



Y1895731

**Adaptive fuzzy design of ship's autopilot based on
DSC-MLP**

A thesis Submitted to

Dalian Maritime University

**In partial fulfillment of the requirements for the degree of
Master Engineering**

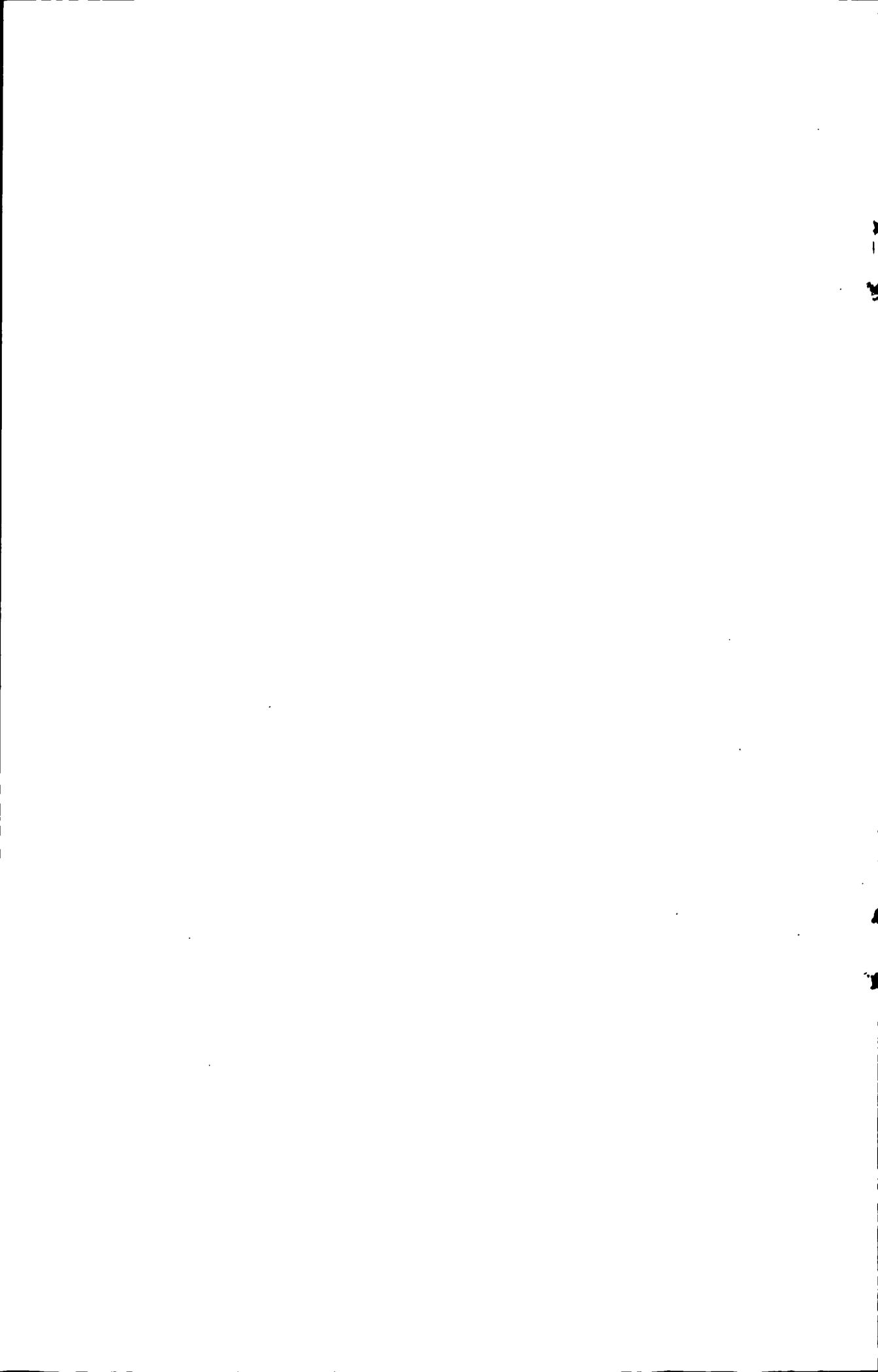
By

Liu Cheng

(Transportation Information Engineering & Controls)

Thesis Supervisor: Vice Professor Li Tieshan

May, 2011



大连海事大学学位论文原创性声明和使用授权说明

原创性声明

本人郑重声明：本论文是在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果，撰写成博/硕士学位论文“基于 DSC-MIP 的船舶航向自动舵自适应模糊设计”。除论文中已经注明引用的内容外，对论文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本论文中不包含任何未加明确注明的其他个人或集体已经公开发表或未公开发表的成果。本声明的法律责任由本人承担。

学位论文作者签名： 刘程

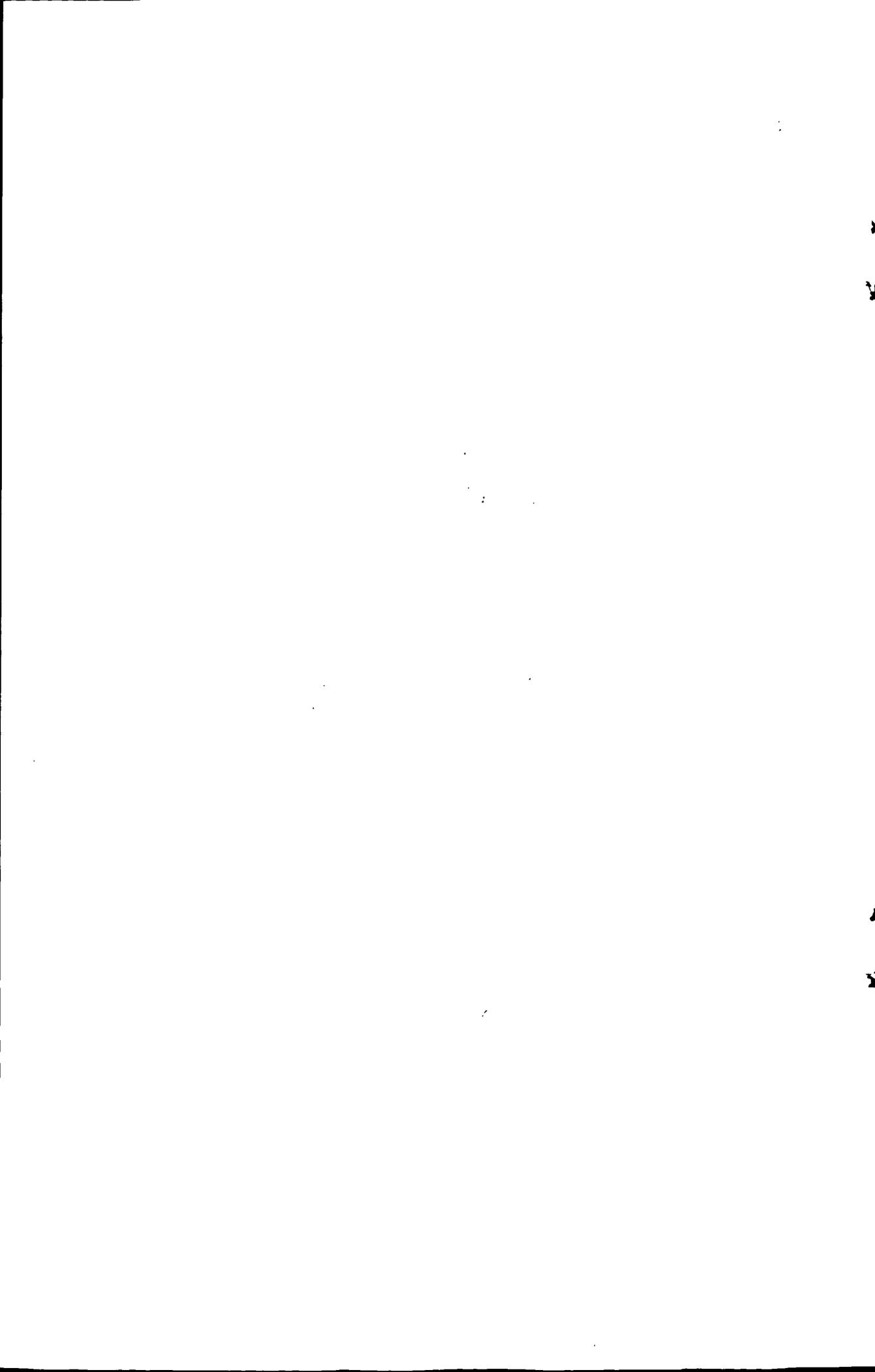
学位论文授权使用授权书

本学位论文作者及指导教师完全了解大连海事大学有关保留、使用研究生学位论文的规定，即：大连海事大学有权保留并向国家有关部门或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权大连海事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，也可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编学位论文。同意将本学位论文收录到《中国优秀博硕士学位论文全文数据库》（中国学术期刊（光盘版）电子杂志社）、《中国学位论文全文数据库》（中国科学技术信息研究所）等数据库中，并以电子出版物形式出版发行和提供信息服务。保密的论文在解密后遵守此规定。

