还是要求被控对象的数学模型基本准确,不确定性只能限制在小范围内。对于模型外的扰动,抗扰也是被动的。因此,鲁棒控制这种扰动抑制是一种半主动方式,抗扰能力有限。目前,包括鲁棒控制在内的模型范式——基于数学模型来设计控制器的方法,对于处理系统模型之外的大量不确定性,显然不是一种有效的办法。

1.3.3 抗扰范式

控制问题的工业范式与模型范式促使控制工程与控制理论沿着两条不同的轨迹发展:一方面,工业界基本采用黑箱法,以有着百年历史的 PID 技术为主导,提高控制品质的途径仅仅停留在参数整定和前馈设置等经验方法这一层次;另一方面,理论界以模型范式为基础,基本采用白箱法,以建模和优化为前提,严格地推导控制率,建立了应用数学的又一个分支,产生了宏大、严密的现代控制论。遗憾的是,由于对工程控制问题的理解和提炼的不足,理论的发展与实践的距离越来越远。在此背景下,产生了抗扰范式,这是一种介于黑箱法与白箱法之间的灰箱法。

所谓抗扰范式,是一种对于干扰和不确定性进行主动抑制的模式。其直观想法是从可测变量中估计扰动或扰动的影响,然后控制装置输出反向控制信号,在扰动影响系统之前,补偿掉扰动的影响。

在这种抗扰范式下,控制器不必依赖于对象模型,即与模型无关。模型是否准确、是否完整,甚至有没有模型,在一定程度上都不那么重要了,因为模型的不准确性、未建模动态等都可以被统一处理为内扰,而外扰与内扰可以合并为统一扰动来加以估计并消除。系统的不确定性不论大小,都可以通过抗扰的手段抑制掉。因此,在这种思路下,控制器与模型无关,且对扰动适应的范围较广,许多不同的系统可以采用相同的控制器来实现控制效果。另外,在这种与模型无关的控制器中,如果我们能加入已知的模型信息,则可以简化参数整定过程甚至提高控制性能。

对于工业控制对象和人造系统,我们不太可能完全知道其精确的数学模型,但也不可能什么都不知道。因为控制对象通常是人工设计、制造的,满足给定的性能要求,因此它的输入/输出基本规律(标准型)是不难知道的。但是标准型只是系统实际特性的一部分。标准型与系统实际特性的差就是系统的不确定性,即总扰动,它是对象的内扰和外扰的总和。假如这个总扰动的值可以实时地从已知的输入/输出信号中估计出来,那么它就可以从系统实际特性中消除掉,从而将系统转化成标准型。如此一来,复杂的控制问题就可以转化成对应标准型的控制问题。对总扰动的估计可采用现代控制论提供的状态观测器方法,把状态的定义扩展到总扰动,这样即可通过适当的状态观测器得到。一旦有了控制问题的标准型,那么既可以采用简单的PID控制技术,也可利用依靠模型的方法找到更佳的控制方案。

1.4 典型主动抗扰控制技术

主动进行扰动抑制的思想方法可以追溯到指南车,我国古代的这一伟大发明可以看作抗扰思想的鼻祖。

自20世纪后期以来,不同领域、不同国家的研究者和从业人员开始着手进行主动抗扰控制方面的技术研究,产生了不同形式的技术与成果,主要有干扰适应控制(Disturbance Accommodation Control, DAC)、基于扰动观测器(Disturbance Observer, DOB)控制、自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)、基于扩张高增益状态观测器(Extended High-Gain State Observer, EHGSO)控制以及复合分层精细抗干扰控制(Composite Hierarchical Antidisturbance Control, CHADC)等。需要说明的是,尽管形式、名称均不同,这些方法实际上却有着相似的基本观念,即构建一个观测器来估计外部扰动/内部不确定性(或两者),然后相应地加以补偿,抑制扰动对输出的影响,因此统称为主动抗扰控制技术,其基本框架如图1-1所示。

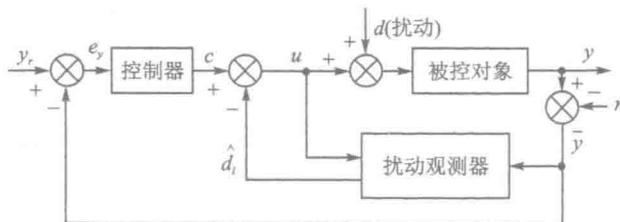


图 1-1 主动抗扰控制技术基本框架

1.4.1 指南车

指南车是我国古代的一项伟大发明,被称为世界上第一个自动控制系统。它采用巧妙的齿轮传动,根据左、右轮速之差,得到车向变化的信息,并通过相应的补偿,使战车上的木头仙人能够“手常南指”。其车厢内部设置有一套可自动离合的齿轮传动机构,工作原理如下:当车子行进中偏离正南方向,向左转弯时,车辕前端向左移动,车辕后端向右移动,则将右侧传动齿轮放落,使车轮的转动能带动木人下方的大齿轮向右转动,恰好抵消车辆向左转弯的影响,使木人手臂仍指南方;当车子向右转弯时,左侧的传动齿轮放落,使大齿轮向左转动,以抵消车子右转的影响;当车子向正前方行进时,车轮与齿轮系是分离的,因此木人手臂所指的方向不受车轮转动的影响。如此一来,不管车子的运动方向是东、西、南、北,还是不断变化,车上木人的手臂总是指向南方。如此高明的一套控制系统,通过巧妙的传感器和执行装置来实施准确控制,过去曾一度被人们认为是开环控制,原因在于对反馈的狭义理解。

指南车的齿轮系统分为两部分:传感器和执行机构。需要注意的是,这里传感器测量的不是被控量(木人指向,不可测),而是影响被控量的扰动(车向的变化,可测)。抗扰是通过执行机构,根据车向的变化,使木人反转,从而保持“手常南指”。因此,指南车的工作原理也可称为抗扰原理,即根据造成被控量偏移的扰动,而不是被控量本身,构造控制量,抵消扰动的影响,使被控量不偏移。不言而喻,指南车所代表的是广义的反馈,有重大意义,而其所体现的抗扰思想,更具有深远的影响。

1.4.2 干扰适应控制(DAC)

DAC 的起源可追溯至 1968—1971 年。为解决最优控制中的抗扰问题,在现代控制理论可控性和可观性的启发下,C. D. Johnson 在 20 世纪 60 年代后期开始逐步在现代状态空间框架下研究类似经典控制方法中处理未知扰动的积分作用功能。1968—1971 年,他陆续做出了一些卓有成效的工作,并提出了“扰动抑制-调节”的二元设计思想,利用状态观测器技术,实现了针对未知恒值扰动的状态估计。其基本思想是用一个线性扰动模型扩张一个线性被控对象模型,实现对被控对象状态和扰动的估计。将该扰动观测器和状态反馈组合在一起,构成了一个具有积分效果的控制

器,称为干扰适应控制器(DAC)(其基本框架如图 1-2 所示),最大限度地降低波形类型已知但到达时间、持续时间与作用幅度均未知的干扰的影响。C. D. Johnson 最初构建的扰动估计器针对的是恒定但未知的外部扰动,将其等效到输入端,即未知的恒值输入,因此该观测器可以实现对于未知输入/外部扰动的估计。该观测器于 1978 年经 S. P. Bhattacharyya 重新表述,并被正式命名为未知输入观测器(UIO)。基于 UIO 的 DAC 控制器与观测器可以分开设计,因而简化了设计过程。此后这种方法被进一步扩展,可以处理一般类型的扰动(包括外部扰动与内部不确定性),对扰动的描述也可以采用多种形式。更为重要的是,这种基于 UIO 的干扰适应控制从概念和方法上创建了现代抗扰控制的基本结构,对此后产生的一些类似方法与技术有着重要的影响。

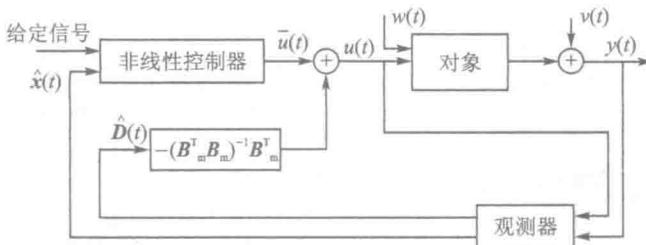


图 1-2 DAC 基本框架

然而,DAC 中的 UIO 在设计过程中仍然依赖系统的数学模型来确定其增益,而系统模型在很多场合是难以获取的,因而影响了 DAC 这种主动抗扰技术在实践中的应用。

1.4.3 基于扰动观测器(DOB)控制

基于扰动观测器(DOB)控制技术同样来自 C. D. Johnson 提出的“扰动抑制-调节”的二元设计思想。在 C. D. Johnson 利用状态观测器来估计扰动的启发下,1973—1974 年 Meditch 提出了 Zero Observer 的结构,即在一定条件下,使得基于这种观测器构建的系统对扰动的灵敏度为 0。1983 年,大西公平(Kouhei Ohnishi)把 Zero Observer 应用于直流电机中,并把描述形式从状态空间转为传递函数,从而工程化地构建了 DOB 的结构体系(其基本框架如图 1-3 所示)。其基本思想是将外部干扰、参数变化等所产生的实际对象与参考模型的输出之间的差异等效到输入端,即观测出等效干扰,在控制中加入等效的干扰补偿,从而实现对误差即扰动的抑制。从扰动观测的角度看,DOB 的观测器与 UIO 是等效的,其区别在于 DOB 基于传递函数描述,不具有 UIO 基于状态空间方法对于系统状态的观测能力。

DOB 的实现需要选择一个标称函数,使观测器参数化,但如何选择该标称函数使系统稳定是一个难题。一种典型的方法是通过对对象开环传递函数的逆以及一个低通滤波器 $Q(s)$ 来求取(这种情况下,DOB 用来观测外扰),但这意味着首先需要系统

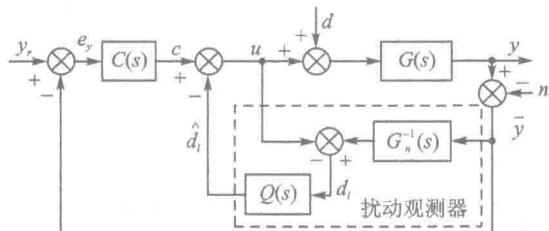


图 1-3 DOB 基本框架

为最小相位系统(可逆),其次还需要获得开环系统的精确数学描述,而这两点(或其一)在很多场合往往是不太可能实现的。此外,DOB 的应用首先需要设计一个分立的观测器来提供状态,然后基于状态反馈设计控制器,使得控制器设计依赖于观测器的设计,导数近似不能任意选择,因而其应用也受到影响。

部分研究者针对非最小相位系统的 DOB 应用提出了一些改进算法,不用对开环传递函数求逆就可获得标称函数,但并未找到一种普遍适用的标称函数选择方法。

1.4.4 自抗扰控制(ADRC)

自抗扰控制(ADRC)技术是韩京清研究员对经典调节理论与现代控制理论两方面的内在思想不断进行深入思考的过程中,借鉴现代控制理论在分析系统结构性质方面的成果,在经典控制论思想精华的基础上逐步构建,并于 1999 年正式系统地提出来的。其核心思想是以简单的积分串联回路为标准型,把系统动态中不同于标准型的部分(包括系统的不确定性以及扰动)视为总扰动(包括内扰和外扰),以扩张状态观测器为手段,实时地对总扰动进行估计,并加以消除,从而把充满扰动、不确定性和非线性的被控对象还原为标准的积分串联回路,使得控制系统的设计从复杂到简单,从抽象到直观。

ADRC 基本框架如图 1-4 所示。

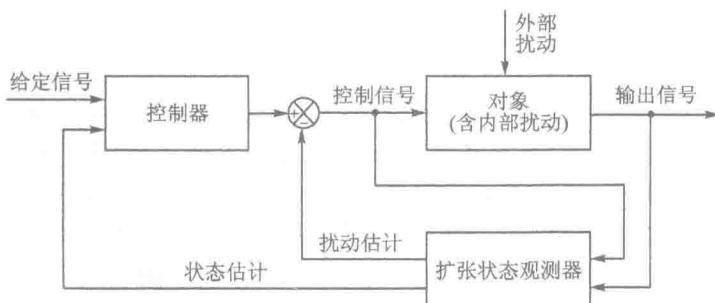


图 1-4 ADRC 基本框架

韩老师构建的是非线性 ADRC 通用控制器,已有文献表明这种通用非线性 ADRC 经过针对具体对象的选择、参数调整成为专用 ADRC 后具有很好的抗扰效

果。美国克利夫兰州立大学的高志强博士应用频率尺度的概念,将 ADRC 线性化,提出了通用的线性 ADRC 控制器结构,并将其调整参数与带宽相联系,使 ADRC 参数概念更直观,整定更简单,大大促进了 ADRC 的推广。

在韩京清、高志强两位老师所取得的通用 ADRC 成果的引领下,诸多研究者纷纷加入到 ADRC 稳定性、鲁棒性等性能分析以及专用 ADRC 的应用研究中,并取得了丰硕的成果。

1.4.5 扩张高增益状态观测器(EHGSO)控制

1992 年,F. Esfandiari 和 H. K. Khalil 在非线性系统输出反馈设计中借鉴高增益反馈稳定的思想,提出了高增益状态观测器(HGSO)的概念。HGSO 在估计系统未知动态的同时能通过高增益使估计误差收敛,使得控制器在处理非线性不确定模型上具有较好的鲁棒性。2008 年,在 HGSO 的基础上,L. B. Freidovich 和 H. K. Khalil 进一步提出了扩张高增益状态观测器(EHGSO)控制技术,用于估计非线性最小相位系统的模型不确定性和干扰。与 ADRC 中的 ESO 类似,EHGSO 增加了一个状态来估算不确定性的影响,所不同的是 EHGSO 包含了非线性动力学信息,且需要满足 6 个假设条件。在 EHGSO 的基础上,结合状态反馈线性化,构建具有鲁棒特性的输出反馈控制器,可以实现系统的误差调节与轨迹跟踪。近年来,基于 EHGSO 控制的基本思想进一步得到延伸,拓展到处理非最小相位的非线性系统,并讨论了其鲁棒稳定性。

然而,高增益除增大噪声敏感性外,还会给系统的相位带来挑战,减小系统的相位裕度,甚至造成系统不稳定。

1.4.6 复合分层精细抗干扰控制(CHADC)

许多应用(如航空航天、先进制造等复杂工程系统)可能受到多种类型的干扰,它们来源不同、类型各异,例如气流、电磁等外部环境扰动,控制机构误差和结构振动等内部噪声,以及非线性、不确定性和随机性动态等建模误差。多源干扰的存在严重影响此类复杂控制系统的稳定性、精确性和可靠性,其抗干扰控制已成为国际控制科学领域公认的挑战性问题。

在此背景下,北京航空航天大学的郭雷教授提出了复合分层精细抗干扰控制(CHADC),采用多回路解耦来衰减多通道不同类型的干扰。基于非线性扰动观测器,郭雷教授在 2005 年首先提出了 CHADC 的基本思想,进一步于 2010 年对 H_{∞} 和变结构控制与 DOBC 进行了集成(其中 DOBC 用于抑制已建模干扰、鲁棒 H_{∞} 控制与变结构控制用于衰减范数有界的未建模干扰),2011 年针对干扰已建模但具有不确定性和干扰信号由未知参量函数表征的非线性系统,提出了结合 DOBC 和自适应控制的复合分层精细抗干扰控制方法,从而构建了相对完整的 CHADC(其基本框架如图 1-5 所示)。CHADC 面临的一个问题是,扰动的衰减和抑制环路相耦合,

提高了闭环系统的复杂性。此外,在扰动详细建模、扰动知识建立以及扩展目前CHADC以更好地应对干扰模型不确定性等方面,还面临不少挑战。

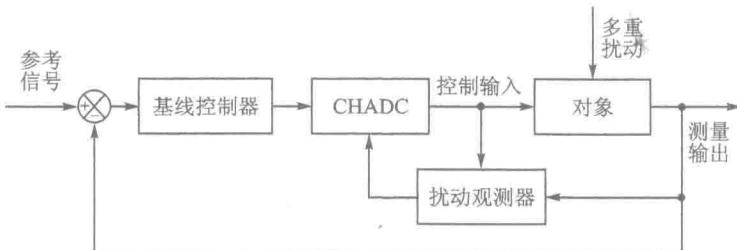


图 1-5 CHADC 基本框架

从目前的文献资料所传递出的进展情况和实际社会影响来看,以上几种主动抗扰技术中,自抗扰控制(ADRC)的成果最为丰硕,其实际应用效果最佳,社会影响也最为广泛。

参考文献

- [1] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013,30(12):1498-1511.
- [2] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007(1):24-31.
- [3] 韩京清.控制理论——模型论还是控制论[J].系统科学与数学,1989,9(4):328-335.
- [4] 高志强.控制工程的抗扰范式[C]//第 29 届中国控制会议论文集.北京:[出版者不详],2010:6071-6076.
- [5] Han J.From PID to active disturbance rejection control [J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(3):900-906.
- [6] Gao Z.On the foundation of active disturbance rejection control [J].Control Theory & Applications,2013,30(12):1498-1510.
- [7] Gao Z.On the centrality of disturbance rejection in automatic control [J].ISA transactions,2014,53(4):850-857.
- [8] Gao Z.Engineering cybernetics: 60 years in the making [J].Control Theory and Applications,2014,12(2):97-109.
- [9] Tsien H S.Engineering Cybernetics[M].New York: McGraw-Hill,1954.
- [10] Gao Z, Huang Y, Han J.An alternative paradigm for control system design[C]//Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control.IEEE,2001,5:4578-4585.
- [11] Gao Z.Active Disturbance Rejection Control: A Paradigm Shift in Feedback Control System Design[C]//Proceedings of the 2006 American Control Conference, June 14-16, 2006, Minneapolis.IEEE,2006:2399-2405.
- [12] 高志强.浅谈工程控制的信息问题[J].系统科学与数学,2016,36(7):908-923.
- [13] Tian G, Gao Z.From poncelet's invariance principle to active disturbance rejection[C]//American Control Conference,2009.IEEE,2009:2451-2457.

- [14] Radke A, Gao Z. A Survey of State and Disturbance Observers for Practitioners[C]//Proceedings of the 2006 American Control Conference, June 14-16, 2006, Minneapolis. IEEE, 2006: 14-16.
- [15] Chen W, Yang J, Guo L, et al. Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods—An Overview [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on IEEE Journals & Magazines, 2016, 63(2): 1083-1095.
- [16] Parker G A, Johnson C D. Decoupling linear dynamical systems using disturbance accommodation control theory [C]//SSST 2009 41st. Southeastern Symposium on System Theory. IEEE, 2009: 199-204.
- [17] Johnson C D. Real-time disturbance-observers; origin and evolution of the idea part 1: The early years[C]//SSST 2008 40th Southeastern Symposium on System Theory. IEEE, 2008: 88-91.
- [18] Freidovich L B, Khalil H K. Performance recovery of feedback linearization-based designs [J]. IEEE Trans. Auto. Control, 2008, 53(10): 2324-2334.
- [19] Nazrulla S, Khalil H K. Robust stabilization of non-minimum phase nonlinear systems using extended high-gain observers [J]. IEEE Trans. Auto. Control, 2011, 4(56): 802-813.
- [20] Khalil H K, Praly L. High-gain observers in nonlinear feedback control [J]. Int. J. Robust Nonlinear Control, 2014, 6(24): 993-1015.
- [21] Guo L, Chen W H. Disturbance attenuation and rejection for systems with nonlinearity via DOBC approach [J]. Int. J. Robust Nonlinear Control, 2005, 15(3): 109-125.
- [22] Xue W C, Huang Y. Comparison of the DOB based control, a special kind of PID control and ADRC[C]//Proceedings of the 2011 American Control Conference. IEEE, 2011: 4373-4379.
- [23] Wei X J, Guo L. Composite disturbance-observer-based control and H-infinity control for complex continuous models [J]. Int. J. Robust Nonlinear Control, 2010, 20(1): 106-118.
- [24] Guo L, Wen X Y. Hierarchical anti-disturbance adaptive control for nonlinear systems with composite disturbances and applications to missile systems [J]. Trans. Inst. Meas. Control, 2011, 8(33): 942-956.
- [25] Guo L, Cao S Y. Anti-disturbance control theory for systems with multiple disturbances: a survey [J]. ISA Transactions, 2014, 53(4): 846-849.

第 2 章

ADRC 概述

2.1 ADRC 的思想来源

ADRC 是由韩京清研究员提出的。关于其思想来源,韩京清并未明确指出,不过从他发表的文章以及他的求学经历中,还是可以发现一些端倪。根据前面的讨论可以知道,ADRC 是主动进行扰动抑制的一个典范,而我国古代就曾有主动抗扰的实践。因此,我们需要将眼光投射至中国古代,并重新审视控制工程实践的历史,以找到主动进行扰动抑制的灵感火花与思想根源。

2.1.1 指南车

可考证的文献记录表明,指南车应于西汉或三国时期被发明,迄今已有 1800 年左右的历史,是我国古代工程发明史上浓墨重彩的一笔。其后又在多个朝代中多次被仿制或重新制作,甚至出现了不同结构的仿制品。但其核心原理是一样的,即利用差动齿轮装置,将左右车轮的运动差也就是车辆的方向变化(扰动),反馈到一套控制机构中,使车上木人反向同步转动,修正其指向,以使其始终指向南。这是何等奇妙的主动抗扰思想!韩京清对 ADRC 的提出并未直接受到指南车的影响,但中国思想及古代文化源远流长,我们似乎可以看到 ADRC 与指南车的思想传承。

2.1.2 飞锤调速器与 Poncelet 思想

18 世纪后期,瓦特将飞锤机构引入蒸汽机,并使之与蒸汽机同步转动,构建了工业上第一套基于负反馈原理的自动控制系统。转速的波动使飞锤机构动作,改变进气阀门的开启/关闭状态,从而反向调整蒸汽机的转速,将蒸汽机的速度控制在一定范围内。18 世纪末、19 世纪初,法国学者 Jean-Victor Poncelet 在针对瓦特蒸汽机的研究中,发现了反馈控制的被动特性,为了改善蒸汽机的控制品质,针对其中的飞锤

调速器滞后的缺陷,提出主动测量、补偿扰动的思想,即直接测量扰动。其原理是,在它还没有影响蒸汽机的速度前,调整蒸汽流量进行补偿,以保持蒸汽机的速度不变。Poncelet 虽然给出了设计方案,却没能付诸实施,其思想也在 1919 年后被遗忘了。

2.1.3 不变性原理

1939 年,苏联学者 Grigoriy Shipanov 在 Poncelet 思想的基础上发展出不变性原理,试图通过对扰动的测量或近似,对它进行补偿,使被控对象的动态特性不变。20 世纪 60 年代,流行于苏联的双通道控制就是不变性原理的一个具体体现。而后来出现的滑膜控制,也是基于不变性原理,以具有无限增益的控制器实现对象的动态特性不变。遗憾的是,因为种种原因,不变性原理在 20 世纪 70 年代后逐渐销声匿迹了。然而,Shipanov 的不变性原理却给当时正好在莫斯科学习控制理论的韩京清研究员留下了深刻的印象,由此埋下了思想的种子,并为其后来创建 ADRC 体系奠定了基础。

2.2 ADRC 的发展历程

回顾韩京清的学习与工作经历,我们发现 ADRC 的提出与创建,并非只是一时的灵光闪现,而是经历了长达十多年苦心钻研的成果。事实上,从韩京清接受不变性原理的思想开始到正式开展 ADRC 相关的研究,其间有十多年的时间,他所从事的工作并不直接与 ADRC 相关,但对现代控制理论的潜心研究以及对应用现状日益深刻的理解,使他认识到模型论并非正确的途径,同时不变性原理的种子在他的思想中逐渐生根发芽,才在后来逐步构建了 ADRC 体系。他在研究控制理论的过程中所取得的丰硕成果,也为他日后对 ADRC 中具体问题的解决打下了基础。

2.2.1 对模型论的质疑

到 20 世纪 80 年代,现代控制理论已经产生并发展了 40 多年,涌现出了最优控制、鲁棒控制、自适应控制、随机控制等诸多理论成果,构筑了丰富多彩、美轮美奂的“现代控制理论大厦”。但是与此同时,PID 技术仍在工程上占据着不可动摇的统治地位。在此背景下,有人开始怀疑控制理论的研究范式。而韩京清在负责重建中国科学院控制理论实验室、主持现代控制理论普及工作的过程中,尽管取得了创造性的理论成果,却也看到了控制理论与控制工程严重偏离的怪现象,这引起了他的深刻反思,进而直接提出了“控制理论:模型论还是控制论”的公开质疑,从而开启了 ADRC 相关研究的篇章。

2.2.2 积分串联标准型的提出

在反思、质疑模型论的同期及其后一段时间里,韩京清对线性与非线性系统的结

构、特性等进行了深入研究,取得了一系列成果。他指出,积分器串联型的系统作为最简单的系统,在控制系统设计中具有重要的作用;而一个系统的积分器串联型结构不仅是线性系统在线性反馈下的标准结构,也是一类非线性系统在非线性反馈变换下的标准结构;许多非线性系统可以通过非线性状态反馈实现线性化,变成积分器串联型结构,从而简化控制器设计。他对于积分串联标准型的深刻认识使他在进一步思考控制问题时大胆突破了线性与非线性的人为分割,以积分串联型作为反馈系统的标准型,统一了线性定常系统与非线性时变系统的控制问题,抓住了问题的共性与本质。

2.2.3 非线性状态反馈的实现

在统一了线性与非线性系统的控制问题后,韩京清开始着手研究如何实现非线性状态反馈。他发现,当非线性系统的非线性表达式均为量测量的函数时,可以将其看成系统的输入部分,从而建立有效的状态观测器,实现状态反馈;这一过程中,对闭环设置的不是系统极点,而是线性饱和型非线性特征。而且,以状态观测器的方法来处理非线性系统的非线性反馈,可以解决非线性系统的辨识问题。

2.2.4 非线性 PID 的研究与实践

韩京清在提出了模型论还是控制论的质疑后,希望尽可能摆脱数学模型的约束,于是逐渐抛弃了原有的基于模型论的研究方法,而把研究重点转向了工程上广泛应用的 PID。然而,通过研究发现,PID 虽然功能强大,却并不完美。针对 PID 中微分信号只能近似实现且易受到噪声污染的不足,韩京清引入非线性跟踪-微分器和比例、微分、积分的非线性组合,很好地解决了微分信号的获取问题,并通过跟踪-微分器配置系统过渡过程,解决了快速性与超调量的矛盾问题,从而构造了非线性 PID,改进了 PID 的适应性与鲁棒性。与此同时,韩京清还提出了时间尺度的概念,指出控制器的参数是由对象的时间尺度决定的,只要估计出对象的时间尺度,就可以实现控制目标。至此,“控制系统的非线性设计方法”的思想已基本形成,自抗扰控制器的体系结构呼之欲出。

2.2.5 扰动的认识与扩张状态观测

在研究系统扰动抑制的过程中,基于对状态观测器的深刻认识,韩京清大胆提出了总扰动及扩张状态观测的概念,即:将系统动态中异于标准型的部分(包括外扰与内扰)视为总扰动,并将总扰动看成原系统的一个状态,然后利用现代控制理论中状态观测的思想,构造一个扩张的状态观测器,将原系统状态和扰动一起估计出来,从而为扰动的实时消减与抑制提供了可能。通过分析得出这种扩张状态观测器与系统的具体表达式无关,仅与系统实时值的变化速率的范围有关,而且具有很好的估计精度能力,因此具有很好的适应性与鲁棒性。

2.2.6 ADRC 的体系化构建

随着综合非线性跟踪-微分器、非线性扩张状态观测器以及非线性组合控制律的提出,ADRC的结构体系被系统化地构建起来。利用非线性跟踪-微分器获得微分信号并实现过渡过程的配置,利用非线性扩张状态观测器估计出实时估计系统的状态与扰动信息,利用非线性组合控制率实现非线性状态与扰动的状态反馈,从而把充满扰动、不确定性和非线性的被控对象还原为标准的积分串联回路,实现了扰动的主动抑制与消减。

韩京清开创的ADRC体系结合了PID天然抗扰与模型无关和现代控制理论状态观测的优点,从工程应用的角度出发提出。但起初并未经过严格的数理证明,因此在控制学界没有及时引起足够的重视。而非线性函数的引入使得ADRC的表达形式和参数调整都较为复杂,难以在短时间内为普通工程人员所理解和接受,因而在相当长一段时间内,ADRC的实际应用成果并不丰富。

2.2.7 ADRC 的工程化应用

1997年,ADRC传入美国,在克利夫兰州立大学高志强博士的研究室进行了演示实验,针对电机运动控制取得了惊人的效果。自此,ADRC应用研究的一支接力棒被传到高博士手中。

此后六年,高博士带领团队潜心研究,终于在2003年找到了一条ADRC工业化的途径:将非线性ADRC简化为线性ADRC结构,并把ADRC的所有参数都变为带宽的函数。这样简化和参数化后,不仅物理意义更为直观,而且使ADRC的调整参数大幅度减少到3个。

高博士的努力与成果直接促进了ADRC在美国的工程应用与技术推广,并且推动ADRC重新成为中国乃至世界范围内的研究热点,引导了一大批研究学者与工程人员投身到ADRC的理论与应用研究中,产生了一系列成果。

2.3 ADRC的基本思想

所谓ADRC(自抗扰控制)就是要在扰动明显影响系统的最终输出前,主动从被控对象的输入/输出信号中提取扰动信息,然后尽快用控制信号把它消除,从而大大降低它对被控量的影响。

自抗扰中的“自”取英文单词active,意为主动而有预见性,如古语所言“防患于未然”及“上医治未病”,突出了自抗扰控制思想的特点。而“主动”优于“被动”也是自抗扰技术与其他抗扰技术的一个主要区别。

ADRC基本思想的要点包括:标准型与总扰动、扩张状态与扰动整体辨识、微分信号生成与安排过渡过程以及扰动的消减与控制量产生。

2.3.1 标准型与总扰动

ADRC 的创造性贡献之一在于标准型与总扰动概念的提出。其中,标准型是系统设计者期望的系统结构(并非实际结构),而且通常是一种理想化的简化形式,如积分器串联型;而总扰动是外部扰动与内部扰动的总和,其中的内部扰动就是标准型与实际结构的差。

这个概念是在对控制理论深入思考和再认识的基础上发展起来的。既然数学模型是不精确的,而追求模型完备是一项不可能完成的任务,那何不反其道而行之,将模型索性简化成期望的结构,而将实际系统结构异于期望结构的部分,视为非期望的变化或者影响?进一步,所有影响系统成为标准型、呈现标准型特性的结构或因素,不管是来自系统外部还是来自系统内部,统统归于一个描述——总扰动。剩下的问题就是如何得到这个总扰动并加以消除或抑制了。因此在这样一种概念下,所有的控制问题都变得清晰而简洁了。设计者不再需要纠结于模型的准确程度,甚至不用区分线性系统与非线性系统,也不用纠结外扰与内扰。从某种意义上说,这在控制论历史上是一个划时代的进步。

2.3.2 扰动的扩张状态与整体辨识

ADRC 的另一方面的贡献在于将总扰动扩张成系统的一个状态,并利用状态观测器对其整体辨识。在标准型与总扰动的概念下,总扰动是所有影响系统成为标准型、呈现标准型特性的结构或因素。既然总扰动是现实存在的,而且会影响到系统的动态,那么以现代控制理论状态空间的角度观察,总扰动也必然能被看作系统的一个状态,只不过这个状态不在系统原有的空间内,而是扩张得到的。既然总扰动与系统输入、输出相关,借鉴状态观测的思想,在大多数情况下(可观性矩阵非奇异),这个扩张的状态是可以由系统输入/输出重构(即观测得到)的,而只要这个扩张状态观测器收敛,观测误差必然趋近于零,也就是估计出的总扰动接近实际的扰动总和。这样在ADRC 中,使得系统特性异于标准型的总扰动,被采用扩张状态观测的方法,利用系统输入和输出予以实时估计和整体辨识,大大简化了扰动获取的途径。

2.3.3 微分信号生成与安排过渡过程

实际工程问题中,常存在由不连续或者带有随机噪声的测量信号来提取连续信号及其微分的问题。但是由于微分器物理上不可实现,只能近似实现,而当输入信号被噪声污染时,输出中的近似微分信号就被放大的噪声分量所淹没,无法利用。因此,即便在工程上广泛应用的 PID 控制器除特殊情形之外,实际上都是 PI 控制器。ADRC 基于最速综合函数,建立了最速反馈系统,从而构造了微分-跟踪器,实现了对于输入信号的快速跟踪和同步微分输出,可以有效降低噪声放大效应,减小稳态误差。

工业过程对于指令跟踪常常有快速、无超调(或超调量尽可能小)等要求,而实际系统对象由于各环节存在惯性、时滞、饱和等特性,使得系统输出不能即时、无差地对指令做出响应,过渡过程往往呈现快速性不够或者超调量过大等问题,甚至出现振荡。即使采用上升过程较为柔和的梯形指令,也未必能实现满意的指令跟踪性能。利用ADRC中的跟踪-微分器,可以实现微分信号的平滑输出,结合最速综合函数,可以实现闭环系统过渡过程的最优配置,在保证基本无超调的基础上实现指令的快速跟踪。

2.3.4 扰动的消减与控制信号的产生

在控制工程历史上,曾经出现过两类消除扰动影响的原理:绝对不变性原理和内模原理。前一个基于扰动的直接测量,后一个基于扰动的数学模型,但是两种方法对于随机性未知扰动均无法抑制。而ADRC在扰动估计与整体辨识的基础上,利用控制器产生扰动估计的反向信号而补偿,做到了扰动(包括外扰和内扰)的直接整体消减。

传统工业控制采用的PID只对误差的比例、积分和微分进行简单的加权求和,其控制效率低下。ADRC采用非线性状态误差反馈策略(NLSEF),可显著提高反馈控制的效率。非线性状态误差反馈根据“小误差、大增益,大误差、小增益”的原则,适当选取参数和线性区间进行分割,并在不同区间采用不同的控制增益,可以获得快速的调节效果。此外,由于采用非线性反馈,系统稳态误差大幅度减小,提高了控制精度。实际应用表明,对于相同的控制对象,在相同的控制目标下,非线性反馈的比例增益和阻尼增益比线性反馈的增益小一个数量级以上。另外,非线性反馈的系数比线形反馈的系数具有更大范围的适应性。

2.4 ADRC的主要构成

韩京清构建的ADRC主要由跟踪-微分器(Tracking Differentiator, TD, 用于微分信号获取和过渡过程配置)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO, 用于总扰动的观测)以及非线性状态误差反馈控制律(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF, 用于控制量生成)组成,其基本结构如图2-1所示。

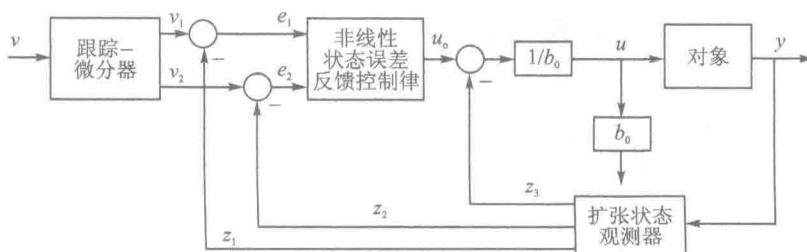


图2-1 ADRC基本结构

2.4.1 跟踪-微分器

跟踪-微分器(TD)是 ADRC 的重要组成部分,提出的主要目的是为了较好地解决在实际工程中由不连续或带随机噪声的量测信号合理提取连续信号(即跟踪)及微分信号的问题,以提高控制品质并简化控制器设计。

在对跟踪-微分器的动态结构、跟踪性能及微分品质等进一步研究之后,将其发展成为更便于利用计算机计算的快速离散跟踪-微分器,其滤波性能初露端倪,故也被称为 TD 滤波器。

进一步,通过跟踪-微分器的微分输出与最速综合函数,可以安排闭环系统的过渡过程,在基本无超调的前提下实现指令的快速跟踪,从而解决超调与快速性之间的矛盾。其特点具体如下:

- 事先安排过渡过程可以使误差反馈增益和误差微分反馈增益的选取范围扩大,从而使其整定更容易;
- 事先安排过渡过程可以使给定的反馈增益所能适应的对象参数范围扩大,即控制器的鲁棒性更好。

2.4.2 扩张状态观测器

扩张状态观测器(ESO)是 ADRC 的核心部分,用于解决主动抗扰技术中扰动观测这一核心问题。借用状态观测器的思想,将影响被控对象输出的扰动作用扩张成新的状态变量,用特殊的反馈机制来建立能够观测被扩张的状态观测器,即扰动作用的扩张状态观测器。这个扩张状态观测器并不依赖生成扰动的模型,也不需要直接测量就能对扰动进行观测,得到估计值。

若假设系统中含有非线性动态、模型不确定性及外部扰动,则均可用扩张状态观测器进行实时观测并加以补偿,它可将含有未知外扰的非线性不确定对象用非线性状态反馈化为“积分器串联型”,且对一定范围对象具有很好的适应性和鲁棒性。将系统化为“积分器串联型”以后,就能对它采用“非线性状态误差反馈”控制算法,设计出理想的控制器。在非线性状态误差反馈控制器中,由于扩张状态观测器能够实时观测未知外扰和系统模型产生的实时作用,采用恰当方法加以补偿,从而线性设计所需的内模原理和在常值扰动下为消除静差而采用的积分器都不再必要了。

2.4.3 非线性状态误差反馈控制律

基于跟踪-微分器方法,可以产生过渡过程的误差信号和误差微分信号,并生成误差积分信号,将误差、误差微分、误差积分三种信号形式组合起来,形成组合控制律。既可以组合成类似 PID 控制的线性组合,也可以组合成非线性控制组合,如利用函数 fal 或者最速控制综合函数 fhan 构造非线性控制器。函数 fal 或者 fhan 实际上是“小误差大增益,大误差小增益”工程实践经验的数学拟合,并且具有快速收敛的

特性,因此这种非线性组合不仅易于实现,而且具有良好的鲁棒性和适应性,甚至部分包含了智能的成分。

2.5 非线性 ADRC 与线性 ADRC

2.5.1 非线性 ADRC

韩京清研究员所提出的自抗扰控制以及其后出现的若干改进方案中,扩张状态观测器的构造采用了基于函数 f_{al} 的非线性结构,控制器的设计也是采用函数 f_{al} 或者最速控制综合函数 f_{han} 的非线性组合。这种非线性技术能够有效地补偿未知模型和外扰作用,并且在大误差时采用小增益以减小超调,在小误差时采用大增益以增加快速性,用一组控制参数调和了超调与快速性的矛盾,具有很强的跟踪能力。同时,韩京清提出了时间尺度的概念,将控制过程和系统按照时间尺度来分类,使得设计的非线性 ADRC 控制器可以应用于同样时间尺度的不同对象上,具有极强的鲁棒性和适应性。

不过,这种非线性控制的结构较为复杂,理论分析面临较大困难,同时控制参数过多,一般形式的控制参数达到 12 个,不太利于工程应用,并且难以进行工程上常用的频域分析以确定稳定性边界。

2.5.2 线性 ADRC

针对原始非线性 ADRC 存在的不足,受韩京清提出的时间尺度的启发,高志强博士提出了频率尺度的概念,将 ADRC 参数与频率相关联,使得自抗扰控制器参数的物理意义更为直观。同时,将所有控制器和扩张状态观测器都以线性形式实现,以控制器带宽和观测器带宽为各自的唯一参量,构建控制器和扩张状态观测器参数组,将控制参数降为 3 个,甚至给出了一般场合下控制器带宽与观测器带宽的经验关系,进一步简化了 ADRC 的参数整定方法,便于工程应用,同时也为 ADRC 深入的理论研究开辟了一条新的道路。

2.6 ADRC 的特点

2.6.1 几乎模型无关性

在工业界占据百年主导地位的 PID 实践经验告诉我们,控制器的设计应该尽可能简单、通用,参数可以调整,并且不要依赖于对象模型。ADRC 满足以上所有要求,同时又允许有经验的使用者将已知的对象信息加入到设计中。因此,ADRC 适用于从对对象模型一无所知到完全掌握对象模型的任何情况。事实上,ADRC 在应

用时,为减少调试工作量,需要提前确定系统的阶数和输入放大系数,从这个角度严格来讲,ADRC 的模型无关性是“近似无关”,即几乎模型无关性。然而,实践表明,即便不知道系统的阶数和输入放大系数,通过猜测、反复调试,一般也能找到相对合适的 ADRC 控制参数;也有研究和仿真实验表明,即使系统的阶数变化,同一个 ADRC 控制器仍然能取得较好的控制效果。因此,ADRC 的模型相关性与 PID 类似。另外,ADRC 允许用户将已有的对象或过程知识(离线信息)合并到控制器中以改善控制性能或者缩短整定时间,因而使得 ADRC 的应用范围极其广泛。

2.6.2 天然的解耦性

ADRC 通过估计扰动并实时消除,实现对扰动的抑制。对于多输入多输出系统的 ADRC 控制而言,当输入与输出一一对应时,通道之间的交叉影响(耦合)被当成每个单输入单输出回路的扰动加以估计和消除,也就是说交叉耦合被自然解耦了,可以说 ADRC 具有天然的解耦性。这为学术上的解耦控制提供了令人耳目一新的解决方案。同时,也再一次说明了 ADRC 的几乎模型无关性。

工业界以前在应用 PID 控制多输入多输出系统时,通常处理成单输入单输出系统,这使得 PID 的整定极具挑战性,甚至难以成功。为了解决该问题,有人结合了前馈控制,但这需要过程动态和外部扰动的准确信息(模型),还需要投入大量的时间才能完成整定。与此相比,ADRC 天然的解耦性具有无可比拟的优势。更重要的是,由于过程动态的复杂性与不确定性,这类过程的模型不可能完全精确可信,因此使得前馈这种基于模型的解决方案呈现出一种病态结果。由于 ADRC 具有天然的解耦能力,因此在对这类耦合系统的控制上远远超过 PID 和其他基于模型的方法。

2.6.3 过程动态改造的便捷性

随着总扰动的消减,控制器迫使系统成为标准型。这是通过抑制扰动达到的一种物理过程的理想动态,其中控制器可以提前确定并参数化,且通常可简化成线性 PD 形式。换句话说,ADRC 没有遵从先建立系统的模型再设计相应控制器的模式,而是通过估计扰动并加以消除,使物理过程表现得像一个理想模型(尽管可能与实际的物理过程有着巨大的差别)。实际上,即使理想模型的阶数在设计中是必须确定的,也可以比实际过程的阶数低。这是因为高阶的动态可以被看作内部扰动包括在总扰动中而消除掉。最近一项研究表明,对于一个有着低频共振模态的运动控制,基于 ADRC 的控制系统可以在一个高于未知共振频率的带宽下工作。这一特性引起了广泛的关注,也证明了 ADRC 对于物理过程动态改造的有效性。

