

分类号: TP273

单位代码: 10422

学 号: 200320509



山东大学

# 博士学位论文

Shandong University Doctoral Dissertation

论文题目: Mamdani 模糊控制系统的结构分析理论

研究及其在暖通空调中的应用

Structure Analysis of Mamdani Fuzzy Control Systems

and Applications in HVAC Systems

作者姓名

吕红丽

专 业

控制理论与控制工程

指导教师姓名

贾 磊 教授

专业技术职务

蔡文剑 教授

2007 年 5 月 28 日

分类号: TP273

单位代码: 10422  
学 号: 200320509

山东大学

博士学位论文

论文题目: Mamdani 模糊控制系统的结构分析理论  
研究及其在暖通空调中的应用

作者姓名 吕红丽

专 业 控制理论与控制工程

指导教师姓名 贾 磊 教授 

专业技术职务 蔡文剑 教授

2007 年 5 月 28 日

Ph. D. Dissertation

**Structure Analysis of Mamdani Fuzzy Control Systems  
and Applications in HVAC Systems**

Ph. D. Candidate: **Lv Hongli**

Subject: **Control Theory and Control Engineering**

Supervisor: **Prof. Jia Lei**

**Prof. Cai Wenjian**

School of Control Science and Engineering

Shandong University

May 2007

## 原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的科研成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律责任由本人承担。

论文作者签名： 吕红丽 日期： 2007.6.2

## 关于学位论文使用授权的声明

本人完全了解山东大学有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留或向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅；本人授权山东大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文和汇编本学位论文。

(保密论文在解密后应遵守此规定)

论文作者签名： 吕红丽 导师签名： 贾磊 日期： 2007.6.2

## 目 录

目 录 .....	i
摘 要 .....	I
ABSTRACT .....	IV
第一章 绪 论 .....	1
1.1 模糊控制研究的背景 .....	2
1.1.1 自动控制理论研究的需求 .....	2
1.1.2 工业过程控制系统发展的需要 .....	4
1.1.3 人工智能控制发展的必然要求 .....	6
1.2 模糊控制的概况 .....	7
1.2.1 模糊控制的产生和发展 .....	8
1.2.2 模糊控制的特点 .....	10
1.2.3 模糊控制的基本类型 .....	12
1.3 模糊控制的研究现状 .....	14
1.3.1 模糊控制系统理论的研究 .....	15
1.3.2 模糊控制和其它控制方法的渗透和结合 .....	20
1.3.3 模糊控制的应用研究现状 .....	29
1.4 本文的主要工作及章节安排 .....	29
1.4.1 模糊控制系统研究中存在的一些问题 .....	29
1.4.2 本文研究内容和主要贡献 .....	31
1.4.3 结构安排 .....	32
第二章 模糊控制器的基本结构与解析分析 .....	35
2.1 引 言 .....	35
2.2 模糊控制基本原理 .....	37
2.2.1 模糊控制系统的基本结构 .....	37
2.2.2 模糊控制器的基本组成 .....	38
2.2.3 模糊控制器的基本设计 .....	43
2.3 Mamdani 型模糊控制器的解析结构分析 .....	44

2.3.1	一种新型模糊蕴涵运算.....	44
2.3.2	二维 Mamdani 模糊控制器基本设计参数.....	48
2.3.3	max-min 模糊控制器结构解析分析过程.....	50
2.3.4	max-min 模糊控制器的分析结果.....	54
2.3.5	max-min 模糊控制器的稳定性分析.....	55
2.4	不同推理方法模糊控制器结构分析比较.....	57
2.4.1	不同模糊推理方法的选择.....	57
2.4.2	不同推理方法的结构分析结果.....	58
2.4.3	不同推理方法模糊控制器结构分析结果的比较.....	58
2.4.4	典型 Mamdani 模糊控制器结构分析的几点讨论.....	61
2.5	结语.....	62
第三章	基于 PID 控制参数的模糊控制器新型设计.....	63
3.1	引言.....	63
3.2	模糊控制器与常规 PID 控制器的解析关系.....	64
3.2.1	模糊控制器的结构选择.....	65
3.2.2	模糊控制器的参数设计.....	70
3.2.3	通用模糊控制器的结构分析.....	74
3.2.4	模糊控制器与常规 PID 控制参数的解析关系.....	75
3.3	基于 PID 控制参数设计模糊控制器.....	78
3.3.1	常规 PID 控制器的设计.....	78
3.3.2	基于常规 PID 控制器参数设计模糊控制器.....	80
3.3.3	基于改进的交论域思想的模糊控制器参数优化.....	82
3.3.4	模糊控制器设计算法.....	85
3.4	仿真结果.....	86
3.5	结语.....	90
第四章	基于 Mamdani 模糊线性化模型的非线性预测控制.....	91
4.1	引言.....	91
4.2	模型预测控制.....	93
4.2.1	模型预测控制的产生和发展.....	93
4.2.2	预测控制的基本原理.....	94

4.2.3 预测控制常用的几种类型 .....	96
4.2.4 预测模型的建立 .....	99
4.3 Mamdani 模糊控制系统的通用逼近性 .....	101
4.3.1 Mamdani 模糊系统的结构设计 .....	101
4.3.2 Mamdani 模糊系统的通用逼近性 .....	103
4.4 模糊线性化预测控制器的新型设计 .....	106
4.4.1 模糊线性化预测模型的建立 .....	106
4.4.2 滚动优化 .....	109
4.4.3 反馈校正 .....	111
4.4.4 模糊线性化预测控制的算法 .....	112
4.5 仿真研究 .....	112
4.6 结 语 .....	115
第五章 模糊控制在暖通空调中的应用研究 .....	117
5.1 引 言 .....	117
5.2 暖通空调系统的节能和控制 .....	118
5.2.1 暖通空调系统控制的研究目的 .....	118
5.2.2 暖通空调系统节能控制的实现 .....	120
5.2.3 暖通空调系统控制的主要特点 .....	121
5.2.4 暖通空调系统控制的研究现状 .....	122
5.3 暖通空调系统的建模 .....	125
5.3.1 暖通空调系统的结构 .....	125
5.3.2 暖通空调系统的基本控制回路 .....	127
5.3.3 暖通空调中空气处理机组的工作原理 .....	129
5.3.4 暖通空调空气处理机组的物理模型 .....	130
5.4 暖通空调系统模糊控制结果 .....	133
5.4.1 模糊控制器设计 .....	133
5.4.2 仿真结果 .....	134
5.4.3 实验结果 .....	136
5.5 结 语 .....	138
第六章 总结与展望 .....	139

---

---

6.1 工作总结与主要创新点 .....	139
6.2 工作展望 .....	141
参考文献 .....	143
致 谢 .....	163
攻读博士学位期间发表论文情况 .....	165
攻读博士学位期间参加科研项目情况 .....	166
附录一 .....	167
附录二 .....	175

获取更多资料 微信搜索蓝领星球



## Table of Contents

Table of contents .....	i
Chinese Abstract .....	I
English Abstract .....	IV
Chapter 1 Preface .....	1
1.1 Background of fuzzy control research .....	2
1.1.1 Demand of Automatic control theory .....	2
1.1.2 Need of Industrial process control development .....	4
1.1.3 Request of artificial intelligent control .....	6
1.2 Overview of fuzzy control .....	7
1.2.1 Production and development of fuzzy control .....	8
1.2.2 Characteristics of fuzzy control .....	10
1.2.3 Basic fuzzy controllers styles .....	12
1.3 Research status of fuzzy control .....	14
1.3.1 Fuzzy control theory research .....	15
1.3.2 Combination of fuzzy control and other control methods .....	20
1.3.3 Fuzzy control application research .....	29
1.4 Main work of this thesis and structure .....	29
1.4.1 Some problems in fuzzy control research .....	29
1.4.2 Main contents and contribution in this thesis .....	31
1.4.3 Structure of this thesis .....	32
Chapter 2 Basic structure and analysis of fuzzy controllers .....	35
2.1 Introduction .....	35
2.2 Basic principle of fuzzy control .....	37
2.2.1 Basic structure of fuzzy control systems .....	37
2.2.2 Basic structure of fuzzy controllers .....	38
2.2.3 Basic design of fuzzy controllers .....	43

2.3 Structure analysis of Mamdani fuzzy controllers .....	44
2.3.1 A new fuzzy implication algorithm .....	44
2.3.2 Parameters design of Mamdani fuzzy controller .....	48
2.3.3 Structure analysis course of max-min fuzzy controller .....	50
2.3.4 Analytical results of max-min fuzzy controller .....	54
2.3.5 Stability analysis of max-min fuzzy controller .....	55
2.4 Compare with fuzzy controllers of different inference methods .....	57
2.4.1 Different fuzzy inference methods to choose .....	57
2.4.2 Structure analysis for different fuzzy controllers .....	58
2.4.3 Compare in different fuzzy controllers .....	58
2.4.4 Some discuss for Mamdani fuzzy controllers .....	61
2.5 Conclusion .....	62
<b>Chapter 3 Novel fuzzy controller design based on PID parameters .....</b>	<b>63</b>
<b>3.1 Introduction .....</b>	<b>63</b>
<b>3.2 Analytical relationship between fuzzy controllers and conventional PID controllers .....</b>	<b>64</b>
3.2.1 Structure choose of fuzzy controllers .....	65
3.2.2 Parameters design of fuzzy controllers .....	70
3.2.3 Structure analysis of universal fuzzy controllers .....	74
3.2.4 Analytical relationship between fuzzy controllers and conventional PID controllers .....	75
<b>3.3 fuzzy controller design based on PID parameters .....</b>	<b>78</b>
3.3.1 Design of conventional PID controllers .....	78
3.3.2 Fuzzy controllers design based on PID parameters .....	80
3.3.3 Parameters Optimization based-on variable discourses .....	82
3.3.4 Design algorithms of novel fuzzy controllers .....	85
<b>3.4 Simulation results .....</b>	<b>86</b>
<b>3.5 Conclusion .....</b>	<b>90</b>
<b>Chapter 4 Nonlinear model predictive control based-on Mamdani fuzzy linearization models .....</b>	<b>91</b>

<b>4.1 Introduction</b> .....	91
<b>4.2 Model predictive control</b> .....	93
4.2.1 Production and development of model predictive control.....	93
4.2.2 Basic principle of model predictive control .....	94
4.2.3 Basic styles of model predictive control.....	96
4.2.4 Construction of predictive model.....	99
<b>4.3 Universal Approximation of Mamdani fuzzy systems</b> .....	101
4.3.1 Structure design of Mamdani fuzzy systems .....	101
4.3.2 Universal Approximation of Mamdani fuzzy systems .....	103
<b>4.4 Novel design of fuzzy linearization model predictive control</b> .....	106
4.4.1 Construction of fuzzy nonlinearized predictive model.....	106
4.4.2 Rolling optimization.....	109
4.4.3 Feedback adjustment .....	111
4.4.4 Algorithms of fuzzy linearization model predictive control .....	112
<b>4.5 Simulation results</b> .....	112
<b>4.6 Conclusion</b> .....	115
<b>Chapter 5 Application of fuzzy control in HVAC systems</b> .....	117
<b>5.1 Introduction</b> .....	117
<b>5.2 Energy efficient and control of HVAC systems</b> .....	118
5.2.1 Research motivation of HVAC systems control .....	118
5.2.2 Realization of HVAC systems control .....	120
5.2.3 Characteristics of HVAC systems control.....	121
5.2.4 Summary of HVAC systems control.....	122
<b>5.3 Modeling of HVAC systems</b> .....	125
5.3.1 Structure of HVAC systems .....	125
5.3.2 Basic control loops of HVAC systems .....	127
5.3.3 Principle of AHU in HVAC systems.....	129
5.3.4 Physical models of AHU in HVAC systems.....	130
<b>5.4 Fuzzy control results in HVAC systems</b> .....	133
5.4.1 Design of fuzzy controllers .....	133

---

---

5.4.2 Simulation results .....	134
5.4.3 Experimental results .....	136
5.5 Conclusion.....	138
<b>Chapter 6 Conclusions and Further Research.....</b>	<b>139</b>
6.1 Summary of this thesis.....	139
6.2 Further research .....	141
<b>Conferences .....</b>	<b>143</b>
<b>Acknowledgements .....</b>	<b>163</b>
<b>Publications .....</b>	<b>165</b>
<b>Projects Attended.....</b>	<b>1656</b>
<b>Appendix 1.....</b>	<b>1657</b>
<b>Appendix 2.....</b>	<b>165</b>

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

## 摘 要

随着科学技术的高度发展，在控制工程中被控对象越来越复杂，控制过程往往具有非线性、多环路、大滞后等特点，各种参数也往往存在时变性，这类系统没有明确的物理或化学规律可循，要进行传统的定量分析十分困难，致使复杂过程的数学模型难以建立，传统经典控制方法和现代控制理论无法对其实现有效的控制，因此现代工业工程的迅猛发展迫切需要寻求更加有效的控制策略来完成实际过程的非线性系统控制。

自从1974年英国工程师Mamdani首次将模糊控制成功应用于蒸汽机控制以来，随着计算机及其相关技术的发展，模糊控制已成为智能控制的重要组成部分，模糊控制技术近年来在复杂工业过程控制方面发挥着日益重要的作用。模糊控制作为一种非线性系统控制策略，最大的特点是无需建立系统的精确数学模型，可以将操作者的经验知识直接转化为模糊规则，通过模糊推理过程对系统实施控制，克服了线性化方法的运算复杂性，同时充分利用了现场操作人员的成功经验，而且模糊控制系统具有良好的鲁棒性，可以克服由于系统本身的时变性、不确定性和外部扰动等带来的影响，有效的提高过程控制质量，为复杂工业过程和非线性系统的控制研究开辟了新的途径。

虽然模糊控制已经在工业控制，家用电器自动化等很多行业中解决了传统控制方法难以解决的很多控制问题，引起了越来越多的控制理论和相关领域广大工程技术人员的极大兴趣。另一方面，从整体模糊控制研究体系来看，模糊控制系统是处于发展中的一种控制方法，模糊控制系统还没有形成完整的研究体系，模糊控制系统理论和应用的发展仍然存在一些需要解决的问题。为了更好的扩展模糊控制理论的应用，本文首先研究了模糊控制器结构的解析分析，然后吸收PID控制、模型预测模糊等相关领域的研究成果，提出两种复杂非线性过程的模糊控制器设计新方法，并且将设计的新型模糊控制器应用于暖通空调系统的温度控制中，仿真和实验结果表明所提出模糊控制策略的良好控制效果。总结全文，论文的主要内容可具体概括如下：

(1) 首先对模糊控制系统的研究进行了全面综述, 回顾模糊控制系统的研究背景, 产生与发展状况, 控制器特点和基本类型, 主要研究方向及发展现状, 介绍模糊控制系统理论的主要研究内容, 模糊控制与 PID 控制, 预测控制等其它控制方法的渗透和结合研究, 以及模糊控制的应用发展状况, 指出目前模糊控制系统研究中存在的一些问题, 提出论文的主要研究内容和结构安排。

(2) 研究了模糊控制系统的基本原理, 基本结构, 设计方法等。通过引入一种新型模糊蕴含运算, 从数学分析的角度研究了 max-min 型 Mamdani 模糊控制器的解析结构, 详细推导了输入、输出隶属函数均采用等腰模糊数的一类具有线性规则的双输入单输出模糊控制器的结构表达式, 证明了这类模糊控制器相当于一个全局二维多值继电器与局部非线性 PD 控制器的和, 在此基础上研究了它的极限结构特性, 对其稳定性进行了分析。然后与其它模糊推理方法进行比较, 分别推证了采用 sum-product, sum-min, max-product 等不同模糊推理方法的典型模糊控制器具有相似的结构特性, 并对模糊控制器的结构进行了进一步讨论。

(3) 提出一种利用常规 PID 控制器比例, 积分, 微分增益因子进行模糊控制器设计的新型方法, 该方法充分利用了常规 PID 控制器的成熟经验改进模糊控制器的设计。首先通过比较和分析选择适合实际工业应用的模糊控制器结构, 然后通过模糊控制器的结构分析结果给出模糊控制器与 PID 控制器线性增益系数  $K_p, K_I, K_D$  之间的解析关系, 表明模糊控制器本质上是一种时变非线性的 PID 控制器, 根据这一解析关系, 利用常规 PID 控制器增益系数间接设计模糊控制器的正规化因子, 建立一种新型模糊控制器的设计方法。

(4) 研究了模糊变论域思想的改进算法, 由于改变模糊控制器变量的论域本质上等价于改变变量的正规化因子, 因此如果保持模糊控制器的基本论域不变, 那么通过增加模糊控制器输入变量的正规化因子的取值同样可以达到缩小论域的目的, 而且改变正规化因子相对于论域变化更加容易操作。然后将这一改进算法应用到模糊控制器设计参数的在线调节和优化中, 进一步提高了模糊控制系统的控制精度。

(5) 针对非线性系统建模困难及难以控制的特点, 提出一种基于

sum-min 推理的 Mamdani 型模糊模型预测控制策略。该方法首先通过对模糊模型进行解析分析, 建立非线性系统的 Mamdani 型模糊预测模型, 获得系统在  $k+1$  采样时刻的一步线性化预测模型和  $P$  步线性预测模型, 然后基于模糊线性化预测模型进行常规预测控制器设计, 从而给出了实现该非线性系统模糊模型预测控制方法的具体步骤。仿真实验结果表明了该算法是一种鲁棒性强的有效控制方法, 与常规的动态矩阵控制相比, 该方法具有超调量小, 调整时间短等优良的动态性能。

(6) 对本文提出的新型模糊控制器设计方法在暖通空调中的应用进行了研究。首先对暖通空调系统的节能与控制进行简单描述, 研究了暖通空调系统的基本结构和主要控制回路, 然后对空调处理机组的控制系统进行物理建模, 在此基础上, 将提出的模糊控制器新型设计方法应用到暖通空调系统中, 采用冷冻水的流速  $m_{chw}$  控制回风机的干球温度  $T_m$ , 获得了良好的控制效果。该方法最突出的优点是可以充分利用针对暖通空调系统设计比较成熟的 PID 控制器, 而且鲁棒性强, 容易设计, 便于现场操作人员学习和掌握, 改变了模糊控制在实际工业过程中难以实现的现状。

最后总结了全文的主要工作, 并对模糊控制下一步的研究方向进行了展望。

关键词: 模糊控制 结构分析 PID控制 可变论域 模型预测控制 暖通空调系统

## ABSTRACT

With the increasing development of technologies, the control processes become more and more complex in control engineering. The control processes generally have the characteristics of nonlinear, multi-loops, big time-delay etc and the parameters are time-variable, then they can't follow specific physical or chemical rules, thus, it is difficult to act classical quantitative analysis and accurate mathematical models of complex process situations are not easy to get so that the classical control strategies and model control theories can't control them availably. Consequently the rapid development of modern industrial processes urgently needs to find more effective control strategies to finish nonlinear control of practical process systems.

Since English engineer named Mamdani applied the fuzzy control technique on the control of steam engine in 1974, fuzzy control has become the important part of intelligent control with the development of computer and the relational technologies. Furthermore fuzzy control comes to play more and more important actions in complex process control systems in recent years. As one of the nonlinear control strategies, fuzzy control has the most remarkable characteristics of no needing precise systematic mathematical model. The experiential knowledge of operators is used to construct fuzzy inference rules and then it can control the systems through fuzzy reasoning courses. Fuzzy control avoids the calculation complexity while takes good use of successful experience of operators on spot. Moreover, fuzzy control takes on strong robustness which can conquer inherent time-variable nonlinear, uncertainty and outside disturbance so that it can improve process control quality effectively and break a new path for control research of complex industrial processes and nonlinear systems.



Fuzzy control has been widely applied into industrial control field, automation on home electrical facility and other application scopes to settle control problems which are difficult to finish by classical control technique. And then fuzzy control is going to get more and more interest of researchers and engineers in control theories and application field. However, as a whole of fuzzy control research systems, the research about fuzzy control systems is not a perfectly integrated system and there still exist some problems to resolve not only in theories but also in application. In order to develop applications of fuzzy control theories, this thesis studies structure analysis of fuzzy controllers, proposes two novel fuzzy control algorithms based on research fruits of classical PID controllers and model predictive controllers and then applies the proposed fuzzy control algorithms on the temperature control of Heating, Ventilating Air-conditioning systems. The results of simulation and experiments show good control performance of the proposed novel fuzzy control algorithms. In summary, the main contents of this dissertation are as follows:

(1) Firstly the survey of fuzzy control systems is given. The research background, generating, developing status, characteristics, basic styles of fuzzy control systems are reviewed and then it introduces main research aspects, contents and their development, combination of both fuzzy control and other control strategies such as PID control, model predictive control and application situation. At last, some difficult problems in fuzzy control development are pointed out and the main research contents of this thesis are summarized.

(2) The fundamental, basic structure and design methods of fuzzy control systems are studied. Then after considering one new fuzzy implication algorithm, structure analysis of max-min Mamdani fuzzy controller is developed on the view of mathematical analysis. It proves that a nonlinear fuzzy controller with linear rules, whose input and

output variables are isocenes fuzzy number membership functions, is the sum of a global two-dimensional multilevel relay and a local nonlinear PD controller. Afterwards its limit structure characteristics and stability analysis are given. Comparing with other fuzzy reasoning methods, typical fuzzy controllers with different reasoning such as sum-product, sum-min, max-product have similar structure characteristics. Finally further discuss about fuzzy controllers structure is done.

(3) A novel method to design fuzzy controller based on the proportional, integral, derivative parameters of PID controller is proposed. It takes full advantage of mature technology of PID controller to improve the design strategies of fuzzy controller. At first structure of fuzzy controllers is chosen to fit for practical industrial application through comparison and analysis. Then the mathematical analytical expression of parameters between fuzzy controllers and linear gains coefficients  $K_p, K_i, K_d$  of conventional PID controllers is got based on the structure analysis of fuzzy controllers and it shows that fuzzy controller is one time-variable nonlinear PID controller in nature. Then the novel fuzzy controller is designed through gains tuning of PID controller based the analytical relations between normalized factors of fuzzy controller and gain coefficients of the conventional PID controller.

(4) The improved fuzzy variable discourse method is studied. Because the essence of variable discourse of universe is equal to change normalized factors of fuzzy variables, increasing the values of normalized factors for fuzzy input variables can reduce the discourse of universe if the basic discourses keep constants. Moreover it is easier to operate for changing normalized factors than variable discourse. Then this improved fuzzy variable discourse method is applied to tune and

optimize designed parameters of fuzzy controllers so that the dynamical performance is obtained.

(5) A new fuzzy linearization technique based on sum-min Mamdani fuzzy model is proposed because of difficult to model and control of nonlinear systems. After constructing the fuzzy Mamdani predictive model of nonlinear systems through resolution expression on base of structure analysis expression of the fuzzy model, this fuzzy model was applied in the nonlinear model predictive control as the predictive model. Then the fuzzy linearization predictive models at  $k+1$  sampling time,  $P$  horizon predictive output are got and conventional model predictive controller is designed. The procedure to implement this fuzzy linearization model predictive control algorithm of nonlinear system is introduced. Finally simulation test results show that the proposed fuzzy model based-on predictive control approach is a robust and effective control algorithm. Compared with the conventional DMC control approach, this approach has the advantages of less overshoot and shorter setting time etc.

(6) The proposed new fuzzy controller design has been applied into temperature control of HVAC systems. After introducing energy efficiency and control of HVAC systems, the basic structure and main control loops are given. Then on base of the physical models of closed-loop control system for air-handling units, the proposed fuzzy control algorithm is used to HVAC systems, that is, flow rate of chilled water  $\dot{m}_{chw}$  is to control off-coil air dry boil temperature  $T_{co}$ . The outstanding characteristics of this proposed fuzzy controller is that it made good use of mature technique of classical PID controller, strongly robust and simple to design. Furthermore it is very convenient to be accepted by common operators in industrial plants. And then it changes the status of the fuzzy controller that is difficult to be applied in industrial process.

Finally, a conclusion is made and the future research directions are proposed in this field.

**Key words:** Fuzzy control; Structure analysis; PID control; variable discourse; Model predictive control; HVAC systems

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

## 第一章 绪 论

随着科学技术的高度发展，在控制工程中，被控对象越来越复杂，控制过程往往具有非线性、强耦合、大滞后等特点，各种参数也往往存在时变性，这类系统没有明确的物理或化学规律可遵循，要进行传统的定量分析十分困难，虽然经典控制理论和现代控制理论几十年的发展和应用在各个领域获得了显著的成效，但它们的共同点是都需要建立系统的精确数学模型。而且目前百分之九十以上的工业过程仍然采用 PID 控制器进行过程控制，因此现代工业工程的迅猛发展迫切需要寻求更加有效的控制策略来完成实际工业过程的非线性系统控制。但是由于非线性系统的复杂性，很难找到精确的数学模型来描述过程动态，模糊控制系统由于可以直接吸收现场工业过程中的操作经验和专家知识而不需要建立系统的精确数学模型，因此越来越受到控制界专家的关注和研究。

模糊控制最早是基于模糊逻辑的思想发展起来的控制策略，模糊逻辑可以简单描述为用语言文字来计算的逻辑。1965年美国加利福尼亚大学教授 L. A. Zadeh 首先在他的论文“Fuzzy Sets”中提出用“隶属函数”概念来定量描述事物 Fuzzy 性的模糊集合理论，由此开创了模糊数学及其应用的新纪元<sup>[1]</sup>。模糊控制是模糊集合理论在控制领域得到应用的一个重要方面，但是 Zadeh 的模糊数学理论提出之后并未立即引起人们的普遍重视，七十年代开始，这一理论才逐渐受到了少数工程师的注意，并将其在控制中的应用进行了探索和研究。1973年，Zadeh 给出了模糊控制器的定义和定理，为模糊控制奠定了基础<sup>[2]</sup>。1974年英国工程师 E. H. Mamdani 利用模糊控制语句组成模糊控制器，首次将模糊集合理论应用到锅炉和蒸汽机的控制中并且取得良好效果，从而在自动控制领域中开辟了模糊控制理论及其应用的崭新阶段<sup>[3]</sup>。

虽然模糊控制作为智能领域中最具有实际意义的一种控制方法，已经在工业控制领域，家用电器自动化领域和其他很多行业中解决了传统控制方法难以解决的很多控制问题，取得了令人瞩目的研究成果，并且引起了越来越多的控制理论的研究人员和相关领域广大工程技术人员的极大兴

趣。另一方面，从整体模糊体系来看，模糊控制系统无论是在理论上还是在应用领域的发展，都还没有形成完整的研究体系，缺乏更深入地研究和进展，模糊控制在实际工业过程中的应用还不够广泛，于是，模糊控制无论在理论和应用上都有待于进一步的深入研究和探讨，因此，模糊控制系统的研究对于自动控制和工业过程自动化的进一步发展都具有非常重要的意义。

## 1.1 模糊控制研究的背景

模糊控制是以模糊逻辑理论为基础发展起来的一种新型控制手段，它是模糊系统理论与自动控制技术相结合的产物。模糊控制技术自产生以来在控制界发挥着日益重要的作用，随着科学技术的进步，特别是计算机技术的不断提高，极大的推动了模糊控制技术在工业过程控制和现实生活中的应用，同时也不断促进模糊控制理论研究的进展。模糊控制技术在理论上属于非线性系统控制范畴，而在应用上属于先进工业过程控制研究领域，模糊控制还是人工智能控制的重要组成部分，所以本文首先分别从这三个方面阐述一下模糊控制研究的必要性，以及研究的意义和作用，模糊控制研究的发展是以下三个方面共同作用的结果。

### 1.1.1 自动控制理论研究的需求

随着社会生产和科学技术的进步，自动控制技术在国民经济，人民生活 and 国防建设中发挥着越来越重要的作用。自动控制的发展和应用，不仅使生产过程实现了自动化，极大的提高了劳动生产水平和产品质量，并且在人类征服自然，探索新能源，发展空间技术以及改善人民物质生活等方面起着重要作用，因此自动控制技术已经成为实现工业，农业，科学技术和国防现代化必不可少的一门技术<sup>[4]</sup>。自从维纳在四十年代创立控制论以来，自动控制理论主要经历了古典控制理论与现代控制理论两个发展阶段。古典控制理论主要以传递函数为基础，研究单输入单输出的自动控制系统的分析和设计问题，主要解决单变量系统的反馈控制问题，发展相对成熟，并且在工程实践中得到广泛的应用。而现代控制理论是六十年代在古典控制理论基础上，随着科学技术的发展和工程实践的需要而迅速发展

起来的，它的内容主要以状态空间法为基础，研究多输入多输出，变参数，非线性，高精度，高效能等控制系统的分析和设计问题；主要研究方向包括最优控制，滤波，系统辨识，自适应控制等。经过半个多世纪的发展，这些常规的控制方法已经形成了比较完善的学科体系，并获得了许多成功的应用。

经过几十年的发展和完善，线性系统控制理论的发展已经趋于成熟和稳定，而非线性系统的控制策略的研究越来越受到人们的重视，数学领域中的非线性分析、非线性泛函，物理学中的非线性动力学等发展都很迅速。非线性系统的控制理论的研究主要包括，针对特殊系统发展的相平面方法、描述函数法及Lure系统等古典非线性控制方法；目前研究最广泛的李亚普诺夫方法；具有滑动模态的变结构控制；直接反馈线性化方法；基于微分几何和微分代数方法的反馈线性化；Backstepping方法；非线性自适应控制；非线性预测控制等。但是它们存在一个统一的特点是利用数学方法对非线性系统进行线性化转换，然后再采用线性控制理论对其进行分析和设计。系统必须满足一定的数学条件，而且结构比较复杂，大多数实际系统不再满足精确线性化方法中的对合条件，因而在实际系统中的应用受到限制<sup>[5]</sup>。

非线性系统控制一直是控制领域中倍受关注的一个研究方向，事实上，非线性控制理论的发展源自实践的需要，因为实际中的各种控制系统常常是非线性的，而且实际中许多工业被控对象由于具有非线性、时变性、变结构、多层次、多干扰因素以及各种不确定性，难以建立精确的数学模型。即使对一些复杂对象能够建立数学模型，模型也往往过于复杂，既不利于设计也难以实现有效控制。虽然常规自适应控制等技术可以解决一些问题，但其能力也是有限的。目前的现状是由于非线性系统控制问题的复杂性，不能找到一种通用的非线性控制方法，每种控制方法都有其局限性，只能适合解决一些特殊的非线性系统控制问题。然而在实际工作中，操作者却往往可以对这些难以建立数学模型的被控对象进行有效的控制。操作者对被控对象进行的控制主要是通过学习所积累操作经验来实现的，这些经验包括操作者对被控对象的了解、在各种情况下的控制策略以及性能指标判据。模糊控制作为一种非线性系统控制策略，最大的特点是

无需建立系统的精确数学模型，而是将操作者的经验知识直接转化为模糊规则，通过模糊推理过程对系统实施控制，因此克服了线性化方法的运算复杂性，同时充分利用了现场操作人员的成功经验，为非线性系统的控制研究开辟了新的途径。

### 1.1.2 工业过程控制系统发展的需要

过程控制的研究是针对复杂的现代工业过程的实际控制问题发展起来的先进生产技术，八十年代以来，随着科学技术的飞速发展，世界各国工业向着大型、连续、综合化发展，所构成的控制系统也变得越来越复杂。现代工业过程系统主要具有了如下一些显著特征：

#### (1) 复杂性

一个大型工业过程系统往往是几种物质的综合运动，甚至同时进行着物理、化学、生物的反应。内部机理非常复杂，系统的结构和参数往往具有高维性、多变量、时变性、强耦合、过程约束的多样性等。而且过程变量之间相互关联很严重，任何一个变量的变化常常可能引起其它所有变量发生变化，对象本身的特性也在不断变化，输入信息多样化，数据量庞大，表现为研究对象的复杂性；同时为了适应复杂环境的变化，控制任务的形式扩大到协调控制、自主控制、避撞控制等具有多层次、多目标的控制要求。另外，大部分复杂工业还具有缓慢性，间歇性，分布参数性，状态的不完全性，可靠性等其它一些特性。基于数学模型的工业过程控制问题倾向于一个相互依赖的整体，尽管工业过程控制中经常存在鲁棒性和灵敏度之间的矛盾，但对于简单的工业过程系统控制而言，问题并不突出，而对于复杂工业过程，则将可能由于条件的变化使整个控制崩溃。

#### (2) 非线性

严格意义上讲，所有的工业过程都存在非线性，只是非线性的程度不同而已。虽然大部分工业过程的正常生产处于某一稳态工作点，但由于原料性质的变化、操作条件的改变以及对生产产品的不同要求，过程生产的操作点必须不断变化以适应过程控制的要求，从而使得过程动态特性的差异在事实上形成了工业过程的非线性行为。对于非线性程度不很严重，且仅仅在工作点附近范围内工作的系统，可以用小偏差法将非线性特性线



线性化，线性化后的系统视为线性系统，并可用线性理论进行分析研究。但是，对于非线性程度比较严重，输入信号变化范围较大的系统，输出会出现许多用线性理论无法处理的现象，采用线性化的处理方法时常会产生很大的偏差，甚至会得出完全相反的结论。另外，控制系统中还存在有另一类非线性，如调节阀、继电器等元件的饱和、死区和滞后等典型的非线性特性。

### (3) 不确定性

系统的不确定性包括对象的不确定性和环境的不确定性两大方面。被控对象中存在很多复杂的不确定性因素，难于用常规的数学工具建模并研究这些对象，对于大多数内在机理复杂的工业过程，难以完全从机理上揭示其内在规律，例如：PH参数的变化过程及聚合反应等化学反应过程中，存在着严重的非线性；炉膛内的燃烧、钢坯的加热等均为分布参数系统，很难用一个集中参数模型去描述；催化剂活性的时变性使化学反应的速度成为时变参数；同时系统处于动态变化的、难于预先知道的环境中，存在着环境的动态变化、输入输出信息中的噪声、人为的和自然的干扰与误差，信息的偶然性、未知性、不完全性等环境不确定因素，因此对传统控制提出巨大的挑战。

### (4) 大时滞

时滞特性是工业过程中广泛存在的一种物理现象。时滞是信号传输的延迟，过程的固有时滞给系统分析和控制器设计带来了很大的困难，因而时滞对象也被认为是最难控制的对象。由于物料及能量在管道或容器中的传输及运送需要一定的时间；物质反应及能量交换需要一定的过程；许多设备串联在一起所增加的中间环节；测量装置的响应时间；执行结构的动作时间等因素，时滞现象在工业过程控制中是不可避免的，而且存在时滞的环节较多时，系统滞后时间也随之增加，甚至几十分钟的时滞现象也可以在某些工业过程中出现，这给系统的稳定性带来了不利影响。同时，由于时滞的存在，调节作用的不及时将导致被调节参数的最大偏差增大，甚至出现发散振荡，调节系统的动态品质降低。因此，必须寻求有效的控制方法来抑制或者消除这种时滞现象带来的不良因素。

在许多情况下，工业生产过程内在机理较为复杂，且由于缺乏必要

的检测手段或者检测装置不能进入被控测试区域等原因，致使被控过程的数学模型难于建立。另一方面，随着生产过程向着大型、连续和强化方向发展，工艺操作条件要求更加严格，参数间相互关系更加复杂，对复杂过程控制的精度和功能要求更加苛刻，经典控制较难满足闭环优化控制的要求。而且，任何工业生产过程都具有自身的特殊性和一定的适用范围，适合于一种工业过程的控制策略在其它工业过程中可能并不适用。因此，对于复杂工业过程控制系统的设计，必须结合过程的特殊性和不同要求，引入先进控制策略和控制方法，开发出适应复杂过程控制要求的系统结构。作为先进过程控制策略的重要组成部分的模糊控制具有良好的鲁棒性，可以克服由于系统本身的时变性、非线性和外部扰动等带来的问题，有效的提高过程控制性能，解决复杂过程控制问题。

### 1.1.3 人工智能控制发展的必然要求

为了建立更加有效的新型控制理论和方法，满足控制工程实践方面对控制策略要求的日益提高，在先进控制策略不断被提出的同时，自动控制方法与其它学科相互交叉，相互渗透，向纵深方向发展，形成了以智能控制为代表的第三代控制理论，实现了用传统方法难以控制的复杂工业过程的优化控制。智能控制是控制理论发展的高级阶段，它是人工智能、运筹学和自动控制三者的交叉，其理论体系也日趋庞大。智能控制的概念最早出现于六十年代<sup>[6,7]</sup>，此后得到了迅速发展，七十年代后期以来，人工智能的研究得到了极大进展，并迅速以其新颖丰富的思想和强有力的问题求解能力渗透到各种领域中。人们提出了各种智能控制方法：模糊控制、神经网络控制、遗传算法、专家控制、学习控制、粗糙集理论、人工免疫控制以及基于信息论的分层递阶控制等，因此目前智能控制理论被看作继古典控制，现代控制之后的最有发展前途的控制理论发展形式，特别是在各种智能控制方法中，模糊控制、神经网络控制与专家控制被看作三种最典型的智能控制方法，同时模糊控制的理论和应用研究在人工智能控制领域最具有发展潜力和应用前景，而且模糊控制与其它智能控制方法的交叉综合已经成为近年来智能控制研究的重点。

作为智能控制不可或缺的组成部分，模糊逻辑控制是用语言归纳操

作者的控制策略，运用语言变量和模糊逻辑推理形成控制算法，它无需知道被控对象的精确数学模型，因而对于无法建立数学模型的工业过程控制，效果是非常明显的。出于寻找各种对模型要求低、控制性能好、鲁棒性强、在线计算方便的过程控制新算法的目的，模糊逻辑控制方法的发展和应用在智能控制研究领域发挥着越来越重要的作用，而且模糊控制和神经网络，遗传算法，专家系统等其它智能控制算法的相互结合和渗透也进一步丰富了智能控制的研究内容，推广了智能控制在现实工业过程中的应用，为复杂工业过程的智能控制开辟了一个新的领域。模糊控制属于智能控制范畴，因此模糊控制研究的发展必然同时推动整个智能控制领域的进展，同样的，智能控制技术的不断完善反过来也会促进模糊控制研究的进步。

## 1.2 模糊控制的概况

模糊控制的基本思想是利用计算机来实现人的控制经验，而人的控制经验一般是由语言来表达的，这些语言表达的控制规则又带有相当的模糊性。例如在房间温度的控制经验中，“如果房间温度升高，那么增加冷却水的流量”，这种经验规则的形式正是模糊条件语句的形式，可以用模糊数学的方法来描述过程变量和控制作用的这些模糊概念及它们之间的关系，又可以根据这种模糊关系及其某时刻过程变量的检测值用模糊逻辑推理的方法得出此时的控制量，这正是模糊控制系统的基本思路。

自从 1974 年英国工程师 Mamdani 首次将模糊控制成功应用于蒸汽控制以来，随着计算机技术的迅速发展，将模糊集合理论运用于自动控制而形成的模糊控制理论得到了迅速的发展，其原因在于对那些时变的非线性复杂系统，当无法获得精确数学模型的时候，利用具有智能的模糊控制器能给出有效的控制。例如，在炼钢、化工、人文系统、经济系统以及医学心理系统中，要得到正确而且精密的数学模型是相当困难的。对于这些系统却具有大量以定性的形式表示的极其重要的先验信息，以及仅仅用语言规定的性能指标。同时，要求过程的操作人员是系统的基本组成部分等。所有这些都是一种不精确性，应用一般的控制理论很难实现控制，但是，这类系统由人来控制却往往容易做到。这是因为过程操作人员的控制

方法是建立在直观的和经验的基础上，他们凭借实践积累的经验，采取适当的对策完成控制任务，于是，人们把操作人员的控制经验归纳成定性描述的一组条件语句，然后运用模糊集合理论将其定量化，使控制器得以接受人的经验，模仿人的操作策略，这样就产生了以模糊集合理论为基础的模糊控制器。模糊控制理论的提出是控制思想的一次深刻的变革，它标志着人工智能发展到了一个新的阶段。

### 1.2.1 模糊控制的产生和发展

自从Zadeh创立模糊数学理论以来，模糊控制系统的研究经历了四十多个年头。随着计算机及其相关技术的发展，模糊控制也由最初的经典模糊控制发展到自学习，自组织，自校正模糊控制，从简单的模糊控制器设计发展到模糊控制器的结构分析，稳定性和鲁棒性的研究，其实现方式也由最初在微型机上用软件方法实现发展到应用模糊控制开发出模糊计算机进行直接控制。虽然与现代控制理论等其他比较成熟的学科相比，模糊系统理论还处于发展阶段，还有一些比较重要的理论课题没有解决，但是为了更好的了解模糊控制的产生过程和发展历程，下面按照年代的划分简单回顾一下模糊控制的发展进程，总结一下各个阶段具有代表性和标志性的重要理论和应用研究成果。

#### 第一阶段(20世纪60年代)

Zadeh教授在1965年发表的开创性文章标志着模糊理论的诞生。这一阶段是模糊逻辑和模糊集合理论的创始阶段，由于Zadeh教授的杰出工作，在随后的几年中建立了模糊理论的大部分重要概念。在二十世纪六十年代末到七十年代初，模糊算法、模糊决策等概念也相继被提出<sup>[8,9]</sup>，虽然初步建立起的模糊数学这一新兴理论，还没有受到人们的关注，模糊控制方面的应用尚处于空白，但是这一初始阶段为后来模糊控制的发展和应用提供了必要的理论基础和发展保障。

#### 第二阶段(20世纪70年代)

这一阶段主要发展了模糊控制在工业过程中的初步应用。1973年Zadeh在他的重要文章“Outline of a approach to the analysis of complex systems and decision process”中，引入了语言变量和模糊规则的概念，

建立了模糊控制的基本原理，接着1974年英国工程师Mamdani成功的将模糊控制技术应用于蒸汽机的控制，随后丹麦学者J. J. Ostergaard将模糊控制成功地应用水泥窑的控制，为模糊理论的发展展现了光明的前景<sup>[10]</sup>。1976年，荷兰学者W. J. M. Kickert等人提出了模糊控制器的多值继电器模型，利用常规方法研究模糊控制，解决了热交换过程中非线性、大时滞和非对称性增益等问题的控制，收到了最佳PI控制的效果<sup>[11]</sup>。在模糊理论研究方面，对于较复杂的系统基本模糊控制规则一般比较粗糙，很难达到控制要求，于是Procyk和Mamdani于1979年最早提出自适应模糊控制器<sup>[12]</sup>，称作语言自组织模糊控制器，它能在控制过程中不断调整、修改控制规则，使控制系统性能逐步完善。自组织模糊控制器的出现，标志着模糊控制器由低级向高级阶段发展的开始。1977年，Willacys提出了最优模糊控制器的新概念。

### 第三阶段(20世纪80年代)

模糊系统理论在八十年代各个领域得到进一步研究发展，1983年Hirota和Pedrycz提出概率模糊集合<sup>[13]</sup>，随后在1985年日本的Takagi和Sugeno首次提出一种动态系统的模糊模型辨识方法，被称为T-S模型<sup>[14]</sup>，该模型以系统局部线性化为出发点，具有结构简单、逼近能力强的特点，成为模糊辨识中的常用模型，并为复杂工业过程的建模提供了很好的实现手段。1985年Kiszka等提出了模糊系统稳定性理论<sup>[15]</sup>，1988年Dubois和Prade提出了模糊近似推理<sup>[16]</sup>。在应用研究方面，无论是在深度还是在广度上都有了较大进展，出现了模糊系统软硬件的开发和应用，并且投入商业使用，产生了大量的应用成果。特别是在日本，模糊控制被成功地应用于废水处理、机器人、汽车驾驶、家用电器和地铁系统等许多领域，掀起了模糊技术应用的浪潮。另外，丹麦F. L. Smidth公司推出了实用化的水泥窑模糊逻辑控制系统；日本S. Murakami成功研制了基于语言真值推理的模糊控制器，并应用于汽车速度的自动控制；Jasunobo等人研究了预测模糊控制并且将其应用于火车自动驾驶系统和集装箱起重机的自动操作系统。

### 第四阶段(20世纪90年代以后)

进入九十年代，模糊理论的研究取得了一系列突破性的进展，例如

自适应模糊控制，模糊系统的结构和稳定性分析，模糊优化等，模糊理论已成为智能技术的三大支柱之一。特别是结构分析的方法成为模糊控制领域研究的一个热点，还出现了各种类型模糊系统的函数逼近特性的研究以及模糊动态系统研究。模糊控制成功地应用，极大地推动了模糊理论的研究，同时也逐渐被控制界认可，1992年在San Diego召开的IEEE on Fuzzy System国际会议，标志着模糊理论为世界上最大的工程师组织所接受，接着《IEEE on fuzzy systems》于1993年创刊，更加肯定了模糊控制的学术地位，推进了模糊控制的发展和应用。

九十年代在应用方面，模糊控制软件与硬件技术的发展和完善，为模糊控制技术的实现提供了更好的发展空间。Yamakawa首次研制了模糊组件；美国Omron公司开发了数字模糊处理器DFP-FP23000，还推出了FB230AT卡板进行编译，模糊控制还被集成到PLC中以及把模糊控制作为DCS系统的功能模块；空调机、全自动洗衣机、吸尘器等高档家电中普遍应用了模糊控制技术。近年来，随着模糊控制的广泛应用，模糊硬件产品和软件正使模糊控制向更高一级的新领域扩展，如机器人定位系统、汽车定位系统、智能车辆高速公路系统。进入二十一世纪后，模糊控制系统的研究扩展到模式识别、医药、游戏理论等前沿领域，逐渐成为一门不可或缺的控制研究方向。

### 1.2.2 模糊控制的特点

模糊控制是以人的控制经验作为控制的知识模型，以模糊集合、模糊语言变量以及模糊逻辑推理作为控制算法的数学工具，用计算机来实现的一种智能控制。模糊控制系统是基于由操作人员工作经验建立的模糊规则进行控制的策略，而且模糊控制本质上是一种非线性智能控制，具有处理模糊信息的能力。控制器的设计具有通用性，即不同的模糊控制系统可使用相同的控制器，只是各个系统的参数各不相同。模糊控制器的输入与人们在手动控制所获得的信息量基本一致，因此模糊控制具有一些独特的控制特点，总结归纳为如下几点：

(1) 不需要建立精确的数学模型，一般只需在现场操作人员的经验知识及操作数据的基础上建立相应的模糊规则库，然后适当运用模糊规则

和隶属函数，通过模糊逻辑推理过程在工业控制领域实现对系统现场的智能化模糊自动控制。因此模糊控制是利用直接对被控过程参数现状及其发展趋势观测和判断所产生的定性感觉构成的控制算法。对一些难以建立精确数学模型的复杂系统，很难用数学形式表达其内部关系或者表达起来非常复杂，不宜采用经典或现代控制方法，更适用于采用模糊控制。

(2) 模糊控制具有较强的鲁棒性，对参数变化不灵敏，对过程和环境的變化及干扰的适应性比较強。由于模糊控制采用的不是二值逻辑，而是一种连续多值逻辑，所以当参数变化时，能比较容易实现稳定的控制，对于非线性和时变的不确定系统，模糊控制则有較好的控制作用，同时对于各种噪声，扰动和纯滞后有较强的抑制能力。对过程参数的变化和外界扰动适应性强，不敏感，尤其适于时变的、非线性及滞后系统。

(3) 模糊控制是一种基于规则的控制。控制规则用语言变量表达，代替常规的数学变量，控制机理和策略易于接受与理解，而且采用简单的软硬件即可实现，较易建立语言变量规则，对于基本模糊控制器在实际运行时只需进行简单的查表运算，其它过程可离线进行。结构简单，便于操作，容易被现场工程技术人员和操作者所掌握，同时易于实现实时控制，控制方法迅速而高效。

(4) 模糊控制是一个全局意义上的协调控制方法。对于给定系统而言，基于精确数学模型的控制算法及系统设计方法，由于出发点和性能指标的不同，容易导致较大差异，但是一个系统的语言控制规则却具有相对的独立性，可以设计几个不同的指标函数，利用这些控制规律间的模糊连接，容易找到折中的选择，使控制效果优于常规控制器。且通过整个控制系统的协调可以取得总体的协调控制，实现全局优化控制。

另外，由于模糊控制推理采用不精确的“近似推理”方法，推理过程模仿人的思维过程，介入了人类的经验，因而能够处理常规控制方法无法操作的复杂系统，甚至病态的系统。而且通过对现场的工业过程进行定性分析，就能比较好地确定控制规则和系统的控制参数，因此系统的规则和参数整定方便。基于以上各种优于常规控制和其它先进控制策略的显著特点，模糊控制在现代工业过程中受到越来越多工程专家的重视和青睐。

### 1.2.3 模糊控制的基本类型

模糊控制系统如果按照输入输出变量的个数分类可以分为，单输入单输出系统，多输入单输出系统，多输入多输出系统，单输入多输出系统等，控制器的输入变量的个数称为模糊控制的维数，维数越高，控制越精细，但控制算法实现越困难，随着变量个数的增加模糊系统的设计困难也会增大，因此最常用的模糊控制器是双输入单输出的二维模糊控制器，其中输入变量为系统的输出误差和误差变化率，而输出为被控对象的控制律；模糊控制系统如果按照时间分类，一般分为离散模糊系统和连续模糊系统，时间的选择主要依赖于被控系统所采用的时间形式，通常在模糊控制系统进行纯理论性研究时采用连续模糊控制器设计，因为连续系统更具有广泛性和一般意义，而应用型的研究通常采用离散型模糊控制系统，因为现实采用的时间系统都是基于采样周期的离散系统；模糊控制系统如果按照模糊规则的内容形式的不同可分为 Mamdani 型、T-S 型、模糊关系模型、模糊动态模型等形式，它们的规则虽然都是“如果...，那么...”的条件句形式，而且通常模糊规则的前件部分都采用模糊集合的表达形式，但是后件，即结论部分具有完全不同的内容，下面以  $m$  输入单输出模糊控制系统为例分别具体表述如下：

#### (1) Mamdani 型模糊控制器

一般的模糊控制器通常是指的 Mamdani 型模糊控制器，它是利用模糊集合理论将专家知识或操作人员经验形成的语言规则直接转化为自动控制策略，其设计不依靠对象精确数学模型，而是利用其语言知识模型进行设计和修正控制算法，而这些控制规则是建立在总结操作者对过程进行控制的经验基础上，或设计者对某个过程认识的模糊信息的归纳基础上，因而它适用于控制不易获得精确数学模型和数学模型不确定或多变的一类被控对象。Mamdani 型模糊控制系统是最基本的常规模糊控制器，它的输入输出变量都采用模糊集合形式的语言变量表示，具体为

$R^i$ : IF  $x_1(k)$  is  $A_1^i$  and  $x_2(k)$  is  $A_2^i$  and, ..., and  $x_m(k)$  is  $A_m^i$ ,

THEN  $y(k)$  is  $B^i$ ,  $i=1,2,\dots,l$

其中  $R^i$  表示第  $i$  条规则， $l$  为总的规则数， $A_p^i, p=1,2,\dots,m$ ,  $B^i$  分别是系统输入、输出变量所在的模糊集合， $x_p(k)$ ,  $p=1,2,\dots,m$  为模糊控制系统



的输入变量， $y(k)$ 为模糊控制系统的输出变量。

Mamdani 型模糊控制系统是在模糊控制产生初期研究的主要形式，也是目前在现实工业过程控制中发展比较成熟，使用最普遍，最广泛的一种模糊控制器形式，因为它可以根据人类的操作经验直接建立模糊控制器，可以直接吸收手动控制过程中的定性知识，不需要精确数学知识来辨识系统参数。

### (2) T-S 型模糊控制器

T-S 型模糊控制器是由日本 Takagi 和 Sugeno 在 1985 年提出的一种模糊控制系统<sup>[14]</sup>，它在每条规则的结论部分即模糊控制器的输出是线性方程，表示系统局部的线性输入输出关系，而系统的总输出是所有线性子系统输出的加权平均，可以表示全局的非线性输入输出关系。具体形式表示如下：

$R^i$ : IF  $x_1(k)$  is  $A_1^i$  and  $x_2(k)$  is  $A_2^i$  and, ..., and  $x_m(k)$  is  $A_m^i$ ,

THEN  $y^i(k) = a_1^i x_1(k) + a_2^i x_2(k) + \dots + a_m^i x_m(k)$   $i = 1, 2, \dots, l$

其中  $R^i$  表示第  $i$  条规则， $l$  为总的规则数， $A_p^i, p = 1, 2, \dots, m$ ，分别是系统输入变量所在的模糊集合， $x_p(k), p = 1, 2, \dots, m$  为模糊控制系统的输入变量， $y^i(k)$  为模糊控制系统的局部输出变量， $a_p^i(k), p = 1, 2, \dots, m$  为模糊控制系统的局部输出变量的参数。T-S 模糊模型是一种基于输入模糊化思想的分段线性化形式的非线性系统控制策略，由于 T-S 模糊模型的结论是采用线性方程式描述的，因此方便使用传统的控制策略设计相关的控制器，及其进行稳定性分析<sup>[17-20]</sup>。但是，T-S 模糊控制器的模型辨识比基本模糊控制器复杂，因为它不仅包括前提结构的辨识、前提参数的辨识、结论结构的辨识，还包括结论中线性方程各个参数的辨识。

### (3) 模糊关系模型

模糊关系模型是模糊系统中另外一种常用来描述系统非线性时变动态特性的模糊模型，模糊关系模型主要是通过一个关系矩阵来描述非线性系统的动态特性。模糊关系模型的一般形式为：

$$Y(k) = X_1(k) \circ X_2(k) \circ \dots \circ X_m(k) \circ R$$

其中  $Y(k), X_1(k), X_2(k), \dots, X_m(k)$  均是模糊变量， $R$  是基于参考模糊集合的模糊关系矩阵，其中“ $\circ$ ”表示模糊合成运算。

自从1976年 Sanchez 首次提出模糊关系模型以来<sup>[21]</sup>，近二十年来，模糊关系模型已得到了广泛的研究，许多专家学者对动态系统的模糊关系模型问题进行了有益的探讨，而且模糊关系模型逐渐成为复杂系统有效的辨识工具，辨识的主要内容包括，从系统的输入输出数据中按极小化的原则确定各参考模糊集合、模糊关系和模型的结构参数<sup>[22-25]</sup>。主要原因是该模型提供了一种量化的专家语言信息和能够在模糊逻辑规则下系统地利用语言信息的一般模式。

#### (4) 模糊动态模型

模糊动态模型是由Cao等在1997年提出来的<sup>[26,27]</sup>，可以看作是T-S模糊模型的一种扩展形式，但是它与T-S模糊模型存在着显著的不同在于局部子系统使用动态微分（或差分）方程表示，因此在辨识的时候比辨识T-S模型更加复杂，但是模糊动态模型可以看作是多个线性方程通过模糊隶属函数光滑地连接的一个全局模型，在设计控制器的时候可以根据现有的线性系统理论为各局部子系统分别设计使之稳定的控制器，因为模糊动态模型的每条规则后件部分是一种状态空间形式的局部线性系统，因此对于局部的线性模型可以采用线性系统的理论体系去研究，然后通过模糊推理得到全局意义下的模糊控制系统的分析和设计。具体形式表示如下：

$R^i$ : IF  $v_1$  is  $F_1^i$  and  $v_2$  is  $F_2^i$  and, ..., and  $v_m$  is  $F_m^i$ ,

$$\text{THEN } \begin{cases} \dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) & i=1,2,\dots,l \\ z(t) = C_i x(t) + D_i u(t) \end{cases}$$

其中  $R^i$  表示第  $i$  条规则， $l$  为总的规则数， $F_p^i, p=1,2,\dots,m$ ，分别是系统输入变量所在的模糊集合， $x(t) \in R^n$  为状态变量， $u(t) \in R^q$  为输入变量， $z(t) \in R^r$  为第  $i$  条子系统的控制输出变量， $v_p(k), p=1,2,\dots,m$  为系统的可测变量，系统的最终输出可通过各个子系统的加权平均得到。但是由于模糊动态系统的复杂性，隶属函数的确定以及控制器设计时的各个上界的确定是十分困难的<sup>[28-34]</sup>。

### 1.3 模糊控制的研究现状

模糊控制的研究方向可以分为理论研究和应用研究两个大的方面，理论研究侧重于模糊控制系统本身的研究和改进，特别是关于模糊控制器

的结构及控制性能本质的探索，以及模糊控制器通用逼近性，模糊控制稳定性分析等方面的研究；模糊控制系统的应用研究包括模糊控制与其它控制方法的结合应用以及模糊控制在现实工业过程中的实际应用。无论从控制理论研究还是应用的角度看，经过几十年的研究和发展，模糊控制理论已经取得相当可观的发展，特别是近几年来随着计算机及其相关技术的发展，许多人一直尝试将常规理论的概念和方法扩展到模糊控制系统。为了对模糊控制的研究有一个全面的了解和综述，作者从以下与本文研究方向相关的几个方面对模糊控制系统理论的主要研究内容进行阐述。

### 1.3.1 模糊控制系统理论的研究

#### 1.3.1.1 模糊控制器的结构分析

九十年代以来，国外一些学者开始分析和研究模糊控制器的数学表达式，从理论上认真探讨模糊控制器的本质特性等一系列根本性的问题，并与传统控制方法进行比较，分析模糊控制器各设计参数对控制性能的影响，成为模糊控制领域研究的一个热点，形成了“模糊控制器的结构分析”这一新的理论研究方向并已取得了一些很有价值的研究成果。

这方面工作最早是由 Tang 明确提出的<sup>[35]</sup>，通过对常规模糊控制器机理的分析，指出了一般模糊控制器与 PI 控制器的相似性。随后 Abdelnour 则从 PID 控制角度出发，提出了 FZ-PI, FZ-PD, FZ-PID 三种形式模糊控制器<sup>[36]</sup>。接着 Hao. Ying 等人正式在 1989 年开创“模糊控制器的结构分析”这一研究方向，最初的主要研究成果可以归纳为两个方面：一方面是直接推导模糊控制器的数学表达式，简称为“分析结构”。对于误差和误差变化率作为二维输入，控制律作为输出的模糊控制器，当输入隶属函数为三角形、均匀分布、全交迭，输出隶属函数为模糊单点集，控制规则为线性，并且规则数很少时，文献[37]在线性解模糊条件下导出了模糊控制器的解析式，并分析了模糊算子与模糊控制器线性/非线性的关系，在此基础上，文献[38]采用 Zadeh 的 and 算子和 Lukasiewicz 的 or 算子证明了一种最简单的模糊控制器，当采用线性解模糊算法时等同于线性 PI 控制器，而当采用非线性解模糊算法时等同于非线性 PI 控制器，并给出了解析式。后来 Buckley 又用标准格式总结了