本学位论文属于： 保 密 在 _____ 年解密后适用本授权书。

不保密 （请在以上方框内打“√”）

论文作者签名： 刘程 导师签名： 李学军
日期： 2011 年 6 月 28 日



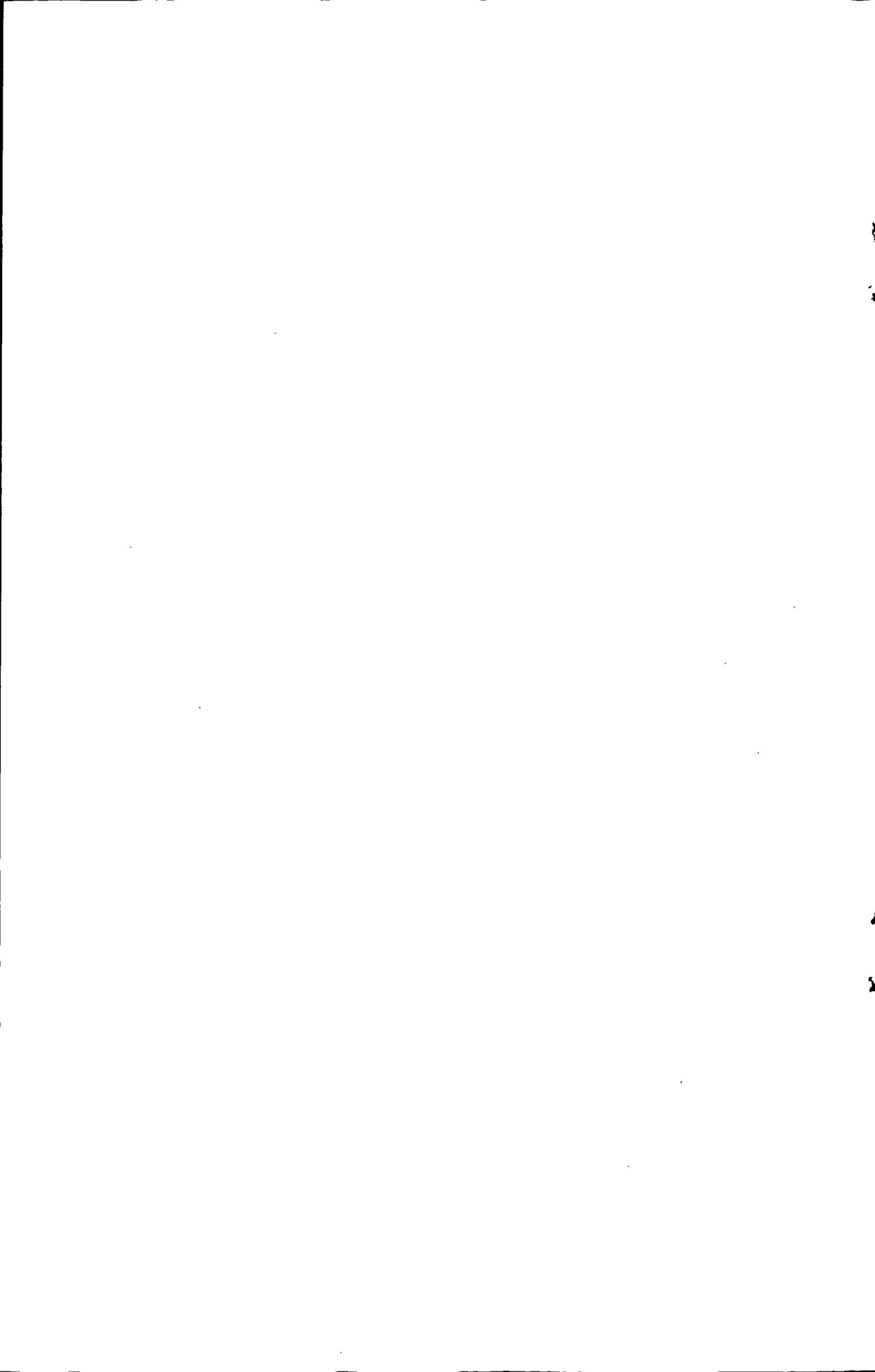
摘要

开发自适应性、鲁棒性好并且结构简单、易于工程实践的船舶航向自动舵是当今船舶运动控制领域的一个重要课题。

本文主要设计了三种结构简单、计算量小的船舶航向自动舵自适应模糊控制算法：第一种算法的每个子系统中有两个学习参数；第二种算法的每个子系统中有一个学习参数；第三种算法的整个系统只有一个学习参数。

本文中的船舶航向自动舵自适应模糊控制算法采用 T-S 模糊系统逼近船舶航向控制系统中的未知不确定性项，但是通常利用模糊逼近器所设计的自适应算法中易产生“维数灾难”的问题，本文采用最少学习参数算法 (Minimal Learning Parameters; MLP) 去解决这个问题。设计过程中采用后推 (Backstepping) 方法，在利用后推方法时，易产生“计算量膨胀”问题，为解决“计算量膨胀”问题，我们引进了动态面控制算法 (Dynamic Surface Control; DSC)。将 MLP 与 DSC 结合，旨在能够同时解决“维数灾难”以及“计算度膨胀”问题，所以本文设计的船舶航向自动舵自适应模糊控制算法计算量小，易于工程实现，并且能够避免可能存在的控制器奇异值问题。同时，能够保证闭环系统的稳定性，并且使得航向跟踪误差任意小。利用 Matlab 对本文提出的三种自适应模糊算法进行计算机仿真；为了进一步说明控制器的控制性能，改变船舶航向控制系统模型参数，对比仿真结果。

关键词：航向自动舵； DSC (动态面)； MLP (最少学习参数算法)； 模糊系统； 自适应控制



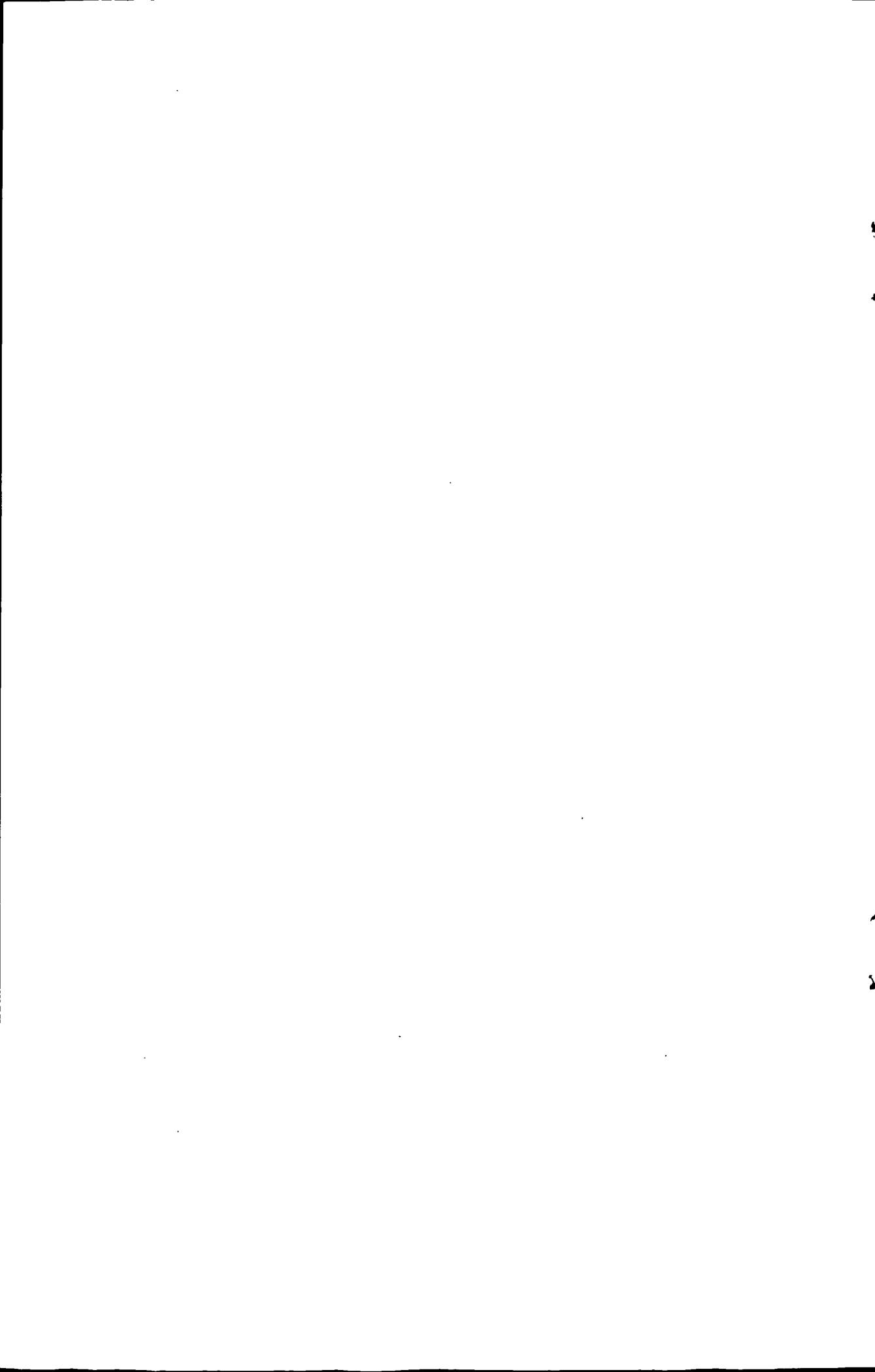
ABSTRACT

To employ adaptive ,robust and simple autopilot of ship course control has been a hot topic in today's ship motion control.

In this paper,employing three kinds of adaptive fuzzy design of ship autopilot algorithms.In the first algorithm,there are two parameters in each subsystem;In the second algorithm,there is one parameter in each subsystem;In the third algorithm,there is only one parameter in the whole system.

In this paper ,employing T-S fuzzy system to approximate the uncertain functions,but sometimes it causes "dimension curse",at this point ,we introduce MLP(minimal learning parameter) to solve the problem.In the design procedure,Backstepping techniques causes "explosion of complexity",introduce DSC(dynamic surface control) to solve this problem.Incorporate MLP and DSC ,so we can solve the both problems simultaneously with less parameters and reduce computational load.The proposed algorithms is convenient to be implemented in applications,and can avoid the possible controller singularity problem.In addition,the boundedness stability of the closed-loop system is guaranteed and the tracking error can be made arbitrary small. The matlab simulation results validate the effectiveness and the performance of proposed adaptive fuzzy design of ship' autopilot. To further illustrate the control performance of the controller, to change ship course control system model parameters, comparing the simulation results.