2.6.4 预测性

现有 PID 结构的创建者 N. Minorsky 在观察人工操作船体转向的过程中,认识到预测在控制上有着巨大的作用,由此感慨自己所创建的 PID 设计结构缺乏预测

性。事实上,作为一种误差驱动的控制策略,PID 反映的是误差,而不是引起误差的原因。这一缺点后来通过前馈得到了一定程度的弥补,在给定或者扰动测量的通道中增加相应的控制结构,可以使给定对过程的影响以期望的方式进行,或者在扰动对对象产生影响之前就被抑制掉。然而,这样一种解决方案需要针对每个具体的过程或对象定制,严重依赖于过程和扰动的经验知识;当经验知识不足或者对象特性发生变化时,前馈的补偿作用就难以发挥。相反地,ADRC 可以不依赖于过程或对象的模型,及时通过观测消除导致跟踪误差产生的原因——扰动(不管是外扰还是内扰)。这样,在扰动产生影响之前就被抑制掉了,而不需要等到误差产生之后再消耗能量来进行修正,因此它具有预测的特性。这也是 ADRC 在工业过程中常常显示出显著节能特性的原因。

ADRC 在世界范围内应用的节能效益可能难以全面量化,但其带来的冲击与影响将是无限的。

2.6.5 易用性

几乎模型无关性、预测性、性能改进、节能等,这些都是先进控制策略极具吸引力的特性。但更重要、最终决定某一策略能否在工业过程中采用的却是其是否便于应用的特性(即易用性),这一点很少被学术界提及。过去几十年,产生了大量的控制策略,创建之初都设想会优于 PID,但之后却在与 PID 的竞争中纷纷败下阵来,究其原因大部分是因为不够简单,缺乏易用性。简而言之,要想像 PID 那样成为一种在工程上广泛应用的通用策略,先进控制策略必须具备如下特性:①实现简单;②适用广泛;③不依赖于模型;④能显著改善性能;⑤鲁棒性强;⑥便于应用。前三点 ADRC 可以与 PID 相媲美,而在后三点上 ADRC 则超越了 PID。目前,工业上很多 PID 控制回路已经失调,再次整定花费很大。在此背景下,ADRC 的易用性显得尤为重要。

ADRC 在最初的几年里并不具备易用的特性,尽管其控制性能非常好,但参数整定过于复杂。2003 年,随着线性 ESO(LESO)和线性 ADRC(LADRC)的出现,控制器和观测器的所有增益分别被参数化为控制器带宽和观测器带宽,ADRC 的易用性取得了突破性进展。这样,ADRC 的整定就简化为带宽的调整,对用户而言变得既简单又直观。如果能预先确定控制器带宽与观测器带宽的关系,ADRC 工业化应用的单参数整定就成为可能,工厂操作人员只需转动一个带宽旋钮就能很容易地实现控制系统增益的调节。

2.6.6 灵活性

ADRC 为那些长期针对特定工业对象工作、富有经验的工程人员提供了极具灵活性的解决方案。如果他们能理解 ADRC 的思想,那么就能很容易地把 ADRC 无缝集成到已有的设计中去。

韩京清曾经反复强调,如果我们有任何已知的模型经验,就应该将它应用到

ADRC 控制器中,以获得更好的效果。模型信息可以集成到 ESO 中,从而减轻 ESO 的计算负担,并减小扰动估计的滞后。为了探明已有模型信息如何影响 ESO 的能力,有人专门对模型辅助 ESO 的特性进行了研究。最近的研究表明,ESO 能在大部分现有基于观测器设计的现代控制理论中得到应用。实际过程与数学模型之间的任何偏差都能被估计和消除掉,因此,不管什么样的对象模型,只要控制器设计好了,对象就会始终工作在标准型的状态下。沿着这样一种思路,我们可以越来越清楚地看到,ESO 与详细程度不同的模型信息相组合,可以实现从几乎没有任何模型信息的设计到完全基于模型的设计,扰动抑制控制的框架为横跨控制设计的所有可能提供了前所未有的灵活性。

如果我们把教科书上基于模型的设计方法称作白箱法,把基于 PID 的设计方法称作黑箱法,那么 ADRC 就可以被看作是介于两者之间的灰箱法,其中灰度几乎可以为任意值。ADRC 的原理可以被无缝集成到任何已有设计、工业过程或者学术研究中。

2.6.7 鲁棒性

鲁棒性(又称坚固性)是工程界高度重视的一种性能。由于控制系统的任何偏差或失误都可能使得系统停机而造成巨大损失,故在模型范式下,鲁棒控制作为一个学科分支出现了,致力于在模型框架下解决模型的失配问题。与此相对,ADRC 不是按照这种范式来解决问题的,而是在重新审视模型和扰动的基础上,重新界定了解决问题的框架;不关心当过程动态偏离原有模型时系统性能和稳定性能否保持,而是关注这种偏离能否被整体消除掉;不关心怎样在控制器的设计中合并鲁棒性约束,而是关注能否不用过程具体的动态完成设计。从根本上说,ADRC 并没有也需要回答鲁棒控制的问题,而是改变了解决问题的整个思路和模式,因而也极大地突破了鲁棒控制的小范围不确定性难题,使得 ADRC 具有了远优于传统鲁棒控制的鲁棒性能。也可以说,ADRC 拓展了鲁棒控制的范畴,提出了一种新的鲁棒控制框架。

2.6.8 创新性和包容性

创新与发展始终是 ADRC 的主题。在 ADRC 创立之初,韩京清研究员就为其中控制器的设计提供了不同的选择,既可以采用 `fal` 函数也可以采用 `fhan` 函数,既可以选择非线性组合也可以选择线性组合。而其后,众多的理论研究者、应用学者以及工程技术人员,根据具体的应用环境,针对具体的性能要求,提出了许多不同的改进结构与变化版本,如针对跟踪-微分器(TD)的改进、针对扩张状态观测器(ESO)的改进、针对非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)的改进以及 ADRC 与其他方法的结合等。而高志强博士创造性地将非线性 ADRC 简化成线性 ADRC,又为 ADRC 研究与实践者提供了一个创新的平台。此后,基于非线性 ADRC 与线性 ADRC 的创新方法如雨后春笋般层出不穷。

近几年,基于对多种主动抗扰控制技术的深入思考与观察以及部分研究者的应用实践,各种不同 ESO 结构与控制器结构的主动抗扰方案逐渐被统一到 ADRC 新的结构框架下,也就是以 ADRC 的核心理念与总体框架为基础,泛化扰动观测器、控制器以及期望标准型的结构要求,突出扰动抑制与控制目标达成的主旨,构建统一的主动抗扰结构框架,从而体现了 ADRC 极强的包容性。

2.7 ADRC 的发展趋势

2.7.1 由通用 ADRC 向专用 ADRC 过渡

韩京清研究员与高志强博士所提出的 ADRC 结构都是通用结构。由于具体应用对象千差万别,实际的 ADRC 控制器的参数必须针对具体对象的特点具体调整,以得到满意的控制效果。因此在 ADRC 目前的实践应用中,应用者不仅需要对 ADRC 通用结构有较为深入的了解,还需要其对应用对象的特性有一定的把握。而现实的情况是,掌握 ADRC 的人可能不了解具体对象,而了解具体对象的人又不理解 ADRC,这使得 ADRC 的应用推广遇到较大的困难。另外,尽管工业过程或者人造系统不同类型间的差别很大,但同类系统在结构、原理、特性方面却具有很高的相似性。如果以数学模型(假设可以获得)来描述,那么同类系统的数学模型结构是一样的,不同的只是放大系数、时间常数等具体参量。根据韩京清研究员提出的时间尺度与高志强博士提出的频率尺度的概念,这些同样结构不同参量的同类系统,很可能只需要某一个尺度因子,就可以实现不同系统的相互转化和控制器在不同系统上的移植。这给了我们一个启示,能否结合 ADRC 研究者和具体过程对象从业者的力量,以类型为区分,研发出针对各类系统的专用 ADRC 控制器,并简化参数调节,以促进 ADRC 的推广与应用?目前已经有人在着手进行这方面的研究。

2.7.2 由线性向非线性或线性/非线性组合过渡

韩京清研究员的非线性 ADRC 由于调节参数过多,而且大部分应用者对参数的物理意义不清楚,导致调节整定较为麻烦,不容易找到满意的参数组合,因而在很大程度上制约了 ADRC 的推广应用。鉴于此,高志强博士对非线性 ADRC 进行了简化,将其变为线性 ADRC,并将参数与带宽相联系,从而将控制器整定参数减少为 3 个(某些典型应用中甚至能减少到 1 个),极大地促进了 ADRC 的应用与发展。但是,非线性 ADRC 到线性 ADRC 的发展仅仅是为了更好地简化应用,以利于推广,并不代表线性 ADRC 调节能力优于非线性 ADRC,且目前线性 ADRC 在某些应用场合(如大时滞系统)已经暴露出了调节能力有限的不足。实际上,线性几乎可以看作非线性的一种特例,从这个角度出发,非线性 ADRC 比线性 ADRC 有更大的自由度与可能性,因此必然也应当有更好的适应能力。在这样一种思想的指导下,以清华

大学吴丹教授为代表的一些研究者在熟悉线性 ADRC 的基础上,逐步转向非线性 ADRC 的研究。与此同时,李杰、齐晓慧、夏元清、高志强联合提出了一种线性 ADRC 与非线性 ADRC 相结合并切换控制的组合 ADRC 方法,在控制初始阶段,当扰动较大,或输出状态估计误差较大,或者输入信号及其各阶微分信号偏离相应的扩张状态观测器输出状态估计较远时,采用或切换至线性自抗扰控制器;当扰动和偏差不大时,切换为非线性自抗扰控制,以提高跟踪精度及抗扰能力。

2.7.3 由单一结构 ADRC 向统一融合的主动抗扰架构过渡

ADRC 自创立起,与其他主动抗扰技术(包括 DAC、DOB、EHGSO、CHADC 以及 POB、ME 等)之间基本上是平行发展、互不干涉。然而,已有研究表明,众多的主动抗扰技术不仅结构上具有相似性(如 1.4 节所述),某些扰动观测器甚至具有等效性,比如在某些条件下 ESO 与 UIO 的动态结构完全一致。因此,不断有研究者尝试在不同的主动抗扰技术框架下,采用其他框架下的扰动观测器甚至构建全新的扰动观测器来解决扰动的抑制问题,ADRC 框架下的研究也呈现出这种趋势。

实际上,ADRC 从来就不是一成不变的,始终在优化、创新、发展。正是基于对 ADRC 的这种灵活性、包容性与创新发展趋势的把握,以及对于各种主动抗扰控制技术的深入观察、研究与思考,以高志强博士为代表的自抗扰理念倡导者逐渐提出了一种统一融合的主动抗扰架构,以对象信息提取与运用、扰动信息估计与消除以及对象动态改造为核心要务,不限观测器、控制器以及标准型的具体结构,提出了基于扰动信息的去扰与二元控制设计思想(如图 2-2 所示),从而将不同的主动抗扰技术统一到一个宏观的结构框架中来,更利于促进主动抗扰技术的发展。

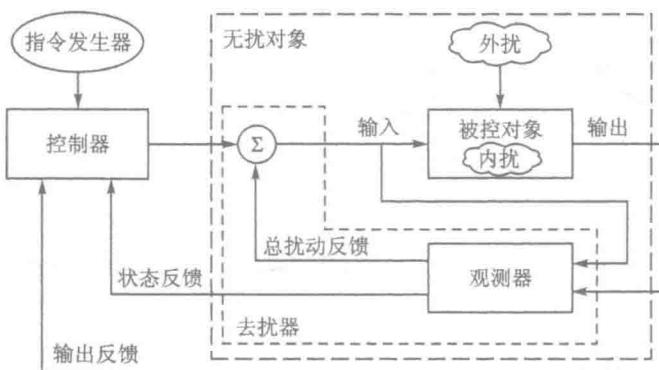


图 2-2 基于扰动信息的去扰与二元控制设计思想

参考文献

- [1] Gao Z. Active disturbance rejection control: from an enduring idea to an emerging technology

[C]//2015 10th International Workshop on Robot Motion and Control (RoMoCo).IEEE,2015: 269-282.

- [2] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007(1):24-31.
- [3] 高志强.自抗扰控制思想探究[J].控制理论与应用,2013,30(12):1498-1511.
- [4] 韩京清.控制理论——模型论还是控制论[J].系统科学与数学,1989,9(4):328-335.
- [5] 韩京清.线性系统的结构与反馈系统计算[C]//全国控制理论及其应用学术交流会论文集.北京:科学出版社,1981:43-55.
- [6] 韩京清.反馈系统中的线性与非线性[J].控制与决策,1988(2):57-60.
- [7] 韩京清.非线性系统的状态观测器[J].控制与决策,1990(3):57-60.
- [8] 韩京清.非线性控制系统中状态反馈的实现[J].控制与决策,1991(3):161-167.
- [9] 韩京清,王伟.非线性跟踪-微分器[J].系统科学与数学,1994,14(2):177-183.
- [10] 韩京清.非线性 PID 控制器[J].自动化学报,1994,20(04):487-490.
- [11] 韩京清.利用非线性特性改进 PID 控制律[J].信息与控制,1995,24(6):356-363.
- [12] 韩京清.一类不确定对象的扩张状态观测器[J].控制与决策,1995,10(1):85-88.
- [13] 韩京清,张荣.二阶扩张状态观测器的误差分析[J].系统科学与数学,1999,19(4):465-471.
- [14] Gao Z. Scaling and Parameterization Based Controller Tuning[C]// Proc. of the 2003 American Control Conference. IEEE, 2003:4989-4996.
- [15] 黄一,薛文超.自抗扰控制:思想、应用及理论分析[J].系统科学与数学,2012(10):1287-1307.
- [16] 黄一,薛文超,赵春哲.自抗扰控制纵横谈[J].系统科学与数学,2011,31(09):1111-1129.
- [17] 韩京清.从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J].控制工程,2002,9(3):13-18.
- [18] 黄一,张文革.自抗扰控制器的发展[J].控制理论与应用,2002,19(4):485-491.
- [19] 韩京清.自抗扰控制器及其应用[J].控制与决策,1998,13(1):19-23.
- [20] Han J. Nonlinear Design Methods for Control Systems[C]// Proc. of the 14th IFAC World Congress, July 5-9, 1999, Beijing. Oxford, England Pergamon, 1999:521-526.
- [21] Gao Z, Huang Y, Han J. An Alternative Paradigm for Control System Design[C]// Proc. of the 40th IEEE Conference on Decision and Control. Orlando: IEEE, 2001:4578-4585.
- [22] 吴丹,赵彤,陈恳.快速刀具伺服系统自抗扰控制的研究与实践[J].控制理论与应用,2013,30(12):1534-1542.
- [23] 李杰,齐晓慧,夏元清,等.线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J].自动化学报,2016,42(2):202-212.
- [24] 高志强.浅谈工程控制的信息问题[J].系统科学与数学,2016,36(7):908-923.

第3章

ADRC核心算法

3.1 非线性 ADRC

非线性 ADRC(Nonlinear ADRC, NLADRC)源自经典 PID 与现代控制理论的结合。针对 PID 的固有缺点,韩京清研究员提出可从 4 方面改进:以扩张状态观测器来估计系统总扰动,以跟踪-微分器来实现微分信号的可靠获取,以安排过渡过程来减少给定突变引起的系统大幅度超调,以非线性状态误差反馈控制来改进控制效果。

需要说明的是,韩京清以及其他研究者在寻求优化跟踪-微分器、扩张状态观测器以及非线性控制律性能的过程中找到了多个有效的非线性函数,因此,构建的 ADRC 算法有很多种选择。下面以韩京清的专著《自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术》为主要依据,以二阶对象为例,讨论常用的算法。

3.1.1 问题的提出

设有二阶对象:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, w(t), t) + bu \quad (3-1)$$

其中, $w(t)$ 为外扰作用, $f(y, \dot{y}, w(t), t)$ 为综合了外扰与内扰的总扰动。选取状态变量: $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, 则可将式(3-1)转化成状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2, w(t), t) + bu \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3-2)$$

ADRC 的核心在于如何实时估计 $f(y, \dot{y}, w(t), t)$, 并加以消除, 使式(3-1)变成一种形如式(3-3)的线性积分器串联标准型, 从而使控制变得简单。

$$\ddot{y} = u_0 \quad (3-3)$$

3.1.2 扩张状态观测器(ESO)

扩张状态观测器的基本思想:将总扰动扩张成系统的一个新状态变量,然后利用系统的输入、输出重构(也就是观测)出包含系统原有状态变量与扰动的所有状态。

对于式(3-2)所示的二阶被控对象, $w(t)$ 为外扰作用,将过程进程中外扰作用的表现量:

$$a(t) = f(x_1, x_2, w(t), t) \quad (3-4)$$

当作一个新的未知的状态变量:

$$x_3(t) = a(t) = f(x_1, x_2, w(t), t) \quad (3-5)$$

加入原系统中,即在原系统状态的基础上扩张出一个新状态,原系统变成线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 + bu \\ \dot{x}_3 = \dot{f}(x_1, x_2, w(t), t) = w_0(t) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3-6)$$

对此系统建立非线性状态观测器:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\epsilon_1 \\ \dot{z}_2 = z_3 - \beta_{02}\text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{2}, \delta\right) + bu \\ \dot{z}_3 = -\beta_{03}\text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{4}, \delta\right) \end{cases} \quad (3-7)$$

其中 $\text{fal}(x, a, \delta)$ 为非线性函数:

$$\text{fal}(x, a, \delta) = \begin{cases} \frac{x}{\delta^{(1-a)}}, & |x| \leqslant \delta \\ \text{sign}(x) |x|^a, & |x| > \delta \end{cases} \quad (3-8)$$

这样,在 b 已知或者接近的情况下,就能使扩张观测器的状态变量 $z_i(t)$ 跟踪系统的状态变量 $x_i(t)$,且有较大的适应范围。

对应的离散形式 ESO 可表示为:

$$\begin{cases} \epsilon_1 = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h[z_2(k) - \beta_{01}\epsilon_1] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h[z_3(k) - \beta_{02}\text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{2}, \delta\right) + bu] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_{03}\text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{4}, \delta\right) \end{cases} \quad (3-9)$$

这里 ESO 所用 fal 函数中的参量 a 可以取为有别于 $1/2$ 与 $1/4$ 的其他值,甚至 fal 函数也可以取为其他形式,对应的 ESO 性能会有一定的差异,但只要是合理的形

式并适当选择参量,一般都能获得较好的效果。

3.1.3 跟踪-微分器(TD)与安排过渡过程

适应数值计算的需求,韩京清对离散系统:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = x_1(k) + h x_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) - r_0 u(k), \quad |u(k)| \leqslant r_0 \end{cases} \quad (3-10)$$

推导出了一种最速综合函数 $fhan(x_1, x_2, r_0, h_0)$:

$$\begin{cases} d = r_0 h_0^2 \\ a_0 = h_0 x_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d + 8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ s_y = [\text{sign}(y + d) - \text{sign}(y - d)]/2 \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ s_a = [\text{sign}(a + d) - \text{sign}(a - d)]/2 \\ fhan = -r_0[a/d - \text{sign}(a)]s_a - r_0\text{sign}(a) \end{cases} \quad (3-11)$$

其中 x_1, x_2 为系统状态, r_0, h_0 为函数控制参量。利用这个函数建立的离散最速反馈系统如下:

$$\begin{cases} fh = fhan(x_1(k) - v(k), x_2(k), r_0, h_0) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + h x_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h fh \end{cases} \quad (3-12)$$

实现了 x_1 快速无超调地跟上输入信号 v ,而 x_2 作为 v 的近似微分,跟踪过程的微分信号。

注意:式(3-11)和式(3-12)中, h_0 为有别于对象采样周期 h 的 $fhan()$ 函数步长。当然简化处理时可以取得与 h 一致,但这样一来,当输入被噪声污染时,会使跟踪-微分器在进入稳态时速度曲线的超调加剧噪声放大效应,因此宜将 h_0 取得不同于 h ,比如可取为 h 的若干整数倍。

为了减小给定大幅度变化导致的超调、机构磨损以及不必要的能量损耗,需要根据控制目标和对象承受能力安排合适的过渡过程,并要同时给出过渡过程微分信号。这一过程可以是一个动态过程,也可以是一个函数发生器。在被控对象的变化不是很激烈的情况下,“安排过渡过程”和“跟踪-微分器”是合并在一起实现的,这样可以简化控制器结构。

另外需要说明的是,跟踪-微分器所用的最速综合函数有不同的表达形式,对应的性能也会存在一定的差异。

3.1.4 非线性状态误差反馈控制律(NLSEF)

基于跟踪-微分器和安排过渡过程手段,可以跟踪产生过渡过程的误差信号。利用该误差信号 e_1 和误差微分信号 e_2 , 可生成误差积分信号 e_0 , 进而实现 PID 控制。然而 PID 这种线性组合不一定最好, 通常非线性组合效果更好。而且由于扰动可以得到估计和补偿, 故误差积分信号可以不用。非线性 ADRC 推荐采用的非线性组合主要有如下两种形式:

$$u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, a_1, \delta) + \beta_2 \text{fal}(e_2, a_2, \delta) \quad (3-13)$$

其中 $\text{fal}(x, a, \delta)$ 同式(3-11), 且 $0 < a_1 < 1 < a_2$ 为好。

$$u_0 = \text{fhan}(e_1, ce_2, r, h_1) \quad (3-14)$$

其中 c 为阻尼因子, h_1 为精度因子。

3.1.5 控制量生成

由于通过 ESO, 原对象中扩张出的代表扰动状态变量 x_3 (即 f)被状态变量 ESO 的 z_3 跟踪, 通过消减 x_3 (即 z_3), 可将原对象简化成式(3-3)的形式, 即变成一个双重积分器串联单位增益的控制问题。当然, 由于 z_3 对 x_3 存在跟踪误差, 故得到的双重积分器模型存在一定的扰动。

由式(3-1)、式(3-3)可得控制量:

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (3-15)$$

这个结构中控制量实际上被分成两部分, 其中 $-z_3/b_0$ 是补偿扰动的分量, 而 u_0/b_0 是用非线性反馈来控制积分器串联型的分量。

3.1.6 完整算法

非线性 ADRC 的完整算法如下:

第一种算法:

微分跟踪及过渡过程安排:

$$\begin{cases} \text{fh} = \text{fhan}(x_1(k) - v(k), x_2(k), r_0, h_0) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + h x_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h \text{fh} \end{cases}$$

扩张状态观测:

$$\begin{cases} \epsilon_1 = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h [z_2(k) - \beta_{01} \epsilon_1] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h \left[z_3(k) - \beta_{02} \text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{2}, \delta\right) + bu \right] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h \beta_{03} \text{fal}\left(\epsilon_1, \frac{1}{4}, \delta\right) \end{cases}$$



非线性组合：

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \text{fhan}(e_1, ce_2, r, h_1) \end{cases}$$

扰动补偿形成控制量：

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}$$

第二种算法：

微分跟踪及过渡过程安排：

$$\begin{cases} \text{fh} = \text{fhan}(x_1(k) - v(k), x_2(k), r_0, h_0) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + h x_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + h \text{fh} \end{cases}$$

扩张状态观测：

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h[z_2(k) - \beta_{01}e(k)] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h[z_3(k) - \beta_{02}\text{fal}\left(e, \frac{1}{2}, \delta\right) + bu] \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_{03}\text{fal}\left(e, \frac{1}{4}, \delta\right) \end{cases}$$

非线性组合：

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_1 \text{fal}(e_1, a_1, \delta) + \beta_2 \text{fal}(e_2, a_2, \delta) \end{cases}$$

扰动补偿形成控制量：

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0}$$

第一种算法中： $r_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, h_0, r, c, h_1, b_0$ 是控制器的参数，其中 r_0 是根据过渡过程快慢的需要和系统的承受能力来决定的；参数 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ 是由系统所用采样步长来决定的（不管什么样的对象，采样步长一样，都可以用相同的 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}$ ）， h_0 可取为采样周期 h 的整数倍。这样，系统中真正需要调整的参数为控制量增益 r 、阻尼因子 c 、精度因子 h_1 和补偿因子 b_0 这 4 个了。在一般情况下，控制量增益 r 是大到一定程度就可以了，再大也几乎没有影响。因此只有 3 个参数 c, h_1, b_0 需要进行调整。

第二种算法中： $r_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \beta_1, \beta_2, a_1, a_2, \delta, b_0$ 是控制器的参数，其中 $r_0, \beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, b_0$ 和第一种算法中所描述的相同。系统中主要需要调整的参数为 $\beta_1, \beta_2, a_1, a_2, \delta, b_0$ 。其中 a_1, a_2 的取值一般为 $0 < a_1 < 1 < a_2$ ，而 $\delta > 0$ ，一般可取 $5h \leq \delta \leq 10h$ 。

$\delta \leqslant 10h$ 。

需要说明的是,为使 ESO 能够有效工作, b 应该已知或者接近实际值。实际应用中,如果无法获得准确的 b 值,那么也可以用其近似估计值 b_0 来代替,这样 ESO 就将 b 中未知的部分也处理成一部分扰动了。只要 b_0 与 b 偏离不太大,ESO 也能工作,但是估计精度会有一定程度的降低。

3.2 非线性 ADRC 的改进

3.2.1 跟踪-微分器改进

韩京清提出的非线性跟踪-微分器是根据二阶系统的时间最优控制得到的,动态响应好,稳态精度高,然而由于采用了切换函数,形式稍显复杂。针对此问题,王新华、陈增强、袁著祉提出一种全程快速非线性跟踪-微分器,形式简单,具有良好的快速性,但存在一定的颤振现象。史永丽、侯朝桢提出了一种改进的跟踪-微分器,综合线性跟踪-微分器和非线性跟踪-微分器的优点,算法简单,易于实现,没有颤振现象,具有良好的动态响应,兼顾了快速性和准确性的要求,并具有较强的滤波能力。谢云德、龙志强从离散的曲线的路径优化着手,得到了一种新的离散形式的跟踪-微分器,具有快速、无超调、无颤振的特性,结构简单,信号跟踪的相位延迟小、幅值衰减小,且具有良好的滤波能力。孙彪、孙秀霞指出韩式算法中的 fhan() 函数只是离散系统最速控制综合函数的一种简化形式,进而推导了离散系统真正的最速控制综合函数 fsun(),可以使二阶离散系统的状态变量无超调地到达稳态,当输入信号被噪声污染时,可以减小对微分信号的放大作用。

3.2.2 扩张状态观测器改进

针对现有的 ESO 通常未考虑系统输出量测环节噪声干扰的问题,林飞等提出了一种改进的扩张状态观测器的构造形式,把滤波后的信号也扩张成系统的一阶状态,即把已知的滤波器的方程也纳入观测器方程之中,以补偿滤波器对实际输出信号的偏移作用。这种方法在原 ESO 的基础上再扩张一维状态,而高阶 ESO 的参数难于调整,且阶数越高,观测性能越差。针对此问题,王宇航提出基于 fal() 函数滤波器构建新型 ESO,无须扩展 ESO 的阶数就可实现滤波,避免了阶数增加带来的参数整定问题以及观测误差增大问题。周涛应用反双曲正弦函数构造了一种用于二阶系统的三阶扩张状态观测器,利用 Lyapunov 函数证明了三阶 ESO 观测误差系统渐近稳定,并研究了利用反双曲正弦函数设定 ESO 初始阶段的参数,有效抑制了微分峰值现象。

此外,包括韩京清在内的不少学者还进行了线性 ESO 的探讨,如王新华等在其专著《微分器设计与应用——信号滤波与求导》中设计了一种线性高增益扩张观测

器,通过选取充分大的增益参数来保证估计精度。邵立伟联合韩京清等人提出了一种三阶离散的线性 ESO 结构。

3.2.3 非线性状态误差反馈控制律改进

针对非线性 ADRC 中 fal() 函数在拐点处具有不平滑特性且易产生抖动现象,于海滨等针对应用对象非线性摩擦力函数的特点,采用一种新的非线性函数 newfal(),并运用在非线性状态误差反馈控制律中,很好地进行了摩擦补偿,使系统具有更好的鲁棒性,提高系统轮廓加工精度。

周振雄等针对应用对象悬浮部分具有参数摄动、多变量、非线性、强耦合的特点,提出了一类新的非线性函数(称为 nzzxfal() 函数),可明显提高非线性反馈控制的光滑效应,从而改善 ADRC 的控制性能。

齐乃明等将 fal(e, a, σ) 函数改造为连续光滑函数(即 qin(e, a, σ) 函数),其中将 fal() 函数中的线性段部分改造成连续光滑部分是解决此问题的关键。

3.3 线性 ADRC

高志强博士与韩京清研究员长期合作,在深刻理解韩京清抗扰思想、深入分析和思考控制问题本质的基础上,提出了频率尺度这一与工程应用紧密相关的概念,将 ADRC 一整套参数与控制器频率和观测器频率相关联,从而使 ADRC 技术突破了参数整定、工程化的瓶颈,以高效、鲁棒、简单易行的特点,突破了 PID 在工控界几十年的垄断,在生产线上取得了惊人的节能效果,并大大促进了 ADRC 技术的研发、推广与普及。

3.3.1 由非线性 ADRC 到线性 ADRC

韩京清提出的自抗扰控制器的三个组成部分均采用非线性函数,参数较多,调节复杂,在实际应用中难以简单快速地实现控制目标。高博士团队通过大量仿真实验和研究发现,采用线性函数也能得到性能优良的控制器,并且参数整定计算量大大减小,更适合于工程应用。

ADRC 线性简化的最主要目标是面向工厂的工程应用,考虑到现有各工厂都已经有了成熟完善的过渡过程配置手段,简化方案中略去了跟踪-微分器配置过渡过程的部分,而将重点放在扩张状态观测器 ESO 与非线性组合控制律的线性简化上。其基本思想是:将扩张状态观测器线性化,并将其参数与观测器带宽相联系,简化 ESO 的设计;采用一个简单的 PD 控制组合,并将比例系数、微分时间常数与控制器带宽相联系,简化控制器的整定。简化后的线性 ADRC(Linear ADRC, LADRC) 基本结构如图 3-1 所示。

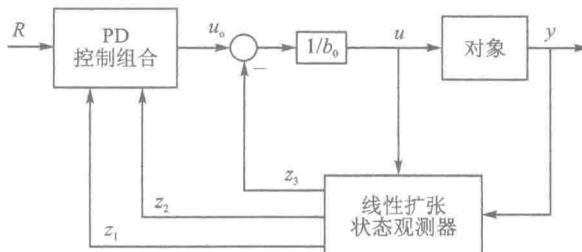


图 3-1 线性 ADRC 基本结构

3.3.2 线性扩张状态观测器(LESO)

相比于非线性 ADRC 架构下的扩张状态观测器,线性扩张状态观测器(LESO)基于一个简化的线性结构,利用系统的输入、输出来估计扩张后的系统状态。

在设计线性扩张状态观测器时,设计者可能对对象的动态一无所知,这样正好利用 ADRC 几乎完全不依赖于对象模型的特点,设计全阶无对象模型的线性扩张状态观测器,得到最基本的 LESO 结构(为后续章节叙述方便,我们把这类观测器称为标准线性扩张状态观测器,相应的 ADRC 称为标准线性 ADRC)。然而,在某些情况下,设计者也有可能获得部分的对象模型信息,这些已知的模型信息可以集成到扩张状态观测器中,设计模型辅助的线性扩张状态观测器,从而减轻扩张状态观测器的计算负担,并减小扰动估计的滞后。

此外,利用扩张状态观测器估计的状态中既包含扰动信息,又包含系统输出及其 1~(n-1) 阶(n 为原系统阶数)导数。通常情况下,系统的输出是可以直接获得的,甚至某些低阶导数也可以通过一定的方式得到。这样,就没有必要再利用扩张状态观测器来估计这些状态变量了,因而可以简化 LESO 结构,得到降阶的线性扩张状态观测器。

1. 无对象模型线性扩张状态观测器

以二阶系统为例,被控对象:

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, w, t) + bu = -a_1\dot{y} - a_0y + w + bu \quad (3-16)$$

式中,y、u 分别为输出与输入,w 为扰动。 a_1 、 a_0 以及 w 均未知,b 部分已知(已知部分记为 b_0),则式(3-16)可写成

$$\ddot{y} = -a_1\dot{y} - a_0y + w + (b - b_0)u + b_0u = f + b_0u \quad (3-17)$$

其中, $f = -a_1\dot{y} - a_0y + w + (b - b_0)u$ 为包含了外扰与内扰的总扰动。

选取状态变量: $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, $x_3 = f$,则 $\dot{x} = [y \quad \dot{y} \quad f]^T$ 为包括了扰动的扩张状态,式(3-17)转化为连续的扩张状态空间描述:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases} \quad (3-18)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0 \quad 0]。$$

对应的连续线性扩张状态观测器(LESO)为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) = Az + Bu + L(y - Cz) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (3-19)$$

其中, $z \rightarrow x$, z 为观测器的状态向量, L 为观测器误差反馈增益矩阵, 需要设计。由于 f 未知且通过校正项可以估计出来, 因而上式中略去了 f 。重写观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{z} = [A - LC]z + [B, L]u_c \\ y_c = z \end{cases} \quad (3-20)$$

式中: $u_c = [u \quad y]^T$ 是组合输入, y_c 是输出, A, B, C 的取值见式(3-18), L 为需要设计的观测器增益矩阵。

经过参数化, 可把特征方程的极点放在同一个位置($-\omega_o, \omega_o$ 为观测器带宽)上, 即取观测器的增益矩阵为

$$L = [3\omega_o \quad 3\omega_o^2 \quad \omega_o^3]^T \quad (3-21)$$

使得

$$\lambda(s) = |sI - (A - LC)| = (s + \omega_o)^3 \quad (3-22)$$

式中 I 为单位矩阵。观测器增益矩阵与观测器的带宽唯一相关, 使得连续 LESO 的设计变得简单。

计算机实现时, 对应的离散 LESO 为

$$\begin{cases} z(k+1) = [\Phi - \Phi L_e H]z(k) + [\Gamma \quad \Phi L_e]u_d(k) \\ y_d(k) = [I - L_e H]z(k) + [0 \quad L_e]u_d(k) \end{cases} \quad (3-23)$$

其中, $u_d(k) = [u(k) \quad y(k)]^T$ 为离散估计器输入组合, $y_d(k)$ 为估计器输出, Φ, Γ, H 分别为连续二阶对象离散化后的状态矩阵、输入矩阵以及输出矩阵(即: $A \rightarrow \Phi, B \rightarrow \Gamma, C \rightarrow H$)。 L_e 为离散估计器误差反馈增益矩阵, 是该 LESO 中需要设计选择的部分。

与前述连续 LESO 设计类似, 离散估计器也可经过参数化, 使其特征方程满足

$$\lambda(z) = |zI - (\Phi - \Phi L_e H)| = (z - \beta)^3 \quad (3-24)$$

使得该增益矩阵与离散估计器带宽 β 唯一相关(z 为离散系统变换算子), 从而使离散 LESO 的设计变得简单。

2. 模型辅助的线性扩张状态观测器

对于某些系统, 我们能够获取对象的部分信息(即模型), 将这些已知的部分信息加入到 LESO 中, 以降低 LESO 的负担(带宽), 或在不降低 LESO 带宽的情况下提高扰动的估计精度, 从而提高控制效果。

仍以二阶系统为例, 被控对象:

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + w + bu$$

假定式中 a_1, a_0 已知, w 未知, b 部分已知(已知部分为 b_0), 则该式又可写为

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + w + (b - b_0)u + b_0 u = -a_1 \dot{y} - a_0 y + f' + b_0 u \quad (3-25)$$

其中, $f' = w + (b - b_0)u$ 为实际未知的总扰动。而 $-a_1 \dot{y} - a_0 y + w + (b - b_0)u = -a_1 \dot{y} - a_0 y + f'$ 为包含了未知总扰动与已知对象信息的总和, 可看作扰动的扩展, 仍记为 f 。

与无对象模型线性扩张状态观测器一样, 选取状态变量: $x_1 = y, x_2 = \dot{y}, x_3 = f$, 则 $\mathbf{x} = [y \quad \dot{y} \quad f]^T$ 为包括了扰动的扩张状态, 则式(3-25)可转化为连续的扩张状态空间描述:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}\dot{f}' \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (3-26)$$

$$\text{其中, } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -a_0 & -a_1 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ -a_1 b_0 \end{bmatrix}, \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0]。$$

对比式(3-18)与式(3-26), 两者具有相近的形式, 区别主要在于状态矩阵 \mathbf{A} 和输入矩阵 \mathbf{B} , 式(3-26)的 \mathbf{A}, \mathbf{B} 中包含了更多的对象信息。

由式(3-26)得到的 LESO 称为模型辅助的 LESO, 与式(3-20)形式相同, 模型辅助的 LESO 表达式为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = [\mathbf{A} - \mathbf{LC}] \mathbf{z} + [\mathbf{B} - \mathbf{L}] \mathbf{u}_c \\ \mathbf{y}_c = \mathbf{z} \end{cases}$$

式中, $\mathbf{u}_c = [u \quad y]^T$ 是组合输入, \mathbf{y}_c 是输出, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 的取值见式(3-26), \mathbf{L} 为需要设计的观测器增益矩阵。

经过参数化, 可把观测器特征方程的极点放在同一位置 $-\omega_c$ 上, 令 LESO 的设计变得简单, 即使得

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{LC})| = (s + \omega_c)^3$$

可得观测器的增益矩阵:

$$\mathbf{L} = [l_1 \quad l_2 \quad l_3]^T \quad (3-27)$$

其中:

$$l_1 = 3\omega_c - a_1$$

$$l_2 = 3\omega_c^2 - 3a_1\omega_c - a_0 + a_1^2$$

$$l_3 = \omega_c^3 - 3a_1\omega_c^2 + 3(a_1^2 - a_0)\omega_c + 2a_0a_1 - a_1^3$$

计算机实现时, 对应离散 LESO 形式同式(3-23):

$$\begin{cases} \mathbf{z}(k+1) = [\Phi - \Phi \mathbf{L}_c \mathbf{H}] \mathbf{z}(k) + [\Gamma - \Phi \mathbf{L}_c] \mathbf{u}_d(k) \\ \mathbf{y}_d(k) = [\mathbf{I} - \mathbf{L}_c \mathbf{H}] \mathbf{z}(k) + [\mathbf{0} \quad \mathbf{L}_c] \mathbf{u}_d(k) \end{cases}$$

其中, $\mathbf{u}_d(k) = [u(k) \ y(k)]^T$ 为离散估计器输入组合, $y_d(k)$ 为估计器输出, Φ, Γ , \mathbf{H} 分别为连续对象离散化后的系统矩阵, 而 \mathbf{L}_c 为需要设计的离散估计器误差反馈增益矩阵。

同理, 可取离散估计器带宽 β 这一参数化参量, 使离散估计器特征方程满足

$$\lambda(z) = |z\mathbf{I} - (\Phi - \Phi\mathbf{L}_c\mathbf{H})| = (z - \beta)^3$$

3. 降阶线性扩张状态观测器

通常系统的输出可以直接获得, 有时系统输出的某些低阶导数也可以得到, 如位置控制系统可能本身有速度输出, 或者利用离散系统实现时, 系统输出的微分可以利用相邻两个时刻输出之差与采样周期的比值近似得到。这样, 就可以删除正常 LESO 中与这些状态变量对应的结构, 构建降阶的线性扩张状态观测器。

仍以二阶系统为例, 针对被控对象式(3-16):

$$\ddot{y} = f(y, \dot{y}, w, t) + bu = -a_1\dot{y} - a_0y + w + bu$$

转化成式(3-18)所示的连续扩张状态空间描述:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases}$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0]。$$

构建对应的连续线性扩张状态观测器式(3-19):

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - Cz) \\ \hat{y} = Cz \end{cases}$$

这是一个三阶 LESO。假设系统输出 y (即 x_1)可直接测量且可信, 则可在式(3-19)中删除与其对应的相关结构, 并将观测器输出选为 \hat{f} , 将系统输出的一阶微分 \dot{y} 与观测器估计的对应状态之差作为反馈加以修正, 从而得到一个二阶观测器方程:

$$\begin{cases} \dot{z} = A_R z + B_R u + L(\dot{y} - C_R z) \\ \hat{f} = Vz \end{cases} \quad (3-28)$$

$$\text{其中, } A_R = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_R = \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_R = [1 \ 0], V = [0 \ 1], \text{而 } L = [l_1 \ l_2]^T \text{ 为需要确定的观测器增益矩阵。}$$

重写观测器方程为

$$\begin{cases} \dot{z} = [A_R - LC_R]z + [B_R \ L]u'_c \\ \hat{f} = Vz \end{cases} \quad (3-29)$$

式中, $\mathbf{u}'_c = [u \ \dot{y}]^T$ 是组合输入, \hat{f} 是输出。

把观测器特征方程的极点放在观测器带宽 $-\omega_c$ 上, 即

$$\lambda(s) = |sI - (A_R - LC_R)| = (s + \omega_o)^2$$

得观测器的增益矩阵为

$$L = [2\omega_o \quad \omega_o^2]^T \quad (3-30)$$

进一步,如果系统输出 y 的微分 \dot{y} (即 x_2)也可获得且可信,则可在式(3-19)中删除与 x_1 、 x_2 对应的结构,并将观测器输出选为 \hat{f} ,将系统输出的二阶微分 \ddot{y} 与观测器估计的对应状态之差作为反馈加以修正,从而得到一阶观测器方程为

$$\begin{cases} \dot{z} = A_R z + B_R u + L(\ddot{y} - bu - C_R z) \\ \hat{f} = Vz \end{cases} \quad (3-31)$$

式中, $A_R = [0]$, $B_R = [0]$, $C_R = [1]$, $V = [1]$,而 $L = [l]$ 为需要确定的观测器增益矩阵。

重写此时的观测器方程为

$$\begin{cases} \dot{z} = l(\ddot{y} - bu - C_R z) \\ \hat{f} = Vz \end{cases} \quad (3-32)$$

式中, $C_R = [1]$, $V = [1]$ 。

将观测器特征方程的极点置于观测器带宽 $-\omega_o$,得观测器的增益为

$$L = [\omega_o] \quad (3-33)$$

针对上述降阶线性连续扩张状态观测器的计算机实现形式(即降阶离散 LESO 形式)与式(3-23)类似,其参数选择方法也同前,即将降阶离散 LESO 的极点配置在估计器带宽上,以简化其设计。

另需说明的是,上述降阶线性扩张状态观测器是针对标准的 LESO(即模型未知的 LESO)讨论的。在模型辅助的 LESO 结构中,也可以实现降阶扩张状态观测器,降阶思路与上述相同,读者可自行推导,此处不赘述。