以前的成果，并推广到控制规则数不限的一般情况以及多变量控制。另一方面是在控制规则数趋于无穷多时推导模糊控制器的极限表达式，简称为“极限结构”，在此方面，文献[39]首先为输入是误差及其各阶导数的单输出模糊控制器，控制规则为线性时，证明了模糊控制器的极限表达式为输入的线性函数，文献[40]将以上结果推广到了多变量控制。

经过十几年的研究，模糊控制器的研究在分析结构和极限结构两方面都已取得了一些很有价值的成果。自1993年开始，Hao. Ying对模糊控制器结构进行了综合研究，并证明了采用线性控制规则和非线性解模糊算法的模糊控制器结构是全局性的多值继电器与局部的非线性PI控制器的和。当控制规则无穷多时，局部控制将消失而全局控制将成为线性PI控制器。这一成果开创了该领域研究的新局面。此后他又将以上结果推广到了非线性控制规则和各种推理方法的更一般情况，研究了不同的蕴涵算子对模糊控制器结构的影响，并推广到四输入二输出的模糊控制器，提出了稳定的模糊控制器的设计方法。最近几年，其他学者也发表了一些有意义的成果。在文献[41]中用统一的形式系统地总结了该领域的主要研究成果，文献[42]对四种模糊推理方法下模糊控制器的结构进行了比较，证明了sum-product推理方法下模糊控制器的结构最为简单。文献[43]进一步推导了输入隶属函数不均匀分布时模糊控制器的解析式，并提出了一种简单的模糊控制器设计方法。文献[44]研究了较普遍的模糊控制器，隶属函数为伪梯形函数时模糊控制器的结构特性，对模糊控制器的性能提出了更深刻更全面的认识。本文所得到的一些结果，对模糊控制器的设计也有很好的指导意义。

最近几年，不断的有学者把模糊控制器的结构分析和其它控制研究方向相结合，取得了一定的研究成果，丁永生等人研究了T-S模糊控制系统的解析结构，导出了T-S模糊PI(PD)控制器增益的明晰表达式，并研究了其增益变化的范围和几何形状等特性，证明T-S模糊PI(PD)控制器本质上是一种非线性PI(PD)控制器<sup>[45]</sup>。在文献[46, 47]中陈关荣等将这一理论应用到带有不确定的未知混沌系统的预测控制中，进一步扩展了模糊结构分析的理论研究领域。但是很难将这一理论研究成果应用到实际工业过程中去，本文在这一点上作了一些有益的尝试。

### 1.3.1.2 模糊控制器的通用逼近性

模糊系统的逼近理论研究是九十年代以来模糊控制系统理论研究的重要方向，模糊系统能否实现任意的非线性连续控制规律和控制模型，即模糊系统能否以任意的逼近精度一致逼近定义在闭区域上的任意连续函数，是模糊控制系统研究的基本问题之一，而且其研究成果是模糊控制系统的模型辨识，控制和实际应用的重要理论基础。模糊系统之所以能够广泛应用于各种复杂的工业过程控制，一个最重要的原因就在于它能够逼近任意的非线性模型和实现任意的非线性控制规律，尤其从函数逼近意义上研究模糊系统的非线性映射能力非常重要。模糊系统作为万能逼近器的存在性理论表明了模糊系统的逼近能力。首先提出模糊系统能否以任意的逼近精度一致逼近定义在闭区域上的任意连续函数这一重要理论成果的是 Wang L X<sup>[48]</sup>，他证明了采用高斯隶属度函数，乘积推理模糊逻辑和中心解模糊方法的一类模糊系统是万能逼近器，随后为了进一步更好地揭示模糊系统作为万能逼近器的内部机理，人们从定性和定量两个方面研究了模糊系统的逼近特性。

在定性方面，主要是证明各类模糊系统具有万能逼近特性，并分析存在这种逼近特性的内在原因。各种类型的 Mamdani 和 T-S 模糊系统在过去几年中都被证明是万能逼近器，它们能一致逼近定义在闭定义域上的任意连续函数到任意高的逼近精度。这些模糊系统包括加法模糊规则系统、模糊输入-输出控制器、Sugeno 模糊控制器的变型、非独占模糊逻辑系统、一般 Mamdani 型模糊系统、采用线性规则后项的 T-S 型模糊系统、广义模糊系统、递阶模糊系统等<sup>[49-56]</sup>。Zeng 基于模糊基函数，给出了采用乘积和推理方法的模糊系统的一些基本逼近性质<sup>[57]</sup>。

在定量方面，着重点在于建立逼近偏差范围和分析各类模糊系统的逼近精度，因为提高模糊系统的逼近精度是模糊系统理论及其实际应用中一个重要方面。这方面的第一个结果是由 Ying 得到的<sup>[52]</sup>，随后 Zeng 进行了更为细致的研究<sup>[58]</sup>。其研究表明，由乘积推理方法和重心解模糊器产生的模糊系统比最小推理方法和重心解模糊器或最大平均解模糊器产生的模糊系统有更好的逼近精度和特性。

从模糊控制器通用逼近性研究的数学分析方法上来看，逼近理论的

研究方法大致可分为两大类：一是 Buckley, Wang, Ying, Zeng, Castro 等采用 Stone-Weierstrass 定理，间接证明模糊系统的逼近特性。其证明方法比较系统化，但在证明过程中不易看出模糊系统逼近特性的内在本质；二是 Kosko 基于有限覆盖定理，采用直接的构造性方法。这种方法能反映出模糊系统逼近特性的本质，并且找到影响逼近能力的重要因素，但缺乏一般性。模糊系统具有万能逼近特性，但在实际中，模糊系统在函数逼近方面存在很多局限性，如何客观分析影响逼近力的关键因素，仍须深入研究。

### 1.3.1.3 模糊控制系统的稳定性分析

稳定性分析是各类模糊控制器的一个基本问题，对于工业过程控制而言，稳定可靠是首要的目标，对于任何一个控制系统，稳定性是必须首先解决的问题，对于模糊控制系统，这一点相对比较复杂，因为模糊控制理论尚没有建立一套完整的理论体系，而且模糊逻辑本身难以表达传统意义下的稳定性，再加上模糊控制是基于规则的非线性控制方法，非线性系统的分析和设计本身就比线性系统理论复杂得多，因此模糊系统稳定性分析方法远没有传统的基于精确数学模型的稳定性分析方法那样成熟。

许多的科研工作者正致力于模糊控制系统稳定性的研究，并取得了不少成就。人们最先想到的是通过一些假设和近似，把那些结构简单的模糊控制器转化为常规控制器的形式，再利用常规的稳定性方法进行分析，之后人们又研究了如何根据直观定性方法如能量稳定性等方法进行模糊系统的稳定性分析，随着对模糊集合论研究的深入，人们开始用模糊集合的方法来研究模糊控制系统的稳定性。现有文献中关于模糊控制系统稳定性分析主要采用非线性系统的分析方法，包括稳定性索引和能量稳定性等直观推理方法和李亚普诺夫稳定性分析方法、基于滑模变结构系统的方法、小增益理论方法、相平面分析方法、描述函数方法、稳态跟踪误差分析方法、绝对稳定性和圆稳定性判据方法，极点配置，规则修改等。Tong 于 1978 年提出闭环模糊系统描述模型，并在模糊关系基础上提出了稳定性概念<sup>[59]</sup>。Gupta 最早研究了模糊控制系统的稳定性和能控性问题，给出了稳定性指标<sup>[60]</sup>。Kiszka 定义了模糊动态系统的能量函数，提出了能量稳定性分析方法这种新型的定性模糊系统稳定性分析方法，但是缺乏严

格的理论证明<sup>[61]</sup>；Takagi 和 Sugeno 提出的著名的 T-S 模糊模型不仅开创了模糊模型辨识的一整套方法，同时也为模糊控制系统的稳定性分析提供了模型基础。文献[62-64]都是应用 T-S 模糊模型来表示模糊控制器和被控对象，然后利用李亚普诺夫直接方法给出模糊控制系统的稳定性条件。基于 T-S 模型的模糊系统稳定性分析对于模糊系统的稳定性分析提出了新的方法，但是由于这类模糊系统的特殊性，其应用范围仍存在一定的问題，仍需要进一步研究。与通常的基于李亚普诺夫方法判定系统稳定性不同，陈建勤等分别在文献[23, 24]中给出了利用模糊关系矩阵分析模糊控制系统稳定性的新方法。该方法基于被控过程关系矩阵和控制器关系矩阵，导出了模糊系统闭环稳定的充分必要条件。近年来随着计算技术的进一步发展，基于李亚普诺夫方法，采用线性矩阵不等式的凸优化技术分析与设计模糊控制系统取得了更大进展。模糊控制的稳定性研究以及模糊控制理论的发展与非线性系统理论这一大课题的研究和发展息息相关，模糊系统理论的发展将使非线性系统理论变得更加成熟和完善。尽管基于稳定性分析的模糊控制系统的设计已取得了许多进展，然而模糊控制系统稳定性判定仍然是目前控制界研究的热点和难点。

由于模糊控制理论研究及应用的广泛性，除了以上的模糊控制器结构分析，通用逼近性和稳定性分析三类主要的理论研究方向之外，针对一般模糊控制器自身的性能和参数以及设计和优化等理论研究也不断发展，例如模糊控制器中模糊集合及其隶属函数的选择对控制效果的影响，模糊推理方法的选择和改进对模糊控制系统性能的不同响应，最重要的是模糊规则的获取，建立和改进，以及修正因子，正规化因子等控制参数的确定和调节等。目前模糊控制器自学习和自组织能力的研究是一个很重要的发展方向，使得模糊控制既可以模拟人的控制功能，又可以如人那样具有较强的对环境变化的适应能力和学习能力，这是一个很有前途的发展方向<sup>[65-74]</sup>。另外，模糊控制自身的优化设计也是基本模糊控制器的研究内容之一，目前，基本模糊控制器的研究重点在于解决具体被控对象采用模糊控制器设计时所面临的具体问题，即针对现实生活或者工业过程中出现的具体控制问题，采用模糊控制器实施具体控制应用的过程中不断发现和解决问题，由于系统的特征不同，控制器的设计特别是控制规则的获取是研

究基本模糊控制器最需要解决的核心问题。

### 1.3.2 模糊控制和其它控制方法的渗透和结合

模糊控制要有良好的控制效果，关键必须具有较为完善的模糊控制规则，但对于复杂的工业过程有时难以总结出较完善的经验，并且当对象动态特性发生变化，或者受到随机干扰时都会影响模糊控制的控制效果。而且目前对于模糊控制器自身的调节与优化算法的研究也不够完善。因此为了促进模糊控制的研究，目前已经通过引进其它的控制技术对模糊控制器的设计进行了改进。常规模糊控制面临的两个主要问题在于改进稳态控制精度和提高智能水平与适应能力。在实际应用中，往往是将模糊控制或模糊推理的思想，与其它相对成熟的控制理论或方法结合起来，发挥各自的长处，从而获得理想的控制效果。由于模糊规则和语言很容易被人们广泛接受，加上模糊化技术在微处理器和计算机中能很方便的实现，所以这种结合展现出强大的生命力和良好的效果。

近年来，PID 控制、预测控制、神经网络、遗传算法、专家系统、滑模控制、自适应控制、最优控制等先进控制算法的研究为模糊控制的改进提供了新的方向，模糊控制与其它控制方法的相互结合逐渐成为现代控制理论发展的一个重要组成部分，不同的控制策略之间可以相互吸收各自的优点，补偿彼此的不足之处，以便更好的服务于过程工业的控制要求。模糊控制的思想与其他相对成熟的控制理论相结合而成的控制器在实现人的控制策略基础上进一步将人的学习和适应能力引入，具有更高的智能性，使得模糊控制参数、规格在控制过程中自动地调整、修改和完善，达到更好的控制效果。在模糊控制技术中引入新概念对模糊控制技术的进一步拓展提供广阔的空间。我们分别从模糊与 PID 控制的渗透和结合，模糊与预测控制的结合，模糊控制与智能化方法的结合等三个方面简单论述一下模糊控制器与其他控制算法的结合与渗透研究的发展现状。

#### 1.3.2.1 模糊控制与 PID 控制的结合

PID 控制是工业过程中应用最广泛，操作人员最容易接受的控制技术，百分之九十以上的工业控制系统都采用这种技术。但是随着科学技术的不断发展，电力、冶金、化工等工业过程复杂程度的不断提高，使得人



们对系统的控制要求也越来越高，当对象参数变化较大甚至结构也变化，耦合多变量的非线性、显著的纯滞后以及环境复杂、控制性能要求高的复杂工业过程时，简单的PID控制很难取得满意的控制效果，而且参数整定也是件棘手的事。由于模糊控制器与PID控制器的一些相似性，二者结合而成控制器设计是模糊控制器设计的一个重要研究方向，模糊控制器具有较强的鲁棒性但精确度不高，PID控制器比较精确但对一些参数过于敏感，两者各有其优缺点，因此这些方法都试图兼具模糊控制器与PID控制器各自优点。

模糊控制器与PID控制器的相互结合和渗透的研究是过程控制中一个非常重要的研究方向，PID控制器与模糊控制器的结合研究已经发展很长时间，并且结合的方式存在许多形式，总结前人的工作，模糊控制器与PID控制器的常用的相互结合和渗透方式可以归纳为两大类：一种是本质PID控制器，即模糊控制系统只是在整个控制器中起到辅助设计的作用，主要利用模糊控制的优点调节PID控制器的参数，达到改进PID控制器性能的目的，实质上是模糊控制器为PID控制器服务，系统最终是被PID控制器控制的；另一类是基于Ying, Hao等人提出的模糊控制器的结构分析发展起来的模糊PID型控制器<sup>[75-86]</sup>，它本质上仍然是模糊控制器，但是具有时变PID控制器的结构特性，可以借鉴PID控制器的成熟的理论研究模糊控制器，由于理论性太强，因此并不适用于实际工业应用，本文重点对第一种模糊PID控制器进行论述。常用的具体结合形式主要有以下几种：

- **模糊调节 PID 控制器** 在实际应用最广泛的一种模糊 PID 控制器控制器形式，模糊控制器旨在调节 PID 控制器的比例，积分，微分三个增益系数，因此也叫做模糊增益调度 PID 控制器，通过模糊调节器对三个参数的调节不断改善系统的控制性能。这种控制器的设计思路是，首先建立被控对象的 PID 控制器，然后根据操作人员现场对 PID 控制器参数的调节经验，总结出模糊调节器的调节规则，从而建立完整的模糊调节器，然后形成完整的模糊自调节 PID 控制器，模糊控制器在线实时的调节 PID 控制器参数，使系统达到稳定。通常，根据不同的调节要求，可以设计一个模糊调节器同时调节 PID 控制器的三个参

数，也可以针对不同条件分别为每一个参数设计不同的模糊调节器，它们之间独立调节，不会相互影响。它的困难在于 PID 控制器的调节经验有时候比较粗糙，因此相应的模糊调节器不好建立，影响模糊自调节 PID 控制器的控制效果<sup>[87-96]</sup>。

- **模糊监督 PID 控制器** 也叫做分层递阶模糊监督 PID 控制器，它是由上下两层控制结构组成的，上层是由为下层控制环路提供参考变量的监督控制层，通常是由模糊控制器来完成，将总结的现场的监督和管理经验转化成模糊控制器进行现场自动监控，下层是直接控制层，通常是由 PID 控制器来完成，于是实现了模糊监督 PID 控制器的上下层控制结构，可以通过模糊监督控制来满足被控系统的控制要求和指标。分层结构可解决分布在不同层次的不同问题，使用各种准则建立不同的控制器，上层负责实施全局系统的总目标，下层负责解决局部的具体问题，常规的 PID 控制器只能实现下层的控制器问题，而上层模糊控制器直接代替了现场监督管理人员的位置，从全局的高度把握和监控下层的 PID 控制器，有时还可以阻止过程控制中一些潜在危险的发生<sup>[97-106]</sup>。
- **模糊补偿 PID 控制器** 模糊控制器作为 PID 控制器的前馈补偿器来改进 PID 控制器的效果，从而克服系统中一些不确定性因素以及非线性特征，由于系统的负荷增加或者发生其它变化，PID 控制器由于自身线性本质的局限性，会使控制效果发生偏差或者不理想，因此需要进行控制补偿，模糊补偿控制器可以根据系统变化调节设定值来有效的减小稳态误差，同时还可以补偿瞬态响应时的超调量，仿真和实验结果都表明了模糊控制器对 PID 控制器的良好补偿作用。但是这种模糊补偿控制器设计的关键问题在于怎样建立具有前馈补偿功能的模糊规则<sup>[107-114]</sup>。

这一类模糊 PID 控制器形式是以 PID 控制器为主体，直接对过程实施控制的也是 PID 控制器，模糊控制系统只是针对不同的被控对象的具体特点，采用适当的形式用来改进或者优化 PID 控制器的控制效果，而且这一类型的模糊 PID 控制器的研究主要集中在实际工程应用，针对不同的具体控制对象研究不同的模糊控制器和 PID 控制器的结合方式，从

而最大的发挥模糊控制器和 PID 控制器在过程控制中的作用。另外，模糊与 PID 控制器的结合的主要控制方法还包括模糊优化 PID 控制器，模糊控制器与 PID 控制器的平行组合或者切换，模糊控制与 PID 控制多模态切换控制，模糊控制器与 PID 控制器串、并联设计等各种其他形式的混合控制等等<sup>[115-123]</sup>。近年来还出现一种特殊的 T-S 模糊控制器，它的模糊规则的后件是一个 PID 形式的控制器，模糊与 PID 控制器作为两种联系密切的实用性控制技术，它们的结合与渗透必将得到越来越深入和广泛的发展应用。

### 1.3.2.2 模糊控制与预测控制的结合

虽然模糊控制和预测控制是各自独立发展起来的两类完全控制算法，模糊和预测从不同侧面体现了人类处理复杂问题的智能，并且各自在理论和应用中都取得了巨大进展，因此二者可以有机的统一起来，特别是模糊控制与线性模型预测控制的结合，更加适应复杂过程控制的需要。而且，将模糊思想和预测方法融合在一起，符合模糊控制模型化的要求，也符合预测控制智能化的要求，预测控制的机理为实现模糊控制提供了新形式，模糊集合论为预测控制注入了新内容，是预测控制向智能化发展的一种有效途径。

模糊与预测控制的结合具有其合理性：首先，模糊控制和预测控制技术都是针对没有精确的数学模型，并且带有不确定性的系统，因此两者结合在一起可以发挥各自的优势，提高系统控制质量，更加符合人类的控制思想；其次，预测控制算法是一种基于模型的控制，而模糊控制在其发展过程中也产生了 T-S 模糊模型等基于模型的模糊控制器，因此两者可以基于系统模型进行沟通和结合；再次，预测控制是在工业实践中发展起来的一种控制算法，它的最突出特点是在线滚动优化，缺乏系统理论上的分析和研究，而模糊控制在理论上的研究已经取得了很大进展，因此模糊控制与预测控制的结合有助于预测控制在理论上的研究，也推广了模糊控制的应用。模糊控制与预测控制的结合形成的模糊预测控制方法重要可以归纳为以下几种类型：

#### (1) 基于 T-S 模糊模型的预测控制

如果非线性过程系统中被控对象的预测模型是一个 T-S 模糊模型，基

于该模糊预测模型利用已有的线性预测控制算法,可以实现过程的 T-S 模糊模型预测控制。T-S 模糊预测模型与不同的预测控制算法结合可以得到完全不同的模糊预测控制器,对非线性系统产生不同的控制效果,通过性能指标进行优化最后得到控制律,因此与传统预测控制相比其重点在于模糊建模。基于模糊预测模型的广义预测控制算法最为常用,文献[124]提出模糊神经网络辨识被控对象的 T-S 模糊模型,由各局部线性化模型进行加权得到的模型作为预测模型,采用广义预测控制算法基于该模型进行控制,从而将广义预测控制推广到非线性系统。文献[125]提出一种基于 T-S 模糊模型的多模型预测控制方案,整个控制系统是两层结构,上层是基于系统调度下层局部模型的模糊权重的操作范围进行的模糊分割,下层是由一组基于对应上层系统输入和输出之间关系的 T-S 模型组成,上下两层分工协作并且通过使用并行分配补偿方法设计预测控制器<sup>[124-131]</sup>。

## (2) 基于模糊关系模型的预测控制

模糊关系模型是模糊系统中另外一种常用的模糊模型,与 T-S 模糊模型不同,模糊关系模型主要是通过一个关系矩阵来描述非线性系统的动态特性的。模糊关系模型预测控制与不同的预测控制算法结合也可以设计出多种行之有效的模糊预测控制算法,基于模糊关系模型的预测控制的核心问题是如何得到高性能的模糊关系模型,通常模糊关系预测模型的辨识一般分为输入输出模块参数辨识和模糊关系矩阵辨识两部分,其中最关键的是模糊关系矩阵的辨识,目前已经具有很多种辨识方法,但基本上可以分为无监督学习的非优化辨识方法和具有监督学习的优化辨识方法。文献[132]提出一种更加适用于预测控制方案的新型模糊关系预测辨识方法,该方法基于模糊目标函数设计,比其它方法具有更好的远程预测功能,并且能够使多步目标函数最小。文献[133]给出一种自适应模糊关系预测控制,分别介绍了自学习预测模糊控制器和模糊关系远程预测控制器,证明了两种模糊关系控制器都能够产生良好的闭环控制性能,并且指出在线模糊关系辨识方案对控制性能影响很大。综合以上两方面的基于模糊预测模型的控制算法可见,就描述系统的机理而言,关系型模型实质上是对系统局部的关键点的描述,经过模糊推理来描述系统的整体行为;而 T-S 模型的每条规则都是反映了系统局部行为的线性关系<sup>[132-134]</sup>。

### (3) 采用模糊决策优化的模糊预测控制

由于对复杂非线性系统，很难建立精确的数学模型，经典的线性控制理论只能应用于局部线性的情况，不能得到全局意义上的满意控制，这样的问题同样存在于预测控制中，在传统的基于线性模型的预测控制中，算法的核心问题滚动优化均采用线性二次型目标函数的优化算法，这对于非线性系统的预测控制是几乎难以求解的，因此必须寻求其它可行的优化算法，这就产生了以模糊决策优化为核心的另外一类模糊预测控制。文献[135]针对复杂非线性过程中存在生产约束时的满意控制问题，将系统约束和目标函数模糊化，将模糊环境中有限时域的优化问题转化为等价的确定性规划问题，提出一种解决复杂过程在模糊动态环境下的满意优化控制方法。睢刚等人在文献[136]中提出另外一种模糊预测控制算法将控制量论域分成若干子域，并将分界点作为参考控制量，利用被控过程模型预测在参考控制量作用下过程的未来输出，根据预测输出结果评价该参考控制量的控制效果，并依据对控制效果的性能测量模糊规则修改当前的控制量。与其它预测控制方法不同在于它的预测控制律不是通过极小化某个指标函数。而是在对最佳控制量估计的基础上实现的<sup>[135-137]</sup>。

### (4) 基于模糊反馈校正的预测控制

在线性预测控制中，由于模型采用的是线性数学模型，并没有考虑到建模误差对系统产生的影响，由于实际的控制系统多为复杂的非线性动态过程，描述对象的数学模型与实际对象之间存在较大的误差，而采用单纯的误差反馈校正很难使系统保持稳定。因此，对于具有时滞和非线性的复杂系统，建立基于模糊反馈校正预测控制策略的目的在于抑制模型失配的影响，增强预测控制的鲁棒性，建立一种适用于实时生产过程的控制方法。文献[138]提出一种基于广义预测控制和模糊反馈校正相结合的控制策略，文章综合考虑了预测控制的输出预测和滚动优化的优点，对模型失配造成的误差直接采用模糊推理进行反馈校正，为难以建模的复杂非线性系统的预测控制提供了可能性，并且具有算法简单等特点。文献[140]在给出模糊预测器的同时给出模糊预测控制器，组成一种自适应模糊预测控制系统的设计方法，该方法以模糊规则适用度为评判标准考虑规则的合理添加，并且采用 BP 算法在线调整模糊规则的参数，该方法对具有纯时滞

的非线性被控过程具有良好的控制性能<sup>[138-140]</sup>。

#### (5) 预测在模糊控制算法中的应用

模糊控制与预测控制的结合，除了以上介绍的将模糊逻辑理论引入预测控制的各个环节中，还可以将预测模型引入模糊控制之中，对传统模糊控制算法进行修正，使之适应那些具有大滞后特性的不确定对象的控制。根据模糊控制的最大特点是把人类的操作经验用模糊规则的形式表达出来形成计算机可实现的控制算法，文献[141]中提出一种模糊专家控制器，控制器的模糊规则是由专家知识和熟练操作人员的经验获得的，文章首先建立了对象的预测模型，利用对输出进行一步超前预测变化率来调整控制器，从而提高控制器的适应速度，但是还需要建立一组利用预测误差来调整隶属参数的规则，其本质上仍是一个模糊规则控制器<sup>[141-143]</sup>。

#### 1.3.2.3 模糊控制与其它智能控制方法结合

模糊控制作为人工智能控制的三大支柱之一，不仅自身的发展体系逐渐壮大，理论和应用研究不断扩展和深入，而且与其它智能控制的结合也越来越密切。智能控制类型有分层递阶控制、专家控制、神经网络控制、模糊控制和学习控制等，虽然这些智能控制方法共同的特点是具有很强学习功能、适应功能以及组织功能，同时这些方法具有各自的特点，因此如何将各自优点结合形成更好的智能控制方法是一个重要的研究课题，其中最主要的结合方式是模糊控制与其他智能控制方法的结合。研究最广泛的是模糊神经网络控制，模糊遗传算法控制和模糊专家控制系统。下面分别作一下介绍。

##### (1) 模糊神经网络控制

神经网络是由大量人工神经元广泛互联而成的网络，人工神经元则是非线性映射函数。它的最大特点是具有较强的自适应和学习能力。神经网络控制是一种数据驱动的控制方法，适用于那些具有不确定性、非线性且无模型可利用的控制对象。模糊系统与神经网络系统均具有一般自适应模型无关估计器的作用，因此，神经网络在模糊建模中起关键的作用，将神经网络的结构和学习能力运用于模糊控制器，实现局部或全部的模糊逻辑控制功能。是自适应模糊控制器研究的一个新方法，并已经取得了显著的成果。目前，模糊理论与神经网络的结合模式大致分以下三种：在模糊

推理控制中引入神经网络技术, 解决隶属度最优设计、知识自动获取等问题; 在神经网络设计中引入模糊技术, 改善神经网络结构可修正性; 模糊推理与神经网络各自独立工作, 分别完成系统不同的功能。日本著名的神经网络专家甘利俊一在1990年发表了他对神经网络与模糊技术相结合的看法, 提出了神经网络学习型模糊控制器, 随后在1992年Yager等提出利用神经网络实现模糊控制的方法<sup>[144]</sup>。Buckley等给出了模糊系统的神经网络表示<sup>[145]</sup>。Saman证明了径向基函数网络和模糊推理在一定条件下的等价性<sup>[146]</sup>。Hunt等则证明了样条基网络和模糊推理系统的功能等价<sup>[147]</sup>。Wang比较研究了自适应模糊系统与神经网络的性能, 指出自适应模糊系统的函数空间要比神经网络的函数空间要大的多, 神经网络只是自适应模糊系统的一种特例<sup>[148]</sup>。

### (2) 模糊遗传算法控制

遗传算法是近几年发展起来的一种崭新的全局优化算法。1962年Holland J H 教授首次提出了遗传算法的思想, 它借用了仿真生物遗传学和自然选择机理, 通过自然选择、遗传、变异等作用机制, 力求充分模仿这一自然寻优过程的随机性、鲁棒性和全局性, 是一种将生物进化过程中适者生存规则与群体内部染色体的随机信息交换机制相结合的搜索算法, 在实际应用中也取得了巨大成功。遗传算法和模糊控制的结合为模糊控制的研究注入了新的活力。遗传算法作为一种新的搜索算法, 具有并行搜索, 快速性、全局收敛等特性, 它可以解决一般模糊控制器中隶属度函数及规则的参数调节问题。其中一种方法是采用遗传算法对隶属度函数参数进行调节, 这方面的研究进行的比较多, 典型的是由 Kart, Park, Homafar 等人所作的研究成果<sup>[149-151]</sup>, 使得通过遗传算法调节之后的隶属函数更好的用于模糊控制系统中, 改善模糊控制性能。另一种调节方法是对规则数目进行调整, 规则数目的调整一般比较困难, 这方面工作主要是 Ishibuchi 提出的<sup>[152]</sup>, 遗传算法还可以用来全局优化模糊控制器性能<sup>[153-158]</sup>。

### (3) 模糊专家系统控制

专家系统是应用人工智能技术, 根据某个应用领域的一个或多个人类专家提供的知识和经验进行的推理、判断和决策, 基本组成部分包括人

机接口、解释机构、数据库、知识获取、知识库和推理机等。其中数据库用于存储有关事实及推理结果；知识库用于存储相关领域专家的专门知识；推理机模拟专家的推理方法和技巧，专家系统通过人机接口与用户交换信息，输入数据和待解问题，输出推理过程和结构等；知识获取的基本任务是把知识输入到知识库中，并负责维持知识的一致性及完整性。推理机首先根据数据库中的有关事实和知识库中的专家知识以一定的推理方法进行推理，并在推理过程中不断更新数据库，直到最后得出结论。解释机构跟踪并记录推理过程，当用户提出询问需要给出解释时，它将根据问题的要求分别做相应的处理，最后把解答用约定的形式通过人机接口输出给用户。Tong等人将专家系统引入到模糊控制中，构成专家模糊控制器<sup>[159]</sup>。专家系统能够表达和利用控制复杂过程和对象所需要的启发式知识，重视知识的多层次和分类的需要，弥补了模糊控制器结构过于简单、规则比较单一的缺陷，赋予了模糊控制更高的智能，二者的结合还能够表达过程控制复杂的知识，并能够在更为复杂情况下对这些知识加以有效利用。Buckley等人描述了基于专家系统的模糊控制规则，并应用于医学图象处理过程中<sup>[160]</sup>。

另外，随着近年来智能控制的迅速发展，模糊控制与其他智能控制方法的结合也日益密切，并且产生了很多模糊控制与粗糙集理论，人工免疫优化搜索算法等新型智能控制方法的结合和应用，从而大大扩展了模糊控制的发展和应用。而且以模糊控制为主的多种智能控制方法的结合研究也是一个发展前景非常好的研究课题，例如将遗传算法，神经网络与模糊软计算技术结合，或者将模糊神经网络控制，模糊遗传算法控制等与其它先进控制算法相结合，不仅拓展了智能控制的研究领域，而且有力的促进了软计算技术的进一步发展。

近年来在控制领域中，多种控制方法或者研究方向的交叉与结合成为一种热门研究方向，各个研究领域之间的互相借鉴和相互渗透，在控制的方法和内容上都提供了更多的研究和应用空间，这也是控制技术发展到一定程度的必然发展趋势和要求。于是，模糊控制方法与其它控制方法之间的相互联系和结合也日益密切，模糊控制系统与其它控制技术的结合研究，除了上述的重点介绍的几种结合方式以外还存在着多种多样的结合方



式，可以与各种先进控制策略相结合，这是因为模糊控制善于用语言表达控制规律，与其他方法结合没有精确数学模型的障碍，另外几种比较常用的结合技术还包括：模糊与自适应控制形成的自适应模糊控制器<sup>[15]、[63]</sup>，将模糊规则应用于滑模控制的模糊滑模控制等先进控制策略<sup>[164、174]</sup>。

### 1.3.3 模糊控制的应用研究现状

自从1974年Mamdani首先将模糊集合理论应用于加热器的控制后，模糊控制的研究从基于微处理器系统的家用电器到大型的工业设备等许多实际问题中都得到了成功的应用。模糊控制系统不仅应用在航天飞行器控制、核反应堆控制、合金钢冶炼控制系统、炼油厂催化炉控制系统等前沿领域和大型工业系统中，模糊控制还比较典型的应用在机器人控制、隧道挖掘机控制、玻璃熔炉温度控制、退火炉燃烧温度控制、热交换过程控制、暖水工厂控制、水泥窑控制、模型小车的停靠和转弯控制、汽车速度控制、内燃机车装置试验系统等与人们现实生活密切相关的各种行业中，而且在生物医学应用中，也出现了激光热疗法中组织温度模糊控制，病人血压的模糊调节和控制等。另一方面，模糊控制在日常生活中得到应用的例子也很多，例如污水处理过程控制、城市交通路口控制、汽车防抱制动系统、群控电梯系统、现代高层建筑水位检测和水质监测系统、地铁列车的驾驶系统和家用电器领域。特别是模糊控制在家电产品中应用已经非常普遍，目前常见的已成功实现的家用电器产品有模糊控制的全自动洗衣机、电饭煲、智能电冰箱、吸尘器、微波炉、空调、照相机和摄像机的模糊控制自动聚焦系统、自来水净化等等。

## 1.4 本文的主要工作及章节安排

### 1.4.1 模糊控制系统研究中存在的一些问题

虽然模糊系统的理论研究和应用都已经取得了很大的进展，特别是在模糊控制器的结构分析与设计、模糊系统的万能逼近特性、模糊状态方程及稳定性分析、软计算技术和模糊逻辑软件、硬件等方面取得了飞速的发展，但是，每一种新的技术与方法在体现其优越性能的同时，也必定存

在其局限性。模糊控制系统是处于发展中的一种控制方法，它的理论和方法还未完善。由于模糊控制本身的复杂性，模糊控制系统理论和应用的发展还有待进一步提高和深入研究，存在一些问题需要解决的问题：

- (1) 由于模糊控制是依靠语言变量及模糊规则进行推理的不确定性控制方法，缺乏传统理论上基于精确数学模型分析和设计的基础，很难用经典的控制理论对模糊控制系统进行研究，模糊控制系统的本质问题仍然需要进一步深入探讨。虽然模糊控制系统的结构分析，通用逼近性，稳定性等理论分析已经取得了很大进展，但是仍然存在很多问题，特别是研究局限于各种特殊的模糊控制器，条件过于理想化，缺乏一般性。在结构分析中，为了模糊控制器的解析结构分析的数学推理过程更容易进行，无论是对于一般的 mamdani 还是 T-S 模糊模型进行结构分析，输出模糊集合采用的都是单点模糊集合，使得模糊控制器的解析结构的分析结果受到限制，缺乏一般性。
- (2) 模糊控制器设计简单，便于实际工程的过程控制应用，但是由于 PID 控制器长期在现实工业过程系统中占据主导地位，现场操作人员习惯于熟练应用 PID 控制技术的操作，控制和调节，他们很难适应模糊控制的操作过程，而且对于一般的操作工人对模糊控制的相关知识一无所知，掌握模糊控制技术的基本原理等基础知识比较困难，因此从一定程度上阻碍了模糊控制方法在工业过程中的推广和应用。但是 PID 控制器具有自身无法克服的弱点，比如固有的线性本质，定常特性，局部稳定等，模糊控制与 PID 控制之间无论从外部结构还是本质特性上都存在着不可分割的关系，因此如何在 PID 和模糊控制的相关研究基础上进一步利用成熟的 PID 控制技术来推广和发展模糊控制器的设计和调节，值得进一步研究。
- (3) 模糊控制自身的发展具有一定的局限性，对于结构复杂的非线性系统来说，单靠模糊控制技术本身很难达到理想的控制效果，一些复杂系统由于系统特性的不断变化，以及外部扰动和不确定因素的存在，其模糊模型的建立比较困难，自身的优化和调节能力比较差。近年来模糊控制与预测控制的结合发挥了模型预测控制的在线滚动

优化的特性，弥补了模糊模型的建模误差，同时模糊模型可以作为非线性系统的预测模型，为线性模型预测控制策略推广到非线性系统的控制发挥了积极作用。但是在已有的模糊模型预测控制研究中，大多采用的是 T-S 模糊模型，而 T-S 模糊模型的参数辨识比较困难，不利于实际过程中的应用。

- (4) 模糊控制的理论研究与实际过程控制之间存在着很大差距，理想状态下的理论研究成果，例如模糊控制器的结构分析，逼近性，稳定性分析等很难直接应用到模糊控制的实际过程控制中，造成理论研究越深入，越难以在工业过程中实现的现状，而模糊控制自产生以来就是为实际工业过程控制系统服务的，如何将模糊控制的理论研究成果与实践进行沟通 and 结合，将模糊控制的理论研究成果有效的应用，在现实生活中更广泛的推广模糊控制的实际应用，扩大模糊控制的应用领域是一个非常重要的研究课题。

#### 1.4.2 本文研究内容和主要贡献

针对以上提出的模糊控制系统中存在的几个问题，本文主要基于模糊系统的控制器分析和设计进行了一些研究工作，试图解决一些目前模糊控制系统研究中存在的问题，进一步推动模糊控制在实际过程控制中的应用。在总结该领域现有研究工作的基础上，提出了一些自己的见解，取得了以下一些富有创新性的研究成果和结论：

1) 将一种新型模糊蕴涵算子，首先以定理的形式分析了等腰模糊数的性质及其运算过程，然后将其加法运算引入模糊控制器的结构分析中，详细研究了输入、输出隶属函数均采用均匀分布，全交迭，对称三角形的一类双输入单输出 max-min 型 Mamdani 模糊控制器的结构表达式，并且对模糊控制器的稳定性进行分析，在此基础上针对几种不同模糊推理方法的典型 Mamdani 模糊控制器的极限结构特性进行了比较分析和进一步的讨论；

2) 提出一种利用 PID 控制器比例，积分，微分增益因子进行模糊控制器设计的新型方法。在分析和比较了不同模糊 PID 型控制器结构之后选择了合适的模糊控制器结构和参数，通过分析模糊控制器的解析结构

得到模糊控制器与 PID 控制器参数之间的解析关系，从而采用常规 PID 控制器的增益系数间接设计模糊控制器正规化因子，实现了模糊控制器的新型设计算法；

3) 研究了改进的模糊变论域思想，将缩小模糊控制器变量的论域等价转化为增加正规化因子的取值，从而在保持模糊控制变量基本论域不变的情况下提高模糊控制器在误差较小范围内的控制精度，并且将这一改进算法应用于模糊控制器设计参数的在线调节和优化；

4) 提出一种基于 sum-min 推理的 Mamdani 型模糊线性化模型的新型预测控制器设计。首先基于模糊控制器结构分析的思想获得非线性系统的 Mamdani 模糊线性化预测模型，然后获得系统的一步和多步线性化预测模型，最后基于模糊线性化预测模型对其进行模型预测控制设计；

5) 将提出的模糊控制器新型设计方法应用于暖通空调系统空调处理机组的温度控制中。针对存在着多个变量，多个控制回路的复杂非线性暖通空调系统，首先对其空调处理机组的控制系统进行物理建模，在此基础上，将本文提出的模糊控制器的新型设计方法应用到冷冻水干球温度的控制中，该方法最大的优点是可以充分利用比较成熟的暖通空调系统 PID 控制器，基于已有的 PID 控制器设计参数间接设计模糊控制器，从而大大节省了人力物力，而且便于现场操作人员学习和掌握；

6) 将模糊控制器的解析结构分析这一单纯的理论研究结果应用到模糊控制器的新型设计及应用中，促进了模糊控制理论与应用的结合研究，进一步实现了模糊控制理论在实际系统控制中的应用。

#### 1.4.3 结构安排

与成熟的现代控制理论相比，模糊控制理论远未完善和系统化，还有一些重要的理论课题没有解决。本文针对复杂系统中存在的高度非线性、扰动以及不确定性，紧密围绕模糊控制器的设计这一根本问题，将模糊控制思想分别和成熟的 PID 控制和模型预测控制理论相结合，实现复杂非线性系统的模糊控制及其优化。本论文的主要工作集中于模糊控制系统的理论研究及应用，共分六章，其中第一章是绪论，在总结前人成果的基础上提出本文的研究内容，第二章的结构分析是第三章和第四章模糊控制

器设计的理论基础，第五章是模糊控制理论的应用，第六章是全文的总结和对未来工作的展望，全文的具体内容安排如下：

第一章绪论中全面综述模糊控制系统的研究背景，产生与发展状况，控制器特点和基本类型，主要研究方向及发展现状，回顾模糊控制系统理论的主要研究内容，指出模糊控制研究目前存在的主要问题，最后在此基础上提出本文的主要研究内容和章节安排。

第二章首先介绍模糊控制系统的基本结构，设计方法和工作原理等，其次通过引入一种新型模糊蕴涵运算，研究了  $\max$ - $\min$  型 Mamdani 模糊控制器的解析结构分析，详细推导了输入、输出隶属函数均采用均匀分布、全交迭、对称三角形的一类双输入单输出模糊控制器的结构表达式，得出这类模糊控制器与非线性 PID 控制器之间的解析关系，并且进行了稳定性分析，比较了采用不同模糊推理方法对模糊控制器结构分析产生的不同影响，从极限结构特性上进行了分析，并且给出了几点进一步的讨论，从而对模糊控制器的结构性能有了更深刻更全面的认识。

第三章首先分析和比较了不同模糊控制器的各种结构，确定出最适合于实际应用的结构形式，然后通过对其进行结构分析表明模糊控制器本质上是一种时变非线性的 PID 控制器，从而通过选择合适参数的模糊控制器，给出模糊控制器与 PID 控制器参数之间的解析关系，通过 PID 控制器参数间接设计模糊控制器正规化因子，利用模糊 PID 控制器的特点的同时发挥常规 PID 控制器的广泛应用性，将两者结合在一起，建立了一种新型模糊控制器，然后利用改进的模糊变论域思想通过对模糊设计参数在线调节，进一步提高模糊控制精度。

第四章提出了基于模糊线性化模型的新型模糊预测控制器设计。针对非线性系统难以控制的特点，研究了一种基于  $\text{sum-min}$  推理的 Mamdani 型模糊模型预测控制策略。该方法首先建立非线性系统的 Mamdani 型模糊预测模型，然后通过对模糊模型进行解析分析，获得系统的一步线性化预测模型，在此基础上推导出多步线性预测模型，然后基于模糊线性化预测模型进行常规预测控制器设计，从而实现了非线性系统的模糊模型预测控制。仿真实验结果表明了该算法是一种跟踪性能好，误差较小，鲁棒性强的有效控制方法。

第五章研究了本文设计的新型模糊控制器设计在暖通空调中的应用。首先简单论述了暖通空调系统的节能与控制，介绍了暖通空调系统的结构和主要控制回路，指出暖通空调系统是一个存在着多个变量，多个控制回路的复杂非线性系统。然后重点对空气处理机组的控制系统进行物理建模，将本文提出的模糊控制器的新型设计方法应用到暖通空调的控制中，充分利用针对暖通空调系统设计比较成熟的 PID 控制器，同时克服了 PID 控制器的局部特性，获得了良好的控制性能，而且便于现场操作人员学习和掌握，不需要他们提前掌握模糊控制的专业理论知识，仿真和实验结果表明了新型模糊控制器设计方法在暖通空调控制中的有效性。

第六章为结束语部分，总结了全文的主要工作，并对下一步的研究方向进行了展望。

## 第二章 模糊控制器的基本结构与解析分析

### 2.1 引言

由于模糊控制器具有无需精确数学模型,鲁棒性强等优良特性,而且与传统控制器相比,模糊逻辑系统具有处理不精确性、不确定性和模糊信息的能力,近年来已被证明是解决许多实际复杂建模和控制问题的一种有效方法<sup>[173-177]</sup>,广泛应用于各种工业过程和社会经济系统等控制中。但是,目前相对于模糊控制应用技术的迅速发展,作为基础的模糊控制理论却不够完善,对模糊控制系统的理论分析滞后于模糊控制的应用。许多模糊控制系统本质特性的研究仍然不够深入和透彻,这是因为模糊控制系统结构的复杂性已成为传统数学分析的主要障碍。为了发展模糊控制理论并让其具有坚实的理论基础,从解析角度分析模糊控制器并将其与经典控制相比较是十分必要的,因此解析方法已经引起许多模糊控制学者的重视。模糊控制理论的研究不仅能够促进对模糊控制系统本质的理解和探索,而且能够为新的模糊控制结构设计和应用提供思路,进一步开辟模糊控制技术的应用领域。

1989年美国伯明翰 Ying, Siler 等开始从数学上对模糊控制的本质进行探索,研究不同模糊推理算法等模糊控制设计参数对模糊控制系统本身的影响,通过对结构分析的研究推进对模糊控制器的本质特性的理解<sup>[37]</sup>。九十年代以来,国外一些学者开始分析和研究模糊控制器的数学表达式,分析模糊控制器各设计参数对控制性能的影响,逐渐形成模糊控制器的结构分析这一新的理论研究方向,并已经取得了一些很有价值的研究成果。总结已有的主要模糊控制器结构的研究成果可以归纳为两个方面:一方面是直接推导模糊控制器的数学表达式,简称为分析结构<sup>[77, 175-178]</sup>。另一方面是在控制规则数趋于无穷多时推导模糊控制器的极限表达式,简称为极限结构<sup>[179-180]</sup>。模糊控制器的结构分析是模糊控制理论的一个重要研究方向,研究的目的在于认识和探求模糊控制器的本质特性,从数学的角度分析模糊控制器的结构特点,试图从模糊控制系统的结

构本质上寻找模糊控制相对于其它控制方法的优势,发现模糊控制器得以实现和发展的数学理论依据,特别是经过十几年的研究,模糊控制的结构分析在数学机理方面的研究已经取得了一定的成果<sup>[37-45, 181-184]</sup>。

模糊推理是模糊控制系统的核心。它利用模糊集合论来研究不确定性问题。在推理过程中一般包含两个步骤,先利用模糊蕴涵算子将规则转换为一个二元关系,再采用模糊推理算子从二元关系和已知前提推出结论。因此模糊控制系统研究中模糊推理理论的一个重要研究方向是对模糊蕴涵算子的研究。随着模糊集合理论的广泛应用,对模糊蕴涵和模糊推理有了更全面、更深刻的认识,其研究内容涉及到蕴涵算子新的构造方法和二元运算特征、推理形式和逻辑依据及其在模糊推理和模糊控制中的应用等方面。特别是注重从数学的角度分析和研究,文献[185]从模糊蕴涵算子之间的关系和算子性质之间的联系这两方面来研究蕴涵算子及其性质,并且对模糊控制中合成推理算法的其它合成形式进行了探讨,通过选用不同的算子获得了合成推理算法的八种新形式。文献[186]讨论了32种模糊蕴涵算子的构造并且验证了它们是否满足16条常用的性质,考虑了它们与其它几种重要的蕴涵算子之间的联系。

然而在实际动态控制过程中,模糊控制系统的推理运算通常选择现有的几种常用的逻辑运算,对于模糊并和模糊与运算,由于算法比较简单,容易实现,便于计算,对整个模糊推理过程的计算速度和精确度等不会产生较大的影响,但是对于模糊推理过程中的模糊蕴涵运算,由于模糊关系运算本身的复杂性,使得模糊逻辑控制过程中,模糊蕴涵运算的计算相对比较复杂。因此在大多数模糊控制的结构分析文献中,为了模糊蕴涵运算的简单化,输出变量的模糊集合通常采用单点模糊集合,但是这样的模糊控制器缺乏一般模糊控制器的通用特性,当模糊控制器的输出变量采用非单点模糊集合时,采用通常的模糊蕴涵运算进行推理,计算过程比较复杂,本文针对这一问题,引入等腰模糊数的加法运算作为新型模糊蕴涵算子,将输出模糊变量推广到模糊数,代替了常用的单点模糊集合,使模糊控制器的结构分析更具一般性。

本章的主要内容具体安排如下:在2.2节介绍了模糊控制最基本的基础知识,包括模糊控制系统的基本结构,组成部分,设计方法和工作原理



等，其次在 2.3 节中首先推广了等腰模糊数的加法运算，并且引进到模糊控制器的结构分析中，然后详细论述了 max-min 型模糊控制器的结构分析过程，详细推导了输入、输出隶属函数均采用等腰模糊数的一类双输入单输出模糊控制器的结构表达式，在此基础上研究了它的极限结构特性，分析了这种模糊控制器的稳定性。然后 2.4 节对采用不同模糊推理方法的模糊控制器的结构分析进行了比较，分别推证了采用 max-min, sum-product, sum-min, max-product 等不同模糊推理方法的典型模糊控制器具有相同的结构特性，得出极限结构的相关结论和几点讨论，从而对模糊控制器的结构性能有了更深刻更全面的认识。

## 2.2 模糊控制基本原理

### 2.2.1 模糊控制系统的基本结构

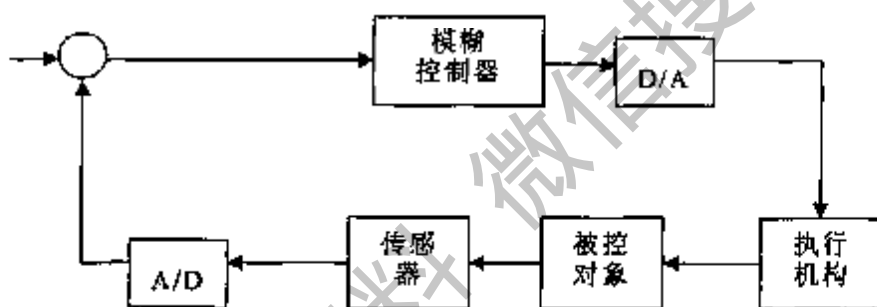


图 2.1 模糊控制系统原理图

模糊控制是以人的控制经验作为控制的知识模型，以模糊集合、模糊语言变量以及模糊逻辑推理作为控制算法的数学工具，用计算机来实现的一种智能控制。而人的控制经验一般是由语言来表达的，这些语言表达的控制规则又带有相当的模糊性。例如在人工控制水槽的经验中，“若水槽无水或水较少时，则开大水阀”，这种经验规则的形式正是模糊条件语句的形式，可以用模糊数学的方法来描述过程变量和控制作用的模糊概念及它们之间的关系，又可以根据这种模糊关系及其某时刻过程变量的检测值用模糊逻辑推理的方法得出此时的控制量，这正是模糊控制系统的基本思路。

模糊控制系统是一种自动控制系统，它具有常规计算机控制系统的结

构形式，如图 2.1 所示。模糊控制系统通常由模糊控制器、输入输出接口、传感器、执行机构和被控对象等五部分组成。其中模糊控制器是模糊控制系统的核心，也是模糊控制系统区别于其它自动控制系统的主要标志。模糊控制系统工作的基本原理是：首先在某一时刻传感器监测到物理量，通过模/数转换器把它转换成精确的数字量，精确数字量进入模糊控制器，经过模糊推理整个过程输出控制信号的精确量，然后经过数/模转换器转换成精确的模拟信号，发送到执行机构，从而实现了被控对象的模糊控制。

### 2.2.2 模糊控制器的基本组成

模糊控制器又称模糊逻辑控制器，模糊控制是基于模糊逻辑，模仿人类控制经验和知识的一种智能控制。最基本的模糊控制器结构如图 2.2 所示，由模糊化，知识库，模糊推理，解模糊四部分组成，每一部分都发挥着不可缺少的作用，其中模糊规则的建立是模糊控制器的核心。下面分别介绍一下这四部分的功能及其工作原理。

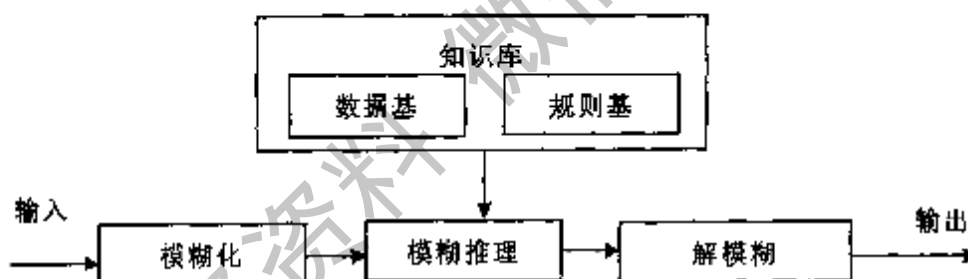


图 2.2 模糊控制器的基本结构

#### 2.2.2.1 模糊化

模糊化部分的作用是将输入变量的精确量转化为模糊量，具体过程包括论域变换和模糊化两部分。论域变换是将精确量所在的真实论域通过选择相应的正规化因子变换到基本论域上，对于连续论域的模糊控制器，基本论域通常是 $[-1, 1]$ 。模糊化是指论域变换后的输入变量仍是精确的普通变量，需要根据定义在基本论域上的各个模糊集合，来确定精确量所属于的模糊子集及其对应的隶属函数，于是将精确量进行模糊化处理得到了相应的模糊变量。具体的讲，模糊化方法的作用是将一个确定的点

$x=(x_1, \dots, x_n) \in U$  映射成论域  $U$  上的一个模糊集合  $A'$ ，映射方式一般有两种：

- ① 单点模糊化：若  $A'$  的支撑集为单点模糊集，则对某一点  $x' = x$  时，有  $\mu_{A'}(x) = 1$ ，而对其余所有的点  $x' \neq x$ ， $x' \in U$ ，有  $\mu_{A'}(x) = 0$ 。
- ② 非单点模糊化：当  $x' = x$  时  $\mu_{A'}(x) = 1$ ，但当  $x'$  逐渐远离  $x$  时， $\mu_{A'}(x)$  从 1 开始衰减。常用的非单点模糊化的模糊隶属函数有三角形隶属函数，正态分布隶属函数，S 型隶属函数和 Z 型隶属函数等。

### 2.2.2.2 知识库

知识库中储存着具体应用领域中有关模糊控制器的一切知识，他们决定着模糊控制器性质，是模糊控制器的核心。知识库由数据库和规则库两部分组成。数据库贮存着各个变量的隶属函数，正规化因子，比例因子以及模糊化、模糊推理算法、解模糊算法等知识；而规则库反应了控制专家的经验 and 知识，而且把这些经验和知识用模糊逻辑的模糊条件语句形式表达出来，规则的前件命题和后件命题一般由模糊集合来表示，模糊控制规则是指定义了前件中条件命题以及后件中控制量取值的模糊条件命题。模糊控制规则提供了一种方便简洁的表述专家经验知识的途径。进一步地，在模糊条件命题的前件条件命题和后件结论命题中，可能涉及到多个变量，这种情况下的模糊控制系统就称为多输入多输出的模糊控制系统。一组  $n$  输入单输出的模糊控制规则是由具有以下形式的一系列“如果……，那么……”模糊条件语句表示成的：

$R^l$ ：如果  $x_1$  为  $F_1^l$  且  $x_2$  为  $F_2^l$  且…且  $x_n$  为  $F_n^l$

那么  $y$  为  $G^l$ ，  $l=1, 2, \dots, m$

其中  $x_1, x_2, \dots, x_n$  为规则的输入语言变量， $y$  为输出语言变量， $F_i^l$ ， $l=1, 2, \dots, n$  和  $G^l$  为各个输入输出变量对应的模糊集合， $R^l$  表示第  $l$  条模糊规则， $m$  表示模糊规则的总个数。

模糊规则反映出人们对离线或在线控制过程的了解。人们通过直接观察控制过程，或对控制过程建立数学模型仿真，对控制过程的特性能够有一个直观的认识。虽然这种认识并不是很精确的数学表达，只是一些定性描述，但它能够反应控制过程的本质，是人的智能的体现。因此，建立在语言变量基础上的模糊控制规则，为人们表达人的控制行为和决策过程

提供了一条非常好的途径。

### 2.2.2.3 模糊推理

模糊推理是模糊逻辑控制系统和模糊控制的核心，具有模拟人基于模糊概念的推理能力的行为。它根据模糊系统的输入和模糊推理规则，经过模糊关系合成和模糊推理合成等逻辑运算，得出模糊系统的输出。模糊控制应用的是广义前项推理，该推理过程是基于模糊逻辑中的模糊推理算法及模糊推理规则来进行的。考虑双输入单输出的一个控制器，假设已建立的模糊控制器规则库为

$$\begin{aligned} R_1: & \text{ if } x = A_1 \quad \text{and} \quad y = B_1 \quad \text{then } z = C_1 \\ R_2: & \text{ if } x = A_2 \quad \text{and} \quad y = B_2 \quad \text{then } z = C_2 \\ & \vdots \\ R_n: & \text{ if } x = A_n \quad \text{and} \quad y = B_n \quad \text{then } z = C_n \end{aligned}$$

如果已知模糊控制器的输入为  $x = A'$  和  $y = B'$ ，则根据模糊控制规则进行近似推理可得出输出模糊量  $z$  为

$$\begin{aligned} C' &= (A' \times B') \circ R \\ R &= \bigcup_{i=1}^n R_i \\ R_i &= (A_i \times B_i \times C_i) \end{aligned}$$

其中包含三种主要的模糊逻辑运算：

#### (1) 模糊与：“and”

是规则中条件之间的连接关系，即模糊控制器的多个输入变量之间的逻辑关系运算，通常是计算激活的隶属度之间的关系，常采用从  $[0,1] \times [0,1]$  到  $[0,1]$  上的二元函数，T-范数来运算，常用的算子有以下四种：

$$\text{最小： } x \wedge y = \min\{x, y\}$$

$$\text{代数积： } x \cdot y = xy$$

$$\text{有界积： } x \oplus y = \max\{0, x + y - 1\}$$

$$\text{极值积（直积）： } x \cap y = \begin{cases} x, & y = 1 \\ y, & x = 1 \\ 0, & x \cdot y < 1 \end{cases} \quad \text{其中 } x, y \in [0, 1]$$

(2) 模糊或: “or”

是规则间的关系, 当两条规则的结论部分相同时, 通常采用从  $[0,1] \times [0,1]$  到  $[0,1]$  上的二元函数, T-协范数来运算, 常用的算子有以下四种:

最大:  $x \vee y = \max\{x, y\}$

代数和:  $x \hat{+} y = x + y - xy$

有界和:  $x \otimes y = \min\{1, x + y\}$

极端和 (直和):  $x \cup y = \begin{cases} x, & y = 0 \\ y, & x = 0 \\ 1, & x \cdot y > 0 \end{cases}$  其中  $x, y \in [0,1]$

(3) 模糊蕴涵: “implication”

是规则中条件和结论之间的关系, 由前提的隶属度和蕴涵算子可以确定出结论的隶属度。由于模糊推理过程是基于模糊逻辑中的蕴涵关系及模糊规则集进行的, 所以在模糊控制中, 模糊控制规则的实质是模糊蕴涵关系, 因为模糊关系有多种定义方法, 模糊蕴涵算子也存在很多种选择, 常用的模糊蕴涵关系运算有以下几种:

模糊最小蕴涵运算 (Mamdani)

$$R = A \rightarrow B = A \times B = \int_{x \times y} \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) / (x, y)$$

模糊积蕴涵运算 (Larsen)

$$R = A \rightarrow B = A \times B = \int_{x \times y} \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) / (x, y)$$

模糊算术蕴涵运算 (Zadeh)

$$R = A \rightarrow B = (\bar{A} \times Y) \oplus (X \times B) = \int_{x \times y} (1 \wedge (1 - \mu_A(x) \div \mu_B(x))) / (x, y)$$

模糊最大最小蕴涵运算 (Zadeh)

$$R = A \rightarrow B = (A \times B) \cup (\bar{A} \times Y) = \int_{x \times y} ((\mu_A(x) \wedge \mu_B(x)) \vee (1 - \mu_A(x))) / (x, y)$$

2.2.2.4 解模糊

解模糊过程也叫做清晰化, 是将由模糊推理结果产生的模糊控制量

变换成实际用于控制的精确量，首先将模糊的控制量经解模糊变换成基本论域上的精确量，然后将基本论域上的精确量经过比例因子变换成真实论域上的控制量。因为在实际控制中，系统的输出是精确的量而不是模糊集，但模糊推理或系统的输出是模糊集，而不是精确的量，所以解模糊的作用是将模糊集合映射为一个确定的点。解模糊计算通常有以下几种方法：

#### 1) 最大隶属度法

若输出模糊集合  $C$  的隶属函数只有一个峰值（隶属度最大的点），则取隶属函数最大的点为清晰值，若输出模糊集合  $C$  的隶属函数有多个峰值，则取这些峰值所对应的点的平均值为清晰值，以清晰值的横坐标作为输出结果。

#### 2) 中位数法

采用中位数法是取  $\mu_c(z)$  的中位数作为  $z$  的清晰量，即满足

$$\int_a^{z_0} \mu_c(z) dz = \int_{z_0}^b \mu_c(z) dz$$

的点  $z_0$ ，以  $z_0$  为分界， $\mu_c(z)$  与  $z$  轴之间面积两边相等。将描述输出模糊集合的隶属函数曲线与横坐标轴围成面积的等分线的横坐标作为输出结果。

#### 3) 加权平均法

以各条规则的前件和输入的模糊集，按确定的值  $k_i$  为权值，对后件代表值  $z_i$  作加权平均，输出清晰值  $z_0$ 。公式为

$$z_0 = \frac{\sum_{i=1}^n k_i z_i}{\sum_{i=1}^n k_i}$$

#### 4) 重心法

$z$  的可能性分布曲线与横坐标轴所包围的面积上求该面积的重心，重心的横坐标作为解模糊的结果  $z_0$ 。公式为：

$$z_0 = \frac{\int_a^b z \mu_c(z) dz}{\int_a^b \mu_c(z) dz}$$

在模糊逻辑控制系统中，由于采用模糊推理规则、模糊推理算法以及解模糊的方法很多，每一个模糊控制器中的各个环节都有不同的选择，从而每一种组合都产生各种不同类型的模糊逻辑控制系统。

### 2.2.3 模糊控制器的基本设计

模糊控制的成功应用显示了模糊控制理论的实用性，无论是理论研究模糊控制系统还是对于一个实际的工业过程控制来说，首要的是建立一个适合被控对象的模糊控制器。通过对模糊控制器的基本原理和结构的了解，于是“怎样建立一个系统的模糊控制器”成为必然的问题，下面简单说明一下模糊控制器的基本设计过程。

(1) 第一步生成概念数据库：首先，根据系统的具体控制要求，选择模糊控制器的输入输出变量，确定输入输出变量的数量；其次，根据操作经验或者采样数据，确定每一个输入输出变量的取值范围，即模糊控制器各个变量的论域；然后，对每一个输入输出变量论域的模糊划分，选择适合的模糊集合以及模糊集合的形态及位置参数；最后确定模糊集合隶属函数的形式。

定义一个模糊子集，实际上就是要确定模糊子集隶属函数曲线的形状。选取隶属函数的一个基本原则是，隶属函数曲线的形状较尖的模糊子集分辨率高，控制灵敏度也较高；相反隶属函数曲线形状较缓，控制特性也较平缓，系统稳定性较好。值得注意的是，如果所需要的模糊控制是一个连续系统，采用连续的模糊隶属函数即可实施模糊控制；如果模糊系统是一个离散过程，还需要将确定的隶属函数曲线离散化，得到有限点上的隶属度，构成相应的模糊变量的模糊子集。

(2) 第二步生成控制规则库：首先，确定模糊规则的具体形式；其次，生成系统的模糊规则；然后，分析模糊规则的完备性、协调性以及规则的相互干扰，最后建立完整的模糊规则库。其中生成规则库的方法一般有以下几种：

- 根据专家经验或过程控制知识生成控制规则；
- 根据过程的模糊模型或者样本数据提取模糊规则生成控制规则；
- 根据对手动控制操作的系统观察和测量生成控制规则；

- 根据基于量测数据的学习算法生成控制规则。
- (3) 最后，确定模糊逻辑推理的具体算法，主要包括
  - 定义模糊蕴涵算子的具体形式；
  - 定义模糊命题连接词“与”和“或”的具体形式；
  - 定义复合推理算子的具体形式；
  - 确定解模糊方法。

## 2.3 Mamdani 型模糊控制器的解析结构分析

模糊控制器的结构分析主要是研究模糊控制器的解析表达式，分析模糊控制器各设计参数对控制性能的影响，深入认识模糊控制器的本质，由于模糊集合蕴涵运算的复杂性，现有文献中，存在着一个普遍性的问题，是在所有的典型模糊控制器的结构分析中，输出隶属函数均采用模糊单点集，对模糊控制器结构问题的研究带来很大的局限性。本节首先针对模糊蕴涵算子的复杂性，介绍了等腰模糊数的概念和加法运算，并且将等腰模糊数的加法推广到三个及三个以上模糊数的求和运算，然后引进这种等腰模糊数的加法运算作为 Mamdani 模糊控制器结构分析中模糊关系蕴涵算子，实现了模糊控制器的输入、输出隶属函数都采用等腰模糊数的典型 Mamdani 型模糊控制器的结构分析，从而提高了模糊控制器结构分析的普遍性。

### 2.3.1 一种新型模糊蕴涵运算

模糊控制器的输入输出变量在进入模糊控制器之后，首先必须进行模糊化过程，即从精确量转化为模糊量，所谓的模糊量是找到输入变量所属的模糊集合及其对应的隶属度，然后才能进行模糊推理等模糊控制过程。因此模糊控制系统离不开模糊集合的运算。在模糊推理运算中，模糊蕴涵算子虽然有很多种算法但是这种模糊关系在其计算过程中都相对比较复杂。为了更深入的研究模糊控制器的结构分析，了解更广泛的模糊控制系统的本质，本小节引进一种推广的等腰模糊数的加法运算作为新型模糊蕴涵运算。模糊数的运算早已有之，但运算法则比较笼统，计算非常麻烦，下面推广一种较简便的计算方法。



称实数集  $R$  上的凸模糊集为模糊数，论域为闭区间  $[a, b]$  上的模糊数记为  $A[a, b]$ 。

定义 2.1<sup>[187]</sup> 若论域  $[a, b]$  具有隶属函数

$$A[a, b] = \begin{cases} \frac{2\lambda(x-a)}{b-a} & x \in [a, \frac{a+b}{2}] \\ \frac{2\lambda(b-x)}{b-a} & x \in [\frac{a+b}{2}, b] \end{cases}, \quad \lambda \in [0, 1] \quad (2.1)$$

称模糊数  $A[a, b]$  为等腰模糊数，记作  $I^\lambda[a, b]$ 。

以下介绍等腰模糊数的加法运算。

通常模糊数的运算定义如下：

假设  $I^\lambda[a, b], I^\lambda[c, d]$  为两个等腰模糊数，如果  $[a, b] * [c, d] = [e, f], * \in \{+, -, \times, \div\}$ ,

那么

$$I^\lambda[a, b] * I^\lambda[c, d] = \bigcup_{x=x_1 * x_2, x_1 \in [a, b], x_2 \in [c, d]} (I^\lambda[a, b](x_1) \wedge I^\lambda[c, d](x_2)) \quad (2.2)$$

显然，根据这个定义求解模糊数的运算比较复杂，以下的定理 2.1 给出模糊数的一种较简便的加法运算。

定理 2.1<sup>[187]</sup> 假设  $I^\lambda[a, b], I^\lambda[c, d] \in \mathfrak{R}$ ，如果  $[a, b] + [c, d] = [e, f]$ ，那么  $I^\lambda[a, b] + I^\lambda[c, d] = I^\lambda[e, f]$ 。

证明：由定义 2.1 可知：

$$I^\lambda[a, b] = \begin{cases} \frac{2\lambda(x-a)}{b-a} & x \in [a, \frac{a+b}{2}] \\ \frac{2\lambda(b-x)}{b-a} & x \in [\frac{a+b}{2}, b] \end{cases},$$

$$I^\lambda[c, d] = \begin{cases} \frac{2\lambda(x-c)}{d-c} & x \in [c, \frac{c+d}{2}] \\ \frac{2\lambda(d-x)}{d-c} & x \in [\frac{c+d}{2}, d] \end{cases},$$

$$I^\lambda[e, f] = \begin{cases} \frac{2\lambda(x-e)}{f-e} & x \in [e, \frac{e+f}{2}] \\ \frac{2\lambda(f-x)}{f-e} & x \in [\frac{e+f}{2}, f] \end{cases}$$

令  $I^\lambda[a, b] + I^\lambda[c, d] = A[e, f]$ ，首先证明  $A[e, f] = I^\lambda[e, f]$ 。

先证  $A[e, f](z) = I^\lambda[e, f](z)$  当  $z \in [e, \frac{e+f}{2}]$  时成立。

任取  $z \in [e, \frac{e+f}{2}]$ 。设  $I^\lambda[e, f](z) = \lambda_0, \lambda_0 \in [0, \lambda]$ ，显然存在  $x_0 \in [a, \frac{a+b}{2}], y_0 \in [c, \frac{c+d}{2}]$  使得  $I^\lambda[a, b](x_0) = I^\lambda[c, d](y_0) = \lambda_0$ ，易证  $x_0 + y_0 = z$ ，设  $z = x + y, x \in [a, b], y \in [c, d]$ 。若  $x \leq x_0$ ，则  $y \geq y_0$ ，若  $x \geq x_0$ ，则  $y \leq y_0$ ，那么

$$I^\lambda[a, b](x) \wedge I^\lambda[c, d](y) \leq I^\lambda[a, b](x_0) \wedge I^\lambda[c, d](y_0) = \lambda_0, \quad x \leq x_0$$

$$I^\lambda[a, b](x) \wedge I^\lambda[c, d](y) \leq I^\lambda[a, b](x_0) \wedge I^\lambda[c, d](y_0) = \lambda_0, \quad y \leq y_0$$

于是

$$\begin{aligned} A[e, f](z) &= \bigcup_{x+y, x \in [a, b], y \in [c, d], z \in [e, \frac{e+f}{2}]} (I^\lambda[a, b](x) \wedge I^\lambda[c, d](y)) \\ &= I^\lambda[a, b](x_0) \wedge I^\lambda[c, d](y_0) \\ &= \lambda_0, z \in [e, \frac{e+f}{2}] \end{aligned}$$

同理可证

$$A[e, f](z) = I^\lambda[e, f](z), z \in [\frac{e+f}{2}, f] \quad (2.3)$$

于是当  $z \in [e, f]$  时，总是成立  $A[e, f](z) = I^\lambda[e, f](z)$ 。

证毕。

为了使等腰模糊数的运算能够应用到模糊控制系统中，在上述定理 2.1 的基础上，进一步将等腰模糊数的加法推广到三个及三个以上模糊数的求和运算，从而将上述等腰模糊数的加法运算作为一种新型模糊蕴涵算子引进到模糊推理过程中，解决输出隶属函数为非单点集合的一类 Mamdani 型模糊控制器的结构分析问题。于是给出下面的定理。

**定理 2.2** 如果  $I^\lambda[a_1, b_1], I^\lambda[a_2, b_2], \dots, I^\lambda[a_n, b_n] \in \mathfrak{R}$  是等腰模糊数， $n \geq 2$ ， $c_i \geq 0, i=1, 2, \dots, n$  是已知常数。且

$$[e, f] = c_1[a_1, b_1] + c_2[a_2, b_2] + \dots + c_n[a_n, b_n], \quad (2.4)$$

则

$$I^\lambda[e, f] = I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + I^\lambda[a_n c_n, b_n c_n] \quad (2.5)$$

证明：用数学归纳法证明。

由于区间的连续性容易得到

$$[e, f] = c_1[a_1, b_1] + c_2[a_2, b_2] + \cdots + c_n[a_n, b_n] = [a_1c_1, b_1c_1] + [a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + [a_n c_n, b_n c_n]$$

当  $n=2$  时，由定理 2.1 的结论可以得到

$$I^\lambda[e, f] = I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] \text{ 其中 } [e, f] = [a_1c_1, b_1c_1] + [a_2c_2, b_2c_2]$$

假设当  $n=k$  时结论成立，即

$$[e', f'] = [a_1c_1, b_1c_1] + [a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + [a_k c_k, b_k c_k],$$

$$I^\lambda[e', f'] = I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + I^\lambda[a_k c_k, b_k c_k]$$

下证  $n=k+1$  时结论也成立。

因为当  $n=k+1$  时

$$\begin{aligned} & [a_1c_1, b_1c_1] + [a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + [a_{k+1}c_{k+1}, b_{k+1}c_{k+1}] \\ &= [e', f'] + [a_{k+1}c_{k+1}, b_{k+1}c_{k+1}] \\ &= [e, f] \end{aligned}$$

因此，

$$\begin{aligned} I^\lambda[e, f] &= I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + I^\lambda[a_{k+1}c_{k+1}, b_{k+1}c_{k+1}] \\ &= I^\lambda[e', f'] + I^\lambda[a_{k+1}c_{k+1}, b_{k+1}c_{k+1}] \end{aligned}$$

于是得

$$I^\lambda[e, f] = I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] + \cdots + I^\lambda[a_{k+1}c_{k+1}, b_{k+1}c_{k+1}]$$

由数学归纳法可知定理 2.2 得证。

常用在模糊控制器的结构分析中的模糊蕴涵算子已经在 2.2 节作了介绍，在此不再赘述。从这些蕴涵运算的计算公式不难发现，无论采用哪一种模糊关系运算作为模糊推理过程的蕴涵算子，计算方法都比较复杂，特别是对一些连续的模糊隶属函数，计算量都很大，对模糊控制器的分析和设计造成了一定影响，为了简化模糊控制器的蕴涵运算，使得模糊控制器更加简洁和便于实际应用，本章将以上介绍并且推广了的等腰模糊数加法运算引入模糊控制器，作为一种新型模糊控制器的蕴涵算子，来完成模糊规则中前件模糊集合与后件模糊集合之间的模糊关系运算，我们将在下一节中模糊结构分析的模糊推理过程中进行具体应用。

### 2.3.2 二维 Mamdani 模糊控制器基本设计参数

考虑一个单输入单输出的被控对象，采用二维模糊控制器对其进行闭环控制，系统控制变量为  $u(t)$ ，系统输出为  $y(t)$ ，参考输入为  $s(t)$ ， $t$  为离散时间变量， $T$  为采样周期。假设模糊控制器的输入为误差  $e(t)$  及差分  $r(t)$ ，即  $e(t) = s(t) - y(t)$ ， $r(t) = e(t) - e(t-1)$ ，输出为  $u(t)$ ，事实上，该模糊控制器在结构形式上可以看作模糊 PD 控制器，或者说该模糊控制器是一个时变非线性 PD 控制器。接下来，我们将通过具体的数学分析过程对其进行解析分析，在内部机理上寻找模糊控制器与常规 PD 控制器之间的本质联系和区别。

首先引入正规化因子和比例因子  $Ge, Gr, Gu$ ，使模糊控制器的输入输出变量正规化，即

$$\begin{aligned} e^* &= Ge \cdot e(t) \\ r^* &= Gr \cdot r(t) \\ u^* &= Gu \cdot u^* \end{aligned}$$

其中  $e^*, r^* \in [-1, 1]$ ， $u^* \in [-4, 4]$ 。

模糊控制器的结构分析是研究  $u^* = F(e^*, r^*)$  的解析表达式。本文对典型模糊控制器设计参数作以下规定。

(1) 输入、输出变量  $e^*, r^*, u^*$  均采用对称、均匀分布、全交迭的三角形隶属函数，“对称”是指正负两边的图形对称，“均匀分布”是指每个三角形的中心点在论域上均匀分布，“全交迭”是指每个三角形底边的端点恰好是相邻两个三角形的中心点，如图 2.3 所示。考虑 Mamdani 模糊控制器的一般性，假设模糊控制器的输入变量  $e^*, r^*$  的值均有  $N = 2J + 1$  个模糊数，其中  $J$  个为负， $J$  个为正，一个为零，分别用  $E_i$  和  $R_j$  表示，设模糊控制器输出变量  $u^*$  的值有  $2N - 1 = 4J + 1 \geq 5$  个模糊数，用  $U_k$  代表。

输入隶属函数的表达式分别为：

$$\mu(e^*) = \begin{cases} \frac{1}{S}[e^* - (i-1)S] & e^* \in [(i-1)S, iS] \\ \frac{-1}{S}[e^* - (i+1)S] & e^* \in [iS, (i+1)S] \\ 0 & e^* \notin [(i-1)S, (i+1)S] \end{cases}$$

$$\mu(r^*) = \begin{cases} \frac{1}{S}[r^* - (j-1)S] & r^* \in [(j-1)S, jS] \\ \frac{-1}{S}[r^* - (j+1)S] & r^* \in [jS, (j+1)S] \\ 0 & r^* \notin [(j-1)S, (j+1)S] \end{cases} \quad (2.6)$$

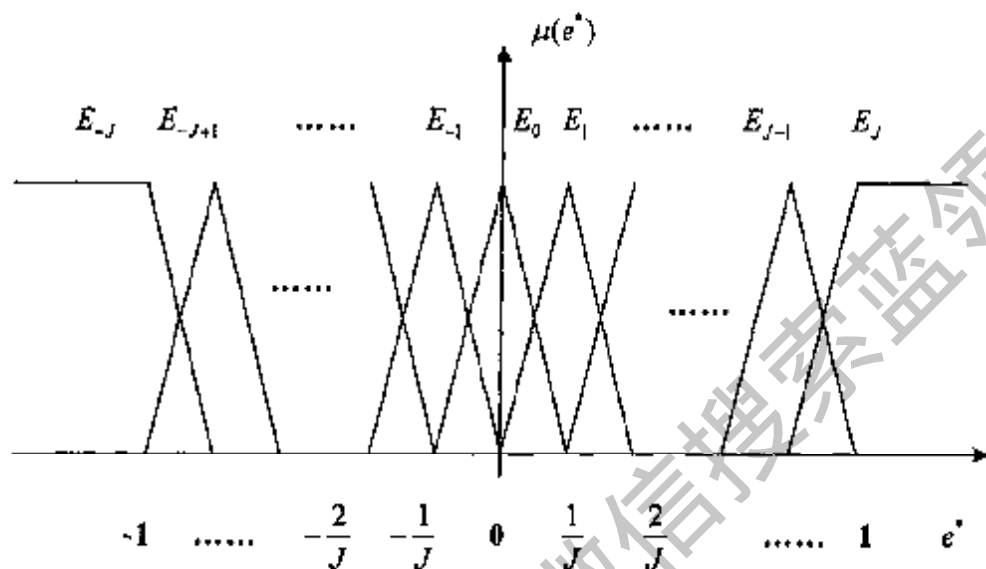


图 2.3 三角形、全交迭、对称、均匀分布的隶属函数

输出隶属函数的表达式为：

$$\mu(u^*) = \begin{cases} \frac{1}{S}[u^* - (k-1)S] & u^* \in [(k-1)S, kS] \\ \frac{-1}{S}[u^* - (k+1)S] & u^* \in [kS, (k+1)S] \\ 0 & u^* \notin [(k-1)S, (k+1)S] \end{cases} \quad (2.7)$$

其中  $S = \frac{1}{J}$ ,  $J = \frac{N-1}{2}$

(2) 采用线性模糊控制规则。由于  $e^*$  和  $r^*$  各有  $N$  个模糊数，所以共有  $N^2$  条模糊控制规则。模糊控制规则的一般式为：

IF  $e^*$  is  $E_i$  and  $r^*$  is  $R_j$   
THEN  $u^*$  is  $U_k$

线性控制规则是指输出模糊数之间有线性关系：

$$U_k = E_j + R_j, \quad k = i + j$$

为了在规则集中更好的体现条件和结论之间的线性关系，简记作

$$U_k = U_{i+j} = U_{i,j}$$

(3) 模糊推理过程，其中推理方法的选择包括：

输入变量之间的 and 运算采用取小 min 算子：

不同规则之间的 or 运算采用取大 max 算子：

而模糊蕴涵运算，即由规则集和输入变量得到输出模糊集的推理过程，采用 2.2 节引进的带有权重的等腰模糊数的加法运算，其结果为

$$U_{i,j} = \frac{\sum_{i,j=1}^N \omega(i,j) \cdot U_k}{\sum_{i,j=1}^N \omega(i,j)} = [e, f],$$

$$\mu(u^*) = I^{\lambda}[e, f] = \begin{cases} \frac{1}{2S}[u^* - e] & u^* \in [e, \frac{e+f}{2}] \\ \frac{1}{2S}[u^* - f] & u^* \in [\frac{e+f}{2}, f] \end{cases}, \lambda = 1 \quad (2.8)$$

其中  $\omega(i, j) = \min\{\mu_i(e^*), \mu_j(r^*)\}$  是规则的激活度， $U_k$  是线性规则输出的模糊数。

(4) 采用重心法解模糊，其公式为

$$\frac{\int_a^b u^* \cdot \mu(u^*) du^*}{\int_a^b \mu(u^*) du^*} \quad (2.9)$$

“制冷百家” 微信公众号  
 汇聚制冷界、暖通界百余名专家学者倾力打造的平台，物性查询、论文分享，定时推送最新技术

### 2.3.3 max-min 模糊控制器结构解析分析过程

在任意时刻  $t$  采集到系统的输出变量  $y(t)$ ，得到输出变量与设定值的误差，即模糊控制器的输入变量  $e(t)$ ，计算其差分  $r(t) = e(t) - e(t-1)$ ，正规化变换以后得到  $e^*, r^*$ 。然后进行模糊化变换，于是一定存在  $i, j: -J \leq i, j \leq J-1$ ，满足  $iS \leq e^* \leq (i+1)S, jS \leq r^* \leq (j+1)S$ ，使得  $e^* \in E_i, E_{i+1}, r^* \in R_j, R_{j+1}$ ，而且  $e^*$  对模糊数  $E_i$  和  $E_{i+1}$ ， $r^*$  对模糊数  $R_j$  和  $R_{j+1}$  的隶属度分别为：

$$\begin{aligned} \mu_i(e^*) &= \frac{-1}{S}[e^* - (i+1)S]; & \mu_{i+1}(e^*) &= \frac{1}{S}[e^* - iS]; \\ \mu_j(r^*) &= \frac{-1}{S}[r^* - (j+1)S]; & \mu_{j+1}(r^*) &= \frac{1}{S}[r^* - jS] \end{aligned} \quad (2.10)$$

而  $e^*, r^*$  对其它模糊数的隶属度都为 0。

显然,  $\mu_i(e^*) + \mu_{i+1}(e^*) = 1, \mu_j(r^*) + \mu_{j+1}(r^*) = 1$

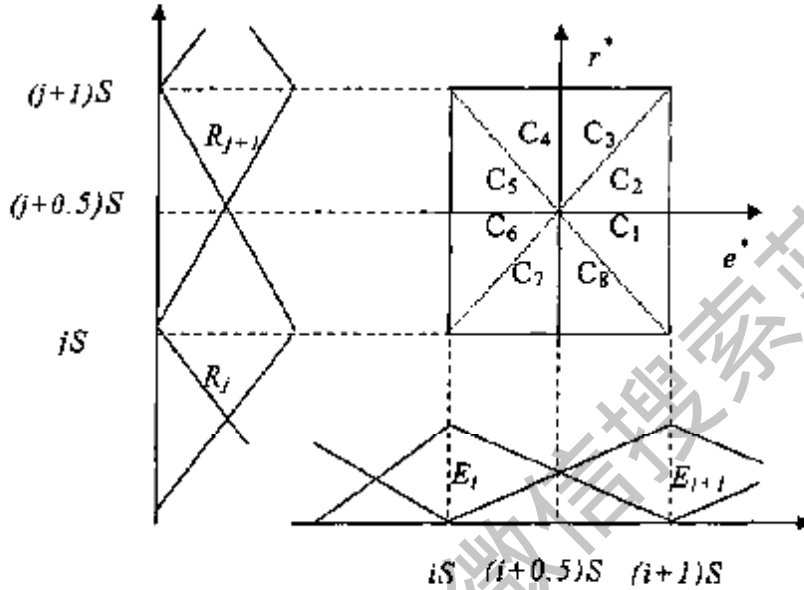


图 2.4 输入变量  $e^*, r^*$  满足  $iS \leq e^* \leq (i+1)S, jS \leq r^* \leq (j+1)S$ . 区域分布

此时  $e^*, r^*$  只激活以下四条规则:

- $R_1$ : IF  $e^* = E_{i+1}$  and  $r^* = R_{j+1}$  then  $u^* = U_{i+j+2}$
- $R_2$ : IF  $e^* = E_{i+1}$  and  $r^* = R_j$  then  $u^* = U_{i+j+1}$
- $R_3$ : IF  $e^* = E_i$  and  $r^* = R_{j+1}$  then  $u^* = U_{i+j+1}$
- $R_4$ : IF  $e^* = E_i$  and  $r^* = R_j$  then  $u^* = U_{i+j}$

将  $e^*, r^*$  所在的区间用一个正方形区域表示, 并分为八个小区域, 如图 2.4. 四条规则在八个区域的激活度  $\omega(i, j) = \min\{\mu_i(e^*), \mu_j(r^*)\}$  列于表 2.1 中。

由于  $R_2$  和  $R_3$  的结论都是  $U_{i+j+1}$ , or 算子采用  $\max$  运算进行综合, 分别在区域  $C_1 \sim C_6$  上求出相应的结果:

- $C_1, C_2$ :  $\max\{\mu_j(r^*), \mu_i(e^*)\} = \mu_j(r^*)$
- $C_3, C_4$ :  $\max\{\mu_j(r^*), \mu_i(e^*)\} = \mu_i(e^*)$
- $C_5, C_6$ :  $\max\{\mu_{j+1}(r^*), \mu_{i+1}(e^*)\} = \mu_{j+1}(r^*)$

$$C_7, C_8: \max\{\mu_{j+1}(r^*), \mu_{i+1}(e^*)\} = \mu_{i+1}(e^*)$$

表 2.1 四条规则在不同区域的激活度

区域	R1	R2	R3	R4	$\sum \omega(i, j)$
$C_1$ 和 $C_2$	$\mu_{j+1}(r^*)$	$\mu_j(r^*)$	$\mu_i(e^*)$	$\mu_i(e^*)$	$1 + \mu_i(e^*)$
$C_3$ 和 $C_4$	$\mu_{i+1}(e^*)$	$\mu_j(r^*)$	$\mu_i(e^*)$	$\mu_j(r^*)$	$1 + \mu_j(r^*)$
$C_5$ 和 $C_6$	$\mu_{i+1}(e^*)$	$\mu_{i+1}(e^*)$	$\mu_{j+1}(r^*)$	$\mu_j(r^*)$	$1 + \mu_{i+1}(e^*)$
$C_7$ 和 $C_8$	$\mu_{j+1}(r^*)$	$\mu_{i+1}(e^*)$	$\mu_{j+1}(r^*)$	$\mu_i(e^*)$	$1 + \mu_{j+1}(r^*)$

于是求得各区域内四条规则的激活度之和  $\sum \omega(i, j)$ ，列于表 2.1 中最右列。根据表 2.1，在区域  $C_1$  和  $C_2$  上，运用等腰模糊数的加法进行模糊推理：

$$\begin{aligned}
 U &= \frac{\sum_{i,j=1}^N \omega(i, j) U_{i,j}}{\sum_{i,j=1}^N \omega(i, j)} \\
 &= \frac{\mu_{j+1}(r^*) U_{i+j+2} + \mu_j(r^*) U_{i+j+1} + \mu_i(e^*) U_{i+j}}{1 + \mu_i(e^*)} \\
 &= \frac{1}{1 + \mu_i(e^*)} \{ \mu_{j+1}(r^*) [(i+j)S, (i+j+4)S] + \mu_j(r^*) \times \\
 &\quad [(i+j-1)S, (i+j+3)S] + \mu_i(e^*) [(i+j-2)S, (i+j+2)S] \} \tag{2.11}
 \end{aligned}$$

于是由定理 2.2 的结论，经过等腰模糊数的加法模糊蕴涵运算，得

$$e = \frac{1}{1 + \mu_i(e^*)} \{ \mu_{j+1}(r^*) (i+j)S + \mu_j(r^*) \times (i+j-1)S + \mu_i(e^*) (i+j-2)S \}$$

将隶属函数值代入，整理得

$$e = (i+j-1)S + S \cdot \frac{[r^* - (j+0.5)S] + [e^* - (i+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - [e^* - (i+0.5)S]}$$



$$f = e + 4S = (i+j+3)S + S \cdot \frac{[r^* - (j+0.5)S] + [e^* - (i+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - [e^* - (i+0.5)S]} \quad (2.12)$$

同理，在区域  $C_1 \sim C_6$  中也可求得  $U$  的结果，显然，形式是相同的，不同的只是  $e, f$  的取值，故控制器的输出为模糊数

$$\mu(u^*) = \begin{cases} \frac{1}{2S}[u^* - e] & u^* \in [e, \frac{e+f}{2}] \\ \frac{1}{2S}[u^* - f] & u^* \in [\frac{e+f}{2}, f] \end{cases} \quad (2.13)$$

其中

$$e = \begin{cases} (i+j-1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_5, C_6) \\ (i+j-1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases}$$

$$f = \begin{cases} (i+j+3)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_5, C_6) \\ (i+j+3)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases}$$

代入重心法解模糊公式

$$u^* = \frac{\int_0^f u^* \cdot \mu(u^*) du^*}{\int_0^f \mu(u^*) du^*}$$

$$\underline{u^*} = t \frac{\int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} t \cdot \frac{1}{2S}(t-e)dt + \int_{\frac{e+f}{2}}^f t \cdot \frac{-1}{2S}(t-f)dt}{\int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} \frac{1}{2S}(t-e)dt + \int_{\frac{e+f}{2}}^f \frac{-1}{2S}(t-f)dt}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} (t^2 - et) dt - \int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} (t^2 - ft) dt}{\int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} (t - e) dt - \int_{\frac{e+f}{2}}^{\frac{e+f}{2}} (t - f) dt} \\
 &= \frac{e+f}{2}
 \end{aligned}$$

即

$$u^* = \begin{cases} (i+j+1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_5, C_6) \\ (i+j+1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases} \quad (2.14)$$

### 2.3.4 max-min 模糊控制器的分析结果

经过以上的解析结构分析，得到了模糊控制器输入变量  $e^*, r^*$  和输出变量  $u^*$  之间的精确数学解析关系，从公式 (2.14) 可以看出，模糊控制器的输入输出变量之间存在着明显的数学规律。具体言之， $u^*$  由两部分组成：

第一部分  $\Phi_G(i, j) = (i+j+1)S = (i+0.5)S + (j+0.5)S$  是一个二维多值继电器，它的取值与输入变量  $e^*, r^*$  的变化没有直接关系，只取决于它们所在的模糊子集中  $i, j$  的大小。而且由于点  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  是输入状态  $(e^*, r^*)$  所在区域的中心（见图 2.4），所以  $\Phi_G(i, j)$  的作用是全局性的，故称为全局的二维多值继电器。当时刻  $t$  确定时， $i, j$  为常数，则  $\Phi_G(i, j)$  也是个常数。第二部分可以表示为

$$\Phi_L(i, j) = K_p(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S] + K_D(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S]$$

其中

$$K_p(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*) = \begin{cases} \frac{S}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_5, C_6) \\ \frac{S}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases}$$

它的取值取决于输入状态  $(e^*, r^*)$  的大小以及与其所在的区域中心  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  的相对位置, 对控制变量的作用是局部性的。从结构形式上看, 这是一个常规 PD 控制器, 但是由于  $K_p(e^*, r^*), K_D(e^*, r^*)$  是输入变量的函数, 随  $e^*, r^*$  变化而变化, 并且输入状态  $(e^*, r^*)$  与区域中心  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  的距离越大, 则  $K_p, K_D$  的值将越大。因此  $\Phi_L(i, j)$  是局部的非线性时变 PD 控制器, 并且满足

$$\frac{1}{2} \leq K_p(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*) \leq 1$$

经过以上的分析以及 2.3.3 节的模糊控制器的模糊过程, 总结出如下定理:

**定理 2.3** 如果  $e^*, r^*$  均在区间  $[-1, 1]$  内, 并且满足设计参数 (1) - (4), 那么这种典型 Mamdani 型模糊控制器的解析结构是一个全局的二维多值继电器与一个局部的非线性 PD 控制器的和。即:

$$\begin{aligned} u^* &= \Phi_G(i, j) + \Phi_L(i, j) \\ \Phi_G(i, j) &= \frac{2(i+j+1)}{N-1} = (i+j+1)S, \quad (-J \leq i, j \leq J-1) \\ \Phi_L(i, j) &= K_p(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S] + K_D(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S] \end{aligned} \quad (2.15)$$

### 2.3.5 max-min 模糊控制器的稳定性分析

从以上的定理公式中可以看到, 模糊控制器的结构本质上是一个时变参数 PD 控制器和一个常数的和, 为了进一步深入了解模糊控制器的本质, 接下来继续分析上述解析表达式的稳定性, 寻求模糊控制器与常规 PID 控制器之间的内在联系。通过对模糊控制器结构分析的结果进行极限分析, 得到以下的结论:

**定理 2.4** 对于同一个线性或非线性动态系统的被控对象, 满足设计参数 (1) - (4) 的 Mamdani 型模糊控制器和常规 PD 控制器  $\Phi_G^*$  在系统平衡点处具有相同的稳定性。

**证明:**

无论对于线性或者非线性被控对象, 系统的平衡点满足  $e^* = r^* = 0$ , 于是在平衡点附近存在以下四个区域:

1)  $e^* > 0, r^* > 0$  对应  $i = j = 0$  此时

$$\begin{aligned} u^* &\approx S + \frac{S[(e^* - 0.5S) + (r^* - 0.5S)]}{2(S - 0.5S)} \\ &= S + 1 \times [(e^* - 0.5S) + (r^* - 0.5S)] = e^* + r^* \end{aligned}$$

2)  $e^* > 0, r^* < 0$  对应  $i = 0, j = -1$  此时

$$\begin{aligned} u^* &\approx 0 + \frac{S[(e^* - 0.5S) + (r^* + 0.5S)]}{2(S - 0.5S)} \\ &= (e^* - 0.5S) + (r^* + 0.5S) = e^* + r^* \end{aligned}$$

3)  $e^* < 0, r^* > 0$  对应  $i = -1, j = 0$  此时

$$\begin{aligned} u^* &\approx 0 + \frac{S[(e^* + 0.5S) + (r^* - 0.5S)]}{2(S - 0.5S)} \\ &= (e^* + 0.5S) + (r^* - 0.5S) = e^* + r^* \end{aligned}$$

4)  $e^* < 0, r^* < 0$  对应  $i = j = -1$ 。此时

$$\begin{aligned} u^* &\approx -S + \frac{S[(e^* + 0.5S) + (r^* + 0.5S)]}{2(S - 0.5S)} \\ &= -S + [(e^* + 0.5S) + (r^* + 0.5S)] = e^* + r^* \end{aligned}$$

下面证明当  $N \rightarrow \infty$  时,  $\Phi_L(i, j) \rightarrow 0$ , 而  $\Phi_G(i, j)$  将成为一个线性 PD 控制器  $u^* = \Phi_G^* = e^* + r^*$

$$\text{因为 } S = \frac{1}{J}, \quad J = \frac{N-1}{2}$$

所以当  $N \rightarrow \infty, S \rightarrow 0, J \rightarrow \infty$  可得

$$\lim_{N \rightarrow \infty} J = \infty, \quad \lim_{N \rightarrow \infty} S = 0$$

$$\text{于是 } \lim_{S \rightarrow 0} \Phi_L(i, j) = \lim_{S \rightarrow 0} \frac{S}{2} \times \frac{e^* + r^*}{-|e^*|} = 0$$

$$\lim_{S \rightarrow 0} \Phi_G(i, j) = \lim_{j \rightarrow \infty} \frac{(i+j+1)}{j} = \lim_{j \rightarrow \infty} \left( \frac{i}{j} + \frac{j}{j} + \frac{1}{j} \right) = \lim_{j \rightarrow \infty} \left( \frac{i}{j} + \frac{j}{j} \right)$$

又因为  $iS \leq e^* \leq (i+1)S, jS \leq r^* \leq (j+1)S,$

$$\text{即 } \frac{i}{j} \leq e^* \leq \frac{i+1}{j}, \frac{j}{j} \leq r^* \leq \frac{j+1}{j}$$

$$\text{所以 } \Phi_G^* = \lim_{j \rightarrow \infty} \Phi_G(i, j) = e^* + r^*。$$

$$\lim_{N \rightarrow \infty} u^* = \lim_{N \rightarrow \infty} [\Phi_G(i, j) + \Phi_L(i, j)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \Phi_G(i, j) + \lim_{N \rightarrow \infty} \Phi_L(i, j) = e^* + r^*$$

上式表明，当  $N \rightarrow \infty$  时，典型 Mamdani 模糊控制器成为一个线性 PD 控制器。

进一步还可以证明，模糊控制器的输出  $u^*$  与线性 PD 控制器  $\Phi_G^*$  的差的绝对值不大于  $\frac{S}{2}$ ，即  $|u^* - \Phi_G^*| \leq \frac{S}{2}$ 。

因此，根据李亚普诺夫稳定性定理，在平衡点  $e^* = r^* = 0$ ，典型 Mamdani 模糊控制系统渐近稳定的充要条件是线性 PD 控制系统渐近稳定。证毕。

根据以上的论证结果，不难发现定理 2.3 和 2.4 揭示了典型 max-min 型 Mamdani 模糊控制器内在的非线性特性及其与传统 PID 控制器的本质联系。结论表明，模糊控制器与常规 PID 控制器的结构有着必然关系，当模糊控制器的规则个数趋于无穷多时，本章所讨论的模糊控制器将成为一个常规 PD 控制器，并且与其具有相同的李亚普诺夫稳定性。

## 2.4 不同推理方法模糊控制器结构分析比较

上一节通过引入等腰模糊数的运算，在模糊控制器结构分析中，输入、输出隶属函数全部采用等腰模糊数，从而增加了对结构分析的普遍性，本章将沿着这一思路，在 2.3 节的基础上将 max-min 的模糊推理方法换成其他几种常用的模糊推理方法来讨论典型模糊控制器的结构分析，并比较它们的异同，更进一步了解模糊控制器结构上的本质。

### 2.4.1 不同模糊推理方法的选择

为了便于模糊控制器的结构分析理论更加方便应用于实际过程中，本文选择以下模糊控制系统中常用的几种模糊推理运算进行比较分析：

(1) 模糊与算子 and 表示规则中条件之间的连接关系，最有代表性的是以下两种三角范数

$$\text{最小： } x \wedge y = \min\{x, y\}$$

$$\text{算术积 (product)： } x \cdot y = xy$$

(2) 模糊或算子 or 表示规则间的关系，最有代表性的是以下两种协三角范数

最大:  $x \vee y = \max\{x, y\}$

算术和:  $x \overset{\wedge}{+} y = x + y - xy$

(3) 模糊蕴涵算子 implication 表示规则中条件和结论之间的关系, 仍然采用本文引进的等腰模糊数的加法运算进行模糊推理。

#### 2.4.2 不同推理方法的结构分析结果

将以上的两种 and 和两种 or 算子进行不同组合的选择, 本文得到四种常用的不同模糊推理方法的 Mamdani 模糊控制器, 分别对这四种模糊控制器进行类似于 2.3 节的模糊控制器结构的解析分析过程, 然后进行研究和比较, 试图发现由于模糊推理算子的选择不同产生的不同结构分析结果。由于在数学分析上, 虽然变换了模糊推理的 and 和 or 算子, 但是整个模糊控制器结构分析的解析过程是相似的, 所以本节不再赘述, 得出的结论如下:

定理 2.5 如果  $e^*, r^*$  均在区间  $[-1, 1]$  内, 采用 sum-product 推理的典型模糊控制器等效为一个线性 PD 控制器。并且采用 max-min, sum-min, max-product 推理的典型 Mamdani 模糊控制器的结构是一个全局的二维多值继电器与一个局部的非线性 PD 控制器的和。即:

$$\begin{aligned} u^* &= \Phi_G(i, j) + \Phi_L(i, j) \\ \Phi_G(i, j) &= \frac{2(i+j+1)}{N-1} = (i+j+1)S, \quad (-J \leq i, j \leq J-1) \\ \Phi_L(i, j) &= K_D(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S] + K_P(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S] \end{aligned} \quad (2.16)$$

其中所不同的是  $K = K_P = K_D$  的取值, 下表 2.2 中直接给出四种模糊推理过程的解析结构的结果。

#### 2.4.3 不同推理方法模糊控制器结构分析结果的比较

通过对以上定理 2.5 及表 2.2 的结果进行分析, 我们可以得到以下几点结论:

(1) 从表 2.2 中所列出的模糊控制器结构分析结果中局部线性 PD 控制器的增益系数  $K_P(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*)$  的表达式进行分析, 不难发现  $K_P(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*)$  在  $iS \leq e^* \leq (i+1)S$ ,  $jS \leq r^* \leq (j+1)S$  区间内是随  $e^*, r^*$  变

化而不断变化的，而且呈现规律性变化，即输入状态  $(e^*, r^*)$  与区域中心  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  的距离越大，则  $K_p, K_D$  的值越大。但是它们的变化是有界的，而且模糊推理方法的不同，模糊控制器中  $K_p(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*)$  的上、下界也有所不同，具体对应的上下界见表 2.3 中所示。

表 2.2 模糊控制器的四种不同推理的结构比较

模糊推理算子	$K = K_p = K_D$
Max-min	$\frac{S}{\frac{3}{2}S -  e^* - (i+0.5)S } (C_1, C_2, C_3, C_6)$
	$\frac{S}{\frac{3}{2}S -  r^* - (i+0.5)S } (C_3, C_4, C_7, C_8)$
Sum-Min	$\frac{S}{2[S -  e^* - (i+0.5)S ]} (C_1, C_2, C_3, C_6)$
	$\frac{S}{2[S -  r^* - (j+0.5)S ]} (C_3, C_4, C_7, C_8)$
Max-Product	$\frac{2S^2}{\frac{3}{2}S^2 + [e^* - (i+0.5)S] - [r^* - (j+0.5)S]S + 2[e^* - (i+0.5)S][r^* - (j+0.5)S]}$
Sum-product	1

(2) 如果根据定理 2.5 把典型模糊控制器的非线性度定义为<sup>[188]</sup>

$$\rho = \frac{|\Phi_L \max|}{|\Phi_G \max| + |\Phi_L \max|} \quad (2.17)$$

对于四种不同模糊推理方法的 Mamdani 模糊控制器，同时满足

当  $i = j = J-1$  或  $i, j = -J$  时， $|\Phi_G \max| = (i+j+1)S = 2-S$

当  $e^* = iS, r^* = jS$  或  $e^* = (i+1)S, r^* = (j+1)S$  时， $|\Phi_L \max| = S$ ，

因此非线性度为  $\rho = \frac{S}{2-S+S} = \frac{S}{2} = \frac{1}{N-1}$

显然，输入模糊数的个数  $N$  越小，非线性度  $\rho$  越大，当  $N=3$  时， $\rho_{\max} = 0.5$ ，此时，局部控制器与全局控制器的作用相等，当  $N$  增大时， $\rho$  将减小，局部控制的作用也将减少。而且类似于典型 max-min 型

Mamdani 模糊控制器, 当  $N \rightarrow \infty$  时,  $\Phi_L(i, j) \rightarrow 0$ , 而  $\Phi_G(i, j)$  将成为一个线性 PD 控制器  $\Delta u^* = \Phi_G^* = e^* + r^*$ 。

(3) 进一步的, 由于典型模糊控制器的输出  $u^*$  与线性 PD 控制器  $\Phi_G^*$  的差的绝对值

$$\begin{aligned}
 |\Delta u^* - \Phi_G^*| &= |\Phi_G + \Phi_L - \Phi_G^*| \\
 &= |(i+j+1)S + K_I(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S] + \\
 &\quad K_P(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S] - (e^* + r^*)| \\
 &= |[e^* - (i+0.5)S] - [r^* - (j+0.5)S] + K_I(e^*, r^*) \times \\
 &\quad [e^* - (i+0.5)S] + K_P(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S]| \\
 &= [K_I(e^*, r^*) - 1][e^* - (i+0.5)S] + \\
 &\quad [K_P(e^*, r^*) - 1][r^* - (j+0.5)S] \tag{2.18}
 \end{aligned}$$

而  $K_P(e^*, r^*) = K_D(e^*, r^*)$  在区间  $iS \leq e^* \leq (i+1)S, jS \leq r^* \leq (j+1)S$  上始终存在上下界, 因此  $|u^* - \Phi_G^*|$  始终存在上界, 对于不同模糊推理方法下的模糊控制器具有不同的上界, 具体对应的上界见表 2.3 中所示。

为了更加直接的展现四种不同模糊推理方法下模糊控制器的分析结构和极限结构的联系与区别, 更好的比较它们的结构解析表达式, 将以上的几点讨论的结果以表格 2.3 的形式列于下文中。

表 2.3 模糊控制器的四种不同推理的结构比较

模糊推理方法	$K = K_P = K_I$	$\rho$ (非线性度)	$\Phi_G^*$	$ \Delta u^* - \Phi_G^* _{\max}$
Sum-Min	$\frac{1}{2} \leq K \leq 1$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^*, r^*)$	$\frac{S}{2}$
Sum-product	$K = 1$	0	$(e^*, r^*)$	0
Max-min	$\frac{2}{3} \leq K \leq 1$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^*, r^*)$	$\frac{S}{3}$
Max-Product	$1 \leq K \leq \frac{4}{3}$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^*, r^*)$	$\frac{S}{3}$

根据以上的论证结果, 我们不难发现:

对于本章所述的典型模糊控制器, 由于输入、输出变量均采用均匀分布、全交迭、对称的三角形隶属函数, 即等腰模糊数, 特别是蕴涵运算采用了等腰模糊数的加法, 可以得到当采用 sum-min, max-min 和 max-



product 推理方法时，典型模糊控制具有相似的结构，并随着规则个数  $N$  的增大趋向于线性 PD 控制器。尤其值得注意的是，当采用 sum-product 的模糊推理方法时模糊控制器等效于一个 PD 控制器，具有非常好的控制特性。这一成果揭示了典型模糊控制器内在的非线性特性及其与传统 PID 控制器的关系。

#### 2.4.4 典型 Mamdani 模糊控制器结构分析的几点讨论

(1) 以上针对以系统输出误差及其变化率作为的输入变量，控制律直接作为模糊控制器输出变量的双输入单输出 Mamdani 模糊控制器进行的解析结构分析，得出结论是这类模糊控制器的结构表达式相当于一个全局二维多值继电与局部非线性 PD 控制器的和，并且随着  $N$  的增大趋向于线性 PD 控制器。如果双输入单输出 Mamdani 模糊控制器的输出变量转换为控制律的变化率  $\Delta u(t)$ ，输入变量保持不变，经过同样的模糊推理算法选择及其结构分析过程，结论将变为：

$$\begin{aligned} \Delta u^* &= \Phi_C(i, j) + \Phi_I(i, j) \\ \Phi_C(i, j) &= \frac{2(i+j+1)}{N-1} = (i+j+1)S, \quad (-J \leq i, j \leq J-1) \\ \Phi_I(i, j) &= K_p(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S] + K_i(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S] \end{aligned} \quad (2.19)$$

其中  $\Delta u^*$  是  $\Delta u(t)$  经过比例因子变换后的输出。这样  $\Phi_I(i, j)$  就变为一个局部的非线性 PI 控制器。同时，当  $N \rightarrow \infty$  时， $\Phi_I(i, j) \rightarrow 0$  时， $\Phi_C(i, j)$  将成为一个线性 PI 控制器  $\Delta u^* = \Phi_C^* = e^* + r^*$ 。

(2) 根据双输入单输出模糊控制器设计的多样性选择，其输入变量也可以不同于 2.3 节的讨论，如果输入变量可以是  $e, \Delta e, \Delta^2 e, \sum e$  的任意两个变量的组合，那么前面的结论也将发生相应的变化，但是可以肯定的是，无论采用怎样的输入输出变量组合，如果所采用的模糊隶属函数形式，推理方法不发生变化，这一类典型 Mamdani 模糊控制器的结构分析的解析表达式是本质上类似的，可以分解成独立的两部分，即相当于一个全局二维多值继电器与不同形式的局部非线性 PI, PD 或者 ID 控制器的和。

(3) 从本章结构分析结论以及上面的两点讨论不难看出，Mamdani

模糊控制器的结构分析是和常规 PID 控制器的结构密不可分的, 这从模糊控制器的本质上反映了 Mamdani 模糊控制器的结构分析和常规 PID 控制器的内在联系, 而且从极限结构分析的角度来看, 随着模糊控制器规则个数的增加, 模糊控制器的结构逐渐趋近于线性 PID 控制器, 与模糊控制器的表面输入输出变量之间的结构关系表达一致, 这也揭示出模糊控制器是一种变参数的时变 PID 控制器的本质。

(4) 本章只讨论了一类典型的双输入单输出 Mamdani 模糊控制器的结构分析, 从一个方面揭示出模糊控制器与常规 PID 控制器之间的结构上的本质联系, 本章作为全文的基础, 后续的章节将会进一步讨论模糊控制器与常规 PID 控制器之间的关系, 并且将这一模糊控制器的理论研究成果与过程控制中模糊控制器的应用结合起来, 促进模糊控制理论与应用的结合与发展。

## 2.5 结语

模糊控制器的结构分析是模糊控制系统理论研究的一个重要方向, 为了更加深入的揭示模糊控制器的本质, 更好的了解模糊控制器的内在特性, 使其更好的在现实工业过程中得到应用。作为后叙章节模糊控制器新型设计方法的理论基础, 本章在简单介绍了模糊控制系统基本结构的基础上, 研究了一类较普遍的输入输出变量模糊集合都采用等腰模糊数的 Mamdani 模糊控制器的结构分析。首先将推广了的等腰模糊数加法运算作为一种新型模糊蕴含算子引进到 Mamdani 模糊控制器的结构分析中, 详细论述了 max-min 型模糊控制器的结构分析过程, 从解析分析的角度推导出了输入、输出隶属函数均采用等腰模糊数的一类双输入单输出模糊控制器的结构表达式, 在此基础上研究了它的极限结构特性, 分析了这种模糊控制器的稳定性。然后对采用不同模糊推理方法的模糊控制器的结构分析进行了比较, 分别推证了采用 max-min, sum-product, sum-min, max-product 等不同模糊推理方法的典型模糊控制器具有相同的结构特性, 得出极限结构的相关结论和几点讨论, 从而对模糊控制器的结构性能有了更深刻更全面的认识。

### 第三章 基于 PID 控制参数的模糊控制器新型设计

#### 3.1 引言

随着科学技术的迅猛发展和社会的不断进步，企业竞争性的增强，以及消费者对产品质量要求的不断提高，工业过程控制中的很多问题面临着巨大的困难和挑战。而且大部分控制问题所面临的过程都是一个高度非线性、时变、含有扰动等不确定性因素的复杂非线性系统<sup>[189]</sup>。尽管现代控制理论，特别是线性系统控制器的设计和分析技术已经发展相当成熟，但是理论上研究的前提是必须首先建立被控对象的精确数学模型，这在复杂的工业过程控制系统中几乎是难以实现的<sup>[190-191]</sup>。

模糊控制器是基于 1973 年 Zadeh 提出的模糊逻辑技术发展起来的<sup>[2]</sup>，由于 1974 年 Mamdani 的开创性工作，将模糊控制首次应用到蒸汽机的控制中<sup>[3]</sup>，近年来模糊控制已经被成功应用到各种过程控制领域。模糊控制具有高度的鲁棒性，全局特性，特别是充分利用专家知识和操作经验而无需建立系统的精确数学模型等特点。但是模糊控制器的设计和分析，无论是在理论和应用上发展都还不够成熟，特别是这种实用的控制技术无法在现实工业过程中大范围的进行推广和应用，主要原因之一是因为现场操作人员缺乏模糊逻辑理论等基础知识，难以理解和掌握模糊控制技术，从而阻碍了模糊控制的应用。

目前在绝大多数工业过程中仍然采用常规的 PID 控制器进行控制。因为 PID 控制器设计原理简单，容易实现，成本低廉，操作方便。但是，由于实际被控过程的复杂非线性特征，常规的 PID 控制很难使系统获得满意的控制效果<sup>[192]</sup>。为了解决这些问题，很多先进的控制技术已经被用来调节和改进 PID 控制器的设计<sup>[193]</sup>，特别是模糊控制和神经网络控制技术经常被用来整定，补偿或者监督 PID 控制器的比例，积分，微分系数，从而提高 PID 控制器的控制性能<sup>[194]</sup>，但是这些并不能在本质上改变 PID 控制器的线性特质，因为 PID 控制器存在着自身难以克服的弱点，如全局效果不理想，鲁棒性差，操作不灵活等。因此，必须继续探索

PID 控制器的应用, 寻求更加有效的适用于现代复杂工业过程的控制技术。

总结前人关于模糊控制与 PID 控制器的研究, 可以将两者的结合简单的分为两类, 一类是利用模糊控制的优点调节, 优化, 监督 PID 控制器的参数<sup>[195-196]</sup>, 达到改进 PID 控制器性能的目的, 实质上是模糊控制器为 PID 控制器服务, 系统最终是被 PID 控制器控制的; 另一类是起源于模糊控制器的结构分析的模糊 PID 控制器的研究<sup>[197]</sup>, 它本质上仍然是模糊控制器, 只是借用 PID 控制器的较成熟的理论分析来研究模糊控制器, 由于理论性太强, 增加了模糊控制器的应用困难, 因此并不适用于实际工业过程中的应用。

基于模糊 PID 型控制器的理论, 本章尝试探索模糊控制器与 PID 控制器的第三种结合方式, 将模糊调节 PID 控制器逆向思维, 将已有的两种关系融合在一起, 利用较成熟的 PID 控制器的参数设计和调节模糊控制器的参数, 提出了一种基于 PID 控制器参数的模糊控制器的新型设计方法。这样既充分利用了 PID 控制器的成熟技术, 同时又发挥了模糊控制器的优势, 还使得模糊控制技术便于普通技术人员的学习和掌握。

本章主要内容安排如下: 首先 3.2 节通过比较分析确定模糊 PID 型控制器的结构, 然后 3.3 节通过模糊控制器的结构分析结果表明模糊控制器本质上是一种时变非线性的 PID 控制器, 给出模糊控制器与 PID 控制器参数之间的解析关系, 3.4 节提出具体的基于 PID 控制器参数设计的模糊控制器算法。使得模糊控制在过程控制中代替常规 PID 控制器发挥控制作用, 克服了 PID 控制器全局控制效果不理想, 鲁棒性差等弱点。然后利用改进的模糊变论域思想通过对模糊设计参数进行在线调节, 进一步优化模糊控制器, 实现在误差较小范围内的高精度控制。

### 3.2 模糊控制器与常规 PID 控制器的解析关系

考虑一个如图 3.1 所示的单输入单输出反馈闭环系统, 其中  $r$ ,  $u$  和  $y$  分别表示系统的参考输出, 控制变量和系统实际输出变量,  $e(n) = y(n) - y_d(n)$  表示系统实际输出变量和参考输出值之间的误差,  $P$  表示被控制过程的传递函数,  $C$  表示系统的控制器。反馈控制是自动控制系统中

最基本的控制方式，也是应用最广泛的一种控制方法。在反馈控制系统中，控制器对被控对象施加的控制作用，是取自被控制量的反馈信息，用来不断修正被控量与参考值之间的偏差，从而实现对被控对象进行控制的任务。反馈控制的特点是不论什么原因使得输出变量偏离了设定值而出现偏差时，必定会产生一个相应的控制作用去减小或者消除这个偏差，使被控制量与期望值一致。

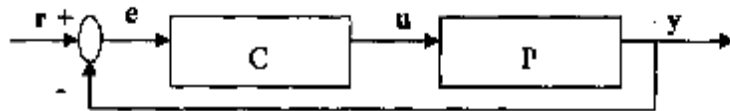


图 3.1 一般闭环反馈控制系统框图

### 3.2.1 模糊控制器的结构选择

当图 3.1 中的控制器由模糊控制器来实现时，上述的闭环系统即成为一个模糊控制系统。以离散系统为例，模糊控制器的输入变量除了可以直接采用误差  $e(n) = y(n) - y_o(n)$  之外，通常还可以采用误差的其它形式，例如误差变化率  $\Delta e(n) = e(n) - e(n-1)$ ，或者误差的求和  $\sum e(n) = \sum_{q=0}^n e(q)$  或者  $\Delta^2 e(n) = \Delta e(n) - \Delta e(n-1)$  等。