Keywords: Autopilot; DSC; MLP; Fuzzy System; Adaptive Control



目录

第1章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景.....	1
1.2 课题研究现状及意义.....	1
1.2.1 船舶航向自动舵现状.....	2
1.2.2 课题的提出及意义.....	3
1.3 本文研究内容.....	4
第2章 基础知识.....	5
2.1 船舶航向控制系统数学模型.....	5
2.2 T-S 模糊系统及其逼近.....	6
2.3 BACKSTEPPING 控制设计方法.....	7
2.4 本章小结.....	12
第3章 船舶航向自动舵自适应模糊设计（一）.....	13
3.1 问题描述.....	13
3.2 控制器设计及稳定性分析.....	13
3.2.1 控制器设计.....	14
3.2.2 稳定性分析.....	21
3.3 仿真研究.....	21
3.4 本章小结.....	24
第4章 船舶航向自动舵自适应模糊设计（二）.....	25
4.1 问题描述.....	25
4.2 控制器设计及稳定性分析.....	25
4.2.1 控制器设计.....	25
4.2.2 稳定性分析.....	30
4.3 仿真研究.....	30
4.4 本章小结.....	32
第5章 船舶航向自动舵自适应模糊设计（三）.....	33
5.1 问题描述.....	33
5.2 控制器设计及稳定性分析.....	33
5.2.1 控制器设计.....	33

5.2.2 稳定性分析.....	35
5.3 仿真研究.....	35
5.3.1 仿真结果.....	35
5.3.2 横向仿真对比.....	37
5.3.3 与PD舵对比研究.....	38
5.4 本章小结.....	40
结论与展望.....	41
参考文献.....	42
致谢.....	47
公开发表论文.....	49
研究生履历.....	51

第 1 章 绪论

1.1 课题研究背景

本课题是基于国家自然科学基金(60874056)“基于动态面和通用逼近器的 MIMO 系统鲁棒自适应设计及其船舶运动控制应用”、中国博士后科学基金特别资助课题(200902241)“具有状态和输入延迟及输入饱和的不确定 MIMO 系统的面向工程鲁棒自适应控制设计”以及辽宁省自然科学基金(20102012)“基于船舶航迹控制的限制水域船舶通航安全研究”开展研究的。

现今航运业、造船业蓬勃发展,对船舶操纵性、控制性能提出了越来越高的要求:一方面船舶向大型化、高速化、专业化发展;另一方面由于海上交通日益繁忙,使得航道及港口日益拥挤,导致船舶发生碰撞、触底等海难事故的危险性大大地增加。如何科学的操纵和控制船舶,使之在复杂的环境下安全、准时地到达目的港,是一个重要的问题,传统的航向控制算法已远远不能满足实际要求,因此研究更先进的船舶运动控制技术越来越受到人们的重视^[1]。

船舶运动控制(ship motion control)是控制领域的一个重要的研究课题,随着现代控制理论和技术的全面发展,既为船舶运动控制科学的发展注入了新的活力,同时也提出了新的挑战。

国内学者贾欣乐等将船舶运动控制分成以下三个方面:一是大洋航行自动导航问题,包括航向保持、转向控制、航速控制等;二是港区航行及自动离靠泊问题,涉及船舶在浅水中的低速运动,风、浪、流干扰相对增大,系统信息量增多,操纵和控制更趋困难;三是拥挤水道航行或大洋航行的自动避碰问题^[2-5]。

本文主要研究船舶航向控制问题,目前用于船舶航向控制的装置称为自动舵。自动舵(autopilot)是船舶自动操舵仪的简称。它是在随动操舵基础上发展起来的一种全自动控制的操舵方式。对于船舶运动控制问题,自动舵是一个极其重要的系统,可应用于航向保持、航向改变和航迹保持控制等问题^[6]。由于自动舵的灵敏度和准确性都较高,由它替代人工操舵后,相对的提高了航速以及减轻了舵工的工作量。

1.2 课题研究现状及意义

1.2.1 船舶航向自动舵现状

船舶航向自动舵在航行安全、节能以及降低船员的劳动强度等方面，一直起着举足轻重的作用，因而船舶航向控制一直受到人们的高度重视，随着控制理论和技术的发展，船舶航向自动舵及其控制算法得到迅速发展，可以划分以下4个发展阶段：

第一代自动舵—机械式自动舵，就是利用经典控制理论中简单的比例控制，它使人们看见机械代替人工操舵的希望，是船舶操纵自动化的一个重要里程碑，但是这种自动舵需要采用低增益以避免震荡，所以它只能用于低精度航向保持。

20世纪50年代，随着电子科学技术的发展，第二代自动舵—PID自动舵被应用于实践中，它使得自动舵的控制精度大大提高，但是它随外界变化的应变能力比较差，所以当外界环境（风，浪，流，装载等）发生变化时，控制参数需要连续的人工整定，操舵频繁，能耗较大。

20世纪60、70年代，随着自适应理论的发展，人们将自适应理论引用到船舶控制领域，出现了第三代自动舵——自适应舵^[7-9]，这个时代还出现了一批新的控制算法，例如最优控制算法^[10-11]，模型参考自适应算法^[12-16]，最小方差自适应算法，卡尔曼滤波算法^[17]，系统参数辨识算法等等。自适应舵在控制精度和减少能耗方面都有一定的提高，但是自适应舵参数调整困难，物理成本高，特别是船舶运动具有高度的非线性、不确定性，控制效果难以保证，有时候甚至会影响系统的稳定性。

80年代之后，随着控制领域和智能技术的迅速发展，涌现出一批优秀的智能控制算法，于是出现了第四代自动舵——智能舵。罗伟林老师等利用支持向量机，在考虑建模误差的情况下采用后推法结合李雅普诺夫函数设计航向控制器^[18-20]；胡江强老师等将遗传以及蚁群算法应用到船舶航向控制领域^[21-24]；吕进老师等将神经网络技术应用到船舶航向控制领域^[25]。

近年来，又涌现了一批优秀的控制算法，Sutton等自适应模糊控制应用到船舶航向控制领域^[26-32]。卜仁祥老师等将滑模变结构应用到船舶航向控制领域^[33-36]。王兴成老师结合遗传算法与 H_{∞} 方法并将其应用到船舶航向控制领域，杜佳璐老师将后推（Backstepping）方法应用到船舶航向控制自动舵算法的开发^[37-40]。

综上所述,船舶航向自动舵发展现状是:一方面,各种新的控制理论及技术在船舶航向自动舵问题上进行了广泛研究和应用试探,但由于算法本身复杂,而不适用于工程实践;另一方面,虽然传统的 PID 控制难以适应船舶控制中的强不确定性和非线性,但是由于 PID 控制简单、可靠,物理意义明确,所以仍然被广泛地应用于工程实践中、仍然在船舶控制系统中占据着主导地位。

1.2.2 课题的提出及意义

通过对船舶航向自动舵现状研究发现:

首先,基于 Backstepping 方法的自适应控制方案在处理非线性问题时显示了其独特的优越性,但是通常会引起“计算量膨胀”问题,因为 Backstepping 方法在每一步反向递推中都要对虚拟控制律进行重复求导,导致较高阶虚拟控制律和最终控制器所含项随着系统阶数的增加膨胀性爆炸,使得的控制器的计算复杂度剧增,值得庆幸的是 D.Swaroop 等提出动态面(Dynamic surface control, DSC)方法^[41-44],通过引进一阶低通滤波器对虚拟控制律进行估计,解决了参数不确定性系统自适应控制方法中的“计算量膨胀”问题。

其次,模糊控制系统具有较强的鲁棒性,适用于解决常规控制难以解决的非线性、时变及滞后系统,但是当利用模糊系统对非线性函数的逼近能力时来设计自适应模糊控制器的时候,由于过程的状态变量维数较大,并且逼近未知函数的模糊系统所需的模糊规则较多,使得自适应模糊控制器的自适应学习参数的数目大量增加,称之为“维数灾难”问题。庆幸的是杨盐生老师在李雅普诺夫理论上利用小增益理论^[45-46]确保闭环系统稳定,所设计的控制算法不仅可以避免其它自适应算法中时常存在的奇异问题,而且还可以使自适应参数减至最少^[47-50],我们称之为最少学习参数法(Minimal Learning Parameters, MLP)。

研究发现,开发结构简单、控制性能良好的船舶航向自动舵具有显著的意义。由于“计算量膨胀”以及“维数灾难”问题的存在,所以使用 Backstepping 方法以及 T-S 模糊系统设计自适应控制算法时虽然具有良好的控制性能,但是同时会影响控制器的工程实践。本文课题的提出就是基于如何同时解决这两个问题^[51-56],使得所设计的自适应模糊控制方案既能保证良好的控制性能,同时适用于工程实

践。受到上述文献的启发，本文将 MLP 和 DSC 结合起来同时解决“计算量膨胀”问题以及“维数灾难”问题。

1.3 本文研究内容

1. 本文设计了三种船舶航向自动舵自适应模糊控制算法。第三章中的船舶航向自动舵自适应模糊设计（一）中每个子系统中有两个学习参数；第四章中的船舶航向自动舵自适应模糊设计（二）中每个子系统中有一个学习参数；第五章中的船舶航向自动舵自适应模糊设计（三）中整个系统中只有一个学习参数。三种算法是一脉相承的，并且控制器结构逐渐简单。

2. 以某杂货船为例，利用 Matlab 分别对三种算法在无干扰以及有干扰的情况下，进行了计算机仿真，既验证本文所设计的三种算法的控制性能，又对三种算法进行纵向对比。