3.3.3 线性状态误差反馈控制律(LSEF)

韩京清曾经指出,尽管通常情况下非线性状态误差反馈控制律有可能获得更佳的性能,但基于 ADRC 的方法,线性状态误差反馈控制律即 PID 技术也能获得良好的效果。因此,为简化 ADRC 的控制器设计,高博士团队将目光又转回到线性状态误差反馈控制律,即采用经典的 PID 组合来实施控制器的设计。由于 ESO 能够实时估计并补偿外部与内部扰动,因此传统 PID 中在常值扰动下为消除静差而采用的积分器已不再必要,线性状态误差反馈控制律进一步简化为 PD 组合的设计。

对于二阶系统,如果采用全阶的 LESO,则该线性 ADRC 可采用的 PD 控制器形为

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \quad (3-34)$$

其中, r 为给定值, z_1 和 z_2 为来自 LESO 的观测器状态, k_p 和 k_d 分别为比例(P)与微分(D)的放大系数。需要注意的是,式中用 $-k_d z_2$ 代替 $k_d(r - z_2)$,避免了对给定

值进行微分,也就避免了给定值快速变化导致的系统振荡。

如果采用降阶的 LESO,则线性 ADRC 可采用的控制器形式分别为

$$\text{降 1 阶: } u_0 = k_p(r - y) - k_d z_2 \quad (3-35)$$

$$\text{降 2 阶: } u_0 = k_p(r - y) - k_d \dot{y} \quad (3-36)$$

这样,就使闭环传递函数成为一个没有零点的纯二阶系统:

$$G_{cl} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (3-37)$$

k_p, k_d 是需要设计的控制器增益矩阵 $\mathbf{K} = [k_d \ k_p]^T$ 的参数。经过参数化,选择

$$k_p = \omega_c^2, \quad k_d = 2\omega_c \quad (3-38)$$

其中, ω_c 为控制器带宽。

这样,PD 控制器参数唯一与控制器带宽相联系,简化了控制器的设计。

3.3.4 完整算法描述

1. 系统原始描述

对于 n 阶系统:

$$y^{(n)} = -a_{n-1}y^{(n-1)} - a_{n-2}y^{(n-2)} - \dots - a_1\dot{y} - a_0y + w + bu \quad (3-39)$$

式中, y, u 分别为输出与输入, w 为扰动。 a_0, a_1, \dots, a_{n-1} 为对象结构参量, 可能未知、也可能部分已知, b 部分已知(已知部分记为 b_0), 式(3-39)可写为

$$\begin{aligned} y^{(n)} &= -a_{n-1}y^{(n-1)} - a_{n-2}y^{(n-2)} - \dots - a_1\dot{y} - a_0y + w + (b - b_0)u + b_0u \\ &= f + b_0u \end{aligned}$$

其中, $f = -a_{n-1}y^{(n-1)} - a_{n-2}y^{(n-2)} - \dots - a_1\dot{y} - a_0y + w + (b - b_0)u$ 。 f 对于对象结构参量未知的系统,为包含了外扰与内扰的总扰动;对于对象结构参量已知或部分已知的系统, f 为包含了对象信息与未知扰动的综合量。

2. 系统扩张状态后的状态方程描述

将扰动 f 扩张成系统第 $n+1$ 个状态变量,式(3-39)转化成连续的 $n+1$ 阶扩张状态空间,描述如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx \end{cases} \quad (3-40)$$

其中,对于无对象模型的系统,其状态矩阵与输入矩阵分别为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1} \quad (3-41)$$

对于对象部分已知的系统,不失一般性,其状态矩阵与输入矩阵可分别表示为

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & -a_0 & -a_1 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ -a_{n-1}b_0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1} \quad (3-42)$$

而扰动传递矩阵与输出矩阵(不论是否已知对象模型)均为

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1}, \quad \mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0]_{1 \times (n+1)} \quad (3-43)$$

3. 线性连续扩张状态观测器设计

1) 全阶线性连续扩张状态观测器设计

式(3-39)的全阶($n+1$ 阶)扩张观测器状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{Az} + \mathbf{Bu} + \mathbf{L}(y - \mathbf{Cz}) \\ \hat{y} = \mathbf{Cz} \end{cases} \quad (3-44)$$

其中,根据是否已知模型信息的不同情况, \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 、 \mathbf{C} 取值分别与式(3-41)、式(3-42)及式(3-43)相同(已知模型信息得到的扩张状态观测器即为模型辅助的LESO),而 \mathbf{L} 为需要设计的观测器误差反馈增益矩阵,可取参数化结果,即取 $\mathbf{L} = [l_1 \ l_2 \ \cdots \ l_{n+1}]^T$,使观测器特征多项式为

$$s^{n+1} + l_1 s^n + \cdots + l_n s + l_{n+1} = (s + \omega_o)^{n+1} \quad (3-45)$$

则可得 l_i 的取值为

$$l_i = \frac{(n+1)!}{i!(n+1-i)!}, \quad 1 \leq i \leq n+1 \quad (3-46)$$

2) 降阶线性连续扩张状态观测器设计

假设式(3-44)所示的全阶状态观测器中 $y, \dot{y}, \dots, y^{(m)}$ 等 $m+1$ ($0 \leq m \leq n-1$)个状态变量可以直接获得,则可从式(3-41)或式(3-42)所示的各矩阵中消去 $m+1$ 阶(矩阵 \mathbf{A} 从左上角开始,矩阵 \mathbf{B} 从上向下),这样状态矩阵 \mathbf{A} 只剩下右下角 $(n-m) \times (n-m)$ 个元素,输入矩阵 \mathbf{B} 只剩下下部 $n-m$ 个元素,分别改记为 $\mathbf{A}_{(n-m) \times (n-m)}$ 、 $\mathbf{B}_{(n-m) \times 1}$ 。重新取观测器输出为扰动观测量 \hat{f} ,而将修正用的观测误差取为系统输出 y 的 $m+1$ 阶微分 $y^{(m+1)}$ 与观测器对应估计状态之差,可得降阶扩张观测器状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}_{(n-m) \times (n-m)} \mathbf{z} + \mathbf{B}_{(n-m) \times 1} u + \mathbf{L}_{(n-m) \times 1} (y^{(m+1)} - \mathbf{C}_{1 \times (n-m)} \mathbf{z}) \\ \hat{f} = \mathbf{V}_{1 \times (n-m)} \mathbf{z} \end{cases} \quad (3-47)$$

其中,矩阵下标表示矩阵的阶数, $A_{(n-m) \times (n-m)}$ 、 $B_{(n-m) \times 1}$ 取值如上所述; $C_{1 \times (n-m)}$ 、 $V_{1 \times (n-m)}$ 均为 $n - m$ 阶行向量,且 $C_{1 \times (n-m)} = [1 \ 0 \ \cdots \ 0]$, $V_{1 \times (n-m)} = [0 \ \cdots \ 0 \ 1]$; $L_{(n-m) \times 1}$ 为 $n - m$ 阶列向量,是需要设计的观测器误差反馈增益矩阵。

同理, L 可取参数化结果,即取 $L = [l_1 \ l_2 \ \cdots \ l_{n-m}]^T$,使观测器特征多项式为

$$s^{n-m} + l_1 s^{n-m-1} + \cdots + l_{n-m-1} s + l_{n-m} = (s + \omega_o)^{n-m} \quad (3-48)$$

可得 l_i 取值为

$$l_i = \frac{(n-m)!}{i! (n-m-i)!}, \quad 1 \leq i \leq n-m \quad (3-49)$$

4. 线性离散扩张状态估计器设计

1) 全阶线性离散扩张状态估计器设计

对于全阶连续的 LESO,计算机实现时,对应离散 LESO 形式为

$$\begin{cases} z(k+1) = [\Phi - \Phi L_c H]z(k) + [\Gamma - \Phi L_c]u_d(k) \\ y_d(k) = [I - L_c H]z(k) + [\mathbf{0} \ - L_c]u_d(k) \end{cases} \quad (3-50)$$

其中, $u_d(k) = [u(k) \ y(k)]^T$ 为离散估计器输入组合, $y_d(k)$ 为估计器输出, Φ, Γ, H 分别为连续对象离散化后的系统矩阵,而 L_c 为需要设计的离散估计器误差反馈增益矩阵。

经过参数化,可使离散估计器特征方程满足

$$\lambda(z) = |zI - (\Phi - \Phi L_c H)| = (z - \beta)^{n+1} \quad (3-51)$$

即使得该增益矩阵与离散估计器带宽 β 唯一相关。

2) 降阶线性离散扩张状态估计器设计

对于降阶连续的 LESO,计算机实现时,对应离散 LESO 形式为

$$\begin{cases} z(k+1) = [\Phi - \Phi L_c H]z(k) + [\Gamma - \Phi L_c]u_d(k) \\ f(k) = [\Delta - L_c H]z(k) + [\mathbf{0} \ - L_c]u_d(k) \end{cases} \quad (3-52)$$

其中, $u_d(k) = [u(k) \ y(k+m+1)]^T$ 为离散估计器输入组合, $f(k)$ 为估计器输出, Φ, Γ, H, Δ 分别为降阶连续对象离散化后的系统矩阵(即: $A_{(n-m) \times (n-m)} \rightarrow \Phi$, $B_{(n-m) \times 1} \rightarrow \Gamma$, $C_{1 \times (n-m)} \rightarrow H$, $V_{1 \times (n-m)} \rightarrow \Delta$),而 L_c 为需要设计的离散估计器误差反馈增益矩阵。利用离散估计器带宽 β 将该增益矩阵参数化,即使离散估计器特征方程满足:

$$\lambda(z) = |zI - (\Phi - \Phi L_c H)| = (z - \beta)^{n-m} \quad (3-53)$$

5. 线性控制器设计

控制器采用线性 PD 组合,对于全阶 LESO 下的设计,控制器形为

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_{d1}z_2 - \cdots - k_{dn-1}z_n \quad (3-54)$$

其中, r 为给定值, z_1, z_2, \dots, z_n 来自观测器状态, $k_p, k_{d1}, \dots, k_{dn-1}$ 是需要设计的控制器增益矩阵 $K = [k_{dn-1} \ \cdots \ k_{d1} \ k_p]^T$ 的参数。

降阶 LESO 下, $y, \dot{y}, \dots, y^{(m)}$ 等 $m+1$ ($0 \leq m \leq n-1$) 个状态变量不是通过观测/估计得到的, 而是直接获得的, 线性 PD 控制器为直接得到的状态变量与估计状态变量的线性组合, 控制器形为

$$u_0 = \begin{cases} k_p(r-y) - k_{d_n}\dot{y} - \dots - k_{d_m}y^{(m)} - k_{d_{n-1}}z_1 - \dots - k_{d_{n-m}}z_{n-m-1}, & 1 \leq m \leq n-2 \\ k_p(r-y) - k_{d_1}z_1 - k_{d_2}z_2 - \dots - k_{d_{n-1}}z_{n-1}, & m=0 \\ k_p(r-y) - k_{d_1}\dot{y} - k_{d_2}\ddot{y} - \dots - k_{d_{n-1}}y^{(n-1)}, & m=n-1 \end{cases} \quad (3-55)$$

其中, r 为给定值, $K = [k_{d_{n-1}} \dots k_{d_1} k_p]^T$ 为需要设计的控制器增益矩阵, 而 $y, \dot{y}, \dots, y^{(m)}$ ($0 \leq m \leq n-1$) 为直接获得的状态变量, z_1, z_2, \dots, z_{n-1} 来自观测器状态。

通过参数化, 可使闭环系统特征多项式为

$$s^n + k_{d_{n-1}}s^{n-1} + \dots + k_{d_1}s + k_p = (s + \omega_c)^n \quad (3-56)$$

即可得到控制器增益矩阵 K 。

控制信号为

$$u = \frac{u_0 - z_{n+1}}{b_0} \quad (3-57)$$

6. 参数整定简化

经过参数化后, 线性 ADRC 的调整参数仅剩下 ω_o, ω_c, b_0 三个, 使得工程整定工作量大幅度减小。而且, b_0 可由系统阶跃响应中 y 的初始加速度导出来。对大部分对象而言, ω_o 与 ω_c 的关系可以在一定范围内固定, 记为

$$\alpha = \frac{\omega_o}{\omega_c} \quad (3-58)$$

对于大部分工程对象, α 可在 $2 \sim 10$ 甚至 $3 \sim 5$ 范围内选择, 即 ω_o 与 ω_c 满足

$$\omega_o \approx (2 \sim 10)\omega_c \quad (3-59)$$

或者

$$\omega_o \approx (3 \sim 5)\omega_c \quad (3-60)$$

这样就进一步简化了 ADRC 的参数整定。

3.4 ADRC 的离散化

为了使 ADRC 能在计算机上运行, 必须将相关算法离散化, 并在固定采样率下运行。前面在非线性 ADRC 的讨论中已经给出了一种离散化算法, 故此处重点关注线性 ADRC 即 LADRC 的离散化。LADRC 的控制器部分只是针对 LESO 的观测输出分别按照 $k_{d_{n-1}}, \dots, k_{d_1}, k_p$ 放大后组合, 不需要离散, 故 LADRC 离散主要是 LESO 的离散。

为使讨论过程简单, 我们仅以标准线性扩张状态观测器(即全阶无对象模型

LESO)的离散化为例,并选用常用的当前离散化方法即当前欧拉(Euler)法、当前零阶保持(ZOH)法以及当前一阶保持(FOH)法进行讨论(这样获得的估计器常常被称为现时估计器/观测器)。模型辅助 LESO 以及降阶 LESO 的离散化思路与全阶无对象模型 LESO 的离散化过程相同,只是表达式较为复杂,读者可自行推导,此处不赘述。

3.4.1 当前欧拉(Euler)法

当前欧拉法也叫前向差分法,即采用如下公式来近似微分:

$$\dot{x} = \frac{x(k+1) - x(k)}{h} \quad (3-61)$$

以二阶系统的三阶 ESO 为例,将欧拉公式应用于:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

其中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \ 0 \ 0]$, $D = [0]$ 。计算得(略去 f)

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) \\ y(k) = Hx(k) + Ju(k) \end{cases} \quad (3-62)$$

其中: $\Phi = \begin{bmatrix} 1 & h & 0 \\ 0 & 1 & h \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\Gamma = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 h \\ 0 \end{bmatrix}$, $H = [1 \ 0 \ 0]$, $J = [0]$, h 为采样周期。

构造现时离散估计器方程:

$$\begin{cases} z(k+1) = \Phi_E z(k) + \Gamma_E u_d(k) \\ y_d(k) = H_E z(k) + J_E u_d(k) \end{cases} \quad (3-63)$$

其中: $\Phi_E = [\Phi - \Phi L_c H]$, $\Gamma_E = [\Gamma - \Phi L_c J, \Phi L_c] = [\Gamma \ \Phi L_c]$, $H_E = [I - L_c H]$, $J_E = [-L_c J \ L_c] = [\mathbf{0} \ L_c]$, $u_d(k) = [u(k) \ y(k)]^T$ 为离散估计器输入组合, $y_d(k)$ 为估计器输出, L_c 为离散估计器误差反馈增益矩阵, 是该 LESO 中需要设计选择的部分。与连续线性观测器设计类似, 为简洁起见, 把特征方程的极点放在同一个位置, 解如下方程:

$$\lambda(z) = |zI - \Phi_E| = (z - \beta)^3 \quad (3-64)$$

即可确定离散估计器的增益矩阵:

$$L_c = \begin{bmatrix} 1 - \beta^3 \\ (2 - 3\beta + \beta^3) \frac{1}{h} \\ (1 - \beta)^3 \frac{1}{h^2} \end{bmatrix} \quad (3-65)$$

离散估计器极点与连续观测器极点之间的关系为

$$\beta = e^{-\omega_0 h} \quad (3-66)$$

则离散估计器方程为

$$\begin{cases} z(k+1) = \Phi_E z(k) + \Gamma_E u_d(k) \\ y_d(k) = H_E z(k) + J_E u_d(k) \end{cases} \quad (3-67)$$

其中：

$$\Phi_E = \begin{bmatrix} 3\beta - 2 & h & 0 \\ -3(1-\beta)^2/h & 1 & h \\ -(1-\beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_E = \begin{bmatrix} 0 & 3-3\beta \\ b_0 h & 3(1-\beta)^2/h \\ 0 & (1-\beta)^3/h^2 \end{bmatrix}$$

$$H_E = \begin{bmatrix} \beta^3 & 0 & 0 \\ (-2+3\beta-\beta^3)/h & 1 & 0 \\ -(1-\beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J_E = \begin{bmatrix} 0 & 1-\beta^3 \\ 0 & (2-3\beta+\beta^3)/h \\ 0 & (1-\beta)^3/h^2 \end{bmatrix}$$

3.4.2 当前零阶保持(ZOH)法

零阶保持法是在被离散对象前加零阶保持器，然后一起 z 变换离散化。仍以二阶系统的三阶 ESO 为例，连续系统模型为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

其中： $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \quad 0 \quad 0]$, $D = [0]$ 。

略去 f ，对上式加零阶保持器后 z 变换得

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) \\ y(k) = H x(k) + J u(k) \end{cases} \quad (3-68)$$

其中： $\Phi = e^{Ah} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k h^k}{k!}$, $\Gamma = \int_0^h e^{At} dt B = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k h^{k+1}}{(k+1)!} B$, $H = C$, $J = D$ (h 为采样周期)。

推导可得

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & h & h^2/2 \\ 0 & 1 & h \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} b_0 h^2/2 \\ b_0 h \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H = [1 \quad 0 \quad 0], \quad J = [0] \quad (3-69)$$

构造现时离散估计器方程：

$$\begin{cases} z(k+1) = \Phi_E z(k) + \Gamma_E u_d(k) \\ y_d(k) = H_E z(k) + J_E u_d(k) \end{cases} \quad (3-70)$$

其中： $\Phi_E = [\Phi - \Phi L_c H]$, $\Gamma_E = [\Gamma - \Phi L_c J - \Phi L_c]$ $= [\Gamma - \Phi L_c]$, $H_E = [I - L_c H]$,

$J_E = [-L_e J \quad L_e] = [\mathbf{0} \quad L_e]$, 形式及 $u_d(k)$ 、 $y_d(k)$ 、 L_e 意义同当前欧拉方法, 同样参数化, 使

$$\lambda(z) = |zI - \Phi_E| = (z - \beta)^3$$

则零阶保持(ZOH)离散估计器的增益矩阵为

$$L_e = \begin{bmatrix} 1 - \beta^3 \\ (1 - \beta)^2(1 + \beta) \frac{3}{2h} \\ (1 - \beta)^3 \frac{1}{h^2} \end{bmatrix} \quad (3-71)$$

离散估计器方程为

$$\begin{cases} z(k+1) = \Phi_E z(k) + \Gamma_E u_d(k) \\ y_d(k) = H_E z(k) + J_E u_d(k) \end{cases} \quad (3-72)$$

其中:

$$\Phi_E = \begin{bmatrix} 3\beta - 2 & h & h^2/2 \\ -(1 - \beta)^2(5 + \beta)/2h & 1 & h \\ -(1 - \beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_E = \begin{bmatrix} b_0 h^2/2 & 3 - 3\beta \\ b_0 h & (1 - \beta)^2(5 + \beta)/2h \\ 0 & (1 - \beta)^3/h^2 \end{bmatrix}$$

$$H_E = \begin{bmatrix} \beta^3 & 0 & 0 \\ -3(1 - \beta)^2(1 + \beta)/2h & 1 & 0 \\ -(1 - \beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J_E = \begin{bmatrix} 0 & 1 - \beta^3 \\ 0 & 3(1 - \beta)^2(1 + \beta)/2h \\ 0 & (1 - \beta)^3/h^2 \end{bmatrix}$$

3.4.3 当前一阶保持(FOH)法

一阶保持法是在被离散对象前加一阶保持器, 然后 z 变换离散化。

仍以二阶系统的三阶 ESO 为例, 连续系统模型为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Ef \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

其中: $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \quad 0 \quad 0]$, $D = [0]$ 。

略去 f , 对上式加一阶保持器后, z 变换得

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) \\ y(k) = H x(k) \end{cases} \quad (3-73)$$

其中: $\Phi = \begin{bmatrix} 1 & h & h^2/2 \\ 0 & 1 & h \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\Gamma = \begin{bmatrix} b_0 h^2 \\ b_0 h \\ 0 \end{bmatrix}$, $H = [1 \quad 0 \quad 0]$, $J = \begin{bmatrix} b_0 h^2/6 \\ b_0 h/2 \\ 0 \end{bmatrix}$ 。

构造现时离散估计器方程:

$$\begin{cases} \mathbf{z}(k+1) = \Phi_E \mathbf{z}(k) + \Gamma_E \mathbf{u}_d(k) \\ \mathbf{y}_d(k) = \mathbf{H}_E \mathbf{z}(k) + \mathbf{J}_E \mathbf{u}_d(k) \end{cases} \quad (3-74)$$

其中：

$$\begin{aligned} \Phi_E &= [\Phi - \Phi L_c H] \\ \Gamma_E &= [\Gamma - \Phi L_c J \quad \Phi L_c] \\ H_E &= [I - L_c H] \\ J_E &= [-L_c J, L_c] \end{aligned}$$

而 $\mathbf{u}_d(k)$ 、 $\mathbf{y}_d(k)$ 、 L_c 的意义同当前欧拉(Euler)及当前零阶保持(ZOH)方法,同样参数化,使

$$\lambda(z) = |zI - \Phi_E| = (z - \beta)^3$$

则一阶保持(FOH)离散估计器的增益矩阵为

$$L_c = \begin{bmatrix} 1 - \beta^3 \\ (1 - \beta)^2(1 + \beta) \frac{3}{2h} \\ (1 - \beta)^3 \frac{1}{h^2} \end{bmatrix}$$

与零阶保持(ZOH)离散估计器增益矩阵相同。

离散估计器方程为

$$\begin{cases} \mathbf{z}(k+1) = \Phi_E \mathbf{z}(k) + \Gamma_E \mathbf{u}_d(k) \\ \mathbf{y}_d(k) = \mathbf{H}_E \mathbf{z}(k) + \mathbf{J}_E \mathbf{u}_d(k) \end{cases} \quad (3-75)$$

其中：

$$\begin{aligned} \Phi_E &= \begin{bmatrix} 3\beta - 2 & h & h^2/2 \\ -(1 - \beta)^2(5 + \beta)/2h & 1 & h \\ -(1 - \beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \Gamma_E &= \begin{bmatrix} b_0 h^2(1 + \beta)/2 & 3 - 3\beta \\ b_0 h - b_0(1 - \beta)^2(5 + \beta)/4 & (1 - \beta)^2(5 + \beta)/2h \\ 0 & (1 - \beta)^3/h^2 \end{bmatrix} \\ H_E &= \begin{bmatrix} \beta^3 & 0 & 0 \\ -3(1 - \beta)^2(1 + \beta)/2h & 1 & 0 \\ -(1 - \beta)^3/h^2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ J_E &= \begin{bmatrix} -b_0 h^2(1 - \beta^3)/6 & 1 - \beta^3 \\ -3b_0(1 - \beta)^2(1 + \beta)/4 & 3(1 - \beta)^2(1 + \beta)/2h \\ 0 & (1 - \beta)^3/h^2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

测试及应用表明,当前零阶保持(ZOH)离散估计器与当前一阶保持(FOH)离散估计器构成的 LADRC 效果优于当前欧拉法构成的 LADRC,而由于当前零阶保持(ZOH)离散估计器比当前一阶保持(FOH)离散估计器形式上更简单,且其带来的相

位滞后相对较小,故当前零阶保持(ZOH)离散估计器实际应用较普遍。

参考文献

- [1] 韩京清.自抗扰控制技术[J].前沿科学,2007(1):24-31.
- [2] 韩京清.自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M].北京:国防工业出版社,2008:197-208.
- [3] 韩京清.控制系统鲁棒性与 Gödel 不完备性定理[J].控制理论与应用,1999,16(增):150-155.
- [4] 韩京清.线性系统结构与反馈系统计算[C]//1981 年中国国家控制理论与应用会议论文集.北京:科学出版社,1981:43-55.
- [5] 韩京清.反馈系统中的线性与非线性[J].控制与决策,1988(2):005.
- [6] Han J. Nonlinear Design Methods for Control Systems[C]//Proc. of the 14th IFAC World Congress, July 5-9, 1999, Beijing. Oxford, England: Pergamon, 1999:521-526.
- [7] 王新华,刘金琨.微分器设计与应用,信号滤波与求导[M].北京:电子工业出版社,2010:144-155.
- [8] 邵立伟,廖晓钟,夏元清,等.三阶离散扩张状态观测器的稳定性分析及其综合[J].信息与控制,2008,37(2):135-139.
- [9] 周涛.基于反双曲正弦函数的扩张状态观测器[J].控制与决策,2015,30(5):943-946.
- [10] 王宇航,姚郁,马克茂.二阶扩张状态观测器的误差估计[J].吉林大学学报,2010,40(1):143-147.
- [11] 于海滨,肖本贤,郁仇.基于改进型 ADRC 的双轴伺服系统摩擦补偿研究[J].合肥工业大学学报,2010,3(11):1634-1638.
- [12] 周振雄,曲永印,杨建东,等.平面精密磁悬浮轴承的悬浮位置控制[J].控制与决策,2010,25(3):437-440.
- [13] 齐乃明,秦昌茂,宋志国.高超声速飞行器改进自抗扰串级解耦控制器设计[J].哈尔滨工业大学学报,2011,43(11):34-38.
- [14] Gao Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the American Control Conference, 2006. IEEE, 2006:4989-4996.
- [15] Wang W, Gao Z. A comparison study of advanced state observer design techniques[C]//American Control Conference, 2003. IEEE, 2003:4754-4759.
- [16] 高志强,米克罗索维克 R,拉德克 A,等.控制器、观测器及其应用:CN102354104A[P].2012-02-15.
- [17] Gao Z, Miklosovic R, Radke A, et al. Controllers, observers, and applications thereof: US8060340 B2[P].2007-03-29.
- [18] Gao Z, Tian G. Extended active disturbance rejection controller: US8644963 B2[P].2014-02-04.
- [19] Tian G. Reduced-order extended state observer and frequency response analysis[D]:Cleveland State University, 2007.
- [20] Miklosovic R, Radke A, Gao Z. Discrete implementation and generalization of the extended state observer[C]//American Control Conference, 2006. IEEE, 2006:6.

第 4 章

ADRC 理论分析

ADRC 自构建以来,由于具有结构简单、基本不依赖对象模型、控制效果明显等特点,吸引了大批应用研究学者与工程人员。然而在很长一段时间内,ADRC 的这些特性只能通过大量的仿真实验来展示,并不能通过理论推导证明,尤其是其收敛性与稳定性缺乏严格的数学证明。这使得 ADRC 面临了不少质疑,比如有些学者质疑这种针对大范围及复杂结构不确定系统的处理方法不够精细,甚至认为是异想天开,而且担心其在实际应用中能否取得好的效果以及理论上是否站得住脚等。

可喜的是,尽管面临诸多质疑,但众多理论学者和应用研究者一直潜心专注于 ADRC 研究,经过近 20 年的努力,ADRC 的理论研究陆续取得了一些进展,而且还在不断丰富与完善中。

4.1 ADRC 稳定性分析

4.1.1 TD 性能分析

韩京清、王伟在较一般的条件下,对非线性跟踪-微分器的信号跟踪给出了严格证明,指出由跟踪-微分器得到的微分信号是输入信号广义导数的一种光滑逼近。

武利强、林浩、韩京清对跟踪-微分器的滤波性能进行了研究,采用预报的方法克服了由 TD 滤波器产生的相位延迟,能较好地再现原始信号。在一些采样时间不固定且采样信号带有噪声的对象中,采用变步长的跟踪-微分器加预报的方法可得到较好的结果。

王新华、陈增强、袁著祉针对所设计的一种快速收敛的非线性跟踪-微分器,证明了系统在远离平衡点和接近平衡点时都能自动快速地向平衡点收敛。

郭宝珠、赵志良给出了二阶和高阶对象在一定弱假定条件下收敛的严格证明,进一步证明了基于有限时间稳定系统高增益跟踪微分的弱收敛性,并放宽了李雅普诺

夫函数全局李普希茨连续的限制条件,使得跟踪-微分器的构造条件变得简单且便于检查。

4.1.2 ESO 性能分析

邵立伟、廖晓钟、夏元清、韩京清针对一种离散形式的三阶 ESO,给出了稳定性分析,得出 ESO 的状态估计误差和扰动估计误差与系统的采样时间有直接关系:采样时间越小,ESO 的估计准确度就越高。

杨晓霞、黄一揭示了在总扰动及其导数(或广义导数)有界的情况下非线性 ESO 的误差有界。

郭宝珠、赵志良证明了总扰动满足某种有界性条件下高增益非线性 ESO 估计误差的收敛性。

郑青、Linda Q. Gao、高志强证明了:当对象模型已知时,ESO 观测器误差渐进地收敛到原点;当模型存在较大不确定性时,观测器估计误差有界,且误差上界随观测器带宽的增大而单调减小。

陈增强、孙明玮、杨瑞光研究了线性扩张状态观测器 LESO 的估计能力,对于系统模型未知的情形,给出了线性扩张观测器估计误差有界的证明。

邵星灵、王宏伦借助李雅普诺夫逆定理证明了任意扩张阶数下线性扩张状态观测器(LESO)重构状态误差的收敛性,并得出了观测误差上界与扩张阶数的定量关系式;在分别考虑扩张阶数、观测器带宽以及剪切频率的情况下,探讨了高阶及传统 LESO 的动态响应、干扰抑制能力与观测器参数间的关系。

4.1.3 ADRC 闭环性能分析

高志强在 2006 年首先给出了 LADRC 的闭环系统稳定性分析。

陈增强、孙明玮、杨瑞光分析了在线性自抗扰控制 LADRC 下闭环系统的稳定性,得出了如下结论:在扩张状态观测器跟踪误差趋于零的前提下,在线性自抗扰控制下的闭环系统可以实现对设定信号的精确跟踪以及输入-输出有界(BIBO)稳定。

张皎、杨旭、刘源翔、姚晓先以二阶系统为研究对象,在线性扩张观测器(LESO)的基础上,给出高增益形式的高阶 LESO、基于高阶线性自抗扰控制器(HLADRC)二自由度闭环传递函数和频域特性曲线,证明了其状态估计误差的收敛性以及高阶线性自抗扰控制器的稳定性。同时,系统地分析了输入增益和模型参数不确定性对稳定鲁棒性的影响,推导出满足系统稳定条件的参数 b 的稳定域以及系统干扰抑制动态特性与带宽的关系。

郑青、Linda Q. Gao、高志强针对一类时变的非线性系统,证明了:如果系统动态已知,则在假定扰动全局李普希茨连续的前提下,LADRC 具有渐进稳定性;如果系统动态存在较大不确定性,则在假定扰动有界的前提下,LADRC 跟踪误差有界,且误差上界随控制器带宽的增大而单调减小。

4.2 ADRC 频域分析

经典控制理论的频域方法采用一些物理意义较强的频域指标来刻画系统性质,比如剪切频率、稳定裕度等,并提供了简单直观的控制器设计工具。系统的剪切频率和相位裕度是频率设计方法所考虑的重要指标,剪切频率反映了系统的带框,而相位裕度则反映了系统可承受的时延等不确定性。对于自抗扰控制系统的频率特性分析,在一些应用研究中曾有提及,黄一进行了详细深入的理论分析。

王海强、黄海提出了一种非线性扩张状态观测器,通过频域分析得出该观测器性能随频率的升高而逐渐衰减,衰减程度取决于观测器的参数和系统的采样频率,并指出对现有的参数配置方法加以改进可以获得补偿性能更好的观测器,在同等采样率条件下能够提高观测器的跟踪性能。

韩京清、黄远灿给出二阶跟踪-微分器的频率特性,此频率特性类似于二阶线性低通滤波器的频率特性,但具有线性系统所没有的优点,即通带内有较小的相移,且无谐振现象。同时,频率特性与跟踪参数和正弦输入信号幅值之间的关系就是简单的“平移”。

田刚、高志强采用频率响应法分析 LADRC 的性能和稳定特性,推导了控制器的传递函数,针对具有不确定性的线性定常系统进行了频率响应分析。

袁东、马晓军、曾庆含等从频域分析入手,分析了 LADRC 对扰动的抑制能力。

梁青、王传榜、潘金文、卫一恒、王永通过频域分析研究了线性自抗扰控制器(LADRC)参数 b_0 和控制器带宽 ω_c 的变化对闭环系统扰动抑制能力的影响。通过分析闭环控制系统的稳定区域研究了控制器的鲁棒性。

参考文献

- [1] 黄一,薛文超.自抗扰控制:思想、应用及理论分析[J].系统科学与数学,2012(10):1287-1307.
- [2] Yang X Y, Huang Y. Capabilities of extended state observer for estimating uncertainties[C]// American Control Conference, 2009. IEEE, 2009: 3700-3705.
- [3] 韩京清,王伟.非线性跟踪-微分器[J].系统科学与数学,1994,14(2):177-183.
- [4] 武利强,林浩,韩京清.跟踪-微分器滤波性能研究[J].系统仿真学报,2004,16(4):651-652,670.
- [5] 王新华,陈增强,袁著祉.非线性跟踪-微分器的性能分析及其改进[J].控制与决策,2002,17(Z1):752-754.
- [6] Guo B Z, Zhao Z L. On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty [J]. Systems & Control Letters, 2011, 60(6): 420-430.
- [7] 邵立伟,廖晓钟,夏元清,等.三阶离散扩张状态观测器的稳定性分析及其综合[J].信息与控制,2008,37(2):135-139.
- [8] Zheng Q, Gao L, Gao Z. On validation of extended state observer through analysis and experi-

- mentation[J]. J of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2012, 134(2): 024505. 1-024505.6.
- [9] 陈增强,孙明玮,杨瑞光.线性自抗扰控制器的稳定性研究[J].自动化学报,2013,39(5):574-580.
- [10] 邵星灵,王宏伦.线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析[J].控制与决策,2015,30(5):815-822.
- [11] Gao Z. Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design [C]//Proceedings of the 2006 American Control Conference. Minneapolis: IEEE, 2006: 2399-2405.
- [12] 张皎,杨旭,刘源翔,等.高阶线性自抗扰控制器的性能评估[J].控制与决策,2015,30(07):1162-1170.
- [13] Zheng Q, Gao L, Gao Z. On stability analysis of active disturbance rejection control for nonlinear time-varying plants with unknown dynamics[C]//2007 46th IEEE Conference on Decision and Control. IEEE, 2007: 3501-3506.
- [14] 王海强,黄海.扩张状态观测器的性能与应用[J].控制与决策,2013,28(7):1078-1082.
- [15] 韩京清,黄远灿.二阶跟踪-微分器的频率特性[J].数学的实践与认识,2003(03):71-74.
- [16] Tian G, Gao Z. Frequency response analysis of active disturbance rejection based control system [C]//Proc of IEEE Int Conf on Control Applications. Singapore: IEEE, 2007: 1595-1599.
- [17] 袁东,马晓军,曾庆舍,等.二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J].控制理论与应用,2013,30(12):1630-1640.
- [18] 梁青,王传榜,潘金文,等.线性自抗扰控制参数 b_0 辨识及参数整定规律[J].控制与决策,2015,30(09):1691-1695.

第 5 章

ADRC 参数整定

大量的历史经验与工程实践表明,一个控制器是否好用、能否使系统获得令人满意的控制性能,关键取决于其参数是否调整合适;而对于一个通用化的工业控制器而言,其难点并不是控制器的设计与实现(硬件搭建或软件编程),而是控制器的参数整定。

以 PID 为例,其结构原理一目了然,而其参数整定却始终是控制器设计的一项主要工作,需要耗费大量的时间完成。从 PID 产生到现在,工程人员发明了诸如临界比例度法、响应曲线法、Ziegler-Nichols 法、试凑法等一系列方法以及大量的整定规则(据统计,共有 443 种 PI 控制器整定规则、691 种 PID 控制器整定规则)来解决其参数的整定问题,迄今仍有人在尝试寻找新的更为快捷的整定方法与整定规则,这充分说明了此项工作的艰巨性。

与 PID 类似,ADRC 的应用也面临这个问题。尽管从已有的文献中不难发现,ADRC 具有 PID 无法比拟的优点,但是如何快速有效地整定其参数,始终困扰着很多工程应用人员,也在一定程度上阻碍了 ADRC 的应用推广。尤其是韩京清研究员提出的非线性 ADRC 调整参数较多,而作为一种通用方法,在目前专用 ADRC 应用模式成果尚不丰硕的形势下,具体应用必须结合实际系统或工业过程的具体特性来调整,才能取得满意的控制效果。因此,此项工作对于一个对 ADRC 一无所知或者一知半解的人而言,并非易事。

5.1 非线性 ADRC 参数整定

韩京清提出的非线性 ADRC 一般形式的控制参数多达 12 个,即使经过简化,也多达 8 个,这在一定程度上影响了 ADRC 的推广应用。不少学者就 ADRC 参数整定问题开展了广泛研究,取得了一些成果,其采用的方法主要有经验法、人工智能法、基于时间尺度方法以及其他方法。

5.1.1 参数意义说明

由于参数整定的关键是正确理解各参数的物理意义,因此韩京清对以 fhan() 函数为非线性组合函数的 ADRC 算法中需要整定的参数进行了说明。他提出,三个参数 c 、 h_1 、 b_0 与 PID 的三个增益差不多; $1/h_1$ 相当于 PID 的比例增益; 阻尼因子 c 相当于 PID 的微分增益; 补偿因子 b_0 相当于控制量增益,有点类似 PID 的积分增益。

5.1.2 参数整定基本指导

韩京清在其文章中对于非线性 ADRC 的参数整定给出了一些指导。

针对他所提出的以 fhan() 函数为非线性组合函数的 ADRC 算法,韩京清指出 r_0 、 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 h_0 、 r 、 c 、 h_1 、 b_0 是控制器的参数,其中 r_0 根据过渡过程快慢需要和系统承受能力决定; β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 由系统所用的采样周期决定。系统中真正需要调整的参数为控制量增益 r 、阻尼系数 c 、精度因子 h_1 和补偿因子 b_0 。一般情况下,控制量增益 r 是大到一定程度就可以,再大其影响不明显。故只需对三个参数 c 、 h_1 、 b_0 进行调整,其中 b_0 可以根据被控对象中 b 的大小进行设置,越接近 b 越好。

对于以 fal() 函数为非线性组合函数的 ADRC 算法,韩京清指出 r_0 、 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 β_1 、 β_2 、 a_1 、 a_2 、 δ 、 b_0 是控制器的参数,其中 r_0 、 β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 、 b_0 和前面所描述的一样。系统中真正需要调整的参数为 a_1 、 a_2 、 δ 、 b_0 这 4 个,其中 a_1 、 a_2 的取值一般为 $0 < a_1 < 1 < a_2$,而 $\delta > 0$,一般可取 $5h \leq \delta \leq 10h$ 。

如果把保证闭环性能的 PID 参数的依赖关系比作漏斗效应的话,则闭环性能对自抗扰控制器参数的依赖关系可以比作“盆地效应”,即保证闭环性能的自抗扰控制器参数的适应范围很大,同时在很大范围内的参数变化对自抗扰控制器的性能影响不大。需要注意的是,应尽可能将参数调到“盆地”的中间位置,这样控制器参数的摄动不会影响闭环的性能。

5.1.3 经验法

普通的经验试凑方法对设计者经验的依赖性强,整定过程繁杂,费时费力,效果有限。韩京清研究员提出的基于采用步长的幂次形式表示的经验公式以及参数与斐波纳奇数列的关系的经验法,为参数整定提供了便利和参考。这两种方法都相对简单,且于基于一定的性能指标仿真优化获得,并通过大量仿真得到的经验总结。

在工程实际中,控制器参数必须综合考虑带宽、噪声、扰动幅值以及采用步长等因素而进行折中,因此基于理想情况(不考虑噪声)得到的参数在实际应用中仍受到一定的限制。

5.1.4 人工智能方法

基于人工智能的参数优化方法占据了非线性 ADRC 参数整定的半壁江山。采

用遗传算法、粒子群等优化方法来自动寻找控制器参数,产出了诸如基于神经网络的动态参数整定、基于免疫双态微粒群的参数整定、基于混沌粒子群优化的参数整定、基于连续动作强化学习器(Continuous Action Reinforcement Learning Automata, CARLA)架构的ADRC参数自学习算法等。这些优化方法虽然理论上能保证不错的效果,但实践起来比较繁琐,且较少考虑带宽、噪声以及采样步长等限制,不具有一般性,不易为工程实际所接受。

以武雷、保宏、杜敬利、王从思提出的基于连续动作强化学习器架构的ADRC参数自学习算法CARLA-ADRC为例,其具体步骤介绍如下:

①对于ADRC的每个参数,定义一个相应的学习区间,计算ADRC的初始概率密度分布。将所选择的ADRC参数应用到被控制系统中,求出与之相对应的目标函数值,与先前目标函数值的最小值和均值进行比较,对该组参数进行性能评估,得出惩罚函数。若本次学习目标值小于以前最小值,则给予奖励;若本次学习的消耗值大于均值,则给予惩罚,值为0。计算出惩罚函数后,ADRC的每个参数的概率密度分布函数进行相互独立的更新。

②进行迭代。每次进行学习时,都从参数区间中随机确定出一组参数,随机的方式能够保证ADRC参数得到足够的学习机会,避免了学习的参数限于局部最优解。

③算法结束条件为迭代到一定次数或目标函数均值收敛到一个特定值。随着系统学习的进行,每个ADRC参数的概率密度分布不断被以能提高系统控制性能的参数值为中心的高斯函数来更新,最终ADRC的每个参数的概率密度分布将收敛到以最优值为中心的高斯分布。

该方法未能给出特别有效的控制器参数学习区间确定方法,而且由于大于二阶的系统其ADRC参数增多,故会影响算法的学习效率。关于如何提高学习效率,还有待进一步研究。

5.1.5 基于时间尺度的参数整定方法

基于时间尺度的参数整定方法根据系统时间尺度方法来确定控制器参数,但由于存在闭环系统时间尺度的计算比较复杂、对输入作用范围与系统采样时间有限制等不足,故该方法的实际应用受到局限。

邵立伟、廖晓钟、张宇河通过理论分析得出感应电机的时间尺度,结合时间尺度与ADRC参数的关系进行参数整定,得到了感应电机按定子磁场定向矢量控制的ADRC控制器参数整定方法,对感应电机控制系统具有一定的通用性。该方法所需要的闭环时间尺度不仅依赖于对象的快慢特征,也依赖于控制器对闭环系统所要求的性能指标,将控制器参数的整定与对象快慢特征和闭环性能指标联系起来。但是,闭环系统的时间尺度的计算比受控系统要复杂得多,影响了该方法在其他对象上的应用。