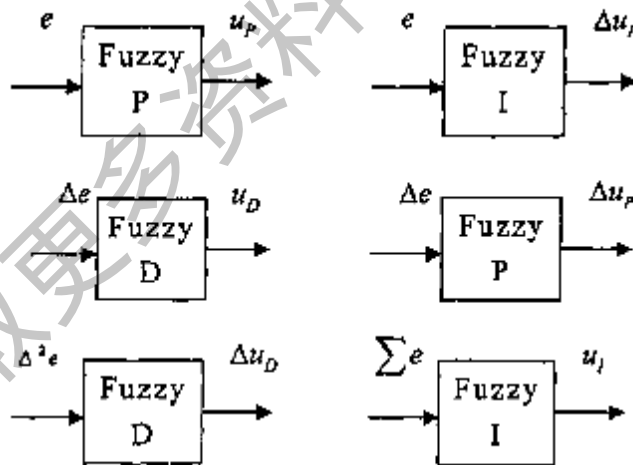


图 3.2 一维模糊控制器结构

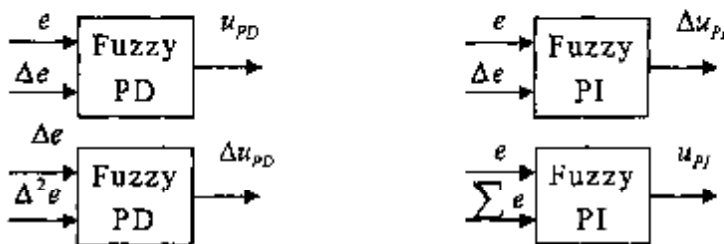


图 3.3 二维模糊控制器结构

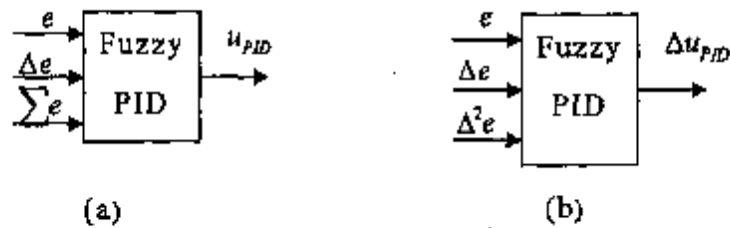


图 3.4 三维模糊控制器结构

而模糊控制器的输出变量一般采用直接输出  $u(n)$  或者增量输出  $\Delta u(n)$  两种类型，模糊控制器根据以上输入变量和输出变量之间的不同组合，构成多种不同形式的模糊控制器结构，一维的模糊控制器包括 P 型模糊控制器，I 型模糊控制器，D 型模糊控制器等，常用的输入输出变量组合的基本结构如图 3.2 所示；二维模糊控制器包括 PI 型模糊控制器，PD 型模糊控制器，常用的输入输出变量组合的基本结构如图 3.3 所示；三维模糊控制器一般均为 PID 型模糊控制器，常用的输入输出变量组合的基本结构如图 3.4 所示。

因此如果需要获得模糊 PID 型控制器结构，即模糊控制器的最后输出与所有输入变量之间满足比例，微分，积分的形式，主要可以采用以下的四种结构组合：

(1) 直接采用上面的三维模糊控制器，即三输入单输出模糊控制器，输入与输出变量之间的具体组合形式一般为如上图 3.4 所示的两种，即

图 a 是直接输出形式，当  $e, \Delta e, \sum e$  作为输入变量，输出为  $u_{PID}$  时，它们的结构表达式为  $u_{PID} = F(e, \Delta e, \sum e)$ ，规则表达式分别为：

IF  $e$  IS  $E_i$  AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$  AND  $\sum e$  IS  $E_k$  THEN  $u_{PID}$  IS  $U_{m,PID}$

其中  $E_i, \Delta E_j, E_k, U_{m,PID}$  分别表示模糊控制器输入输出变量对应的模糊集合。

图 b 是增量输出形式，当  $e, \Delta e, \Delta^2 e$  作为输入变量，输出为  $\Delta u_{PID}$  时，它们的

结构表达式为  $\Delta u_{PID} = F(e, \Delta e, \Delta^2 e)$ ，最后的控制律为  $u_{PID}(n) = \sum_{q=0}^n \Delta u_{PID}(q)$ ，

规则表达式分别为：

IF  $e$  IS  $E_i$  AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$  AND  $\Delta^2 e$  IS  $\Delta^2 E_k$  THEN  $\Delta u_{PID}$  IS  $\Delta U_{m,PID}$

(2) 两个二维模糊控制器并联组合成模糊 PID 型控制器, 通常采用的有四种组合形式, 例如, 二维模糊 PI 型和模糊 PD 型控制器的并行组合结果也可以得到模糊 PID 型控制器, 当  $e, \Delta e$  为输入变量, 输出为增量  $\Delta u$  时, 构成模糊 PI 型控制器, 结构表达式为  $\Delta u_{PI} = F1(e, \Delta e)$ , 规则表达式为:

F1: IF  $e$  IS  $E_i$  AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$ , THEN  $\Delta u_{PI}$  IS  $\Delta U_{m1,PI}$

当  $\Delta e, \Delta^2 e$  分别作为模糊控制器的输入变量, 输出为控制增量  $\Delta u$  时, 构成模糊 PD 型控制器, 结构表达式为  $\Delta u_{PD} = F2(\Delta e, \Delta^2 e)$ , 规则表达式为:

F2: IF  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$  AND  $\Delta^2 e$  IS  $\Delta^2 E_k$  THEN  $\Delta u_{PD}$  IS  $\Delta U_{m2,PD}$

两个二维模糊控制器经过并联组合得到如图 3.5 所示的结构, 模糊控制器的

总输出为  $u_{PID}(n) = \sum_{q=0}^n (\Delta u_{PI}(q) + \Delta u_{PD}(q))$ , 从而构成了模糊 PID 型控制器

结构。

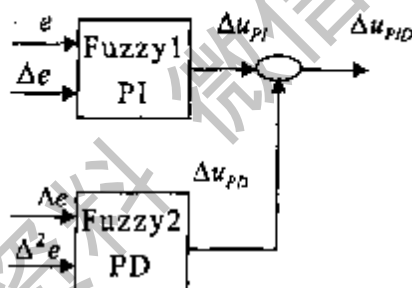


图 3.5 两个二维模糊控制器组合成的模糊 PID 型控制器

(3) 以上图 3.2 中的三种一维模糊控制器的并行组合构成最后的总输出形式为模糊 PID 型控制器, 主要结构有八种相似的组合形式, 目的都是为了得到模糊 PID 形式的结构, 仅以一种结构为例, 当  $e, \Delta e, \Delta^2 e$  分别作为三个模糊控制器的输入变量, 输出均为增量  $\Delta u$  时, 它们的结构如图 3.6 所示, 每个局部模糊控制器的规则表达式分别为:

F1: IF  $e$  IS  $E_i$  THEN  $\Delta u_i$  IS  $\Delta U_{m1,i}$

F2: IF  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$  THEN  $\Delta u_p$  IS  $\Delta U_{m2,p}$

F3: IF  $\Delta^2 e$  IS  $\Delta^2 E_k$  THEN  $\Delta u_D$  IS  $\Delta U_{m3,D}$

得到模糊控制器的总输出为  $u_{PID}(n) = \sum_{q=0}^n (\Delta u_p(q) + \Delta u_i(q) + \Delta u_D(q))$

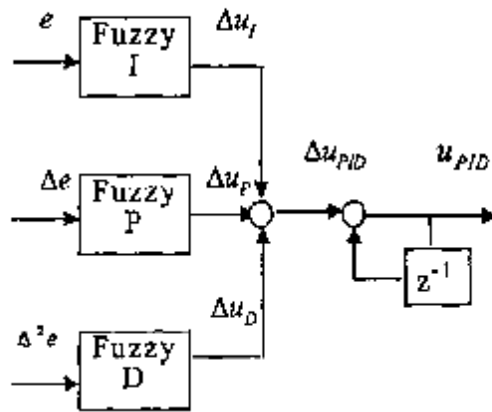


图 3.6 三个一维模糊控制器组合成的模糊 PID 型控制器

另外也可以增量输出和直接输出的不同单输入单输出模糊控制器相组合，只要能够产生模糊 PID 型控制器的结构即可。

(4) 二维模糊控制器和一维模糊控制器的并联组合也可以得到模糊 PID 型控制器，具体的组合有多种形式，例如，当输入变量为  $e, \Delta e$ ，输出为增量  $\Delta u$  时的模糊 PI 型控制器 F1 和输入变量为  $\Delta e$ ，输出为  $u$  的模糊 D 型控制器进行组合模糊控制器时，如图 3.7 所示，每个局部模糊控制器的规则表达式分别为：

F1: IF  $e$  IS  $E$ , AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$ , THEN  $\Delta u_I$  IS  $\Delta U_{m1,PI}$

F2: IF  $\Delta e$  IS  $\Delta E_k$ , THEN  $u_D$  IS  $U_{m2,D}$

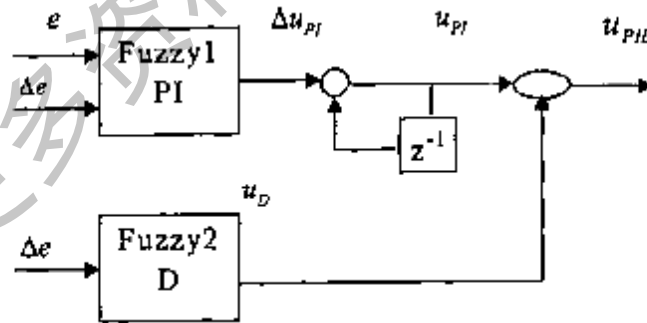


图 3.7 二维和一维模糊控制器组合成的模糊 PID 型模糊控制器

得到模糊控制器的总输出为  $u_{PID}(n) = u_L(n) + \sum_{q=0}^n \Delta u_{PI}(q)$

另外，一维或者二维模糊控制器与常规 PID 控制器并联组合而成的混合控制器也可以称为模糊 PID 型控制器结构，这种组合虽然在形式上实现了 PID 控制，但是严格意义上已经不能称为模糊控制器，而本章所



考虑的研究对象是模糊控制器，因此不再一一列举规则和公式，而且此时的模糊控制器只发挥了部分作用，它的控制效果受到常规 PID 控制器的制约，不能更好的实现鲁棒性强，跟踪迅速等优良的控制效果。

经过以上对各种模糊 PID 型控制器结构选择的分析和比较，本文确定采用如下的模糊 PID 型控制器，即输入变量均为  $e, \Delta e$ ，输出变量分别为直接输出  $u$  和增量输出  $\Delta u$  的二维模糊控制器的并联组合，即采用模糊 PD 控制器  $u_{PD} = F1(e, \Delta e)$  和模糊 PI 控制器  $\Delta u_{PI} = F2(e, \Delta e)$ ，它们的规则表达式分别为：

F1: IF  $e$  IS  $E_i$  AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$ , THEN  $u_{PD}$  IS  $U_{m1,PD}$

F2: IF  $e$  IS  $E_i$  AND  $\Delta e$  IS  $\Delta E_j$ , THEN  $u_{PI}$  IS  $U_{m2,PI}$

“制冷百家” 微信公众号  
 汇聚制冷界、暖通界百余名专家学者倾力打造的平台，  
 物业查询、论文分享，定时推送最新技术

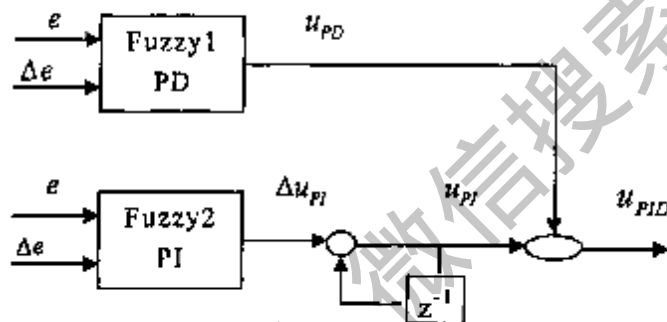


图 3.8 二维 PD 和 PI 模糊控制器组合成的模糊 PID 型模糊控制器

对于实际被控系统来说，控制器的结构选择并不是越复杂越好，而应该是从应用的角度分析，重要的是控制器设计过程简单，容易实现，便于广大工程技术人员接受和掌握，之所以选择图 3.8 所示结构类型的模糊 PID 型控制器作为研究对象，主要的原因有以下几点：

- (1) 在全局结构的选择上，三维模糊控制器的设计比较复杂，规则的建立比较困难，变量子集增加时其规则成立方幂的速度增加，模糊控制器规则个数的急剧增加使得三维模糊控制器不利于实际工程应用；而一维模糊控制器的并联组合虽然形式简单，但是人们通常不采用单输入单输出的模糊控制器，因为它们之间设计相对独立，相互联系和影响无法在规则中反映出来，因此简单的组合使得这种模糊 PID 型控制器的控制效果不够理想。所以本文选择两个二维模糊控制器并联而成的结构；

(2) 在模糊控制器的输入变量选择上, 由于  $\Delta^2 e(n) = \Delta e(n) - \Delta e(n-1)$  和

$$\sum e(n) = \sum_{q=0}^n e(q)$$

很难得到误差变量的这些直接信息, 例如对于一个运动系统, 可以很直接的测量到运动的距离和速度, 但是对于加速度的直观理解相对比较困难; 而对于误差的求和, 虽然可以通过代数和运算获得其数值精确量, 但是却不容易找到合适的模糊子集对其进行语言变量的描述。因此两个模糊控制器的输入变量都采用误差和误差变化量, 在一个实际过程系统中这两个变量相对比较直观, 容易检测到和获取数据, 总结操作经验:

(3) 本文选择研究的双输入单输出模糊控制器在应用过程控制中最常见, 两个并行组合, 避免了三个单输入单输出模糊控制器的独立性, 和一个三输入模糊控制器的结构复杂性, 更容易在过程控制中实现, 便于应用和推广。模糊控制器的输出变量形式采用增量和直接输出的组合, 既能反映出输出的直观变化, 同时考虑到了增量变化的影响, 控制效果比单纯的采用增量形式或者直接输出形式的控制性能更全面。

### 3.2.2 模糊控制器的参数设计

一个模糊控制器的参数通常可以分为两类, 一类是设计参数, 主要包括模糊规则库的建立, 模糊推理算法, 输入输出变量模糊子集的选取和解模糊算法的确定等, 每一个参数都存在一些特定的标准算法, 在模糊控制器的设计中必须首先选择合适的算法, 然后只需要根据具体被控对象进行简单的参数确定; 另一类是调节参数, 因为它们通常需要根据不同的被控过程进行调节, 主要是指模糊控制器中输入输出变量的正规化因子。因此, 当设计一个模糊控制器时, 参数的辨识可以分为两步进行。可以首先把模糊控制器的各项设计参数选定, 这些参数在模糊控制器的设计过程中, 一旦根据操作经验或者采样数据建立起来, 在模糊控制系统中通常是保持不变, 相对固定的; 同时把所有变量的论域都设计为基本论域  $[-1, 1]$ , 那么这样一个模糊控制器就把调节参数, 即各个变量的正规化因

子的设计和调节过程分离为独立的设计部分，这样从一定程度上简化了模糊控制器的设计，为了叙述上的方便，把在基本论域 $[-1, 1]$ 上完成参数设计的模糊控制器称为通用模糊控制器，在模糊控制器设计过程中，首先可以选择适合被控过程的通用模糊控制器形式，既确定除正规化因子之外的模糊控制器的各项参数，然后再根据被控制过程的实际情况设计正规化因子就可以完成整个模糊控制器的设计过程了。这种控制器最突出的特点是设计参数相对固定，而所有模糊控制器的变量的论域选择为 $[-1, 1]$ ，所谓的通用性是指当这类模糊控制器被用在过程控制中时，操作者只需根据具体过程设计其正规化因子就可以完成整个模糊控制器的设计，这样一方面节省了时间，提高了控制效率，另一方面便于操作者学习和掌握模糊控制技术。因此，接下来我们重点寻求更加有效而实用的方法设计模糊控制器的正规化因子。

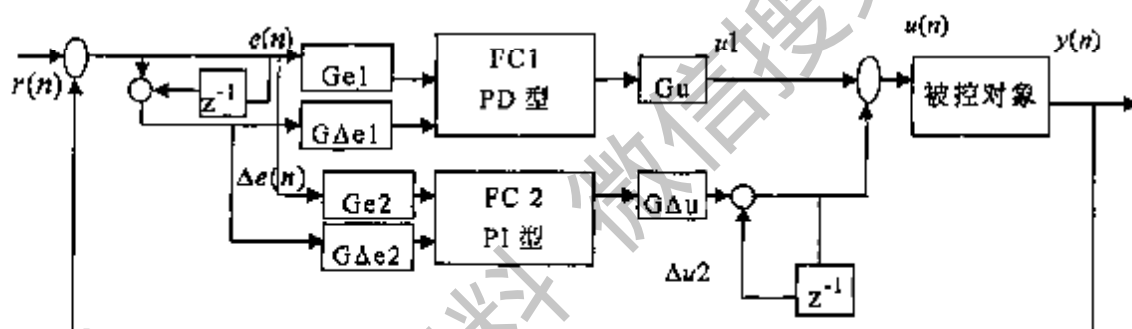


图 3.9 闭环模糊 PID 控制系统

首先对模糊 PID 型控制器进行结构选择和设计，根据第二章结构分析的推导过程，本章简化了解析结构分析的具体过程，选取较简单的模糊控制器结构，旨在更好的说明模糊控制的新型设计。采用上一小节选择的两个双输入单输出模糊控制器结构，具体的闭环系统结构如图 3.9 所示，首先进行通用模糊控制器的单独设计，设计方法类似，所以只详细设计直接模糊控制器 FC1 的参数。在此基础上利用 PID 控制器参数设计模糊控制器的正规化因子，从而实现模糊控制器的新型设计。考虑如图 3.9 所示的模糊控制器 FC1，首先在任意给定的采样时刻  $n$ ，系统误差和误差变化率定义为

$$e(n) = y(n) - r(n), \quad \Delta e(n) = e(n) - e(n-1)$$

作为控制器的输入变量，其中  $y(n)$  是系统输出响应信号， $r(n)$  是系统的理想输出设定值，系统的控制量  $u(n)$  作为控制器的输出。为了更明确地说明新型模糊控制器的设计原理，本文采用最简单的模糊控制器结构，具体设计如下：

(1) 首先输入信号  $e(n), \Delta e(n)$  进入通用模糊控制器之前必须通过正规化因子  $G_{ei}$ ， $G_{\Delta ei}$  进行正规化变换转换到基本论域上，模糊控制器输出信号  $u(n)$  在输入被控过程之前也必须通过正规化因子  $G_u$  进行反正规化转换到实际论域上，即

$$e^* = G_{ei} \cdot e(n), \Delta e^* = G_{\Delta ei} \cdot \Delta e(n), u(n) = G_u \cdot u^* \quad (3.1)$$

这里  $i=1,2$  且  $e^*, \Delta e^*, u^*, \Delta u^* \in [-1,1]$ 。以下进行通用模糊控制器的各种模糊参数的设计和选择。

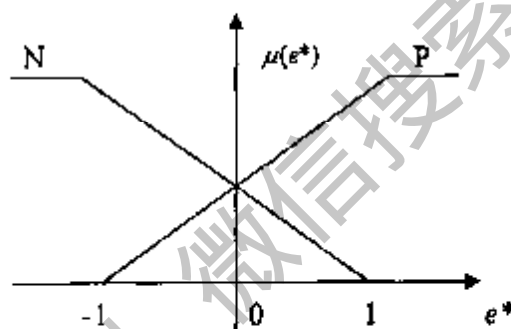


图 3.10 输入变量  $e^*$  的隶属函数

两个输入变量  $e^*, \Delta e^*$  的隶属函数采用如图 3.10 所示的三角形隶属函数，每一个变量中存在两个模糊集合，分别记作  $Pe^*, Ne^*, P\Delta e^*, N\Delta e^*$ ，它们所对应的隶属函数为：

$$\mu_{Pe^*}(e^*) = \begin{cases} 1 & e^* \geq 1 \\ \frac{1}{2}(e^* + 1) & -1 \leq e^* < 1, \\ 0 & e^* < -1 \end{cases}$$

$$\mu_{Ne^*}(e^*) = \begin{cases} 0 & e^* \geq 1 \\ \frac{1}{2}(1 - e^*) & -1 \leq e^* < 1 \\ 1 & e^* < -1 \end{cases}$$

$$\mu_{P\Delta e^*}(\Delta e^*) = \begin{cases} 1 & \Delta e^* \geq 1 \\ \frac{1}{2}(\Delta e^* + 1) & -1 \leq \Delta e^* < 1 \\ 0 & \Delta e^* < -1 \end{cases}$$

$$\mu_{N\Delta e^*}(\Delta e^*) = \begin{cases} 1 & \Delta e^* \geq 1 \\ \frac{1}{2}(1 - \Delta e^*) & -1 \leq \Delta e^* < 1 \\ 0 & \Delta e^* < -1 \end{cases}$$

输出变量的模糊集合  $u^*$  采用单点集, 即

$$\mu_{P_u^*}(u^*) = 1, \mu_{Z_u^*}(u^*) = 0, \mu_{N_u^*}(u^*) = -1.$$

虽然形式上输入变量  $e, \Delta e$  的论域是定义在  $[-\infty, \infty]$ , 事实上, 这是为了数学定义上的完整性, 连续性和严密性, 在模糊规则中真正发挥作用的是  $[-1, 1]$ , 本文也只是考虑  $e, \Delta e, u \in [-1, 1]$ , 因为作为通用模糊控制器的最大特点是它的结构通用性, 即所有变量的论域都定义在基本论域  $[-1, 1]$  上。

(2) 模糊规则采用以下的线性规则形式:

$R_1$ : If  $e^*$  is  $Pe^*$  and  $\Delta e^*$  is  $P\Delta e^*$ , then  $u_1^*$  is  $Pu^*$

$R_2$ : If  $e^*$  is  $Pe^*$  and  $\Delta e^*$  is  $N\Delta e^*$ , then  $u_2^*$  is  $Zu^*$

$R_3$ : If  $e^*$  is  $Ne^*$  and  $\Delta e^*$  is  $P\Delta e^*$ , then  $u_3^*$  is  $Zu^*$

$R_4$ : If  $e^*$  is  $Ne^*$  and  $\Delta e^*$  is  $N\Delta e^*$ , then  $u_4^*$  is  $Nu^*$

(3) 模糊推理算法的选择, 根据第二章模糊控制器结构的基础知识, 模糊推理的各个运算都存在很多算法, 选择是多样化的, 但是模糊推理算子的选择对模糊控制的本质性能不会产生特别重大的影响, 因此我们可以相对自由的选择各种模糊推理算子进行模糊控制器的设计, 本文中采用以下几种模糊算子:

模糊与运算 and 选用算术积 product

模糊或运算 or 选用有界和算子 sum

模糊蕴涵运算 implication 选择取小算子 min

(4) 解模糊算法选择加权平均法解模糊算子

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^k \omega_i \cdot u_i^*}{\sum_{i=1}^k \omega_i}$$

### 3.2.3 通用模糊控制器的结构分析

为了基于PID控制器的参数设计和调节模糊控制器，首先必须通过模糊控制器的结构分析获得两者之间的解析关系，继续考虑图3.9中所示的两个平行结构的模糊控制器FC1。

于是在任意给定的采样时刻  $n$ ，输入变量误差和误差变化率  $e(n) = y(n) - r(n)$ ， $\Delta e(n) = e(n) - e(n-1)$  进入模糊控制系统，经过正规化变换，得到

$$e^* = Ge1 \cdot e(n), \Delta e^* = G\Delta e1 \cdot \Delta e(n), u(n) = Gu \cdot u^*$$

此时激活以上的四条模糊规则，每条规则的激活度为

$$\omega_1 = \text{product}(\mu_{Pe^*}(e^*), \mu_{P\Delta e^*}(\Delta e^*)) = \frac{1}{2}(e^*+1) \cdot \frac{1}{2}(\Delta e^*+1) = \frac{1}{4}(e^*+1)(\Delta e^*+1)$$

$$\omega_2 = \text{product}(\mu_{Pe^*}(e^*), \mu_{N\Delta e^*}(\Delta e^*)) = \frac{1}{2}(e^*+1) \cdot \frac{1}{2}(1-\Delta e^*) = \frac{1}{4}(e^*+1)(1-\Delta e^*)$$

$$\omega_3 = \text{product}(\mu_{Ne^*}(e^*), \mu_{P\Delta e^*}(\Delta e^*)) = \frac{1}{2}(1-e^*) \cdot \frac{1}{2}(\Delta e^*+1) = \frac{1}{4}(1-e^*)(\Delta e^*+1)$$

$$\omega_4 = \text{product}(\mu_{Ne^*}(e^*), \mu_{N\Delta e^*}(\Delta e^*)) = \frac{1}{2}(1-e^*) \cdot \frac{1}{2}(1-\Delta e^*) = \frac{1}{4}(1-e^*)(1-\Delta e^*)$$

又因为规则  $R_2, R_3$  的结论部分相同，所以必须进行模糊并运算，由于  $\text{sum}(\omega_2, \omega_3) = \min\{1, \omega_2 + \omega_3\}$

由于  $-1 \leq e^* \leq 1, -1 \leq \Delta e^* \leq 1$ ，而且由于隶属函数的全交迭性，每一条规则中  $e^*, \Delta e^*$  的隶属函数之和为 1，故由

$$\omega_2 + \omega_3 = \frac{1}{4}(e^*+1)(1-\Delta e^*) + \frac{1}{4}(1-e^*)(\Delta e^*+1) \leq \frac{1}{2}(e^*+1) + \frac{1}{2}(1-e^*) = 1$$

得

$$0 \leq \omega_2 + \omega_3 \leq 1$$

因此这里采用的有界和算子可以用算术和  $\omega_2 + \omega_3$  代替，于是经过模糊

推理过程以及解模糊得到

$$\begin{aligned}
 u^* &= \frac{\sum_{i=1}^4 \omega_i \cdot u^*}{\sum_{i=1}^4 \omega_i} \\
 &= \frac{\frac{1}{4}(e^*+1)(\Delta e^*-1) \cdot 1 + [\frac{1}{4}(e^*+1)(1-\Delta e^*) + \frac{1}{4}(1-e^*)(\Delta e^*+1)] \cdot 0 + \frac{1}{4}(1-e^*)(1-\Delta e^*) \cdot (-1)}{\frac{1}{4}(e^*+1)(\Delta e^*+1) + [\frac{1}{4}(e^*+1)(1-\Delta e^*) + \frac{1}{4}(1-e^*)(\Delta e^*+1)] + \frac{1}{4}(1-e^*)(1-\Delta e^*)} \\
 &= \frac{1}{2}(e^*+\Delta e^*)
 \end{aligned}$$

经过反正规化变换，得到了直接模糊控制器 FC1 的局部输出结果：

$$\begin{aligned}
 u1 &= Gu \cdot u^* \\
 &= Gu \cdot \frac{1}{2}(e^*+\Delta e^*) \\
 &= \frac{Gu}{2}(Ge1 \cdot e(n) + G\Delta e1 \cdot \Delta e(n))
 \end{aligned}$$

对于平行结构的增量模糊控制器 FC2，选择与上一节相同设计参数的通用模糊控制器，只是其输出变量是  $\Delta u^*$  而不是  $u^*$ 。但是由于控制器的不同，为了区别两个控制器的设计参数，正规化因子定义为  $Ge2, G\Delta e2, G\Delta u$ ，即

$$e^* = Ge2 \cdot e(n), \Delta e^* = G\Delta e2 \cdot \Delta e(n), \Delta u(n) = G\Delta u \cdot \Delta u^*$$

基于所选择的设计参数和模糊推理过程，经过模糊控制器结构分析的解析过程，最终得到局部模糊控制器输出为

$$\begin{aligned}
 \Delta u2 &= G\Delta u \cdot \Delta u^* \\
 &= G\Delta u \cdot \frac{1}{2}(e^*+\Delta e^*) \\
 &= \frac{G\Delta u}{2}(Ge2 \cdot e(n) + G\Delta e2 \cdot \Delta e(n))
 \end{aligned}$$

### 3.2.4 模糊控制器与常规 PID 控制参数的解析关系 ..

经过以上对两个并行双输入单输出模糊控制器的结构解析分析，接下来考虑常规 PID 控制器与模糊控制器的参数之间的解析关系，由于通过模糊化，模糊推理和解模糊算法，两个局部模糊控制器的输出分别为：

$$FC1: u1 = \frac{Gu}{2}(Ge1 \cdot e(n) + G\Delta e1 \cdot \Delta e(n)) \quad (3.2)$$

$$FC2: \Delta u2 = \frac{G\Delta u}{2}(Ge2 \cdot e(n) + G\Delta e2 \cdot \Delta e(n)) \quad (3.3)$$

为了简化计算过程，选取

$$Ge1 = Ge2 = Ge \text{ 和 } G\Delta e1 = G\Delta e2 = G\Delta e. \quad (3.4)$$

于是整个全局模糊 PID 控制器的输出为

$$\begin{aligned} u_{fuzzy}(n) &= u1 + \sum_{i=0}^n \Delta u2 \\ &= \frac{Gu}{2}(Ge \cdot e(n) + G\Delta e \cdot \Delta e(n)) + \sum_{i=0}^n \frac{G\Delta u}{2}(Ge \cdot e(\eta) + G\Delta e \cdot \Delta e(\eta)) \\ &= \frac{1}{2}[(Gu \cdot Ge + G\Delta u \cdot G\Delta e) \cdot e(n) + Gu \cdot G\Delta e \cdot \Delta e(n) + G\Delta u \cdot Ge \cdot \sum_{i=0}^n e(\eta)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

为了与常规 PID 控制器相对应，如果选择

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{1}{2}(Gu \cdot Ge + G\Delta u \cdot G\Delta e) \\ K_i &= \frac{1}{2}G\Delta u \cdot Ge \\ K_d &= \frac{1}{2}Gu \cdot G\Delta e \end{aligned} \quad (3.6)$$

于是得到模糊 PID 控制器的最后输出

$$u_{fuzzy}(n) = K_p \cdot e(n) + K_i \cdot \sum_{i=0}^n e(\eta) + K_d \cdot \Delta e(n) \quad (3.7)$$

于是在当前  $n$  采样时刻，模糊控制器 (3.7) 形式上完全成为一种常规 PID 控制器，但是这种形式只是模糊控制器在某一采样时刻的瞬态形式，方程 (3.7) 充分显示出模糊控制器的结构特性，即模糊控制器在特定的时刻表现为 PID 控制器，但是随着时间的变化， $K_p, K_i, K_d$  三个增益系数也随之不断变化，实现了一组特殊 PID 控制器之间的软切换，因此模糊控制器在本质上是非线性时变 PID 控制器，也可以说常规 PID 控制器实质上只是模糊控制器的一种特殊形式，或者是模糊控制器在特定时刻的特殊表现形式。无论从理论上还是应用上，寻求怎样充分利用 PID 控制器的成熟技术发展模糊控制的应用是可行的，而且有助于普通工程技术



人员对模糊控制技术的理解和掌握，从而改进过程控制性能。因此我们可以充分利用模糊控制器与常规 PID 控制器之间结构关系和内在联系来更好的设计模糊控制器，即反其道而行，基于 PID 控制器的参数设计模糊控制器的参数。

如果假设同一个系统的参数设计完好的常规 PID 控制器为

$$u_{PID}(n) = K_p \cdot e(n) + K_I \cdot \sum_{i=0}^n e(i) + K_D \cdot \Delta e(n),$$

其中比例，微分，积分增益系数  $K_p, K_I, K_D$  都是已知的常数，这时我们假设这个常规 PID 控制器的参数与所设计的模糊控制器 (3.7) 在  $n$  采样时刻对应相等。

暂时把误差变量的正规化因子  $Ge$  选取为一个自由变量，假设其为常数  $Ge$ ，于是方程 (3.7) 转化为以下形式：

$$\begin{cases} G\Delta e = \frac{K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 4K_I K_D}}{2K_I} \cdot Ge \\ Gu = \frac{4K_D K_I}{(K_p \pm \sqrt{K_p^2 - 4K_I K_D}) Ge} \\ G\Delta u = \frac{K_I}{Ge} \end{cases} \quad (3.8)$$

从以上的方程可以看到，模糊控制器和常规 PID 控制器之间存在着精确的解析关系，数学表达式非常明确显示了各个常规 PID 增益系数和模糊控制器正规化因子之间的变量转换关系，因此，对于一个过程控制系统来说，无论是从设计好的模糊控制器来推导常规 PID 控制器，还是从常规 PID 控制器推导模糊控制器，都只须根据已知参数通过以上方程 (3.8) 而直接得到。而在现实工业的过程控制中，百分之九十以上的过程都在采用常规 PID 控制器，因此，为了更好的发挥模糊控制在工业过程中的应用，同时避免操作人员缺乏模糊控制知识的弱点，本文通过以上的解析关系式，直接根据过程的常规 PID 控制器设计相应的模糊控制器参数，即正规化因子，而对于通用模糊控制器的设计，即隶属函数的选取，模糊推理算法的选择等，往往对模糊控制器本身的控制性能不会产生特别大的影响，关键性技术正规化因子的确定是个重要设计参数。

众所周知，如果选择  $K_p^2 = 4K_I K_D$ ，那么这正是 Ziegler-Nichols 优化

算法的控制器设计原理<sup>[200]</sup>, 方程 (3.8) 转化为以下形式:

$$G\Delta e = \frac{K_p}{2K_f}Ge, \quad Gu = \frac{K_p}{Ge}, \quad G\Delta u = \frac{K_f}{Ge} \quad (3.9)$$

此时模糊控制器参数的调节将变得非常简单, 这更进一步验证了常规 PID 控制器是模糊控制器的一种特殊形式。但是为了更加一般化的说明问题, 本文中只要求  $K_p^2 \geq 4K_fK_D$ , 从而保证  $\sqrt{K_p^2 - 4K_fK_D}$  有意义。

### 3.3 基于 PID 控制参数设计模糊控制器

#### 3.3.1 常规 PID 控制器的设计

在工程实际中, 应用最为广泛的调节器控制规律为比例、积分、微分控制, 简称 PID 控制。PID 控制器问世至今已有近七十年历史, 以其结构简单、成本低廉、操作方便等优点而成为工业控制中广泛应用的主要自动控制技术。当被控对象的结构和参数不能完全掌握, 即当不完全了解一个系统和被控对象, 或不能通过有效的测量手段来获得系统参数时, 控制理论的其它技术难以采用, 系统控制器的结构和参数必须依靠经验和现场调试来确定, 这时应用 PID 控制技术比较方便。

PID 控制器是根据系统的误差, 利用比例、积分、微分计算出控制量进行控制的。由于来自外界的各种扰动不断产生, 要想达到现场控制对象值保持设定值的目的, 必须对系统施加控制作用。如果扰动出现使得现场控制对象值发生变化, 现场检测元件就将这种变化记录并传送给 PID 控制器, 改变过程变量值, 经变送器送至 PID 控制器的输入端, 并与其设定值进行比较得到偏差值, 调节器按此偏差并以预先设定的整定参数控制规律发出控制信号, 去改变调节器的开度, 使调节器的开度增加或减少, 从而使现场控制对象值发生改变, 并趋向于给定值, 以达到控制目的。

常规 PID 控制器的结构简单, 如图 3.11 所示, 控制器的输入变量通常是系统输出误差  $e(n) = y(n) - r(n)$ , 输出变量通常也分为增量输出和直接输出两种形式, 离散系统的常规 PID 控制器的一般表达式为:

$$u_{PID}(n) = K_p e(n) + K_f \sum_0^n e + K_D \Delta e(n)$$

或者

$$\Delta u_{PID}(n) = K_p \Delta e(n) + K_i e(n) + K_D \Delta^2 e(n) \quad (3.10)$$

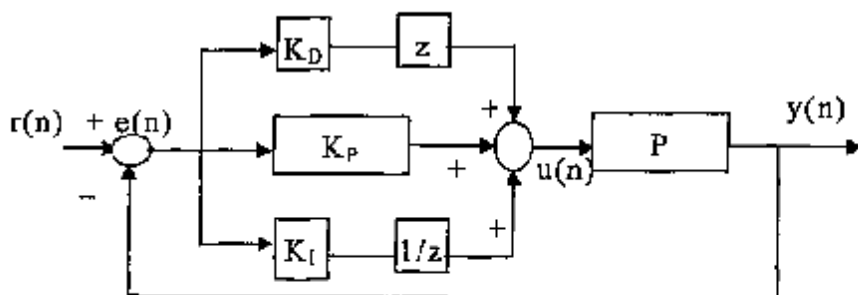


图 3.11 离散 PID 控制系统

其中  $K_p, K_i, K_D$  分别表示 PID 控制器的比例，积分，微分增益，PID 控制器实际上是比例控制器，积分控制器和微分控制器的并联组合形式。

比例控制是一种最简单的控制方式，其控制器的输出与输入误差信号成比例关系。比例控制是对偏差进行控制，偏差一旦产生，控制器立即就发生作用即调节控制输出，使被控量朝着减小偏差的方向变化，偏差减小的速度取决于比例系数  $K_p$ ， $K_p$  越大偏差减小的越快，但是很容易引起振荡，尤其是在时滞环节比较大的情况下， $K_p$  减小，发生振荡的可能性减小但是调节速度变慢。但单纯的仅有比例控制时系统输出存在稳态误差。

在积分控制中，控制器的输出与输入误差信号的积分成正比关系。积分控制实质上就是对偏差累积进行控制，直至偏差为零。积分控制作用始终施加指向给定值的作用力，有利于消除静差，其效果不仅与偏差大小有关，而且还与偏差持续的时间有关。对一个自动控制系统，为了消除稳态误差，在控制器中必须引入积分项，积分项对误差的作用取决于时间的积分，随着时间的增加，积分项会增大。这样，即便误差很小，积分项也会随着时间的增加而加大，它推动控制器的输出增大使稳态误差进一步减小，直到等于零。

在微分控制中，控制器的输出与输入误差信号的微分成正比关系。可在误差信号出现之前就起到修正误差的作用，有利于提高输出响应的快速性，减小被控量的超调和增加系统的稳定性。但微分作用很容易放大高频噪声，降低系统的信噪比，从而使系统抑制干扰的能力下降。自动控制系统在克服误差的调节过程中可能会出现振荡甚至不稳定。其原因是由于

存在有较大惯性环节或有滞后组件，具有抑制误差的作用，其变化总是落后于误差的变化。解决的办法是增加微分项，预测误差变化的趋势，提前使抑制误差的控制作用等于零，从而避免了被控量的严重超调。

因此，比例，积分，微分控制器同时作用对系统来说是一种较理想的控制策略，它在比例的基础上引入积分，可以消除余差，再加入微分作用，又能提高系统的稳定性，降低超调和改进瞬态响应，PID 控制器在同时作用于系统时，它们相互促进，产生的控制效果不是特别准确地反映各自的控制特点。控制规律的选用根据过程特性和工艺要求来选取，同一个 PID 控制器不可能在任何情况下都具有较好的控制性能，因此对于复杂的工业过程来说，存在着很多弊端，难以克服非线性，时滞，外部扰动等因素的影响，使得控制效果不够理想。

### 3.3.2 基于常规 PID 控制器参数设计模糊控制器

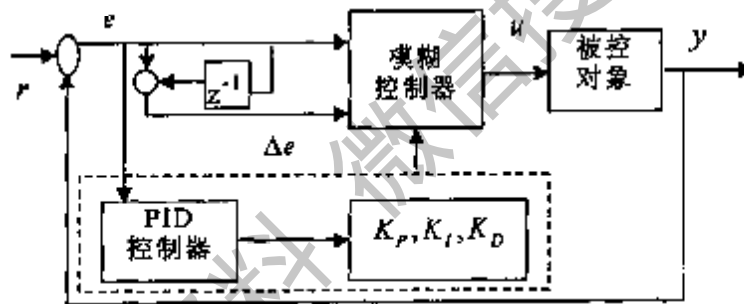


图 3.12 模糊控制器设计

为了使模糊控制器更好的应用于工业过程控制系统中，接下来继续进行模糊控制器的设计。主要工作分为两步，首先在离线状态下，根据过程控制的实际情况选择合适的通用模糊控制器，即选择隶属函数，模糊规则库的建立，模糊推理算法和解模糊算法的确定等，第二步在方程组 (3.8) 的基础上，根据 PID 控制器的参数初步设计和调节模糊控制器的设计参数，只需设计各个变量的正规化因子。

对于被控制过程，首先需要设计出它的常规 PID 控制器，获得其比例，积分，微分增益，并且暂时假设模糊控制器中的误差变量的初始正规化因子  $Ge^0$  保持不变，于是根据方程组 (3.8) 的解析关系可以初步确定误差变化率和输出变量的正规化因子，然后通过进一步分析调节 PID 控制

器的增益系数与模糊控制器的正规化因子之间的解析关系，来间接调节模糊控制器的设计参数，具体方法叙述如下：

- 当 PID 控制器中的比例因子  $K_p$  增加时，输出响应加速，而稳态误差也会降低，但是当  $K_p$  太大时会引起震荡或者不稳定。此时，根据解析关系 (3.8)，如果比例因子  $K_p$  的变化对应着模糊控制器的参数设计，转化为正规化因子的变化，模糊控制器的误差变化率和输出变量的正规化因子  $G\Delta e$ ， $G\Delta u$  都和 PID 控制器中的比例因子  $K_p$  的选择相关，因此从方程中变量之间的关系分析， $G\Delta e$  的值随着比例因子  $K_p$  增加而增加，代替了简单的比例因子  $K_p$  的单一变化，从而相当于间接调整了模糊控制器。 $G_u$  随着  $K_p$  增加而减小反应了规则的变化，此时  $G\Delta u$  保持不变，表明比例因子对其没有产生影响。
- 当 PID 控制器中的积分因子  $K_i$  增加时，输出响应会随之增加而稳态误差同时减小，此时根据解析关系 (3.8)，如果积分因子  $K_i$  的变化对应着模糊控制器的参数设计，转化为正规化因子的变化，模糊控制器的误差变化率和输出变量的正规化因子  $G\Delta e$ ， $G_u$ ， $G\Delta u$  都和 PID 控制器中的积分因子  $K_i$  的选择有关，因此从方程中变量之间的关系分析， $G\Delta e$  的值都随着积分因子  $K_i$  增加而减小，代替了简单的积分因子  $K_i$  的单一变化，从而相当于间接调整了模糊规则。误差变化正规化因子  $G\Delta e$  的减小意味着误差变化对控制器产生的影响降低，而  $G_u$  和  $G\Delta u$  的增加反应了两个局部并行模糊控制器各自规则输出的变化，但是当  $K_i$  太大时会导致系统不稳定。
- 当 PID 控制器中的微分因子  $K_d$  增加时，降低稳态误差同时加速系统响应，此时，根据解析关系 (3.8)，如果微分因子  $K_d$  的变化对应着模糊控制器的参数设计，转化为正规化因子的变化，模糊控制器的误差变化率和输出变量的正规化因子  $G\Delta e$ ， $G\Delta u$  都和 PID 控制器中的微分因子  $K_d$  的选择有关，因此从方程中变量之间的关系分析， $G\Delta e$  的值都随着微分因子  $K_d$  增加而减小，代替了简单的微分因子  $K_d$  的单一变化，从而相当于间接调整了模糊规则。误差变化正规化因子  $G\Delta e$  的减小意味着误差变化对控制器产生的影响降低，而  $G_u$  的增加反应了两个局部并行模糊控制器各自规则输出的变化，此时  $G\Delta u$  保持不变，表明

比例因子对其没有产生影响，但是当  $K_p$  太大时会产生高频增益，引起震荡或者不稳定。

由此看出，在常规 PID 控制器仅仅调节一个增益系数，在模糊控制器中对应着每一个比例因子的调整，使得其同时影响模糊控制器中输入和输出变量的值，这说明模糊控制器不仅仅依赖于常规 PID 控制器的参数，而是能够更好的发挥模糊控制器的优势，产生更好的控制效果。而且常规 PID 控制器的参数变化和调整转化为模糊控制器正规化因子的调整使得控制器的变化在软计算环境下进行，避免了常规 PID 控制器的参数突然变化时对系统造成的冲击和影响，从而使得参数的设计过程更加容易接受，系统变化相对缓慢和稳定。

### 3.3.3 基于改进的变论域思想的模糊控制器参数优化

在模糊控制系统中模糊变量集合和规则设计的越多，系统动态性能会越好，但是随着规则个数的增加，模糊控制器也将变得越来越复杂，甚至是难以实现，因此设计者尽量避免出现过多的模糊规则。另一方面，模糊控制器的积分环节有时候在平衡点附近会产生一些细微的连续震荡，消除震荡的一种改进算法是采用李洪兴提出的模糊变论域思想<sup>[201]</sup>。模糊控制器的变论域思想是根据模糊控制器本质上的插值机理建立起来的基于论域收缩方法达到高精度模糊控制器的一种设计思想。首先以单输入单输出模糊控制器为例简述一下变论域思想的基本方法。

假设输入变量为误差  $e$ ，其初始论域为  $[-E, E]$ ， $E$  为实数，一般常用七个规则如图 3.13 所示，在闭环模糊控制系统中，随着控制过程的进行，误差将不断减小，如果保持模糊隶属函数不变，控制结果的精度很难提高，因此变论域的思想是在规则形式不变的前提下，论域随着误差变小而收缩，或者随着误差的增大而膨胀，如图 3.13 所示。初始论域  $[-E, E]$  通过伸缩因子  $\alpha(x)$  变换为  $[-\alpha(x)E, \alpha(x)E]$ ，其中  $\alpha(x)$  是误差变量  $x$  的连续函数：

$$\alpha: [-E, E] \rightarrow [0, 1], x \mapsto \alpha(x)$$

如何确定  $\alpha(x)$  函数是一个关键的环节，这里采用分析的方法来考虑  $\alpha(x)$ 。任给  $x$  的一个增量  $\Delta x$ ，相应的  $\alpha(x)$  有一个增量  $\Delta \alpha$ ，两者成正比，

此外  $\alpha$  不超过 1, 故  $\alpha$  越接近 1,  $\Delta\alpha$  越小, 于是存在增量关系式:

$$\Delta\alpha = k \cdot \Delta x \cdot x \cdot (1 - \alpha)$$

其中  $k$  为比例常数, 经变换可得

$$\frac{\Delta\alpha}{\Delta x} = kx(1 - \alpha)$$

令  $\Delta x \rightarrow 0$  可得微分方程:

$$\frac{d\alpha}{dx} = kx(1 - \alpha)$$

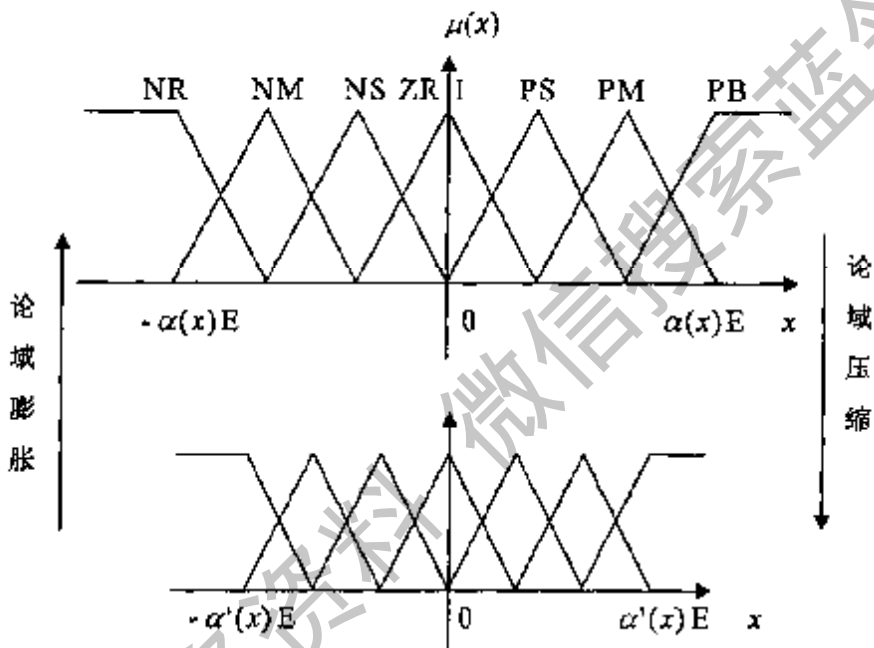


图 3.13 改进的模糊变论域控制

采用分离变量法解方程得到  $\alpha(x)$  的表达式

$$\alpha(x) = 1 - ce^{-\frac{1}{2}kx^2}$$

其中  $c$  为积分常数, 由于  $\alpha(0) = 0$ , 因此有

$$\alpha(0) = 1 - ce^0 = 0$$

于是得到  $c = 1$

于是  $\alpha(x)$  可以简单的表达为

$$\alpha(x) = 1 - ce^{-kx^2}$$

其中  $k$  是设计参数, 根据实际控制场合来确定。

显然这种可变论域的模糊控制器的控制效果改善了固定论域的模糊控制器的控制效果, 论域的大小变换随着误差的变化而变化, 虽然模糊规则本身没有改变, 但是随着输入变量模糊论域的变化, 模糊集合发生了变化, 间接影响了模糊规则的变化, 模糊控制器的本质也发生了相应的变化, 非常适合高精度的模糊控制场合。

事实上改变变量的论域的本质是改变了变量的正规化因子, 两者是等效的, 因此如果通用模糊控制器的论域保持不变, 那么通过增加模糊控制器输入变量的正规化因子的取值同样达到了缩小论域的目的, 从而优化了模糊控制器的规则。因此在本文前面的讨论中, 我们采用的输入输出变量的论域都是基本论域  $[-1, 1]$  而不是直接论域  $[-E, E]$ , 由于通过正规化因子将初始论域转化为基本论域, 变论域思想可以具体表现为等价性的正规化因子的变化, 改变误差  $e$  的论域转换为误差正规化因子  $Ge$  的变化, 因此基于可变论域的思想, 随着  $\alpha(x)$  的变化, 当初始论域  $[-E, E]$  转变成  $[-\alpha(x)E, \alpha(x)E]$ , 对应着基本论域下的模糊控制器, 由于  $E \cdot Ge = 1$ , 即

$E = \frac{1}{Ge}$ , 所以相当于  $\left[-\frac{1}{Ge}, \frac{1}{Ge}\right]$  转变为  $\left[-\alpha(x) \cdot \frac{1}{Ge}, \alpha(x) \cdot \frac{1}{Ge}\right]$ , 对应的正规化因子的变化为从初始值  $Ge^0$  转变成  $\frac{Ge^0}{\alpha(x)}$ , 当论域缩小时,  $\alpha(x)$  缩小,

而  $Ge$  成反比例变化, 应该增大, 相反地, 当论域膨胀时,  $\alpha(x)$  变大, 而  $Ge$  随之减小, 因此可以根据误差的变化优化调节误差正规化因子  $Ge$  的变化, 从而实现模糊控制器的精度控制。

将以上通过 PID 控制器的参数调节, 设计得到的模糊控制器变量的正规化因子分别记作  $G\Delta e^0, Gu^0, G\Delta u^0$ , 接下来基于这些初始值, 然后在线状态下, 当误差变得很小时, 利用上面提出的改进的模糊变论域思想, 继续缩小论域来优化控制性能, 于是适当的放大输出误差正规化因子  $Ge$ , 对模糊控制器参数在平衡点附近进行细微的调节, 继续完成模糊控制系统的参数优化设计, 实现在误差较小时的高精度模糊控制, 从而进一步提高模糊控制系统性能。

在方程组 (3.8) 的解析关系中, 由于  $G\Delta e, Gu, G\Delta u$  与  $Ge$  之间存在



的内在关系，如果首先改变误差的论域，那么其它输入输出变量的论域也会随之改变，正规化因子  $Ge$  的变化使得  $G\Delta e$ ,  $G_u$ ,  $G\Delta u$  也将随之改变，这样只需通过调整正规化因子  $Ge$  的变化来实现整个模糊控制器的变论域思想，从而大大减少了计算量，改进了原有的变论域思想，从而进一步优化了模糊控制器的设计。具体言之，当  $Ge^0$  变化时，误差变化率的正规化因子  $G\Delta e$  将与  $Ge^0$  成正比例变化，同时  $G_u$ ,  $G\Delta u$  将与  $Ge^0$  成反比例变化，当  $Ge^0$  减小时，误差变化率的正规化因子  $G\Delta e$  也将同时减小，而且  $G_u$  和  $G\Delta u$  将增大，反之，当  $Ge^0$  增大时，误差变化率的正规化因子  $G\Delta e$  也将同时增大，而且  $G_u$  和  $G\Delta u$  将减小，如此反复调整，从而最终达到模糊控制器在误差较小范围内的在线优化。

### 3.3.4 模糊控制器设计算法

总结以上的基于 PID 控制器参数的新型模糊控制器的设计，调节和优化过程，为了便于应用，下面给出这种模糊控制器的具体设计步骤：

第一步：针对被控对象在稳态下建立其常规 PID 控制器，获得比例，积分，微分增益系数；

第二步：确定模糊控制器的结构，假设输入输出变量的基本论域为  $[-1,1]$ ，选取模糊控制器的设计参数，主要包括模糊规则库的建立，模糊推理算法，输入输出变量模糊子集的选取和解模糊算法等；

第三步：基于解析关系式 (3.8) 和常规 PID 控制器的增益系数，暂时选定初始正规化误差因子  $Ge^0$ ，设计模糊控制器的调节参数；然后通过调节 PID 控制器的增益系数来得到模糊控制器的设计参数；离线获得模糊控制器的正规化因子；

第四步：将以上设计的模糊控制器作用于被控系统，然后基于改进的变论域思想，在误差较小的范围内，根据误差的变化在线调节模糊控制器的各个正规化因子，进一步提高模糊控制精度；

第五步：当设计好的模糊控制器面临同一被控对象过程动态发生变化时，只需根据具体情况重复第三，四步，调节 PID 控制器的参数变化后带入方程 (3.8) 重新获取正规化因子，然后进行调节和优化，即

可达到设计和优化新的模糊控制器目的，便于实际应用。

### 3.4 仿真结果

为了验证以上模糊控制器的新型设计算法的有效性和控制效果，本小节进行了 Matlab 环境下的仿真实验。为了保持系统的过程特性，考虑以下的一阶加滞后被控过程

$$G(s) = \frac{Ke^{-\theta s}}{Ts+1} \quad (3.11)$$

其中  $K$  表示过程增益， $\theta$  表示滞后时间， $T$  表示超调时间常数。当采样周期为  $T_s$ ，当系统参数为  $K=0.3, T=0.9, \theta=0.8$  时，被控对象为

$$G(s) = \frac{-0.3e^{-0.8s}}{0.9s+1} \quad (3.12)$$

按照本文提出的新型模糊控制器设计方法，为其设计控制器，从而验证该方法的实用性和控制性能。

首先针对 (3.12) 采用一般的设计方法获得其常规 PID 控制器的比例，微分，积分增益：

$$K_p = -1.875, K_I = \frac{K_p}{T_s} = -2.08, K_D = 0.09$$

于是 PID 控制器为

$$u(n) = -1.875 \cdot e(n) - 2.08 \cdot \sum_0^n e(\eta) + 0.09 \Delta e(n)$$

然后选取适合于被控对象的参数和算法设计出标准通用模糊控制器，为了简化计算，我们采用第 3.2.2 节设计的通用模糊控制器来控制：

于是，基于解析关系式 (3.8) 和常规 PID 控制器的增益系数，暂时选定初始正规化误差因子  $Ge^0 = 1$ ，设计模糊控制器的调节参数为：

$$G\Delta e = 0.45, G\dot{u} = 0.08, G\Delta u = 2.08$$

最后，将以上设计的模糊控制器作用于系统 (3.12)，然后基于变论域思想，根据误差的不同在线调节模糊控制器的各个正规化因子，进一步实时优化模糊控制器参数。

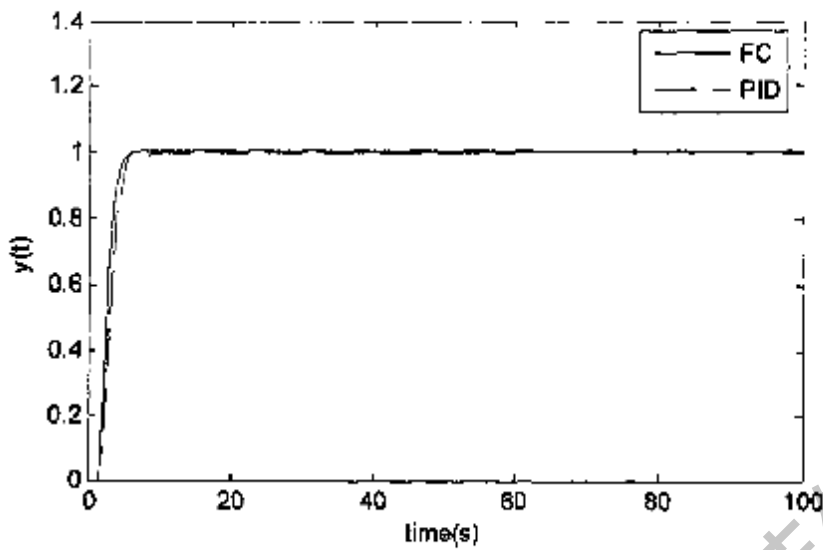


图 3.14 被控过程(3.12)的系统响应曲线

将设计好的模糊控制器和原来的常规 PID 控制器分别控制系统 (3.12)，可以看到它们的控制输出响应几乎是相同的，如图 3.14 所示，这说明针对被控对象保持不变的系统，两种控制器的效果是相同的，也证明了设计的模糊控制器具有常规 PID 控制器同样的控制性能。