3. 为了进一步研究控制器的控制性能，以及对控制性能的影响因素，改变第五章中的船舶航向自动舵自适应模糊设计（三）算法的系统参数，再进行仿真，对仿真结果进行横向对比，验证控制器鲁棒性以及自适应性；对传统的 PD 舵进行仿真，使其与第五章的船舶航向自动舵自适应模糊设计（三）算法进行对比，验证控制器性能。

第 2 章 基础知识

本章主要介绍本文中涉及的基本知识,包括船舶航向控制系统模型, T-S 模糊系统及 Backstepping 控制设计方法,详细介绍“维数灾难”问题以及“计算量膨胀”问题产生原因,为本文的后续的控制设计提供理论基础。

2.1 船舶航向控制系统数学模型

响应型船舶数学模型是船舶运动数学模型的一种表达形式。上世纪 50 年代末,日本学者野本谦作从控制工程的观点将船舶看成一个独立的动态系统,舵角作为输入、船舶航向作为输出。从物理上考察,建立了输入输出的响应关系的一阶响应型模型;之后又从状态空间型的船舶线性数学模型出发,建立了二阶响应型数学模型;最后根据不同的需求,建立了非线性响应型模型。这种响应型数学模型的特点是:模型参数可以直接从实船试验中获得,从而避免了状态空间型的模型参数需要模型试验的缺陷,减少了难度,并直接消除了尺度效应。

船舶航向控制系统数学模型,其舵角 δ 和航向 ϕ 的关系可以用下面的数学模型描述:

$$\ddot{\phi} + \frac{1}{T}H(\dot{\phi}) = \frac{K}{T}\delta \quad (2.1)$$

这里的参数 K 、 T 分别表示增益(每秒)和时间常数(秒),它们都是船舶前进速度和船长的函数。 $H(\dot{\phi})$ 是 $\dot{\phi}$ 的非线性函数,可以近似表示为:

$$H(\dot{\phi}) = a_1\dot{\phi} + a_2\dot{\phi}^3 + a_3\dot{\phi}^5 + \dots \quad (2.2)$$

其中 $a_i, i=1,2,3,\dots$, 是实值常数^[57]。

[注 2.1] 船舶航向控制可以分为转向点之间的保向控制和转向点附近以及避让时的转向控制。在进行保向控制时,船舶航向和计划航向的偏差通常很小,需要转向的幅度通常很小,这时可以假定上式中的系数 $a_i, i=2,3,\dots$ 为 0,利用得到的线性模型进行自动舵设计;而在进行转向控制时,由于转向幅度通常比较大,这时候就不能假定 $a_i (i=2,3,\dots)$ 为 0,从而应该利用非线性模型做为自动舵的设计模型。在本文中,我们考虑的是适用性广的非线性模型。

另一方面, 由于船舶的舵机系统无法实现阶跃操舵, 忽略舵机特性将影响控制系统的性能品质。因此, 从实际应用来看, 为了获得良好的航向控制性能, 还应考虑舵机伺服系统的特性。船舶舵机的动力特性可以描述为:

$$\dot{\delta} = -\frac{1}{T_E} \delta + \frac{K_E}{T_E} \delta_E \quad (2.3)$$

式中: δ_E 为舵机发出的命令舵角, δ 为实际舵角, K_E 为舵机控制增益, T_E 为舵机时间常数^[58-60]。

2.2 T-S 模糊系统及其逼近

模糊控制器, 从功能上划分主要由四部分组成: 模糊化块、规则库(又称知识库)、蕴涵推理机(又称“模糊蕴涵”、“模糊推理机”)以及清晰化(又称“去模糊化”、“解模糊”)块^[61-62]。模糊控制系统包括两种基本类型: Mamdani 型和 Takagi-Sugeno (T-S) 型。本文利用 T-S 型, 最早是由日本的 Takagi 和 Sugeno 首先提出来的, 它采用系统状态变量或输入变量的函数作为 IF-THEN 模糊规则的后件^[63-65]。用乘积模糊推理考察模糊规则中 ANDS, 经过一个典型的中心平均去模糊化后, 模糊系统输出为:

$$f(x) = \sum_{i=1}^k y_i \xi_i(x) \quad (2.4)$$

其中 $\xi_i(x) = \prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i / \sum_{i=1}^k \left[\prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i \right]$, 被称为一个模糊基函数, 而 $\xi_i(x)$ 中的隶属函数 $\mu_{h_j}^i(x_j)$ 由某一类型的隶属函数表示, $y_i = a_1^i x_1 + \dots + a_n^i x_n$ 。式(2.4)可以改写为

$$\hat{f}(x, A_x) = \xi(x) A_x x \quad (2.5)$$

这里 $\xi(x) = [\xi_1(x), \xi_2(x), \dots, \xi_k(x)]$, $\xi_i(x) = \prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i / \sum_{i=1}^k \left[\prod_{j=1}^n \mu_{h_j}^i \right]$ 成为模糊基

函数, $\mu_{h_j}^i(x_j)$ 称为模糊隶属度函数, 矩阵 $A_x = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{k1} & a_{k2} & \cdots & a_{kn} \end{bmatrix}$ 。

定理 2.1: 对于任意给定的连续函数 $f(x)$, 在论域 $U \in R^n$ 内, $\forall \varepsilon > 0$, 存在一个如式(2.4)

所示的 T-S 模糊系统 $\hat{f}(x, A_x)$, 使得下式成立:

$$\sup_{x \in U} \|f(x) - \hat{f}(x, A_i)\| \leq \varepsilon \quad (2.6)$$

这里的 ε 表示逼近误差。

上面的定理 2.1 表明, T-S 模糊系统可以做为通用函数逼近器, 在任意的凸紧集上, 以任意精度逼近任意光滑非线性函数。

[注 2.2] 对于任意 n 维连续函数 $f(x)$, 如果每个变量 x_i 需要使用 $N_i + 1 (N_i > 0)$ 个连续的输入模糊集, 那么, 在模糊系统中将有 $K = \prod_{i=1}^n (N_i + 1)$ 个 IF-THEN 模糊规则, 需要 $n \cdot \prod_{i=1}^n (N_i + 1)$ 个参数来描述 $T-S$ 型模糊系统, 于是在基于模糊逼近器自适应设计方案中, 易产生“维数灾难”的问题。在本文中的船舶航向自动舵设计采用了 MLP 方法, 有效的避免了这个问题。

2.3 Backstepping 控制设计方法

Backstepping 可以翻译为后推方法, 是 step back 的意思, 就是指由若干积分器串联组成的控制系统中, 状态反馈控制器通过积分器后推到控制输入的起始处^[66]。它解决了非匹配系统的控制问题, 他并没有像反馈线性化方法一样对消所有的非线性项, 而是通过李雅普诺夫函数的选取, 保留对系统有利的非线性项, 进而利用系统的非线性项改善系统的动态性能, 提高灵活性, 并且在控制器中加入一些非线性项去抵消模型不确定性的影响, 提高了系统的鲁棒性。在存在不确定项的场合下, 很多非线性控制方法受到了极大的威胁, 而采用 Backstepping 方法, 可以大大提高系统的灵活性和鲁棒性^[67]。尤其是在不确定项不匹配的情况下, Backstepping 控制设计方法展现了其强大的生命力, 它能够保证系统的有界性, 成为重要的设计方法, 但是传统的 Backstepping 控制设计方法通常存在“计算量膨胀”问题。

本节将利用一个实例来说明如何利用 Backstepping 方法进行控制器设计。

实例: 现考虑如下 4 阶系统,

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= x_3 \\
 \dot{x}_3 &= x_4 \\
 \dot{x}_4 &= f(x) + u \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

其中 y 为控制器输出, u 为控制器输入。

对系统 (2.7) 进行控制器设计, 主要目的: 一方面是说明 Backstepping 方法的设计步骤; 另一方面在设计过程中将指出传统 Backstepping 控制设计过程中通常存在的“计算量膨胀”问题。

第一步, 定义误差变量 $z_1 = x_1 - y_d, z_2 = x_2 - \alpha_2$, 其中 α_2 为虚拟控制律, y_d 为参考信号并且假设 y_d 为 4 阶可导 (当引入 DSC 方法的时候, 只要假设 y_d 为 2 阶可导即可, 在第三章中将详细介绍)。

由定义可得 $x_2 = z_2 + \alpha_2$, 对 z_1 求导可得,

$$\dot{z}_1 = x_2 - \dot{y}_d = z_2 + \alpha_2 - \dot{y}_d \tag{2.8}$$

我们取李雅普诺夫函数以如下形式,

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \tag{2.9}$$

对其求导, 我们能得到,

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (z_2 + \alpha_2 - \dot{y}_d) \tag{2.10}$$

选取,

$$\alpha_2 = -c_1 z_1 + \dot{y}_d \tag{2.11}$$

将式 (2.11) 代入式 (2.10), 我们可以可得,

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \tag{2.12}$$

第二步, 定义 $z_3 = x_3 - \alpha_3$, 则

$$\dot{z}_2 = x_3 - \dot{\alpha}_2 = z_3 + \alpha_3 - \dot{\alpha}_2 = z_3 + \alpha_3 - \left[\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)} \right] \tag{2.13}$$

在这一步, $\dot{\alpha}_2$ 只有三项, 但是在以下过程中, 我们会发现虚拟控制律的导数将会随着系统阶数的增长计算量迅速膨胀。

我们取李雅普诺夫函数以如下形式,

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 + V_1 \quad (2.14)$$

对其求导, 我们可得,

$$\dot{V}_2 = z_2 \dot{z}_2 + \dot{V}_1 = \dot{V}_1 + z_2 (z_3 + \alpha_3 - [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}]) \quad (2.15)$$

我们取,

$$\alpha_3 = -c_2 z_2 - z_1 + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} (x_2) + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \quad (2.16)$$