李述清、张胜修、刘毅男等在被控对象受扩张状态器(ESO)补偿作用所得积分器串联系统的时间尺度不变的假设下,推导了一种基于受控系统时间尺度的 ADRC 控制器参数整定方法。受控系统的结构或参数发生大幅度的变化,就意味着其时间尺度发生了变化。为了得到较好的控制结果,必须调整控制器参数以适应变化了的系统。该方法提出了一种通过二阶开环稳定系统的单位阶跃响应来求解其时间尺度的办法,并将其拓展到类似二阶纯积分的非稳定系统上,简化了时间尺度的计算方法。但是该方法仅限于二阶系统,对于二阶以上系统如何运用时间尺度整定尚缺乏研究。此外,该方法以某型航空发动机的两种不同工况为例验证了其有效性,两种工况的尺度变化不是特别大。对于该方法的大尺度变化应用尚需进一步进行有效性验证。

5.1.6 动态参数整定方法

于希宁、朱丽玲引入带动态参数整定的非线性状态观测器 ESO,提出了自抗扰控制器的一种动态参数整定方法。整定思路为:把 TD、ESO、NLSEF 看作是彼此独立的 3 部分,先整定 TD 和 ESO 的参数,取得满意的效果,然后结合 NLSEF 对自抗扰控制器进行整体参数整定。具体步骤如下:

① 建立开环系统,加入输入信号,确定好仿真步距 h 和调节参数 r ,使 TD 的输出信号能够精确跟踪输入信号,且保证系统的动态性能(如果需要过渡过程尽量短,就需要 r 尽量大)。由于 ADRC 系统闭环时, r 的改变不会对系统的动静态特性产生太大的影响,故开环时整定好的 r 仍保持不变。

② 选取适当的极点 p_1, p_2, p_3 ,得出 ESO 的参数 k_1, k_2, k_3 ,使 ESO 的 3 个状态变量能够分别较好地跟踪开环系统对象的 2 个状态及未知扰动。 k_1, k_2, k_3 对闭环系统的动态特性影响很大,尤其是对于大惯性、大时滞的系统,时滞越大,相应的 k_1, k_2, k_3 也越大(特别是 k_3)。因此,ESO 的参数在保证能精确跟踪对象状态的基础上,根据总体的控制效果进一步调整,当系统输出曲线的振荡较大时可适当调小 k_3 。

③ 对 NLSEF 参数 λ_1, λ_2 及 b_0 的调节如下:当调节速度慢时可以适当增大 λ_1 ,反之可减小 λ_1 ;调节速度加快同时会引起超调量的增大,系统振荡,此时适当增大 λ_2 可以抑制超调,减小振荡;当对象有延迟时 b_0 取大值,使得经 ESO 反馈回 TD 后,产生一个大误差控制信号把对象激励起来,从而使输出尽快冲上去,同时 b_0 取较大值可以有效地补偿扰动和模型的不确定因素。

该方法给出了参数整定的一般规律,但缺乏明确的指导说明,严格意义上还是属于经验法。对于缺乏经验的工程人员,其实践应用受到影响。

5.1.7 优化拟合整定法

李杰、齐晓慧、夏元清、高志强在一种线性与非线性结合的 ADRC 算法中提出基于优化进行查表或利用拟合公式的参数整定方法。具体步骤如下:

① 考虑系统性能,同时也出于保证系统稳定的需要,确定参数选取基本原则:

$$\beta_{0i}(\lambda_{0i})_{\min} < \beta'_{0i} < \beta_{0i}(\lambda_{0i})_{\max}, k_i(\lambda_i)_{\min} < k'_i < k_i(\lambda_i)_{\max}.$$

② 整定扩张状态观测器参数。线性区间 δ 不宜过大,过大就丢掉了非线性增益的优势,过小又容易造成系统不稳定,一般取 $0.01 < \delta < 0.1$ 较适宜。幂次一般满足 $\alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_{n+1}$,通常取经验值 $\alpha_1=1, \alpha_2=0.5, \alpha_3=0.25, \alpha_4=0.125$ 。事实上三阶以上 ESO 用得较少,高阶对象可通过多个 ESO 串联或者根据相对阶概念利用降阶自抗扰控制器进行控制。因此,剩下的需要整定的关键参数为 β_{0i} ($i=1, 2, \dots, n+1$)。采样步长、噪声等是参数设置时需要考虑的关键因素。采样步长越大,NLESO 能跟踪的扰动幅值越小。借鉴韩京清研究员基于仿真优化的思路,可得到一些常用的参数优化值。基于粒子群优化算法,可得到典型三阶 ESO 参数($\delta=0.01$),并拟合得到如下经验公式:

$$\beta_{01} = 3\omega_o, \quad \beta_{02} = 3 \frac{\omega_o^2}{5}, \quad \beta_{03} = \frac{\omega_o^3}{9}$$

适当增大 β_{03} ,虽然优化性能指标会更好,但易造成总扰动估计值的超调和振荡,并进一步造成控制量的振荡,因此,取 $\beta_{03}=\omega_o^3/9$ 比较合适。

③ 非线性控制律参数整定。尽管幂次 α' 取得越小,误差衰减速度越快,抗干扰能力越强,但过小的幂次 α' 会导致控制量的高频颤振,往往给实际执行机构带来不良影响。对于二阶非线性控制律,取 $\alpha'_1=0.75, \alpha'_2=1.5$,误差衰减速度和控制量都是比较令人满意的。对于 k_i ,仍可按照带宽法设定,即 $k_i=k'_i$,也可以在附近略加调整。

该方法兼有了带宽法及经验法的优势,综合考虑了采用步长、噪声等因素的影响;非线性自抗扰控制器的参数通过查表或利用拟合公式就能解决,无须考虑扰动幅度过大导致跟踪性能、控制性能变差的问题。这样,非线性自抗扰控制器的参数整定问题就得到了简单、有效的解决。

该方法对于较小范围内的非线性 ADRC 参数整定适用性较好,对于大范围的非线性 ADRC 参数整定适用性不明显。

5.1.8 三阶 ESO 优化配置方法

陈松林、赵海香针对以 fal() 函数构建的三阶非线性扩张状态观测器,采用系数冻结法固定与观测器状态相关的非线性系数,利用线性系统的极点配置方法进行频带拓展,提出一种保证扰动观测带宽受系统状态变化影响最小的参数配置方法。首先,定义 $F=fal(e_1)/e_1$, F 变化会使观测带宽降低,因此需使配置后的极点在 F 允许范围内变化最小。然后,按照以下步骤进行配置:

① 根据二阶被控系统的总扰动 $f(x_1, x_2)$ 的动态特性,设定 ESO 期望的扰动观测带宽为 ω_o 。

② 给定 ESO 工作时跟踪误差 e_1 的最大值,并根据 fal() 函数的结构特征,确定 F 的最小值 F_{\min} 和最大值 F_{\max} ,进而获得 F 的变化范围区间 (F_{\min}, F_{\max}) 。

③选取满足以下两个条件的 F_0 和 ρ 进行极点配置：

➤使 F_0 点出现带宽峰值；

➤使 $F_{\min}、F_{\max}$ 两点对应带宽相同且等于期望的扰动观测带宽。

在求出 ρ 和 F_0 后，即可由下式计算 ESO 的参数配置：

$$\beta_{01} = 3\rho, \quad \beta_{02} = 3\rho^2/F_0, \quad \beta_{03} = \rho^3/F_0$$

该方法可以有效拓展观测器带宽，提高自抗扰控制器对不同扰动的抑制能力。但所分析的结果仅适用于三阶非线性 ESO，对于其他高阶非线性 ESO 参数配置的指导意义有限。

5.2 线性 ADRC 参数整定

高志强博士提出的线性 ADRC(LADRC)是将 ADRC 线性化，并将 ADRC 调参问题简化为带宽调参问题，只需调节控制器带宽 ω_c 、观测器带宽 ω_o 以及 b_0 这三个参数即可获得较满意的动态性能。其中：控制器带宽 ω_c 决定了控制器的响应速度，在一定范围内， ω_c 越大其控制效果越好，但过大有可能使系统不稳定，需要根据瞬态响应要求(如调整时间要求)确定，且一般应被限定在可以得到过程变量精确测量值的频率范围内；观测器带宽 ω_o 决定了 ESO 的跟踪速度， ω_o 越大，ESO 估计扰动也越快，但 ω_o 过大可能导致噪声难以忍受或 ESO 振荡，故其取值也取决于可接受的噪声阈值或者使观测器状态产生振荡的采样延时； b_0 代表了对象的特性，可以由阶跃响应中的初始加速度导出。

对于常见的大部分工程对象， ω_o 与 ω_c 可按 $\omega_o = (3 \sim 5)\omega_c$ 的关系选择，这样需要整定的参数又减少了一个。而对于有安排过渡过程的 LADRC，由于等效带宽 $\bar{\omega}_o$ 比 ω_o 在对象状态移动快速性方面更具指示性，故可采用 $\bar{\omega}_o$ 来取代 ω_c ，将 ω_c 与 ω_o 的关系修订为： $\omega_o = (5 \sim 10)\bar{\omega}_o$ 。

高博士给出的参数整定指导在一定范围内具有适用性，为了获得更大范围或者特定对象的参数整定方法，部分研究者进行了一些研究。

5.2.1 工程配置方法

袁东、马晓军、曾庆含等基于线性自抗扰控制器的频带特性曲线，分析了自抗扰控制器的噪声传递特性，探讨了系统动态特性与控制参数的关系，得出了如下结论： ω_o 增大，LESO 响应速度加快； ω_c 增大，系统响应速度提高； b_0 偏离 b 越远，系统相角裕度越小，当 $b_0/b=4$ 时，系统不稳定；随着 ω_o/ω_c 的增大，系统相角裕度增加，系统稳定性增强；增加 ω_c 或 ω_o 均会导致高频带增益变大，系统抗噪能力变差。此外，还提出了控制参数的一种工程配置方法，具体如下：

①对于模型已知的被控对象，确定控制增益 b_0 ；对于难以建立数学模型的对象，利用时间尺度模型辨识方法初步选取控制增益 b_0 。

②选取参数 ω_c 、 ω_0 初值,保持 ω_c 不变,逐步增大 ω_0 ,直到噪声影响难以满足系统要求。

③逐渐增大 ω_c ,当噪声影响难以承受导致系统输出波动时减小 ω_0 ,然后再逐渐增大 ω_c ,如此循环调节,直到达到控制要求。

④若因噪声影响调节 ω_c 、 ω_0 无法达到控制要求,则可在LESO前端增加滤波器,再回到步骤③。

⑤调整参数过程中,当系统动态跟踪过程出现过大振荡时可适当调整 b_0 。

⑥当控制量出现深度饱和现象时,可根据步骤①辨识对象的时间尺度来设计LADRC的安排过渡过程。

该方法需要交替地调节 ω_c 和 b_0 才能获得满意的动态性能。

5.2.2 通用二阶 LADRC 整定方法

陈星、李东海、高志强、王传峰构建了一个适用于泛化线性过程(包括低阶或高阶、大时滞、非最小相位、不稳定以及分布参数系统)的通用二阶LADRC控制器,提出了一种改进的LADRC参数整定方法,具体如下:

①在假设调节时间已知的情况下,根据稳态误差要求,确定控制器带宽 ω_c (考虑到对象实际动态与理想动态的差别,将调节时间与带宽的约束关系放宽以保证设计结果可信),进而确定观测器带宽 ω_0 ,从而将多参数整定问题简化为单参数 b_0 整定问题。

② b_0 的选择需保证系统稳定,具有较好的鲁棒性,同时又能具有满意的动态性能,因此 b_0 不能太小也不能太大。整定过程为:选择一个较小的 b_0 ,使系统运行,然后单调增大 b_0 ,直到获得满意的控制效果。

③某些系统的调节时间可能较小,与该方法的假定条件有所区别。这种情况下,只需对 ω_0 的确定关系式略作调整,然后通过改变 b_0 ,即可实现控制器的参数整定。

注意:稳定性(鲁棒性)与动态性能始终是一对矛盾,不过在ADRC中体现的不是那么明显。如果对于系统鲁棒性有更高要求,则需要适当增加 b_0 。这种情况下,动态性能会有所降低。

该方法的制约之处在于,如果不能确定合适的调节时间,则无法确定 ω_c 和 ω_0 ,单调增大参数 b_0 难以获得满意的控制性能。

5.2.3 基于参数识别的整定方法

梁青、王传榜、潘金文、卫一恒、王永针对自抗扰控制中参数 b_0 整定困难的问题,提出一种基于参数辨识的整定方法,采用递推最小二乘法对LADRC中的参数 b_0 进行辨识,并提出了LADRC参数整定的基本规律。具体步骤如下:

①令 $\omega_0=4\omega_c$, ω_c 初值很小, b_0 初值较大,让系统闭环运行,对闭环系统进行参

数辨识。

② 单调增大 ω_c , 直至系统渐近稳定, 得到稳态时参数辨识结果 \hat{b} 。

③ 令 $b_0 = \hat{b}$, 根据系统性能要求对 ω_c 进行微调, 以得到最好的效果。

当 b_0 在一定范围内变化时, 理论上 ω_c 可以很大, 但是较大的 ω_c 会引入更多的噪声, 所以在满足控制性能的情况下应选择尽可能小的 ω_c 。

该方法中, 对 b_0 的辨识公式以及在 ADRC 的具体应用过程未做充分阐述, 影响了该方法的应用推广。

参考文献

- [1] 刘鸣, 邵诚. 异步电动机的自抗扰控制器及其参数整定[J]. 控制与决策, 2003, 18(5): 540-544.
- [2] 李海生, 朱学峰. 自抗扰控制器参数整定与优化方法研究[J]. 控制工程, 2004, 11(5): 419-423.
- [3] 于希宁, 朱丽玲. 自抗扰控制器的动态参数整定及其应用[J]. 华北电力大学学报, 2005, 32(6): 9-13.
- [4] 李乔, 吴捷. 自抗扰控制及其在 DC-DC 变换器中的应用[J]. 电工技术学报, 2005, 20(1): 83-88.
- [5] 武雷, 保宏, 杜敬利, 等. 一种自抗扰控制器参数的学习算法[J]. 自动化学报, 2014, 40(3): 556-560.
- [6] 邵立伟, 廖晓钟, 张宇河. 基于时间尺度的感应电机自抗扰控制器的参数整定[J]. 控制理论与应用, 2008, 25(2): 205-209.
- [7] 李述清, 张胜修, 刘毅男, 等. 根据系统时间尺度整定自抗扰控制器参数[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(1): 125-129.
- [8] 李杰, 齐晓慧, 夏元清, 等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报, 2016, 42(2): 202-212.
- [9] 陈松林, 赵海香. 三阶扩张状态观测器的优化参数配置方法[J]. 控制与决策, 2014, 29(10): 1851-1855.
- [10] 袁东, 马晓军, 曾庆舍, 等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630-1640.
- [11] Chen X, Li D, Gao Z, et al. Tuning method for second-order active disturbance rejection control [C]//2011 30th Chinese Control Conference (CCC). IEEE, 2011: 6322-6327.
- [12] 梁青, 王传榜, 潘金文, 等. 线性自抗扰控制参数 b_0 辨识及参数整定规律[J]. 控制与决策, 2015, 30(09): 1691-1695.

第 6 章

ADRC 仿真

ADRC 仿真的目的之一是验证 ADRC 控制策略的有效性,更主要的目的是降低 ADRC 参数实际整定的工作量。

仿真可利用 MATLAB Simulink 工具进行。按照 Simulink 建模的有关规则,将建立 ADRC 的模型与过程/对象模型相连,设置好参数,即可进行仿真。

6.1 控制对象仿真模型的建立

尽管 ADRC 是一种近乎模型无关的控制方法,但在实际应用中为降低整定工作量,提升整定效率,必要的参数如系统阶数、对象特性 b_0 还是需要的。为了利用仿真工具验证 ADRC 控制策略的效果,或者为了将仿真得到的控制器参数快速移植到实际的控制器,必须建立控制对象的仿真模型,而且在一定程度内越准确越好。

利用 Simulink 的模块库,可建立的对象模型大体可以分为两类:一类是以物理特性(如电感、电容等)表征的模型,其物理形态背后是影响其特性的各类参数以及内建的以各参数为变量的数学模型;另一类是以数学表达式(如传递函数、状态方程等)表征的模型。物理模型会在 Simulink 内部转化成数学模型后进行计算。如果要直接建立对象的数学形式模型,则需要应用者提前得到相应形式的表达式。两类模型计算的基础都是数学模型,本质上并没有不同。但考虑到用户自建数学模型的精度问题,仿真的结果可能存在一定差异。另外,由于物理模型要首先转化成数学模型参与运算,故可能对仿真运行的速度略有影响。

6.2 ADRC 仿真模型的建立

前已述及,ADRC 分为非线性 ADRC 和线性 ADRC(LADRC),与之相应的,其仿真模型也区分为非线性 ADRC 模型和 LADRC 模型。本节以二阶对象所用的

ADRC 模型为例进行介绍,首先从相对简单的标准 LADRC 的模型建立开始。

6.2.1 连续 LADRC 仿真模型的建立

如果 LADRC 控制器以分离器件的形式实现,则在 Simulink 中应建立线性连续的 ADRC 模型。当然,验证 ADRC 控制策略的有效性,也可以采用这种连续的 LADRC 模型。

LADRC 算法主要由两部分构成:线性扩张状态观测器(LESO)和 PD 线性组合控制律。其中 LESO 以比对象阶数高一定阶数(通常高 1 阶)的连续状态空间模型呈现,其输入为对象输出 y 、控制器输出 u ,输出为对象输出 y 的观测值 z_1 、 y 的一阶微分的观测值 z_2 ……以及总扰动 f 的观测值 \hat{f} ,其状态方程各矩阵依 3.3 节所讨论的相应表达式(3-19)及式(3-20)确定;而 PD 则是 LESO 观测输出 z_1 、 z_2 ……的线性组合,输入为 z_1 、 z_2 ……以及给定 r ,输出为控制器输出 u ,其组合关系依 3.3 节所讨论的相应表达式(3-24)及式(3-26)确定。整个连续 LADRC 输入为对象输出 y 以及给定 r ,输出为控制器输出 u 。需要确定的参数为系统特性 b_0 、控制器带宽 ω_c 以及观测器带宽 ω_o 。

需要说明的是,实际系统与控制器均存在饱和特性,因此有必要在模型中加入相应的限幅环节模型。建立的连续 LADRC 模型如图 6-1 所示,其中 LESO 参数设置如图 6-2 所示。

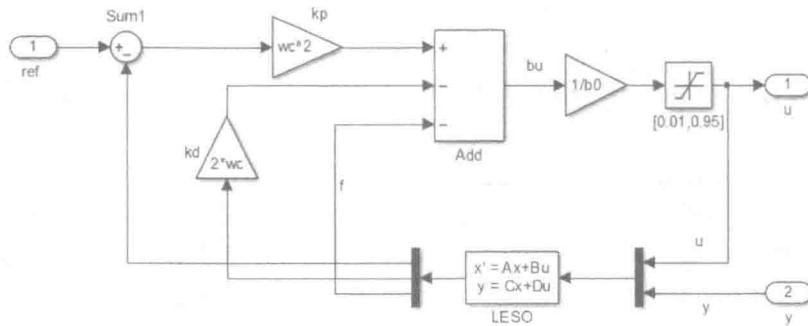


图 6-1 连续 LADRC 模型

6.2.2 离散 LADRC 仿真模型的建立

一般情形下,LADRC 会以计算机软件的形式实现,在 Simulink 中应建立线性离散的 ADRC 模型。离散 LADRC 模型与连续 LADRC 模型的区别主要体现在 LESO 不同以及数字控制器内各环节采样周期的设置。可以借助 3.4 节讨论的离散化方法,将连续 LADRC 的 LESO 算法离散化,然后建立相应的模型。

与连续 LADRC 模型类似,线性离散 LESO 以比对象阶数高一定阶数(通常为高 1 阶)的离散状态空间模型呈现,其状态方程各矩阵依 3.4 节所讨论各方法的相应表

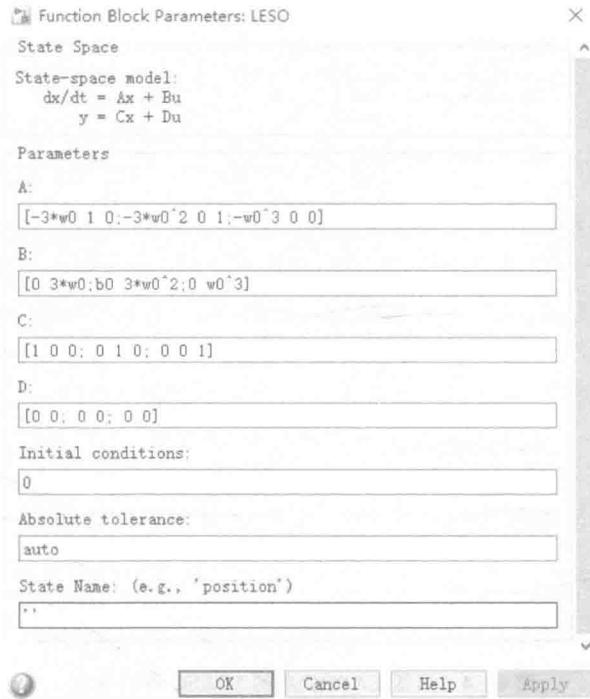


图 6-2 连续 LADRC 中的 LESO 参数设置

达式确定;PD 是 LESO 估计输出 z_1, z_2, \dots 的线性组合,其组合关系依 3.3 节所讨论的相应表达式(3-24)及式(3-26)确定。整个线性离散 ADRC 需要确定的参数为系统特性 b_0 、控制器带宽 ω_c 、观测器带宽 ω_o 以及采样周期 h 。

同理,由于实际系统与控制器均存在饱和特性,有必要在模型中加入相应的限幅环节模型。

建立的离散 LADRC 模型如图 6-3 所示,其中离散 LESO(DLESO)参数设置如图 6-4 所示。

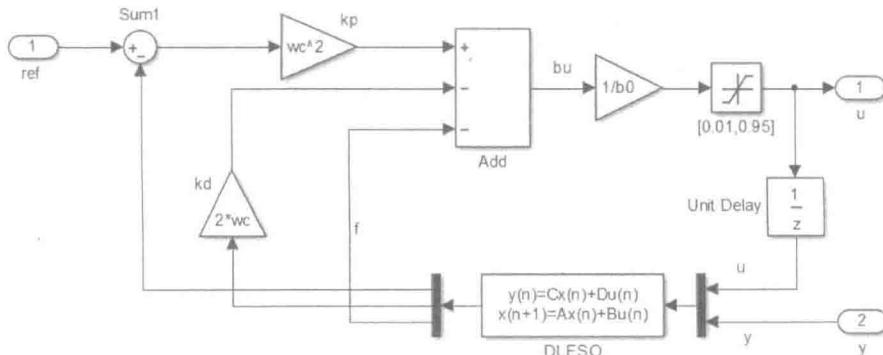


图 6-3 离散 LADRC 模型



图 6-4 离散 LADRC 中的 DLESO 参数设置

对比图 6-1 与图 6-3,两者在结构上的直观区别是连续 LADRC 采用的是连续状态方程表示的 LESO,而离散 LADRC 采用的是离散状态方程表示的 DLESO;此外,控制器输出 u 到进入离散 LESO 之前经过了一个单位延迟环节。由于离散 LESO 的参数矩阵表达式较为复杂,难以在图 6-4 所示的模块参数设置中直接列出,故一般可在.m 文件中进行赋值,当然也可以将参数与离散状态方程封装成一个自定义模块。特别值得注意的是,在应用离散 LADRC 时,应注意为模型中各相关环节设置统一的采样周期 h 。

如果采用零阶保持采样(ZOH)方法,而且已经熟悉连续 LADRC 的模型,则还有一种较为简便的方法构建相应的离散 LADRC 模型,即:采用连续 LADRC 模型,在其输入/输出端均加上 ZOH 环节,并根据选取的采样周期,对 ZOH 环节设置统一的采样周期。采用连续模型加上 ZOH 环节得到的离散 LADRC 模型如图 6-5 所示,其中 CLADRC 环节模型等同于图 6-1 所示模型。

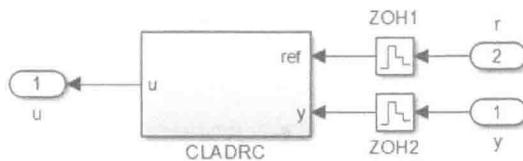


图 6-5 采用连续模型加上 ZOH 环节得到的离散 LADRC 模型

6.2.3 非线性 ADRC 仿真模型的建立

非线性 ADRC 仿真模型包括三部分: TD、ESO、NLSEF。这三部分可以分别构建,然后连接起来。

1. TD 仿真模型的建立

建立 TD 仿真模型的关键是最速综合函数模型的建立。最速综合函数形式都较为复杂,可以采用 s 函数来描述,也可以用 Simulink 中的不同模块组合得到。由于最速综合函数的选取有多种方法,构建得到的模型也必不相同,此处仅以 3.1.2 小节中式(3-5)所列最速综合函数 $fhan(x_1, x_2, r, h)$ 的模块组合式构建方法为例说明。针对其函数表达,可建立如图 6-6 所示的上层模块,其中 x_1, x_2 为模型输入,而 r, h 为模型变量。其底层由 Simulink 中不同模块组合得到,如图 6-7 所示。对此最速函数模型,应用时需要设置模型参数 r, h ,由于 $fhan()$ 函数需在 TD 仿真模型中调用,故此处可以设置为相应的变量(如图 6-8 所示),而在 TD 中再对其赋值。

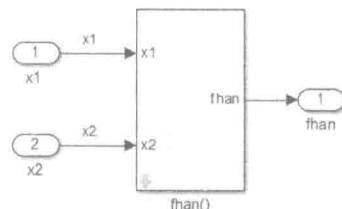


图 6-6 离散 $fhan()$ 函数上层模块

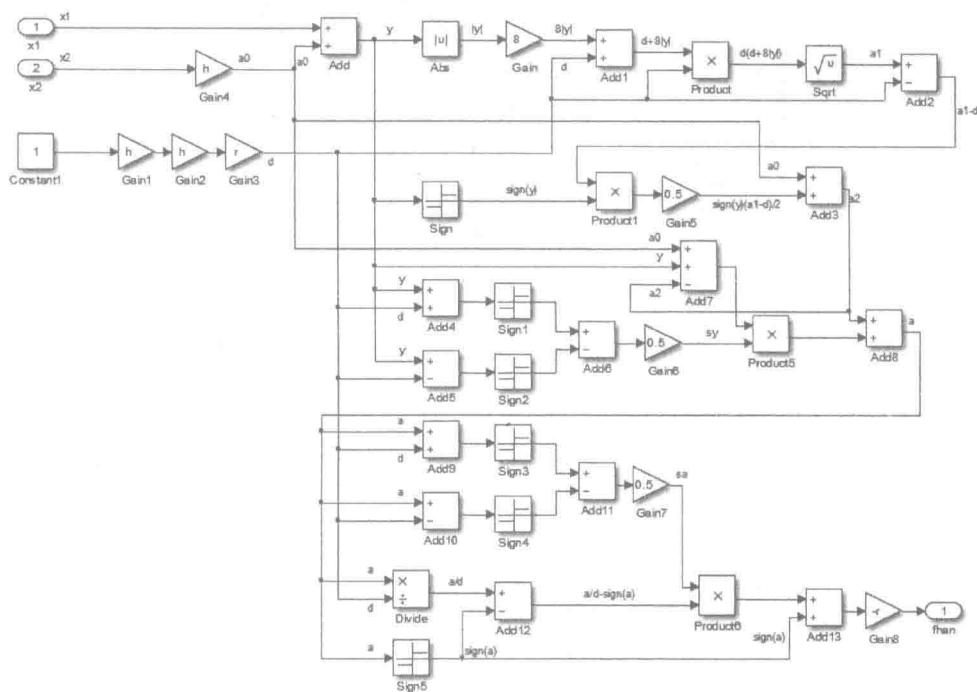


图 6-7 离散 $fhan()$ 函数底层模型

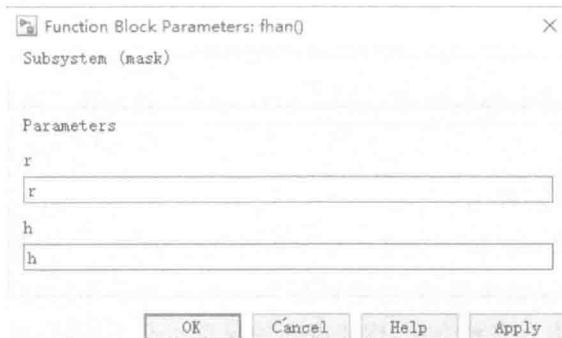


图 6-8 离散 fhan() 函数参数设置

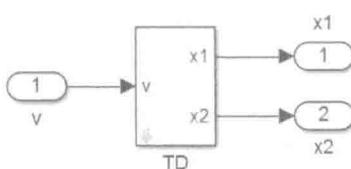


图 6-9 离散 TD 模块

得到最速综合函数模型之后,就可以构建 TD 模型了。根据 3.1.2 小节中的式(3-6),TD 输入信号 v ,输出信号 x_1 和 x_2 ,其中 x_1 跟踪 v ,而 x_2 为 x_1 的导数,跟踪 v 的微分信号。同理,可建立如图 6-9 所示的模块;其下一次模型可用 Simulink 模块组合得到,如图 6-10 所示;TD 模型参数赋值如图 6-11 所示。

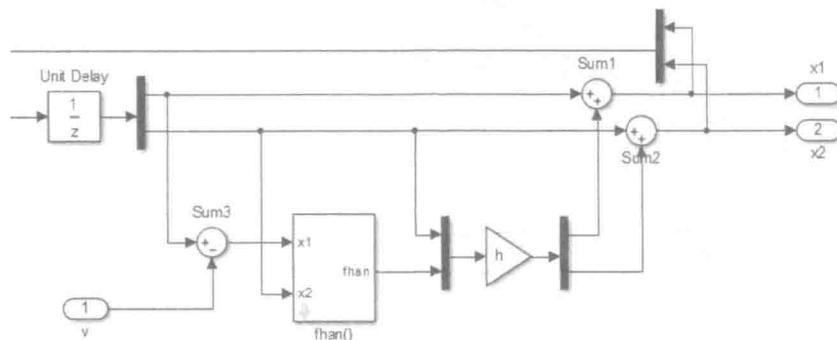


图 6-10 离散 TD 模块下一层模型

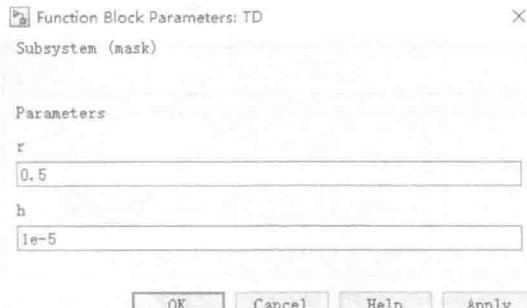
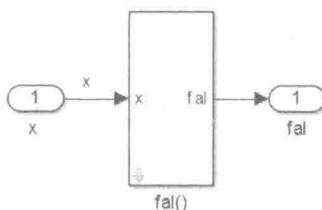
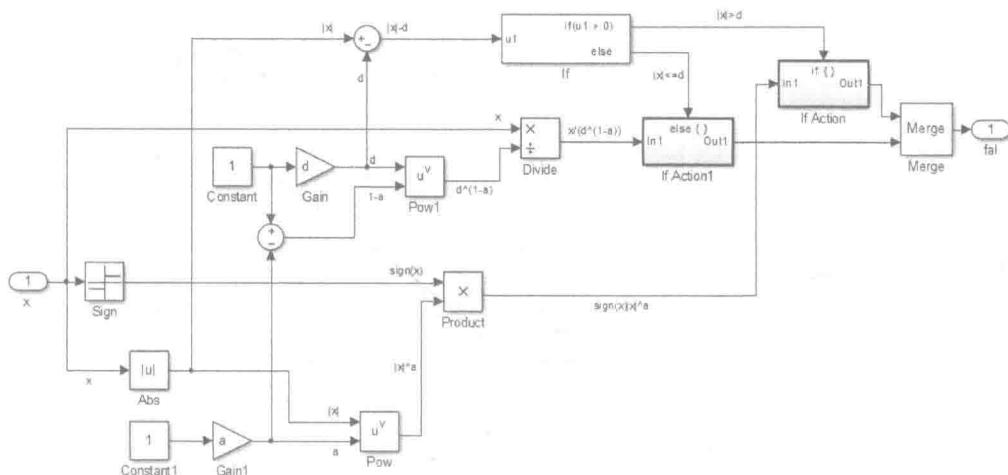
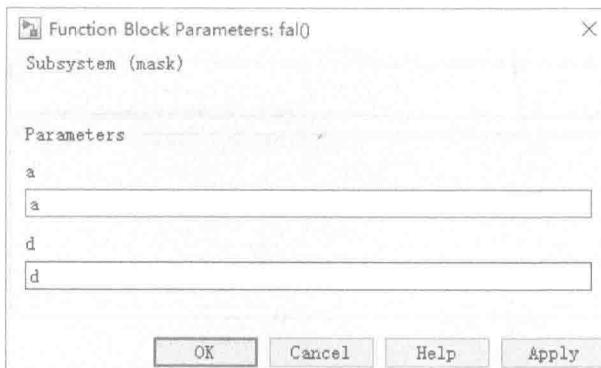


图 6-11 离散 TD 模型参数设置

2. ESO 仿真模型的建立

建立 ESO 仿真模型, 需首先建立 $\text{fal}()$ 函数的模型。根据 3.1.3 小节中的式(3-11)函数表达式, 可建立如图 6-12 所示的上层模型, 其中 x 为模型输入, 而 a, δ 为模型变量。其底层由 Simulink 中不同模块组合得到, 如图 6-13 所示。对此函数模型, 应用时需要设置模型参数 a, δ (由于 δ 在 Simulink 中不便于录入, 改记为 d)。同理, 由于 $\text{fal}()$ 函数需在 ESO 仿真模型中调用, 故此处可以设置为相应的变量(如图 6-14 所示), 而在 ESO 中再对其赋值。

图 6-12 离散 $\text{fal}()$ 函数上层模型图 6-13 离散 $\text{fal}()$ 函数底层模型图 6-14 离散 $\text{fal}()$ 函数参数设置

得到 `fal()` 函数模型之后, 就可以构建 ESO 模型了。

根据 3.1.3 小节中的式(3-10), ESO 输入信号为 y, u , 控制参量为 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \delta, h$ (采样周期), 输出信号为 z_1, z_2, z_3 , 分别跟踪 x_1, x_2, x_3 , 即 y, \dot{y} 以及总扰动 f 。同理, 可建立如图 6-15 所示的离散 ESO 模型(其中控制参量 $\beta_{01}, \beta_{02}, \beta_{03}, \delta$ 分别改记为 $b_{01}, b_{02}, b_{03}, d$; 其下一层模型可用 Simulink 中不同模块组合得到, 如图 6-16 所示; 其中用到两个 `fal()` 函数, 参数 a 取值不一致, 故需要分别赋值, 如图 6-17 所示; 而 ESO 其他参数的赋值在 ESO 主模块下完成, 如图 6-18 所示)。

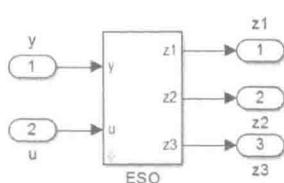


图 6-15 离散 ESO 模型

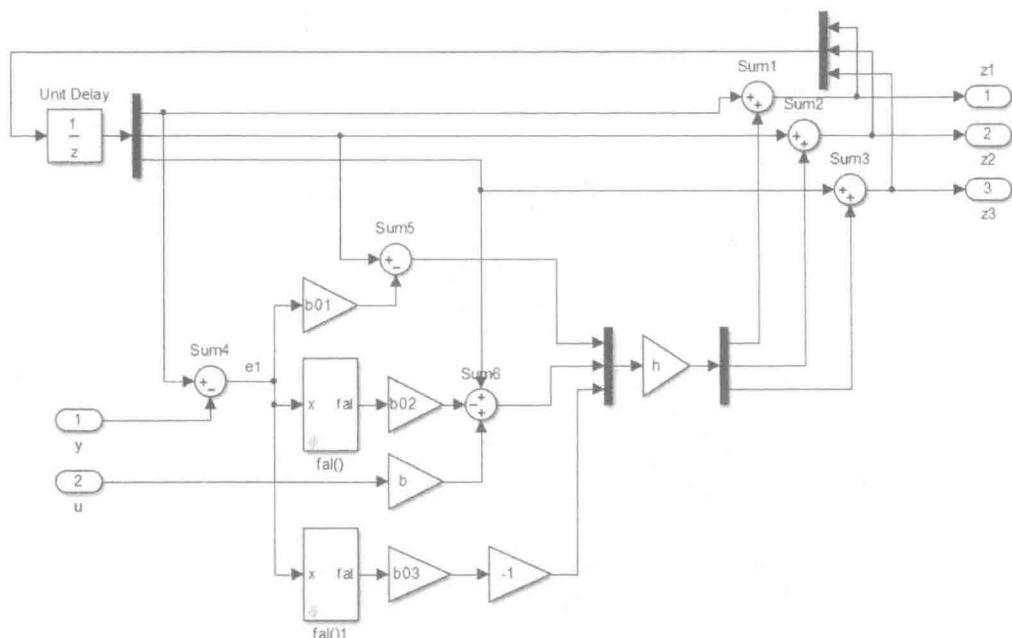
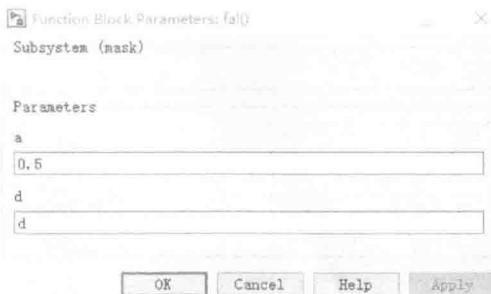
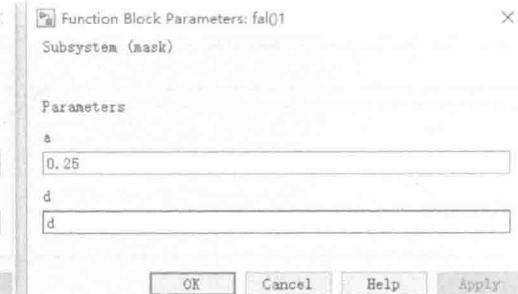


图 6-16 离散 ESO 模块下一层模型



(a) `fal()`参数设置



(b) `fal()1`参数设置

图 6-17 离散 ESO 中 `fal()` 和 `fal()1` 函数参数设置

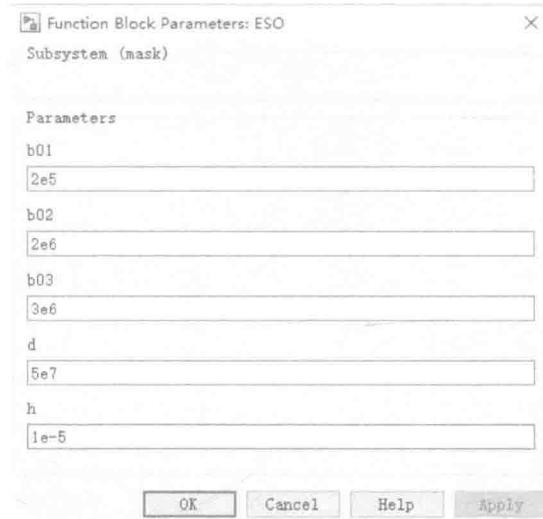


图 6-18 离散 ESO 模型参数设置

3. NLSEF 模型的建立

非线性 ADRC 所建议的两种类型的 NLSEF 控制律, 分别利用函数 $f_{al}()$ 和最速函数 $f_{han}()$ 得到。由于前面已经分别建立了两个函数的仿真模型, 因此控制律可以较为方便地得到。

对于式(3-13)所示的非线性组合, 输入信号为 TD 输出(v_1, v_2)与 ESO 估计输出(z_1, z_2)之差(e_1, e_2), 控制参量为 $\beta_1, \beta_2, a_1, a_2, \delta$, 输出信号为 u_0 , 可建立如图 6-19 所示的 NLSEF 模型。其下一层模型如图 6-20 所示; 参数赋值在 NLSEF 主模块下完成(其中控制参量 β_1, β_2, δ 分别改记为 $b1, b2, d$), 其参数设置如图 6-21 所示。

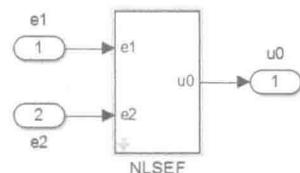
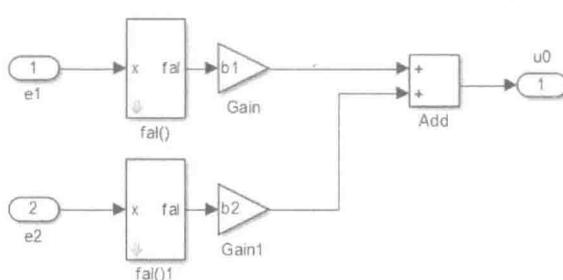


图 6-19 NLSEF 模型

图 6-20 以 $f_{al}()$ 函数构建的 NLSEF 模型下一层模型

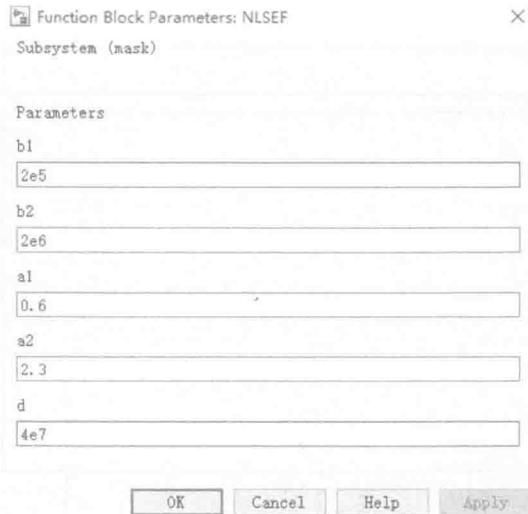


图 6-21 以 fal() 函数构建的 NLSEF 模型参数设置

对于式(3-14)所示的非线性组合,输入信号为 TD 输出(v_1, v_2)与 ESO 估计输出(z_1, z_2)之差(e_1, e_2),控制参量为 r, c, h_1 ,输出信号为 u_0 ,可建立的上层模型如图 6-19 所示。其下一层模型如图 6-22 所示。参数赋值也在 NLSEF 上层模型下完成,如图 6-23 所示。