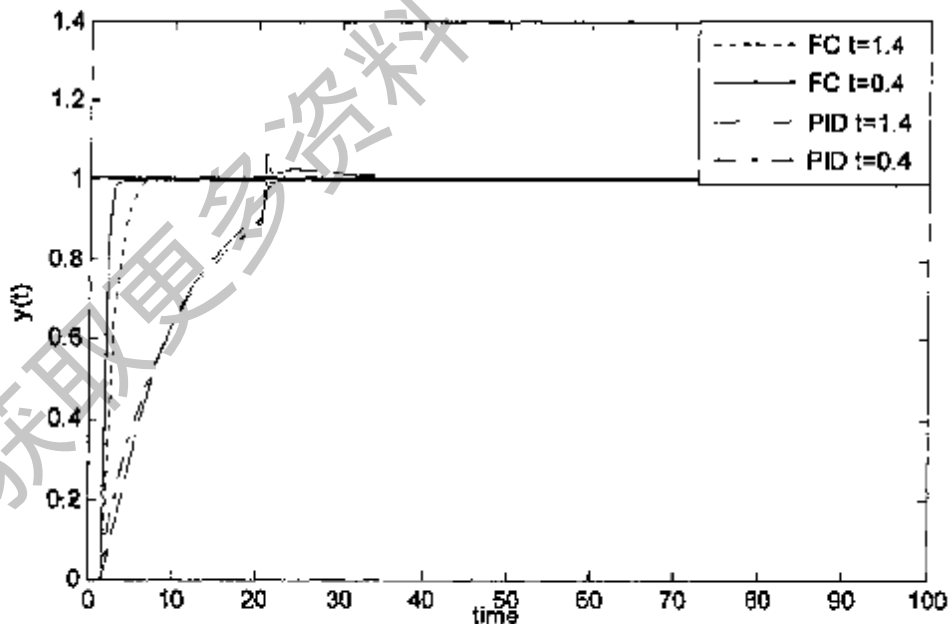


图 3.15 时间常数  $T$  变化时的控制响应

“制冷百家” 微信公众号

汇聚制冷界、暖通界百余名专家学者倾力打造的平台，物性查询、论文分享，定时推送最新技术

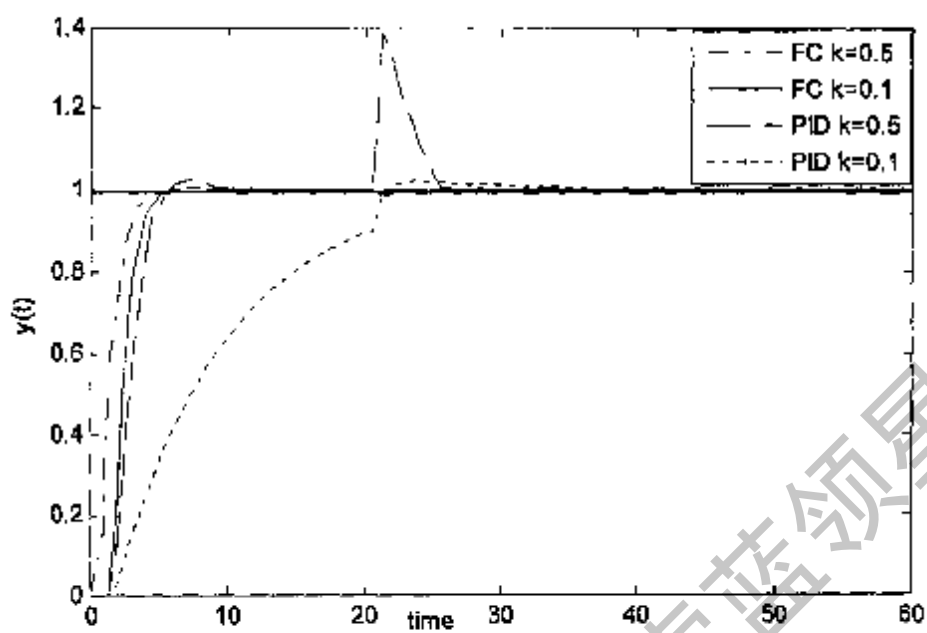


图 3.16 增益 K 变化时的系统控制响应

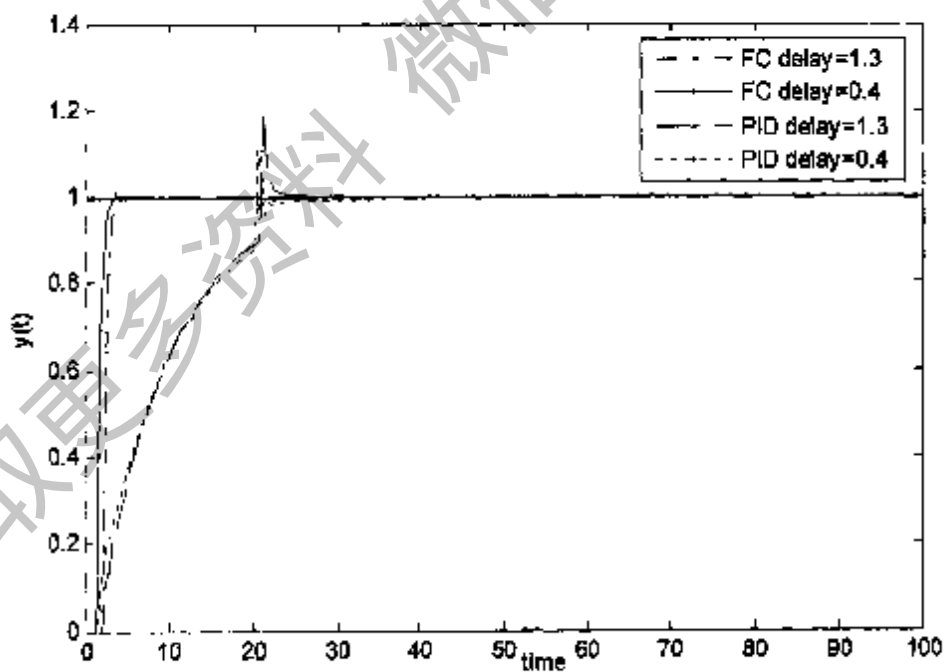


图 3.17 系统时滞变化时的控制响应

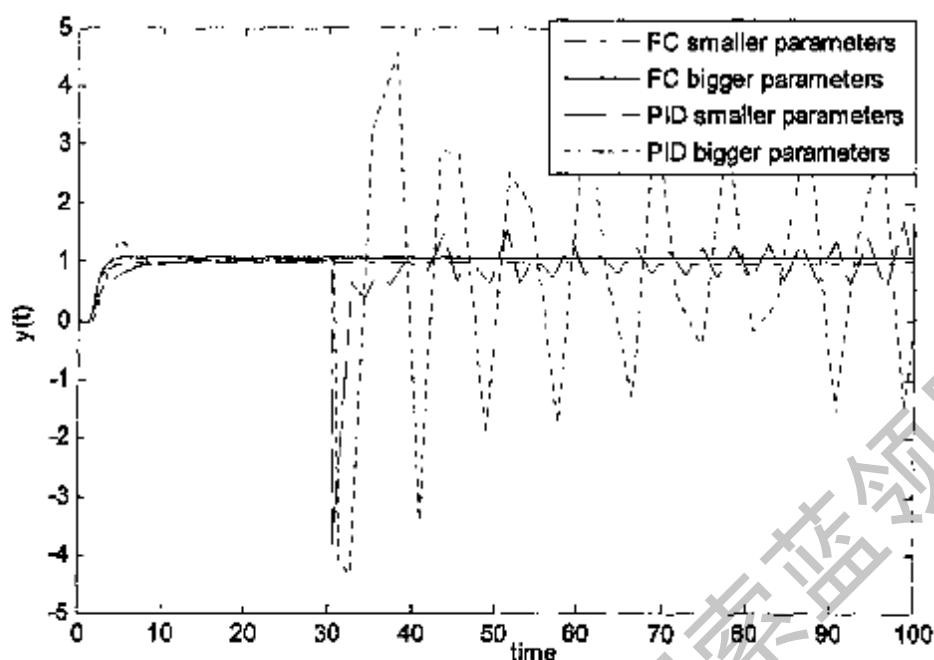


图 3.18 系统参数同时变化时的控制效果

为了进一步检验所设计的新型模糊控制器的设计效果以及与原有常规 PID 控制器的关系，通过改变被控对象的各个参数来比较它们的控制效果。为了更好地说明控制性能，在每一个控制过程的  $t=20$  秒时加入一个单位扰动，检验系统的抗扰动能力。图 3.15 显示了当模型时间常数  $T$  变化时，模糊控制器和常规 PID 控制器的对系统产生的不同系统输出响应；图 3.16 显示了当模型增益常数  $K$  变化时，模糊控制器和常规 PID 控制器的对系统产生的不同系统输出响应；图 3.17 显示了当模型时间滞后  $\theta$  变化时，模糊控制器和常规 PID 控制器的对系统产生的不同系统输出响应；图 3.18 显示了当模型的三个参数同时变大和变小时，模糊控制器和常规 PID 控制器的对系统产生的不同系统输出响应。

如图 3.15-3.18 的动态响应的仿真结果进一步表明模糊控制器的优越性，与固有的常规 PID 控制器相比，模糊控制器具有强大的抗扰动性和鲁棒性，而且跟踪迅速，虽然是根据常规 PID 控制器设计的模糊控制器，却在具有了原来常规 PID 控制器的所有控制性能之外体现出模糊控制器的控制效果，远远超过了常规 PID 控制器的控制能力，系统参数变化时，模糊控制器仍然适用，表现出很强的鲁棒性和全局控制效果。

### 3.5 结语

为了充分发挥模糊控制器的非线性时变本质特性，推广模糊控制器的应用，发挥模糊控制器的鲁棒性强等优点，同时为了使模糊控制器的设计更加简单，实用，便于普通操作人员理解和掌握，本章提出一种利用 PID 控制器的增益因子优化和调节模糊控制器的新型设计方法。首先通过模糊控制器的结构分析结果表明模糊控制器本质上是一种时变非线性的 PID 控制器，提出具体的基于 PID 控制器参数设计的模糊控制器算法。使得模糊控制在过程控制中代替常规 PID 控制器发挥控制作用，克服了 PID 控制器全局控制效果不理想，鲁棒性差等弱点。然后利用改进的模糊变论域思想通过对模糊设计参数的在线调节进一步优化模糊控制器。该方法不仅尝试着将模糊控制器的结构分析这一理论研究成果推广到模糊控制器的应用领域，实现了模糊控制系统理论与应用研究的结合，而且充分利用了常规 PID 控制器的成熟经验，仿真结果表明，这种模糊控制器的新型设计和优化方法具有良好的控制性能。

## 第四章 基于 Mamdani 模糊线性化模型的非线性预测控制

### 4.1 引言

由于在非线性系统控制中被控对象过程的高度复杂性, 存在时变特征、耦合以及扰动等不确定性, 建立系统的精确数学模型非常困难, 有时候几乎是不可能的, 因此非线性系统的建模与控制的研究目前仍然面临着很多问题。模糊模型因其不需要精确数学模型的显著特点已经广泛应用于非线性系统的控制过程中, 因此由于模糊系统的本质非线性特征, 模糊模型成为一种非线性模型的发展趋势。但是模糊模型由于其模糊集合, 推理算法以及规则数目的限制, 特别是 Mamdani 模糊模型, 有时候很难非常精确的描述较复杂的非线性过程, 而且模糊系统的优化问题还不完善, 缺乏系统的有效优化手段。

模型预测控制是在实际工业过程控制中产生的一种控制策略, 它汲取了现代控制理论中的优化思想, 在预测模型的基础上进行滚动优化, 并且通过反馈校正对系统在线优化和实时调节, 能够克服模型的不精确性, 具有更强的鲁棒性<sup>[202]</sup>。自 1978 年 Richalet 描述了在脉冲响应基础上的模型预测启发控制 (model predictive heuristic control) 以来<sup>[203]</sup>, 预测控制在理论及工业应用方面都取得了很大发展<sup>[204-207]</sup>。在绝大部分工业过程中, 系统动态过程都具有高度非线性, 而且存在着各种不确定因素, 因此随着工业过程中对控制质量要求的逐渐提高, 非线性模型预测控制逐渐成为预测控制领域的研究热点。

将预测控制引入模糊控制系统中, 建立非线性系统的模糊模型, 同时利用预测控制的滚动优化技术, 能够更好的实现非线性系统的控制, 实现了模糊模型的在线优化。模糊控制和预测控制技术都是针对没有精确数学模型并且带有不确定性的系统, 两者有机结合在一起形成模糊预测控制, 具有更广泛的应用前景<sup>[208-209]</sup>。而且预测控制算法是一种基于模型的控制, 而模糊控制在其发展过程中也产生了 Takagi-Sugeno 模糊模型等基于模型的模糊控制器, 因此两者可以基于系统模型进行沟通 and 结合。其次预

测控制是在工业实践中发展起来的一种控制算法，它的最突出特点是在线滚动优化，缺乏系统的理论上的分析和研究，而模糊控制在理论上的研究已经取得了很大进展，因此模糊控制与预测控制的结合有助于预测控制在理论上的研究，也推广了模糊控制的应用。

但是现有的基于模糊预测模型的预测控制系统大多采用的是 T-S 型模糊模型<sup>[210-211]</sup>和模糊关系模型<sup>[205,212]</sup>，而最常用的 Mamdani 型模糊模型却很少作为预测模型应用到预测控制中。T-S 模型实质上是通过模糊规则直接建立系统的一组局部线性数学模型，基于模糊推理对系统进行线性时变控制，T-S 模型的前件采用模糊集合的形式，而后件表示为输入变量的线性组合，相当于先将变量空间模糊地划分为若干子空间，然后用线性函数关系拟合每个子空间中的系统特性，因此对于复杂非线性系统的建模和参数辨识比较困难，不利于在实际系统的广泛应用。而在现实工业过程系统中的模糊模型通常采用的是 Mamdani 型模糊模型，因为常规的 Mamdani 型模糊模型的规则中前件和后件均采用模糊集合的形式，其更容易根据现场操作人员的经验和专家知识直接建立相应的规则库。

为了推广模糊控制理论与应用研究的深入结合，进一步将模糊控制器结构分析理论应用到实际过程控制中，更好的实现模糊控制在实际工业过程中的应用，同时为了对模糊控制进行更好的优化调节，也为了更好的实现非线性过程的控制，改进其动态性能，本章提出一种非线性系统的新型 Mamdani 模糊线性化模型预测控制算法，将模糊控制与模型预测控制相结合，充分发挥两者的控制优势。首先建立了非线性被控对象的 Mamdani 型模糊模型基础上，对其进行结构分析，得到精确的解析线性化模糊模型，然后基于线性化后的局部模糊线性模型对非线性系统进行线性模型预测控制。而且通过预测控制实现在线滚动优化和实时调节，克服了模糊预测模型中存在的不足，增强了鲁棒性，因此非常便于应用到工业过程中。

本章的主要内容安排如下：4.2 节简单介绍了模型预测控制器的相关基础知识，4.3 节首先通过验证模糊系统的通用逼近性研究了模糊 Mamdani 模型作为非线性系统预测模型的可行性，4.4 节重点分析和设计了本章提出的新型非线性系统模糊线性化预测控制策略，4.5 节给出仿真



试验研究的结果。

## 4.2 模型预测控制

### 4.2.1 模型预测控制的产生和发展

模型预测控制 (Model Predictive control, 简称 MPC) 是二十世纪七十年代产生的一类基于模型的计算机控制算法。预测控制的产生首先是工业实践向控制提出的挑战。为了克服理论与应用之间的不协调, 人们开始试图面对工业过程的特点, 打破传统方法的约束, 寻找模型要求低, 控制综合质量好, 在线计算方便的优化控制新方法。预测控制就是在这种背景下发展起来的一类新型计算机优化控制算法<sup>[202]</sup>。由于模型预测控制自产生以来就已经成功应用于化工, 医药, 石油等工业实践中, 因此逐渐成为控制领域一个热点研究方向, 无论是在理论还是应用研究领域都具有广阔的发展前景。

作为在反馈控制中解决许多其他控制方法无法解决的问题的一种有力工具, 模型预测控制在过去的二十多年里取得了巨大的研究成果。当 1978 年 Richalet 在文献[203]中描述了建立在脉冲响应基础上的模型预测控制的成功应用之后, 许多其他技术随之产生并应用到工业过程中, 如 Cutler 于 1980 年在文献[213]中提出的建立在阶跃响应基础上的动态矩阵控制; 为了增加算法的适用性和鲁棒性, 八十年代初出现了 Keyser 在文献[214]中提出的基于辨识模型并带有自校正的扩展时域预测自适应控制, Clark 在[215]中提出了广义预测控制, 此外, Morari 在[216]中研究了一类新型控制结构—内模控制, 从结构的角对预测控制算法做了更深入的研究, 这些研究有力推动了预测控制的发展。但是, 上述的预测控制方法有一个共同的特点, 就是假设被控对象系统是一个线性模型, 即都属于线性预测控制。实际上在绝大部分工业过程中, 系统动态模型都具有高度非线性, 因此随着工业过程中对控制质量要求的逐渐提高, 即使在工作点附近通过局部线性化方法进行建模与控制, 线性预测控制不能产生满意的控制效果, 因此, 采用非线性模型进行预测和优化的非线性预测控制已经成为当前预测控制研究的一个新方向。

### 4.2.2 预测控制的基本原理

虽然模型预测控制算法的形式有很多种，但是作为一种有限时域滚动优化控制策略，预测控制基本原理都是相同的，如图4.1所示，具体包括预测模型、滚动优化和反馈校正三个基本环节，其中， $y$ 是系统当前输出， $y_r$ 是根据参考轨迹求得的设定值， $y_M$ 是预测模型的直接输出， $y_P$ 是经反馈校正后的预测输出，虚线部分将 $y_M$ 与 $y$ 之间的偏差反馈给预测器以便进行反馈校正。在每个采样周期，以系统当前状态为起点，在线求解有限时域内的开环优化控制问题，得到一个最优控制序列，并将该序列的第一个控制量应用到被控系统。

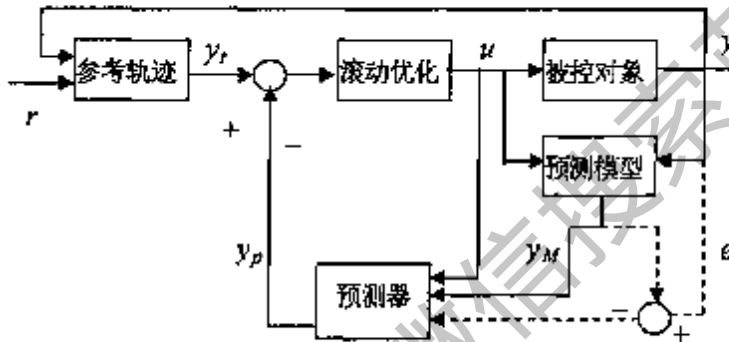


图 4.1 模型预测控制原理图

#### (1) 预测模型

预测模型是指一类能够显式地拟合被控系统特性的动态模型，无论采用何种表达形式，它的功能都是为了根据被控对象的历史信息和未来的输入预测系统的未来输出。预测模型只强调模型的功能而并不强调其结构形式，因此，它可以是被控过程的脉冲响应、阶跃响应等非参数模型，也可以是微分方程、差分方程等参数模型。此外，非线性系统、分布参数系统的模型，只要具备上述功能也可以作为预测模型来对系统进行预测控制。因此，预测控制打破了传统控制中对模型结构的严格要求，更着眼于在信息的基础上根据功能要求按最方便的途径建立模型。由于模型预测控制是基于预测对系统行为进行优化，因此预测模型的精度对模型预测控制系统的性能具有直接影响。

#### (2) 滚动优化

预测控制的最主要特征表现在滚动优化。滚动优化是指在每个采样

周期，基于系统的当前状态及预测模型，按照给定的有限时域目标函数优化过程性能，找出最优控制序列，并将该序列的第一元素施加给被控对象。预测控制中的优化与传统意义下优化的差别主要表现在预测控制中的优化目标不是一成不变的全局优化目标，而是采用有限时段的滚动优化策略。在每一采样时刻，优化性能指标只涉及到从该时刻起未来有限的时间，而到下一采样时刻，这一优化时段同时向前推移。预测控制在每一时刻有一个相对于该时刻的优化性能指标，不同时刻优化性能指标的相对形式是相同的，但其绝对形式，即所包含的时间区域则是不同的。因此，在预测控制中，优化过程不是一次离线进行，而是反复在线进行的，这是预测控制区别于传统最优控制的根本特点。虽然各个不同时刻优化指标的相对形式是相同的，每一步实现的是静态参数的优化，但因为其包含的时间区域不同，从控制的全过程看，实现的是动态的优化。与一般最优控制中的全局优化相比，预测控制中的滚动优化只能得到全局的次优解，但由于它的优化始终建立在实际过程的基础上，能使控制结果达到实际意义上的最优控制，可以有效地克服工业过程控制中的模型不精确、非线性、时变等不确定性的影响，这一点对工业控制实际应用十分重要。

### (3) 反馈校正

反馈校正用于补偿模型预测误差和其它扰动。模型失配和外部扰动通常会给系统带来不确定性，由于预测控制的有限时域开环优化本质，这些不确定性会降低系统性能，甚至使系统不稳定，反馈校正可以在一定程度上对这些不确定性进行补偿。滚动优化只有建立在反馈校正的基础上，才能体现出其优越性。因此，预测控制算法在通过优化确定了一系列未来的控制作用后，为了防止模型失配或环境干扰引起控制对理想状态的偏离，并不是把这些控制作用逐一全部实施，而只是实现本时刻的控制作用。到下一采样时刻，则首先监测对象的实际输出，并通过反馈策略修正预测模型或加以补偿，然后再进行新的优化。反馈校正的形式是多样的，可以根据在线辨识的原理直接修改预测模型，也可以在保持预测模型不变的基础上，对未来的误差做出预测并加以补偿。不论取何种校正形式，预测控制都把优化建立在系统实际的基础上，并力图在优化时对系统未来的动作行为做出较准确的预测。因此，预测控制中的优化不仅基于模型，而

且利用了反馈信息，构成了闭环优化。

综上所述，预测控制是一种基于预测模型预测系统未来输出、滚动实施优化并结合了闭环反馈校正的计算机优化控制算法。预测控制综合利用历史信息和模型信息，对目标函数不断进行滚动优化，并根据实际测得的对象输出修正或补偿预测模型。因此预测控制能很好的克服各种不确定性和复杂变化的影响，使得这种控制策略更加适用于复杂的控制系统，并在现实工业过程中获得了广泛应用。

#### 4.2.3 预测控制常用的几种类型

在预测控制一般原理的基础上，采用不同的模型形式、优化策略和校正措施，可以形成不同的预测控制算法，下面分别介绍三种最有影响力的预测控制算法：动态矩阵控制、模型算法控制和广义预测控制。

(1) 动态矩阵控制算法是一种基于对象阶跃响应的预测控制算法，它适用于渐近稳定的线性对象。在动态矩阵控制中，首先需要测定对象单位阶跃响应的采样值  $a_i, i=1,2,3,\dots$ ，被控对象的动态信息可以近似用有限集合  $\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$  来描述，构成了动态矩阵控制的模型参数，利用这组模型数据预测对象在未来的输出值。在  $k$  时刻，假定控制作用保持不变对未来  $N$  个时刻的输出有初始值  $y_0(k+i|k), i=1,2,3,\dots,N$ ，在  $M$  个连续的控制增量  $\Delta u(k), \dots, \Delta u(k+M-1)$  作用下未来各时刻的输出值为

$$y_M(k+i|k) = y_0(k+i|k) + \sum_{j=1}^{\min(M,i)} a_{i-j+1} \Delta u(k+j-1), i=1,2,3,\dots,N \quad (4.1)$$

显然，对于上述的预测模型，在任一时刻  $k$ ，只要知道对象的初始预测值，即可根据未来的控制增量计算出未来的对象输出。

动态矩阵控制是一种以优化确定控制策略的算法。在每一时刻  $k$ ，要确定从该时刻起的  $M$  个控制增量  $\Delta u(k), \dots, \Delta u(k+M-1)$ ，使被控对象在其作用未来  $P$  个时刻的输出预测值  $y_M(k+i|k)$  尽可能接近给定的期望值  $\omega(k+i), i=1,\dots,P$ ，这里  $M, P$  分别称为控制时域与预测时域，它们的意义如图 4.2 所示。

在不考虑约束的情况下，动态矩阵控制问题就是以  $\Delta U_M(k) = [\Delta u(k), \dots, \Delta u(k+M-1)]^T$  为优化变量，在动态模型 (4.1) 下使以

下性能指标

$$\min J(k) = \sum_{i=1}^P q_i (\omega(k+i) - y_M(k+i|k))^2 + \sum_{j=1}^M r_j \Delta u^2(k+j-1) \quad (4.2)$$

最小的优化问题，其中  $q_i, r_j$  是权系数。通过极值必要条件  $\frac{dJ(k)}{d\Delta U_M(k)} = 0$  可

以求得  $\Delta U_M(k)$  的最优值，只是取其中的即时控制增量构成的实际控制  $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$  作用于对象。当  $k$  时刻把控制  $u(k)$  实际加于对象时，计算出在其作用下未来时刻的输出预测值，然后到下一采样时刻首先检测对象的实际输出与其构成输出误差，反映了模型中未包括的不确定因素对输出的影响，实现了反馈校正。

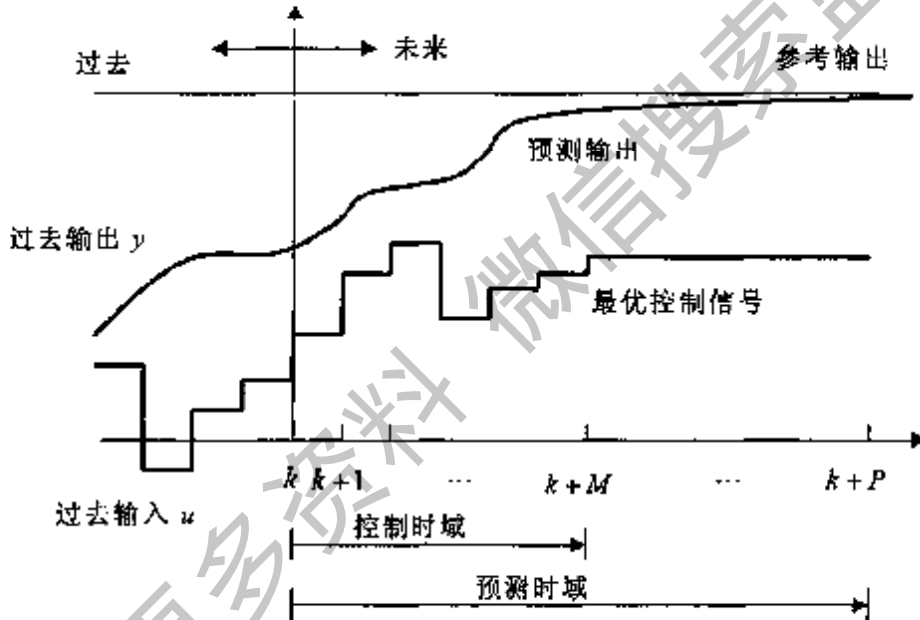


图 4.2 动态矩阵控制的滚动优化原理

(2) 模型算法控制又称模型预测启发控制，其设计前提是对象的脉冲响应。对于线性对象，如果已知其单位脉冲响应的采样值  $g_1, g_2, \dots$ ，则被控对象的动态可以近似的用一个有限项卷积表示的预测模型描述

$$y_M(k+i) = \sum_{j=1}^N g_j u(k+j-1)$$

这一模型可以用来预测对象在未来时刻的输出值，由于模型向量  $G = [g_1, g_2, \dots, g_N]^T$  通常存放在计算机的内存中，故有时文献中也称为内部

模型。在模型算法控制中，控制系统的期望输出是由从现时实际输出出发且向设定值光滑过渡的一条参考轨迹规定的，在  $k$  时刻的参考轨迹可由其在未来时刻的值  $y_r(k+i)$  采用以下形式来表达：

$$y_r(k+i) = a^i y(k) + (1-a^i)c, i=1,2,\dots$$

其滚动优化的准则是要选择未来  $P$  个控制量，使未来  $P$  个时刻的预测输出  $y_p$  尽可能接近参考轨迹所确定的期望输出  $y_r$ ，这一优化性能指标为

$$\min J(k) = \sum_{i=1}^P \omega_i [y_p(k+i) - y_r(k+i)]^2$$

其中  $P$  为优化时域， $\omega_i$  是权系数。在开环预测中，如果不考虑约束并且对象无纯滞后或非最小相位，则模型算法控制的最优控制律取决于  $y_p(k+1) = y_r(k+1)$ ，由此即可求得一步优化和  $P$  步优化的即时控制律。而闭环预测的模型算法控制实质上采用了反馈校正原理，在模型失配时有效消除静差。

(3) 广义预测控制是在自适应控制的研究中发展起来的一类预测控制算法。作为一种自校正控制算法，广义预测控制在滚动优化的性能指标方面相似于动态矩阵控制，而模型形式和反馈校正策略存在很大差别。广义预测控制中，采用以下最小方差控制中的受控自回归积分滑动平均模型来描述预测模型

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})\xi(t)}{\Delta}$$

其中

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_n q^{-n}$$

$$C(q^{-1}) = c_0 + c_1 q^{-1} + \dots + c_n q^{-n}$$

$q^{-1}$  是后移算子，根据丢番图方程

$$1 = E_j(q^{-1})A\Delta + q^{-j}F_j(q^{-1})$$

基于以上的模型推导出预测输出值  $y(t+j)$  为

$$y(t+j|t) = E_j B \Delta u(t+j-1) + F_j y(t)$$

于是根据已知输入输出信息及未来的输出值可以预测出未来的输出。然后按照性能指标 (4.2) 根据滚动优化策略计算出最优控制律  $u(t)$ ，最

后在控制过程中，不断通过实际输入输出信息在线估计模型参数，进一步修正控制律，形成一种广义的反馈校正。

以上介绍的三种最基本的模型预测控制算法都是针对线性系统的控制，虽然在先进过程控制研究中，线性模型预测控制技术的发展已经趋于成熟<sup>[217-218]</sup>，但是对于大多数工业实际对象，非线性是普遍存在的，于是近年来国内外的学者开始着力于研究更能真实描述实际控制系统的、具有一般形式的非线性预测控制，并且取得了一定的研究成果<sup>[219]</sup>。非线性预测控制虽然推广了预测控制算法的应用，但是在理论上和技术上都存在很多问题：首先，非线性模型预测控制所需要的模型必须是在一段预测时域上充分精确的预测过程变量，因此与线性预测控制相比它的建模过程更加困难，常用的方法是通过大量的脉冲响应的测试数据进行归纳或者基于物理过程的基本原理建立数学表达式，或者建立黑箱模型，但是由于应用过程的动态行为非常复杂，模型很难用线性模型去优化和估计；其次，非线性模型预测控制必须在线求解有约束的非线性优化问题，一个复杂的非线性优化问题需要极大的计算量，即使采用当今最快的计算系统也不一定能及时完成。因此，非线性预测控制为了解决计算量大，求解速度慢，难于实时应用等问题，迫切需要探索新的研究方法和途径。而且非线性预测控制还必须解决的困难是怎样更好的建立非线性系统的预测模型，从而才能实现非线性系统的预测控制。

#### 4.2.4 预测模型的建立

在整个预测控制的实现过程中，预测模型是首要的基础环节，预测模型的建立是预测控制中至关重要的前提。目前常用的建立预测模型的方法可分为机理建模，实验建模和混杂建模三种类型。

机理建模是根据系统的物理或者化学等自身特性，如质量、能量和动量守恒及构造关系等建立系统的动态模型。这种方法的优点是不需要很多的过程数据，因此，当被控对象工作在特性变化迅速而不容易产生过程数据的区域时，机理建模是必要的选择。但是，机理建模方法需要准确了解对象的内部特性，而且不同的对象特性不同，当对象特性变化时，往往需要重新建立模型，而且用严格的机理建模方法得到的通常都是高阶模

型，给后续的控制、优化以及在线计算带来难度。

实验建模是一种利用系统的动态过程数据进行建模的方法。在大多数的实际应用中，由于缺乏对被控对象的精确了解而不可能进行机理建模。因为过程数据都是以离散时刻为基准，因而离散时间模型更能自然地反映数据中包含的系统信息。在模型预测控制背景下，实验建模所使用的模型结构形式灵活多样，最常采用的是阶跃响应模型和脉冲响应模型等非参数模型，另外还包括各种形式的输入输出模型，如自回归滑动平均模型，Hammerstein模型，Volterra模型，多项式ARMAX模型等。但是相对于机理建模，实验建模具有不需要对过程过于详细的了解；容易限制模型的复杂度；过程参数变化或运行范围变化时较容易通过过程数据重新建模等优点。

混杂建模是指将机理建模和实验建模方法结合使用而形成的建模方法。这种方法便于综合机理建模和实验建模的优点，适时发挥各自的作用，一种方法可以先用机理建模方法描述系统的基本动态，然后用实验建模方法补充辨识未知函数或实际系统与机理模型之间的残差；另一种混杂建模是根据对系统机理的了解，来调节实验模型的参数。目前，混杂建模发展还很不成熟，有待于进一步研究和探索。

当系统的自身特性比较复杂，难以用精确数学模型来描述，或者通过物理建模产生的模型具有高阶非线性等特点不利于作为预测模型实施滚动优化，反馈校正策略时，本章尝试采用Mamdani模糊模型作为预测模型。相对人工神经网络等其它非线性逼近器，用来模拟人类对输入输出空间之间非线性映射关系的模糊逻辑系统建模有如下优点：

- 1) 可以同时利用定量和定性的系统信息，在实际应用中可将人类对系统的先验知识直接用来影响模型的结构和参数；
- 2) 参数和结构有较明确的物理含义；
- 3) 由于物理意义明确，其结构和参数的初始化相对容易。好的结构和初始值通常会提高控制算法的收敛速度和稳定性。

本章中使用的模糊建模方法是一种非线性的实验建模，而且建立Mamdani模糊预测模型以后不直接实施预测控制，而是根据模糊模型的结构分析将其进行模糊线性化，然后对模糊线性预测模型进行滚动优化和



反馈校正，实现模糊模型预测控制。

### 4.3 Mamdani 模糊控制系统的通用逼近性

模糊系统在工业过程中的成功应用，说明了模糊模型表达被控对象的合理性。模糊模型的本质非线性特性为其描述非线性动态过程提供了可能，而且从数学的角度看，模糊系统实现的是从输入论域到输出论域的函数映射，当模糊模型作为被控对象的模型时，通用逼近性决定了它是否能够逼近任意的非线性动态过程。本章中研究的是基于 Mamdani 模糊模型的非线性预测控制策略，因此首先从数学的角度研究 Mamdani 模糊模型对非线性系统的通用逼近性。任何一个实际的过程控制系统本质上都是非线性系统，表现在数学关系上是系统的输入输出变量之间的非线性连续函数，而当采样周期趋向于零时，离散系统转变成连续系统，因此 Mamdani 模糊模型作为非线性预测控制模型的合理性以及理论依据体现在 Mamdani 模糊模型是否可以任意精度逼近任意的非线性函数。因此，本节主要研究一般意义下 Mamdani 模糊系统函数通用逼近性的充分条件，首先证明 Mamdani 模糊模型能够一致逼近任意多元多项式函数，然后利用 Weierstrass 逼近定理证明 Mamdani 模糊系统能够以任意精度一致逼近紧致集上的任意函数。

#### 4.3.1 Mamdani 模糊系统的结构设计

为了模糊系统的通用逼近性更具有普遍意义，本文考虑一般的多输入单输出 Mamdani 模糊系统，因为双输入单输出模糊系统是多输入单输出模糊系统的特例，而多输入多输出模糊系统可以分解为多输入单输出 Mamdani 模糊系统的组合。假设模糊系统正规化变换后的输入变量为：

$$x(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_r(t)) = (a_1 z_1(t), a_2 z_2(t), \dots, a_r z_r(t))$$

其中  $a_i, i=1, 2, \dots, r$  为正规化因子， $z_i(t), x_i(t), i=1, 2, \dots, r$  分别表示正规化前的和正规化后的连续或离散输入变量，为了书写简便，下文中将  $x(t), z_i(t), x_i(t)$  分别简单记作  $x, z_i, x_i$ ，这时  $-1 \leq x_i \leq 1$ 。

不失一般性，假设每个输入变量  $x_i$  有  $N=2n+1$  个模糊子集  $X_i$ ，记作  $A_{i,j}, j=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm n$ ，每一个  $A_{i,j}$  对应着一个连续凸隶属函数  $\mu_{A_{i,j}}$ ，同一个

输入变量选取相同的隶属函数, 但不同变量之间的隶属函数不一定相同。每一个隶属函数  $A_{i,j}$  平均分布在  $[-1,1]$  上的  $2n$  个区间上,  $A_{i,j}$  在区间  $[j/n, (j+1)/n]$  上的中心点是  $C_i^j$ , 并且有  $0 \leq C_i^0 < C_i^{n-1} < \dots < C_i^{n-1} < C_i^n \leq 1$ , 通常每个中心点处的隶属函数为 1, 因此  $x_i$  在  $x_i > j/n$  和  $x_i < j/n$  时的区间上都是非增函数。相邻的隶属函数最多只有一个交点  $C_i^{max}$ 。

模糊系统共存在  $N'$  条模糊规则覆盖所有  $A_{i,j}$  的组合, 规则形式为:

If  $x_1$  is  $A_{1,p_1}$  and  $x_2$  is  $A_{2,p_2}$  and ... and  $x_r$  is  $A_{r,p_r}$  then  $u(t)$  is  $U_m$

其中  $u(t)$  是模糊系统的输出变量, 并且论域满足

$$-H \leq u(t) \leq H, H > 0$$

$U_m$  表示输出模糊集合, 它任意实连续函数  $f$  来表达,  $f$  的输入为整数  $p \triangleq (p_1, p_2, \dots, p_r)$ , 输出为整数  $m$ , 即

$$m \triangleq f(p)$$

输出整数  $m$  满足

$$-M(f, n) \leq m \leq M(f, n), M(f, n) \triangleq \max\{|f(p)|, -n \leq p_i \leq n\}$$

$M(f, n)$  是由  $f, n$  共同确定的最大输出模糊子集, 显然,  $u(t)$  存在  $2M(f, n) + 1$  个定义在  $[-H, H]$  上的模糊子集, 因此  $[-H, H]$  被平均分割为  $2M(f, n)$  个区间, 每个区间  $[-m \cdot H / M(f, n), m \cdot H / M(f, n)]$  上定义一个单点模糊子集  $U_m$ ,  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm M(f, n)$ 。

模糊推理过程中, and 算子采用 T-范数, or 算子采用 T-协范数, 由于输出变量采用单点模糊集合, 所以各种模糊推理方法都可以用来进行同样的逼近性分析, 本文采用最常用的 min-product 模糊推理方法, 解模糊采用中心法, 因此得到模糊系统输入输出变量之间的映射为

$F_n: C^*[-1,1] \rightarrow [-H, H]:$

$$F_n(x) \triangleq u(t) = \frac{H}{M(f, n)} \frac{\sum_{h=1}^{P(Q)} \mu_h \cdot m_h}{\sum_{h=1}^{P(Q)} \mu_h} = \frac{H}{M(f, n)} \frac{\sum_{h=1}^{P(Q)} \mu_h \cdot f(p + c_h)}{\sum_{h=1}^{P(Q)} \mu_h} \quad (4.3)$$

其中  $\mu_h$  是输入变量的隶属函数经过模糊 and 和 or 运算得到的输出变量  $U_h$  对应的隶属函数,  $c_h \triangleq (c_{h1}, c_{h2}, \dots, c_{hr}), 0 \leq c_{hi} \leq c_i^{max}$

$$-n \leq p_i + c_{hi} \leq n$$

$f(p+c_p)$ 表示在时刻  $t$  激活的不同模糊规则的输出,  $P(t)$ 表示在时刻  $t$  激活的模糊规则中产生的不同输出模糊子集的个数。

由以上的设计和模糊推理过程得到模糊系统  $F_n(x)$  是关于  $n$  的一个函数序列, 因此模糊系统的逼近性转化为证明序列  $F_n(x)$  的逼近性。

#### 4.3.2 Mamdani 模糊系统的通用逼近性

本节主要证明一般 Mamdani 模糊系统的通用逼近性能够一致逼近任意函数的充分条件, 同时体现模糊系统怎样逼近函数。首先不失一般性, 假设在任意时刻  $t$ , 存在  $-n \leq p_i \leq n-1$  使得

$$\frac{p_i}{n} \leq x_i \leq \frac{p_i+1}{n} \quad (4.4)$$

引理<sup>[220]</sup>:  $F_n(x)$  能够一致逼近定义在  $C'[-1,1]$  上的任意多项式:

$$P_d(x) = \sum_{d_i \geq 0} \left( \beta_{d_1, \dots, d_r} \prod_{i=1}^r x_i^{d_i} \right), \quad \sum_{i=1}^r d_i \leq d$$

其中  $d$  表示多项式的阶次, 即对于任意  $\varepsilon > 0$  存在充分大的正整数  $n^*$  使得

$$n^* > n \text{ 时 } \|F_n - P_d\|_{C'[-1,1]} = \max_{x \in C'[-1,1]} |F_n(x) - P_d(x)| < \varepsilon \text{ 成立。}$$

证明: 建立关于  $p_i$  的  $d$  阶多项式  $f(p)$ :

$$f(p) = \sum_{d_i \geq 0} \left( L_{d_1, \dots, d_r} \cdot n^d \cdot \prod_{i=1}^r \left( \frac{p_i}{n} \right)^{d_i} \right) \quad (4.5)$$

其中  $L_{d_1, \dots, d_r}$  是从  $P_d(x)$  中的  $\beta_{d_1, \dots, d_r}$  计算得到的整数:

$$L_{d_1, \dots, d_r} = 10^s \times \beta_{d_1, \dots, d_r}$$

$s$  是使得所有  $10^s \times \beta_{d_1, \dots, d_r}$  都成为整数的最小正整数。选择这样的  $L_{d_1, \dots, d_r}$  是必要的, 因为考虑到整数  $p_i$ ,  $f(p)$  的值必须是整数。

$$\text{显然 } M(f, n) = n^d \cdot \sum_{d_i \geq 0} |L_{d_1, \dots, d_r}|,$$

如果选择

$$H = 10^{-s} \cdot \sum_{d_i \geq 0} |L_{d_1, \dots, d_r}| \quad (4.6)$$

于是

$$\frac{H}{M(f, n)} f(p) = \sum_{d_i \geq 0} \left( \beta_{d_1, \dots, d_r} \prod_{i=1}^r \left( \frac{p_i}{n} \right)^{d_i} \right) = P_d \left( \frac{p}{n} \right) \quad (4.7)$$

其中  $\frac{p}{n} \triangleq \left( \frac{p_1}{n}, \frac{p_2}{n}, \dots, \frac{p_r}{n} \right)$

因此

$$F_n(x) = \frac{H}{M(f, n)} \frac{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h \cdot f(p+c_h)}{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h} = \frac{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h \cdot P_d \left( \frac{p+c_h}{n} \right)}{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h} \quad (4.8)$$

故

$$\|F_n - P_d\| = \max_{x \in C^*[-1,1]} \left| \frac{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h \cdot P_d \left( \frac{p+c_h}{n} \right)}{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h} - P_d(x) \right|$$

由于  $\frac{p_i}{n} \leq x_i \leq \frac{p_i+1}{n}$  且  $c_i^{\max}$  是正整数, 可以推出  $\frac{p_i}{n} \leq x_i \leq \frac{p_i+c_i^{\max}}{n}$ , 于是

不等式两边分别求极限  $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{p_i}{n} \leq x_i \leq \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{p_i+c_i^{\max}}{n}$  得到

$$x_i = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{p_i}{n} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{p_i+c_i^{\max}}{n}$$

于是  $\lim_{n \rightarrow \infty} P_d \left( \frac{p_i+c_h}{n} \right) = \lim_{n \rightarrow \infty} P_d(x)$

所以  $\lim_{n \rightarrow \infty} F_n = \lim_{n \rightarrow \infty} P_d$

以下以  $r=1$  为例证明  $F_n(x)$  一致逼近  $P_d(x)$ , 当  $r>1$  时的证明是相似的。当  $r=1$  时,

$$\begin{aligned} \|F_n - P_d\| &= \max_{x_i \in [-1,1]} \left| \frac{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h \cdot P_d \left( \frac{p+c_{h,1}}{n} \right)}{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h} - P_d(x_1) \right| \\ &\leq \max_{x_i \in [-1,1]} \left\{ \frac{\left| \sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h \cdot \left[ P_d \left( \frac{p+c_{h,1}}{n} \right) - P_d(x_1) \right] \right|}{\sum_{h=1}^{P(t)} \mu_h} \right\} \end{aligned}$$

$$\leq \max_{x_i \in [-1,1]} \left\{ \frac{\sum_{h=1}^{P(i)} (\mu_h \sum_{d_j=0}^d |\beta_{d_j}| \left| \left( \frac{p_j + c_{h,j}}{n} \right)^{d_j} - x_i^{d_j} \right|)}{\sum_{h=1}^{P(i)} \mu_h} \right\} \quad (4.9)$$

根据 (4.4) 式得  $\left| \frac{p_j + c_{h,j}}{n} - x_i \right| \leq \frac{c_{h,j}}{n} \leq \frac{c_i^{\max}}{n}$

又因为  $|x_i| \leq 1$ ,  $\left| \frac{p_j + c_{h,j}}{n} \right| \leq 1$ , 于是对于  $1 \leq d_j \leq d$ ,

$$\begin{aligned} & \left| \left( \frac{p_j + c_{h,j}}{n} \right)^{d_j} - x_i^{d_j} \right| \\ & \leq \left| \frac{p_j + c_{h,j}}{n} - x_i \right| \cdot \left| \sum_{v=1}^{d_j} \left( \frac{p_j + c_{h,j}}{n} \right)^{d_j-v} x_i^{v-1} \right| \\ & \leq \frac{c_i^{\max}}{n} \left| \sum_{v=1}^{d_j} \left( \frac{p_j + c_{h,j}}{n} \right)^{d_j-v} x_i^{v-1} \right| \\ & \leq \frac{c_i^{\max}}{n} \sum_{v=1}^{d_j} 1 \leq \frac{c_i^{\max} \cdot d_j}{n} \end{aligned} \quad (4.10)$$

(4.10) 带入 (4.9) 得到

$$\|F_n - P_d\| \leq \frac{c_i^{\max}}{n} \sum_{d_j=0}^d (\beta_{d_j} \cdot d_j) = \frac{c_i^{\max}}{n} \sum_{d_j=1}^d (\beta_{d_j} \cdot d_j) \quad (4.11)$$

任取  $\varepsilon > 0$ , 如果选取  $n^* > \frac{c_i^{\max}}{\varepsilon} \sum_{d_j=1}^d (\beta_{d_j} \cdot d_j)$

则对于任意的  $n > n^*$  都有  $\|F_n - P_d\| < \varepsilon$ , 表明  $F_n(x)$  一致逼近  $P_d(x)$ 。

根据以上的引理, 下面证明模糊系统的通用逼近性定理:

定理<sup>[220]</sup>: 一般的 Mamdani 模糊系统  $F_n(x)$  能够以任意精度逼近  $C^r[-1,1]$  上的连续函数  $G(x)$ , 即对于任意  $\varepsilon > 0$  存在充分大的正整数  $n^*$  使得  $n^* > n$  时

$$\|F_n - G\|_{C^r[-1,1]} = \max_{x \in C^r[-1,1]} |F_n(x) - G(x)| < \varepsilon \quad (4.12)$$

成立。

证明: 根据 Weierstrass 逼近定理, 对于任意  $C^r[-1,1]$  上的连续函数  $G(x)$ , 总是存在一个多项式  $P_d(x)$  可以任意精度一致逼近  $G(x)$ , 所以对于任意  $\varepsilon_1 > 0$  有  $\|P_d - G\| \leq \varepsilon_1$ , 于是根据上面的引理, 所以对于任意  $\varepsilon_2 > 0$  存在充分

大的正整数  $n'$  使得对于任意的  $n' > n$ ,  $\|F_{n'} - P_d\| < \varepsilon_2$ , 于是

$$\|F_{n'} - G\| \leq \|F_{n'} - P_d\| + \|P_d - G\| < \varepsilon, \varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2$$

于是  $F_{n'}(x)$  以任意精度逼近  $G(x)$  得证。

以上的定理表明, 一般的多输入多输出 Mamdani 模糊系统具有通用逼近性, 能够以任意精度逼近任意连续函数, 再加上一个实际的过程控制系统本质上都是输入输出变量之间的非线性连续函数, 因此为了能够有效的反应系统的动态过程, 采用 Mamdani 模糊模型作为非线性系统的预测模型是切实可行的。

#### 4.4 模糊线性化预测控制器的新型设计

##### 4.4.1 模糊线性化预测模型的建立

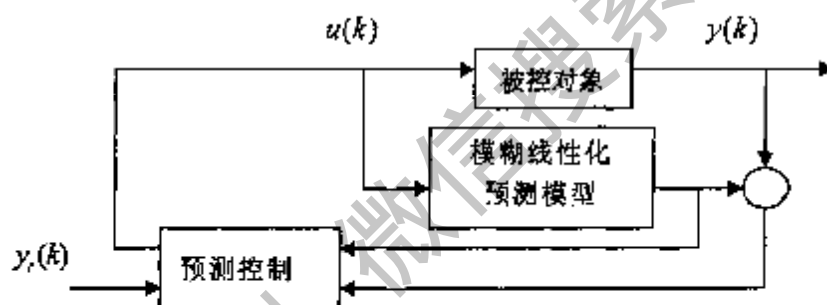


图 4.3 模糊线性化模型的预测控制

本章提出一种新型模糊线性化预测控制方法, 首先建立系统的 Mamdani 型模糊预测模型, 由于模糊模型的本质非线性和通用逼近性, 模糊模型是非线性过程的合适的预测模型; 然后从 Mamdani 型模糊模型通过对其进行解析结构分析直接得到系统的线性化模型, 即不需要通过在每个采样点进行估计或者近似算法, 而且模糊线性化后的模型可以利用任意的线性方法来设计当前操作点的线性控制器, 图 4.3 给出了非线性系统的模糊模型预测控制器的框图, 下面我们给出具体算法。

假设考虑单输入单输出高度非线性系统

$$y(k+1) = f(y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1), u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)) \quad (4.13)$$

其中  $y(k), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m+1)$  分别是系统在对应时刻  $k, k-1, \dots, k-n+1, k, k-1, \dots, k-m+1$  的输出, 输入变量,  $f(\cdot)$  是一个非线性未知函数, 根据在 4.3 节中的模糊系统通用逼近性研究, 一定能够存在满

足以下线性模糊规则的一个 Mamdani 型模糊系统  $F(y(k), u(k))$  无限逼近非线性系统 (4.13)：该被控对象可以由如下的  $N^2$  条模糊规则组成的 Mamdani 模糊模型表示：

$$R_{i,j} : \text{If } y(k) \text{ is } A_i \text{ and } u(k) \text{ is } B_j, \text{ Then } y_m(k+1) \text{ is } C_{i+j} \\ i, j = 1, 2, \dots, N \quad (4.14)$$

其中  $A_i, B_j, i, j = 1, 2, \dots, N$  均采用对称、均匀分布、全交迭的三角形隶属函数，如图 4.4 所示，为了简化表达方式，我们假设  $N = 2J + 1$ ，

$S = \frac{2}{N-1} = \frac{1}{J}$ ， $J = 1, 2, \dots$ ，那么模糊控制器输出变量  $y_m(k+1)$  的模糊值有  $2N - 1 = 4J + 1 \geq 5$  个模糊数。记作  $C_{i+j}$ ， $i, j = 1, 2, \dots, N$  为单点模糊集。

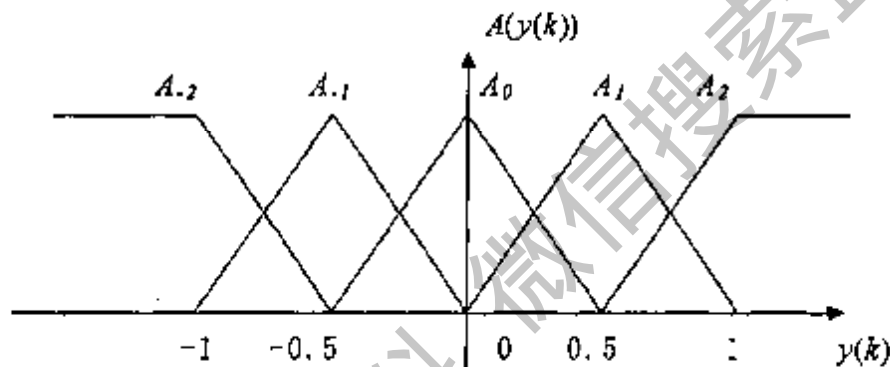


图 4.4 三角形、全交迭、对称、均匀分布的隶属函数 ( $J=2, N=5, S=1/2$ )

对于非线性系统 (4.13) 在任意时刻  $k$  的输入，输出变量  $u(k)$ ， $y(k)$ ，一定存在  $i, j: -J \leq i, j \leq J-1$ ，使得  $y(k) \in [iS, (i+1)S]$ ， $u(k) \in [jS, (j+1)S]$ ，此时  $y(k)$  对模糊数  $A_i$  和  $A_{i+1}$ ， $u(k)$  对模糊数  $B_j$  和  $B_{j+1}$  的隶属度分别为：

$$\mu_i(y(k)) = \frac{-1}{S}[y(k) - (i+1)S]; \quad \mu_{i+1}(y(k)) = \frac{1}{S}[y(k) - iS]; \\ \mu_j(u(k)) = \frac{-1}{S}[u(k) - (j+1)S]; \quad \mu_{j+1}(u(k)) = \frac{1}{S}[u(k) - jS];$$

而  $u(k)$ ， $y(k)$  对其它模糊数的隶属度均为 0。因此，此时  $u(k)$ ， $y(k)$  只激活以下四条规则：

$$R_1 : \text{IF } y(k) = A_{i+1} \text{ and } u(k) = B_{j+1} \text{ then } y_m(k+1) = C_{i+j+2} \\ R_2 : \text{IF } y(k) = A_{i+1} \text{ and } u(k) = B_j \text{ then } y_m(k+1) = C_{i+j+1} \\ R_3 : \text{IF } y(k) = A_i \text{ and } u(k) = B_{j+1} \text{ then } y_m(k+1) = C_{i+j+1}$$

$R_4: IF\ y(k) = A_i\ \text{and}\ u(k) = B_j,\ \text{then}\ y_m(k+1) = C_{i+j}$

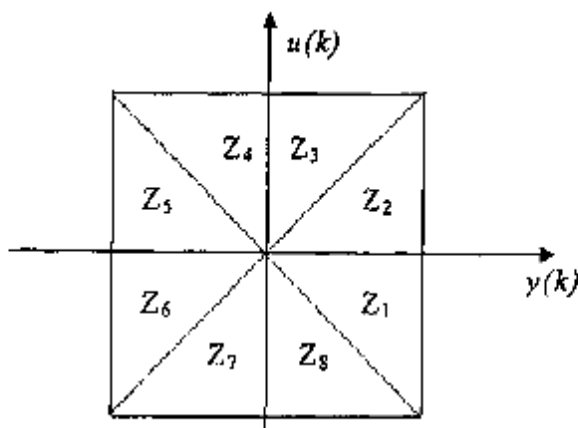


图 4.5  $y(k), u(k)$  所在的八个区域

根据第二章第 2.3 节的模糊控制系统结构分析, 在图 4.5 中的区域  $Z_1, Z_2$  上, 经过 sum-min 模糊推理, 重心法解模糊进行模糊推理得到:

$$\begin{aligned}
 Y_m(k+1) &= \frac{\sum_{i,j=1}^N \omega(i,j)C_{i,j}}{\sum_{i,j=1}^N \omega(i,j)} \\
 &= \frac{\mu_{j+1}(u(k))C_{i+j+2} + [\mu_j(u(k)) + \mu_i(y(k))]C_{i+j+1} + \mu_i(y(k))C_{i,j}}{1 + 2\mu_i(y(k))} \\
 &= \frac{1}{1 + 2\mu_i(y(k))} \{ \mu_{j+1}(u(k)) \cdot (i+j+2)S + [\mu_j(u(k)) + \mu_i(y(k))] \cdot (i+j+1)S + \mu_i(y(k)) \cdot (i+j)S \}
 \end{aligned}$$

将隶属函数值代入, 整理得

$$y_m(k+1) = \frac{(i+j-1)S}{2} + \frac{S}{4} \cdot \frac{[u(k) - (j+0.5)S] + [y(k) - (i+0.5)S]}{S - [y(k) - (i+0.5)S]}$$

同理, 在区域  $Z_3 \sim Z_8$  中也可求得  $Y_m(k+1)$  的结果, 最后代入重心法解模糊公式, 得到模糊模型的输出为

$$Y_m(k+1) = \begin{cases} \frac{(i+j-1)S}{2} + \frac{S}{4} \cdot \frac{[y(k) - (i+0.5)S] + [u(k) - (j+0.5)S]}{S - [y(k) - (i+0.5)S]} & y(k), u(k) \in (Z1, Z2, Z5, Z6) \\ \frac{(i+j-1)S}{2} + \frac{S}{4} \cdot \frac{[y(k) - (i+0.5)S] + [u(k) - (j+0.5)S]}{S - [u(k) - (j+0.5)S]} & y(k), u(k) \in (Z3, Z4, Z7, Z8) \end{cases}$$

如果记

$$K_y = K_u = \begin{cases} \frac{S}{2[S - |y(k) - (i+0.5)S|]}, & y(k), u(k) \in (Z1, Z2, Z5, Z6) \\ \frac{S}{2[S - |u(k) - (j+0.5)S|]}, & y(k), u(k) \in (Z3, Z4, Z7, Z8) \end{cases} \quad (4.15)$$