将式 (2.16) 代入 (2.15) 我们可以得到,

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 \quad (2.17)$$

第三步, 定义 $z_4 = x_4 - \alpha_4$, 由于在下面的设计过程中需要对 α_3 进行求导, 由于 α_3 中含有很多变量, 所以我们要将其化为各个变量和的形式, 这样做可以防止漏项, 并且使 $\dot{\alpha}_3$ 的计算比较清晰,

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= -c_2 z_2 - z_1 + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} (x_2) + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \\ &= -c_2 (x_2 - \alpha_2) - (x_1 - y_d) + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \\ &= -c_2 (x_2 - (-c_1 z_1 + \dot{y}_d)) - (x_1 - y_d) + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \\ &= -c_2 (x_2 - (-c_1 (x_1 - y_d) + \dot{y}_d)) - (x_1 - y_d) + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \\ &= -c_2 x_2 - c_1 c_2 x_1 - c_2 y_d + c_1 c_2 \dot{y}_d - x_1 + y_d + [\frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)}] \end{aligned} \quad (2.18)$$

我们对 α_3 求导, 下式 $\frac{\partial \alpha_i}{\partial x_j}$ 均代表系数通式, 将这些系数最终合并, 最后可以得到,

$$\begin{aligned}\dot{\alpha}_3 &= -c_2\dot{x}_2 - c_1c_2\dot{x}_1 - c_2\dot{y}_d - c_2\dot{y}_d - \dot{x}_1 + \dot{y}_d + \left[\frac{\partial\alpha_2}{\partial x_1}(\dot{x}_2) + \frac{\partial\alpha_2}{\partial y_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_2}{\partial \dot{y}_d}(y_d^{(3)}) \right] \\ &= \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)}\end{aligned}\quad (2.19)$$

可得,

$$\begin{aligned}\dot{z}_3 &= x_4 - \dot{\alpha}_3 = z_4 + \alpha_4 - \dot{\alpha}_3 \\ &= z_4 + \alpha_4 - \left[\frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)} \right]\end{aligned}\quad (2.20)$$

取李雅普诺夫函数以如下形式,

$$V_3 = \frac{1}{2}z_3^2 + V_2\quad (2.21)$$

对其求导,

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + z_3\dot{z}_3 \\ &= \dot{V}_2 + z_3 \left[z_4 + \alpha_4 - \left(\frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)} \right) \right]\end{aligned}\quad (2.22)$$

同理选取,

$$\alpha_4 = -c_3z_3 - z_2 + \left[\frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)} \right]\quad (2.23)$$

将式 (2.23) 代入式 (2.22), 我们可得

$$\dot{V}_3 = -c_1z_1^2 - c_2z_2^2 - c_3z_3^2 + z_3z_4\quad (2.24)$$

第四步, 将式 (2.23) 化为各个隐含变量相加的形式,

$$\begin{aligned}\alpha_4 &= -c_3(x_3 - \alpha_3) - (x_2 - \alpha_2) - \left[\frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)} \right] \\ &= \left[-c_3x_3 - c_2c_3x_2 - c_1c_2c_3x_1 - c_2c_3\dot{y}_d + c_1c_2c_3y_d - c_3x_1 + c_3y_d + c_3 \frac{\partial\alpha_2}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_2}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_2}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} \right] \\ &\quad - \left[x_2 + c_1x_1 - c_1y_d - \dot{y}_d \right] - \left[\frac{\partial\alpha_3}{\partial x_1}x_2 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial x_2}x_3 + \frac{\partial\alpha_3}{\partial y_d}\dot{y}_d + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \dot{y}_d}y_d^{(2)} + \frac{\partial\alpha_3}{\partial \ddot{y}_d}y_d^{(3)} \right]\end{aligned}\quad (2.25)$$

对其求导, 可得

$$\begin{aligned}
 \dot{\alpha}_4 = & -\left(c_3 + \frac{\partial \alpha_3}{\partial x_2}\right) \dot{x}_3 - \left(c_2 c_3 + 1 - c_3 \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} + \frac{\partial \alpha_3}{\partial x_1}\right) \dot{x}_2 - (c_1 c_2 c_3 + c_3 + c_1) \dot{x}_1 \\
 & - (c_1 c_2 c_3 + c_3 - c_1) \dot{y}_d - \left(c_2 c_3 - \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d} - 1 + \frac{\partial \alpha_3}{\partial y_d}\right) y_d^{(2)} - \left(\frac{\partial \alpha_3}{\partial \dot{y}_d} - \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_d}\right) y_d^{(3)} - \frac{\partial \alpha_3}{\partial \ddot{y}_d} y_d^{(4)} \quad (2.26) \\
 = & -\frac{\partial \alpha_4}{\partial x_3} x_4 - \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_2} x_3 - \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_1} x_2 - \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d} \dot{y}_d - \frac{\partial \alpha_4}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)} - \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d^{(2)}} y_d^{(3)} - \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d^{(3)}} y_d^{(4)}
 \end{aligned}$$

我们可以观察到所以 $\dot{\alpha}_4$ 的计算量非常的大, 这就是“计算量膨胀”问题。

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_4 = & f(x) + u - \dot{\alpha}_4 \\
 = & f(x) + u - \left(\frac{\partial \alpha_4}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_2} x_3 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_3} x_4 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d^{(2)}} y_d^{(3)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d^{(3)}} y_d^{(4)}\right) \quad (2.27)
 \end{aligned}$$

选取,

$$V_4 = \frac{1}{2} z_4^2 + V_3 \quad (2.28)$$

对其求导可得,

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_4 = & \dot{V}_3 + z_4 \left[f(x) + u - \left(\frac{\partial \alpha_4}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_2} x_3 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_3} x_4 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d} \dot{y}_d \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \ddot{y}_d} y_d^{(3)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \ddot{y}} y_d^{(4)}\right) \right] \quad (2.29)
 \end{aligned}$$

最终我们选取,

$$\begin{aligned}
 u = & -c_4 z_4 - f(x) - z_3 + \left[\frac{\partial \alpha_4}{\partial x_1} x_2 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_2} x_3 + \frac{\partial \alpha_4}{\partial x_3} x_4 \right. \\
 & \left. + \frac{\partial \alpha_4}{\partial y_d} \dot{y}_d + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \dot{y}_d} y_d^{(2)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \ddot{y}_d} y_d^{(3)} + \frac{\partial \alpha_4}{\partial \ddot{y}} y_d^{(4)}\right] \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

最后我们可以得到,

$$\dot{V}_4 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 - c_4 z_4^2 = \sum_{i=1}^4 -c_i z_i^2 \leq 0 \quad (2.31)$$

式 (2.31) 满足李雅普诺夫稳定性定理。

实例中, 通过对一个四阶系统进行控制器设计, 说明了 Backstepping 方法的设计一般步骤及原理, 同时又引出了的“计算量膨胀”问题。

2.4 本章小结

本章主要介绍了船舶航向自动舵自适应模糊设计所需要的基础知识，主要包括三个部分：数学模型，T-S 模糊系统，Backstepping 控制设计方法。在船舶航向控制系统数学模型这部分主要介绍了本文所使用三阶模型（带有舵机特性）；在 T-S 模糊系统这部分主要介绍了模糊系统的组成以及使用 T-S 模糊系统的结构，并且引出了“维数灾难”问题所产生的原因；在 Backstepping 控制设计方法这部分，我们主要通过一个四阶的控制器设计，来说明 Backstepping 控制设计的一般步骤，并且引出了“计算量膨胀”问题产生的原因。

第3章 船舶航向自动舵自适应模糊设计 (一)

现今很多利用Backstepping方法的船舶航向控制设计并不能解决“计算量膨胀”问题；而大多数自适应模糊设计方法通常会产生“维数灾难”问题。本章将“DSC”以及“MLP”结合起来应用到船舶航向控制领域，旨在开发结构简单、自适应性以及鲁棒性良好的船舶航向自动舵算法。

3.1 问题描述

定义 $x_1 = \phi, x_2 = \dot{\phi}, x_3 = \delta$ 及 $u = \delta_E$ ，由式(2.1)、(2.3)可得到包含舵机特性的非线性船舶航向控制系统模型：

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(\bar{x}_2) + g_2(\bar{x}_2)x_3 \\ \dot{x}_3 &= f_3(\bar{x}_3) + g_3(\bar{x}_3)u \end{aligned} \quad (3.1)$$

其中： $\bar{x}_2 = [x_1 \ x_2]^T$ ， $\bar{x}_3 = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ 。

首先，对上述系统做如下假设：

假设 3.1 控制增益 $g_i, i=2,3$ 是严格正的或者负的，即满足不等式 $0 < g_{\min} \leq |g_i| \leq g_{\max}$ ，其中 g_{\min}, g_{\max} 是上下界。为不失一般性，我们假设 $0 < g_{\min} \leq g_i$ 。

假设 3.2 系统函数 f_2 和 f_3 是未知连续有界函数。

假设 3.3 参考信号 $y_d(t)$ 光滑有界、且具有 2 阶连续有界的导数，即存在一个正的常数 B_0 ，使得集合 $\Pi_0 := \{(y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) : y_d^2 + \dot{y}_d^2 + \ddot{y}_d^2 \leq B_0\}$ 成立。

[注 3.1] 在 2.3 节中，我们假设 y_d 为四阶可导，这里是因为引入了 DSC 方法，不需要对 α 反复求导，所以只要假设 y_d 二阶可导即可。

本章的目标是针对系统(3.1)设计一种简单、计算量小的自适应模糊控制器，同时解决“维数灾难”以及“计算量膨胀”问题；并且使所有闭环系统信号都有界，且跟踪误差 $z_1 = x_1(t) - y_d(t)$ 能够任意小；