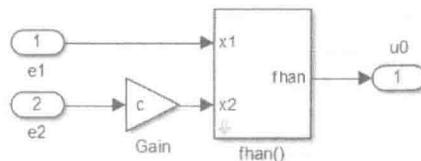


图 6-22 以 fhan() 函数构建的 NLSEF 模块下一层模型

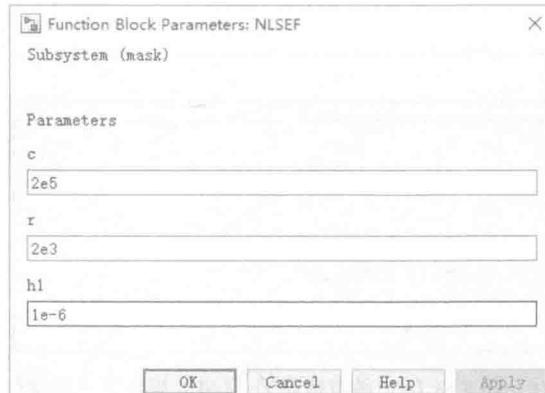


图 6-23 以 fhan() 函数构建的 NLSEF 模型参数设置

4. 非线性 ADRC 整体模型

将 TD、ESO、NLSEF 三环节连接起来,即可构成非线性 ADRC 整体模型,如图 6-24 所示。

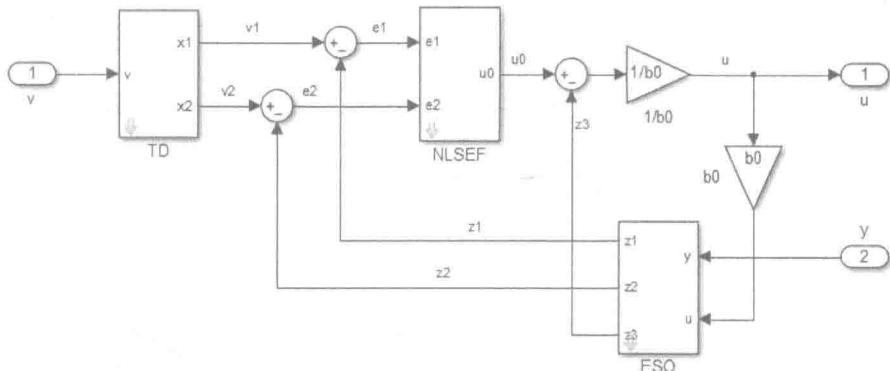


图 6-24 非线性 ADRC 整体模型

6.3 ADRC 仿真参数整定

ADRC 仿真的参数整定与实际对象的参数整定方法及过程类似,只是由于仿真运行不会出现实际的危害性影响,因此代价比实际对象或生产过程的整定要小得多。可以依照第 5 章所述,选用不同的方法进行参数整定。对于线性 ADRC 仿真参数调整,还可以依据以下经验方法完成。

线性 ADRC 中,一般需要先确定对象的 b_0 ,然后根据要求的性能指标大体确定系统的带宽 ω_c (离散控制器还需要确定采样周期 h),然后在一定范围内调整 ω_c 并尝试不同的比例关系下的 ω_c ,直到获得满意的性能。有些情形下, b_0 可能也只能近似确定,故需要在一定范围内选取不同的 b_0 ,然后分别调整 ω_c, ω_c ,直到获得满意的性能,这意味着需要做更多的仿真。

为简化整定过程,减少工作量,我们可以运用先粗调再精调的原则并利用 MATLAB 编程来完成整定过程。具体方法是:以近似得到的 b_0 为基础,分别乘以不同的倍数,如 0.1、0.5、1、5 等(如果 b_0 为准确值,则此部分可以省略),以大体确定的控制器带宽为基础确定 ω_c 的变化范围(也可以将范围改写成基准 ω_c 倍数的变化关系),将 ω_c 简化为 ω_c 的倍数关系并在一定范围内改变倍数值,如 0.1、1、3、5、10 等,统一编入.m 文件,自动改变参数并迭代运行,存储仿真结果。待所有待试参数仿真完毕后,对存储结果统一查看对比,从中发现参数变化对系统性能的影响趋势,找到较为合适的参数组合,并按照上述方法缩小倍数的比例关系,在前述参数组合附近做进一步的精调。有可能需要做二次精调,直到找到满意的参数组合。

非线性 ADRC 的参数比线性 ADRC 多出 2 倍,甚至更多,我们依然可以依据“粗调+精调”的经验方法来完成整定工作,只是需要的仿真时间以及整定工作会显著增加。

参考文献

- [1] 韩京清.自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M].北京:国防工业出版社,2008:197-208.
- [2] 高志强,米克罗索维克 R,拉德克 A,等.控制器、观测器及其应用:CN102354104A[P].2012-02-15.
- [3] Gao Z, Miklosovic R, Radke A, et al. Controllers, observers, and applications thereof: US8060340 B2[P].2007-03-29.
- [4] Gao Z, Tian G. Extended active disturbance rejection controller: US8644963 B2[P].2014-02-04.
- [5] Tian G. Reduced-order extended state observer and frequency response analysis[D].Cleveland: Cleveland State University,2007.
- [6] Miklosovic R, Radke A, Gao Z. Discrete implementation and generalization of the extended state observer[C]//American Control Conference,2006.IEEE,2006:6.
- [7] 朱建华,孙秀霞.采用 Simulink 实现跟踪-微分器[J].现代电子技术,2002(7):46-48.
- [8] 王兵树,姜萍,林永君,等.SIMULINK 中自抗扰控制技术自定义模块库的创建[J].系统仿真学报,2010(3):610-615.
- [9] Yv W B, Yan D. Modeling and Simulation of an Active Disturbance Rejection Controller Based on Matlab/Simulink[J]. International Journal of Research in Engineering and Science, 2015, 3(7):62-69.
- [10] Ma Y G, Ran N, Jia N B. SIMULINK Simulation of ADRC Based on S Function[J]. Applied Mechanics and Materials, 2012, 121-126:2243-2247.
- [11] Herbst G. A simulative study on active disturbance rejection control (ADRC) as a control tool for practitioners[J]. Electronics, 2013, 2(3):246-279.
- [12] 胡琳静,孙政顺.SIMULINK 中自定义模块的创建与封装[J].系统仿真学报,2004,16(3):488-491.
- [13] Ma Y J, Yu Y, Zhou X S, et al. Simulation and Parameters Tuning of Second Order ADRC Controller in Simulink[J]. Advanced Materials Research, 2012, 383-390:1356-1362.
- [14] Zhang Q, Guo L D, Huo L. Research of Automatic Disturbance Rejection Controller for Fiber Optic Gyro Servo Stabilized System[C]//3rd International Conference on Electric and Electronics.Paris: Atlantis Press,2013,265-268.
- [15] Yang Q L, Bao G Q, Zhang H P. Research of Auto-disturbance-rejection Controller in Motor Control System[J]. International Journal of Control & Automation, 2014, 7(9):271.

ADRC 典型应用

ADRC 自提出以来,已在伺服控制、飞行器姿态控制以及多种过程控制中得到了广泛应用。

7.1 伺服控制

伺服控制的范围极为宽泛,从工厂自动化设备到机器人系统、磁盘驱动器等。伺服控制系统的结构根据应用目的不同而千差万别。但这些系统有着类似的控制难题,即如何使系统输出的位置或者速度(或者两者)快速准确地跟踪期望的轨迹,同时对对象的不确定动态与外部干扰具有良好的鲁棒性。

高志强博士联合胡少华、蒋方军率先为伺服控制构建起了 ADRC 的结构框架。通过仿真实验、频率响应分析以及硬件测试,其稳态性能、瞬态性能以及鲁棒性得到了验证,并在与 PID 的比较中全面超越了已有的 PID 控制方案,为 ADRC 在伺服控制中的应用开辟了新途径。

Frank J. Goforth 在高志强博士的指导下将线性 ADRC 应用于由非线性直流伺服电机驱动、包含多种非线性特性的“拾放”定位系统,通过模拟添加转矩干扰、传感器噪声、机械共振以及负载变化等多种干扰,对比了 ADRC 与 PID、PID 结合超前/滞后校正、PID 结合速度前馈、参数化回路成形等不同控制方法的控制效果。结果表明,ADRC 具有明显的优势,且在参数整定简易程度上可与 PID 相媲美。

郑青、高志强运用代价函数将线性 ADRC、PID 及其改进型以及参数化回路成形等 5 种控制方法在伺服控制中的应用效果构造成选择优化问题,运用遗传算法来确定每种控制技术的最佳调整参数,基于代价函数对应用效果做出量化评价。结果表明,在伺服控制的控制器选择上,自抗扰明显胜出一筹。

在高博士团队所取得的 ADRC 伺服控制成果的激励与影响下,各伺服控制领域的从业者与研究人员纷纷在本领域开展了 ADRC 的应用研究。

7.1.1 武器平台控制

大口径武器平台在控制上主要存在两方面的问题：一是快速精确调度问题，二是准确平顺射击问题。因其惯性较大、传动环节不确定因素多，故使得调度的快速精确指向较为困难；而发射时由于负载瞬态变化大、不平衡力矩与冲击力矩大，平台易发生振动，故使得连续射击状态下的控制较为复杂，后续射弹命中精度降低。

周伟科、吕强、单东升等基于坦克炮控系统水平和高低对执行机构的改进，提出了用自抗扰控制技术设计 PMSM 控制方案。将负载突变和负载扰动归为未知扰动，用自抗扰控制器进行估计、补偿和控制。结果表明，该方法能够提高系统的响应速度，减小稳态误差且无超调，能有效地抑制负载变化对转速的影响。与原执行机构相比，缩短了系统反应时间，改善了炮控系统的控制品质。

李伟、杨刚、陈腾飞、韩崇伟针对某履带式自行火炮操瞄系统高低伺服和方向伺服存在控制耦合，瞄准性能易受车体姿态影响的问题，将伺服分系统之间的耦合扰动转换为伺服各分系统的总干扰，设计了自抗扰控制器。结果表明，与采用自适应滑模变结构控制相比，ADRC 控制器使全闭环伺服操瞄系统能在有限时间内实现平稳、精确瞄准，超调小，可有效地抑制非匹配不确定干扰，且控制器输出平滑无抖振。

叶镭、夏元清、付梦印等针对无人炮塔炮控系统在结构耦合、非线性、参数摄动以及不确定外部扰动的情况下获得高跟踪精度和稳定性的需求，提出了基于自抗扰控制的解耦方法。仿真结果与 PID 控制比较表明，该控制算法能够有效抵抗系统的不确定非线性因素，提高控制精度，并具有很强的鲁棒性。

彭绍雄、翟亚南针对某导弹发射装置随动系统控制过程中面临的非线性、变参数和不确定性问题，分别进行了调速环节的工程设计法 PID 控制器和自抗扰控制器设计。通过仿真，显示出自抗扰控制器在随动系统中相对传统 PID 控制器的优越性。结果表明，自抗扰控制器具有良好的动静态特性和较好的鲁棒性。

张伟、陈宇中、胡永明针对遥控武器站系统存在的强后坐力、变摩擦力、变转动惯量等非线性因素，采用自抗扰控制方法对其进行稳定控制。实验结果表明，采用自抗扰控制方法的遥控武器站系统具有很强的抗干扰能力，系统实现 180° 回转仅需 2.62 s，且转动过程中无振荡、无超调。

郑颖、马大为、姚建勇等针对火箭炮发射时燃气流冲击干扰强和系统参数变化大的问题，设计了火箭炮位置伺服系统二阶和三阶线性扩张状态观测器及相应的自抗扰控制律。仿真结果表明，设计的自抗扰控制方法在抑制燃气流冲击方面较 PID 控制方法具有较大提升，并提高了系统的跟踪精度。在负载变化及强干扰下，系统后续射击精度能满足设计要求，体现了该方法具有较好的鲁棒性和自适应能力，且三阶自抗扰控制律的跟踪性能优于二阶自抗扰控制律。

7.1.2 光电瞄准/跟踪平台控制

光电瞄准/跟踪平台一般安装在飞机、舰艇或车辆等动载体基座上,采用惯性器件实现平台的稳定与驱动,但由于动载体运动带来的冲击与摩擦干扰、陀螺自身噪声与漂移以及目标的机动性等,会对平台的瞄准精度与跟踪精度造成不可忽视的影响。

邱晓波、窦丽华、单东升等针对系统扰动对光电跟踪伺服系统精度产生影响的问题,提出了采用自抗扰控制方案。理论和实验结果表明:相比于传统的PID控制及等效复合控制方案,该控制方案结构简单,在载体扰动下,跟踪最大角速度和最大角加速度显著提高,机动目标跟踪误差明显减小,阶跃响应快速,动态性能好,并具有较好的控制鲁棒性。

汪永阳、戴明、丁策等针对光电稳定平台在稳定视轴时易受到摩擦、风阻、不平衡以及载体扰动等干扰力矩影响的问题,提出了一种利用高阶扰动观测器抑制扰动力矩的方法。虽然会引入积分环节,降低系统的稳定裕度,但通过配置滤波函数极点位置,使高阶扰动观测器和低阶扰动观测器反馈系统的灵敏度函数和补充灵敏度函数在高频区域达到一致,从而在提高伺服系统响应速度的同时保证系统的鲁棒性。仿真结果显示,高阶扰动观测器对高阶扰动模型具有很好的抑制能力,对于控制对象模型的摄动具有很好的鲁棒性。

魏伟、戴明、李嘉全等针对航空光电稳定平台视轴不稳的问题,提出了一种基于预报修正的自抗扰控制方案。通过模拟振动平台完成的速度稳定、目标跟踪和鲁棒性实验结果表明,与经典的平方滞后超前控制方法相比,该控制方法对扰动的隔离度至少提高了一倍,且具有很好的鲁棒性,在系统参数改变±15%的范围内,仍能得到很好的控制效果。

王帅、李洪文、孟浩然等针对大口径光电望远镜惯量大、存在摩擦非线性的问题,设计了自抗扰控制器以改善伺服系统的速度响应特性,并在实际望远镜转台上,和常规PID控制器进行了对比实验。结果表明,采用自抗扰控制器,既可以实现大速度阶跃响应快速无超调,又可以缩短低速阶跃响应时间,改善低速平稳性,其性能明显优于传统的PID控制系统,并且自抗扰控制器对摩擦、饱和等非线性因素具有抑制能力,可以提高望远镜伺服系统的调速性能。

7.1.3 机床控制

数控机床的轮廓加工是多轴协调运动的合成结果,摩擦对机床各进给轴的动态性能和各轴之间的参数匹配有着重要影响,并影响轮廓加工精度。摩擦环节通常具有较强的非线性,不仅使系统在位置伺服方式下产生死区或极限环,引起稳态误差,而且使系统在速度伺服方式下产生爬行、振荡现象,成为提高系统性能的障碍。

于海滨、肖本贤、郁优等针对双轴伺服系统中摩擦的非线性与不确定外扰,结合交叉耦合的思想,改进非线性函数,设计了一种改进型二阶自抗扰控制器,克服了由

于常规 ADRC 非线性状态误差反馈控制律中非线性函数的不平滑性而导致系统对于摩擦敏感的缺点。仿真对比分析表明,改进型 ADRC 能够很好地进行摩擦补偿,使系统具有更好的鲁棒性,提高了系统轮廓加工精度。

杨福广、李贻斌、阮久宏等针对低速位置伺服系统中的非线性摩擦力、参数摄动以及外部扰动等因素的抑制问题,建立了基于 Stribeck 摩擦模型和二阶 ADRC 的控制器,与 PD 控制和滑模控制进行比较仿真实验。实验结果表明,基于自抗扰控制的低速位置伺服系统具有较好的动态和稳态性能,对系统内部参数摄动、外部扰动以及非线性摩擦都具有很好的鲁棒性。

7.1.4 精密超精密加工

快速刀具伺服系统(Fast Tool Servo, FTS)是精密超精密加工非对称零件的关键功能部件。在加工过程中,要求 FTS 克服时变非线性切削力扰动,从而驱动刀具完成高速高精度往复运动。FTS 控制系统的被控输出量为刀具位置,系统含有不确定参数与外部扰动。精密超精密加工要求在没有精确系统模型时,使得刀具与参考信号之间的误差控制在微米甚至数十纳米的级别。

吴丹、陈恩等将自抗扰控制方法应用于解决 FTS 的控制问题,设计了基于线性 ADRC 与加速度前馈的 FTS 控制器,并在 ESO 部分针对微结构表面车削采用了非线性函数。实验结果表明,该控制器具有良好的扰动抑制能力,跟踪精度可达到 $1 \mu\text{m}$,达到了非圆截面零件和非轴对称微结构表面零件的精密超精密加工要求。

7.1.5 超导加速器谐振控制

John Vincent、Dan Morris 等以美国国家超导回旋加速器实验室的某课题为背景,研究了超导加速器的谐振腔控制问题。超导加速器谐振腔控制系统的控制目标为使谐振腔电压精确跟踪参考信号,而由于系统是一个非线性时变并具有耦合性的复杂不确定系统,因此在传统的 PID 控制方法框架下,精确控制系统的输出变得很困难。据此提出了基于自抗扰控制方法的线性谐振控制器,很好地解决了超导加速器谐振腔控制系统中如何应对不确定性的问题。实验显示在相同条件下,自抗扰控制器在动态过程、稳态误差等方面均优于 PID 控制器的控制效果。

7.1.6 TI InstaSPIN – Motion 运动控制芯片

ADRC 与伺服控制的应用结合,在工程上具有里程碑意义的当属 TI InstaSPIN – Motion 运动控制芯片及组件的推出。2013 年 4 月,在与高博士团队合作多年之后,TI 公司宣布推出其采用 InstaSPIN – FOC 和 InstaSPIN – Motion 马达控制技术的最新 C2000 Piccolo TMS320F2805x 微控制器。该款微控制器内置了单参数化的线性 ADRC 以及一套转矩、速度、运动控制软件解决方案,可以针对各种带感或无感的三相电机控制应用自动辨识和优化,在诸多运动过程中实现鲁棒、高效的电机控制,

并大幅缩短开发时间,简化系统调节过程。

InstaSPIN-Motion 具有如下特点和优点:ADRC 自动估计扰动并补偿、单参数整定、直接惯性补偿、前馈补偿、宽使用范围,去除了低效的轨迹设计技术,解决了传统电机系统的运动控制难题。

InstaSPIN-Motion 作为 ADRC 工程应用商业化的杰出典范,不仅为广大伺服控制从业者提供了快捷高效的手段,也帮助 TI 公司强化了市场地位,同时还极大地推动了 ADRC 在世界范围内的应用与研究。

7.1.7 SPIN-TAC 在洗衣机中的应用

LineStream 公司将传统的速度和电流 PID 控制器替换为 SPIN-TAC 来控制洗衣机的速度环和电流环,在储水式洗衣机和滚筒洗衣机全负载应用条件下,采用 TI 公司的开发套件来直接连接电机,并比较 SPIN-TAC 和传统 PID 控制器的控制性能。测试结果如下:

① 洗涤时间节省 25%。测试中,滚筒需要在正、反两个方向转动来测量洗涤过程,要求向一个方向转动 110° 后立即向相反方向转动 110° 。结果表明,在相同的约束条件(如相同的逆变器温度和电流最大值)下,对于相同的洗涤量,采用 SPIN-TAC 可以节省 25% 的时间。

② 能源节省 15%。测试表明,通过更准确的轨迹跟踪运动规划以及更快速的扰动抑制,SPIN-TAC 控制系统相比于 PID 可以节省 15% 的电能。

③ 控制精确。SPIN-TAC 能够在高速旋转(1200 r/m)状态下保持最小的超调量,而传统 PID 控制器的超调则十分明显。

④ 调节快速、简单。SPIN-TAC 控制器采用单参数调节方式,整定只需要很短的时间。而且该参数在不需要测试系统性能与稳定性的情况下,可以由用户实时调节。

7.2 飞行器姿态控制

飞行器有不同的种类与用途,但其控制存在共性问题。在空中按预定轨迹飞行运动的能力,直接取决于其姿态控制系统的性能。然而,飞行器的在轨运行,不仅存在快时变、强非线性、强耦合以及动力学参数不确定等特性,而且还受到多种内部或外部因素的不确定性干扰,会严重影响飞行器姿态控制性能。因此,设计具有高抗扰性能、对大范围不确定性具有鲁棒性的姿态控制器,是飞行器姿态控制研究的重要内容。在此形势下,自抗扰控制由于具有不依赖于对象模型、对内外扰动具有良好的扰动抑制能力以及算法简单、易于实现等特点,自然成为解决飞行器姿态控制系统设计问题的一个重要选择。

黄一、许可康、韩京清、James Lam 首次将 ADRC 应用于解决所研究的飞行器控制问题,成功地抑制了系统中的大范围不确定性,得到了良好的控制效果。

孙明玮、陈增强、袁著祉应用 ADRC 来处理飞行器的俯仰和横滚姿态控制,仿真及部分硬件在环测试结果表明 ADRC 的动态性能和鲁棒性都优于 PD 控制。

赵春哲、黄一将 ADRC 思想应用到拦截问题的制导与运动控制一体化设计中。运用两个 ESO 实时估计并补偿目标机动所造成的相对运动不确定性和拦截运动过程中的不确定性,半实物试验显示闭环系统的动态品质优异,由各种干扰所引起的滚转角误差可迅速回零并稳定地停留在零位附近。

李顺利、李立涛、杨旭针对具有柔性太阳帆板和柔性天线等附件的柔性多体卫星,提出了一种双自抗扰串级控制方案,大大地简化了柔性多体卫星动力学建模的复杂性。仿真结果表明,其所设计的自抗扰控制器具有较小的稳态误差、较快的动态响应,对于干扰有较强的抑制能力。

齐乃明、秦昌茂等针对高超声速飞行器无动力再入的姿态控制问题,通过构造连续光滑的 ESO,应用自抗扰串级耦合控制技术,设计了便于实际应用的高超声速飞行器自抗扰姿态控制器。仿真结果表明,控制系统具有良好的动态品质和跟踪性能,能够克服气动参数大范围摄动的影响,具有较好的鲁棒性,相关指标显著优于对比仿真的黎卡提方程(SDRE)控制方法。

赖爱芳、郭毓、郑立君设计了一种单 ESO 结合双非线性 PID 的航天器串级控制方案,内环 ESO 反馈,外环直接反馈,并采用 TD 安排过渡过程。仿真结果表明,该控制器能很好地估计并补偿系统受到的持续干扰,而且对航天器动力学参数的不确定性具有较好的鲁棒性,满足航天器姿态快速机动和高稳定度的控制要求,性能指标明显优于 PD 控制。

吴忠、黄丽雅、魏孔明、郭雷设计了基于复合量测信息的扩张状态观测器,对航天器状态以及内外干扰进行观测,采用复合误差对状态估计进行校正。运用一个环路的自抗扰控制器,实现航天器的姿态控制,并完成内外干扰的补偿。

康莹、李东海、老大中将二阶线性自抗扰控制方法运用于航天器动力学姿态控制,并与带趋近律的 SMC 进行了对比研究。通过阶跃响应指令跟踪实验、抗干扰实验以及参数摄动实验等,全面比较了两种方法的有效性、抗干扰能力和鲁棒性。仿真结果表明,两种方法都能有效地控制此航天器的姿态,但与带趋近律的 SMC 相比,ADRC 具有更强的抗干扰能力和性能鲁棒性。

7.3 过程控制

过程控制是以工业生产过程为对象,运用自动化手段对其结构、运行方式或者算法进行调整或优化,对过程中的信息进行综合处理,使被控量接近给定值或保持在给定范围内的行为或过程。过程控制在石油、电力、化工、冶金等行业中有广泛的应用。表征过程的主要参量有温度、压力、流量、液位、成分、浓度等。过程控制的根本目标,是通过对过程参量的控制,使生产过程中产品的产量增加、质量提高、能耗减少,最大

程度提高效益。但是,生产过程一般都具有物理参量变化缓慢、时滞现象明显、物理量之间耦合影响严重的特性,使得过程控制极具挑战性。

7.3.1 电力系统控制

电力系统是将自然界的一次能源(包括火力、水力、风力、太阳能等)通过发电动力装置转化成电能,再经输送、转换和配置将电能供应到最终用户的生产与消费系统,涉及发电、输送电、变电、供配电以及用电等环节。除最终的用电环节外,前面的电能生产与输送环节都属于典型的企业生产过程。为实现电能生产与输送的安全稳定以及效益最大化,各个环节应具有相应的自动控制功能,但是各环节普遍存在的非线性、扰动不确定、耦合等特性,使得电力系统的控制成为一个难题。

火电厂锅炉的过热器在高温、高压条件下工作,过热蒸汽温度的控制对于电厂的安全、经济运行有着重要影响。实际生产过程中,主蒸汽流量和压力、烟气温度和流速等外扰以及减温水内扰对过热蒸汽温度扰动频繁且扰动量较大。对象模型参数随工况变化,难以建立精确的数学模型。因此,过热蒸汽温度是一个有着大干扰、大延迟、时变性、不确定性和非线性的复杂热工对象,控制存在较大难度。

刘翔、姜学智、李东海等结合工程实际对ADRC中跟踪-微分器进行了合理简化,并将ADRC用于过热蒸汽温度串级控制系统。仿真结果表明,ADRC对模型的不确定性和外扰具有较强的适应能力,其控制品质要远优于常规的PID控制,显示出ADRC在热工过程控制中的良好应用前景。

火电单元机组协调控制系统是一个具有强耦合的多输入多输出系统,负荷和主蒸汽压力控制相互依赖、相互制约,机组动态特性本质上又是非线性的,锅炉侧存在很大的延迟。虽然可以利用锅炉的蓄热加快负荷响应速度(在增负荷时),但随着单元机组向大容量、高参数发展,蓄热的可利用裕度相对减小,因此火电单元机组协调控制存在较大的难点。黄焕袍、武利强、韩京清等提出将DEB基础之上的ADRC协调控制方案应用于火电单元机组协调控制,有效解决了单元机组非线性特性、机炉协调解耦以及锅炉时滞问题,具有很好的性能。在电厂热工控制实时仿真系统上的仿真结果表明,ADRC协调控制方案具有较高的实际应用推广价值。

郑勤玲、高志强、谭文针对典型火电厂生产过程,分析了其非线性、参数易变化、干扰不确定、大时滞、大惯性以及控制回路之间的动力学高度耦合等特点,指出抗干扰是火电厂控制问题的核心和主题,提出了火电厂过程自抗扰控制的解决方案。

汽包水位控制是发电厂锅炉控制的重要环节,水位控制的好坏直接影响到整个机组运行的安全与稳定。汽包水位与给水流量的动态特性随着负荷和燃烧工况的变化,呈现出非线性、不确定性、时滞等特性,其精确的数学模型往往无法获得。胡昌镁、任军结合线性ADRC的理论基础和典型二阶系统的动态特性指标,将线性自抗扰控制技术应用到某电厂汽包串级三冲量水位控制上,根据变化对象参数和蒸汽流量扰动实际仿真,在各项指标上,其鲁棒性和适应性均优于常规PID控制效果。

气化炉是整体煤气化联合循环发电技术(IGCC)中的关键部分,其运行性能直接影响到整个IGCC的发电效率。因此,必须对气化炉进行有效的控制。ALSTOM气化炉具有很强的非线性和大惯性,常规的控制方法难以满足运行条件下的各项控制指标。陈世和、李强、李东海等通过分析ALSTOM气化炉基准控制问题,将一阶线性自抗扰控制应用于该系统中,设计了两种控制方案。测试结果表明,在满足各种约束条件的前提下,其控制性能指标均达到了基准测试所提出的各项要求,且实时解耦能力明显,结构简单,优于传统控制器。

张金芳、姚恩利针对风电机组固有的大惯性和难以精确建立数学模型的问题,提出了一种模糊前馈与线性自抗扰结合的风电机组变桨距控制方法。该方法基于变桨距风电机组的数学模型,得出风电机组的输出有功功率;应用线性自抗扰控制器和模糊前馈控制器,在自抗扰控制器快速消除系统未建模部分摄动和外部扰动的基础上,通过模糊前馈控制器得到合适的前馈桨距角变化量,与线性自抗扰控制器的输出相加而得到桨距角设定值。该方法降低了系统的调节时间,增加系统的稳定性和可靠性,并且较现有传统控制器具有明显的优势。

付旺保、赵栋利、潘磊等通过分析交流励磁变速恒频风力发电机组的运行特点,将矢量控制技术与自抗扰控制器(ADRC)结合起来应用于双馈发电机空载并网控制,得到了一种新型并网控制策略。控制系统包括两个采用ADRC的电流控制器和一个基于微分检测的电压控制器。该控制方案不需要精确的电机参数就可以实现并网,控制器的设计也不需要建立精确的数学模型,既保留了矢量控制优良的动态性能,又解决了其依赖于电机参数的缺点。仿真结果表明,控制器对电机模型的不确定性和外部扰动变化具有较强的鲁棒性,并网控制系统具有优良的动态性能。

单相可再生能源并网发电系统是一类非线性系统,受电网和环境的影响,系统存在较强的外部干扰和非线性不确定因素。张森、吴捷针对该系统的工作特点,采用自抗扰控制技术来实现对系统的有效控制,使系统对扰动具有很好的适应能力;并在系统的扩张状态观测器和非线性状态误差控制器中引入非线性幂指数函数,使系统运算变得更加简单。仿真结果表明,与经典的PID控制方法相比,所设计的控制器具有更好的动态性能和鲁棒性。

扭振是造成风电机组传动系统零部件疲劳损伤的主要原因之一。为了通过控制减小风电机组传动系统疲劳载荷,姚兴佳、王晓东、单光坤等在分析风电机组传动系统中非线性不确定因素作用的基础上,设计了一种扭振抑制自抗扰控制器。该控制器将传动系统中的非线性不确定因素作用和外界扰动归结为系统总扰动,通过扩张状态观测器进行实时估计,并在发电机转矩控制中给予补偿,增强了控制器的适应性和鲁棒性。以3MW双馈风电机组为控制对象的试验结果表明,该控制器可以在不影响机组发电量的前提下抑制传动系统扭振,明显减小齿轮箱的转矩波动,从而减轻扭转载荷对主要零部件的疲劳损伤。

陈思哲、张森、吴捷等提出了电网电压不平衡工况下双馈感应电机(DFIG)的自

抗扰控制方法:通过推导电网电压不平衡工况下 DFIG 的电磁转矩表达式,计算出消除电磁转矩波动所需的负序转子电流,将其叠加到正序转子电流参考值上,减小电磁转矩波动;采用 ADRC 实现对转子电流的控制,减小对发电机精确模型的依赖,提高系统的鲁棒性。仿真结果表明,与传统的矢量控制策略相比,所提出的控制方案有效地减小了电网电压不平衡工况下 DFIG 的电磁转矩和无功功率波动,同时减小了不平衡电流,有利于延长 DFIG 风力发电机组的工作寿命。

范彬、王奔、吴怡敏等研究了多端高压直流输电系统的系统控制方法,建立轻型多端高压直流输电系统换流器暂态数学模型,设计了基于自抗扰控制技术的直流电压控制器和功率控制器,以实现有功功率、无功功率的完全解耦控制。对所建模型的仿真结果表明,在交流系统电压变化、短路故障及直流系统有功功率、无功功率变化时,直流系统均能实现稳定运行。

董莉莉、Zhang Yao、高志强针对多区域互联的大范围电力系统,研究了有功负载变化时对各区域频率、联络线功率交换以及整个电网效率的影响,以高效率的频率稳定为目标,提出了一种基于 ADRC 的分散负载频率控制(LFC)方案,通过调节区域控制误差(ACE)来抑制负载变化与系统不确定性,适用于包含热汽轮机或者水轮机的电力系统。频域分析表明了控制器的有效性,仿真结果验证了 ADRC 的稳定性和鲁棒性,比较研究也证明了自抗扰控制器相比于 GALMI PI 控制器这种当前电力行业主导控制器的优越性。

孙立、李东海、胡康涛致力于研究 ADRC 的过程工业应用问题,提出了一种新的 ADRC 机制。针对连续生产过程 ADRC 应用的需求与特点,引入了无扰动切换和抗饱和策略;基于鲁棒回路成形,开发了一套自动调节工具,用来获得合理的工艺参数,以保证 ADRC 切入控制回路时的系统安全;在调整 ESO 带宽过程中引入最大敏感度函数,来评价系统的鲁棒性;引入定量重调策略避免给定点跟踪过程中的比例放大作用。该策略经仿真和实验证实了其有效性,并在一个 1000 MW 发电厂的再生加热器得到应用。现场试验结果证实了自抗扰控制策略的优势,展现了其广阔的应用前景。

7.3.2 化工过程控制

化工过程广泛存在于石油工业、化学工业等工业生产中,是通过化学过程和物理过程共同作用发生物质结构、性质、形态转化的过程。其中的物理化学反应非常复杂,且对过程运行条件较为敏感。化工过程多是典型的非线性、大时滞、紧耦合系统,且存在多种不确定干扰,难以保持稳定的运行条件,使其控制非常复杂。

李海生、朱学峰、董宇针对连续搅拌槽反应器、pH 值中和、高纯度分离等本身具有严重非线性、控制十分困难的化工过程,采用二阶非线性自抗扰控制器来实施控制,并结合工程实际和理论分析,对其跟踪-微分器 TD 的设计予以简化。对连续搅拌槽反应器和 pH 值中和过程进行仿真,结果表明,基于自抗扰控制器的控制效果均

优于常规 PID 调节器的控制效果。

郑青、Chen Zhongzhou、高志强针对多输入多输出(MIMO)系统各通道间交叉耦合、存在不确定干扰的特点,基于线性自抗扰控制框架提出了独特的动态解耦控制(DDC)策略。应用该策略,通过主动估计并抑制过程模型动态和外部干扰的影响,可以很容易地将一个很大程度上模型未知、输入/输出同阶的多变量系统解耦。针对蒸馏塔、连续搅拌釜式反应器中两种化学过程的仿真结果表明,该策略在存在显著未知干扰和未建模动态的情形下可以获得良好的性能。在另一篇文献中对时变非线性非等温连续搅拌釜式反应器这一更复杂的对象的进一步仿真研究表明,自抗扰控制技术具有突出的优势,尤其是在抗扰性能上。相比于模型预测控制(MPC),ADRC 的设计和调整要简单得多。

郑勤玲、高志强致力于突破 ADRC 在解决有着大传输延迟对象控制的局限性,通过改进原有 ADRC 的扩张状态观测,构建了预测 ADRC 控制策略。仿真研究、硬件在环试验以及频率响应分析均表明,瞬态响应和稳定特性得到显著改善。在该研究中,假设延迟时间作代表对象的近似模型,大致已知。即使对于这样异常的假设,在常见的化学反应器和锅炉控制问题上,相比于现有基于扰动观测器的死区补偿和滤波史密斯预估等方法,他们所提出的 ADRC 方法仍在性能和鲁棒性上表现出显著的优势。

张园、孙明玮、陈增强针对强制循环蒸发系统液位与出料密度两个回路的非线性耦合问题,提出了一种基于粒子群算法的线性定常自抗扰解耦控制设计。通过引入虚拟控制量,将对象解耦配置为两个单输入单输出子系统,并对每个回路设计降为线性扩张状态观测器;对观测器动态线性化得到的近似积分器环节进行比例控制;在可能的大工况内通过粒子群算法优化控制增益耦合矩阵和比例增益。该算法避免了实时测量出料温度,降低了对传感测量的要求,提高了可靠性并降低了实施难度。数学仿真结果表明,该算法能有效地消除液位回路和出料密度回路的耦合作用,在大工况内具有很好的鲁棒性。

蒸馏塔是石化工业和化学工业中主要的能源消耗装置,其有效运作对节能和产品质量的提高至关重要。Fahad Al Kalbani、Zhang Jie 针对精馏塔产品成分控制提出了集成了自抗扰与推理反馈控制的推理自抗扰控制方法。托盘温度用来估计很难在线无延时测量的塔顶和塔底产品成分,利用主成分回归(PCR)建立软传感器克服托盘温度数据的共线性,然后将其与 ADRC 集成;为了克服软传感器估计和真实成分的差异导致的静态控制偏移,采用间歇平均更新来校正 PCR 模型预测。该策略在模拟的甲醇-水分离塔上得到了应用与验证。

7.3.3 冶金及金属加工过程控制

冶金及金属加工过程是从矿物中提取金属或金属化合物,用各种加工方法将金属制成具有一定性能的金属材料的过程。与化工过程类似,这一过程也是一种物理

与化学的复合作用过程,具有非线性、大惯性、时滞、强扰等特点,是控制工程领域的热点和难点。

魏远方、王玉华针对矿热炉电极系统提出了一种自抗扰控制策略的控制方法,设计了一种不依赖于对象模型的电极自抗扰控制器,并对其参数进行了整定。该系统与传统的单闭环恒流控制系统比较,增加了电极位置环。仿真实验表明,该控制系统不仅具有较强的鲁棒性,对内外干扰具有较强的抑制能力,而且具有较优的动态性能。

电渣重熔(ESR)是一种特殊的冶金技术,广泛应用于特种金属和合金钢的生产。高质量的 ESR 钢坯要求电极熔化速率和电极浸没深度在冶炼过程中获得均匀控制。由于 ESR 是一个具有时变、不确定和强耦合动态特性的复杂系统,采用传统的控制方法很难有效地实现相应的控制任务。为了解决电渣重熔过程的控制难题,孙昌跃提出了一种扰动解耦控制方法,该方法基于自抗扰技术拟抑制电渣重熔过程的参数变化和耦合效应。此外,该方法采用低通滤波器来限制控制信号的变化率,使得电渣重熔过程控制带宽得以扩展,并进一步提高该方法的鲁棒性和抗干扰能力。仿真结果表明,该方法不仅具有较好的解耦性能,而且对模型参数的不确定性和外扰具有较好的鲁棒性和适应性。

结晶器液位和铸坯拉速是连铸过程中两个比较重要的变量,存在耦合。对结晶器液位和铸坯拉速进行协调控制,一是提高连铸水平,二是保证铸坯表面和内在质量。更合理的钢水节奏是结晶器液位和铸坯拉速协调控制的目的。针对此问题,乔国林、童朝南、孙一康提出了不同于现在各自单变量控制的液位和拉速综合控制方法。通过实际对象,从机理角度推出模型,然后基于神经网络整定的自抗扰控制(ADRC)算法,对结晶器液位拉速协调控制系统进行仿真试验。仿真结果和现场曲线验证了该控制模型的准确性、可行性和有效性。

王丽君、童朝南、李擎等针对热连轧监控 AGC(自动厚度控制)大时滞系统具有不确定和干扰因素多等特点,采用线性降阶模型及参数优化设计,提出一种实用自抗扰控制(ADRC)控制方案,以满足简单、实用、易调、节能等工业界的要求。通过对被控对象和状态观测器的降阶,使得系统总扰动(内部不确定性、外部扰动)的实时估计由一个仅为一阶的扩张状态观测器就可实现。为了把所设计的实用 ADRC 与常规 ADRC、常规史密斯预估器和 PID 控制器进行公平比较,各控制器的最佳参数均采用变尺度混沌优化方法得到。仿真结果表明,两种 ADRC 的抗扰性和鲁棒性优于常规的史密斯预估器和 PID 控制器。与常规 ADRC 相比,实用 ADRC 的可调参数大大减少,能耗指标也明显降低。

进一步,针对热连轧板宽板厚多变量系统存在强耦合、大时滞和随机不确定等难题,王丽君、童朝南、李擎等提出了一种线性自抗扰动态解耦方案。考虑到系统的大时滞问题,在常规的降阶扩张状态观测器(ESO)之前,增加了一个纯时滞环节。仿真结果表明,优化后的 ADRC 不仅具有较好的解耦性能,而且对模型参数的不确定性

和外扰具有较强的鲁棒性和参数适应性。

张瑞成、童朝南针对轧机主传动系统存在不确定外扰与未建模动态，容易导致机电振动，进而影响板带材产量和质量的问题，建立了轧机主传动系统的模型，将不确定性外扰和未建模动态视为一个综合扰动项，利用扩张状态观测器对综合扰动项进行观测和补偿，设计了一种不依赖于对象模型的轧机主传动系统鲁棒控制器。仿真结果证明：该控制器比外扰负荷观测器控制系统具有更好的抗扰动能力，同时对系统内部参数如负载转动惯量、转矩常数等的摄动也具有较强的鲁棒性，有效抑制了由于轧制负荷周期性变化和轧制负荷突变引起的机电振动。

针对冷轧机由于轧辊偏心扰动引起出口厚度波动问题，王喆、王京、李静等提出了一种轧辊偏心自抗扰重复补偿控制策略。首先，设计改进型重复控制器对由轧制力反映出的偏心扰动信号进行高精度跟踪，从而在无需偏心扰动信号数学模型的条件下获得偏心补偿信号；然后，设计自抗扰控制器改善重复控制器的稳定性和鲁棒性，同时对轧辊偏心扰动进行快速补偿。仿真结果表明，所提出的控制方法在系统参数发生摄动及偏心信号发生变化的情况下，仍能够对轧辊偏心进行有效补偿。

张永康、张勇军、马润民从轧机主传动控制系统的角度出发，研究机电系统失稳模型和控制策略。在保证控制系统稳态和动态性能的前提下，对两惯性主传动机电系统模型进行简化，采用线性扩张状态观测器对系统内外总扰动进行观测，通过线性反馈和动态误差反馈方法，达到检测和控制机电系统失稳的目的，仿真和实验对控制效果进行了验证。研究结果表明，该方法在解决由轧机机电系统负荷变化引起的机电失稳方面具有显著效果。

7.4 其他应用

7.4.1 欠驱动系统控制

欠驱动系统是一种系统输入数少于系统自由度个数的系统，相比于普通系统，一般具有成本更低、结构更轻、体积更小等优点，在复杂控制系统（如宇宙飞船、航空机器人系统、水下车辆、机车系统、柔性机器人等）中的应用越来越广泛。然而，由于未建模动态、外力作用、非直驱变量行为的关联限制以及难以线性化等多种因素的影响，欠驱动系统的控制是一个极具困难和挑战性的问题。

墨西哥科亚卡科高等教育技术大学的 Mario Ramírez-Neria 等将 ADRC 应用于多种欠驱动系统，取得了令人惊讶的控制效果。

古田摆（也称为旋转钟摆）是世界各研究所、实验室最常见的欠驱动系统之一，适用于测试不同的线性或非线性控制策略。该系统有一个控制输入端，两个机械自由度。由于重力、科里奥利力、向心力以及加速度耦合，该系统呈现典型的非线性特性，并且无法反馈线性化。Mario Ramírez-Neria、Hebertt Sira-Ramírez、Rubén Garrido-

Moctezuma 等在古田摆的轨迹跟踪控制中引入 ADRC 方案。在围绕任意平衡点对系统平直正切线性化的基础上,设计了基于线性观测器的线性 ADRC 控制器,平直度控制和 ADRC 方法的结合有利于在线估计并消除线性化时忽略掉的高阶非线性影响,使得横臂通过驱动钟摆大幅度远离初始平衡点实现快速的轨迹跟踪。在整个运动过程中,水平臂跟踪期望的余角位置参考轨迹,未驱动的垂直摆臂保持在不稳定的位置而不倒下。通过实验(包括与滑模控制的对比试验),给出了令人信服的结果。

进一步,Mario Ramírez-Neria 等以常见的球杆系统(BBS)为例,给出了这类非线性欠驱动系统 ADRC 控制器设计的系统过程。基于线性 ESO,线性化过程中忽略掉的非线性被大体上估计并补偿,使得轨迹跟踪任务即使显著地远离平衡点也能完成。切线模型的平直度提供了独特的结构特性,使得 LESO 设计得以低阶级联分解,极大地改善了传统全阶、高增益观测器中存在的噪声和峰值分量。实验结果验证了该方法的稳定性以及扰动情况下轨迹跟踪的有效性。

7.4.2 并联机器人控制

并联机器人(机械手)相对于串联机械手,具有某些独特的优势,如:更高的刚度,更轻、更快的结构,更好的动力分配等,可以实现大负载情况下更好的操纵性能和良好的定位精度,因此被较广泛地应用于触觉设备、提升机构、产品运输装置以及飞行模拟器等产品中。

由 Clavel 开发的 Delta 机器人是一个四自由度并联机器人,它具有如下两个特点:正运动学问题的简化方案;位置和移动平台的方向天然解耦。

LUNG-WEN TSAI 提出的 Delta 机器人变型去掉了结构中的球形接头,使它只有三个转动自由度。

Mario Ramírez-Neria、Hebertt Sira-Ramírez、Alejandro Rodríguez-Angeles 等针对上述三自由度 Delta 并联机器人的输出轨迹跟踪问题,基于纯线性高增益扰动观测和线性反馈控制技术,提出了一种自抗扰控制器设计方法。利用广义比例积分观测器(GPI),经过输出积分注入,抵消掉零均值测量噪声的影响;外部干扰和内部干扰作为整体被估计得到并提供给控制器,实现实时扰动抑制;同时,与平整度输出测量值相关的相位变化,也被估计出来,用于实现线性多变量输出反馈控制策略。该控制方案避免了传统上较为繁杂的计算力矩方法,缩短了计算时间,并减轻了对对象精确模型的依赖。仿真与实验结果表明,与传统基于模型的技术相比,该控制器能在受到内、外不确定扰动时获得更好的控制效果。

参考文献

- [1] Gao Z, Hu S, Jiang F. A novel motion control design approach based on active disturbance rejection[C]//Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, 2001. IEEE, 2001,

5:4877-4882.