这里  $Z_i, i=1,2,\dots,8$  是对  $y(k), u(k)$  所在区域的几何划分, 具体见图 4.5。

上述的模糊系统的解析结构表达式变为:

$$y_m(k+1) = (i+j+1)S + K_y[y(k) - (i+0.5)S] + K_u[u(k) - (j+0.5)S] \quad (4.16)$$

显然, 由于在确定的时刻  $k$ , (4.15) 中的参数  $y(k), u(k); i, j, S$  均为常数, 因此模糊系统的解析表达式(4.16)可以写成如下的线性形式:

$$\begin{aligned} y_m(k+1) &= K_y y(k) + K_u u(k) + C(k) \\ C(k) &= [(i+j+1) - K_y(i+0.5)S - K_u(j+0.5)S] \end{aligned} \quad (4.17)$$

其中  $C(k) = y(k+1) - (K_y y(k) + K_u u(k))$  即为模糊预测模型与非线性系统的误差。于是通过 Mamdani 型模糊系统(4.14)得到了非线性系统(4.13)的线性化方程(4.17)。

于是, 本节通过采用 sum-min 模糊推理对 Mamdani 型模糊系统(4.14)进行结构分析, 得到其解析表达式, 进而获得了非线性系统(4.13)在时刻  $k$  的一步线性化预测模型(4.17)。在此基础上, 下一小节通过模型预测控制的一般设计方法, 首先推导出  $N_y$  步线性预测模型, 然后基于局部的线性模型实现模糊预测控制, 并且给出了实现该方法的具体步骤。

#### 4.4.2 滚动优化

我们将线性化模型(4.17)作为非线性系统的预测模型对其进行预测控制, 为了使被控过程跟踪设定值, 需要通过某一性能指标来确定未来时刻的最优控制量, 为此定义性能指标为:

$$J = \sum_{i=1}^{N_y} \alpha_i (\hat{y}_m(k+i) - y_r(k+i))^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \beta_j \Delta u(k+j-1)^2$$

其中,  $N_y$  是预测时域,  $N_u$  为控制时域,  $\alpha_i, \beta_j$  分别是输出和输入的加权系数,  $\Delta u(k+j-1)$  是控制增量。这里我们采用  $\alpha_i = 1, \beta_j = 0$  于是性能指标简化为:

$$J = \sum_{i=1}^{N_y} (y_m(k+i) - y_r(k+i))^2 \quad (4.18)$$

记  $Y_r(k) = [y_r(k+1), y_r(k+2), \dots, y_r(k+N_y)]^T$ ,

其中  $y_r(k+i), i=1,2,\dots,N_y$  是被控对象的输出设定值。

##### (1) 一步预测

首先, 假设  $u(k) = u(k+1) = \dots = u(k+N_y)$  来讨论基于模糊预测模型的一步输出预测值。由预测模型 (4.17) 进行递推可以得到

$$\begin{aligned} y_m(k+1) &= K_y y(k) + K_u u(k) + C(k) \\ y_m(k+2) &= K_y^2 y(k) + (K_y K_u + K_u) u(k) + (K_y + 1)C(k) \\ y_m(k+3) &= K_y^3 y(k) + (K_y^2 K_u + K_y K_u + K_u) u(k) + (K_y^2 + K_y + 1)C(k) \\ &\vdots \\ y_m(k+N_y) &= K_y^{N_y} y(k) + \left(\sum_{q=1}^{N_y-1} K_y^q + 1\right) K_u u(k) + \left(\sum_{q=1}^{N_y-1} K_y^q + 1\right) C(k) \end{aligned}$$

写成矩阵的形式为

$$\begin{bmatrix} y_m(k+1) \\ y_m(k+2) \\ y_m(k+3) \\ \vdots \\ y_m(k+N_y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_y & K_u & 1 \\ K_y^2 & (K_y K_u + K_u) & (K_y + 1) \\ K_y^3 & (K_y^2 K_u + K_y K_u + K_u) & (K_y^2 + K_y + 1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_y^{N_y} & \left(\sum_{q=1}^{N_y-1} K_y^q + 1\right) K_u & \left(\sum_{q=1}^{N_y-1} K_y^q + 1\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y(k) \\ u(k) \\ C(k) \end{bmatrix}$$

如果记

$$\begin{aligned} Y(k) &= [y_m(k+1), y_m(k+2), \dots, y_m(k+N_y)]^T \\ X(k) &= [y(k)] \\ U(k) &= [u(k)] \\ P &= [p_1, p_2, \dots, p_{N_y}]^T, \quad p_i = K_y^i, \quad i=1, 2, \dots, N_y \\ Q &= [q_1, q_2, \dots, q_{N_y}]^T, \quad q_i = \left(\sum_{q=1}^{i-1} K_y^q + 1\right) K_u, \quad i=1, 2, \dots, N_y \\ R &= [r_1, r_2, \dots, r_{N_y}]^T, \quad r_i = \sum_{q=1}^{i-1} K_y^q + 1, \quad i=1, 2, \dots, N_y \end{aligned} \quad (4.19)$$

则上面矩阵方程可以转化为向量形式

$$Y(k) = PX(k) + QU(k) + RC(k) \quad (4.20)$$

为了获得当前时刻的控制量, 必须在所有变量满足性能指标 (4.18) 的前提下求解该方程, 由

$$\frac{\partial J}{\partial u(k)} = 0 \quad (4.21)$$

得到控制律:

$$u(k) = U(k) = [Q^T Q]^{-1} Q^T [Y_r - PX(k) - RC(k)] \quad (4.22)$$

即为  $k$  时刻被控对象的输入控制量。

### (2) 多步预测

其次, 如果考虑  $N_u$  步输出预测,  $N_u$  为控制预测时域, 通常  $N_u < N_y$ , 因此假设  $u(k + N_u) = u(k + N_u + 1) = \dots = u(k + N_y)$ , 来讨论基于模糊预测模型的  $N_y$  步输出预测值。在 (4.19) 式中假设

$$X(k) = [y(k), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m+1)]^T$$

$$U(k) = [u(k), u(k+1), \dots, u(k+N_u-1)]^T, \quad N_u \text{ 为控制预测时域,}$$

则系统的  $N_y$  步预测可以表示为:

$$Y(k) = PX(k) + QU(k) + RC(k)$$

$$\text{其中 } P = \begin{bmatrix} p_{1,1} & \dots & p_{1,(n+m-1)} \\ \vdots & & \vdots \\ p_{N_y,1} & \dots & p_{N_y,(n+m-1)} \end{bmatrix}$$

$$Q = \begin{bmatrix} q_{1,1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ q_{2,1} & q_{2,2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ q_{N_u,1} & q_{N_u,2} & q_{N_u,3} & \dots & q_{N_u,N_u} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ q_{N_y,1} & q_{N_y,2} & q_{N_y,3} & \dots & q_{N_y,N_y} \end{bmatrix}$$

$$R = [r_1, r_2, \dots, r_{N_y}]^T$$

此时根据预测控制性能指标 (4.18) 得到

$$U(k) = [Q^T Q]^{-1} Q^T [Y_r - PX(k) - RC(k)]$$

故系统在  $k$  时刻的输入为

$$u(k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0] U(k) \quad (4.23)$$

其中  $[1 \ 0 \ \dots \ 0]$  为  $N_u$  维行向量。

### 4.4.3 反馈校正

最后, 我们对模糊预测控制进行反馈校正。当  $k$  时刻把控制  $u(k)$  实际加于对象时, 利用预测模型 (4.7) 可以算出未来时刻的预测输出值

$y_m(k+1)$ ，由于实际过程中存在模型失配，环境干扰等因素，到  $k+1$  时刻首先检测被控对象的实际输出  $y(k+1)$  相比较构成输出误差

$$e(k+1) = y(k+1) - y_m(k+1) \quad (4.24)$$

这一误差信息反馈了模型中未包括的不确定因素对输出的影响，因此可以用来预测未来的输出误差来补充基于模型的预测。因此我们选取

$$y_m(k) + he(k+1) \quad (4.25)$$

用来预测未来的输出误差，其中加权系数  $h$  为校正向量。

#### 4.4.4 模糊线性化预测控制的算法

综上所述，我们可以得到设计和实现非线性系统的模糊线性化预测控制算法的以下三个步骤：

- ① 首先基于专家知识和操作经验以及现场数据建立非线性被控对象的基于 sum-min 算法的 Mamdani 型模糊模型 (4.14)，然后基于模糊输入变量经过对模糊模型的解析结构分析建立线性化模糊预测模型 (4.17)。
- ② 在  $k$  时刻基于模糊输入变量在线计算其结构表达式建立系统在  $k$  时刻的线性化一步输出预测模型 (4.20)，在此基础上推导出  $P$  步线性预测模型。
- ③ 基于设定值  $y_r(k+i)$  以及模糊预测模型参数计算矩阵  $P, Q, R$  的值，用 (4.22) 或 (4.23) 求得最优输出  $u(k)$  对被控对象进行控制。
- ④ 检测到被控对象的实际输出  $y(k+1)$  并通过 (4.24) 计算输出误差，带入 (4.25) 中得到  $k+1$  时刻的输出预测值，返回第②步

### 4.5 仿真研究

对于如下的非线性被控对象进行仿真实验

$$y(k+1) = \frac{y(k-2)(y(k)+2)}{1+y^2(k-1)} - 0.5u(k-2)$$

首先建立该系统的线性模糊规则知识库，如表 4.1 所示，其中输入变量  $y(k), u(k)$  和输出变量  $y(k+1)$  的隶属函数采用 4.4.1 节定义的对称、均匀分布、全交迭三角形隶属函数，如图 4.6 所示，实验中选取  $J=2$ ，输入

变量模糊集合为  $N=2J+1=5$  个，分别用  $NB, NS, ZO, PS, PB$  表示，而输出变量模糊集合为  $4J+1=9$  个，分别用  $NT, NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB, PT$  表示。然后采用本章提出的新型模糊线性化预测控制算法对其进行控制。取采样周期  $T=0.2$  秒，输出预测时域  $N_y=10$ ，控制时域  $N_u=2$ ，设定值为单位脉冲信号时，系统的输入输出响应如图 4.7 所示。

表 4.1 模糊控制器规则表

$y(k+1)$		$u(k)$				
		NB	NS	ZO	PS	PB
$y(k)$	NB	NT	NB	NM	NS	ZO
	NS	NB	NM	NS	ZO	PS
	ZO	NM	NS	ZO	PS	PM
	PS	NS	ZO	PS	PM	PB
	PB	ZO	PS	PM	PB	PT

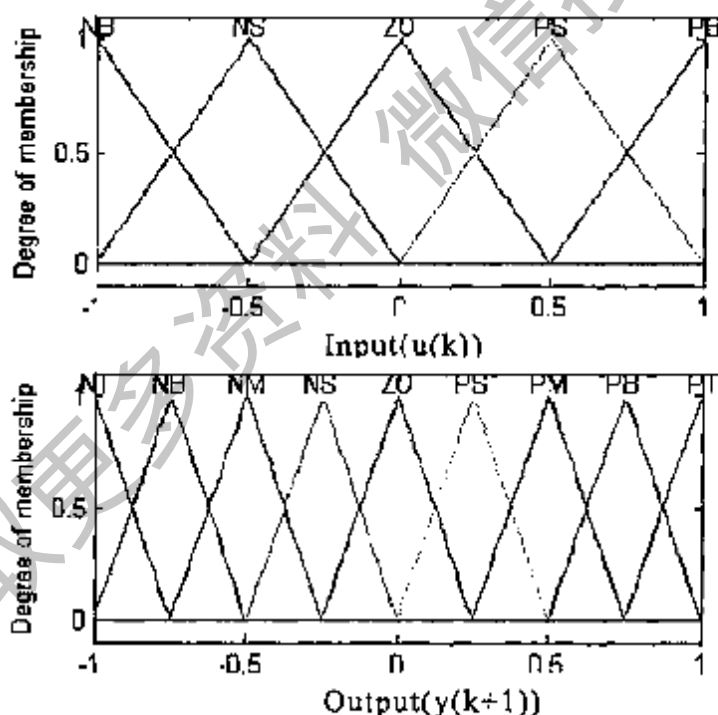


图 4.6 模糊模型输入输出变量的隶属函数集合

为了验证预测控制参数对模糊预测控制的影响，图 4.8 给出不同控制输出时域  $N_y=5, N_u=1, 2, 3$  时，系统的输入输出响应曲线，为了反映模糊控制对外部扰动影响的鲁棒性，在第 10 秒的时刻给系统一个单位脉冲扰动

信号。仿真结果表明，输出时域为 1 时系统超调时间比大于 1 时的超调时间长，而当输出时域大于 1 对系统的输出响应影响不是特别明显。而且模糊预测控制算法在面临外部扰动时，能够很快恢复到稳定状态，表现出良好的鲁棒性。

为了进一步验证模糊预测控制算法的跟踪效果，当设定值采用不同阶跃信号变化时，首先给出 20 秒的  $y=2$  的阶跃信号，然后是 30 秒的  $y=3$  的阶跃信号，10 秒的  $y=4$  的阶跃信号，20 秒的  $y=1.5$  的阶跃信号，20 秒的  $y=0.5$  的阶跃信号，检验该算法的有效性，系统的输出响应曲线如图 4.9 所示。结果表明所设计的模糊线性化预测控制具有良好的跟踪效果，能够快速跟踪设定值的变化。最后将本文设计的模糊模型预测控制算法与常规的动态矩阵预测控制相比较，结果同时显示在图 4.9 中。两条输出响应曲线相比较，明显的表明模糊线性化预测控制的输出响应跟踪更迅速，超调时间更短，而且稳定性更好。

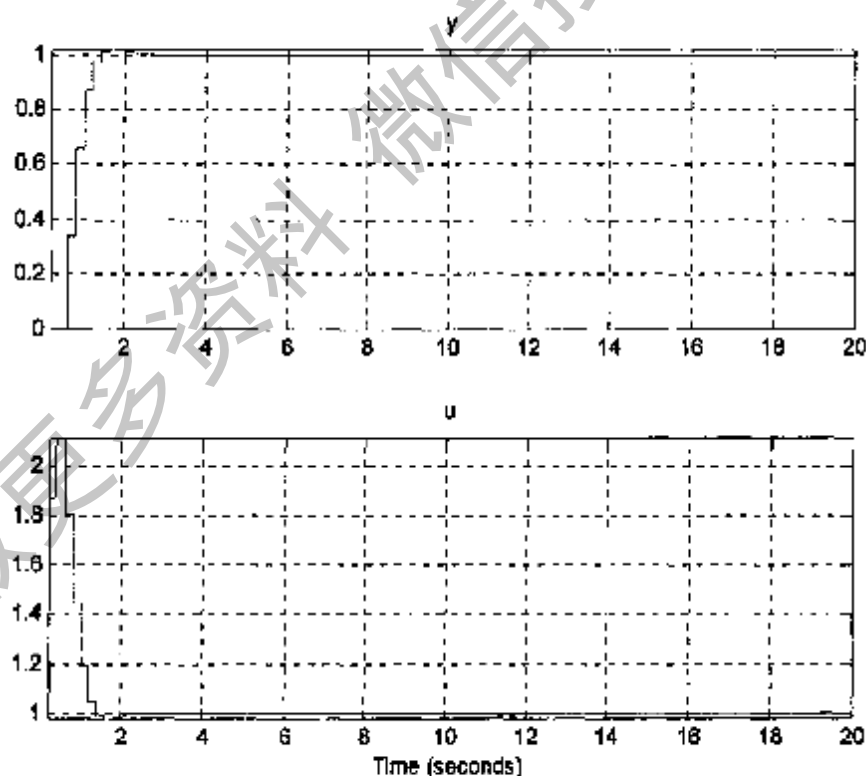


图 4.7 模糊线性化控制的响应曲线

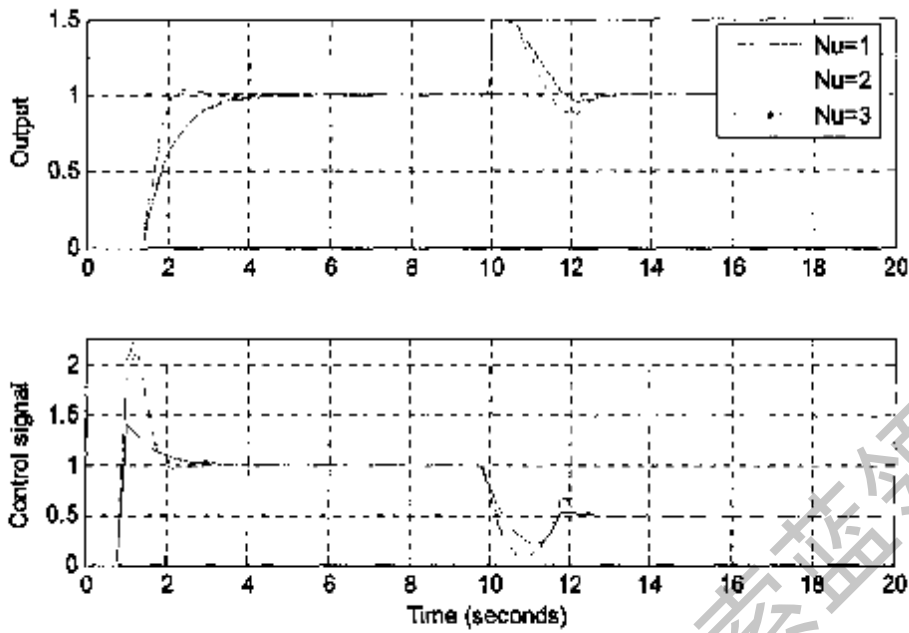


图 4.8 当输出时域不同取值时系统响应曲线

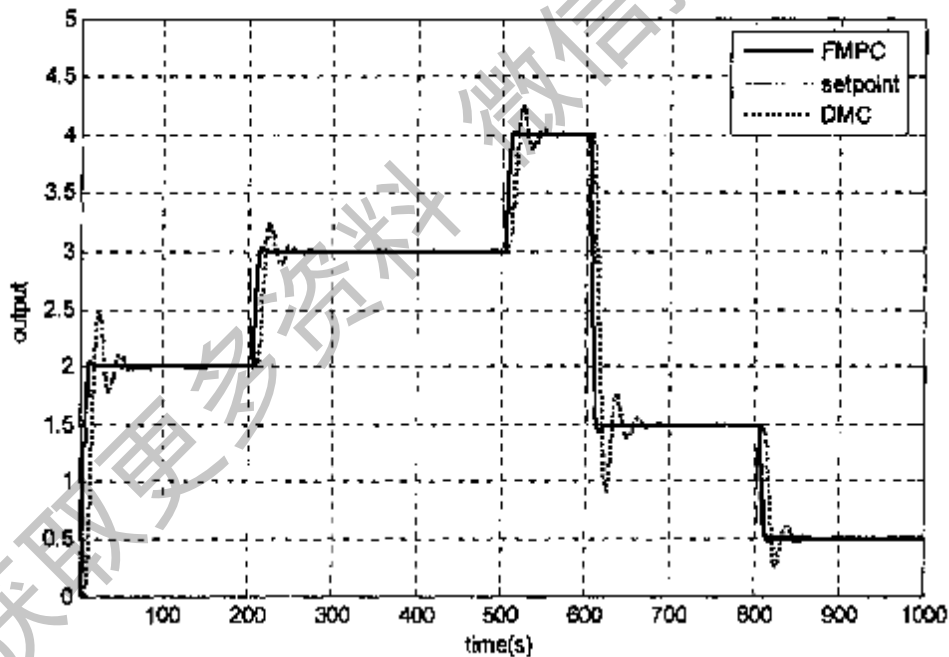


图 4.9 检验模糊预测控制的跟踪效果

#### 4.6 结语

本章针对非线性系统的预测控制中存在的难以建立预测模型的困难，提出一种新型的基于 sum-min 算法的 Mamdani 型模糊预测控制模型，首

先采用 Mamdani 型模糊模型对非线性系统进行线性化，然后基于局部的线性模型作为模糊预测模型对系统进行预测控制，并且通过反馈校正环节不断改善预测控制的性能，最后总结出这类模糊预测控制算法并且通过仿真实例验证了模糊线性化后的非线性系统的控制性能及其这种新型模糊预测控制器的实用性。为了更全面的研究这类模糊线性化预测控制算法的特性，还可以改变不同的模糊推理算法对其进行研究，这将是作者今后努力的方向。

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

..



## 第五章 模糊控制在暖通空调中的应用研究

### 5.1 引言

随着社会经济的迅猛发展，人们对物质文化需求的日益增长，特别是对生活环境的质量提出越来越高的要求。现代都市人日常工作和生活的绝大部分时间都在楼宇建筑物中度过，但是这些建筑物已经由简单的庇护场所发展到舒适、健康、节能的自动化和智能化的绿色建筑。所以楼宇自动化的研究受到越来越多的专业人士的关注，成为控制界的热门研究方向之一。而暖通空调系统无疑是楼宇自动化领域中最重要的重要组成部分之一，因此暖通空调系统的研究具有十分重要的现实意义和应用价值。暖通空调系统控制策略的研究是针对系统内部各个环路的控制器的设计和优化，是暖通空调系统研究的重要组成部分，良好的控制方法使暖通空调系统在满足人们对环境舒适度要求的同时又能够达到节约能源的目的。

一个典型的暖通空调系统由房间空气回路，蒸发器回路，压缩机回路，冷凝器回路，房间外空气回路等组成，每一个回路都存在温度、湿度、压力、流速、能耗等多个相互作用的变量，由于各个环节中都存在着高度的非线性，时变特征、耦合、时滞、扰动以及不确定等因素，整个暖通空调系统构成了典型的复杂非线性多变量系统，如何更有效地结合日益进步的计算机技术，在空调工程中充分利用国内外各种自动化技术，设计出适合不同用户要求，技术先进、经济合理的空调自动控制系统，成为空调领域的现实挑战。

随着科学技术水平的不断进步，暖通空调系统广泛应用于各类工业和民用建筑，特别是工业自动化仪表与计算机技术的发展以及高层智能建筑的兴建，推动了空调自动控制水平的提高。暖通空调系统中实施先进的自动控制策略，不仅可以保证空调房间温、湿度控制精度要求，节约人力，而且是防止暖通空调系统多余能量损失，节约能耗的重要环节。在暖通空调系统的整个设计过程中，最核心和最重要的设计之一是控制器的设计和调节。因为一个系统运行品质的好坏，很大程度上取决于控制器设计的精

确与否。随着暖通空调系统控制研究的不断深入发展,虽然越来越多的控制策略已经大量的应用到暖通空调系统全局控制或者局部控制中来。但是在暖通空调的控制过程中, PID 等传统的控制算法一直以来占据了统治地位,由于它具有容易实现,成本低廉,可靠性高等特点,至今在各种现实工业过程控制中仍然被广泛应用。而作为可以直接利用人类经验设计的模糊控制器存在着广泛的应用前景和发展潜力,并且越来越多的应用到现实生活的控制中,因此,一方面为了推动智能化建筑和楼宇自动化的进程,带给人们越来越舒适的建筑环境,另一方面为了提高能源的利用效率,更好的节约能源,本章致力于采用模糊控制新型设计在暖通空调系统中的应用研究,从而力图通过模糊控制这一先进控制策略实现暖通空调系统的节能与优化。

本章的主要内容安排如下:首先 5.2 节对暖通空调系统的节能与控制进行简单概述,然后 5.3 节介绍暖通空调系统的结构和主要控制回路,重点对空调处理机组的控制系统进行物理建模,在此基础上,5.4 节主要将本文前面提出的模糊控制器新型设计方法应用到暖通空调的控制中,该方法充分利用暖通空调系统控制中比较成熟的 PID 控制器,基于暖通空调系统已有的 PID 控制器设计参数间接设计模糊控制器,从而大大节省了人力物力,而且便于现场操作人员学习和掌握。最后仿真和实验结果表明了本文提出的模糊控制器对暖通空调控制的有效性。

## 5.2 暖通空调系统的节能和控制

### 5.2.1 暖通空调系统控制的研究目的

暖通空调系统,全称为供暖,通风和空气调节系统,(Heating, Ventilating, and Air-Conditioning systems 简称HVAC系统),是人与环境的矛盾对立统一关系经历漫长岁月发展所凝聚而成的一种重要的环境保护技术,是楼宇建筑自动化最主要的组成部分。“供暖”主要是指把热能输入到空间,补偿房间内的热量损失,使室内温度达到人们需要的温度,它主要由热源、散热设备、输热管道、调控构件等部分组成;“通风”主要是指通风换气、防暑降温、改善室内环境、防止室内环境污染等,它主要由通风机、进排或送回口、净化装置、风道与调控构件等组

成：“空气调节”依靠经过全面处理并且适宜温度参数与良好品质的空调介质与受控环境空间进行能量，质量的传递与交换，实现对室内温度、湿度、速度、洁净度和其它参数的按需调控，主要由冷热源、空气进出设备与末端装置、风机、水泵、管道、风口、调控构件等组成。由此可见，暖通空调系统是一个由若干多种构件、设备按照一定功能，序列集合而组成的大型复杂集成化系统。暖通空调系统的发展和应用已经深入到国民经济的各个部门，对促进经济发展，提高人民生活水平起到重要的保证作用<sup>[221]</sup>。

对暖通空调系统研究的主要目的体现在两个方面，首先是暖通空调设备和系统必须具有优良的技术特性和控制性能，使得楼宇建筑中空调区域内的温度，湿度，洁净度、噪声、风量等参数满足给定的指标要求，从而为人们提供舒适健康的外部环境；其次，由于暖通空调能耗的日益增加以及能源的日益短缺产生的能源危机越来越严重，暖通空调的节能问题变得更加重要，因此暖通空调研究的另外一个重要目标是实现节能控制。节能也是楼宇自动控制系统的出发点和归宿。而暖通空调系统是现代建筑中不可缺少的能耗运行系统，它在给人们提供舒适的生活和工作环境的同时，也消耗掉了大量的能源。而在建筑能耗中，暖通空调系统所耗费的能量占大楼消耗总能量的30%-50%，而且呈逐年增长的趋势。空调系统带给我们舒适生活的同时却需要耗费巨大的能量，为了努力减少空调系统中的能源消耗和降低能量损失，自然产生了“空调系统的节能和优化研究”这一新兴课题。

事实上，通过对暖通空调系统的控制研究达到系统控制的优化和改进，最终目的是在尽量节约能源的基础上同时满足房间内人们的舒适度，关键即在于提高暖通空调系统的工作效率和工作质量。因此为了达到人们的各种舒适性需求和全社会的节能要求，必须不断改进暖通空调的各种性能。由于暖通空调系统本身的复杂性和多变性，涉及的研究领域非常广泛，研究和改进的方式和途径可以从暖通空调系统的各个层面上进行，最终目的都是为了尽量满足节能和舒适的要求。作为自动化的核心，控制系统所发挥的作用是无可替代的，因此本章试图通过对暖通空调的控制进行研究，实现暖通空调系统的节能控制，更好的服务于人们的生活。

### 5.2.2 暖通空调系统节能控制的实现

近年来随着建筑业的迅速发展，建筑物的总能耗及按人口或面积的能耗也随之逐年增长，暖通空调系统作为室内环境创造者和维护者受到格外的重视。暖通空调产业的发展面临着巨大的挑战和机遇。为了使有限的能源发挥更大的经济效益，有必要在暖通空调系统项目上充分应用节能控制技术。因此，如何因地制宜的合理选择能源资源，如何充分有效的用能，如何提高建筑用能系统的效率是每一个暖通空调工程师的任务。通常建筑物节能的内容和对象包括建筑设计、空调系统、照明与设备。智能建筑节能不但包括原有传统建筑所采用的节能方法，更重要的是采用高科技手段来达到更准确的调节和控制，即“主动节能”。在建筑能耗中，空调能耗占据近二分之一，因此智能建筑节能首先是空调系统的节能。目前，暖通空调系统的节能措施主要可从以下几方面考虑<sup>[222]</sup>：

(1) 精心研究暖通空调系统的设计方案，由于暖通空调系统的庞大和复杂，系统设计的优劣直接影响到系统经济运行的性能。

(2) 积极改善建筑围护结构的保温性能，减少冷热损失，包括窗墙的面积比，门窗的气密性和保温性能，外墙的节能保温技术，加强施工管理等等。

(3) 为了进一步提高系统的运行管理水平，加强对空调操作人员的培训和管理，使管理人员对节能措施熟练掌握和运用。

(4) 选择新型节能且舒适健康的空调系统，采用变频技术，低温送风空调方式，置换通风加冷却顶板空调系统，冷剂自然循环系统等。

(5) 设置热能回收装置，加强冷热的回收再利用，提高空调系统能源的有效利用率，如空调系统的全热回收器，利用冷凝热的卫生热水供应等。

(6) 推广天然及可再生能源的使用，如自然通风系统，太阳能供暖与制冷，地热能的利用及污水的热利用等等。

但是，以上的节能方式都是从智能建筑的全局来考虑问题，忽略了暖通空调本身的设计问题，改善暖通空调内部的控制策略，采用先进的自动控制策略，提高系统的控制水平，采用暖通空调的节能控制是实现暖通空调系统节能的根本途径之一。空调系统的节能自动化控制技术是使空调

系统能够高效节能运行不可或缺的组成部分。一个可靠、精确、具有智能功能的计算机检测与控制系统可以依据室外气象条件与室内热湿负荷，在满足使用要求的前提下，确定最佳节能温、湿度控制方案和最节能的空气处理过程，使空调系统自动运行在最节能工况下。暖通空调系统先进的自动控制策略，不仅可以保证空调房间温、湿度控制精度要求，节约人力，而且是防止暖通空调系统多余能量损失，节约能耗的重要环节。随着电子技术、计算机和网络技术的提高，暖通空调系统的控制技术在软、硬件方面都有了迅猛发展。

虽然一个完整的暖通空调系统从最初的设计、运行，控制到最后的的管理各个环节都对空调系统的节能性有着重要的影响，通过改善暖通空调性能来达到节能和舒适目标的方式有很多种，但是，暖通空调系统的设计过程却起到决定性作用，然而在暖通空调系统的整个设计过程中，最核心和最重要的设计之一莫过于控制器的设计和调节。因为节能必须依靠技术进步，需要对各种耗能大的系统进行优化控制，而一个系统运行品质的好坏，很大程度上取决于控制器设计的精确与否。目前绝大多数暖通空调控制系统主要还仍然广泛采用PID控制。而作为可以直接利用人类经验设计的模糊控制器存在着广泛的应用前景和发展潜力，并且越来越多的应用到现实生活的控制中，因此，一方面为了推动智能化建筑和楼宇自动化的进程，带给人们越来越舒适的建筑环境，另一方面为了提高能源的利用效率，更好的节约能源，本文致力于采用模糊控制新型设计在暖通空调系统中的应用研究，从而力图通过模糊控制这一先进控制策略实现暖通空调系统的节能与优化。

**“制冷百家”** 微信公众号

汇聚制冷界、暖通界百余名专家学者倾力打造的平台，物性查询、论文分享，定时推送最新技术

### 5.2.3 暖通空调系统控制的主要特点

暖通空调系统控制的基本方法是根据室内环境质量的不同要求，分别应用供暖，通风和空气调节技术来消除各种干扰，进而在建筑物内部建立并维持一种具有特定使用功能并且可以按照需求调控的舒适“人造环境”。暖通空调系统是针对环境质量标准的多样性需求和来自外界及内部多变的随机因素的干扰之间的矛盾而提出的一种相应的技术措施。暖通空调自动控制系统的主要特点表现在以下几个方面：

1) 系统干扰多: 空调系统的干扰分为外扰和内扰, 外扰主要是送风及围护结构传热的扰动, 内扰是指房间内电器、照明散热、工艺设备的启停及室内外物品流动等变化对室内温湿度产生的影响。为了抑制或消除这些干扰, 除了在建筑热工和空调工艺方面采取措施外, 在自动控制设计中应分析干扰来源及影响的大小, 选择合理的控制方案。

2) 调节对象的特性不同: 暖通空调自动控制系统主要任务是维持空调房间一定的温湿度, 控制效果如何, 很大程度上取决于空调系统本身, 而后才是自动控制策略的选择和应用, 所以了解空调对象的特性, 从而选择合适的空调系统, 是暖通空调系统控制中很关键的一个方面。

3) 温度与湿度的相关性: 空调系统中主要是对温度和相对湿度进行控制, 这两个参数常常是在一个调节对象里同时进行调节的两个被调量, 两个参数在调节过程中相互影响。如房间温度升高时, 在含湿量不变的情况下, 则相对湿度下降, 因此在自动控制中要充分考虑到温湿度的相关性。空调自动控制系统是以空调房间的温、湿度控制为中心, 通过工况转换与空气处理过程, 每个环节紧密联系在一起的整体控制系统, 任何环节出现问题, 都将影响空调房间的温湿度调节, 甚至使整个调节系统无法正常工作。

4) 具有工况转换的控制: 空调系统是按工况运行的, 因此自动控制系统应包括工况自动转换部分。如夏季工况在表冷器工作, 控制冷水量, 调节室内温度, 而在冬季需转换到加热器工作, 控制热媒, 调节温度, 这是最基本的工况转换。此外还要从节能出发进行工况转换控制, 全年运行的空调系统, 采用工况的处理方法能达到节能的目的。为了尽量避免空气处理过程中的冷热抵消, 充分利用新、回风和发挥空气处理设备的潜力, 在考虑温湿度为主的自动调节外, 还必须考虑与其相配合的工况自动转换的控制。

#### 5.2.4 暖通空调系统控制的研究现状

随着暖通空调系统广泛应用于各类工业和民用建筑和工业自动化仪表与计算机技术的发展, 以及高层智能建筑的兴建, 空调器的控制内容发生了巨大变化, 控制的目标已从单一的温度控制转向舒适和节能兼备的控制。

制, 控制的对象也从电源开关、温度设定器扩展为压缩机转速、膨胀阀开度、室内外风机转速、室内机风栅方向等。随着暖通空调系统控制研究的不断深入发展, 越来越多的控制策略已经大量的应用到暖通空调系统全局控制或者局部控制中来。

在暖通空调的控制过程中, PID 等传统的控制算法一直以来占据了统治地位, 由于它具有容易实现, 成本低廉, 可靠性高等特点, 至今在各种现实工业过程控制中仍然被广泛应用。为了改善系统的控制性能, 最近又出现了一些基于传统控制的复杂控制策略。Salabury 描述了基于简单物理模型建立的并且作为常规 PI 控制器补偿的反馈控制方案<sup>[223]</sup>, Kasahara 等提出一种鲁棒 PID 控制方案来处理模型的不确定性<sup>[224]</sup>, Bi 和 Cai 等则针对温度和压力控制环路提出一种先进的自整定 PID 控制器<sup>[225]</sup>, 均取得了良好的控制效果。但是, 由于以上的控制器设计是基于特定的冷负载设计的, 而实际的冷负载对系统的影响是时变的, 显然为了更好的处理暖通空调系统的高度非线性和时变性等特点, 必须寻求更加高效的控制算法。而且, 常规空调系统大多采用简单的机械温控开关来设定控制温度, 通过压缩机的停开来实现空气调节系统的恒温控制。这种单纯以温度为变量的运行方式, 一方面忽略了影响人体舒适感的多因素性, 另一方面由于压缩机频繁的启动和停止, 不仅压缩机容易损坏, 而且将造成一定的能量损耗和浪费。

另外, 一些先进的控制策略也不断应用于暖通空调系统的控制中。作为一种在实际工业过程中产生的控制技术, 预测控制也已经应用到暖通空调系统的工业控制中<sup>[226-232]</sup>。文献[226]在多区域变风量空调系统的新风控制中, 以季节性 ARMA 模型作为预测模型, 较准确的预测非稳定随机过程的时间序列, 使用预测的方法来实施前馈控制, 对可能出现的扰动提前作出补偿, 有利的改善了目前多区域变风量空调系统的控制问题。文献[227]采用基于 Hamilton-lagranger 方法和预测滚动优化算法训练多层前向神经网络, 采用神经网络作为优化反馈控制器求解优化反馈解, 利用预测控制克服干扰和不确定性的影响, 同时实现了对对象特性的实时预测, 并且成功应用到变风量暖通空调系统的新风控制中。文献[228]在建立了空调房间室温的 CARIMA 模型的基础上, 设计了空调房间室温的广义预

测控制系统，与常规 PID 控制相比取得了良好的控制性能。

人工智能的研究、发展和应用是当今科技发展的一个重要特征，在二十世纪九十年代末，人工智能开始在制冷空调装置系统仿真领域出现，制冷空调系统领域的智能仿真开始受到国内外学者的重视，他们将经典的数学模型和现代人工智能技术结合起来，在一定条件下充分发挥二者的长处，弥补各自的不足。他们采用的人工智能算法主要是神经网络。文献[233]综述了人工神经网络技术在 HVAC 系统中的研究和开发现状，阐述了负荷预测、能量管理、故障诊断、系统辨识与控制等各个应用方面，对进一步的研究方向提出了展望。文献[234]针对 VAV 空调系统新的要求，利用 DDC 控制器与传感器信息传递量大的特点，提出并验证了一个通过在线自适应的方法确定 AHU 数学模型参数，预测送风温度随进口状况的变化，实现送风温度控制的控制方式，并且进行了大量仿真实验。文献[235]首先对 HVAC 系统进行了实验，利用实验结果采用多变量自回归的方法开发了适用于 HVAC 系统控制的数学模型，该数学模型用于带有前馈补偿的线性二次高斯控制，控制房间的温度和湿度，大大改善了控制性能，提高了 HVAC 系统的稳定性。文献[236]研究了多变量过程的自适应控制在 HVAC 系统中的应用，设计了基于线性二次调节器理论的多变量自适应控制器，控制目标是在外部动态扰动情况下使区域温度达到设定值。

人工智能技术在暖通空调系统控制的应用中，模糊逻辑控制由于不需要建立系统的精确数学模型而得到了更加广泛的应用<sup>[237-240]</sup>。采用模糊控制的变频式空调器，可以充分利用操作者的经验和专家知识，克服系统由于结构复杂而难以建模的问题，而且可以自动根据室内的热环境因素调节压缩机的转速，为人们创造一个舒适环境，同时也有利于节约电能，延长压缩机的使用寿命。文献[237]采用简单的模糊模型描述了热交换的非线性过程，模糊控制的结果比传统的 PID 控制具有更好的性能。文献[238]针对 HVAC 系统难以控制的现状提出一种带有遗传因子规则加权和选择过程的模糊控制算法，大大改进了系统的控制性能，提高了闭环系统的鲁棒性。为了提高控制效果，适应过程参数的变化对控制系统的要求，又出现了在线调节模糊控制参数的自适应、自组织模糊控制器<sup>[239-240]</sup>。文献[239]



以 HVAC 系统的实际工程为背景,介绍了模糊 PID 自整定控制算法及其在空调系统中的应用,通过仿真结果验证了该方案的优越性和可行性。文献 [240]提出一种简单实用的模糊滑模自适应控制方案应用到 HVAC 系统的实验结果表明该方法明显优于 PID 控制器。

国内暖通空调系统的节能控制研究起步比较晚,特别是国内暖通空调控制的发展至少要落后国外十余年的时间,目前也主要以高等院校的科研开发为主,而且国内研究暖通空调系统和建筑智能化以及楼宇自动化的课题,存在着广泛的研究方向,建筑学上主要关注暖通空调设计方案的节能研究,即怎样通过暖通空调的设计、施工、审图和方案评审等环节减少建筑中暖通空调的能耗,达到节能的目的,而热力学研究者的研究集中在制冷剂的选择,热量的转换,能量的守恒等方面,而自动化专业的研究目前的热点是利用先进的计算机技术直接数字控制,即使现存的一些理论研究,大多数仍然集中于 PID 控制技术等传统控制策略,通常采用模糊,神经网络,遗传算法等与 PID 控制相结合,形成自适应或者自整定控制来提高 PID 控制性能,模糊控制除了用来调节 PID 控制参数之外,在空调系统的节能控制中更多应用于变风量空调系统的控制。

### 5.3 暖通空调系统的建模

#### 5.3.1 暖通空调系统的结构

暖通空调系统是一个复杂大系统,整个系统的结构如图 5.1 所示,它的组成包括建筑物的所有房间,冷却水循环,冷冻水循环,制冷剂循环等,主要的空调设备包括风机盘管,蒸发器,冷凝器,冷却塔,压缩机,制冷机组等,为了更好的理解暖通空调系统的结构和工作原理,特别是闭环控制系统的基本原理,下面首先简单介绍几个主要设备的功能。

**风机盘管:** 风机盘管负责一个或多个空间的空气调节,其大小满足所有空间需要的最大量的要求,加上所有的外部负荷,譬如风扇的散热、管道的热损失、管道空气泄露和室外的新风。在设计条件下,一个风机盘管提供设计空气流量和空气的温湿度,使其符合各个区域的温度和湿度要求。对于需要除湿的应用,风机盘管除了应该具有合理的冷却容量外,还应该有足够的潜热冷却容量。风机盘管的大小选择要考虑设计空气回路和

水回路的进水以及出水温度、流速及压降。为了提高盘管的热传递性能，同时减少空气回路的压降，应选择较低的表面风速和较低的趋近温度。

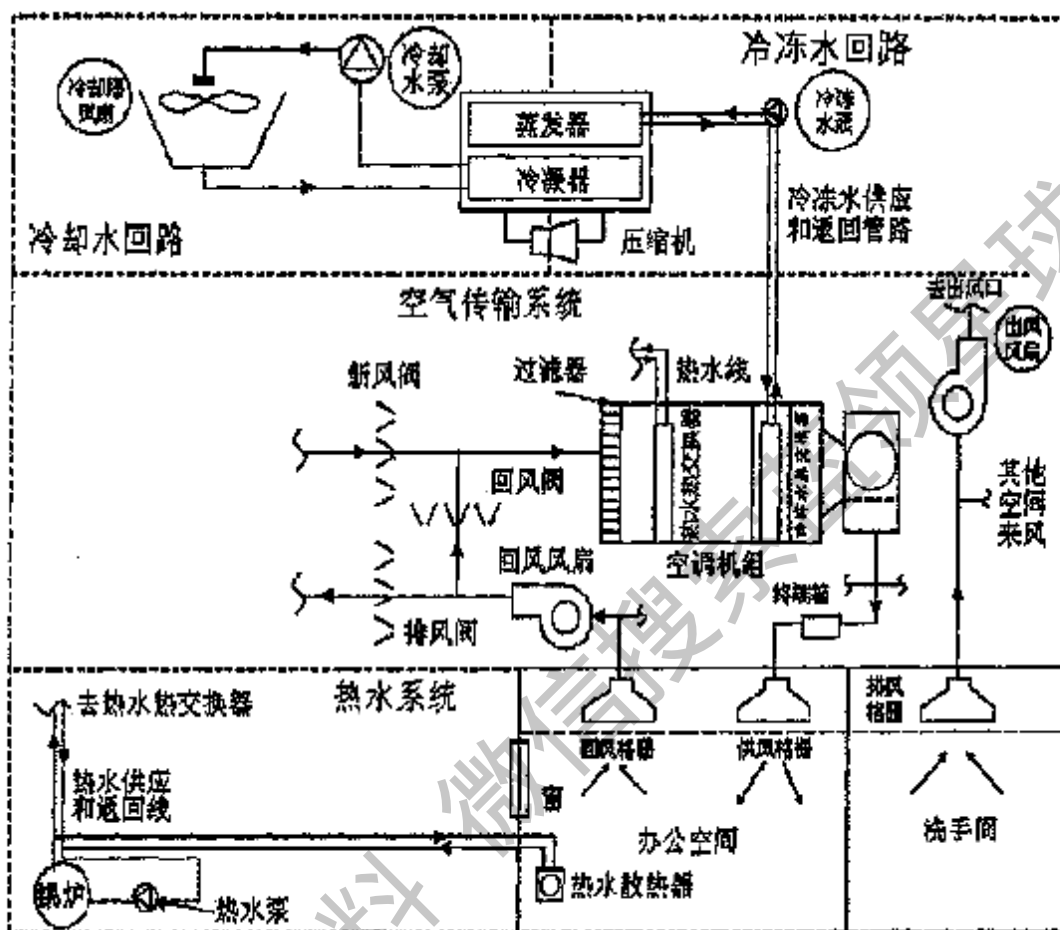


图 5.1 暖通空调系统概图

**蒸发器：**蒸发器主要作用是对贯穿设备循环的冷冻水进行冷却。制冷剂以低温低压的状态离开膨胀阀，并且以低温液气混合物的状态进入蒸发器。蒸发器有一个外壳和管道热交换器，液态制冷剂在这里从贯穿设备循环的二次水或冷冻水中吸收热能并转为蒸汽状态。

**冷凝器：**冷凝器是与蒸发器类似的一种换热器，它将来自压缩机的高压制冷剂从气态凝结成液态。制冷剂蒸发放出的热量使冷凝器的水温升高，随后冷凝器的水将热能运送到冷却塔，在那里热能被释放到大气中。水冷式系统中，热量通过室外的冷却塔或城市水网或深井水释放掉，热能也可以由室外的风冷式冷凝器释放。风冷式冷凝器可以是独立的，也可以是整装式风冷式制冷系统的一个组成部分。通常制冷剂以液态形式流出冷凝器。

**冷却塔：**制冷机组的负荷等于蒸发器的负荷加上压缩机的发热量。冷却塔的大小以制冷机组的冷负荷及来自管道、泵和其他设备的热损失为基础。一旦决定了冷却容量，使用 ASHRAE 的设计温度条件可确定冷却塔的大小。宜选取多单元且带风扇变速器的冷却塔，一个较大的冷却塔提供较低的冷却水温度，从而提高冷凝器的效率。

**压缩机：**压缩机是蒸汽压缩式制冷循环的主要驱动。压缩机的作用是将制冷剂从低压蒸汽压缩成高压蒸汽，压缩机由主要原动机和压缩机组成，它通过将动能转换成压力来升高制冷剂的压力和温度。

除了以上的主要设备之外，暖通空调系统还包括风机、泵、通风管路、空调器末端、水管网络、回风格栅等辅助设备。而对于暖通空调系统中基本的制冷循环系统，通常是利用制冷剂的潜热性质，将热量从一种较冷的介质传递到较热的介质中。为了完成这种热能的传递，制冷系统必须使制冷剂的温度比待冷却的介质还要低，并且还要升高制冷剂的温度并使其比用来排出热量的媒质的温度更高。制冷剂在制冷系统中循环，且不断产生相态变化而传递热量。它从液态转变为气态（蒸发）的过程中吸收热量；从气态转变回液态（冷凝）时释放热量，从而实现建筑物内各个房间的空气调节。

### 5.3.2 暖通空调系统的基本控制回路

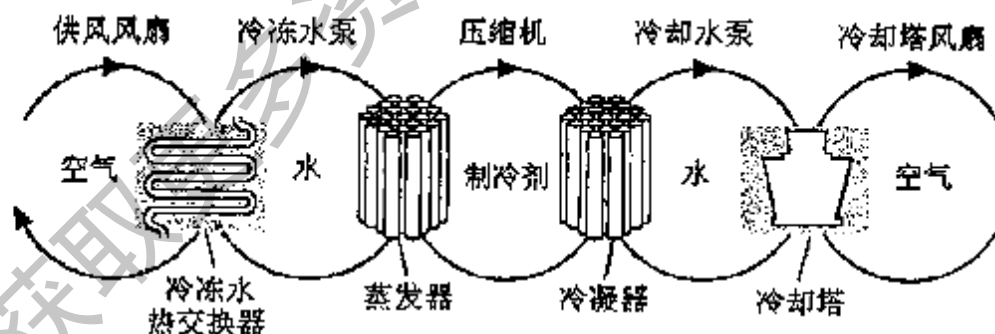


图 5.2 暖通空调系统循环回路原理图

一个基本的暖通空调系统由空气处理机组以及避免因新风太冷而产生凝结的预热盘管，清除空气中灰尘的过滤器，送风管道网络，冷却盘管及加热盘管和各种风阀等组成，各个部分综合组成 HVAC 系统中的空气处理和分配系统。以水冷系统为例，基于上一节介绍的暖通空调系统的结

构和主要设备，系统中的热能传递从左到右最多经过五个回路，装置吸取空间中的热量并把它们排出室外，完成对房间内空气的调节和控制，如上图 5.2 所示<sup>[241]</sup>。下面简单介绍一下每个回路部分的基本工作原理：

- **室内空气回路：**空气回路包括空气处理设备、分配设备和终端设备。为了室内的舒适，冷热空气在房间里流动，以保持其温湿度平衡。首先风机将管道内的冷空气输送到房间内，并产生空间内空气流动，空调运转中，冷/热负荷量随着室内温湿度要求和室外空气的温湿度变化而变化，然后房间内热交换后的热空气再通过风机传送出去，从而完成了房间内的空气热交换过程。

- **冷冻水回路：**从房间内出来的热空气经过冷却盘管，与冷却盘管内的冷冻水进行热交换，空气温度下降重新变成冷空气进入房间内进行空气循环和热交换，而从冷却盘管回来的冷冻水被送到制冷机组的蒸发器内重新冷却；在蒸发器中，制冷剂吸收冷冻水的热量以降低水的温度，然后由冷冻水泵输送到冷却管道，通过冷却盘管再一次来冷却空气。

- **制冷剂回路：**制冷剂回路是整个暖通空调系统的核心。热量在制冷剂和蒸发器里的水之间交换，使得制冷剂完全蒸发，并使压缩机入口的流体处在饱和状态。压缩机使流体的温度和压力升高到一定程度，这时热量很容易保存在冷凝器中，这一过程使流体由气体转化为液体，液体由高压端流向低压端。在这个不可逆过程的末端，制冷剂处于一种液体与气体的混合状态，其温度使得热交换有效地进行，然后，进入冷凝器开始第二个循环。

- **冷却水回路：**冷凝器中的制冷剂凝聚的热量与冷却水进行热量交换，冷却水的冷凝器使外壳管道（取决于设计）里的水冷凝，冷却水的温度升高，然后回水通过冷却塔内循环之后温度降低，然后被重新送进冷凝器，冷凝器的供水由水泵传送，使之流过冷凝器带走热量。

- **冷却塔回路：**当水冷冷凝器用于制冷时，需要有稳定的冷却水供应。水源通常是有限的，经过的热水流过冷凝器后必须冷却并返回冷凝器。为了达到这个目的，人们用冷却塔来传递冷凝器里水与空气的热量。蒸发所需要的热量由冷却水提供。从冷凝器里出来的水被输送到冷却塔的顶部并喷射到塔里。一小部分的水蒸发到空气里完成了热交换。冷却塔的风扇驱

使空气经过热的冷却水，把热量带到室外。冷却水被收集在底部，并返回到冷凝器。

经过暖通空调系统中每一个回路的连续热交换过程，建筑物内房间的空气温度得到了调节，在这个动态变化的复杂过程中，冷冻水的温度、冷却水流速、冷却塔以及风扇转速等都必须得到良好的控制，使其在最高效的状态下进行工作，因此必然通过设计高效节能的控制器来实现，而且在建筑物中，对于任意给定的冷负荷，除了制冷机组的优化组合以外，空气、水分布以及冷却塔系统的耗能也是非常重要的，因此优化控制策略在每个环节都能够产生节能效果。

### 5.3.3 暖通空调中空气处理机组的工作原理

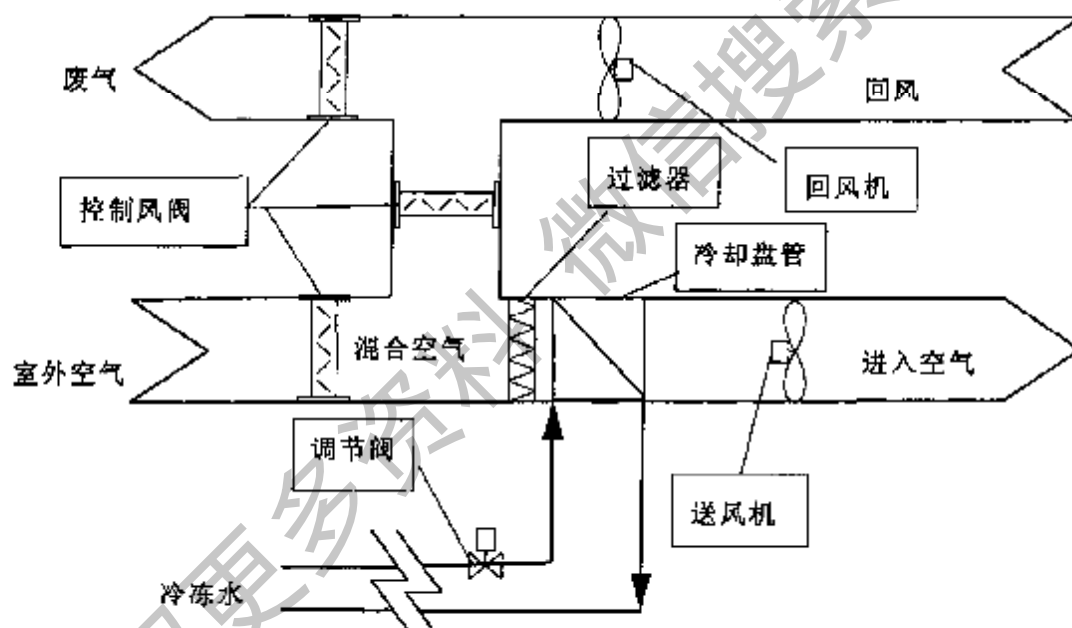


图 5.3 空气处理机组的结构图

由于暖通空调系统变量众多，结构复杂，为了更好的体现模糊控制在暖通空调中的作用，本文只针对暖通空调系统中的最核心部分——空调处理机组的控制，设计控制器之前首先要了解空气处理机组的基本结构，参数设置以及工作原理等。暖通空调系统的空气处理机组（Air handling units，简称为 AHU 系统）的结构框图如下图 5.3 所示，它主要由冷却盘管，风阀，回风机，冷凝水泵和节流控制阀等组成<sup>[242]</sup>。

系统中存在冷冻水和空气两个物理回路，如下图 5.4 所示。冷冻水在冷冻水泵的作用下从冷却盘管中入口处进入从出口流出，温度从进入前的较低温度  $T_{chw}$  经过冷却盘管中的空气进行热交换，流出来的冷冻水的温度上升为较高温度  $T_{chwo}$ ，此时可以通过调节阀调节冷冻水的流速为  $\dot{m}_{chw}$ 。空气在风扇的驱动下从冷却盘管中通过，干球温度，湿球温度，蒸发器内的空气流速分别是  $T_a$ ， $T_{awb}$  和  $\dot{m}_a$ ，通过与冷却盘管里的冷冻水进行热交换，流出时的干球温度，湿球温度分别下降到  $T_{ao}$ ， $T_{aowb}$ 。

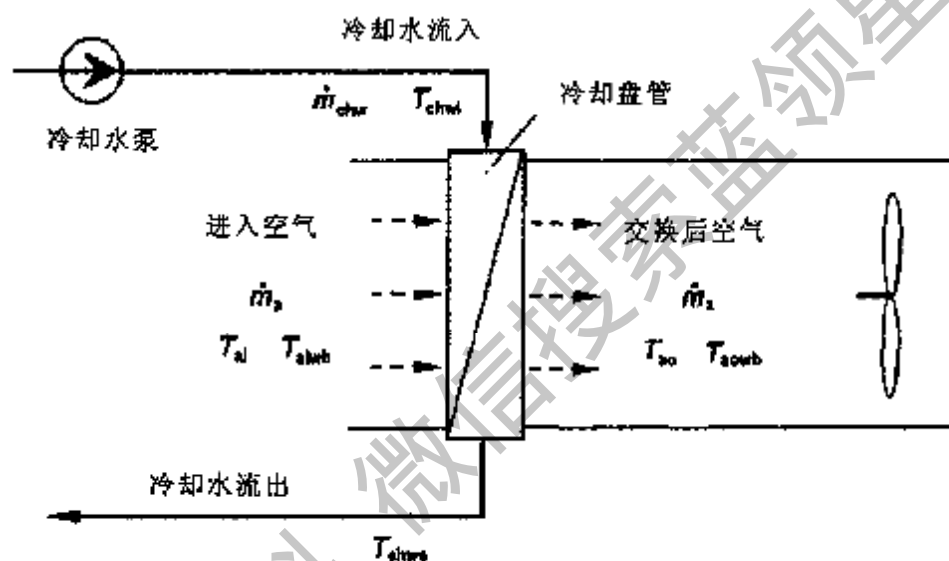


图 5.4 空调处理机组中空气和水的换热过程

#### 5.3.4 暖通空调空气处理机组的物理模型

在热交换过程中，冷负荷从热空气经过盘管的金属管壁（通常采用铜或者铝合金材料）进入在冷却盘管内部流动的冷冻水中，整个热传递过程分为三部分：冷冻水的对流，金属外壳的热传导以及空气的对流。冷负荷可以通过使用整个热传递过程的能量守恒和热量转换理论来计算<sup>[243]</sup>。

首先冷却盘管的冷负荷由下面方程给出：

$$Q = \frac{T_a - T_{chw}}{R_b} \quad (5.1)$$

其中  $Q$ ， $T_a$ ， $T_{chw}$  和  $R_b$  分别表示冷却盘管的冷负荷，空气温度，冷冻水的温度和整个热传递过程中的热阻。

理论上整个热传递过程中的热阻  $R_b$  由三部分组成：冷冻水的对流的

热阻，金属热外壳的传导的热阻，以及空气的对流的热阻，但是，作为冷却盘管外壳的金属材料通常是热的良导体，在操作过程中它的热阻可以看作常数，导体的导热效果的影响可以不考虑，在后面的计算过程中忽略不计，于是热传递中的总热阻变为：

$$R_h = R_1 + R_2 \quad (5.2)$$

其中  $R_1$  和  $R_2$  分别表示冷冻水对流和空气对流的热阻。

对流热传递指的是流体在表面运动时与表面发生的热交换，表面和流体的特性，冷却盘管的几何形状和流体在表面运动的速度以及温度的不同都会对热量的传递产生影响。

空气处理机组中的水和空气分别由泵和风扇的机械动力驱动，于是都属于被动的热对流。换热系数  $h$ ，强迫热对流依靠通道的直径  $D$ ，流速  $v$ ，平均气流密度  $\rho$  和平均换热温度，这里平均换热温度通过粘度  $\mu$  影响换热系数  $h$ ，比热  $c_p$  以及热传导系数  $k$ 。通过量纲分析得到下面的方程：

$$\frac{hd}{k} = C \left( \frac{D\rho v}{\mu} \right)^e \left( \frac{c_p \mu}{k} \right)^f \quad (5.3)$$