3.2 控制器设计及稳定性分析

3.2.1 控制器设计

第一步, 定义误差变量 $z_1 = x_1 - y_d$, 则

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_d \quad (3.2)$$

将 x_2 看做虚拟控制量, 并取其理想值, 即虚拟控制律 α_2 如下:

$$\alpha_2 = -k_1 z_1 + \dot{y}_d \quad (3.3)$$

其中 k_1 是正的设计常数。

现在借助 DSC 思想^[35-36], 引入新变量 s_2 , 定义误差变量 $z_2 = x_2 - s_2$, 定义滤波器输出误差

$$y_2 = s_2 - \alpha_2 \quad (3.4)$$

令 α_2 通过带有时间常数 η_2 的一阶滤波器:

$$\eta_2 \dot{s}_2 + s_2 = \alpha_2, s_2(0) = \alpha_2(0) \quad (3.5)$$

对式 (3.4) 求导,

$$\dot{y}_2 = \dot{s}_2 - \dot{\alpha}_2 = -\frac{y_2}{\eta_2} + \left(-\frac{\partial \alpha_2}{\partial z_1} \dot{z}_1 - \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \ddot{y}_d \right) = -\frac{y_2}{\eta_2} + B_2(z_1, z_2, y_2, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) \quad (3.6)$$

这里 $B_2(\cdot)$ 是连续函数有最大值 $M_2 > 0$ ^[62-64]。

$$\dot{s}_2 = -\frac{y_2}{\eta_2} \quad (3.7)$$

[注 3.2] 借助式(3.5)的一阶滤波器对 α_2 估计, 在这一步只需用其估计值 s_2 代替, 不再需要对 α_2 进行求导, 从而避免了 2.3 节中式 (2.19) 的“计算量膨胀”问题。

选择如下李雅普诺夫函数形式

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} y_2^2 \quad (3.8)$$

对其求导, 可得,

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 + y_2 \dot{y}_2 = z_1(z_2 + \alpha_2 + y_2 - \dot{y}_d) + y_2 \left(-\frac{y_2}{\eta_2} + B_2\right) \\ &= -k_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_1 y_2 + \left(-\frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|\right)\end{aligned}\quad (3.9)$$

第二步, 由式 $z_2 = x_2 - s_2$ 可知,

$$\dot{z}_2 = f_2(\bar{x}_2) + g_2 x_3 - \dot{s}_2 \quad (3.10)$$

构造 $\hat{f}_2(\bar{x}_2, A_2)$ 去逼近 $f_2(\bar{x}_2)$ 。

$$f_2(\bar{x}_2) = \xi_2(\bar{x}_2) A_2 \bar{x}_2^T + \varepsilon_2 = \xi_2 A_2 \begin{bmatrix} z_1 + y_d \\ z_2 + s_2 \end{bmatrix} + \varepsilon_2 = b_2 \xi_2 \omega_2 + d_2 \quad (3.11)$$

令 $b_2 = \|A_2\|$, $A_2^m = A_2/b_2$, $\omega_2 = A_2^m \bar{z}_2$ 。

于是我们可得,

$$\dot{z}_2 = g_2 x_3 + b_2 \xi_2 \omega_2 + d_2 - \dot{s}_2 \quad (3.12)$$

其中 $d_2 = \xi_2 A_2^1 y_d + \xi_2 A_2^2 s_2 + \varepsilon_2$, 存在有界变量

$$\|d_2\| \leq \|A_2^1 y_d + A_2^2 s_2 + \varepsilon_2\| \leq g_{\min} \theta_2^T \psi_2 \quad (3.13)$$

其中 $\theta_2^T = g_{\min}^{-1} \max(\|A_2^1 y_d\|, \|A_2^2 s_2\|, \|\varepsilon_2\|)$, $\psi_2(\bar{x}_2) = 1 + 2\|\xi_2(\bar{x}_2)\|$ 。

现选取 x_3 的虚拟控制 α_3 为,

$$\alpha_3 = -k_2 z_2 + \dot{s}_2 - \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma_2^2} \xi_2(\bar{x}_2) \xi_2^T(\bar{x}_2) z_2 - \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) \quad (3.14)$$

这里 k_2 , γ_2 为正的设计参数, $\tilde{\lambda}_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i$, $\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i$, $\hat{\lambda}_i$ 是 λ_i 的估计值, $\hat{\theta}_i$ 是 θ_i 的估计值, 其自适应律将在下文中给出。

同样借助 DSC 思想, 引入新变量 s_3 , 令 α_3 通过带有时间常数 η_3 的一阶滤波器:

$$\eta_3 \dot{s}_3 + s_3 = \alpha_3, s_3(0) = \alpha_3(0) \quad (3.15)$$

定义误差变量 $z_3 = x_3 - s_3$, 定义滤波器输出误差

$$y_3 = s_3 - \alpha_3 \quad (3.16)$$

于是,

$$\dot{y}_3 = \dot{s}_3 - \dot{\alpha}_3 = -\frac{y_2}{\eta_2} + B_3(z_1, z_2, z_3, y_2, y_3, \hat{\theta}_2, \hat{\theta}_3, \hat{\lambda}_2, \hat{\lambda}_3, y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) \quad (3.17)$$

这里 $B_3(\square)$ 是连续函数有最大值为 $M_3 > 0$ 。注意到

$$\dot{s}_3 = -\frac{y_3}{\eta_3} \quad (3.18)$$

考虑如下李雅普诺夫函数

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}(\tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \tilde{\theta}_2 + \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \tilde{\lambda}_2) + \frac{1}{2}y_3^2 \quad (3.19)$$

其中 Γ_{22} , Γ_{21} 为设计参数。

由于 $x_3 = z_3 + s_3 = y_3 + z_3 + \alpha_3$, 代入到式 (3.20) 可得,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + y_3 \dot{y}_3^2 \\ &= \dot{V}_1 + z_2(g_2 x_3 + b_2 \xi_2 \omega_2 + d_2 - \dot{s}_2) - \tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + y_3 \left(-\frac{y_3}{\eta_3} + B_3\right) \\ &= \dot{V}_1 + g_2 z_3 z_2 + g_2 y_3 z_2 - k_2 g_2 z_2^2 + g_2 \dot{s}_2 z_2 - z_2 \dot{s}_2 - g_2 \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma_2^2} \xi_2(\bar{x}_2) \xi_2^T(\bar{x}_2) z_2^2 \\ &\quad - g_2 \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) z_2 + b_2 \xi_2 \omega_2 z_2 + d_2 z_2 - \tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + \left(-\frac{y_3}{\eta_3} + y_3 B_3\right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

注意到,

$$\begin{aligned} b_2 \xi_2 \omega_2 z_2 &= b_2 \xi_2 \omega_2 z_2 - \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \\ &= -\gamma_2^2 \left(\omega_2 - \frac{b_2}{2\gamma_2^2} \xi_2 z_2 \right)^2 + \frac{b_2^2}{4\gamma_2^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \\ &\leq \frac{b_2^2}{4\gamma_2^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \\ &\leq g_{\min} \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma_2^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + g_{\min} \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma_2^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \end{aligned} \quad (3.21)$$

其中 $\lambda_2^T = g_{\min}^{-1} b_2^2$, 注意到

$$d_2 z_2 \leq g_{\min} \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) \|z_2\| + g_{\min} \tilde{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) \|z_2\| \quad (3.22)$$

注意到,

$$z_2 z_1 \leq (z_2/2)^2 + z_1^2 \quad (3.23)$$

并且,

$$y_2 z_1 \leq (y_2/2)^2 + z_1^2 \quad (3.24)$$

注意到,

$$g_2 \dot{s}_2 z_2 - \dot{s}_2 z_2 \leq g_2 |\dot{s}_2 z_2| + |\dot{s}_2 z_2| \leq (g_2 + 1) |z_2| \frac{|y_2|}{\eta_2} \leq \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2} z_2^2 + \frac{1 + g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 \quad (3.25)$$

并且,

$$g_2 z_3 z_2 \leq z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} z_3^2 \quad (3.26)$$

$$g_2 y_3 z_2 \leq z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 \quad (3.27)$$

将式 (3.21), (3.22), (3.23), (3.24), (3.25), (3.26), (3.27)

代入式 (3.20), 于是我们可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -k_1 z_1^2 + (z_2/2)^2 + z_1^2 + (y_2/2)^2 + z_1^2 + \left(-\frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|\right) + z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} z_3^2 \\ & + z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - k_2 g_{\min} z_2^2 + \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2} z_2^2 + \frac{1 + g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 - g_{\min} \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 \\ & - g_{\min} \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) z_2 + g_{\min} \frac{\hat{\lambda}_2^T}{4\gamma^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + g_{\min} \frac{\tilde{\lambda}_2^T}{4\gamma^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 + g_{\min} \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) \|z_2\| \\ & + g_{\min} \hat{\theta}_2^T \psi_2(\bar{x}_2) \|z_2\| - \tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \dot{\hat{\theta}}_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + \left(-\frac{y_3^2}{\eta_3} + y_3 B_3\right) + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \\ \leq & -(k_1 - 2) z_1^2 - \left(g_{\min} k_2 - 2 - \frac{1}{4} - \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2}\right) z_2^2 + \left(\frac{1 + g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + \frac{y_2^2}{4} - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|\right) \\ & + \frac{g_{\max}}{4} z_3^2 + \left(\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{y_3^2}{\eta_3} + y_3 B_3\right) + \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_{21}^{-1} \left(\frac{\Gamma_{21}}{4\gamma^2} \xi_2 \xi_2^T z_2^2 - \dot{\hat{\lambda}}_2\right) \\ & + \tilde{\theta}_2^T g_{\min} \Gamma_{22}^{-1} \left(\Gamma_{22} \psi_2 \|z_2\| - \dot{\hat{\theta}}_2\right) + \gamma_2^2 \omega_2^T \omega_2 \end{aligned} \quad (3.28)$$