- [2] Goforth F J. On motion control design and tuning techniques[C]//Proceedings of the 2004 American Control Conference. IEEE, 2004, 1: 716-721.
- [3] Zheng Q, Gao Z. Motion control design optimization: problem and solutions[J]. International Journal of Intelligent Control and Systems, 2005, 10(4): 269-276.
- [4] 周伟科,吕强,单东升,等.自抗扰控制在坦克炮控执行机构中的应用[J].火炮发射与控制学报, 2009(3):18-21.
- [5] 李伟,杨刚,陈腾飞,等.某全闭环操瞄系统的火炮身管指向控制研究[J].兵工学报, 2015, 36(9):1811-1818.
- [6] 叶镭,夏元清,付梦印,等.无人炮塔炮控系统自抗扰控制[J].控制理论与应用, 2014(11): 1580-1588.
- [7] 彭绍雄,翟亚南.导弹发射装置随动系统自抗扰控制器设计[J].舰船电子工程, 2014, 34(12): 200-204.
- [8] 张伟,陈宇中,胡永明.遥控武器站的自抗扰控制[J].国防科技大学学报, 2011, 33(1):44-46.
- [9] 郑颖,马大为.火箭炮位置伺服系统自抗扰控制[J].兵工学报, 2014, 35(5):597-603.
- [10] 郑颖,马大为,姚建勇,等.火箭炮两轴耦合位置伺服系统线性自抗扰控制[J].兵工学报, 2015, 36(6):987-993.
- [11] 邱晓波,窦丽华,单东升,等.光电跟踪系统自抗扰伺服控制器的设计[J].光学精密工程, 2010, 18(1):220.
- [12] 汪永阳,戴明,丁策,等.光电稳定平台中高阶扰动观测器的应用[J].光学精密工程, 2015, 23(2):459-466.
- [13] 魏伟,戴明,李嘉全,等.航空光电稳定平台的自抗扰控制系统[J].光学精密工程, 2015, 23(8): 2296-2305.
- [14] 王帅,李洪文,孟浩然,等.光电望远镜伺服系统速度环的自抗扰控制[J].光学精密工程, 2011, 19(10):2442-2449.
- [15] 于海滨,肖本贤,郁杭,等.基于改进型 ADRC 的双轴伺服系统摩擦补偿研究[J].合肥工业大学学报(自然科学版), 2010, 33(11):1634-1638.
- [16] 杨福广,李贻斌,阮久宏,等.基于 ADRC 的低速位置伺服系统及其仿真[J].山东大学学报(工学版), 2009, 39(6):48-52.
- [17] Wu D, Chen K. Design and analysis of precision active disturbance rejection control for noncircular turning process[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7):2746-2753.
- [18] Wu D, Chen K, Wang X. Tracking control and active disturbance rejection with application to noncircular machining[J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2007, 47(15):2207-2217.
- [19] 吴丹,赵彤,陈恳.快速刀具伺服系统自抗扰控制的研究与实践[J].控制理论与应用, 2013, 30(12):1534-1542.
- [20] 黄一,薛文超.自抗扰控制:思想、应用及理论分析[J].系统科学与数学, 2012(10):1287-1307.
- [21] Vincent J, Morris D, Usher N, et al. On active disturbance rejection based control design for superconducting RF cavities[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section

- A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2011, 643(1): 11-16.
- [22] Texas Instruments. TI InstaSPIN Motor Control Solutions. <http://www.ti.com/ww/en/mcu/instaspin/instaspin-motion.shtml?DCMP=c2x-ismot&HQS=instaspin-motion>.
- [23] Texas Instruments. TI InstaSPIN-FOC and InstaSPIN-MOTION™ User's Guide. <http://www.ti.com/lit/ug/spruhj1f/spruhj1f.pdf>.
- [24] David Stopher. Motoring Along. OhioLINK Electronic Theses and Dissertations Center. https://etd.ohiolink.edu/!etd.send_file?accession=case1377479143&disposition=inline.
- [25] Huang Y, Xu K, Han J, et al. Flight control design using extended state observer and non-smooth feedback [C]//Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, 2001.IEEE, 2001, 1:223-228.
- [26] Sun M, Chen Z, Yuan Z. A practical solution to some problems in flight control [C] //CDC/CCC 2009, Proceedings of the 48th IEEE Conference. IEEE, 2009: 1482-1487.
- [27] 赵春哲, 黄一. 基于自抗扰控制的制导与运动控制一体化设计[J]. 系统科学与数学, 2010(6): 742-751.
- [28] 李顺利, 李立涛, 杨旭. 柔性多体卫星自抗扰控制系统的研究[J]. 宇航学报, 2008, 28(4): 845-849.
- [29] 齐乃明, 秦昌茂, 宋志国. 高超声速飞行器改进自抗扰串级解耦控制器设计[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2011, 43(11): 33-38.
- [30] 秦昌茂, 齐乃明, 朱凯. 高超声速飞行器自抗扰姿态控制器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(7): 1607-1610.
- [31] 赖爱芳, 郭毓, 郑立君. 航天器姿态机动及稳定的自抗扰控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(3): 401-407.
- [32] 吴忠, 黄丽雅, 魏孔明, 等. 航天器姿态自抗扰控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1617-1622.
- [33] 康莹, 李东海, 老大中. 航天器姿态的自抗扰控制与滑模控制的性能比较[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1623-1629.
- [34] 刘翔, 姜学智, 李东海, 等. 自抗扰控制器在过热汽温控制中应用的仿真研究[J]. 自动化学报(增刊B), 2000, 26: 187-191.
- [35] 黄焕袍, 武利强, 韩京清, 等. 火电单元机组协调系统的自抗扰控制方案研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(10): 168-173.
- [36] Zheng Q, Gao Z, Tan W. Disturbance rejection in thermal power plants [C]//Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese. IEEE, 2011: 6350-6355.
- [37] 胡昌镁, 任军. 线性ADRC在汽包水位串级三冲量控制上的研究与应用[J]. 中国电力, 2014(12): 28-31.
- [38] 陈世和, 李强, 李东海, 等. ALSTOM气化炉的线性自抗扰控制[J]. 华东电力, 2014, 42(3): 610-615.
- [39] 张金芳, 姚恩利. 模糊前馈与线性自抗扰结合的风电机组变桨距控制方法: CN103016266B[P]. 2014-10-19.
- [40] 付旺保, 赵栋利, 潘磊, 等. 基于自抗扰控制器的变速恒频风力发电并网控制[J]. 中国电机工程

学报,2006,26(3):13-18.

- [41] 张森,吴捷.基于自抗扰技术的光伏发电并网控制系统[J].控制理论与应用,2005,22(4):583-587.
- [42] 姚兴佳,王晓东,单光坤,等.双馈风电机组传动系统扭振抑制自抗扰控制[J].电工技术学报,2012,27(1):136-141.
- [43] 陈思哲,张森,吴捷,等.电网电压不平衡工况下双馈感应风力发电机组的自抗扰控制[J].控制理论与应用,2012(2):022.
- [44] 范彬,王奔,吴怡敏,等.轻型多端高压直流输电系统自抗扰控制策略研究[J].南方电网技术,2013,7(3):30-35.
- [45] Dong L,Zhang Y,Gao Z.A robust decentralized load frequency controller for interconnected power systems[J].ISA transactions,2012,51(3):410-419.
- [46] Sun L,Li D,Hu K,et al.On Tuning and Practical Implementation of ADRC:A Case Study from a Regenerative Heater in a 1000 MW Power Plant[J].Industrial & Engineering Chemistry Research,2016,55(23):6686-6695.
- [47] 李海生,朱学峰,董宇.自抗扰控制器在非线性化工过程控制中的应用[J].中南工业大学学报,2003,34(4):355-359.
- [48] Zheng Q,Chen Z,Gao Z.A dynamic decoupling control approach and its applications to chemical processes [C]//Proceedings of the 2007 American Control Conference. IEEE, 2007: 5176-5181.
- [49] Chen Z,Zheng Q,Gao Z.Active disturbance rejection control of chemical processes[C]//2007 IEEE International Conference on Control Applications.IEEE,2007:855-861.
- [50] Zheng Q,Gao Z.Predictive active disturbance rejection control for processes with time delay [J].ISA transactions,2014,53(4):873-881.
- [51] 张园,孙明玮,陈增强.强制循环蒸发系统线性自抗扰解耦控制的鲁棒设计[J].化工学报,2015,66(S2):263-270.
- [52] Kalbani F Al,Zhang J.Inferential Active Disturbance Rejection Control of a Distillation Column[J].IFAC-PapersOnLine,2015,48(8):403-408.
- [53] 魏远方,王玉华.矿热炉电极调节系统的双闭环自抗扰控制[J].铁合金,2011(5):21-24.
- [54] 孙昌跃.基于自抗扰动态解耦的电渣重熔过程控制[J].控制工程,2015,22(6):1093-1098.
- [55] 乔国林,童朝南,孙一康.基于神经网络自抗扰控制的结晶器液位拉速协调系统研究[J].自动化学报,2007,33(6):641-648.
- [56] 王丽君,童朝南,李擎,等.实用自抗扰控制在大时滞厚度自动监控系统中的应用[J].控制理论与应用,2012,29(3):368-374.
- [57] 王丽君,童朝南,李擎,等.热连轧板宽板厚的实用自抗扰解耦控制[J].控制理论与应用,2012,29(11):1471-1478.
- [58] 张瑞成,童朝南.轧机主传动系统自抗扰控制器设计与应用[J].控制理论与应用,2005,22(6):1005-1009.
- [59] 王皓,王京,李静,等.冷轧机轧辊偏心的自抗扰重复补偿控制[J].冶金自动化,2014,38(5):16-21.

- [60] 张永康,张勇军,马润民.轧机主传动机电系统失稳模型研究与自抗扰控制[J].工程科学学报,2015(S1):116-119.
- [61] Ramírez-Neria M,Sira-Ramírez H,Garrido-Moctezuma R,et al.Linear active disturbance rejection control of underactuated systems:The case of the Furuta pendulum[J].ISA transactions,2014,53(4):920-928.
- [62] Ramírez-Neria M,Sira-Ramírez H,Garrido-Moctezuma R,et al.On the Linear Control of Underactuated Nonlinear Systems Via Tangent Flatness and Active Disturbance Rejection Control:The Case of the Ball and Beam System[J].Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control,2016,138(10):104501.
- [63] Ramírez-Neria M,Sira-Ramírez H,Luviano-Juárez A,et al.Active disturbance rejection control applied to a delta parallel robot in trajectory tracking tasks[J].Asian Journal of Control,2015,17(2):636-647.

第8章

ADRC 应用实例： 运动控制振动抑制

8.1 运动振动问题

运动控制常见于工业过程、民用产品、军用装备以及航空航天等应用环境。从工厂物料输送、自动化挤压成形、机器人手臂控制，到计算机硬盘驱动、车辆驾驶控制、安防设备方位控制，再到武器平台驱动、瞄准机具稳定、运动载体机动以及飞行器、航天器轨迹控制等，均属于运动控制范畴。虽然由于应用环境以及控制对象、执行装置、驱动机构等环节特性的不同，这些具体的应用案例有着不同的系统特性与指标要求，但就控制机理而言，此类控制具有极大的相似性。基本方式是根据位置/速度/加速度的要求，和（或）多轴/多部件协调运动的需要调节执行驱动机构的运动，实现控制对象一定精度的定位/定速或者轨迹跟踪。

根据运动基本特性来分类，运动控制中的载体运动总体上可以分为平移运动和旋转运动两类。然而，无论是平移还是旋转，无论是定位/定速还是轨迹跟踪，运动的振动问题都是一个公认的控制难题。振动由系统的谐振模态导致，而谐振模态属于系统内部动态不可分割的一部分。按照物理规律，只要系统涉及运动，机械谐振将不可避免。运动中的振动会使系统动态特性发生变化，造成能源浪费和性能退化，因此振动的抑制或隔离问题非常重要。少数情况下，如果谐振模态的固有频率远高于系统闭环带宽，则影响基本可以被忽略。然而，如果谐振固有频率与系统带宽相近，谐振模态有可能被激发，造成系统振荡和失稳，而系统性能的改进会面临回路带宽限制的问题，控制设计就变成了棘手的问题。

谐振问题的处理，可以从结构改良与控制补偿两方面着手进行。工业上最常见的谐振主要由柔性联轴器（如齿轮箱、长轴和皮带等）引致，其对运动控制的影响可以等效视为弹簧。既然谐振由柔性装置导致，显然可以用刚性传动装置（如直接联轴

器)来代替皮带等柔性联轴器,消除或减少柔性环节,从而消除或减轻谐振。也可以通过增大机械阻尼、增加电机惯量等方法来抑制或减轻谐振。然而,这些结构改良方法成本过高,不少研究人员由此转向控制补偿方法,采用低通、陷波和双二阶等各类滤波器来降低谐振频率下的环路增益,达到抑制谐振的目的。也有部分研究者采用较为复杂的现代控制技术(比如自适应滤波、 H_{∞} 控制、回路成形、鲁棒时间最优控制等)来研究和解决振动问题。

然而,上面的补偿控制方法需要建立物理过程详细的数学模型,这在实际应用中往往难以实现。即便是付出很大代价获得的过程模型,在谐振频率下也往往会发生变化,使得各类控制补偿方法特别是陷波滤波器变得极其脆弱。而复杂的现代控制技术,结构复杂,难于设计、实现及参数整定,影响了相应方法的实用性。

在本章中,我们从主动扰动抑制的设计思想出发,探讨自抗扰框架下谐振控制的解决方案。ADRC 不依赖于模型的同时又可以结合模型完成扰动实时估计与消减的特性,自然而然成为运动控制振动与扰动抑制的选择目标。只需要很少的系统模型信息,就可使控制系统在较大范围内容忍系统未知动态的变化。采用这种框架时,谐振对于运动的影响,也就是转矩纹波,可被实时估计和消除,从而使得系统的动态特性在很大程度上类似刚体。

针对平移运动与旋转运动分类,以及已有的针对两类运动振动问题的形式化描述,本章分为旋转运动振动抑制与平移运动振动抑制两部分进行讨论。其中旋转运动振动抑制的内容及示例(见 8.2 节)主要基于克利夫兰州立大学赵申 2012 年发表的博士论文《Practical solution to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm》中第 5 章《The vibration suppression in motion control》的内容来组织;而平移运动振动抑制的内容及示例(见 8.3 节)主要基于张晗等 2016 年在 ACC 上发表的《An Active Disturbance Rejection Control Solution for the Two-Mass-Spring Benchmark Problem》一文来组织。

8.2 旋转运动控制振动抑制

8.2.1 问题描述与现有方法

1. 旋转运动谐振问题描述

旋转运动谐振问题可以简化表达为一个双惯量系统模型(由两个惯量环节与一个弹簧组成),如图 8-1 所示。电机(惯量 J_M)通过弹簧(弹性系数 K_S 、阻尼比 b_S)与负载(惯量 J_L)相连,在电机端施加驱动力矩 T_E ,电机与负载将产生相应的运动,两者的角位置、角速度、角加速度分别表征为 $\theta_M, \omega_M, \alpha_M$ (电机)以及 $\theta_L, \omega_L, \alpha_L$ (负载)。将该双惯量系统表征成控制系统常见的结构框图,如图 8-2 所示。

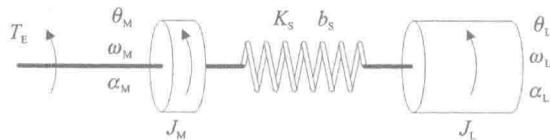


图 8-1 双惯量系统模型

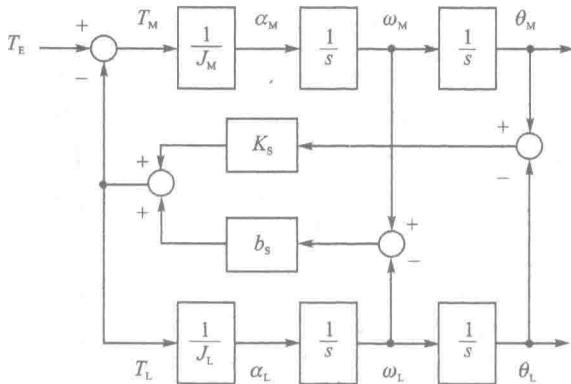


图 8-2 双惯量系统结构框图

通过对图 8-2 的简单推导,可以得到从输入 T_E 到电机端角速度 ω_M 与角位置 θ_M ,以及负载端角速度 ω_L 与角位置 θ_L 各输出的传递函数,其中 T_E 到 ω_M 的传递函数为

$$\frac{\omega_M}{T_E} = \frac{1}{(J_M + J_L)s} \cdot \frac{J_L s^2 + b_{ss} s + K_s}{J_p s^2 + b_{ss} s + K_s} \quad (8-1)$$

其中 $J_p = J_M J_L / (J_M + J_L)$ 。

同理,可以得到其他传递函数分别为

$$\frac{\theta_M}{T_E} = \frac{1}{(J_M + J_L)s^2} \cdot \frac{J_L s^2 + b_{ss} s + K_s}{J_p s^2 + b_{ss} s + K_s} \quad (8-2)$$

$$\frac{\omega_L}{T_E} = \frac{1}{(J_M + J_L)s} \cdot \frac{b_{ss} s + K_s}{J_p s^2 + b_{ss} s + K_s} \quad (8-3)$$

$$\frac{\theta_L}{T_E} = \frac{1}{(J_M + J_L)s^2} \cdot \frac{b_{ss} s + K_s}{J_p s^2 + b_{ss} s + K_s} \quad (8-4)$$

每个传递函数均由相乘的两部分组成,其中前一部分与刚体模型对应环节的传递函数完全一致,后一部分则包含了柔性环节引入的谐振因素。在所有 4 个传递函数中,谐振部分的分母 $J_p s^2 + b_{ss} s + K_s$ 会产生一个谐振频率 ω_R ,为双惯量系统的自然频率;而电机传递函数中谐振部分的分子 $J_L s^2 + b_{ss} s + K_s$ 则会产生一个反谐振频率 ω_{AR} ,为负载与弹簧(不包括电机)的自然频率。这两个频率可以通过下面二式计算得到:

$$\omega_R = \sqrt{K_S/J_p} \quad (8-5)$$

$$\omega_{AR} = \sqrt{K_S/J_L} \quad (8-6)$$

图8-3给出了刚体模型与双惯量系统柔性模型速度传递函数的伯德图对比。在低频段(低于反谐振频率),两个模型表现出的特性是一样的,柔性模型中的电机和负载连接成一个整体,类似一个刚体。随着频率升高,两个模型的特性逐渐出现分化,柔性模型中电机与负载的“硬”连接关系被断开,两者分别表现出不同的运动特性。当到达反谐振频率时,电机基本不动,而负载则会以反谐振频率振荡,电机与负载存在90°的相位差;而当到达谐振频率时,电机与负载以谐振频率相向振荡,两者存在180°的相位差。

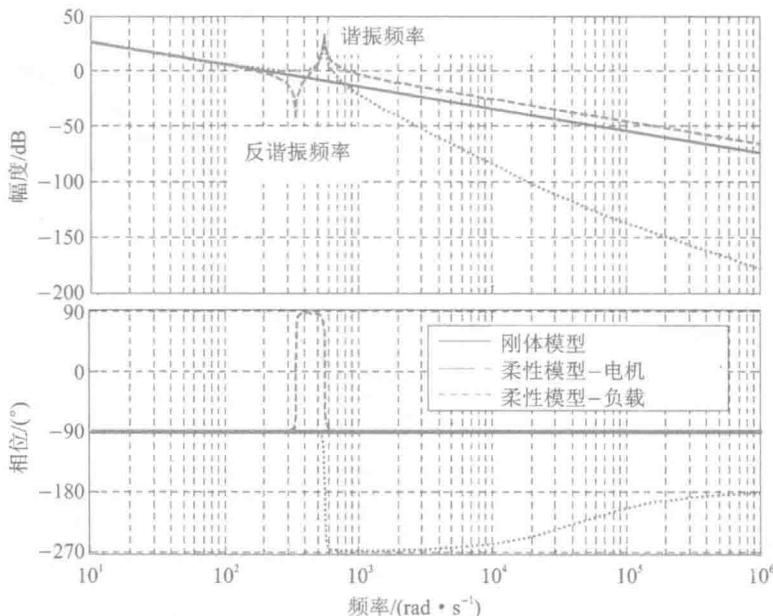


图8-3 刚体模型与双惯量系统柔性模型速度传递函数的伯德图对比

2. 旋转运动谐振处理常用方法

前已述及,对于运动控制谐振的处理可以从结构改良与控制补偿两方面进行。结构改良包括以刚性传动装置取代柔性联轴器、增大机械阻尼、增加电机惯量等。然而此类方法对于已有系统来说工程量大、代价较高,故工程上通常采用控制补偿来处理旋转运动的谐振问题。

工程上用来处理谐振的控制补偿方法主要是各种滤波器,比如形如式(8-7)的陷波滤波器常常用来降低谐振频率点的开环增益:

$$F_N(s) = \frac{s^2 + \omega_N^2}{s^2 + 2\zeta\omega_N s + \omega_N^2} \quad (8-7)$$

式中: ω_N 通常选择等于或近似等于谐振频率 ω_R , 而阻尼比 ζ 通常选择较小的值, 比如不超过 0.4。这种陷波滤波器通过衰减谐振频率及其附近频率的开环增益来抑制谐振, 增加增益裕度。

另一种形如式(8-8)的双二阶滤波器不仅用来衰减谐振频率处的开环增益, 还可以增加反谐振频率处的开环增益, 使旋转运动柔性系统更像刚体系统:

$$F_{BQ}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_N\omega_N s + \omega_N^2}{s^2 + 2\zeta_D\omega_D s + \omega_D^2} \quad (8-8)$$

式中: ω_N 通常选择等于或近似等于谐振频率 ω_R , 而 ω_D 通常选择等于或近似等于反谐振频率 ω_{AR} , 阻尼比 ζ_N 、 ζ_D 分别等于或近似等于 $b_S/(2J_P\omega_R)$ 、 $b_S/(2J_L\omega_{AR})$ 。理论上, 如果设计适当, 这种双二阶滤波器可以把式(8-1)、式(8-2)中的第二部分(谐振项)完全消除掉, 从而只剩下第一部分, 使得双惯量系统表现得像一个刚体系统。然而, 值得注意的是, 双二阶滤波器的作用仅仅体现在电机端, 对于以弹簧耦合连接到电机的负载端, 谐振依然存在。

此外, 上述基于滤波器的谐振控制补偿方法对于系统的参数变化(如负载惯量改变、弹簧弹性系数变化等)非常敏感, 甚至可能变得不稳定。而实际系统中, 参数变化是普遍存在的现象, 故使得此类补偿方法的实践应用受到挑战。

还有一种较为实用的谐振控制补偿方法是加速度反馈方法。电机加速度反馈可以降低电机对于加速度的响应, 相当于增加电机惯量, 从而抑制谐振。由于物理方法测量加速度常常不切实际或者代价过大且效果有效, 普遍的方法是采用一个隆伯格观测器来估计电机的加速度, 再将其用作反馈, 如图 8-4 所示。图中, \hat{J}_M 、 $\hat{\theta}_M$ 、 $\hat{\omega}_M$ 、 $\hat{\alpha}_M$ 分别表示 J_M 、 θ_M 、 ω_M 、 α_M 的估计值, K_A 为加速度反馈增益。该方法可以将电机的等效惯量增加 $1+K_A$ 倍(K_A 的具体取值取决于观测器量化噪声、电流回路相位滞后、电源变换器带宽等实际因素), 从而起到抑制谐振的效果。

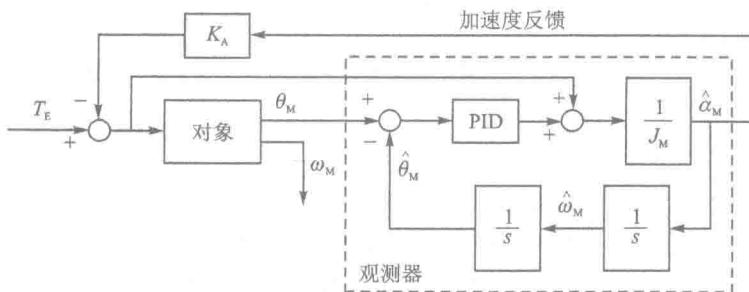


图 8-4 加速度反馈方法框图

在双惯量系统典型的工业配置中, 传感器通常安装在电机端, 或者观测器仅针对电机配置, 仅测量(或者估计)和反馈电机的运动信息, 这种做法可称为电机反馈。然而在大多数工业情况下, 控制的目标实际上是负载的运动。因此, 在负载端安装传感

器或者配置观测器并将测量或估计的负载运动信息用作反馈，是一种比电机反馈更直接的反馈替代方案，称为负载反馈。然而，虽然负载反馈提供了负载特性的直接信息，但相比于电机反馈，却存在相当大的相位滞后，使得控制设计更具挑战性。

8.2.2 旋转运动控制振动 ADRC 方案

ADRC 的核心思想是将系统的所有未知动态与外部干扰一起作为总扰动来处理，使用扩张状态观测器实时估计，并在控制律中加以消除。在这种方式下，不需要确切的系统模型就可以实施控制。本应用中，不管谐振的频率是多少，都可以将其看作总扰动的一部分。

为保证完整性，应该对速度控制和位置控制两种类型的运动控制都进行讨论，并分别研究在电机反馈和负载反馈两类反馈形式下的情况。然而，鉴于速度控制和位置控制的唯一区别是位置控制中的对象多了一个积分器，所以只讨论两种反馈形式下速度控制的 ADRC 结构重构问题。

1. 电机反馈下的速度控制

在式(8-1)中，令 $b_2 = 1/J_M$, $b_1 = b_S/(J_M J_L)$, $b_0 = K_S/(J_M J_L)$, $a_2 = b_S/J_p$, $a_1 = K_S/J_p$ ，并考虑外扰 w ，则式(8-1)可以写成

$$\ddot{y} + a_2 \dot{y} + a_1 \dot{y} = b_2 \ddot{u} + b_1 \dot{u} + b_0 u + w \quad (8-9)$$

式中： y 代表电机角速度 ω_M , u 代表电机端施加的力矩 T_E 。对等号两边同时进行两次积分，具有一阶相对阶的三阶系统变为如式(8-10)所示的一阶系统：

$$\begin{aligned} \dot{y} &= b_2 u + \left(-a_2 y - a_1 \int y dt + b_1 \int u dt + b_0 \iint u dt + \iint w dt \right) \\ &= b_2 u + f(y, \int y dt, \int u dt, \iint u dt, \iint w dt) \end{aligned} \quad (8-10)$$

这样，针对电机反馈下的速度控制的情况，构建了一个标准的一阶 ADRC 控制结构。类似地，对于电机反馈下的位置控制情况，可以构建一个标准的二阶 ADRC 控制结构。

2. 负载反馈下的速度控制

取参量 b_1, b_0, a_2, a_1 同电机反馈下的速度控制，考虑外扰 w ，则式(8-3)可以写成

$$\ddot{y} + a_2 \dot{y} + a_1 \dot{y} = b_1 \dot{u} + b_0 u + w \quad (8-11)$$

式中： y 代表负载角速度 ω_L , u 代表电机端施加的力矩 T_E 。对等号两边同时进行一次积分，具有二阶相对阶的三阶系统变为如式(8-12)所示的二阶系统：

$$\begin{aligned} \dot{y} &= b_1 u + \left(-a_2 \dot{y} - a_1 y + b_0 \int u dt + \int w dt \right) \\ &= b_1 u + f(\dot{y}, y, \int u dt, \int w dt) \end{aligned} \quad (8-12)$$

这样,针对负载反馈下的速度控制情况,构建了一个标准的二阶 ADRC 控制结构。

类似地,对于负载反馈下的位置控制情况,可以构建一个标准的三阶 ADRC 控制结构。

8.2.3 仿真与结果分析

1. 参数和过渡过程选择

仿真模型所用系统参数分别为: $K_S = 372 \text{ (N} \cdot \text{m})/\text{rad}$, $b_S = 0.008 \text{ (N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})/\text{rad}$, $J_M = 1.88 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_L = 3.13 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_P = 1.17 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。由此可得反谐振频率 ω_{AR} 为 345 rad/s(55 Hz),谐振频率 ω_R 为 563 rad/s (90 Hz)。

为便于对比分析(仅限于电机反馈模式),其他三种方法采用的参数(详见本章参考文献[4])分别为:① 陷波滤波器,自然频率 ω_N 取为 94 Hz,阻尼比 ζ 取为 0.4;② 双二阶滤波器, ω_N 取为 94 Hz, ω_D 取为 66 Hz,阻尼比 ζ_N 和 ζ_D 分别取为 0.006 和 0.0037;③ 加速度反馈,观测器 PID 参数取为 $K_{op}=200$, $K_{oi}=20000$, $K_{od}=400$,加速度反馈增益 $K_A=2.0$ 。

阶跃输入常作为仿真和实际测试的过渡过程参考输入,然而它的变化过于剧烈,而且包含的带宽很宽,会诱发系统谐振。因此,工业上广泛采用如图 8-5 所示的梯形轮廓代替阶跃输入,不仅变化较为缓和,也更为节能。

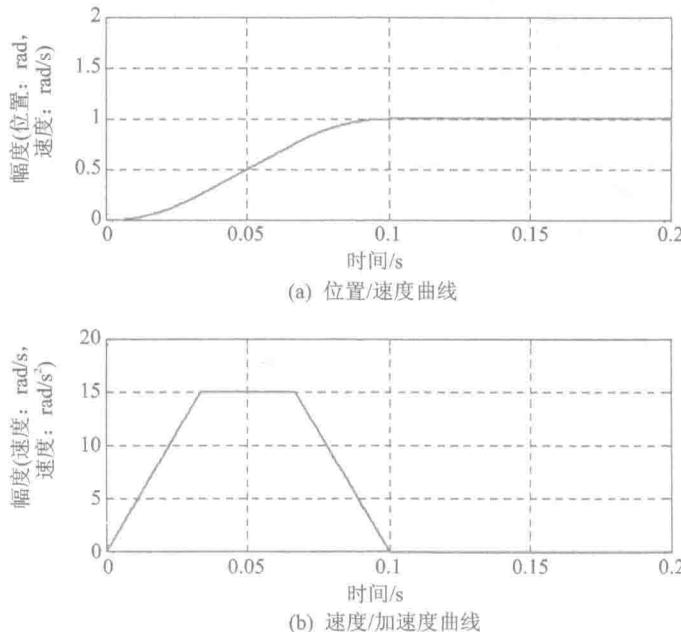


图 8-5 梯形过渡过程

即便使用梯形过渡过程,上升时间对系统性能仍然至关重要。上升时间越快,系统就越有可能产生谐振。为了避免产生谐振,仿真中将上升时间设置为介于0.05 s和0.1 s之间。

2. 电机反馈下速度控制仿真结果对比

将上升时间设置为100 ms,过渡过程开始时间分别设置为0.5 s和1 s时给电机施加1 N·m的负载扰动,对所提出的ADRC方法与陷波滤波器、双二阶滤波器以及加速度反馈方法进行了对比仿真。对比结果分别见图8-6、表8-1和表8-2。

注意:此处ADRC及旋转运动谐振控制其余部分涉及ADRC,ESO带宽(ω_o)与控制器带宽(ω_c)比率 α 统一设置为2。

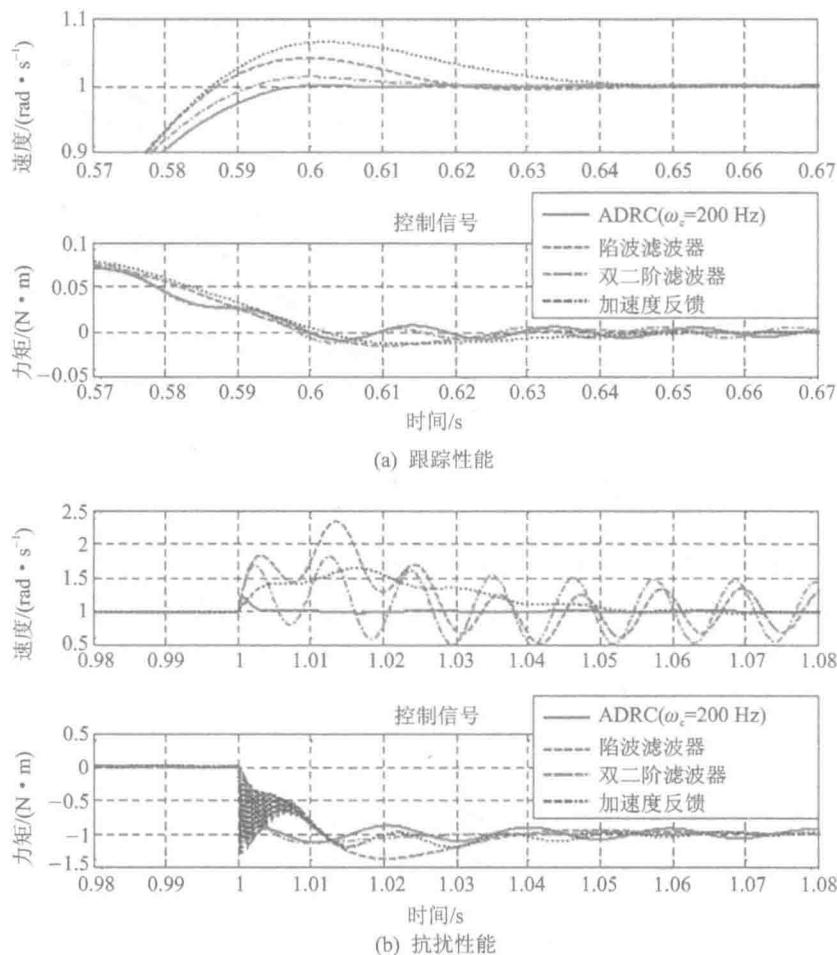


图8-6 电机反馈模式下速度控制电机端响应回比曲线

表 8-1 电机端速度控制跟踪性能对比

控制器结构	超调量/%	5%调节时间/ms
陷波滤波器	4.2	132
双二阶滤波器	1.4	112
加速度反馈	6.6	139
ADRC	$\omega_c = 50 \text{ Hz}$	0.8
	$\omega_c = 100 \text{ Hz}$	0.3
	$\omega_c = 200 \text{ Hz}$	0.1

表 8-2 电机端速度控制抗扰性能对比

控制器结构	最大误差/(rad · s ⁻¹)	5%调节时间/ms
陷波滤波器	1.35	>1000
双二阶滤波器	0.82	>1000
加速度反馈	0.66	101
ADRC	$\omega_c = 50 \text{ Hz}$	0.68
	$\omega_c = 100 \text{ Hz}$	0.40
	$\omega_c = 200 \text{ Hz}$	0.22

从跟踪性能对比来看：加速度反馈超调量最大；双二阶滤波器由于在传递函数中同时消掉了谐振项与反谐振项，超调量较小；ADRC 超调量更小，而且随着带宽的增加，超调量进一步减小。

从抗扰性能对比来看，加速度反馈比陷波滤波器和双二阶滤波器效果都要好，后面二者都存在较大的误差和震荡；ADRC 抗扰性能最好，而且随着带宽的增加，抗扰性能进一步提高。

值得注意的是，ADRC 在远超谐振频率的带宽下也可以工作良好，这对其他几种方法而言是很难实现的。根据本章参考文献[4]的讨论结果，采用陷波滤波器、双二阶滤波器以及加速度反馈方法设计得到的闭环带宽分别为 32 Hz、47 Hz 以及 37 Hz，远低于谐振频率(90 Hz)。而在 ADRC 方法中，当控制器带宽 ω_c 达到 200 Hz 时，ADRC 的闭环带宽可达 192 Hz，远高于谐振频率，显示出相比于其他几种方法明显的优越性。其对比结果见表 8-3。

在不改变控制器参数的前提下，通过改变负载惯量测试了几种控制器的鲁棒性能，负载惯量分别设为初始值的 0.9 倍、1.1 倍、2 倍以及 5 倍(见表 8-4)。结果表明，双二阶滤波器最为脆弱，在改变负载的 4 种情况下系统都不稳定。陷波滤波器在前 2 种负载变化情况下能保持稳定，后 2 种情况下则不稳定。加速度反馈和 ADRC

在4种情况下都能保持稳定,但当负载变为初始值的5倍时,加速度反馈的超调量高达17%;相比较而言,ADRC的电机超调量基本保持不变,但是负载振荡随着负载的增加变得更加明显。

表8-3 电机端速度控制系统闭环带宽对比

控制器结构	系统闭环带宽/Hz
陷波滤波器	32
双二阶滤波器	47
加速度反馈	37
ADRC $\omega_c = 200$ Hz	192

表8-4 电机端速度控制鲁棒性能对比

控制器结构	负载惯量变化			
	0.9倍	1.1倍	2倍	5倍
陷波滤波器	稳定	稳定	不稳定	不稳定
双二阶滤波器	不稳定	不稳定	不稳定	不稳定
加速度反馈	稳定	稳定	稳定	稳定(超调量17%)
ADRC $\omega_c = 200$ Hz	稳定	稳定	稳定	稳定(超调量基本不变)

3. 负载端控制响应仿真

前面讨论了电机端的响应特性。从实际应用的角度来看,负载端的响应特性可能更为重要。

图8-6显示出在所采用的控制策略下,电机端速度控制具有良好的响应特性;从负载端观察,却可能发生明显的振荡,如图8-7所示。

因此,针对负载端的响应要求,选用何种结构的控制器以及如何调节需要单独加以讨论。

1) 电机反馈负载控制

在电机反馈模式下,电机到负载的环节是一种开环结构。当电机被很好地控制时,负载端响应却会存在较大的振荡(参见如图8-7所示的结果),而我们所能做的只能是对电机实施控制。在这种情况下,留给我们的选项只有两个:要么改变电机的过渡过程,从而间接地影响负载的响应特性;要么降低电机的响应特性避免负载振荡。

表8-5和表8-6总结了电机反馈模式下,4种速度控制方法的负载响应特性。值得注意的是,最好的负载响应特性在 ω_c 为100 Hz处获得,说明负载响应的最优性能与最大带宽并不对应。其原因相当直观,电机回路带宽越高,电机轴的运动更快,反过来导致激发了柔性系统更多的谐振模式。

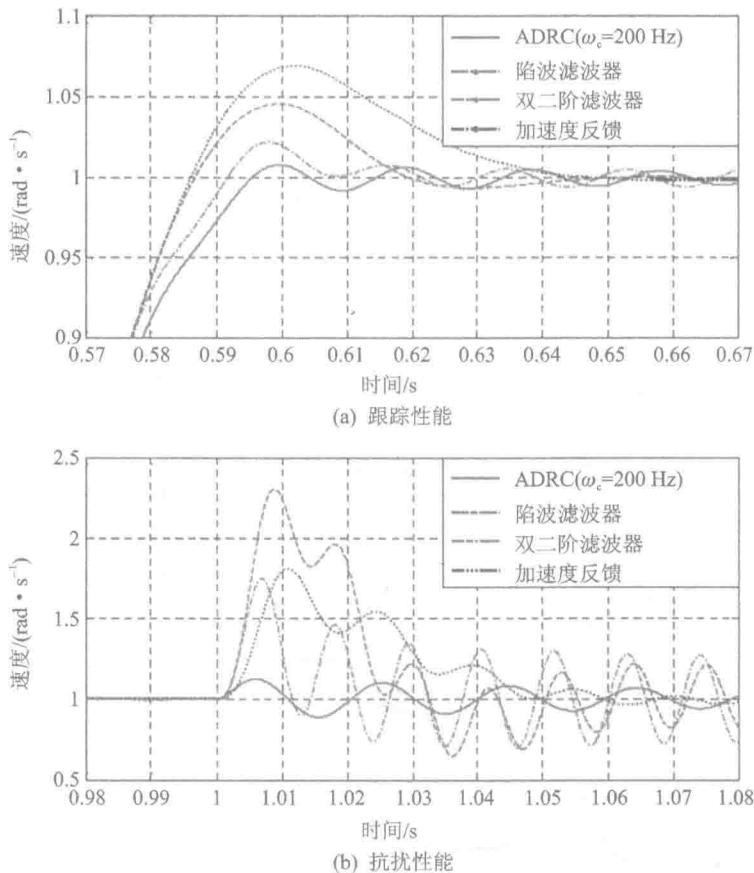


图 8-7 电机反馈模式下速度控制负载响应曲线

表 8-5 电机反馈模式下负载端速度控制跟踪性能对比

控制器结构	超调量/%	5%调节时间/ms
陷波滤波器	4.6	134
双二阶滤波器	2.2	226
加速度反馈	7.0	139
ADRC	$\omega_c = 50$ Hz	1.1
	$\omega_c = 100$ Hz	0.7
	$\omega_c = 200$ Hz	0.8