常数  $C$  的值和指数  $e$  和  $f$  很难精确的被决定。在稳定状态下，假设流体密度  $\rho$  和流速  $v$  均为常数是合理的，尽管流量的面积是常数，相应的乘积  $\rho v$  或者流量的变化率  $\dot{m}$  是不变的，而且，如果温度的微分不是太大（当液体不超过  $5.5^\circ\text{C}$ ，气体不大于  $50^\circ\text{C}$ ）时， $\mu$  和  $k$  是接近常数的，因此对于设定的冷冻水盘管，方程可以写成

$$h = C \left( \frac{4\dot{m}}{\pi \mu D} \right)^e \left( \frac{c_p \mu}{k} \right)^f = b \dot{m}^e \quad (5.4)$$

其中

$$b = \frac{C^e c_p^f k^{1-f} \mu^{1-e}}{\pi^e D^{1+e}}$$

整个冷冻水盘管的热阻可以转化为

$$R_h = \frac{1}{h_{chw} A_{chw}} + \frac{1}{h_a A_a} = \frac{c_{chw} \dot{m}_{chw}^e + c_a \dot{m}_a^e}{c_{chw} \dot{m}_{chw}^e c_a \dot{m}_a^e} \quad (5.5)$$

其中  $\dot{m}_{chw}$ ， $\dot{m}_a$ ， $h_{chw}$ ， $h_a$ ， $A_{chw}$ ， $A_a$  分别表示冷冻水流速，空气流速，冷冻水的换热系数，空气的换热系数，冷冻水对流的热传导面积，空气对流的

热传导面积，而且

$$c_{chw} = b_{chw} A_{chw}, \quad c_a = b_a A_a$$

组合方程 (5.1) 和 (5.5) 推导出冷却盘管的热传递方程为

$$Q = \frac{c_1 \dot{m}_a^e}{1 + c_2 \left(\frac{\dot{m}_a}{\dot{m}_{chw}}\right)^e} (T_{ai} - T_{chw}) \quad (5.6)$$

其中  $c_1 = c_a, c_2 = \frac{c_a}{c_{chw}}$ ，是冷冻水和空气的比热值，并且  $T_a, T_{chw}$  分别表示盘管内空气的湿球温度，冷冻水温度，冷却盘管中热交换过程时温度变化  $c_1, c_2, e$  的影响作为参数考虑。

强迫对流的热交换过程非常复杂，经常受到很多因素的影响。因此以上得到物理模型是在理想状态下的方程，而且是一个高度非线性的多变量系统模型，很难对多个变量进行直接检测和控制。为了便于获得 PID 控制器的参数和实现模糊控制器设计，把经过热交换后进入房间之前的空气温度，回风机的干球温度  $T_{ao}$  作为空调处理机组的输出变量，而冷冻水的流速  $\dot{m}_{chw}$  是可操作变量即空气处理机组的输入变量，假设进入蒸发器的冷冻水温度  $T_{chw}$  是常数，水流速  $\dot{m}_a$  是根据空调房间的冷冻负载需求变化的，这两个变量作为空气处理机组的扰动考虑。因此，系统输出  $T_{ao}$  可以描述为：

$$T_{ao} = f(\dot{m}_{chw}, \dot{m}_a, T_{ai}, T_{chw}) \quad (5.7)$$

其中， $f$  表示 AHU 系统的输入和状态变量之间的非线性时变函数， $\dot{m}_a$  表示进风流速， $T_{ai}$  表示进风干球温度， $T_{chw}$  表示冷冻水进入蒸发器之前的温度，在稳定状态下，方程 (5.1) 可以直接表达成：

$$Q = c_{chw} \dot{m}_{chw} (T_{chw} - T_{chw}) = c_a \dot{m}_a (T_{ai} - T_{ao}) \quad (5.8)$$

组合方程 (5.6) 和 (5.8)， $T_{ao}$  可以描述为

$$T_{ao} = T_{ai} - \frac{(c_1 / c_a) \dot{m}_a^{e-1} \dot{m}_{chw}^e}{\dot{m}_{chw} + c_2 \dot{m}_a^e} (T_{ai} - T_{chw}) \quad (5.9)$$

由于空气和水的换热等动态过程的传递响应非常复杂，只能在很小的区间上采用下面的一阶加时滞模型进行较准确的估计<sup>[244-245]</sup>



$$\frac{T_{ao}(s)}{\dot{m}_{chw}(s)} = \frac{K_{chw}e^{-L_{chw}s}}{1+T_{chw}s} \quad (5.10)$$

这里  $K_{chw}$ ,  $T_{chw}$ ,  $L_{chw}$  分别是冷冻水的过程增益, 时间常数, 时间滞后, 它们是随着空气和水的流速变化的。如果空气流速或水流速高, 则时间常数和滞后将成反比降低。

## 5.4 暖通空调系统模糊控制结果

### 5.4.1 模糊控制器设计

总结第三章提出的基于 PID 控制器参数的新型模糊控制器的设计, 调节和优化过程, 为了便于本章在暖通空调系统中的应用, 简单回顾一下这种模糊控制器的具体设计步骤:

首先针对被控对象建立其常规 PID 控制器, 获得比例, 积分, 微分增益系数; 其次确定模糊控制器的结构, 假设输入输出变量的标准论域为  $[-1,1]$ , 选取模糊控制器的设计参数, 主要包括模糊规则库的建立如下:

$R_1$ : If  $e^*$  is  $Pe^*$  and  $\Delta e^*$  is  $P\Delta e^*$ , then  $u_1^*$  is  $Pu^*$

$R_2$ : If  $e^*$  is  $Pe^*$  and  $\Delta e^*$  is  $N\Delta e^*$ , then  $u_2^*$  is  $Zu^*$

$R_3$ : If  $e^*$  is  $Ne^*$  and  $\Delta e^*$  is  $P\Delta e^*$ , then  $u_3^*$  is  $Zu^*$

$R_4$ : If  $e^*$  is  $Ne^*$  and  $\Delta e^*$  is  $N\Delta e^*$ , then  $u_4^*$  is  $Nu^*$

在模糊推理算法的选择中, 模糊与运算 and 选用算术积 product, 模糊或运算 or 选用有界和算子 sum, 模糊蕴涵运算 implication 选择取小算子 min, 解模糊算法选择加权平均法解模糊算子。

接着基于解析关系式 (3.8) 和常规 PID 控制器的增益系数, 暂时选定初始正规化误差因子  $Ge^0$ , 设计模糊控制器的调节参数; 其次通过调节 PID 控制器的增益系数来得到模糊控制器的设计参数, 离线获得模糊控制器的正规化因子; 然后将以上设计的模糊控制器作用于被控系统, 基于改进的变论域思想, 在误差较小的范围内, 根据误差的变化在线调节模糊控制器的各个正规化因子, 进一步优化模糊控制器设计; 当设计好的模糊控制器面临同一被控对象过程动态发生变化时, 只需根据具体情况调节 PID 控制器的参数变化后带入方程 (3.8) 重新获取正规化因子, 即可达到设计和优化新的模糊控制器目的, 便于实际应用。

### 5.4.2 仿真结果

在实验设备上进行测试之前，首先通过仿真研究验证这种新型模糊控制器设计的有效性。考虑方程(5.10)所描述的热交换过程，根据不同的参数选择在不同的操作区域内进行控制，经过现场的数据检测，得到高、中、低三种不同状态下的参数，列于表 5.1 中。

表 5.1 热交换过程的不同参数

模型参数	低层	中层	高层
$K_p$	-0.3	-0.8	-1.6
$T_s$	0.9	1.1	1.2
$L$	0.8	0.8	0.9

为了更好的检验模糊控制器的控制性能，进行如图 5.5 下的切换：

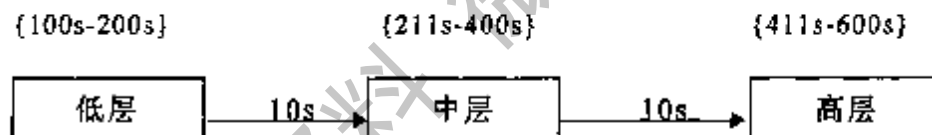
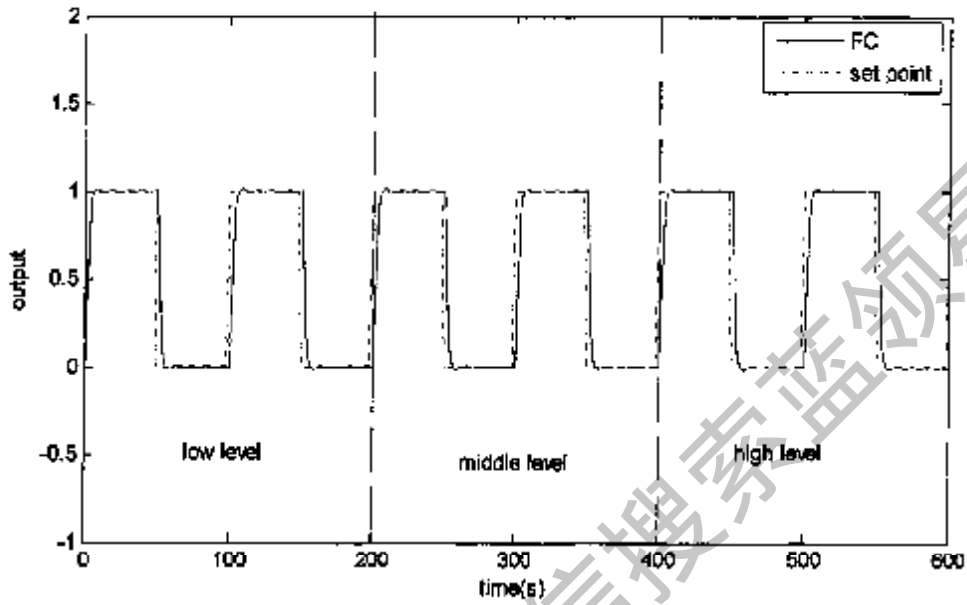


图 5.5 不同区域之间的切换

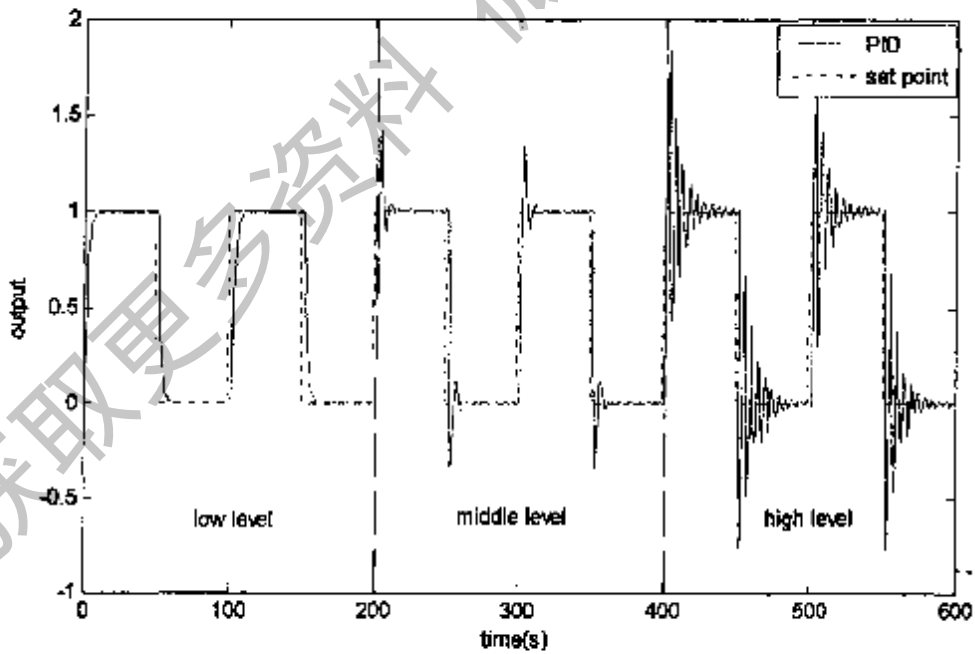
首先设计第一种工况下低层的 PID 控制器，得到增益系数  $K_p, K_i, K_d$  分别 1.1, 1.22 和 0.09，基于这三个参数，根据第三章的模糊控制器新型设计方法按照上述的算法步骤设计相应的模糊控制器，然后分别对三种工况条件下的系统进行控制，设定值为方波曲线，为了更好的比较仿真结果，把 PID 控制和模糊控制的三种状态分别放在同一个图中显示，如图 5.6 所示。

图 5.6 的仿真结果表明，最初根据 PID 控制器参数设计的模糊控制器对第一种工况的控制效果很理想，控制器输出相应几乎相同，但是当模型发生变化时，PID 控制器和模糊控制器的参数都保持不变，此时控制效果发生了不同的变化，PID 控制器很难适应模型参数的变化，系统震荡强

烈，转到第三种工况时几乎是系统无法稳定，而基于 PID 控制器参数设计的模糊控制器却能够很好的工作，适应性很强，跟踪迅速，获得了良好的控制性能，表现出很强的鲁棒性。



(a)



(b)

图 5.6 模糊控制(a)与 PID 控制 (b)的输出响应

### 5.4.3 实验结果

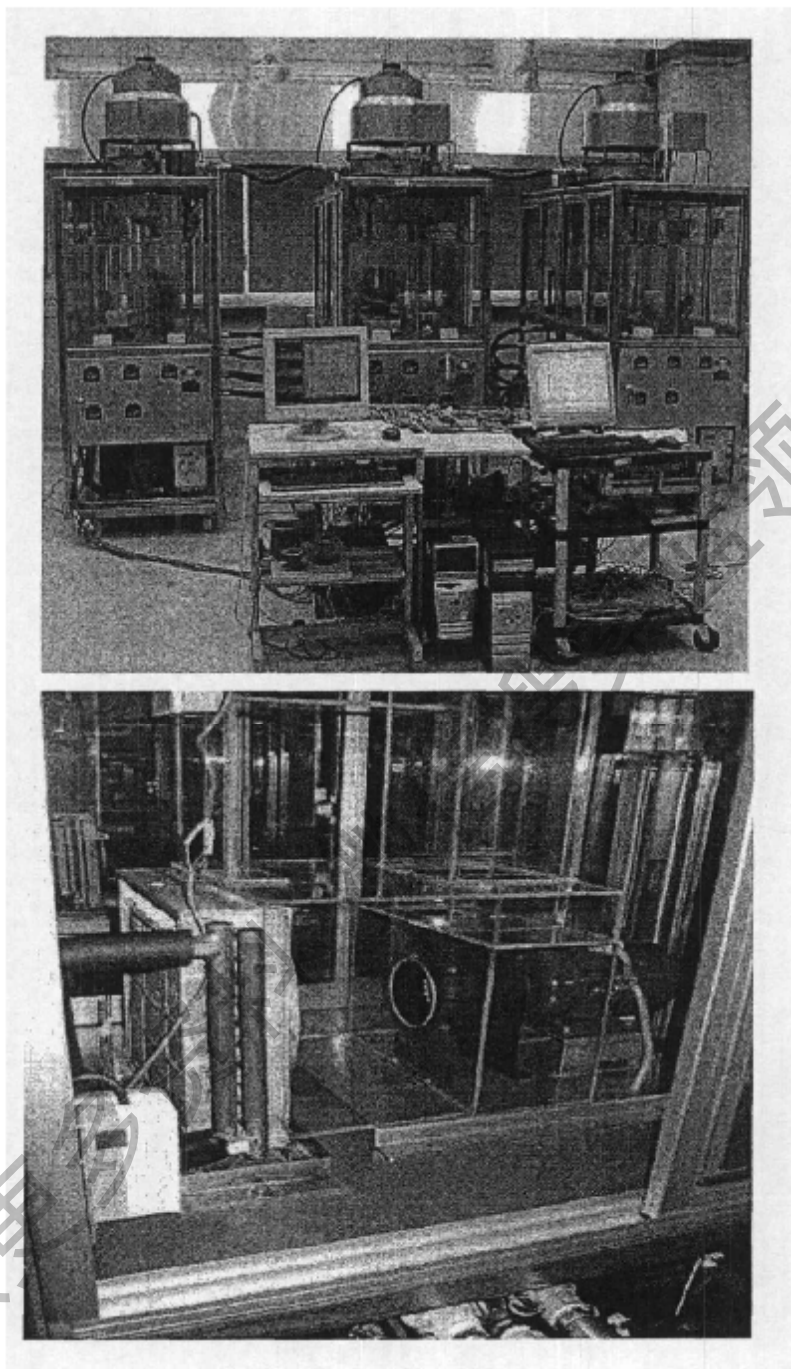


图 5.7 暖通空调系统实验室设备

经过仿真试验的验证，本文提出的基于 PID 控制器参数设计的模糊控制器是可行的，因此将该新型模糊控制设计方法应用到 HVAC 实验室系统的空气处理机组的温度控制中。如图 5.7 所示，HVAC 系统由三个蒸发器、三个冷冻塔、三个区域共十二个房间和三组 AHU 系统组成，所有的电机（包括风扇、泵、压缩机等）设备都采用 VSD 装置，可以使用二

种不同的操作对三个系统进行研究，非常灵活和便于实验研究，所采用的冷冻盘管的体积为  $25 \times 25 \times 8 \text{ cm}^3$ 。测量信号包括水和空气的流速，空气和水的温度，试验的条件是进入冷却盘管前的冷冻水的温度是固定不变的，而且冷负荷的变化是通过空气和水的流速得到的，而且方程 (5.6) 中的参数取值分别为  $c_1 = 0.45$ ,  $c_2 = 0.70$ ,  $e = 0.61$ 。基于这些设备进行了大量实验研究，得出了如图 5.8 所示的实验效果。

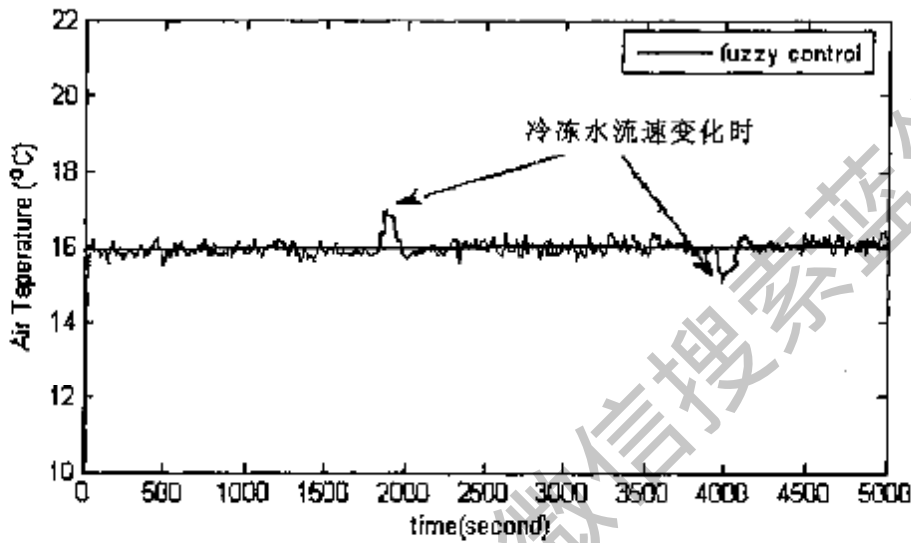


图 5.8 模糊控制的实验结果

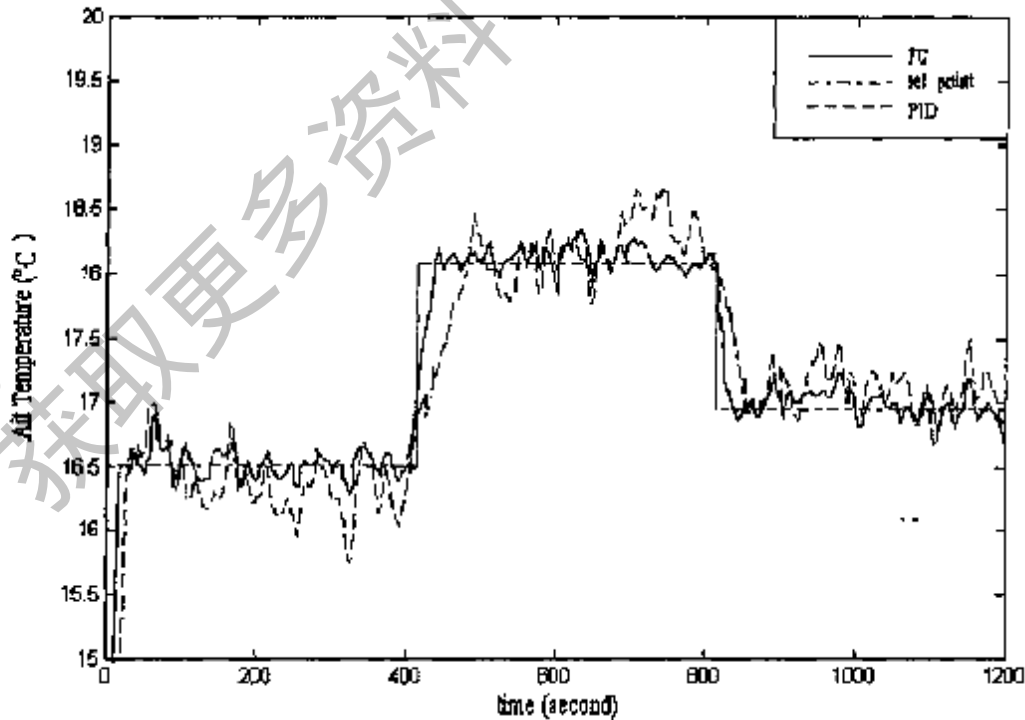


图 5.9 模糊控制器与 PID 控制器的性能比较结果

图 5.8 的实验结果表明了设定值为  $16^{\circ}\text{C}$  时采用本文设计的模糊控制器的输出响应, 即回风干球温度的动态输出曲线, 当 1800 秒突然增加水的流速和 3900 秒时突然减小水的流速, 响应曲线都能够在很短的时间内恢复稳定状态, 体现了模糊控制器的强鲁棒性, 充分体现了这种新型模糊控制器设计方法对暖通空调系统中空气处理机组的供风空气温度  $t_w$  控制的有效性。图 5.9 给出了模糊控制和 PID 控制的比较结果, 图中的响应曲线表明了与常规 PID 控制器相比, 模糊控制器跟踪迅速, 超调时间短, 稳定性好, 具有较强的鲁棒性。

## 5.5 结语

本章将前面提出的基于 PID 控制器的参数实现模糊控制器的新型设计方法应用于暖通空调系统的节能控制研究中, 通过操作冷冻水的流速对空气处理机组中进风空气的温度实现了模糊控制, 由于 PID 控制器的普遍应用而且发展相对成熟和稳定, 利用 PID 控制器的参数设计和调节模糊控制器的参数, 使得现场操作人员更加容易理解和掌握模糊控制器的设计, 同时克服了 PID 控制器自身的线性局限性, 发挥了模糊控制器的全局性能优越, 鲁棒性强等优点, 而且使模糊控制器广泛应用于实际工业过程成为可能。仿真和实验结果表明, 这种模糊控制器的新型设计具有良好的控制性能。

## 第六章 总结与展望

模糊控制自产生以来，在自动控制领域发挥着巨大作用。自从 1974 年英国工程师 Mamdani 首次将模糊控制成功应用于蒸汽机控制以来，随着计算机及其相关科学技术的发展，作为一种存在很大发展潜力的先进控制策略，模糊控制系统理论和应用研究的不断扩展和深入，模糊控制在复杂动态过程和非线性系统中占有越来越重要的地位。模糊控制技术本质上是一种非线性智能控制技术，为复杂工业过程和非线性系统的控制研究开辟了新的途径，有效的提高过程控制性能。虽然从诞生以来就面临许多争议和挑战，但是经过几十年的研究和发展，模糊控制系统的理论体系不断壮大，逐渐成为近年来控制复杂系统最富有成果的研究方法之一。

本文针对模糊控制系统研究中存在的一些问题，提出了一些自己的见解，取得了一些阶段性的研究成果。首先研究了模糊控制器结构的解析分析，然后吸收 PID 控制、模型预测模糊等相关领域的研究成果，提出两种复杂非线性过程的模糊控制器设计新方法，并且将设计的新型模糊控制器应用于暖通空调系统的温度控制中，仿真和实验结果表明提出的模糊控制策略的良好控制效果。

### 6.1 工作总结与主要创新点

纵观全文，本文的主要工作与创新点如下：

(1) 首先对模糊控制系统的研究进行了全面综述，回顾模糊控制系统的研究背景，产生与发展状况，控制器特点和基本类型，主要研究方向及发展现状，介绍模糊控制系统理论的主要研究内容，模糊控制与 PID 控制，预测控制等其它控制方法的渗透和结合研究，以及模糊控制的应用发展状况，指出目前模糊控制系统研究中存在的一些问题；提出论文的主要研究内容。

(2) 研究了模糊控制系统的基本原理，基本结构，设计方法等。通过引入一种新型模糊蕴涵运算，从数学分析的角度研究了 max-min 型模糊控制器的解析结构，详细推导了输入、输出隶属函数均采用均匀分布，

全交迭, 对称三角形模糊数的一类双输入单输出模糊控制器的结构表达式, 证明了这类模糊控制器相当于一个全局二维多值继电器与局部非线性 PD 控制器的和, 在此基础上研究了它的稳定性分析, 然后分别推证了采用 sum-product, sum-min, max-product 等不同模糊推理方法的典型模糊控制器具有相同的结构特性, 得出极限结构的相关结论, 并且对模糊控制器的结构性能进行了更深入的讨论。

(3) 为了改变模糊控制难以广泛应用到实际工业过程中的现状, 使得模糊控制器的设计更加简单, 实用, 以及便于普通操作人员理解和掌握, 提出一种利用 PID 控制器比例, 积分, 微分增益因子进行模糊控制器设计的新型方法。首先通过比较和分析选择适合实际工业应用的模糊 PID 型控制器的结构, 然后通过模糊控制器的结构分析结果表明模糊控制器本质上是一种时变非线性的 PID 控制器, 给出模糊控制器与 PID 控制器参数之间的解析关系, 利用模糊 PID 控制器的正规化因子与常规 PID 控制器增益系数之间的关系建立一种新型模糊控制器的设计方法。仿真结果表明, 这种模糊控制器的新型设计方法具有良好的控制性能。提出具体的基于 PID 控制器参数的模糊控制器设计算法。

(4) 研究了模糊变论域思想的改进算法, 并且将其应用到模糊控制器设计参数的在线调节和优化中, 从而进一步提高模糊控制系统的控制精度和动态性能。研究表明, 如果保持模糊控制器的基本论域不变, 那么通过增加模糊控制器输入变量的正规化因子的取值同样可以达到缩小论域的目的, 由于改变模糊控制器变量的论域本质上等价于改变了变量的正规化因子, 因此提高了模糊控制器在误差较小范围内的控制精度。

(5) 针对非线性系统建模困难及难以控制的特点, 提出一种基于 sum-min 推理的 Mamdani 型模糊模型预测控制策略。该方法首先建立非线性系统的 Mamdani 型模糊预测模型, 然后通过对模糊模型进行解析分析, 获得系统的一步线性化预测模型, 在此基础上推导出多步线性预测模型, 然后基于模糊线性化预测模型进行常规预测控制器设计, 从而实现了非线性系统的模糊模型预测控制, 给出了实现该方法的具体步骤。仿真实验结果表明了该算法是一种跟踪性能好, 误差较小, 鲁棒性强的有效控制方法。与常规的 PID 控制器相比, 该方法具有超调量小, 调整时间短等



优良的动态性能。

(6) 研究了暖通空调系统中新型模糊控制设计方法的应用。首先对暖通空调系统的节能与控制进行描述,研究了暖通空调系统的基本结构和主要控制回路,然后对空气处理机组的控制系统进行物理建模,在此基础上,将提出的模糊控制器新型设计方法应用到暖通空调的控制中,使得进风口空气的温度稳定在设定值,表现出很强的鲁棒性,仿真和实验结果表明了新型模糊控制器设计方法在暖通空调控制中的有效性。

最后总结了全文的主要工作,并对模糊控制下一步的研究方向进行了展望。

## 6.2 工作展望

综上所述,本论文在研究模糊系统控制方面取得了一定的进展,并获得了一些实用性成果。在所做研究的基础上,针对模糊控制系统的未来研究工作,作者认为还可以在如下几方面进行进一步的探索和研究:

(1) 本文针对 Mamdani 模糊控制模型的结构进行了解析结构分析,当输出隶属函数也采用非单点集合时,对于 T-S 模糊控制器的结构分析,极限结构特性以及稳定性分析等有待于进一步研究;

(2) 本文通过模糊控制器的结构分析结果建立了模糊 PID 控制器与常规 PID 控制器之间的解析关系,并且提出了基于 PID 控制器参数设计新型模糊控制的方法,当隶属函数更加复杂,或者模糊规则个数不断增加时,这种模糊控制器的设计将随之变得复杂,需要更加深入的研究;

(3) 本文提出的基于 Mamdani 模糊线性化模型的预测控制中,如果考虑预测控制中的常出现的约束条件,模糊预测控制过程也需要考虑系统的约束条件的影响,作者将在以后的工作中作进一步的研究;

(4) 各种先进控制技术之间的相互结合与渗透是控制理论和应用的一个发展趋势,本文将模糊控制的研究与常规 PID 控制和模型预测控制技术相结合,做了有益的尝试,模糊控制技术与其它先进控制技术,例如内模控制,鲁棒控制等的结合研究存在着很大的发展潜力;

(5) 模糊控制系统是一种发展中的先进控制技术,理论研究和现实工业过程中的应用都有待于更加广泛和深入的研究,特别是如何将一些模

糊控制系统与现代控制理论结合研究产生的理论成果应用到实际过程控制中，需要更深入的探讨，对于多变量模糊控制系统的研究也是一个很有发展潜力的研究方向：

(6) 暖通空调系统是一个多变量非线性复杂大系统，而且变量之间存在着耦合，扰动，不确定等因素，目前的控制方法还大多数局限于常规或者传统的控制技术，本文设计的模糊控制器只是对暖通空调系统中空气处理机组温度控制的一种尝试，由于应用方面的内容是作者作为联合培养博士研究生在新加坡南洋理工大学完成的，因为时间关系，作者只将本文提出的一种模糊控制器设计应用到暖通空调系统中，而且模糊控制策略在暖通空调系统节能与优化控制中的应用研究才刚刚开始，处于初始阶段，还有更多工作和课题有待研究和开发。

获取更多资料 微信搜索 蓝蓝博士

## 参考文献

- [1] Zadeh L A. Fuzzy sets. *Information and Control*[J]. 1965, 8: 338-353.
- [2] Zadeh L A. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes[J]. *IEEE Trans. on SMC*, 1973, 3(1): 28-44.
- [3] Mamdani E H. Applications of algorithms for control of simple dynamic plant[C]. *Proceeding of the Institution of Electrical Engineers*, 1974, 121(12): 1585-1588.
- [4] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 第四版. 北京: 科学出版社, 2002.
- [5] 洪奕光, 程代展. 非线性系统的分析与控制[M]. 第一版. 北京: 科学出版社, 2005.
- [6] 张化光, 孟祥萍. 智能控制基础理论及应用[M]. 第一版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [7] 诸静. 模糊控制理论与系统原理[M]. 第一版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [8] Zadeh L A. Fuzzy algorithms[J]. *Information and Control*. 1968, 12(2): 94-102.
- [9] Bellman R E, Zadeh L A. Decision-making in a fuzzy environment[J]. *Management Science*, 1969, 17(4): 141-164.
- [10] Ostergaard J J. Fuzzy logic control of a heat exchange process in fuzzy automation and decision processes[C]. Amsterdam: North Holland, 1977: 285-320.
- [11] Kickert W J M, Vanautalemcke H R. Application of a fuzzy controller in a warm water plant[J]. *Automatica*, 1976, 12 (4): 301-308.
- [12] Procyk T J, Mamdani E H. A linguistic self-organizing process controller[J]. *Automatica*, 1979, 15(1): 15-30.
- [13] Hirota K, Pedrycz W. Analysis and synthesis of fuzzy systems by the use of probabilistic sets[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1983, 10 (1): 1-13.
- [14] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control[J]. *IEEE Trans. on SMC*, 1985, 15(1): 116-132.

- [15] Kiszka J B, Kochanska M E, Sliwinska D S. The influence of some fuzzy implication operators on the accuracy of a fuzzy model[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1985, 15(2): 111-128.
- [16] Dubois D, Prade H. The treatment of uncertainty in knowledge-based systems using fuzzy sets and possibility theory[J]. International Journal of Intelligent Systems, 1988, 3(2): 141-165.
- [17] Kiriakidis K. Robust stabilization of the Takagi-Sugeno fuzzy model via bilinear matrix inequalities[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 2001, 9(2): 269-277.
- [18] Sugeno M, Yasukawa T. A fuzzy logical based approach to qualitative modeling[J]. IEEE Trans. On Fuzzy Systems, 1993, 1: 7-25.
- [19] [19]Wang W, Sun C H. A relaxed stability criterion for T-S fuzzy discrete systems[J]. IEEE Trans. on SMC, 34(5): 2155-2158.
- [20] Takagi T, Sugeno M. A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up control of truck-trailer[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1994, 2(2): 119-133.
- [21] Sanchez E. Resolution of composite fuzzy relation equations[J]. Information and Control, 1976, 30(1): 38-48.
- [22] [22]Pedrycz W. An approach to the analysis of fuzzy systems[J]. Intenational Journal of Control, 1981, 34(3): 403-421.
- [23] 陈建勤, 吕剑虹, 陈来九. 模糊控制系统的闭环模型及稳定性分析[J]. 自动化学报, 1994, 20: 1-9.
- [24] 陈建勤, 吕剑虹, 陈来九. 利用关系矩阵分析模糊控制系统的稳定性[J]. 控制理论与应用, 1995, 12(5): 635-639.
- [25] Ikeda M, Izumi M, Fukunaga K. Object recognition using model relation based on fuzzy logic[J]. IEICE Transactions on Information and Systems, 1996, 79(3): 222-229.
- [26] Cao S G, Rees N W, Feng G. Analysis and design for a class of complex control systems part I: Fuzzy modeling and identification[J]. Automatica, 1997, 33 (6): 1017-1028.

- [27] Cao S G, Rees N W, Feng G. Analysis and design for a class of complex control systems part 2: fuzzy controller design[J]. Automatica, 1997, 33(6): 1029-1039.
- [28] Cao S G, Rees N W, Feng G. Quadratic stability analysis and design of continuous-time fuzzy control systems[J]. International Journal of Systems Science, 1996, 27(2): 193-203.
- [29] Euntai Kim, Minkee Park. A new approach to fuzzy modeling[J]. IEEE Trans on Fuzzy Systems, 1997, 5(3): 328-337.
- [30] Horikawa. On fuzzy modeling using FNNs with the back-propagation algorithm[J]. IEEE Trans. on Neural Networks, 1992, 3(5): 801-806.
- [31] Lin Y, Cunningham G A. A new approach to fuzzy-neural modeling[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1995, 3(2): 190-197.
- [32] Li Ren-hou. Fuzzy logic controller based on genetic algorithms[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1996, 83(1): 1-10.
- [33] Joo Y H. Fuzzy system modeling by fuzzy partition and GA hybrid schemes[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1997, 86(2): 279-288.
- [34] You S S, Wook C A. fuzzy modeling method with a GA hybrid scheme[C]. the Proceeding of the 2nd Asian Control Conference, 1997: 529-532.
- [35] Tang K L, Mulholland R J. Comparing fuzzy logic with classical controller designs[J]. IEEE Trans. on SMC, 1987, 17(6): 1085-1087.
- [36] Abdelnour G, cheung J Y, Chang C H et al. Design of a fuzzy controller using input and output mapping factors[J]. IEEE Trans. on SMC, 1991, 21(5): 952-960.
- [37] Siler W, Ying H. Fuzzy control theory: the linear case[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1989, 33(2): 275-290.
- [38] Ying H, Siler W, Buckley J J. Fuzzy control theory: a nonlinear case[J]. Automatica, 1990, 26(3): 513-520.
- [39] Buckley J J, Ying H. Fuzzy controller theory: limit theorems for linear fuzzy control rules[J]. Automatica, 1989, 25(3): 469-472.
- [40] Buckley J J. Fuzzy controller: further limit theorems for linear control

- rules[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1990, 36: 225-233.
- [41] 张乃尧. 典型模糊控制器的结构分析[J]. *模糊系统与数学*, 1997, 11(2): 10-21.
- [42] 李宁, 张乃尧. 采用不同的模糊控制推理方法对典型模糊控制器的结构分析[J]. *模糊系统与数学*, 1998, 12(3): 85-92.
- [43] 李宁, 张乃尧. 典型模糊控制器的解析表达式及其系统化设计方法[J]. *控制与决策*, 2000, 15(1): 79-82.
- [44] 曾珂, 张乃尧, 徐文立. 采用伪梯形隶属函数的一类模糊控制器的结构分析[J]. *中国科学(E辑)*, 2000, 30(4): 320-330.
- [45] 丁永生. 解析模糊控制理论: 模糊控制系统的结构和稳定性分析[J]. *控制与决策*, 2000, 15(2): 129-135.
- [46] Lu J L, Chen G R, Ying H. Predictive fuzzy PID control: theory, design and simulation[J]. *Information Science*, 2001, 137(1): 157-187.
- [47] Chen L, Chen G R. Fuzzy modeling, prediction, and control of uncertain chaotic systems based on time series[J]. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I-Fundamental Theory and Application*, 2000, 47 (10): 1527-1531.
- [48] Wang L X. Fuzzy systems are universal approximators[C]. *IEEE International Conference on Fuzzy systems*. San Diego, CA, 1992: 1163-1170.
- [49] Kosko B. Fuzzy systems as universal approximators[J]. *IEEE Trans. on Computers*, 1994, 43 (4): 1329 -1333.
- [50] Dickerson J A, Kosko B. Fuzzy function approximation with ellipsoidal rules[J]. *IEEE Trans. on SMC*. 1996, 26(4): 542-560.
- [51] Buckley J J, Hayashi Y. Fuzzy input-output controller are universal Approxiamtors[J]. *Fuzzy Sets and Systems*. 1993, 58(3): 273-278.
- [52] Ying H. Sufficient conditions on general fuzzy systems as function approximators[J]. *Automatica*, 1994, 30(3): 521-525.
- [53] Buckley J J. Sugeno type controller is universal Approximators[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1993, 53: 299-303.
- [54] Castro J L. Fuzzy logic controllers are universal approximators[J]. *IEEE Trans. on SMC*, 1995, 25(4): 629-635.

- [55] Castro L, Pelgado M. Fuzzy systems with defuzzification are universal approximators[J]. IEEE Trans. on SMC, 1996, 26(1): 149-152.
- [56] Zeng X L, Singh M G. Approximation theory of fuzzy systems-MIMO case[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1995, 3(2): 219-235.
- [57] Zeng X J, Singh M G. Approximation theory of fuzzy systems-SISO case[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1994, 2(2): 162-176.
- [58] Zeng X J, Singh M G. A relationship between membership functions and approximation accuracy in fuzzy systems[J]. IEEE Trans. SMC, 1996, 26(1): 176-180.
- [59] Tong R M. Analysis and control of fuzzy systems using the relation matrix[J]. International Journal of Control, 1978, 27: 670-686.
- [60] Gupta M M, Trojan G M, Kiszka J B. Controllability of fuzzy dynamic systems[J]. IEEE Trans. on SMC, 1986, 16(4): 576-582.
- [61] Kiszka J B, Gupta M M, Nikiforeuk P N. Energetic stability of fuzzy dynamic to modeling and control[J]. IEEE Trans. on SMC, 1985, 15(5): 583-592.
- [62] Tanaka K and Sugeno M. Stability analysis and design of fuzzy control systems[J]. Fuzzy Sets Systems, 1992, 45: 135-246.
- [63] Takagi T, Sugeno M. A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up control of truck-trailer[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1994, 2(2): 119-133.
- [64] Tanaka K, Wang H O. Robust stabilization of a class of uncertain nonlinear systems via fuzzy control: quadratic stability, control theory and linear matrix inequalities[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1996, 4(1): 1-14.
- [65] He S Z. Design of an on-line rule-adaptive fuzzy control system[C]. IEEE International Conference on Fuzzy Systems, San Diego, 1992: 83-91.
- [66] Procyz T J, Mamdani E H. A linguistic self-organizing process controller[J]. Automatica, 1979, 15(1): 15-30.
- [67] Shao Shihuang. Fuzzy self-organizing controller and its applications for

- dynamic process[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1988, 26: 15-26.
- [68] Raju G V S. Adaptive hierarchical fuzzy controller[J]. IEEE Trans on SMC, 1993, 23(4): 973-980.
- [69] Zhang B S, Edmunds J M. Self-organizing fuzzy logic controller[J]. IEE Proceedings of Control Theory and Applications, 1992, 139(5): 460-464.
- [70] Linkens D A, Nie J. Back-propagation neural-network based fuzzy controller with a self-learning teacher[J]. International Journal of Control, 1994, 60(1): 17-39.
- [71] Linkens D A, Nie J. Constructing rule-based for multivariable fuzzy control by self-learning. Part 1: System structure and self-learning[J]. International Journal of Systems Science, 1993, 24(1): 111-127.
- [72] Rhee F V D, Vander R F, Van N H R et al. Knowledge based fuzzy control of systems[J]. IEEE Trans. AC, 1990, 35(2): 148-152.
- [73] Jeon G J, Lee P G. Structure of multivariable fuzzy control systems with a coordinator[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1995, 71: 85-94.
- [74] 陈建勤, 陈来九. 适应性模糊控制系统的研究[J]. 控制与决策, 1993, 8(6): 444-448.
- [75] Lee J. On method for improving performance of PI-type fuzzy logic controllers design[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1993, 1(4): 298-301.
- [76] Ying H. Deriving analytical input-output relationship for fuzzy controllers using arbitrary input fuzzy sets and Zadeh fuzzy AND operator. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 14(5): 654-662.
- [77] Ying H. The simplest fuzzy controllers using different inference methods are different nonlinear proportional-integral controller with variable gain[J]. Automatica, 1993, 29(6): 1579-1589.
- [78] Chen C L, Wang S N, Heich C C et al. Theoretical analysis of crisp-type fuzzy logic controllers using varioust-norm sum gravity inference methods[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1998, 6(1): 122-136.
- [79] Buckley J J. Nonlinear fuzzy controller[J]. Information Science, 1992, 60(2): 261-274.



- [80] Filev D P, Yager R R. On the analysis of fuzzy logic controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1994, 68(1): 39-66.
- [81] Nyberg M, Pao Y H. Automatic optimal design of fuzzy systems based on universal approximation and evolutionary programming[C]. the Proceeding of Fuzzy Logic and Intelligent Systems, Boston, 1995: 311-366.
- [82] Li H X, Gatland H B. A new methodology for designing a fuzzy logic controller[J]. IEEE Trans. on SMC, 1994, 2: 245-254.
- [83] Ying H. The Takagi-Sugeno fuzzy controllers using the simplified linear control rules are nonlinear variable gain controllers[J]. Automatica, 1998, 34(2): 157-167.
- [84] Li H X. A comparative design and tuning for conventional fuzzy control[J]. IEEE Trans. On SMC, 1997, 27(5): 884-889.
- [85] Liu X J, Zhang H S, Chai T Y. Structure analysis of three-dimensional fuzzy controller[J]. Acta Automatica Sinica, 1998, 24(2): 230-235.
- [86] Hu B G, Mann G K I, Gosine R G. Study of dimensionality of fuzzy inference for fuzzy PID controllers[J]. Acta Automatica Sinica, 1998, 24(5): 608-615.
- [87] Blanchett T P, Kember G C, Dubay R. PID gain scheduling using fuzzy logic[J]. ISA Transactions, 2000, 39: 317-325.
- [88] Chen G. Conventional and fuzzy PID controllers: an overview[J]. International Journal of Intelligent Control and Systems, 1996, 1: 235-246.
- [89] Bandyopadhyay R, Chakraborty U K, Patranabis D. Autotuning a PID controller: a fuzzy-genetic approach[J]. Journal of Systems Architecture, 2001, 47: 663-673.
- [90] Kraus T W, Myron T J. Self-tuning PID controller uses pattern recognition approach[J]. Control Engineering, 1984: 106-111.
- [91] Hoopes H S, Hawk W M, Lewis J R C. A self-tuning controller[J]. ISA transactions, 1983, 22: 49-58.
- [92] Bandyopadhyay R, Patranabis D. A fuzzy logic based PI autotuner[J]. ISA

- transactions, 1998, 37(3): 227-235.
- [93] Bandyopadhyay R, Chakraborty U K, Patranabis D. A new autotuning algorithm for PID controllers using dead-best format[J]. ISA transactions, 2001, 40(3): 255-266.
- [94] Xu J X, Liu C, Hang C C. Tuning of fuzzy PI controllers based on gain/phase margin specifications and ITAE index[J]. ISA transactions, 35(1): 79-91.
- [95] Ahn K K, Nguyen B K. Position control of shape memory alloy actuators using self tuning fuzzy PID controller[J]. International journal of control automation and systems, 2006, 4(6): 756-762.
- [96] Kim D H. Robust intelligent tuning of PID controller for multivariable system using clonal selection and fuzzy logic[J]. Lecture Notes in Artificial Intelligence, 2005, 36(4): 848-853.
- [97] Sanjuan M, Kandel A, Smith C A. Design and implementation of a fuzzy supervisor for on-line compensation of nonlinearities: An instability avoidance module[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2006, 19 (3): 323-333.
- [98] Hamzaoui A, Essoumbouli N, Henmahammed K et al. State observer based robust adaptive fuzzy controller for nonlinear uncertain and perturbed systems[J]. IEEE Trans. on SMC, 2004, 34(2): 942-950.
- [99] Henriques J, Cardoso A, Dourado A. Supervision and c-Means clustering of PID controllers for a solar power plant[J]. International Journal of Approximate Reasoning, 1999, 22(1): 73-91.
- [100] Ketata R, Degeest D, Titli A. Fuzzy controller-design, evaluation, parallel and hierarchical combination with a PID controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1995, 71 (1): 113-129.
- [101] Tzafestas S G. Fuzzy systems and fuzzy expert control-an overview[J]. Knowledge Engineering Review, 1994, 9(3): 229-268.
- [102] Robert P C, Kuldip S R. A fuzzy logic supervisor for PID control of unknown systems[C]. IEEE International Symposium on Intelligent

- Control, USA, 1994: 22-26.
- [103] Raul G R, Kwang Y L. Wide Range Operation of a Power Unit via Feedforward Fuzzy Control[J]. IEEE Trans. on Energy Conversion, 2000, 15(4): 421-426.
- [104] Van N, Lemke H R, Wang D Z. Fuzzy PID Supervisor[C]. Proceedings of 24<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control, USA, 1985: 602-608.
- [105] Garduno R R, Lee K Y. Fuzzy supervisor for power plant cyclic operation[C]. Proceedings of Intelligent System Applications to Power Systems, 1997: 431-435.
- [106] Maeda M, Murakami S. A self-tuning fuzzy controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1992, 51(1): 29-40.
- [107] Chen L, Zhang J M, Wang S Q. Scheduling and control co-design for delay compensation in the networked control system[J]. Asian Journal of Control, 2006, 8(2): 124-134.
- [108] Tsang K M. Auto-tuning of fuzzy logic controllers for self-regulating processes[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 120(1): 169-179.
- [109] Jian P, Zhao L M, Wang D J. Fuzzy PID control of traction system for vehicles[C]. Proceedings of International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2005, 2: 773-777.
- [110] Guo S, He Y, Fang M. Design of a fuzzy pre-compensator PID tension controller for fabric based on DSP[C]. Control, Automation, Robotics and Vision Conference, 2004, 3: 1895-1900.
- [111] Gharieb W, Nagib G. Fuzzy intervention in PID controller design[J]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2001, 3: 1639-1643.
- [112] Tani T, Umamo M, Utashiro M. Application of practical fuzzy-PID hybrid control system to petrochemical plant[C]. Proceedings of the Third IEEE Conference on fuzzy systems, 1994, 2: 1211-1216.
- [113] Zhang Z, Huo Z, Xiao Z. PID control with fuzzy compensation for hydroelectric generating unit[C]. International Conference on Power System Technology, 2002, 4: 2348-2352.

- [114]Zhang J, Liu Z, Run P. Two-degree-of-freedom PID control with fuzzy logic compensation[C]. International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2002, 3: 1498-1501.
- [115]Ho S J, Shu L S, Ho S Y. Optimizing fuzzy neural networks, for tuning PID controllers using an orthogonal simulated annealing algorithm[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 2006, 14 (3): 421-434.
- [116]Mansour S E, Kember G C, Dubay R et al. Online optimization of fuzzy-PID control of a thermal process[J]. ISA transactions, 2005, 44 (2): 305-314.
- [117]Lu J, Hu Y X. An algorithm for the optimal tuning of fuzzy PID controllers on precision measuring device[J]. Lecture Notes in Computer Science, 2004, 33(1): 7-12.
- [118]Ghoshal S P. Optimizations of PID gains by particle swarm optimizations in fuzzy based automatic generation control[J]. Electric Power Systems Research, 2004, 72 (3): 203-212.
- [119]Guzelkaya M, Eksin I, Gurleyen F. A new methodology for designing a fuzzy logic controller and PI, PD blending mechanism[J]. Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, 2001, 11(1): 85-98.
- [120]Zhang D W, Tian Y L, Yan B. Application of hybrid fuzzy PID control to auxiliary workpiece table[J]. Materials Science Forum, 2004, 472: 264-268.
- [121]王爽心, 姜妍, 李亚光. 基于混合混沌优化策略的汽轮机调速系统模糊免疫PID控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 70-74.
- [122]杨宁. 电阻加热炉解耦模糊Smith预估PID控制研究与仿真[J]. 系统仿真学报, 2006, 18(9): 2566-2569.
- [123]曾光, 苏彦民, 柯敏倩等. 用于无功静补系统的模糊-PID 控制方法[J]. 电工技术学报, 2006, 21(6): 40-44.
- [124]Jonghwan K. Generalized predictive control using fuzzy neural network model[C]. Proceedings of Computational Intelligence conference on neural network, 1994, (4): 2596-2598

- [125]He Ming, Cai Wenjian, Li Shaoyuan. Multiple fuzzy model-based temperature predictive control for HVAC systems[J]. Information Sciences, 2005, 169: 155-174.
- [126]Marko L, Igor S, Hector G, et al. Predictive functional control based on fuzzy model: magnetic suspension system case study[J]. Engineering Applications of Artificial Intelligence, 2003, 16: 425-430.
- [127]Roubos J A, Molloy S, Babuska R et al. Fuzzy model-based predictive control using Takagi-Sugeno model[J]. International Journal of Approximate Reasoning, 1999, 22: 3-30.
- [128]Chenhuei H, Jyhhorng C, Wu Y. Optimal predicted fuzzy controller of a constant turning force system with fixed metal removal rate[J]. Journal of Material Processing Technology, 2002, 123: 22-30.
- [129]Oliver H, Oliver N, Olaf M. Nonlinear system identification and predictive control of a heat exchanger based on local fuzzy models[C]. Proceedings of the American Control Conference, 1997, 5: 3294-3298.
- [130]Lu J, Chen G, Ying H. Predictive fuzzy PID control: theory, design and simulation[J]. Information Sciences, 2001, 137: 157-187.
- [131]Alexander F, Martin F, Oliver N et al. Supervision of nonlinear adaptive controllers based on fuzzy models[J]. Control Engineering Practice, 2000, 8: 1093-1105.
- [132]Wong C H, Shah S L, Fisher D G. Fuzzy relational predictive identification[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2000, 113: 417-426.
- [133]Wong C H, Shah S L, Bourke M et al. Adaptive fuzzy relational predictive control[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2000, 115: 247-260.
- [134]Predrag D, Vukovic. One-step ahead predictive fuzzy controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 2001, 122: 107-115.
- [135]李少远, 席裕庚. 模糊动态环境下复杂系统的满意优化控制[J]. 自动化学报, 2002, 28(3): 408-412.
- [136]魏刚, 陈米九. 模糊预测控制及其在过热汽温控制中的应用[J]. 中国电机工程学报, 1996, 16(1): 17-21.

- [137]冯晓云, 赵冬梅, 李治. 基于满意优化的模糊多目标预测控制算法研究[J]. 西南交通大学学报, 2002, 37(1): 99-102.
- [138]李少远, 王群仙. 基于模糊反馈校正的广义预测控制[J]. 系统工程与电子技术, 1997, 10(1): 50-53.
- [139]张吴, 郁滨. 在预测领域中应用模糊控制的研究[J]. 自动化学报, 1999, 25(5): 620-626.
- [140]张阿卜, 吴虎玉. 一种模糊预测控制器的学习和整定方法[J]. 厦门大学学报, 1999, 38(6): 816-820.
- [141]Celst B, Vicken K. Predictive fuzzy expert controllers[J]. Computer Engineering, 1991, 20(2): 199-209.
- [142]庞高胜. 模糊-线性复合控制. 刘增良主编. 模糊技术与应用选编[C](1), 北京: 北京航空航天大学出版社, 1997, 64-69.
- [143]陈常祥. 预报式模糊控制器及其应用[J]. 模糊系统与数学, 1994, 1(8): 86-92.
- [144][144]Yager R R. Implementing fuzzy logic controller using a neural network[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1992, 48: 53-64.
- [145]Buckley J J, Hayashi Y. Hybrid neural net can be fuzzy controllers and fuzzy expert systems[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1993, 60: 135-142.
- [146]Saman K, Thoamas H. Fuzzy neural networks: between functional equivalence and applicability[J]. International Journal of Neural Systems, 1995, 8(2): 185-196.
- [147]Hunt K, Haas J R, Brown M. On the functional equivalence of fuzzy inference systems and spline-based networks[J]. International Journal of Neural Systems, 1995, 6(2): 171-184.
- [148]王立新. 自适应模糊系统与控制—设计与稳定性分析[M]. 第一版. 北京: 国防工业出版社, 1995.
- [149]Karr C L, Gentry E J. Fuzzy control of PH using genetic algorithms[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1993, 1(1): 46-53.
- [150]Park D. Genetic-based new fuzzy reasoning methods with application to fuzzy control[J]. IEEE Trans. on SMC, 1994, 24(1): 39-47.
- [151]Homaifar A, McCormick E. Simultaneous design of membership functions

- and rule sets for fuzzy controllers using genetic algorithms[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1995, 3(2): 129-139.
- [152]Ishibuchi H. Selecting fuzzy if-then rules for classification problems using genetic algorithms[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1995, 3(2): 260-270.
- [153]Linkens D A, Nyongesa H O. Genetic algorithms for fuzzy control. Part 1. Offline system development and application[J]. IEE Process of control Theory Application, 1995, 142 (3): 161-176.
- [154]Linkens D A, Nyongesa H O. Genetic algorithms for fuzzy control. Part 2. Online system development and application[J]. IEE Process of Control Theory Application, 1995, 142 (3): 177-185.
- [155]Shieh J S, Linkens D A, Peacock J E. Hierarchical rule-based and self-organizing fuzzy logic control of anaesthesia[J]. IEEE Trans. on SMC, Part C, 1999, 29 (1): 98-109.
- [156]Mirzaei A, Moallem M, Dehkordi B M et al. Design of an optimal fuzzy controller for antilock braking systems[J]. IEEE Trans. on Vehicular Technology, 2006, 55 (6): 1725-1730.
- [157]Chang W, Park J B, Joo Y H. GA-based intelligent digital redesign of fuzzy-model-based controllers[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 2003, 11(1): 35-44.
- [158]Kim S, Vachtsevanos G J. An intelligent approach to integration and control of textile processes[J]. Information Science, 2000, 123 (4): 181-199.
- [159]Tong S K, Shahidehpour S M, Ouyang Z. A heuristic short-term unit commitment[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1991, 6(3): 1210-1216.
- [160]Buckley J J, Ying H. Expert fuzzy controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1991, 44(3): 373-390.
- [161]Yoneyana J. Control for Takagi-Sugeno fuzzy systems[J]. International Journal of Systems Science, 2001, 32 (7): 915-924.