第三步, 由式 $z_3 = x_3 - s_3$ 可得,

$$\dot{z}_3 = g_3 u + f_3 - \dot{s}_3 \quad (3.29)$$

类似地,

$$f_3(\bar{x}_3) = b_3 \xi_3(x_3) \omega_3 + d_3 \quad (3.30)$$

令 $b_3 = \|A_3\|$, $A_3^m = A_3/b_3$, $\omega_3 = A_3^m \bar{z}_3$, 并且 $d_3 = \xi_3 A_3^1 y_d + \xi_3 A_3^2 s_2 + \xi_3 A_3^3 s_3 + \varepsilon_3$ 。所以式

(3.29) 可以改写成,

$$\dot{z}_3 = g_3 u + b_3 \xi_3 \omega_3 + d_3 - \dot{s}_3 \quad (3.31)$$

注意到,

$$\|d_3\| \leq \left\| A_3^1 y_d + \sum_{j=2}^3 A_3^j s_j + \varepsilon_3 \right\| \leq g_{\min} \theta_3^T \psi_3(\bar{x}_3) \quad (3.32)$$

这里 $\theta_3^T = g_{\min}^{-1} \max(\|A_3^1 y_d\|, \|\sum_{j=2}^3 A_3^j s_j\|, \|\varepsilon_3\|)$, $\psi_3 = 1 + 3\|\xi_3\|$ 。

类似地, 选取控制律 u 为,

$$u = -k_3 z_3 + \dot{s}_3 - \frac{\hat{\lambda}_3^T}{4\gamma_3^2} \xi_3(\bar{x}_3) z_3 - \hat{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) \quad (3.33)$$

选择如下李雅普诺夫函数形式

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} (\hat{\theta}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{32}^{-1} \tilde{\theta}_3 + \tilde{\lambda}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{31}^{-1} \tilde{\lambda}_3) \quad (3.34)$$

其中 Γ_{32} , Γ_{31} 为设计参数。

对式 (3.34) 其求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + z_3 \dot{z}_3 - \tilde{\theta}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{32}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_3 - \tilde{\lambda}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{31}^{-1} \dot{\tilde{\lambda}}_3 \\ &= \dot{V}_2 - k_3 g_3 z_3^2 + g_3 \dot{s}_3 z_3 - z_3 \dot{s}_3 - \frac{\hat{\lambda}_3^T}{4\gamma_3^2} \xi_3(\bar{x}_3) z_3^2 + b_3 \xi_3 \omega_3 z_3 + d_3 z_3 \\ &\quad - \tilde{\theta}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{32}^{-1} \dot{\tilde{\theta}}_3 - \tilde{\lambda}_3^T g_{\min}^{-1} \Gamma_{31}^{-1} \dot{\tilde{\lambda}}_3 \end{aligned} \quad (3.35)$$

与第二步类似,

$$\begin{aligned} b_3 \xi_3 \omega_3 z_3 &= b_3 \xi_3 \omega_3 z_3 - \gamma_3^2 \omega_3^T \omega_3 + \gamma_3^2 \omega_3^T \omega_3 \\ &\leq \frac{b_3^2}{4\gamma_3^2} \xi_3 \xi_3^T z_3^2 + \gamma_3^2 \omega_3^T \omega_3 \\ &\leq g_{\min} \frac{\hat{\lambda}_3^T}{4\gamma_3^2} \xi_3 \xi_3^T z_3^2 + g_{\min} \frac{\tilde{\lambda}_3^T}{4\gamma_3^2} \xi_3 \xi_3^T z_3^2 + \gamma_3^2 \omega_3^T \omega_3 \end{aligned} \quad (3.36)$$

其中, $\lambda_3^T = g_{\min}^{-1} b_3^2$ 。同时我们注意到,

$$d_3 z_3 \leq g_{\min} \hat{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) \|z_3\| + g_{\min} \tilde{\theta}_3^T \psi_3(\bar{x}_3) \|z_3\| \quad (3.37)$$

并且,

$$g_3 \dot{s}_3 z_3 - \dot{s}_3 z_3 \leq g_3 |\dot{s}_3 z_3| + |\dot{s}_2 z_3| \leq (g_3 + 1) |z_3| \frac{|y_3|}{\eta_3} \leq \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2} z_3^2 + \frac{1 + g_{\max}}{4\eta_2} y_3^2 \quad (3.38)$$

将式 (3.36), (3.37), (3.38) 带入式 (3.39) 可得,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(k_1 - 2)z_1^2 - (g_{\min} k_2 - \frac{9}{4} - \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2})z_2^2 - (g_{\min} k_3 - \frac{g_{\max}}{4} - \frac{1 + g_{\max}}{\eta_3})z_3^2 \\ & + (\frac{1 + g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + \frac{y_2^2}{4} - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|) + (\frac{1 + g_{\max}}{4\eta_3} y_3^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{y_3^2}{\eta_3} + |y_3 B_3|) \\ & + \sum_{i=2}^3 [\tilde{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} (\frac{\Gamma_{i1}}{4\gamma_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 - \dot{\lambda}_i)] + \sum_{i=2}^3 [\tilde{\theta}_i^T g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} (\Gamma_{i2} \psi_i \|z_i\| - \dot{\theta}_i)] + \sum_{i=2}^3 \gamma_i^2 \omega_i^T \omega_i \end{aligned} \quad (3.39)$$

所以取,

$$\begin{cases} \dot{\lambda}_i = \Gamma_{i1} \left[\frac{1}{4\gamma_i^2} \xi_i(\bar{x}_i) \xi_i^T(\bar{x}_i) z_i^2 - \sigma_{i1} (\hat{\lambda}_i - \lambda_i^0) \right] \\ \dot{\theta}_i = \Gamma_{i2} \left[\psi_i(\bar{x}_i) \|z_i\| - \sigma_{i2} (\hat{\theta}_i - \theta_i^0) \right] \end{cases} \quad (3.40)$$

其中 λ_i^0 , θ_i^0 , σ_{i1} , σ_{i2} 是设计参数。

[注 3.3] 我们并没有估计未知增益 $g_i, i=1,2,3$ 。这样, 不仅解决了在常规反馈线性化设计中经常遇到的、自适应模糊控制器运行时产生的潜在的控制器奇异值问题, 也因此避免了需要在线逼近 g_i 所需要的参数。

[注 3.4] 值得注意的是, λ_i 和 $\theta_i (i=2,3)$ 分别是某一个未知常数。在本节提出的设计方法中, 每个闭环子系统的在线学习参数只有 2 个, 整个闭环系统中需要在线学习的参数有 $2n$ 个 (n 是未知系统函数的个数), 这样就避免了基于逼近器的传统自适应设计方法中存在的“维数灾难”问题。该方法我们称之为“最小学习参数算法”。

又注意到,

$$\tilde{\theta}_i^T (\hat{\theta}_i - \theta_i^0) = \frac{1}{2} |\tilde{\theta}_i|^2 + \frac{1}{2} |\hat{\theta}_i - \hat{\theta}_0|^2 - \frac{1}{2} |\theta - \theta_0|^2 \geq \frac{1}{2} |\tilde{\theta}_i|^2 - \frac{1}{2} |\theta_i^* - \theta_i^0|^2 \quad (3.41)$$

类似地,

$$\tilde{\lambda}_i^T (\hat{\lambda}_i - \lambda_i^0) + \frac{1}{2} |\lambda_i^* - \lambda_i^0|^2 \geq \frac{1}{2} |\tilde{\lambda}_i|^2 \quad (3.42)$$

$$\tilde{\theta}_i^T (\hat{\theta}_i - \theta_i^0) + \frac{1}{2} |\theta_i^* - \theta_i^0|^2 \geq \frac{1}{2} |\tilde{\theta}_i|^2 \quad (3.43)$$

可以得到,

$$\tilde{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} \left(\frac{\Gamma_{i1}}{4\gamma_i^2} \xi_i \xi_i^T z_i^2 - \hat{\lambda}_i \right) + \beta_0 g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} |\lambda_i^* - \lambda_i^0|^2 \geq \beta_0 g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} |\tilde{\lambda}_i|^2 \quad (3.44)$$

以及,

$$\tilde{\theta}_i^T g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} (\Gamma_{i2} \psi_i \|z_i\| - \hat{\theta}_i) + \beta_0 g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} |\theta_i^* - \theta_i^0|^2 \geq \beta_0 g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} |\tilde{\theta}_i|^2 \quad (3.45)$$

其中, $\beta_0 = 2\Gamma_{i1}^{-1} / \sigma_{i1} = 2\Gamma_{i2}^{-1} / \sigma_{i2}$ 以及 $\frac{1}{\eta_2} = \left(\frac{3-g_{\max}}{4} \right)^{-1} \left(\frac{1}{4} + \frac{M_2^2}{2\beta} + \beta_0 \right)$ 注意到,

$$|y_2 B_2| \leq \frac{y_2^2 B_2^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} \leq \frac{y_2^2 M_2^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} \quad (3.46)$$

可以得到,

$$\frac{1+g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + \frac{y_2^2}{4} - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2| = -\left(\frac{1}{4} + \frac{M_2^2}{2\beta} + \beta_0 \right) y_2^2 + \frac{y_2^2}{4} + \frac{y_2^2 M_2^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} = -\beta_0 y_2^2 + \frac{\beta}{2} \quad (3.47)$$

类似地, 令 $\frac{1}{\eta_3} = \left(\frac{3-g_{\max}}{4} \right)^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{M_3^2}{2\beta} + \beta_0 \right)$ 。注意到,

$$|y_3 B_3| \leq \frac{y_3^2 B_3^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} \leq \frac{y_3^2 M_3^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} \quad (3.48)$$