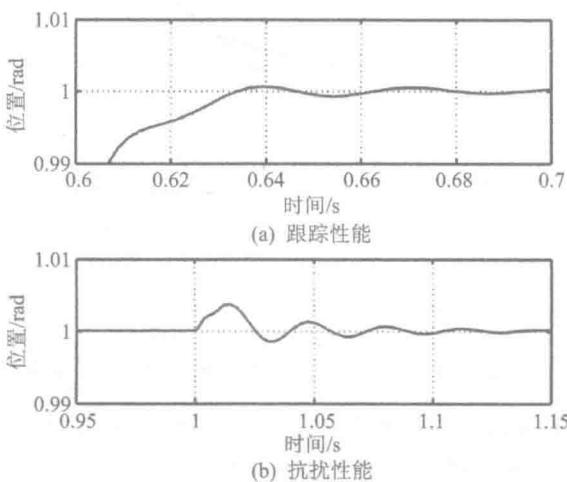
在电机反馈模式下,采用 ADRC 结构对位置控制进行了跟踪性能仿真,仿真结果(见表 8-7)与电机反馈模式下的速度控制结论类似,最好的性能在 40 Hz 中等带宽处获得(响应曲线见图 8-8),而当带宽超过 75 Hz 时系统变得不稳定。在稳定的带宽范围内,负载端始终有一些振荡,只是幅度相对较小,抗扰特性也较好。

表 8-6 电机反馈模式下负载端速度控制抗扰性能对比

控制器结构		超调量/%	5%调节时间/ms
陷波滤波器		1.30	>1000
双二阶滤波器		0.75	>1000
加速度反馈		0.81	116
ADRC	$\omega_c = 50 \text{ Hz}$	0.84	73
	$\omega_c = 100 \text{ Hz}$	0.38	154
	$\omega_c = 200 \text{ Hz}$	0.13	308

表 8-7 电机反馈 ADRC 位置控制负载响应

控制器带宽 ω_c/Hz	超调量/%	5%调节时间/ms
20	0.4	158
30	0.3	133
40	0.1	114
50	0.4	123
60	0.7	154

图 8-8 ADRC 位置控制负载响应曲线 ($\omega_c = 40 \text{ Hz}$)

2) 负载反馈负载端控制

在负载反馈模式下,输出测量取自负载端,也就是负载的位置或者角速度,这引入了更明显的相位滞后。注意:相比于电机反馈传递函数式(8-1)与式(8-2),负载反馈传递函数式(8-3)与式(8-4)少1个零点,剩下的1个零点朝7 kHz频率点移动。这意味着在谐振频率(90 Hz)处,存在一个附加的180°相位滞后,使得控制器设

计更具挑战性。但事实证明,负载反馈模式直接测量负载响应的优点超越了相位滞后的缺点。

将 ADRC 方法应用于负载反馈模式,采样频率取为 50 kHz,仿真显示可以获得很好的性能。当 ω_c 设为 100 Hz,上升时间设为 50 ms 时,超调量只有 0.1%,调节时间为 52 ms,如图 8-9 所示。可见负载反馈下负载端的响应大为改善,而振荡迁移到了电机响应中。这证明 ADRC 具有从主要关心的响应中移除振荡的能力。

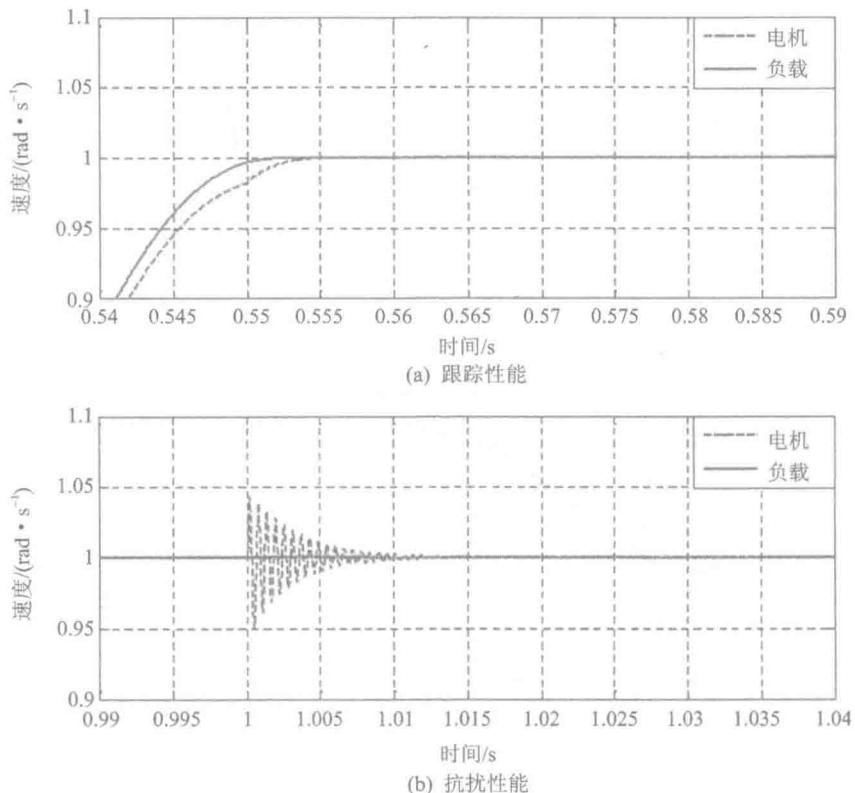


图 8-9 负载反馈模式下速度控制电机与负载响应曲线

负载反馈模式下 ADRC 位置控制的仿真结果如表 8-8 所列。注意:基本上没有超调量,仿真过程中也观测到了优异的抗扰性能。

表 8-8 负载反馈位置控制负载响应

控制器带宽 /Hz	超调量 /%	5% 调节时间 /ms
25	0.2	104
50	0.3	60
100	0.0	55

8.2.4 试验验证

在仿真比较的基础上,运用所提出的控制策略,针对电机反馈速度控制进行了硬件试验验证。试验利用 ECP(Educational Control Products)公司的 205 型扭转仪进行。为了实现快速验证,控制算法利用 MATLAB 的 real-time workshop 实时仿真环境实现。

1. 试验系统说明

205 型扭转仪通过一个柔性垂直轴联结上、中、下三个圆盘,每个圆盘上安装一个测量位置的编码器,下层的圆盘用直流伺服电机通过皮带和滑轮系统以 3:1 的减速比驱动。本试验中,由于只需要考虑用到双惯量系统的振动,上层的圆盘没有用到,皮带也被紧固以提供与仿真模型匹配的刚性连接。中层的圆盘还可以添加铜块来测试负载惯量变化的影响。

一台装有 MATLAB real-time workshop 实时仿真环境的台式计算机,用来运行控制算法;还安装了 Measurement Computing 公司的 PCI - QUAD04 四通道位置编码器输入卡和 PCI - DAS1002 模拟/数字多功能 I/O 卡,用于扭转仪接口通信。试验系统的实物照片如图 8-10 所示。图 8-11 所示为系统结构框图,清晰地展现了机械与电气联结关系。

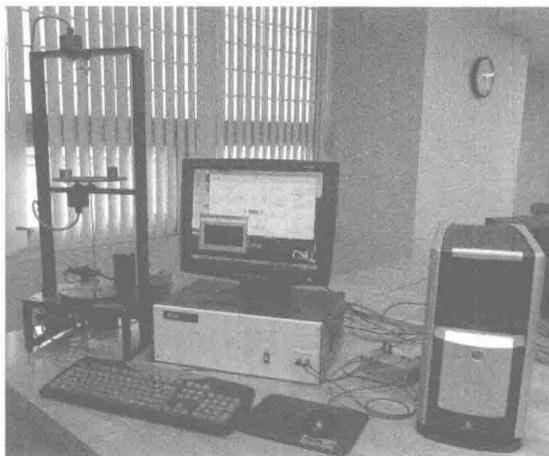


图 8-10 试验系统实物照片

2. 系统参数设置

电机转矩常数($K_T = T_E/U$)为 0.058 ($N \cdot m/V$)。编码器每转产生 16 000 个脉冲,故位置测量精度为 3.927×10^{-4} rad(6.25×10^{-5} 转)。角速度测量精度取决于采样率,采样率越高,精度越低,比如 500 Hz 时为 0.196 rad/s (0.031 25 r/s),1 kHz 时为 0.393 rad/s(0.062 5 r/s)。为得到较好的测量精度,速度控制采样率选择为 500 Hz。

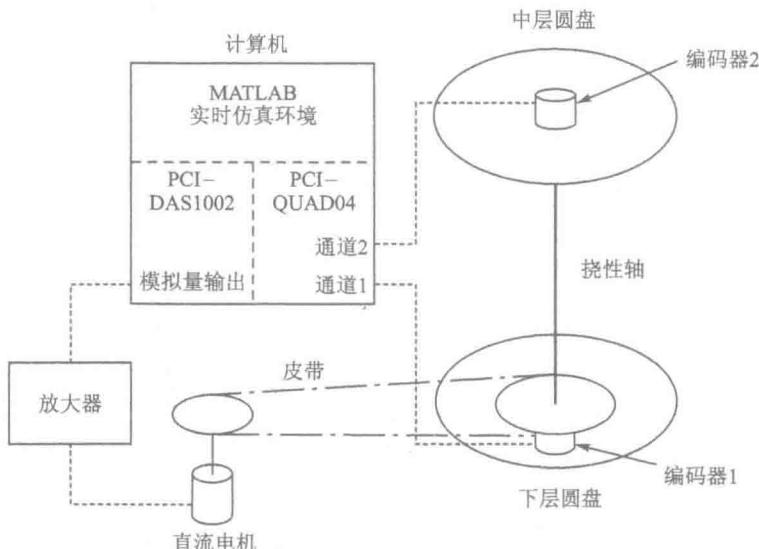


图 8-11 试验系统结构框图

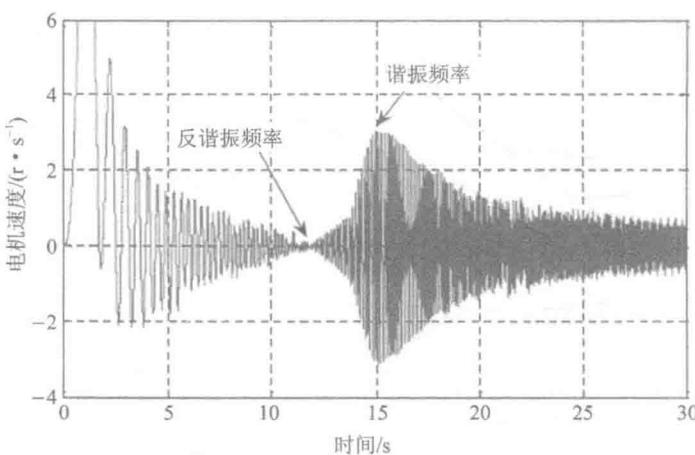


图 8-12 电机速度响应的频率扫描试验

试验采用了扫频仪来确定测试设备的参数。给扫频仪放大器施加幅度为 2 V 的调频信号,让频率在 30 s 内从 0.1 Hz 变化到 15 Hz,扫描得到了电机速度响应(如图 8-12 所示)。观测发现反谐振频率 ω_{AR} 与谐振频率 ω_R 分别位于 37.6 rad/s (5.99 Hz) 和 48.1 rad/s (7.65 Hz),谐振频率点的峰值角速度为 3.08 r/s。

由图 8-3 可以发现,在低频段,电机响应与负载响应一致,整个系统特性类似刚体系统。这种特性可以用来测试整个系统的总惯量 $J_T (= J_M + J_L)$ 。给系统施加 0.3 Hz 的正弦输入,发现此时增益为 $107.76 (r \cdot s^{-1}) \cdot (N \cdot m)^{-1}$,根据式(8-1)确定系统总惯量 J_T 为 $4.92 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。结合前面扫频仪得到的结果,根据式(8-5)、

式(8-6),求得系统其他参数分别为: $J_M = 3.01 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_L = 1.91 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $J_p = 1.17 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $K_s = 2.71 (\text{N} \cdot \text{m})/\text{rad}$, $b_s = 0.006 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$ 。

根据设备用户手册,电机惯量(包括直流电机惯量、皮带轮惯量以及下层圆盘惯量)约为 $2.65 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,负载惯量约为 $2.00 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,与测试结果相符。

3. 试验结果

试验采用梯形过渡过程,幅度设为8 r/s。由于试验系统的谐振频率相比于仿真模型较低,因此上升时间也选择较短的0.5 s。控制器采用8.2.2小节所述的ADRC结构,带宽设置为160 rad/s。试验分两次进行,第一次试验保持负载不变;第二次为了测试控制方法的鲁棒性,在中层圆盘上增加惯量为 $3.29 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 的负载,相当于2.7倍的负载变化。试验结果如图8-13所示。

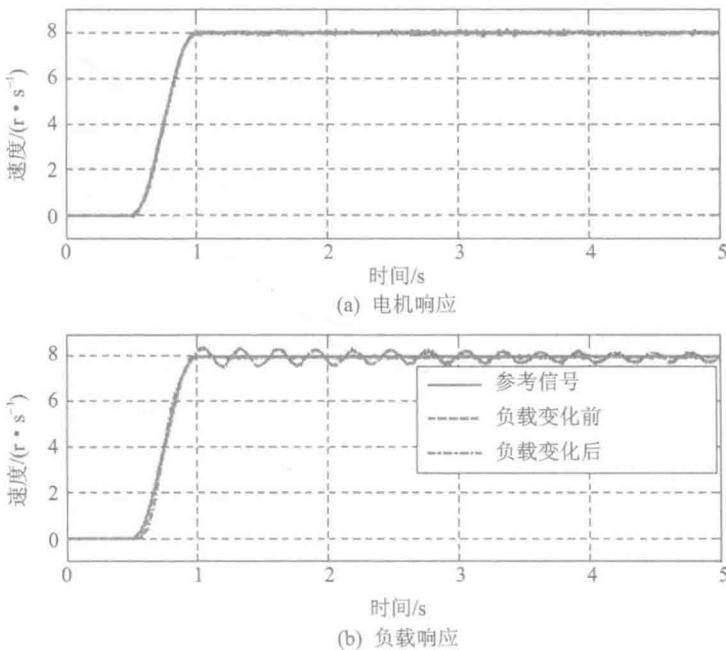


图8-13 速度控制硬件试验结果

由图8-13可以看出,在负载发生变化前,电机端响应与负载端响应特性都相当好。负载变化后,由于谐振频率随着负载增加而降低,而原来的过渡过程相比于新谐振频率略微偏快,因此电机端的速度控制保持得很好,负载端则展现出了预期的振荡特性。试验结果还表明,将上升时间降到1 s能显著减轻振荡。

根据系统模型,可导出系统的开环与闭环传递函数,并绘制出其伯德图,分别如图8-14、图8-15所示。由图8-14得到系统的相位裕度为50°,由图8-15得到闭环带宽为158 rad/s,远高于系统谐振频率(48.1 rad/s),说明应用提出的ADRC策略,系统的谐振模态被显著消减。

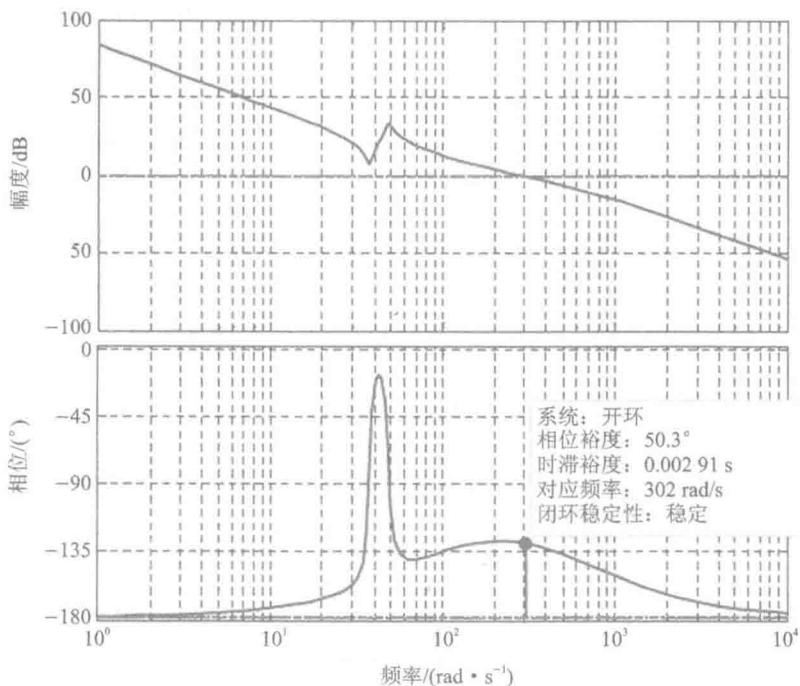


图 8-14 硬件试验开环伯德图

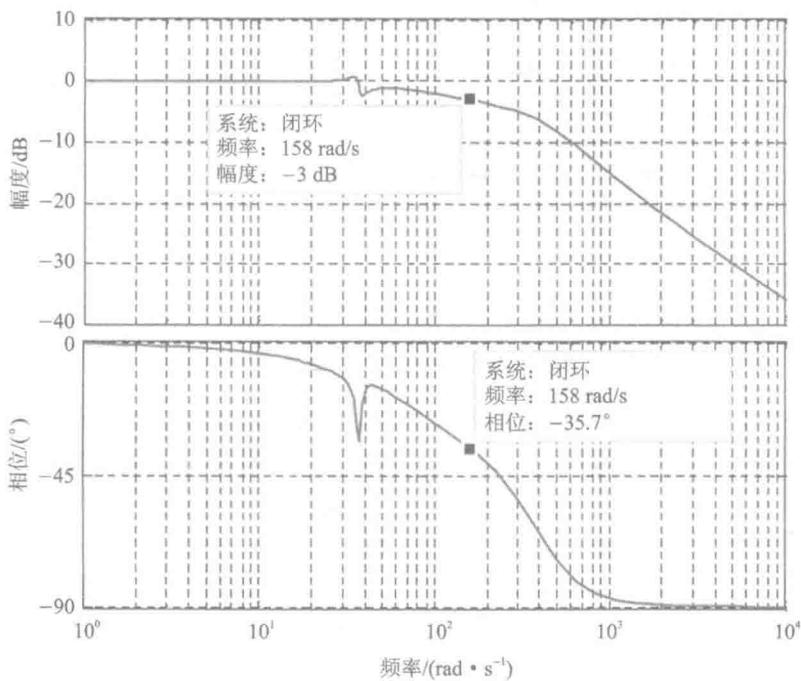


图 8-15 硬件试验闭环伯德图

8.2.5 旋转运动控制振动抑制结论

旋转运动的振动抑制问题本质是扰动的抑制问题,因此可以在ADRC的框架下寻求解决方案。通过仿真和硬件测试,并与现有的几种典型谐振抑制方法比较,展示出了ADRC方法的优越性。应用ADRC,不仅能很好地消除谐振,抑制大范围的扰动,具有很强的鲁棒特性,而且可以使控制器带宽突破谐振频率的限制,显著提升系统的动态性能。

8.3 平移运动控制振动抑制

8.3.1 平移运动控制的标准问题

美国亚利桑那州立大学的Bong Wie与密歇根大学的Dennis S. Bernstein在1990年的ACC(American Control Conference,美国控制会议)上将平移运动控制中常见的振动与扰动抑制问题形式化为以双质量块-弹簧系统(Two-Mass-Spring System)表达的标准问题,从而统一了各类平移运动振动与扰动控制方法的比较标准;之后,又在1992年的ACC上将问题进一步提炼,总结出了不同设计目标下的4类具体设计问题。

平移运动控制的标准问题(Benchmark Problems)的形式化提出,在控制界引起了广泛的关注,并吸引了当时及此后大量的研究者从不同角度运用不同方法对此问题进行研究与探讨。

1. 双质量块-弹簧系统描述

双质量块-弹簧系统标准问题模型如图8-16所示,由两个质量块 m_1, m_2 及一个轻质弹簧(弹性系数为 k)组成。

两个质量块可在水平面上自由滑动(不考虑平面摩擦力),中间以弹簧连接,由此产生了一个频率较低的谐振模态。

给质量块 m_1 施加控制信号(驱动力) u ,两个质量块将分别产生位移 x_1, x_2 。两个质量块的位置可被测量,并且都能作为系统的输出加以控制。由于低频谐振模态的存在,故 x_1, x_2 在频率较高时将有所不同。

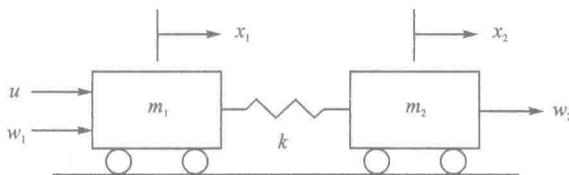


图8-16 双质量块-弹簧系统标准问题模型

将两质量块的位移与速度定义为系统状态变量(令 x_3, x_4 分别表示 m_1 与 m_2 的速度), u 作为系统输入(控制量), x_2 作为系统测量输出, 并考虑两质量块分别存在外部干扰 w_1, w_2 , 位置测量存在噪声。根据牛顿第二定律与胡克定律, 可得系统的状态空间表达如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -k/m_1 & k/m_1 & 0 & 0 \\ k/m_2 & -k/m_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/m_1 \\ 0 \end{bmatrix} (u + w_1) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1/m_2 \end{bmatrix} w_2 \\ y = x_2 + v \\ z = x_2 \end{cases} \quad (8-13)$$

其中, v 为测量噪声, z 为需要控制的输出。

2. 4 类设计问题

1) 第 1 类设计问题

按如下形式设计定增益线性反馈控制器:

$$\begin{cases} \dot{x}_c = A_c x_c + B_c y \\ u = C_c x_c + D_c y \end{cases}$$

满足以下性能要求:

- A. 对于标称系统, 即 $m_1 = m_2 = k = 1$, 在质量块 m_1 和(或) m_2 上施加单位脉冲扰动, 受控输出($z = x_2$)调节时间约为 15 s。
- B. 在 $0.5 < k < 2.0$ 且 $m_1 = m_2 = 1$ 情况下, 闭环系统稳定。
- C. 闭环系统对高频测量噪声不敏感。
- D. 通过选择合理的带宽, 实现合理的性能/稳定鲁棒性、合理的增益/相位裕度。
- E. 使用合理的控制力(比如最大控制输入)。
- F. 控制器结构不能过于复杂(比如阶数不能太高)。

2) 第 2 类设计问题

第 2 类设计问题大部分性能要求均与第 1 类设计问题相同, 但要求 B 改为: 在 m_1, m_2 和 k 三个参数(标称值 $m_1 = m_2 = k = 1$)具有不确定性的情况下, 稳定鲁棒性达到最大。

3) 第 3 类设计问题

第 3 类设计问题大部分性能要求均与第 1 类设计问题相同, 但要求 A 改为: 对于系统 $m_1 = m_2 = 1, 0.5 < k < 2.0$, 给质量块 m_1 和(或) m_2 施加频率为 0.5 rad/s, 但幅值(恒值)与相位未知的正弦扰动, 闭环系统受控输出 z 达到渐进的扰动抑制, 调节时间约为 20 s。

4) 第4类设计问题

针对单位阶跃指令跟踪问题设计定反馈/前馈控制器,使受控输出 z 满足如下性能要求:

- A. 控制输入范围 $|u| \leqslant 1$ 。
- B. 瞬态性能要求:调节时间和超调量都达到最小。
- C. 鲁棒性要求:在 m_1, m_2 和 k 三个参数(标称值 $m_1 = m_2 = k = 1$)具有不确定性的情况下,性能鲁棒性与稳定鲁棒性均达到最大。
- D. 如果要求B与要求C存在冲突,需要在性能与鲁棒性之间合理折中。

3. 设计问题任务要求

对于每个设计(如果适用),请提供:

- ① 控制矩阵($\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c, \mathbf{D}_c$)和(或)补偿器零极点。
- ② 增益和相位裕度。
- ③ 标称系统变量 x_1, x_2, u 的时间响应。
- ④ 测量噪声承受能力的证据。
- ⑤ 性能/稳定鲁棒性证据(如:真实参数边界或 μ)。

设计者需要在标准问题之外,综合实际设计其他问题(如未建模动态、带宽限制、时间延迟等)合理地进行权衡与折中。

8.3.2 平移运动现有控制方法

在标准问题提出之后,很多研究者针对这一问题,提出了各种各样基于不同技术的抑制方法,比如 H_{∞} 控制、回路成形、多目标差分进化算法、最大熵与最优投影、鲁棒时间最优控制以及其他鲁棒控制技术,如代价平均技术、鲁棒LQR、非线性矩阵不等式(NMI)等。

为了从不同方面研究和解决振动问题,一些研究者还提出和研究了一些改进版本的标准系统。2010年,一种结合前馈与反馈具有成形输入的方案被提出以处理过渡过程跟踪问题;一些包含机械摩擦的标准问题变型采用积分二次约束、二自由度控制器等进行了研究。

标准问题的挑战性在于系统动态与外部受力的不确定性。现有的典型解决方案是对这两者分别对待:系统动态不确定性导致的鲁棒性问题与外部扰动的抑制问题。相应地控制问题被人为割裂成两类单独的问题,即调节问题与鲁棒性问题。根据系统的精确模型设计调节器,而对于参数不确定性的容差范围则采用鲁棒控制设计方法来处理。

基于ADRC的核心思想与基本结构,张晗等提出以一种一体化的框架同时处理双质量块-弹簧系统中的振动和鲁棒性问题。将理想的串联积分器作为对象的标准型,而将其余动态与扰动(包括振动)统一当作总扰动并扩张成新的状态,而后实时加

以估计和消除。

8.3.3 双质量块-弹簧系统开环分析

在 8.3.1 小节所描述的双质量块-弹簧系统(如图 8-16 所示)中添加摩擦系数为 c 的阻尼器,重新得到其基本结构(如图 8-17 所示)。

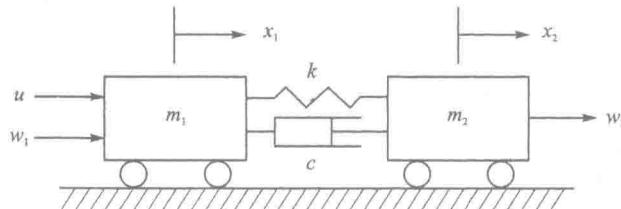


图 8-17 含有阻尼器的双质量块-弹簧系统

基于式(8-13),含有阻尼器的双质量块-弹簧系统的状态空间形式表示如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k}{m_1} & \frac{k}{m_1} & -\frac{c}{m_1} & \frac{c}{m_1} \\ \frac{k}{m_2} & -\frac{k}{m_2} & \frac{c}{m_2} & -\frac{c}{m_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_1} \\ 0 \end{bmatrix} (u + w_1) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_2} \end{bmatrix} w_2 \\ y = [c_1 \quad c_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8-14)$$

其中 $c_1=1$ 和 $c_2=0$ 表示将质量块 m_1 的位置作为反馈,而 $c_1=0$ 和 $c_2=1$ 表示将质量块 m_2 的位置作为反馈。注意:在标准问题描述下, m_1 、 m_2 的标称值均为 1, 即 $m_1=m_2=1$ 。

双质量块-弹簧系统的伯德图如图 8-18 所示,包括所有 4 种组合情况:有摩擦或者无摩擦, $y=x_1$ 或者 $y=x_2$ 。伯德图显示出了系统的动态特性和控制的难度。首先,在低频段(低于反谐振频率),所有 4 种模型都表现为类似理想的双重积分器对象,相位差正好为 180° 。这直观地说明,当运动缓慢时,两个质量块可以看作为刚性联结的整体。而当频率增加,也就是运动速度加快时,两个质量块的类似刚性联结逐渐断开,二者运动产生分化,在相位图中可以看到明显的变化。

值得注意的是,当质量块之间没有摩擦时,两个质量块在谐振频率附近存在一个 180° 的相位差,表示两个质量块相对运动。也就是说, x_1 、 x_2 在相对振荡。对比而言,当存在摩擦时, x_1 、 x_2 之间的相位差只有 90° , 振荡情况不太严重。

根据伯德图分析,当 $y=x_2$ 且 $c=0$ 时控制问题最具挑战性,因为对象不能用低阶模型近似,控制器必须处理全部系统动态。

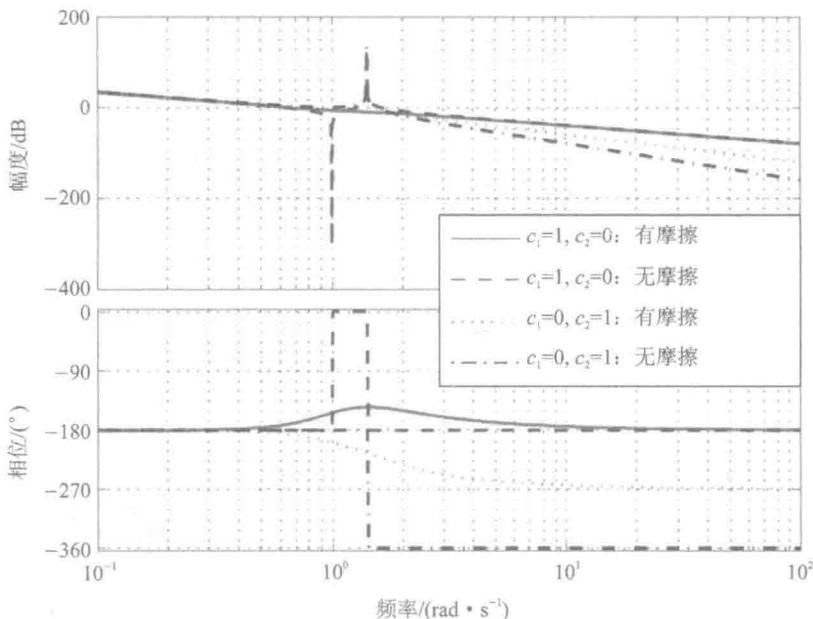


图 8-18 不同反馈点与摩擦情形下的位置伯德图

8.3.4 双质量块-弹簧系统 ADRC 控制方案

针对双质量块-弹簧系统控制问题的挑战性以及 ADRC 方法在扰动抑制上的优越性,将 ADRC 用于双质量块-弹簧系统控制是一种自然而然的结果。我们知道 ADRC 作为一种通用控制方法,并不需要串联型积分器之外的详细模型信息,而且能处理大范围的参数不确定性。但在实际应用中,通常而言,应用者或多或少会对系统动态有一定的了解,可以用一定程度的数学模型来表达。这样,依照第 3 章所讨论的算法,我们可以将已知的模型信息加入到 ADRC 框架中设计模型辅助的 ADRC,这样可以在保证系统性能的前提下降低观测器带宽,使控制器的工作更为有效。

在下面的设计中,假定两个质量块之间没有摩擦,希望通过 ADRC 控制第二个质量块位置,使得在质量块 m_2 施加脉冲扰动 w_2 时,系统能在限制时间内恢复到平衡态,如标准问题第 1 类设计所要求的那样。为了展示模型辅助 ADRC 相对于无对象模型的标准 ADRC 在双质量块-弹簧系统标准问题控制上的改进效果,这里分别设计了两种算法来对比讨论。

1. 设计策略

当系统没有摩擦且扰动来自于 w_2 时,系统数学模型可以重新写为

$$y^{(4)} = -k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2} \ddot{y} + \frac{k}{m_1 m_2} w_2 + \frac{1}{m_2} \ddot{w}_2 + d + \frac{k}{m_1 m_2} u \quad (8-15)$$

式中, d 代表模型不确定性以及其他外部扰动。本例中, 可以把上式中等号右边的前 4 项写为

$$f = -k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2} \ddot{y} + \frac{k}{m_1 m_2} w_2 + \frac{1}{m_2} \ddot{w}_2 + d \quad (8-16)$$

作为需要估计的总扰动。只要观测器带宽足够高, f 就能被估计并消除。

如果观测器带宽因为采样速率或噪声受限, 且假设已知部分系统动态(即内部扰动项):

$$f_1 = -k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2} \ddot{y} \quad (8-17)$$

则可以将式(8-17)合并到 ESO 中, 这样需要估计的扰动变为

$$f_2 + d = \frac{k}{m_1 m_2} w_2 + \frac{1}{m_2} \ddot{w}_2 + d \quad (8-18)$$

由此可减轻 ESO 负担和相应的带宽要求。

重新列写系统模型为

$$y^{(4)} = f + bu \quad (8-19)$$

式中, $b = \frac{k}{m_1 m_2}$ 为系统输入增益。采用如下控制律:

$$u = \frac{-\hat{f} + u_0}{b} \quad (8-20)$$

就能把式(8-19)变成串联型积分器对象, 即系统标准型:

$$y^{(4)} \approx u_0 \quad (8-21)$$

这样一来, 控制就变得很容易了。

2. 基于黑箱方法的扰动估计

黑箱方法下系统模型式(8-19)的状态定义为

$$\mathbf{x} = [y \quad \dot{y} \quad \ddot{y} \quad \ddot{\ddot{y}} \quad f]^T \quad (8-22)$$

系统状态空间描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Ef} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad (8-23)$$

式中, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$, $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 。

隆伯格观测器形式的 ESO 为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{Az} + \mathbf{Bu} + \mathbf{L}(y - \mathbf{Cz}) \\ \hat{y} = \mathbf{Cz} \end{cases} \quad (8-24)$$

为了简化和调试方便，选择观测器增益矩阵为

$$\mathbf{L} = [5\omega_0 \quad 10\omega_0^2 \quad 10\omega_0^3 \quad 5\omega_0^4 \quad \omega_0^5]^T \quad (8-25)$$

使得矩阵 $\mathbf{A} - \mathbf{LC}$ 的所有特征值均位于 $-\omega_0$ 处 (ω_0 为观测器的带宽)。

3. 基于灰箱方法的扰动估计

根据式(8-16)、式(8-17)、式(8-18)，总扰动可写成 $f = f_1 + f_2 + d$ ，则

$$h = \dot{f} = \dot{f}_1 + \dot{f}_2 + \dot{d} = -k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2} \ddot{y} + h' \quad (8-26)$$

式中 $h' = \dot{f}_2 + \dot{d}$ 。故可以得到系统状态空间模型的灰箱描述：

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}'x + \mathbf{B}u + \mathbf{E}h' \\ y = \mathbf{C}x \end{cases} \quad (8-27)$$

式中， $\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2} & 0 \end{bmatrix}$ ，其他矩阵不变。

相应地，ESO 可以写为

$$\begin{cases} \dot{z} = \mathbf{A}'z + \mathbf{B}u + \mathbf{L}'(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}z \end{cases} \quad (8-28)$$

选择观测器增益矩阵

$$\mathbf{L}' = [l_1 \quad l_2 \quad l_3 \quad l_4 \quad l_5]^T \quad (8-29)$$

使得矩阵 $\mathbf{A}' - \mathbf{L}'\mathbf{C}$ 的所有特征值均位于观测器带宽 $-\omega_0$ ， \mathbf{L}' 的系数选择见表 8-9，

其中 $a_2 = k \frac{m_1 + m_2}{m_1 m_2}$ 。

表 8-9 观测器增益矩阵 \mathbf{L}' 的系数

\mathbf{L}' 的系数	取 值	\mathbf{L}' 的系数	取 值
l_1	$5\omega_0$	l_4	$a_2^{\frac{3}{2}} - 10a_2\omega_0^2 + 5\omega_0^4$
l_2	$-a_2 + 10\omega_0^2$	l_5	$5a_2^{\frac{3}{2}}\omega_0 - 10a_2\omega_0^3 + \omega_0^5$
l_3	$-5a_2\omega_0 + 10\omega_0^3$		

4. 串联积分器对象控制律设计

采用合理设计的 ESO，如式(8-24)(黑箱方法)或式(8-28)(灰箱方法)所示，系统对象简化成式(8-21)所示的理想模型，从而可以将控制律设计成如下的简单形式：

$$u_0 = k_1(r - z_1) - \sum_{n=2}^5 k_n z_n \quad (8-30)$$

式中: r 为给定值, 控制器增益矩阵可以选择为 $\mathbf{K} = [\omega_c \quad 4\omega_c^2 \quad 6\omega_c^3 \quad 4\omega_c^4 \quad 1]^T$, 从而将所有闭环极点配置在 $-\omega_c$ 处 (ω_c 为控制器带宽)。

8.3.5 双质量块-弹簧系统 ADRC 控制仿真验证

1. 系统参数与测试配置

仿真模型参数按照标准问题设置为: $\dot{m}_1 = m_2 = 1 \text{ kg}$, $k = 1 \text{ N/m}$, $c = 0 \text{ N} \cdot \text{s/m}$, 谐振频率为 1.414 rad/s 。

$t = 1 \text{ s}$ 时, 给质量块 m_2 施加单位脉冲扰动, 如标准问题第 1 类设计中要求 A 所讨论的, 质量块 m_2 的位置作为输出反馈。

2. 黑箱方法

为了满足调节时间小于 15 s 的要求, 闭环带宽 ω_c 必须高于 0.65 rad/s , 将控制器参数选择为: $b = 1$, $\omega_c = 1$, $\omega_o = 15$, 控制信号 u 根据实际特性, 限制在 $[-1, 1]$ 范围内。

黑箱方法仿真结果如图 8-19 所示。

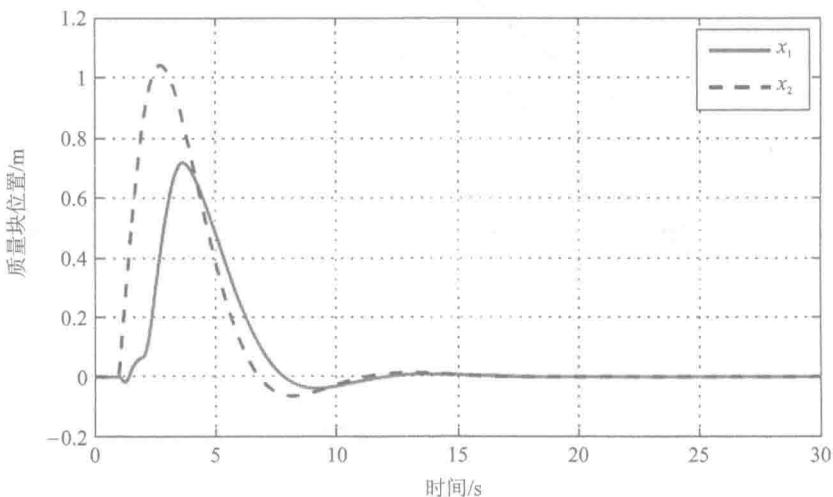


图 8-19 黑箱方法仿真结果

系统响应满足标准问题第 1 类设计中要求 A 的所有指标。

鲁棒性方面, 黑箱方法能很好地处理参数不确定性, 当 k 在 $[0.3, 40]$ 范围内变化, m_1 与 m_2 在 $[0.02, 4]$ 范围内变化时保持系统性能, 明显优于已有的其他控制方法。仿真结果如图 8-20 所示, 证明了黑箱方法不需要详细模型的有效性。更重要的是, 该方法也展示了应对参数变化的强鲁棒性。

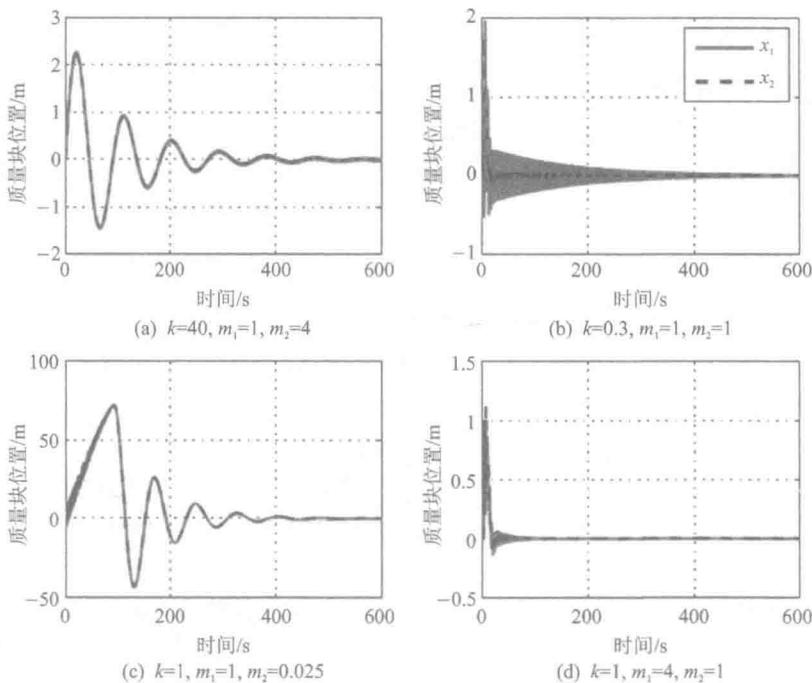


图 8-20 黑箱方法模型不确定性仿真结果

3. 灰箱方法

运用灰箱方法,控制器参数取为 $b=1, \omega_c=1, \omega_o=5, \omega_o$ 减为原来的 $1/3$,可以得到与前面介绍的黑箱方法相似的性能,但噪声敏感度明显降低。这说明在对象部分模型信息已知的情况下,充分利用模型信息可以获得更好的效果。仿真结果如图 8-21 所示。