- [162]Su C Y, Stepanenko Y. Adaptive control of a class of nonlinear systems with fuzzy logic[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1994(2): 285-294.
- [163]卢志刚, 吴士昌, 于灵慧. 非线性自适应逆控制及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2004: 125-138.
- [164]Palm R. Sliding model fuzzy control[C]. IEEE International Conference on Fuzzy Systems, USA, 1992: 519-526.
- [165]Aly G M, Tayeb M A. Fuzzy logic-based variable structure controllers[J]. Journal of Microcomputer Applications, 1995, 18(2): 115-125.
- [166]Palm R. Robust control by Fuzzy sliding mode[J]. Automatica, 1994, 2(4): 277-284.
- [167]Wa J C, Liu T S. A sliding-mode approach to fuzzy control design[J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 1996, 4(2): 141-151.
- [168]Li H X, Gadland H B, Green A W. Fuzzy variable structure control[J]. IEEE Trans. on SMC, 1997, 27(2): 306-312.
- [169]Glower J S, Munighan J. Designing fuzzy controllers from a variable structure standpoint[J]. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1997, 5(1): 138-144.
- [170]Wu J C, Liu T S. A sliding-mode approach to fuzzy control design[J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 1996, 4(2): 141-151.
- [171]Kim S W, Lee J J. Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface[J]. Fuzzy Set and Systems, 1995, 71(3): 359-367.
- [172]Dong W P, Seung B C. Moving sliding surface for high-order variable structure systems[J]. International Journal of Control, 1999, 72 (11): 960-970.
- [173]Palm R, Driantov D. Stability of fuzzy gain schedulers: Sliding-mode based analysis[A]. IEEE International Conference on Fuzzy Systems[C], Spain, 1997, 1: 177-183.
- [174]Yi S Y, Chung M J. Systematic design and stability analysis of a fuzzy logic controller[J]. Fuzzy Sets and Systems, 1995, 72 (3): 271-298.
- [175]Ying H. A nonlinear fuzzy controller with linear control rules is the sum



- of a global two-dimensional multilevel relay and a local nonlinear proportional integral controller[J]. *Automatica*, 1993, 29(2): 499-505.
- [176] Buckley J J. Theory of the fuzzy controller: an introduction[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1992, 51: 249-258.
- [177] Bouslama F, Ichikawa A. Fuzzy control rules and their natural control laws[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1992, 48: 65-89.
- [178] Ying H. Analytical structure of a two-output fuzzy controller and its relation to PI and multilevel relay controllers[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1994, 63: 21-33.
- [179] Ying H. General analytical structure of typical fuzzy controllers and their limiting structure theorems[J]. *Automatica*, 1993, 29(4): 1139-1143.
- [180] Ying H. Practical design of nonlinear fuzzy controllers with stability analysis for regulating processes with unknown mathematical model[J]. *Automatica*, 1994, 30(7): 1185-1195.
- [181] Filiv D P, Yager R R. On the analysis of fuzzy logic controllers[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1994, 68: 39-66.
- [182] Lee C C. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-Part I, II[J]. *IEEE Trans. on SMC*, 20(2): 404-435.
- [183] Donald P B, Giri K T. A decision aid for the selection and scheduling of software maintenance projects[J]. *IEEE Trans. on SMC*, 1996, 26(2): 203-212.
- [184] Astrom K J. Towards Intelligent PID control[J]. *Automatica*, 1992, 28(1): 1-9.
- [185] 戴国骏, 王小平, 张翔. 模糊蕴涵算子的性质和合成推理算法的扩展[J]. *系统工程理论与实践*, 2006, 5: 88-92.
- [186] 尤飞, 冯艳宾, 李洪兴. 模糊蕴涵算子及其构造 I [J]. *北京师范大学学报(自然科学版)*, 2003, 39(5): 606-611.
- [187][187] 孟广武, 张兴芳. 模糊数的运算法则[J]. *模糊系统与数学*, 2001, 15(3): 25-29.
- [188] 张乃尧, 阎平凡. *神经网络与模糊控制*[M]. 第一版. 北京: 清华大学出版社,

- 1998.
- [189]Defiguerrredo R J, Chen G. Nonlinear feedback control systems: an operator theory approach[M]. New York: Academic, 1993.
- [190]Richard C D, Robert H B. Modern Control Systems[M], Ninth Edition. Beijing: Science Publication, 2005.
- [191]Johansson M, A. Rantzer. Computation of piecewise quadratic Lyapunov functions for hybrid system[J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 1998, 43: 555-559.
- [192]Astrom, K J, Hagglund T. PID controllers: theory, design, and tuning [M]. 2nd ed. Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995.
- [193]Glickman S, Nudelman G, Kullesky R. Identification-based PID control tuning for power station processes[J]. IEEE Trans. on Control Systems Technology, 2004, 12(1): 123-132.
- [194]B. Kosko. Neural networks and fuzzy systems[M], Prentice hall, 1993.
- [195]Bandyopadhyay R, Chakraborty U K, Patranabis D. Autotuning a PID controller: a fuzzy-genetic approach[J]. Journal of Systems Architecture, 2001, 47: 663-673.
- [196]Leonid R, Omar G, Bourmistrov A. PID plus fuzzy controller structures as a design base for industrial applications[J]. Engineering Application of Artificial Intelligence, 2000, 13: 419-430.
- [197]James C, Chen G, Haluk O. Fuzzy PID controller: design, performance evaluation, and stability analysis[J]. Information Science, 2000, 123: 249-270.
- [198]Xu J, Hang C, Liu C. Parallel structure and tuning of a fuzzy PID controller[J]. Automatica, 2000, 36: 673-684.
- [199]Ying H. The simplest fuzzy controllers using different inference methods are different nonlinear proportional-integral controllers with variable gains[J]. Automatica, 1993, 29: 1579-1589.
- [200]Ziegler J G, Nichols N B. Optimum settings for automatic controllers[J]. ASME Transactions, 1942, 64: 759-768.

- [201] Li Hongxing. The essence of fuzzy control and a kind of fine fuzzy controller[J]. *Control Theory and Application*, 1997, 14(6): 868-872.
- [202] 席裕庚. 预测控制. 第一版. 北京: 国防工业出版社. 1993.
- [203] Richalet J, Rault A J L, Testud etc. Model predictive heuristic control: Application to industrial processes[J]. *Automatica*, 1978, 14(5): 413-428.
- [204] Sousa J M, Babuska R, Verbruggen H B. Fuzzy predictive control applied to an air-conditioning system[J]. *Control Engineering Practice*, 1997, 10(5): 1395-1406.
- [205] Predrag, Vukovic D. One-step ahead predictive fuzzy controller[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2001, 122(1): 107-115.
- [206] Teeter J, Chow M Y. Application of functional link neural network to HVAC thermal dynamic system identification[J]. *IEEE Trans. On Industrial Electronic*, 1998, 45(1): 170-176.
- [207] Osman. Application of general regression neural network in HVAC process identification and control[J]. *ASHRAE Transaction*, 1996, 102(1): 1147-1156.
- [208] Liu X F, Dexter A. Fault-tolerant supervisory control of VAV air-conditioning systems[J]. *Energy and Buildings*, 2001, 33(4): 379-389.
- [209] Ghiaus C. Fuzzy model and control of a fan-coil[J]. *Energy and Buildings*, 2001, 33(6): 545-551.
- [210] Marko L, Igor S, Hector G et al. Predictive functional control based on fuzzy model: magnetic suspension system case study[J]. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2003, 16: 425-430.
- [211] Roubos J A, Mollov S, Babuska R, et al. Fuzzy model-based predictive control using Takagi-Sugeno model[J]. *International Journal of Approximate Reasoning*, 1999, 22: 3-30.
- [212] Wong C H, Shah S L, Fisher D G. Fuzzy relational predictive identification[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 2000, 113: 417-426.
- [213] Culter C R, Ramaker B L. Dynamical matrix control-A computer control algorithm[C]. *Proceedings of the American Control Conference*, San

- Francisco, 1980: 187-195.
- [214] Keyser De, Van R M C, Cauwenberghe A R. Extended predictive self-adaptive control: identification and system parameter estimation[M]. Oxford: Pergamon Press, 1985, 1255-1260.
- [215] Clarke D W, Mohtadi C, Tuffs P S. Generalized Predictive Control[J]. Automatica, 1987, 23(2): 137-162.
- [216] Garcia C E, Morari M. Internal model control, a unifying review and some new results[C]. IEC Process, Des, Dev, 1982, 21(2): 308-323.
- [217] Morari M, Lee J H. Model predictive control: past, present and future[J]. Computers and Chemical Engineering, 1999, 23: 667-682.
- [218] Garcia C E, Prett D M, Morari M. Model predictive control: theory and practice—a survey[J]. Automatica, 1989, 25(2): 335-348.
- [219] Henson M.A. Nonlinear Model Predictive Control: Current status and future Directions[J]. Computer Chemical Engineering, 1998, 23: 187-202.
- [220] Ying H. Sufficient conditions on general fuzzy systems as function approximators[J]. Automatica, 1994, 30(3): 521-525.
- [221] Skimin G K. Technicians guide to HVAC systems[M]. New York: McGraw-Hill Inc., 1995.
- [222] Kreith F, West R E. CRC handbook on energy efficiency[M]. Boca Raton: CRC Press, 1997.
- [223] Salsbury T I. A temperature controller for VAV air-handling units based on simplified physical models[J]. HVAC&R Research, 1998, 3 (3): 264-279.
- [224] Kasahara M, Matsuba T. Design and tuning of robust PID controller for HVAC systems[J]. ASHRAE Transactions. 1999, 105(2): 154-166.
- [225] Qiang Bi, Wen-Jian Cai, Qing-Guo Wang, et al. Advanced controller auto-tuning and its application in HVAC systems[J]. Control Engineering Practice, 2000, 8: 633-644.
- [226] 晋欣桥, 任海刚, 李晓峰. 变风量空调系统新风量的实时预测[J]. 上海交通大学学报, 2002, 36(11): 1640-1643.
- [227] 魏东, 张明耀, 支蕴. 神经网络非线性预测优化控制及仿真研究[J]. 系统仿真

- 学报, 2005, 17(3): 697-701.
- [228]李绍勇, 崔旭春, 王刚等. 空调房间室温广义预测控制的仿真研究[J]. 建筑热能通风空调, 2003, 22(6): 23-26.
- [229]晋欣桥, 孙金龙, 杜志敏. 变风量空调系统中基于预测的末端再热控制策略[J]. 上海交通大学学报, 2006, 40(2): 316-325.
- [230]Sousa J M, Babuska R, Verbruggen H B. Fuzzy predictive control applied to an air-conditioning system[J]. Control Engineering Practice, 15(10): 1395-1406.
- [231]Richard T, Arthur D. A fuzzy decision-making approach to temperature control in air-conditioning systems[J]. Control Engineering Practice, 1998, 1(13): 689-698.
- [232]Moreira V D, Amaral W C, Ferreira P A. A new approach for robust model predictive control with an application to an air-conditioning system[C]. Proceedings of IEEE international conference on control applications, Taipei, 2004: 667-672.
- [233]李玉云, 王永冀. 人工神经网络在暖通空调领域的应用研究发展[J]. 暖通空调, 2001, 31(1): 38-41.
- [234]晋欣桥, 夏清, 王盛卫. 采用自适应模型的在线AHU送风温度控制[J]. 制冷空调, 1999, 27(5): 45-48.
- [235]董超俊, 刘贤坤, 湛德照. HVAC系统最优控制模型的开发及应用[J]. 工业仪表与自动化装置, 2001, 4: 26-30.
- [236]Singh G, Zaheeruddin M, Patel R V. Adaptive control of multivariable thermal processes in HVAC systems[J]. Energy Conversion & Management, 2000, 41: 1671-1685.
- [237]Ohiaus C. Fuzzy model and control of a fan-coil[J]. Energy and Buildings, 2001, 33: 545-551.
- [238]Alcala R, Casills J, Cordon O. A genetic rule weighting and selection process for fuzzy control of heating, ventilating and air conditioning systems[J]. Engineering Application of Artificial Intelligence, 2005, 18: 279-296.

- [239]曹国庆, 姜承芝, 安大伟. 模糊PID自整定控制在空调系统中的应用研究[J]. 暖通空调, 2004, 34(10): 106-109.
- [240]Yingguo P, Zhang H, Bien Z. A simple fuzzy adaptive control method and application in HVAC[C]. Proceedings of Fuzzy Systems Conference on Computational Intelligence, 1998: 528-532.
- [241]House J M, Smith T F. Optimal control of building and HVAC systems[C]. Proceeding of American Control Conference, 1995, 6: 4326-4330.
- [242]Yao-wen Wang, Wen-Jian Cai. A simplified modeling of cooling coils for control and optimization of HVAC systems[J]. Energy Conversion and Management, 2004, 45: 2915-2930.
- [243]Waldram J R. The theory of thermodynamics[M]. New York: Cambridge University Press, 1985.
- [244]Salsbury T I. A temperature controller for VAV air-handling units based on simplified physical models[J]. HVAC&R Research, 1998, 3 (3): 264-279.
- [245]Kasahara M, Matsuba T. Design and tuning of robust PID controller for HVAC systems[J]. ASHRAE Transactions, 1999, 105(2): 154-166.

## 致 谢

衷心感谢我的导师贾磊教授，本学位论文是在导师的精心指导和悉心关怀下完成的，论文的每一部分工作和成果都凝聚着导师的心血和智慧。导师渊博的学识，独到的学术见解，平易近人的学者风范，细致耐心的指导将永远激励着我，导师的教诲、鼓励、关心使我受益匪浅，特别感谢导师资助学生赴新加坡学习一年，提供了作者开拓视野和增长学识的难得机会，在此谨向导师表示最崇高的敬意和最诚挚的谢意！

特别感谢新加坡南洋理工大学的导师蔡文剑教授，在新加坡学习的一年之中，蔡老师给予作者学术上的悉心指导和生活上的关心帮助，让我终生难忘，导师严谨的治学态度和良好的学术氛围使我受益匪浅。

作者感谢山东大学钟麦英教授、李岐强教授、张承慧教授、张承进教授，王玉振教授、史开泉教授、常发亮教授等导师们的热心指导与帮助，在此致以真诚的感谢。

感谢山东大学控制学院的各位老师的培养和帮助，特别感谢王雷，高瑞，杨立才，胡咏梅，刘红波，马昕，杜晓通等老师给予作者的无私帮助。感谢我的博士同学路飞，高永超，宋会英，魏强等及青岛海洋大学的于海生教授。感谢实验室的各位师兄，师姐，师弟，师妹的帮助，他们的支持和帮助伴我度过了难忘的博士学习生涯。

最后我要深深感谢我的父亲母亲，弟弟对我学业一贯的支持和理解以及对我生活上的关心和照顾，家人多年来的精神支持是我得以完成学业的动力。

将此文献给所有给予作者关心和帮助的人，并向他们表示感谢！

2007年3月于山东大学

获取更多资料 微信搜索蓝领星球



## 攻读博士学位期间发表论文情况

### 第一作者:

1. 基于模糊线性化预测模型的 HVAC 系统的温度控制. 控制与决策, 2006, 21(12): 1412-1416. Ei 收录号: No. 070410388624
2. Predictive functional control based-on fuzzy T-S model for HVAC system temperature control. Journal of Control Theory and Application, 2007, 5(1): 94-98. Ei 收录源期刊
3. Structure analysis of typical fuzzy controllers using different fuzzy reasoning. Proceeding of the 5<sup>th</sup> World Conference on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, 2004: 2561-2565. Ei 收录号: No.04EX788
4. HVAC 系统的模糊预测函数控制器设计. 中国工程科学, 2006, 8(9): 65-69.
5. 时滞系统的模糊旋转优化控制. 计算机工程与应用, 2006, 42(13): 191-194.
6. 基于模糊线性化模型的非线性预测控制. 第 24 届中国控制会议, 广州, 2005: 1103-1106.
7. Fuzzy controller structure analysis based-on the isosceles fuzzy number operation. Journal of Systems Engineering and Electronics, has been accept. Ei 收录源期刊
8. Direct conversion of PID controller to fuzzy controller method for performance and robustness. submitted to Journal of Process Control.

### 第二作者:

9. Model predictive control based on fuzzy linearization technique for HVAC systems temperature control. The first IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 2006: 348-352. Ei 收录号: No. 06EX1215C

## 攻读博士学位期间参加科研项目情况

1. 流程工业生产执行系统关键技术研究与开发项目（03DS147），主要成员
2. 新加坡南洋理工大学 EEE 学院过程控制实验室的暖通空调系统的节能与优化研究项目，成员

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

## 附录一

### Structure Analysis of Fuzzy Controller Based on the Isosceles Fuzzy number

**Abstract:** To further study the essential of fuzzy controller of closed-loop dynamical system. A new isosceles fuzzy number membership function was applied to design the input and output variables in the structure analysis of the two inputs and one output fuzzy controller. In a SISO controlled plant, three different fuzzy inferences sum-min, max-min, max-product were used to analyze structure characteristic of this typical fuzzy controller. It was analytically proved that a nonlinear fuzzy controller with linear rules is the sum of a global two-dimensional multilevel relay and a local nonlinear proportional-integral controller.

**Keywords:** Fuzzy control, Isosceles fuzzy number, Structure analysis

#### 1 Introduction

At the end of last century some international scholar such as Hao Ying and J. J. Buckley etc. began to analyze and study mathematical expression of fuzzy controllers<sup>[1]</sup>. They analyzed how parameters of fuzzy controller affect control performance, and then the new theoretical research direction "structure analysis of fuzzy controller" was formed. The research fruits consists of two respects. On one hand, they deduced mathematical expression of the fuzzy controllers, which is named "analysis structure". The paper [2, 3] got the resolution expression of typical fuzzy controller through the defuzzification and analyze the relationship between the fuzzy operators and fuzzy controller. On the other hand the limit expression of the fuzzy controllers were deduced, which is named "limit structure". The paper [4] firstly proved that the infinite expression of fuzzy controller was the linear function when inputs were error and its different order derivatives and output was  $u$ , control rule was linear.

Because of the complexity of the fuzzy operation, in the existing papers<sup>[1]-[6]</sup>, there was a unitive question, that is, output membership functions applied singleton sets in the fuzzy controller design. To further broad study the essential of fuzzy controller, this paper introduces the operations of isosceles fuzzy number into the structure analysis of typical fuzzy controller as implication operation. Accordingly the output membership function extends to isosceles fuzzy number. As a result the structure analysis of fuzzy controllers takes on more universality.

## 2 Preliminary

In this work, convex fuzzy set on real number set  $R$  is defined as fuzzy number. The fuzzy number on universe of discourse  $[a, b]$  is denoted by  $A[a, b]$ .

**Definition 2.1** If  $[a, b] \subset R, [c, d] \subset R$  and  $e = \min\{x + y \mid x \in [a, b], y \in [c, d]\}$ ,

$$f = \max\{x + y \mid x \in [a, b], y \in [c, d]\},$$

then  $[e, f] = [a, b] + [c, d]$  is named as the sum of interval  $[a, b]$  and  $[c, d]$ .

**Definition 2.2** If  $[a, b] \subset R, c \in R, c \geq 0$ ,  $[a, b] \times c$  is named that  $[a, b]$  multiply real number  $c$ , denoted by  $[a, b] \times c = [ac, bc]$

**Definition 2.3**<sup>[7]</sup> If existing membership function

$$A[a, b](x) = \begin{cases} 2\lambda(x-a)/(b-a), x \in [a, (a+b)/2] \\ 2\lambda(x-b)/(a-b), x \in [(a+b)/2, b] \end{cases}$$

$\lambda \in [0, 1]$  on the universe of discourse  $[a, b]$ ,  $A[a, b]$  is named as isosceles fuzzy number, noted  $I^\lambda[a, b]$ .

The whole body of isosceles fuzzy number is noted  $\mathfrak{F}$ . Its operations are as follows:

**Lemma 2.1** Assuming  $I^\lambda[a, b], I^\lambda[c, d] \in \mathfrak{F}$ , and  $[a, b] + [c, d] = [e, f]$ , there exists

$$I^\lambda[a, b] + I^\lambda[c, d] = I^\lambda[e, f]$$

Through extending, also existing

**Lemma 2.2** If

$$I^\lambda[a_1, b_1], I^\lambda[a_2, b_2], \dots, I^\lambda[a_n, b_n] \in \mathfrak{F}, n \geq 2, c_i \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \text{ and}$$

$$[e, f] = c_1[a_1, b_1] + c_2[a_2, b_2] + \dots + c_n[a_n, b_n],$$

$$\text{then } I^\lambda[e, f] = I^\lambda[a_1c_1, b_1c_1] + I^\lambda[a_2c_2, b_2c_2] + \dots + I^\lambda[a_nc_n, b_nc_n]$$

## 3 Structure design of the fuzzy controllers

In a SISO controlled plant, the input variable is  $u$  and the output is  $y$ , a discrete time  $t$  denotes sampling time, while in the fuzzy controller, the input are the error  $e_t$  and the rate change of error  $r_t$ , the output  $\Delta u_t$  is the rate change of  $u_t$ , that is,

$$e_t = s_t - y_t, r_t = \Delta e_t = e_t - e_{t-1}, \Delta u_t = u_t - u_{t-1},$$

after scaled, they become:

$$e^* = Ge.e_t, r^* = Gr.r_t, \Delta u^* = Gu.\Delta u_t,$$

$$\text{where } e^*, r^* \in [-1, 1], \Delta u^* \in [-4, 4].$$

Structure analysis of fuzzy controller is to discuss the resolution expression of the function

between input and output variables of fuzzy controller. The design parameters of the fuzzy controller are listed in the following:

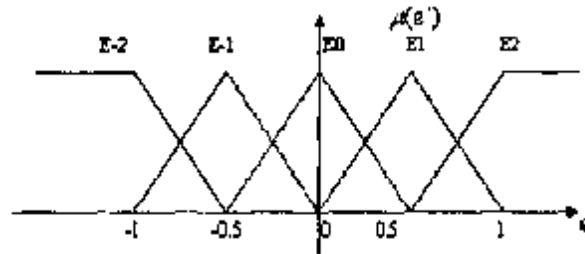


Figure.1 Isosceles fuzzy numbers membership functions

All membership functions of the fuzzy sets error, rate and output are used isosceles fuzzy numbers just on the following figure 1. Assuming there are  $N=2J+1$  fuzzy numbers in the input of fuzzy controller  $e^*$  (the same as in  $r^*$ ), they are denoted  $E_i$  (or  $R_j$ ). Assuming there are  $2N-1=4j+1 \geq 5$  fuzzy numbers in the output of fuzzy controller  $\Delta u^*$ , they are denoted  $\Delta U_k$ .

Fuzzy control rules use following linear rules:

IF  $e^*$  is  $E_i$  and  $r^*$  is  $R_j$ , THEN  $\Delta u^*$  is  $\Delta U_k, i, j=1, 2, \dots, N$

Fuzzy reasoning operators:

① “and”

min:  $x \wedge y = \min \{x, y\}$ ; product:  $x \cdot y = xy$ ;

② “or”

max:  $x \vee y = \max \{x, y\}$ ;

sum:  $x \otimes y = \min \{1, x + y\}$ .

③ “implication”

It denotes the relationship between condition and solution of a rule. The “plus” operator of the isosceles fuzzy numbers is used here. Together with the fuzzy reasoning with the operation “and” and “or”, the general formulation of the fuzzy reasoning in whole fuzzy control process is got:

$$\Delta U_{i,j} = \frac{\sum_{i,j=1}^N \omega(i, j) \cdot \Delta U_k}{\sum_{i,j=1}^N \omega(i, j)} = [e, f],$$

$$\mu(\Delta u^*) = I^{\lambda}[e, f] = \begin{cases} \frac{1}{2S}[\Delta u^* - e] & \Delta u^* \in [e, \frac{e+f}{2}] \\ \frac{1}{2S}[\Delta u^* - f] & \Delta u^* \in [\frac{e+f}{2}, f] \end{cases}$$

Where  $\lambda = 1$ ,  $\omega(i, j) = \min\{\mu_i(e^*), \mu_j(r^*)\}$  is activation degree of rules,  $\Delta U_k$  is the solution fuzzy set of linear rule.

Defuzzification uses the center of gravity algorithm (COG), that is

$$\Delta u^* = \frac{\int_e^f \Delta u^* \cdot \mu(\Delta u^*) d\Delta u^*}{\int_e^f \mu(\Delta u^*) d\Delta u^*} = \frac{e+f}{2}$$

Without losing generality, assuming:  $iS \leq e^* \leq (i+1)S, jS \leq r^* \leq (j+1)S, -J \leq i, j \leq J-1$ , then the member functions of  $e^*$  is in  $E_i$  or  $E_{i+1}$  and  $r^*$  in  $R_j$  or  $R_{j+1}$ :

$$\begin{aligned} \mu_i(e^*) &= \frac{-1}{S}[e^* - (i+1)S]; \mu_{i+1}(e^*) = \frac{1}{S}[e^* - iS]; \\ \mu_j(r^*) &= \frac{-1}{S}[r^* - (j+1)S]; \mu_{j+1}(r^*) = \frac{1}{S}[r^* - jS] \end{aligned}$$

The member functions of  $e^*$  and  $r^*$  in other fuzzy sets are all zero. As a result, we only obtain the following four effective rules:

- $R_1$ : IF  $e^* = E_{i+1}$  and  $r^* = R_{j+1}$ , then  $\Delta u^* = U_{i+j+2}$
- $R_2$ : IF  $e^* = E_{i+1}$  and  $r^* = R_j$ , then  $\Delta u^* = U_{i+j+1}$
- $R_3$ : IF  $e^* = E_i$  and  $r^* = R_{j+1}$ , then  $\Delta u^* = U_{i+j+1}$
- $R_4$ : IF  $e^* = E_i$  and  $r^* = R_j$ , then  $\Delta u^* = U_{i+j}$

Because the solution in both  $R_2$  and  $R_3$  are same, we have to synthesize them using the operator "or". We configure a square and divide the square into eight regions as shown in the figure 2.

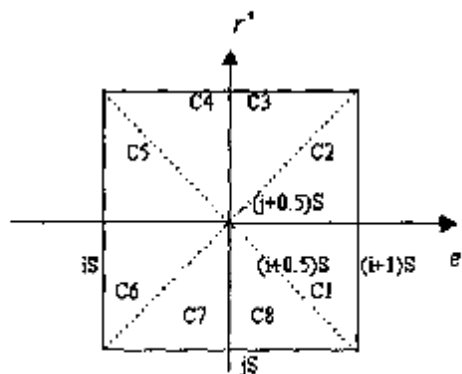


Figure.2 Eight regions of  $e^*, r^*$

#### 4 Structure analysis of the typical fuzzy controllers

##### 4.1<sup>[8]</sup> Structure analysis using sum-min reasoning

$\omega(i, j) = \mu_i(e^*) \cdot \mu_j(r^*)$ , the resultant membership adopts and the “or” operator between  $R_2, R_3$  uses sum. Through the fuzzy reasoning ①-③, the output of fuzzy controller is:

$$\Delta u^* = \begin{cases} (i+j+1)S + \frac{S}{2} \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_3, C_6) \\ (i+j+1)S + \frac{S}{2} \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases}$$

##### 4.2 Structure analysis using max-min reasoning

$\omega(i, j) = \mu_i(e^*) \cdot \mu_j(r^*)$  in eight regions is the same as the 4.1, the “or” operation between  $R_2, R_3$  is  $\max\{x, y\}$ . Through the same fuzzy reasoning, the output of fuzzy controller is:

$$\Delta u^* = \begin{cases} (i+j+1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_5, C_6) \\ (i+j+1)S + S \cdot \frac{[e^* - (i+0.5)S] + [r^* - (j+0.5)S]}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_3, C_4, C_7, C_8) \end{cases}$$

##### 4.3 Structure analysis using sum-product reasoning

$\omega(i, j) = \mu_i(e^*) \cdot \mu_j(r^*)$  is the same in the whole universe of discourse, the “or” operation between  $R_2, R_3$  is  $\min\{x+y, 1\}$ . Though the same fuzzy reasoning we have

$$\Delta u^* = e^* + r^*$$

##### 4.4 Structure analysis using max-product reasoning

$\omega(i, j) = \mu_i(e^*) \cdot \mu_j(r^*)$  is all the same, the “or” operation between  $R_2, R_3$  is  $\max\{x, y\}$ . Through the same fuzzy reasoning we have

$$\Delta u^* = (i+j+1)S + \frac{2S^2 \{ [r^* - (j+0.5)S] + [e^* - (i+0.5)S] \}}{\frac{3}{2}S^2 + |[e^* - (i+0.5)S] - [r^* - (j+0.5)S]|S + 2[e^* - (i+0.5)S][r^* - (j+0.5)S]}$$

#### 5 Comparisons of four fuzzy controllers

**Theorem 5.1** If  $e^*, r^*$  are both in the universe of discourse  $[-1, 1]$ , a nonlinear fuzzy controller with linear rules using fuzzy reasoning sum-min, max-min, max-product is the sum of a global two-dimensional multilevel relay and a local nonlinear proportional-integral controller:

$$\Delta u^* = \Phi_G(i, j) + \Phi_L(i, j)$$

$$\Phi_G(i, j) = \frac{2(i+j+1)}{N-1} = (i+j+1)S, \quad (-J \leq i, j \leq J-1)$$

$$\Phi_L(i, j) = K_p(e^*, r^*)[r^* - (j+0.5)S] + K_i(e^*, r^*)[e^* - (i+0.5)S]$$

In sum-min fuzzy reasoning

$$K_p(e^*, r^*) = K_i(e^*, r^*) = \begin{cases} \frac{S}{2[S - |e^* - (i+0.5)S|]} & (C_1, C_2, C_3, C_6) \\ \frac{S}{2[S - |r^* - (j+0.5)S|]} & (C_4, C_5, C_7, C_8) \end{cases}$$

In max—min fuzzy reasoning

$$K_p(e^*, r^*) = K_i(e^*, r^*) = \begin{cases} \frac{S}{\frac{3}{2}S - |e^* - (i+0.5)S|} & (C_1, C_2, C_3, C_6) \\ \frac{S}{\frac{3}{2}S - |r^* - (j+0.5)S|} & (C_4, C_5, C_7, C_8) \end{cases}$$

In max—product fuzzy reasoning

$$K_i = K_p = \frac{2S^2}{\frac{3}{2}S^2 + \left[ |e^* - (i+0.5)S| - |r^* - (j+0.5)S| \right] S - 2[e^* - (i+0.5)S][r^* - (j+0.5)S]}$$

It is obvious that  $\Delta u^*$  is composed of two parts. The first part is a two dimensional multilevel relay  $\Phi_G = (i+j+1)S = (i+0.5)S + (j+0.5)S$  determined by  $i, j$  and the center of space, point  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  where the input variables  $(e^*, r^*)$  locate. So the action of  $\Phi_G(i, j)$  is global and is named a global two-dimensional multilevel relay.

The second part  $\Phi_L(i, j)$  is determined by the input variable  $(e^*, r^*)$  and comparative position away the center of space  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$ . So its action is local.

Apparently,  $K_p(e^*, r^*), K_i(e^*, r^*)$  change along with the difference of  $e^*, r^*$ , the distance between the point  $(e^*, r^*)$  and  $[(i+0.5)S, (j+0.5)S]$  becomes bigger and  $K_p, K_i$  also become bigger.

Based on degree of nonlinearity of the typical fuzzy controller  $\rho = \frac{|\Phi_L \max|}{|\Phi_G \max| + |\Phi_L \max|}$ ,

When  $i = j = J-1$  or  $i, j = -J$ ,  $|\Phi_G \max| = (i+j+1)S = 2-S$ .

When  $e^* = iS, r^* = jS$  or  $e^* = (i+1)S, r^* = (j+1)S$ ,  $|\Phi_L \max| = S$ .

So we can have  $\rho = \frac{S}{2-S+S} = \frac{S}{2} = \frac{1}{N-1}$ .



It indicates that the degree of nonlinearity is proportional to the number of input fuzzy number. When  $N$  become bigger,  $\rho$  become smaller and the action of local controller becomes smaller too. When  $N \rightarrow \infty$  become infinite, we have the following theorem:

**Theorem 5.2** When  $N \rightarrow \infty$ ,  $\Phi_L(i, j) \rightarrow 0$  and  $\Phi_G(i, j)$  will become a linear PI controller  $\Delta u^* = \Phi_G^e = e^- + r^*$

**Theorem 5.3** The absolute value of the difference between the output  $\Delta u^*$  of the typical fuzzy controller using fuzzy reasoning such as max-mix, max-product and  $\Phi_G^e$  of linear PI controller is no more than  $\frac{S}{3}$ , that is  $|\Delta u^* - \Phi_G^e| \leq \frac{S}{3}$ .

**Theorem 5.4** The typical fuzzy controller using sum-product reasoning is equal to the linear PI controller.

Table 1 Structure comparison of four different reasoning of fuzzy controller

fuzzy reasoning	$K = K_p = K_i$	$\rho$ (nonlinear grade)	$\Phi_G^e$	$ \Delta u^* - \Phi_G^e _{max}$
Sum-Min	$\frac{1}{2} \leq K \leq 1$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^-, r^*)$	$\frac{S}{2}$
Sum-product	$K = 1$	c	$(e^-, r^*)$	0
Max-min	$\frac{1}{2} \leq K \leq 1$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^-, r^*)$	$\frac{S}{3}$
Max-Product	$\frac{1}{2} \leq K \leq 1$	$\frac{1}{N-1}$	$(e^-, r^*)$	$\frac{S}{3}$

**Theorem 5.5** According to the determinate process (linear or nonlinear), the typical fuzzy controller and the linear PI controller  $\Phi_G^e$  has the same stability at the equilibrium ( $e^* = r^* = 0$ ). In order to further study the four fuzzy controller, their characteristics are listed in the table 1.

## 6 Conclusion

In this paper, we import a new isosceles fuzzy number membership function and its operation into the structure analysis of the typical fuzzy controller. Through fuzzy reasoning it has the similar structure when different fuzzy reasoning such as sum-min, max-min and max-product are used. Furthermore it intends to a PI controller when the number of rules intend to infinite. Especially, when we use sum-product fuzzy reasoning is used, the typical fuzzy controller is equal to a PI controller. So that the essential of fuzzy controller got further study and the structure analysis of fuzzy controllers takes on more universality.

## Reference

- [1] Ying. H. A nonlinear fuzzy controller with linear control rules is the sum of a global two-dimensional multilevel relay and a Local nonlinear proportional integral controller[J]. *Automatica*, 1993, 29(2): 499-505.
- [2] Siler. W and Ying. H. Fuzzy control theory: the linear case[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1989, 33: 275-290.
- [3] Zhang Naiyao. Structure analysis of typical fuzzy controller[J]. *Fuzzy Systems and Mathematics*, 1997, 11(2): 10-21.
- [4] Buckley. J. J and Ying. H. Fuzzy controller theory: limit theorems for linear fuzzy control rules [J]. *Automatica*, 1989, 25(3): 469-472.
- [5] Ying. H. Analytical structure of a two-output fuzzy controller and its relation to PI and multilevel relay controllers[J]. *Fuzzy Sets and Systems*, 1994, 63(1): 21-33.
- [6] Xiang Zhengrong, Chen Qingwei, Hu Weili. Robust H<sub>∞</sub> control for fuzzy descriptor systems with state delay[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2005, 16(1): 98-101.
- [7] Meng Guangwu, Zhang Xingfang. The operational rule of fuzzy numbers[J]. *Fuzzy Systems and Mathematics*, 2001, 15(3): 25-29.
- [8] Lv Hengli, Jia Lei. Structure analysis of typical fuzzy controllers using different fuzzy reasoning[C]. *The Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation Conference Proceedings*, Hangzhou, 2004: 2561-2565.

## 附录二

### Predictive Functional Control Based on Fuzzy T-S Model

#### For HVAC Systems Temperature Control

**Abstract:** In Heating, Ventilating, and Air-Conditioning systems (HVAC), there exist severe nonlinearity, time-varying nature, disturbances and uncertainties. A new predictive functional control based on Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model was proposed to control HVAC systems. The T-S fuzzy model of stabilized controlled process was obtained using the least squares method, then on base of the global linear predictive model from T-S fuzzy model, the process was controlled by the predictive functional controller. Especially the feedback regulation part was developed to compensate uncertainties of predictive model. Finally simulation test results in HVAC systems control applications showed that the proposed fuzzy model predictive functional control improves tracking effect and robustness. Compared with the conventional PID control, this control strategy has the advantages of less overshoot and shorter setting time etc.

**Key word:** T-S fuzzy model; predictive functional control; least squares method; HVAC systems

#### 1 Introduction

A typical Heating, Ventilating, and Air-Conditioning (for short of HVAC) system consists of air loop, chilled water loop, refrigerant loop, condenser water loop etc. In each loop there exist many dynamical variables which interact with each other such as pressure, flow-rate, temperature, humidity. So the HVAC system is a typical nonlinear time-variable system with disturbances and uncertainties. It is very difficult to find a mathematic model to describe the process over wide operating range. Recently, some complex control strategies based on the classical control concepts have been proposed in order to improve the system performance<sup>[1]</sup>. Among those works, classical control techniques, such as on-off switching controllers (thermostats) and proportional-integral-derivative (PID) controllers, are still widely used in practice due to their easier implementation, lower cost and higher reliability in harsh field conditions. However, the PID controller is designed based on the specific cold load while the practical load is variable and its simple structure is difficult to overcome the effect of uncertainties. Then it is necessary to seek more effective strategies to control HVAC systems.

Predictive functional control (PFC) was a novel model predictive control strategy proposed by

Richalet and Kuntze at the end of 1980's<sup>[2-5]</sup>. At the same time it was applied into the industrial robots successfully and now it has been applied into the broad industrial processes<sup>[4-5]</sup>. Its outstanding characteristic was simple algorithm, rapid following, decreasing computing and concerning structure of control variables.

In 2003, M. Lepetic et al applied a novel fuzzy model based-on predictive functional controller to a pilot plant for magnetic bearing in the magnetic suspension system<sup>[6]</sup>. The a-periodical step responses to avoid the transfer of oscillations were fulfilled with the cascade control using linear lead compensator in inner loop and predictive functional controller in outer loop. However it adopted the state space description of dynamical system which is difficult to model. So in this paper, we proposed a novel predictive functional control based Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model, furthermore the feedback regulation part was designed to the general predictive functional control to compensate uncertainties of predictive model. Finally this fuzzy PFC strategy was used to air handling unit (for short AHU) in HVAC systems to validate to its correction.

## 2 System description of Air Handling Unit in HVAC systems

The schematic diagram of AHU in HVAC system is shown as in Figure 1, which consists of cooling coil, air dampers, fans, chilled water pumps and valves. There are two physical loops in the cooling coil unit; chilled water loop and air loop. Chilled water flows from inlet to outlet forced by the chilled water pump and regulating valves with chilled water inlet temperature  $T_{chw,i}$  and flow rate  $\dot{m}_{chw}$ . Through heat transfer with on-coil air outside the cooling coil pipes, the temperature of the chilled water rises to  $T_{chw,o}$ . Supply airflows from the air inlet to outlet of the cooling coil forced by the supply air fan. The dry-bulb temperature, web-bulb temperature and airflow rate of the on-coil air are  $T_{ai}$ ,  $T_{aiwb}$  and  $\dot{m}_a$ , respectively. Likewise, the off-coil dry-bulb and wet-bulb air temperatures descend to  $T_{ao}$  and  $T_{aowb}$ , through heat transfer with chilled water in the cooling coil pipes<sup>[7]</sup>.

The off-coil temperature  $T_{ao}$  and chilled water flow rate  $\dot{m}_{chw}$  are the process output to be controlled and manipulated variables, respectively. The on-coil temperature of the chilled water is assumed as a constant and the airflow rate  $\dot{m}_a$  varies in corresponding to cooling load demand of conditioned space, these two variables are considered as disturbances to the process. Thus the output  $T_{ao}$  can be described as

$$T_{ao} = f(\dot{m}_{chw}, \dot{m}_a, T_{ai}, T_{chw,i}) \quad (1)$$

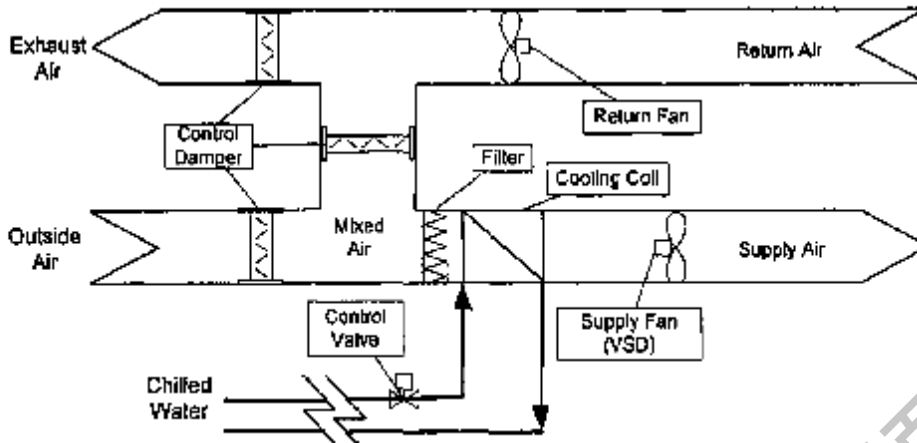


Fig.1 Air Handling Unit

where  $f$  is a nonlinear time varying function between the system output and the state variables. For simplification at  $k$  sampling time, the off-coil dry-bulb temperature  $T_{oo}$  is noted as  $y(k)$  and chilled water flow rate  $\dot{m}_{chw}$  is noted as  $u(k)$ , in steady-state equation (1),  $T_{oo}$  can be described as

$$y(k) = T_{oa} - \frac{c_1 \dot{m}_a^{e-1} \dot{m}_{chw}^e}{u(k) + c_2 \dot{m}_a^e} (T_{oa} - T_{chw}) \quad (2)$$

### 3 Identification of fuzzy T-S model

In order to design predictive functional controller, the T-S fuzzy model of AHU system have to be developed at first. Dynamic systems are usually modeled by feeding back delayed input and output signals. The fuzzy model represents a static nonlinear mapping between input and output variables. Fuzzy modeling or identification aims at finding a set of fuzzy IF-THEN rules with well-defined parameters that can describe the given input-output behavior of the process. In 1985, Tanagi and Sugeno proposed general structure expression and identification methods of T-S fuzzy models<sup>[8]</sup>. Considering the dynamical characteristics of AHU systems, the two-input one-output fuzzy model was applied. And then we can set up the following T-S fuzzy model:

$R^j$ : IF  $y_m(k)$  is  $A_j$  and  $u(k)$  is  $B_j$ ,

$$\text{THEN } y_m(k+1) = a_{mj} y_m(k) + b_{mj} u(k) + r_{mj}, j=1, 2, \dots, l \quad (3)$$

Where  $A_j, B_j$  are the fuzzy sets of output and input variables,  $\mu_{A_j}(y_m(k))$  and  $\mu_{B_j}(u(k))$  denote the corresponding membership functions.  $l$  is the number of fuzzy rules. Using sum-product

fuzzy inference, center of gravity defuzzification, the following global linear model based on local T-S fuzzy model is obtained:

$$y_m(k+1) = \sum_{j=1}^l \beta_j(k)(a_{mj}y_m(k) + b_{mj}u(k) + r_{mj}) \quad (4)$$

where  $\beta_j = \frac{\mu_{A_j}(y_m(k))\mu_{B_j}(u(k))}{\sum_{j=1}^l \mu_{A_j}(y_m(k))\mu_{B_j}(u(k))}$ ,  $j=1, 2, \dots, l$ , and it is obvious that  $\sum_{j=1}^l \beta_j = 1$ .

In this paper, the approach of T-S fuzzy modeling was used to model the AHU system. The identification procedure involves the structure identification of the plant and the estimation of the unknown parameters. In this case, the structure is usually chosen ad hoc and then improved by some optimization procedure. The estimation of the unknown parameters is divided into the estimation of the parameters of antecedent membership function and the estimation of the consequent parameters. In the case of T-S type models, the identification of antecedent parameters was usually equal to the identification of fuzzy sets  $A_j, B_j$ . Moreover, generally the fuzzy sets of output and input variables used the triangular shape membership functions and the parameters in fuzzy sets  $A_j, B_j$  is directly decided by the universe of discourses in practical process plant. Because the triangular shape membership functions are simple and practical in industrial process control. The estimation of consequent parameters is simple since the problem is linear in unknown parameters and the least squares technique can be used. But at first in order to identify the model parameters  $a_{mj}, b_{mj}, r_{mj}$ ,  $j=1, 2, \dots, l$ , the  $N+1$  input-output sampling data have to be collected firstly. Then the matrix of them is in the following:

$$\Psi_j = \begin{bmatrix} \beta_j(1)y_m(1) & \beta_j(1)u(1) & \beta_j(1) \\ \beta_j(2)y_m(2) & \beta_j(2)u(2) & \beta_j(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \beta_j(N)y_m(N) & \beta_j(N)u(N) & \beta_j(N) \end{bmatrix}, Y_m^j = \begin{bmatrix} \beta_j(1)y_m(2) \\ \beta_j(2)y_m(3) \\ \vdots \\ \beta_j(N)y_m(N+1) \end{bmatrix}$$

According to the least squares technique, the model parameter of  $j^{\text{th}}$  rule is:

$$\theta_j = (\Psi_j^T \Psi_j)^{-1} \Psi_j^T Y_m^j \quad (5)$$

where  $\theta_j = [a_{mj} \ b_{mj} \ r_{mj}]^T$ ,  $j=1, 2, \dots, l$ . In the same way, we can get all the model parameters, that is:

$$\Theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_l]$$

So the following fuzzy global linear predictive model of AHU system is obtained:

$$y_m(k+1) = a_m y_m(k) + b_m u(k) + r_m \quad (6)$$

where  $a_m = \sum_{j=1}^l \beta_j(k) a_{mj}$ ,  $b_m = \sum_{j=1}^l \beta_j(k) b_{mj}$ ,  $r_m = \sum_{j=1}^l \beta_j(k) r_{mj}$ .

#### 4 Predictive functional controller design

The closed-loop AHU system controlled by the T-S Fuzzy model based-on PFC is showed in Figure 2. For model predictive control is a control strategy based on the explicit use of a dynamic model of the process to predict the future behavior of the process output signal over a certain finite horizon and to evaluate control actions to minimize a certain cost function. The predictive control law is in general obtained by minimization of the following criterion:

$$J(u, k) = \sum_{i=1}^H \alpha_i (y_p(k+i) - y_r(k+i))^2 + \sum_{i=1}^{N_c} \beta_i u(k+i-1)^2 \quad (7)$$

where  $H$  is output predictive horizon,  $N_c$  is control horizon,  $\alpha_i, \beta_i$  are weights of output and input variables,  $y_p(k+i)$ ,  $y_r(k+i)$ ,  $u(k+i-1)$  stand for  $i$ -step ahead prediction of process output signal, reference trajectory, and control signal respectively. Here the model predictive functional control is researched based on the T-S fuzzy model (7).

Suppose the global first order linear model of the AHU process based on the T-S fuzzy model (7) is described by the following difference equation with global linear parameters:

$$y_p(k+1) = a_p y_p(k) + b_p u(k) + r_p \quad (8)$$

where  $a_p, b_p, r_p$  are constants of global linear T-S fuzzy model.

Variable  $\alpha_i = \beta_i = 1$  and  $u(k) = u(k+1) = \dots = u(k+H)$  were taken into account to derive the control law and the constant future manipulated. According to the model (9), The  $H$ -step ahead prediction of the process output based on fuzzy model is calculated by iteration assuming constant global process parameters over the whole prediction horizon is given by

$$y_p(k+H) = a_p^H y_p(k) + b_p \sum_{j=0}^{H-1} a_p^j u(k) + \sum_{j=0}^{H-1} a_p^j r_p(k) \quad (9)$$

Closed-loop behavior of the AHU system is defined by reference trajectory which is given in the form of reference model. The control goal is to determine the future control action so that the area between predicted output and reference trajectory over a certain prediction horizon  $H$  is

minimized. The reference model in the case of first-order system is given by the following difference equation:

$$y_r(k+1) = a_r y_r(k) + b_r \omega(k) \quad (10)$$

where  $a_r, b_r$  are constants but should be chosen to fulfill the equation  $\frac{b_r}{1-a_r} = 1$ .  $\omega(k)$  is a

constant reference signal which enables the reference trajectory tracking. So it follows that:

$$y_r(k+1) = a_r y_r(k) + (1-a_r)\omega(k) \quad (11)$$

The reference trajectory prediction is given by the following equation:

$$y_r(k+H) = a_r^H y_r(k) + (1-a_r^H)\omega(k) \quad (12)$$

The main idea of Fuzzy PFC is to make equivalence of the objective increment of the process and the model output increment. The objective increment is defined as the difference between predicted reference trajectory  $y_r(k+H)$  and actual process output signal  $y_m(k)$ , that is  $\Delta_m(k) = y_r(k+H) - y_m(k)$ , according to (12) it follows that

$$\Delta_m(k) = a_r^H y_r(k) + (1-a_r^H)\omega(k) - y_m(k) \quad (13)$$

The output increment of predictive model is defined as follows:

$$\Delta_p(k) = y_p(k+H) - y_p(k)$$

According to (10), the model output increment is the following:

$$\Delta_p(k) = a_p^H y_p(k) + b_p \sum_{j=0}^{H-1} a_p^j u(k) + \sum_{j=0}^{H-1} a_p^j r_p(k) - y_p(k) \quad (14)$$

The optimal controller output sequence can be found by minimizing the above cost function (8). A necessary condition for minimum  $J$  is

$$\frac{\partial J}{\partial u(k)} = 0$$

In predictive functional control algorithm, it can be equal to  $\Delta_m(k) = \Delta_p(k)$  approximately.

From the above equations and the goal of Fuzzy PFC algorithm the control law of AHU system at  $k$  sampling time is obtained in explicit analytical form as:

$$u(k) = \frac{a_r^H (y_r(k) - \omega(k)) + (\omega(k) - y_m(k)) + (1-a_p) y_p - r_p}{b_p \sum_{j=0}^{H-1} a_p^j} + \frac{(1-a_p) y_p}{b_p} - \frac{r_p}{b_p} \quad (15)$$

## 5 Feedback regulation



Although the feedback regulation is the essential part of general model predictive control, usually in the PFC there is no feedback part. So we add feedback to improve the control performance of the proposed fuzzy PFC controller, and make the AHU a closed-loop control system. When at  $k$  sampling time the controller variable  $u(k)$  operates on the process, the predictive output variable  $y_p(k+1)$  can be got by the predictive model (9). Because of disturbance in predictive model and uncertainties in the controlled process, it exists error between practice output value  $y_c(k+1)$  and the predictive model output value at the  $k+1$  sampling time. That is

$$e(k) = y_c(k) - y_p(k) \quad (16)$$

The error reflects the uncertainties in the model, so it can be used to predict the future error of the future predictive output variable. Then defining

$$y_p(k) + he(k) \quad (17)$$

to modify the future predictive output value  $y_p(k+1)$ , where modification coefficient  $h$  is regulating vector. The procedure for implementing the proposed T-S fuzzy based-on PFC can be described in four steps:

- ① Based on the experience and expert knowledge construct the T-S fuzzy model structure (4) for AHU system and use the least squares technique to determine its parameters;
- ② Obtain global one-step ahead output predictive model (9) of the T-S fuzzy model through on-line fuzzy inference at  $k$  sampling time, then global  $H$ -step ahead output predictive models (10) are deduced;
- ③ Reference trajectory prediction equation at  $k+H$  sampling time  $y_r(k+H)$  is calculated based on the reference model (11), then according to the formula (16) the optimization output at  $k$  sampling time  $u(k)$  is obtained;
- ④ Examine the actual output value  $y_c(k+1)$ , through the equation (17) calculate the output error, get the  $k+1$  sample time predictive output value through (18), return to step 2.

## 6 Simulink result

### 6.1 Verification by simulations

At first, before the real process testing, the Toolbox in Matlab7.0 software is applied to simulate the control of HVAC systems in order to validate the performance of the proposed T-S fuzzy PFC strategy. Here Considering the complexity of dynamical characteristic of the AHU in the HVAC

systems described in section 2, according to the operation experiences together with expert knowledge, based on the least squares technique, the global T-S fuzzy model (7) was constructed. When  $T=1, H=20, N_u=10$ , the proposed fuzzy PFC controller is used to control the off-coil dry-bulb temperature of AHU system. The simulation result is given in figure 3.

The simulation result in figure 2 showed that it is available to apply the proposed T-S fuzzy model PFC strategy to control off-coil dry-bulb temperature  $T_{ob}$  in AHU systems. From the original condition to the set point  $26^{\circ}\text{C}$  it only need about 12 minutes. Compared with the conventional PID controller, the novel fuzzy PFC technology has advantageous dynamical performance of less overshoot and shorter setting time etc.

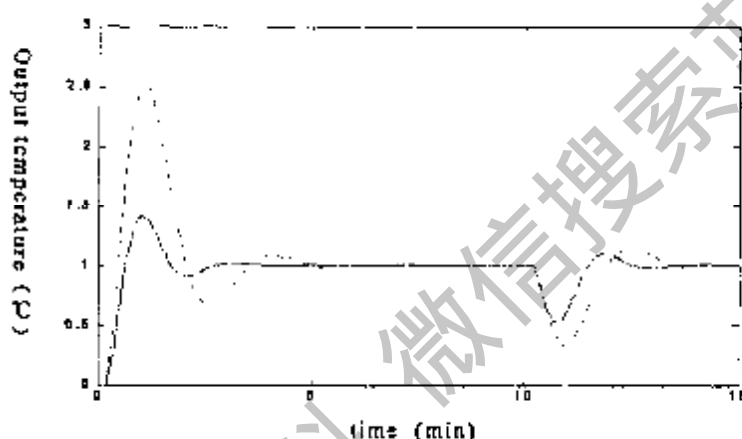


Fig. 2 the simulation result of AHU system  
(---conventional PID output,  
—proposed FMPC output)

## 6.2 Real process testing in HVAC system labs

A pilot centralized HVAC systems is showed as in figure 4. The system has three chillers, three zones with three AHUs, three cooling towers and flexible partitions up to twelve rooms. All motors (fans, pumps and compressors) are equipped with VSDs. The system is made very flexible to configure these three units to form different schemes. The cooling coils for system are two rows with the dimension of  $25 \times 25 \times 8 \text{ cm}^3$ . The measurement signals for the experiment are the water and airflow rates, on-coil air dry-bulb/wet-bulb temperature, CCU inlet and outlet water temperature. The experiments are conducted under the following conditions: The chilled water supply temperature is fixed; the cooling load variation is achieved through the air and water flow rates.

The obtained T-S models are shown below:

$$\begin{aligned}
 &1. \text{IF } T_{ao}(kT-1) \in A_1 \text{ AND } \dot{m}_{chv}(kT-1) \in B_1, \text{ THEN} \\
 &\quad T_{ao}(kT) = 2.8982 + 0.3301T_{ao}(kT-1) + 20.2628\dot{m}_{chv}(kT-1) \\
 &2. \text{IF } T_{ao}(kT-1) \in A_2 \text{ AND } \dot{m}_{chv}(kT-1) \in B_2, \text{ THEN} \\
 &\quad T_{ao}(kT) = -1.6189 + 1.2249T_{ao}(kT-1) + 5.7551\dot{m}_{chv}(kT-1) \\
 &3. \text{IF } T_{ao}(kT-1) \in A_3 \text{ AND } \dot{m}_{chv}(kT-1) \in B_3, \text{ THEN} \\
 &\quad T_{ao}(kT) = 1.8119 + 0.1599T_{ao}(kT-1) + 28.2628\dot{m}_{chv}(kT-1)
 \end{aligned} \tag{18}$$

Where, all the fuzzy sets  $A_j$ ,  $B_j$ ,  $j=1,2,3$  used triangular membership functions, By using sum-product fuzzy inference, center of gravity defuzzification, the global linear predictive model can be got. The figure 3 showed the control result of T-S fuzzy PFC in AHU system. The result showed it has better robustness and tracking performance.

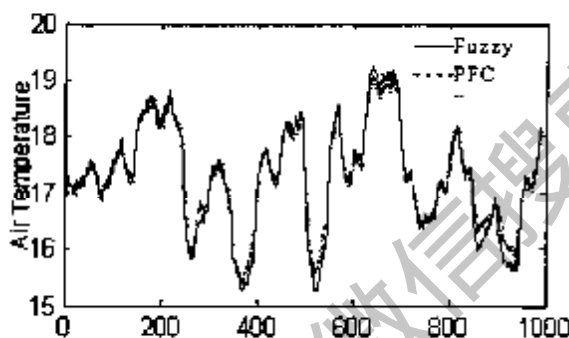


Fig. 3 Control result of proposed fuzzy PFC of AHU systems

## 7 Conclusion

In order to achieve better control of HVAC system, a novel predictive functional control strategy based T-S fuzzy model was developed in this paper. The T-S fuzzy model of stabilized controlled process was obtained using the least squares method, on base of the global linear predictive model from T-S fuzzy local model, the process was controlled by the predictive functional control strategy. Finally simulation test in HVAC systems control applications results showed that the proposed fuzzy model PFC approach improves tracking effect and robustness.

The proposed T-S fuzzy model based-on PFC is successfully applied to the off-coil dry-bulb temperature control of air handling unit in HVAC systems laboratory, which showed the practicability of this novel fuzzy PFC strategy. As a result, it is possible that this fuzzy PFC is applicable for the common nonlinear time-variable systems with uncertainties. Furthermore, the two-degree and higher degree fuzzy predictive will continue to be studying later.

## Reference

- [1] Q. Bi, W. J. Cai, Q. Guo. Advanced controller auto-tuning and its application in HVAC systems [J]. Control engineering Practice, 2000, 8: 633-644.
- [2] J.Richalet et al. Predictive functional control: application to fast and accurate robots [J]. IFAC 10<sup>th</sup> world congress, Munich, FRG, 1987: 251-258.
- [3] H. B. Kuntze et al. On the predictive functional control of an elastic industrial robots [J]. Process 23<sup>th</sup> control and decision conference, Athens, Greece, 1986: 1877-1881.
- [4] Zhan Zhihua, Wang Shuqing and Ronggang. MIMO bilinear systems predictive functional control based on exact linearization [J]. Journal Control theory and application, 2003, 20(3): 477-480.
- [5] V. D. Moreira, W. C. Amara, P. A. Ferreira. A new approach for robust model predictive control with an application to an air conditioning system [J]. The IEEE international conference on control applications, Taipei, 2004: 667-672.
- [6] M. Lepetic, L. Skrjanc, H. G. Chiacchiarini et al. Predictive functional control based on fuzzy model: magnetic suspension system case study [J]. Engineering application of artificial intelligence, 2003, 16(3): 425-543.
- [7] Lu Lu, Wen-Jian Cai, Yeng Chairoh et al. HVAC systems optimization-condenser water loop [J]. Energy Conversion and Management, 2004, 45: 613-630.
- [8] Takagi, Sugeno. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control [J]. IEEE transactions on Systems, Man and Cybernetics, 1985, 15(1): 116-132.

附件:

学位论文评阅及答辩情况表

论文评阅人		姓名	专业技术职务	所在单位	对论文总体评价 <sup>*</sup>	
			史开良	山东大学数学学院	教授	A
			匿名评阅			A
			匿名评阅			B
答辩委员会成员		姓名	专业技术职务	所在单位	备注	
		主席	李少远	教授	上海交通大学自动化系	
		委员	杨波	"	济南大学信息学院	
			张承慧	"	山东大学控制学院	
			李歧强	"	山东大学控制学院	
			王天振	"	山东大学控制学院	
答辩委员会对论文的 总体评价 <sup>*</sup>		A	答辩秘书	陈阿莲	答辩日期	2007.6.2
备注						

\* 优秀为 "A"; 良好为 "B"; 合格为 "C"; 不合格为 "D".