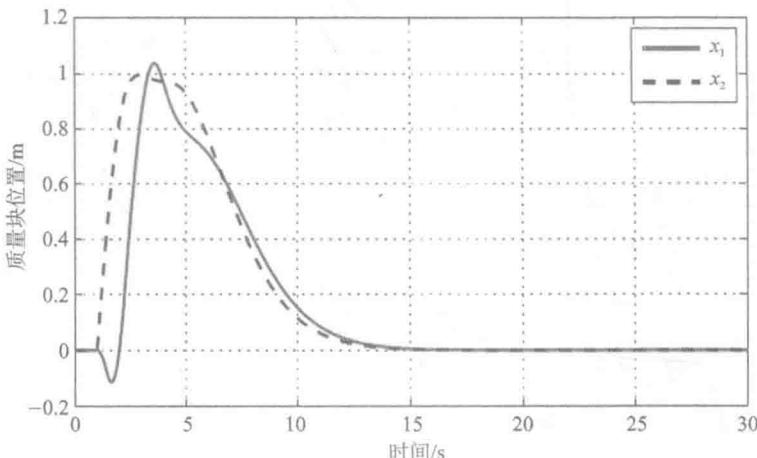


图 8-21 灰箱方法仿真结果

8.3.6 双质量块-弹簧系统 ADRC 控制试验验证

除仿真验证外,针对双质量块-弹簧系统标准问题提出的控制方法也进行了负载反馈情形下的硬件验证。试验在 ECP(Educational Control Products)公司的直线型对象 210 模块上进行。控制算法采用欧拉方法离散后,在 MATLAB real-time workshop 实时仿真环境下实现快速验证。

1. 试验设置

直线型对象 210 模块的两个质量块由线性滚珠轴承支撑,每个质量块安装一个用于测量位置的高精度光学编码器。左边的质量块用无刷直流伺服电机通过齿条齿轮机构驱动,弹簧可以安装在基座与左质量块之间、两个质量块之间或者右质量块与基座之间,还可以在右质量块与基座之间安装阻尼器。

本试验中我们的研究对象是双质量块-弹簧系统标准问题,因此将弹簧安装在两个质量块之间。还可以在两个质量块上安装铜块改变质量块的质量。

一台计算机作为目标计算机,运行 MATLAB real-time workshop 实时操作环境(RTOS),用来执行控制算法。另一台计算机作为主计算机,通过网线与目标计算机相连,用来运行 MATLAB 主程序,设计、编译以及下载算法。试验结果能通过目标计算机的显示器画图显示,也能下载到主计算机。目标计算机中安装有 NI 的 PCI - 6221 卡,具有模拟信号输出与积分编码器信号输入,用于和直线型对象通信。

试验平台实物照片如图 8-22 所示。



图 8-22 试验平台实物照片

2. 系统参数

两个质量块均为 0.50 kg, 电机与齿条质量为 0.34 kg, 每个铜块质量为 0.51 kg。起初, 左边质量块上加了 2 个铜块, 右边质量块加了 1 个铜块。因此, 左边部分总的等效质量为 $0.50 \text{ kg} + 0.34 \text{ kg} + 0.51 \text{ kg} \times 2 = 1.86 \text{ kg}$, 右边部分总的等效质量为 $0.50 \text{ kg} + 0.51 \text{ kg} \times 1 = 1.01 \text{ kg}$ 。两个质量块之间弹簧的弹性系数为 175 N/m。

驱动电机的转矩常数为 0.086 N·m/A, 转换成线性力常数为 2.58 N/A。电机通过电流型功率放大器驱动, 放大系数为 1.5 A/V。因此, 系统总的力常数为 3.87 N/V。编码器每圈 4000 线, 即 16000 个输出。根据编码器 0.01159 m 的齿轮半径, 位置测量的精度为 54956 脉冲数/m。

3. 试验结果

给右边质量块施加一个脉冲扰动式的冲击, 控制器采用 8.4.3 小节中所介绍的灰箱结构, 控制器带宽 ω_c 与观测器带宽 ω_o 分别设为 10 rad/s 与 120 rad/s, 驱动端与负载端的响应曲线如图 8-23 所示。

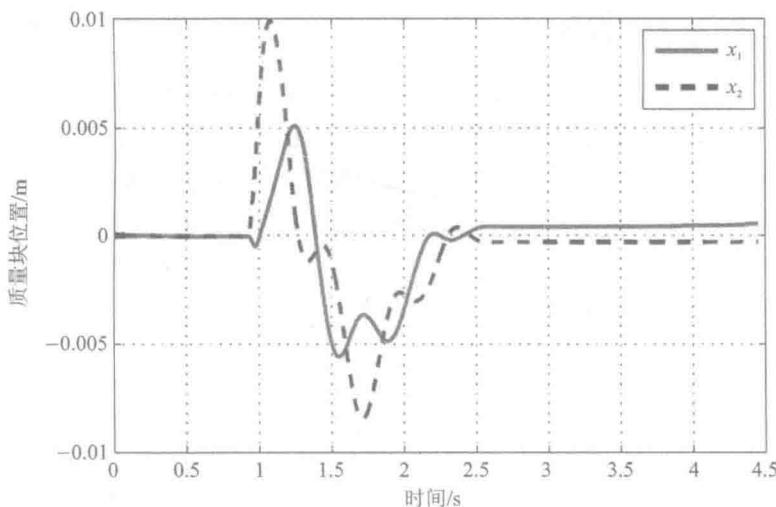


图 8-23 灰箱方法硬件试验的响应曲线

驱动端与负载端都在短暂轻微振荡后回到了初始位置。进一步, 通过分别给每个质量块增加 1 个铜块来测试控制方法的鲁棒性, 其响应曲线如图 8-24 所示, 几乎不变。

试验结果显示控制方法对于模型不确定性很不敏感, 也就是说, 具有很好的鲁棒性。

注意: 硬件试验结果中的稳态误差是由于硬件系统的齿槽转矩, 随着时间增长, 最终会趋于 0。

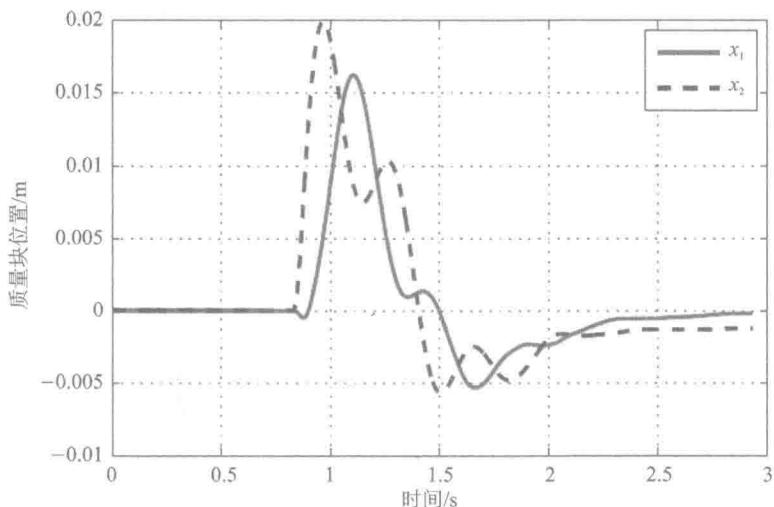


图 8-24 灰箱方法扰动情形下的硬件试验响应曲线

8.3.7 双质量块-弹簧系统控制结论

不管是利用不依赖详细数学模型的 ADRC 基本方法(黑箱方法),还是结合已有模型信息的 ADRC 改进结构(灰箱方法),针对双质量块-弹簧系统振动抑制这一标准问题,两种方法均展示了极好的控制效果。仿真与硬件试验显示出这两种控制方法均能使系统获得优异的性能,对于模型参数变化、外部干扰具有很强的抑制能力。进一步,灰箱方法可以在保证系统性能不降低的前提下将观测器的带宽减少 $2/3$,显示出了极强的实用性。

参考文献

- [1] Zhao S. Practical solutions to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm[D]. Cleveland:Cleveland State University, 2012.
- [2] Zhao S, Gao Z. An Active Disturbance Rejection Based Approach to Vibration Suppression in Two-Inertia Systems[J]. Asian Journal of Control, 2013, 15(2): 350-362.
- [3] Ellis G. Control system design guide: using your computer to understand and diagnose feedback controllers[M]. Butterworth-Heinemann, 2012.
- [4] Hori Y, Sawada H, Chun Y. Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection in torsional system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(1): 162-168.
- [5] Schmidt P, Rehm T. Notch filter tuning for resonant frequency reduction in dual inertia systems [C]//Industry Applications Conference, 1999, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE. IEEE, 1999, 3: 1730-1734.

- [6] Ellis G, Lorenz R D. Resonant load control methods for industrial servo drives[C]//Proceedings of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. IEEE, 2000, 3: 1438-1445.
- [7] Ellis G, Gao Z. Cures for low-frequency mechanical resonance in industrial servo systems[C]//Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, proceedings of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. IEEE, 2001, 1: 252-258.
- [8] Han J. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [9] Gao Z, Huang Y, Han J. An alternative paradigm for control system design[C]//Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control. IEEE, 2001, 5: 4578-4585.
- [10] Miklosovic R, Radke A, Gao Z. Discrete implementation and generalization of the extended state observer[C]//American Control Conference, 2006. IEEE, 2006: 6.
- [11] Zhang H, Zhao S, Gao Z. An active disturbance rejection control solution for the two-mass-spring benchmark problem[C]//American Control Conference (ACC), 2016. IEEE, 2016: 1566-1571.
- [12] Wie B, Bernstein D S. A benchmark problem for robust control design[C]//American Control Conference, 1990. IEEE, 1990: 961-962.
- [13] Wie B, Bernstein D S. Benchmark problems for robust control design[J]. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 1992, 15(5): 1057-1059.
- [14] Zareh S H, Sarrafan A, Jahromi A F, et al. Linear quadratic Gaussian application and clipped optimal algorithm using for semi active vibration of passenger car[C]//2011 IEEE International Conference on Mechatronics (ICM). IEEE, 2011: 122-127.
- [15] Wie B, Liu Q. Robust H1 control design for benchmark problem # 2[C]//American Control Conference, 1992. IEEE, 1992: 2067-2068.
- [16] Reinelt W. Robust control of a two-mass-spring system subject to its input constraints[C]//Proceedings of the 2000 American Control Conference. IEEE, 2000, 3: 1817-1821.
- [17] Collins E G, Bernstein D S. Robust control design for a benchmark problem using a structured covariance approach[C]//American Control Conference, 1990. IEEE, 1990: 970-971.
- [18] Collins E G, King J, Bernstein D S. Robust control design for a benchmark problem using the maximum entropy approach[C]//American Control Conference, 1991. IEEE, 1991: 1935-1936.
- [19] Hagood N W, Crawley E F. The application of cost averaging techniques to robust control of the benchmark problem[C]//American Control Conference, 1991. IEEE, 1991: 1919-1920.
- [20] Douglas J, Athans M. Robust LQR control for the benchmark problem[C]//Proceedings of the 1991 American Control Conference. IEEE, 1991: 1923-1924.
- [21] Collins E G, Sadhukhan D, Watson L T. Robust control for a benchmark problem via nonlinear matrix inequalities[C]//Proceedings of the 1998 American Control Conference. IEEE, 1998, 1: 555-556.
- [22] Shin Y J, Meckl P H. Application of combined feedforward and feedback controller with shaped input to benchmark problem[J]. Journal of dynamic systems, measurement, and control, 2010, 132(2): 021001.



- [23] Kawanishi M, Yada T, Sugie T. Controller design of two-mass-spring system based on bmi optimization[C]// Decision and Control, 1996, Proceedings of the 35th IEEE Conference. IEEE, 1996, 3:2363-2364.
- [24] Jamjareekul C, Roeksabutr A, Kanchanaharuthai A, et al. Integral quadratic constraints-based robust controller two-mass-spring system[C]//Proceedings of TENCON 2000.IEEE, 2000, 1: 429-432.
- [25] Hamamoto K, Fukuda T, Sugie T. Iterative feedback tuning of controllers for a two-mass-spring system with friction[J].Control Engineering Practice,2003,11(9):1061-1068.
- [26] 韩京清.一类不确定对象的扩张状态观测器[J].控制与决策,1995,10(1):85-88.
- [27] Gao Z. Active disturbance rejection control:a paradigm shift in feedback control system design [C]// American Control Conference,2006.IEEE,2006,6:2399-2405.

第 9 章

ADRC 应用实例： 时滞系统自抗扰控制

9.1 时滞系统的控制问题

9.1.1 时滞系统简介

很多工业过程(如燃烧、蒸馏、废水处理等)都可以描述为带有时滞的一阶时滞系统(FOPTD)或者二阶时滞系统(SOPTD)。这种时滞(有时候也称为死区时间)通常是由过程中物料或者能量的传输延时造成的,使得系统成为一类非最小相位(NMP)系统。时滞会带来额外的相位滞后,且相位滞后随频率的增加而增大,从而使这类系统控制成为一个极具挑战性的难题。

9.1.2 时滞系统控制问题概述

由于时滞的影响,系统的控制往往难以达到令人满意的效果,而且闭环带宽通常不能超过时滞的倒数。针对这一问题,史密斯通过给控制器反向并联一个补偿器,并令其模型等于时滞对象不含时滞环节部分的传递函数与对象总传递函数的差,从而使得系统最终的闭环系统呈现为一个不含时滞环节的闭环系统与时滞环节的串联(也就是闭环传递函数的分母中没有时滞环节),构造了史密斯预估控制器,后来被广泛应用于时滞系统的控制。如果能得到系统的精确模型,那么史密斯预估器可以提高系统的闭环带宽,显著改善系统性能。然而,如果模型不够精确,那么高带宽可能导致系统失稳,而现实中精确模型是很难获得的。因此,常规的史密斯预估器抗扰性能较为低下。此外,由于会产生不稳定的零极点对消,不能处理具有右半平面极点的时滞系统,故其应用范围受到限制。针对常规史密斯预估器的不足,研究者做了大量的努力,试图改造史密斯预估器以提高其性能。然而,绝大部分改造后的史密斯预估



器也都需要系统的精确模型,而这在大多数情况下都是不现实的,因此影响了史密斯预估器的实践应用。

由于 ADRC 具有突出的抗扰能力,不少研究者试图将其应用于时滞系统的控制,希望找到一种简单有效、易于实现的 ADRC 时滞系统控制方法,以促进 ADRC 在时滞特性工业对象上的应用与推广。

目前,常用的 ADRC 时滞系统控制方法主要有以下几种:

第一种方法是忽略掉对象的时滞环节直接进行 ADRC 设计,也就是把时滞系统当成一个普通系统进行常规的 ADRC 设计,这样处理后的系统与原系统有较大的差异,从而使得闭环系统的性能极为有限;

第二种方法是将时滞环节近似为一个一阶惯性环节,然后采用高一阶的 ADRC 来完成设计,这种方法设计较为复杂,而且用一阶惯性环节来近似时滞环节本身就存在偏差;

第三种方法试图将带有时滞环节的对象等效于不含时滞的部分及其微分与时滞乘积之和来进行设计,这种方法同样存在偏差,而且当时滞较大时,估计误差将变得非常明显。

此外,也有研究者针对多变量时滞系统尝试运用非线性 ADRC 方法来实施控制,但由于非线性 ADRC 结构过于复杂使其应用受到较大影响。

赵申等在分析时滞环节影响与 ADRC 结构的基础上,认识到现有 ADRC 方案针对时滞对象应用的性能局限性主要是由于 ESO 的输入不同步(也就是系统的输出反馈滞后于控制输入)造成的,从而提出了一种基于 ESO 输入同步的时滞系统自抗扰控制方案。该方案经郑勤玲等进一步分析和验证,展示了很好的控制效果。

本章内容及实例主要基于克利夫兰州立大学赵申在 2012 年发表的博士论文《Practical solution to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm》中第 4 章《Disturbance rejection in systems with time delay》以及郑勤玲、高志强在 2016 年发表的 ACC 论文《On active disturbance rejection for systems with input time-delays and unknown dynamics》来组织。

9.2 基于 ESO 输入同步的时滞系统 ADRC 方案

9.2.1 时滞对象描述

时滞对象可以形式化为如下传递函数数学模型:

$$G_p(s) = G_0(s)e^{-\tau s} = \frac{b}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0}e^{-\tau s} \quad (9-1)$$

其中, τ 为纯滞后时间常数, $G_0(s)$ 代表对象不包含时滞环节的部分, b 及 a_0, a_1, \dots, a_{n-1} 为对象参数。

对于带有时滞的工业对象而言,通常可以将式(9-1)中的 $G_0(s)$ 简化成一阶惯性环节或者二阶振荡环节,即将式(9-1)描述成一阶时滞系统(FOPTD)或者二阶时滞系统(SOPTD),分别表示如下:

$$G_{\text{FOPTD}} = \frac{b}{s+a} e^{-\tau s} \quad (9-2)$$

$$G_{\text{SOPTD}} = \frac{b}{s^2 + a_1 s + a_0} e^{-\tau s} \quad (9-3)$$

大多数情况下, $a>0,a_0>0,a_1>0$,也就是说系统所有的极点都稳定。当 $a=0,a_0=0$ 时,式(9-2)和式(9-3)变成了带有时滞环节的纯积分器,控制问题变得较为棘手。进一步,如果式(9-2)中 $a<0$ 或者式(9-3)中 $a_0<0,a_1<0$,也就是说极点不再稳定,则系统的控制问题将更具挑战性。

9.2.2 时滞对象 ADRC 改造方案

基于对 ADRC 基本结构与时滞特性的理解与认识,赵申等提出了一种针对时滞系统的 ADRC 改造方案。其基本思路是在普通线性 ADRC 的基础上,在 ESO 的信号输入端增加一个延迟模块,使控制信号 u 在进入扩张状态观测器之前延迟与时滞相同的时间(如图 9-1 所示)。而系统输出 y 由于对象自身时滞环节的影响,在进入扩张状态观测器之前已经被延迟,这样就使得进入 ESO 的信号 u 和 y 得到了同步。这样处理后,ESO 估计的系统状态和扰动就都具有了明确的物理意义,即 ESO 的输入/输出具有了因果逻辑上的同步关系,预期可以产生较为有效的控制效果。

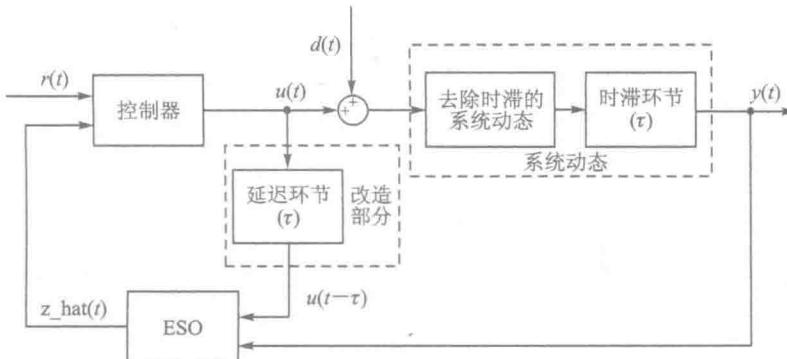


图 9-1 改造后的时滞系统 ADRC 方案

将改造后的时滞系统 ADRC 方案与第 3 章中常规线性 ADRC 方案进行对比讨论,式(3-44)所示的观测器方程可以替换为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu(t-\tau) + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (9-4)$$

其中, $z \rightarrow x$, L 为观测器误差反馈增益矩阵。而

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times (n+1)}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}_{(n+1) \times 1},$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0]_{1 \times (n+1)}$$

尽管改造很简单,这种方案却因为允许更高的观测器带宽而强化了常规的 ADRC 设计。经过合理的参数调节,这种方案为一类具有稳定极点或者单纯积分器甚至不稳定极点的时滞系统控制提供了一种统一的解决方案。

9.3 仿真与实验验证

9.3.1 仿真验证

1. ESO 输入同步 ADRC 与标准 ADRC 时滞系统控制效果对比仿真

为了验证改造的 ADRC 对时滞系统的控制效果,首先选择一个锅炉涡轮单元的燃料动态过程作为对象,可表示为式(9-5)所示传递函数的 FOPDT 系统:

$$G_{fuel} = \frac{0.2}{145s + 1} e^{-60s} = \frac{1.38 \times 10^3}{s + 6.90 \times 10^3} e^{-60s} \quad (9-5)$$

为了展示所提出的改造 ADRC 控制效果,这里选取了三种不同的 ADRC 设计进行对比:第一种是忽略掉时滞环节,按照标准的一阶 ADRC 进行设计;第二种是将时滞近似为一阶惯性环节,按照标准的二阶 ADRC 进行设计;第三种是按照 9.2 节中的方法,改造一阶 ADRC 进行设计。

ADRC 的参数设置为:标准一阶 ADRC, $\hat{b} = 1.38 \times 10^{-3}$, $\omega_c = 0.015$, $\alpha = 1$ (即 $\omega_o = 0.015$);标准二阶 ADRC, $\hat{b} = 6.90 \times 10^{-5}$, $\omega_c = 0.02$, $\alpha = 2$ ($\omega_o = 0.04$);改造的一阶 ADRC, $\hat{b} = 1.38 \times 10^{-3}$, $\omega_c = 0.015$, $\alpha = 10$ ($\omega_o = 0.15$)。

对三种方法均在 1000 s 时施加一个大小为 1 的扰动。仿真结果如图 9-2 所示。

从图 9-2 中可以看出,由于改造的 ADRC 允许更高的观测器带宽,可以实现更好的扰动估计与抑制,动态特性明显要好于标准一阶或二阶 ADRC 控制器。这表明改造后的自抗扰控制器在时滞系统控制上优于常规自抗扰控制器。

2. ESO 输入同步 ADRC 与 FSP、GP 时滞系统控制效果对比仿真

部分文献对 FSP (Filtered Smith Predictor, 加滤波的史密斯预估器) 与 GP (Generalized Predictor, 广义预估器) 在时滞系统中的应用进行了阐述, 表明了这两

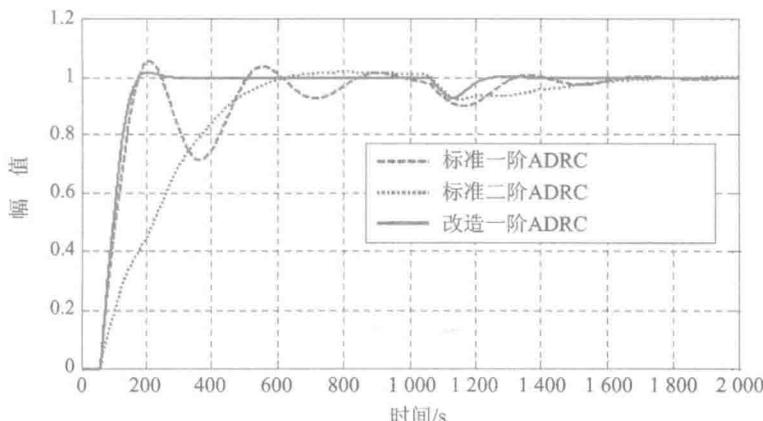


图 9-2 改造一阶 ADRC、标准一阶 ADRC、标准二阶 ADRC 时滞系统控制仿真结果对比

种方法在时滞系统控制上具有有效性。下面以化学反应器浓度控制问题为对象,采用改造的 ADRC 方案与 FSP、GP 方法进行控制效果比较。

非理想特性的化学反应器动力学可以描述为

$$\frac{dC}{dt} = \frac{F(t)}{V} [C_i(t) - C(t)] - \frac{k_1 C(t)}{[k_2 C(t) + 1]^2} \quad (9-6)$$

式中, $F(t)$ 为输入流量, V 为反应器容积, $C_i(t)$ 为输入浓度, $C(t)$ 为输出浓度, k_1, k_2 为过程有关参数。

取 $k_1 = 10 \text{ l/s}$, $k_2 = 10 \text{ l/mol}$, $V = 1 \text{ l}$, 当 $F = 0.0333 \text{ l/s}$, $C_i = 3.288 \text{ mol/l}$, $C = 1.316 \text{ mol/l}$ 时, 该反应器具有不稳定的工作点, 在该工作点将浓度控制模型线性化得

$$G_p(s) = \frac{3.433e^{-20s}}{103.1s - 1} \quad (9-7)$$

改造 ADRC 方案参数为: $\omega_o = 0.12 \text{ rad/s}$, $\omega_c = 0.012 \text{ rad/s}$, $b_0 = 0.033$, 控制信号延迟时间(时滞估计值) $\tau' = 17 \text{ s}$ 。FSP 与 GP 控制方法的参数选择同本章参考文献 [22]。为提高噪声抑制能力并保证鲁棒稳定性, 在 GP 中令 $\lambda = 160$, 而在 FSP 中取

$$F_r(z) = 0.03535 \times \frac{z^2(z - 0.9968)}{(z - 0.995)(z - 0.85)^2}$$

图 9-3 显示了改造 ADRC、FSP 及 GP 三种方案时滞系统控制的瞬态响应和干扰抑制响应仿真结果。如图 9-3 所示, 在 400 s 时加入干扰, 直到 420 s 之前各种控制方法的输出上并没有显示干扰效应, 再经过大约 20 s 之后, 系统能够开始校正输出跟踪误差。对比来看, 尽管 ADRC 的瞬态响应略慢于 FSP 与 GP, 但其稳态性能及受到干扰后的恢复能力明显优于后两者。

3. ESO 输入同步 ADRC 对不同特性时滞系统的控制效果仿真

为了验证改造的 ADRC 对不同类型时滞系统的控制效果, 设计了形如式(9-2)

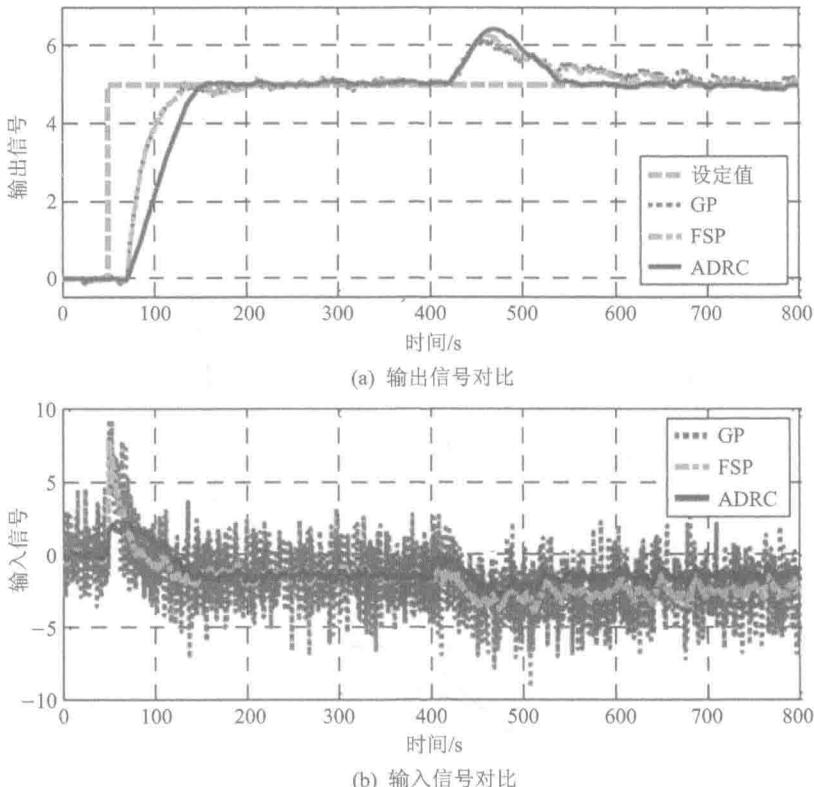


图 9-3 改造 ADRC、FSP、GP 三种方案时滞系统控制仿真结果对比

而具有不同参数的一阶时滞系统,参数设置为: $\tau=5,b=1$,而 a 分别等于 $0.05,0$ 以及 -0.05 (分别代表具有稳定极点、临界稳定极点以及不稳定极点);设计参数 $\hat{b}=b=1$,对三个系统都相同;整定参数分别选择为:对 $a=0.05$ 的系统, $\omega_c=0.14,\alpha=10(\omega_o=1.4)$;对 $a=0$ 的系统, $\omega_c=0.09,\alpha=10(\omega_o=0.9)$;对 $a=-0.05$ 的系统, $\omega_c=0.06,\alpha=30(\omega_o=1.8)$ 。统一在 70 s 时施加一个大小为 0.1 的扰动。其仿真结果如图 9-4 所示。

结果表明,对于具有稳定极点、临界稳定极点以及不稳定极点的时滞系统,改造的 ADRC 均能很好地发挥控制作用。值得注意的是,在具有临界稳定极点($a=0$)的情况下,也可以利用其他方法实现类似的性能(参见本章参考文献[8]),但是这种方法需要整定 3 个滤波器参数和 1 个附加的控制器参数。相对而言,改造后的 ADRC 基本上只需要调节 1 个参数,整定工作量要少得多。

9.3.2 实验验证

实验验证采用一个蒸馏塔系统作为对象。该系统具有两个输入和两个输出,其

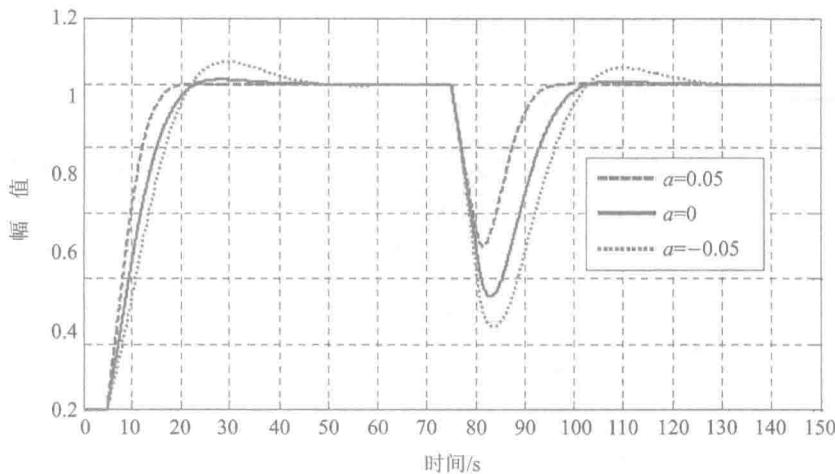


图 9-4 改造 ADRC 针对不同特性时滞系统控制效果仿真结果

动态可以由式(9-8)所示的传递函数矩阵来表示:

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} \quad (9-8)$$

这里 $P_{11}(s) = \frac{12.8e^{-s}}{16.7s + 1}$, $P_{12}(s) = \frac{-18.9e^{-3s}}{21.0s + 1}$, $P_{21}(s) = \frac{6.6e^{-7s}}{10.9s + 1}$, $P_{22}(s) = \frac{-19.4e^{-3s}}{14.4s + 1}$ 。

利用 Simulink 建立如图 9-5 所示的模型,实时运行模仿真实蒸馏塔的动态过程,虚拟蒸馏塔通过 Measurement Computing 公司的多功能模拟和数字 I/O 卡 (PCI-DAS1602-16)与外界进行交互。

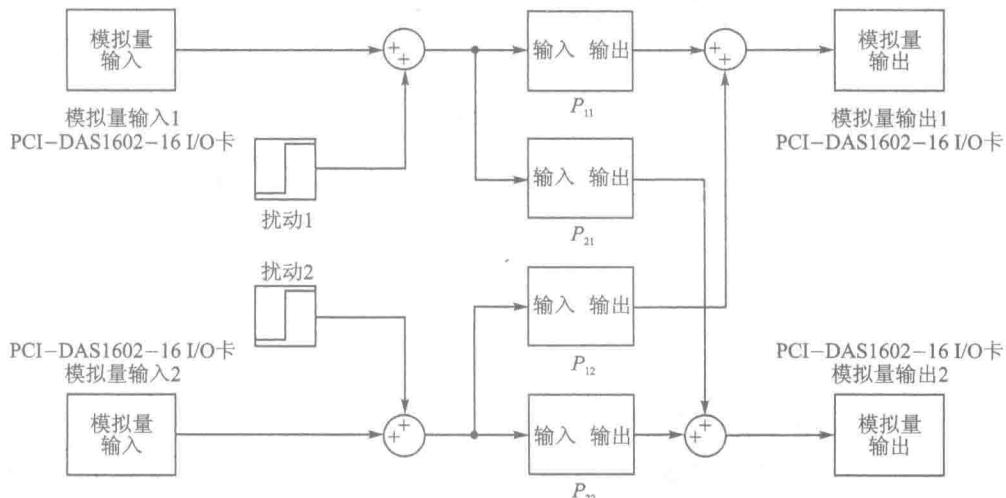


图 9-5 蒸馏塔 Simulink 仿真模型

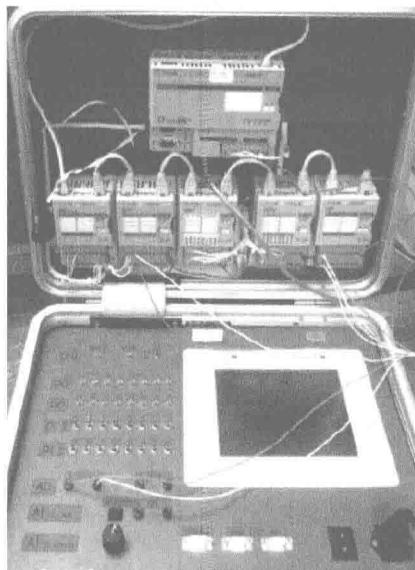


图 9-6 UPAC(通用可编程自动化控制器)平台

速率为 100 Hz, 控制器工作频率为 10 Hz。

蒸馏塔两个回路的仿真与试验结果分别见图 9-7 和图 9-8。

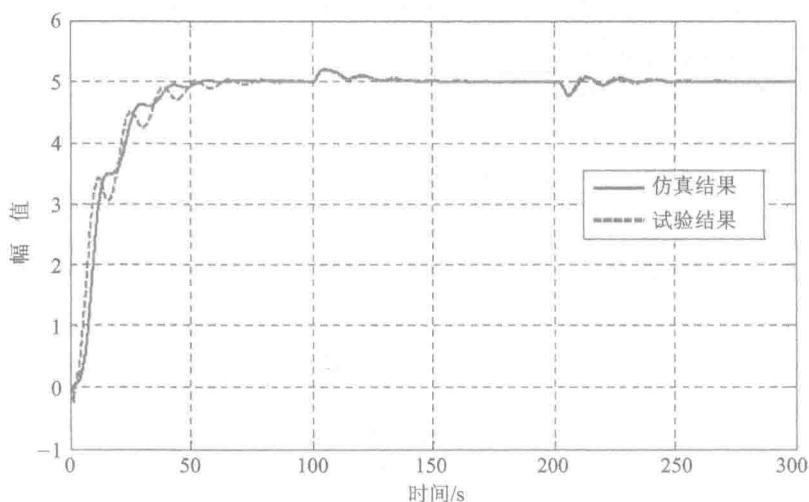


图 9-7 蒸馏塔回路一仿真与试验结果

从结果可以看出,除开始阶段外,仿真与硬件测试结果非常吻合,扰动得到了很好的抑制,而开始阶段的差异是由仿真与试验初始条件的差异造成的。试验表明,基于 ESO 输入同步的改造 ADRC 方案在实践上具有可行性,该方法对工业上常见的

根据本章参考文献[20]所提出的干扰解耦控制,两个改造后的一阶自抗扰控制器分别设计用于控制 $P_{11}(s)$ 和 $P_{22}(s)$ 。控制算法用 OpenPCS(一个与 IEC(国际电工委员会)61131-3 兼容的可编程逻辑控制器编程环境)编码和编译,然后下载到 UPAC(通用可编程自动化控制器)平台(UniControl 公司产品,与虚拟蒸馏塔交互)执行,如图 9-6 所示。

试验参数设置为: $\hat{b}_1 = 0.766$, $\omega_{c1} = 0.08$, $\alpha_1 = 10$, $\hat{b}_2 = -1.347$, $\omega_{c2} = 0.1$, $\alpha_2 = 10$, 两个回路的给定值都设置为 5, 回路一在 100 s 时施加大小为 0.1 的扰动, 回路二在 200 s 时施加同样的扰动。蒸馏塔动态过程模拟

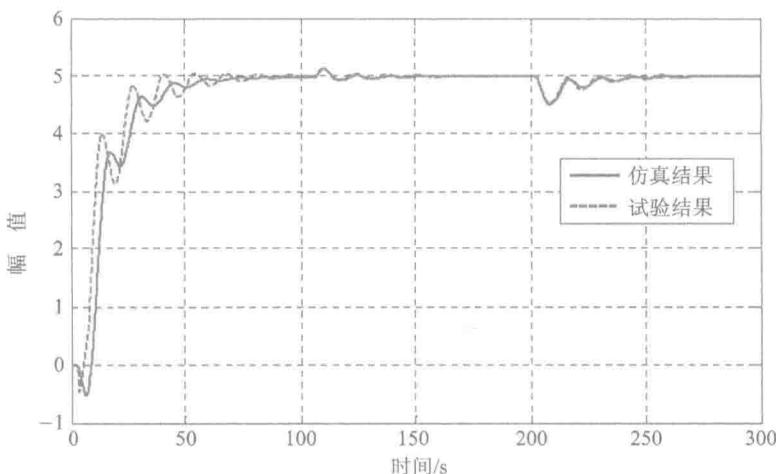


图 9-8 蒸馏塔回路二仿真与试验结果

多输入多输出时滞系统控制具有极好的应用潜力。

参考文献

- [1] Zhao S. Practical solutions to the non-minimum phase and vibration problems under the disturbance rejection paradigm[D]. Cleveland: Cleveland State University, 2012.
- [2] Zhao S, Gao Z. Active disturbance rejection control for non-minimum phase systems[C]//2010 29th Chinese Control Conference (CCC). IEEE, 2010: 6066-6070.
- [3] Zheng Q, Gao Z. On active disturbance rejection for systems with input time-delays and unknown dynamics[C]//American Control Conference (ACC), 2016. IEEE, 2016: 95-100.
- [4] Seborg D E, Mellichamp D A, Edgar T F, et al. Process dynamics and control[M]. New York: John Wiley & Sons, 2010.
- [5] Skogestad S, Postlethwaite I. Multivariable feedback control: analysis and design[M]. New York: John Wiley & Sons, 2007.
- [6] Smith O J M. A controller to overcome dead-time[J]. ISA Journal, 1959, 6: 28-33.
- [7] Normey-Rico J E, Camacho E F. Dead-time compensators: A survey[J]. Control engineering practice, 2008, 16(4): 407-428.
- [8] Astrom K J, Hang C C, Lim B C. A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time[J]. IEEE transactions on Automatic Control, 1994, 39(2): 343-345.
- [9] Matausek M R, Micic A D. A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time[J]. IEEE transactions on automatic control, 1996, 41(8): 1199-1203.
- [10] Normey-Rico J E, Camacho E F. Robust tuning of dead-time compensators for processes with an integrator and long dead-time[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44(8): 1597-1603.

- [11] Stojic M R, Matijevic F S, Draganovic L S. A robust Smith predictor modified by internal models for integrating process with dead time[J]. IEEE transactions on Automatic Control, 2001, 46(8):1293-1298.
- [12] Zhong Q C, Mirkin L. Control of integral processes with dead-time. Part 2: Quantitative analysis [J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2002, 149(4):291-296.
- [13] Zhong Q C, Normey-Rico J E. Control of integral processes with dead-time. Part 1: Disturbance observer-based 2DOF control scheme[J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2002, 149(4):285-290.
- [14] Zhong Q C. Control of integral processes with dead time. 3. Deadbeat disturbance response[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2003, 48(1):153-159.
- [15] Wang B, Rees D, Zhong Q C. Control of integral processes with dead time. Part IV: various issues about PI controllers[J]. IEE Proceedings-Control Theory and Applications, 2006, 153(3):302-306.
- [16] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008:197-208.
- [17] Xia Y, Shi P, Liu G P, et al. Active disturbance rejection control for uncertain multivariable systems with time-delay[J]. IET Control Theory & Applications, 2007, 1(1):75-81.
- [18] Tan W, Fang F, Tian L, et al. Linear control of a boiler-turbine unit: analysis and design[J]. ISA transactions, 2008, 47(2):189-197.
- [19] Wood R K, Berry M W. Terminal composition control of a binary distillation column[J]. Chemical Engineering Science, 1973, 28(9):1707-1717.
- [20] Zheng Q, Chen Z, Gao Z. A practical approach to disturbance decoupling control[J]. Control Engineering Practice, 2009, 17(9):1016-1025.
- [21] Zheng Q, Gao Z. On active disturbance rejection for systems with input time-delays and unknown dynamics[C]//American Control Conference (ACC), 2016. IEEE, 2016:95-100.
- [22] Santos T L M, Botura P E A, Normey-Rico J E. Dealing with noise in unstable dead-time process control[J]. Journal of Process Control, 2010, 20(7):840-847.

后记

本教材的编写历时一年半，原计划于 2016 年暑期完成，如高博士所期望，能尽早为初学者所用，但自己对 ADRC 的理解尚不够深刻，编写过程中时有阻塞。此外，作为应用实例的 DC - DC Buck Converter 仿真与实验进展也不够理想，实例部分迟迟不能成形，加之回国后杂务缠身，自身的“抗扰”能力又不足，导致后期的进展极为缓慢。如今终于完稿，北京已是初春，内心之愧疚，稍可以平复一些。待要提交书稿时，却又忐忑不安：我的理解与认识是否正确？是否会给初学者带来困扰？甚至使人误入歧途……希望各位老师与同学能提出宝贵意见，指正本教材中的不足之处，使之不断完善。

本教材的内容，主要来自于以韩京清研究员与高志强博士为代表的各位 ADRC 理论与技术研究者、应用实践者的文章、论著；本人访学期间与高博士团队交流的理解；两个 ADRC 应用实例，一个来自赵申的博士学位论文第 5 章与张晗的 2016 ACC 论文，另一个则取自赵申的博士学位论文第 4 章及郑勤玲的 2016 ACC 论文。教材编写的过程，既是文献收集与整理的过程，也是自我学习、思考、提升的过程。在此期间，我阅读了很多文献，也看到了一些自抗扰应用实例，既感受到 ADRC 范式之神奇，亦惊叹前人思想之精妙。对经典文献的每一次阅读，都带给我新的感悟与理解，不断修正自己的认识，收获巨大。然而，囿于本人学识所限，教材篇幅所限，本教材所呈现的仅仅是 ADRC 最基本的内容。如需更深入的学习与讨论，各位初学者还应多研读文献——ADRC 的经典文献与最新成果。

对自抗扰与 ADRC 理论研究与工程应用的探索永无止境，在韩京清老师创新思想与科学实践精神的指引下，广大学者与工程人员仍在躬身前行。感谢他们的付出与坚持，祝愿自抗扰与 ADRC 成果日益丰硕！

作 者

2017 年 2 月

策划编辑：胡晓柏
封面设计：runsign 跑正设计·品牌

自抗扰控制入门

Zikangrao Kongzhi Rumen

针对自抗扰控制基础教材缺乏的现状,本书以为初学者提供入门帮助为目标,重点阐述了自抗扰控制的基本理念、核心算法、关键实现技术及典型应用,简洁而系统地重构了ADRC(尤其是线性ADRC)的知识构架。

本书既可作为大专院校控制科学与工程或自动化专业的本科生、研究生教材,也可作为控制工程技术人员的参考资料。

上架建议：自动控制

ISBN 978-7-5124-2383-1



9 787512 423831 >

定价：29.00元