可以得到,

$$\begin{aligned} \frac{1+g_{\max}}{4\eta_3} y_3^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{y_3^2}{\eta_3} + |y_3 B_3| &= \left(\frac{g_{\max}-3}{4\eta_3} \right)^{-1} y_3^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 + |y_3 B_3| \\ &\leq -\left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{M_3^2}{2\beta} + \beta_0 \right) y_3^2 + \frac{g_{\max}}{4} y_3^2 + \frac{y_3^2 M_3^2}{2\beta} + \frac{\beta}{2} \leq -\beta_0 y_3^2 + \frac{\beta}{2} \end{aligned} \quad (3.49)$$

最后取, $k_1 = 2 + \beta_0$, $k_2 = g_{\min}^{-1}(\frac{9}{4} + \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2} + \beta_0)$, $k_3 = g_{\min}^{-1}(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{1 + g_{\max}}{\eta_3} + \beta_0)$,

$$\delta = \beta + \sum_{i=2}^3 \gamma_i^2 \omega_i^T \omega_i.$$

式 (3.39) 可以改写成^[68],

$$\dot{V}_3 \leq -\beta_0 \sum_{i=1}^3 z_i^2 - \beta_0 \sum_{i=2}^3 y_i^2 - \beta_0 \sum_{i=2}^3 (\bar{\theta}_i^T g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} \bar{\theta}_i + \bar{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} \bar{\lambda}_i) + \delta \quad (3.50)$$

于是 $\dot{V}_3 \leq -\beta_0 V + \delta$, 则

$$V_3(t) \leq \frac{\delta}{2\beta_0} + V_3(t_0) e^{-2\beta_0(t-t_0)}, \quad \forall t \geq t_0 \geq 0 \quad (3.51)$$

3.2.2 稳定性分析

下面利用定理 3.1 来总结本章的主要成果:

定理 3.1: 考虑由式 (3.1), (3.3), (3.14), (3.33) 和 (3.40) 组成的闭环系统, 如果给定一个正数 p_2 , 所有初步条件满足 $\prod_z := \{\sum_{j=1}^i (z_j^2 + \bar{\theta}_j^T \Gamma_{j1}^{-1} \bar{\theta}_j + \bar{\lambda}_j^T \Gamma_{j2}^{-1} \bar{\lambda}_j) + \sum_{j=2}^i y_j^2 < 2p_2\}$, $i=1,2,3$, 则存在 $k_i, \gamma_i, \delta_i, \sigma_{i1}, \sigma_{i2}, \Gamma_{i1}$ 和 Γ_{i2} 使得闭环系统的解有界. 并且, 对于任意给定的一个正数 $\mu_1 > 0$, 可以通过调整控制器参数而使得跟踪误差充分小, 即使得 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} |z_1(t)| \leq \mu_1$.

显然, 闭环系统的所有解都是有界的. 并且, 对于任意的 $\mu_1 > (\delta/2\beta_0)^{1/2}$, 存在一个 $T > 0$, 使得对于所有的 $t \geq t_0 + T$, 都有 $\|z_1(t)\| \leq \mu_1$ 成立. 这是因为通过选取适当的设计参数 $k_1, \gamma_1, \delta_1, \eta_2, \sigma_{11}, \sigma_{12}, \Gamma_{11}$ 和 Γ_{12} , 可以使得 $(\delta/2\beta_0)^{1/2}$ 任意小. 从而使得跟踪误差 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 尽可能地小.

3.3 仿真研究

本文以某杂货船为例进行仿真研究, 由式 (2.1), (2.2), (2.3) 可知, 系统 (3.1)

中 $f_2 = -\frac{1}{T} H(\bar{x}_2)$, $g_2 = \frac{K}{T}$, $f_3 = -\frac{1}{T_E} x_3$, $g_3 = \frac{K_E}{T_E}$, 可得仿真模型:

$$\begin{aligned}\dot{\phi} &= r \\ \dot{r} &= -\frac{1}{T}H(r) + \frac{K}{T}\delta \\ \dot{\delta} &= -\frac{1}{T_E}\delta + \frac{K_E}{T_E}u\end{aligned}\tag{3.52}$$

其中 $H(r) = a_1 r + a_2 r^3$, 取 $a_1 = 1$, $a_2 = 30$ 通过计算其 $K = 0.48$, $T = 100.26$, $K_E = 1$, $T_E = 2.5^{[60][69]}$ 。

对船舶航向控制模型系统中的未知函数 f_i 的每一个变量定义 5 个模糊集, 分别标记为 $A_{hi}^1(\text{NL})$, $A_{hi}^2(\text{NM})$, $A_{hi}^3(\text{ZE})$, $A_{hi}^4(\text{PM})$ 和 $A_{hi}^5(\text{PL})$, 并分别用以下隶属函数描述:

$$\begin{aligned}\mu_{A_{hi}^1} &= \exp[-(x+1)^2] \\ \mu_{A_{hi}^2} &= \exp[-(x+0.5)^2] \\ \mu_{A_{hi}^3} &= \exp[-x^2] \\ \mu_{A_{hi}^4} &= \exp[-(x-0.5)^2] \\ \mu_{A_{hi}^5} &= \exp[-(x-1)^2]\end{aligned}\tag{3.53}$$

跟踪信号选为能够代表某一实际性能要求的模型:

$$\ddot{\phi}_m(t) + 0.1\dot{\phi}_m(t) + 0.0025\phi_m(t) = 0.0025\phi_r(t)\tag{3.54}$$

这里 ϕ_m 表征了船舶航向的理想系统性能, 而 $\phi_r(t)$ 是命令输入信号, 其值从 0 到 30 度变化, 以 500S 为周期。

选取控制器参数 $k_1 = 0.1, k_2 = 100, k_3 = 1, \eta_2 = \eta_3 = 0.5, \Gamma_{21} = \Gamma_{22} = 5, \Gamma_{31} = \Gamma_{32} = 0.5, \sigma_{21} = 0.005, \sigma_{22} = 0.005, \sigma_{31} = 0.0005, \sigma_{32} = 0.0005, \lambda_i^0 = \theta_i^0 = 0$ 。初始条件选取为: ϕ_m 的初始状态为 20 度, x_1, x_2, x_3 的初始状态都为零。

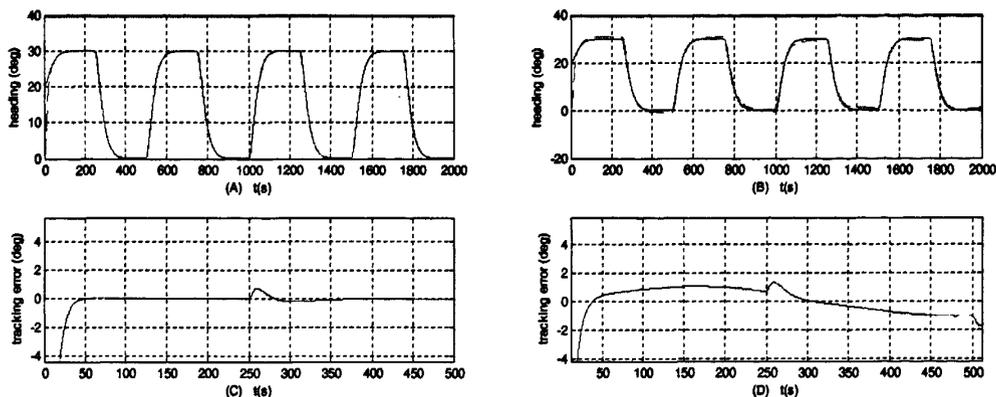


图 3.1 跟踪误差

Figure 3.1 tracking error

图 3.1 (A) 为未加外界干扰时的跟踪轨迹，实线为参考轨迹，虚线为跟踪轨迹；图 3.1 (C) 为未加干扰时的跟踪误差，大约在 48s 的时候跟踪到目标，跟踪过程中误差几乎为零，在转向点时误差大约 1 度；图 3.1 (B) 为加入外界干扰时的跟踪轨迹，外界干扰 $\Delta_2 = 0.001\sin 0.01t$ 。同样，实线为参考轨迹，虚线为跟踪轨迹；图 3.1 (D) 为加入外界干扰时的跟踪误差，大约 48s 的时候跟踪到目标，由于加入外界干扰，-1.5 度到+1.5 度之间变化。

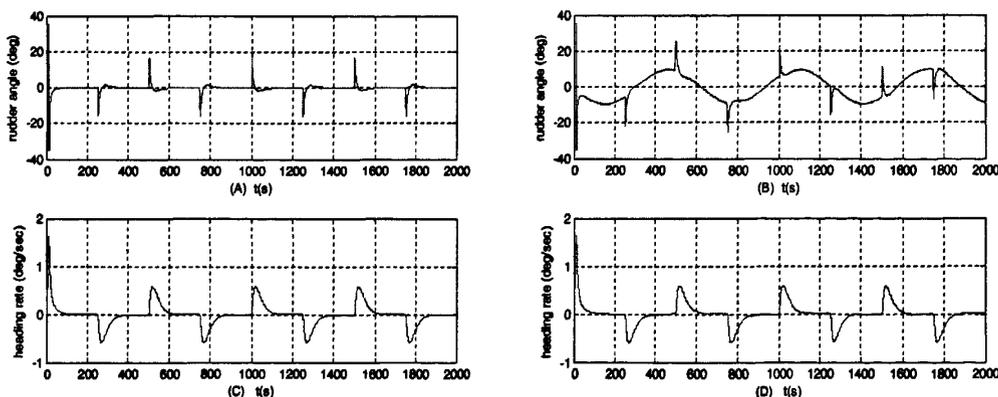


图 3.2 舵角以及舵角变化率

Figure 3.2 rudder angle and rudder rate

图 3.2 (A) 为未加外界干扰时的舵角，在转向点时大约为 18 度左右；图 3.2 (C) 为未加外界干扰时的舵角变化率，在转向点时大约为 0.5deg/s；图 3.2 (B) 为加入外

界干扰时的舵角，转向点大约 22 度左右；图 3.3 (D) 为加入外界干扰情况下的舵角变化率，在转向点时大约为 0.5deg/s。

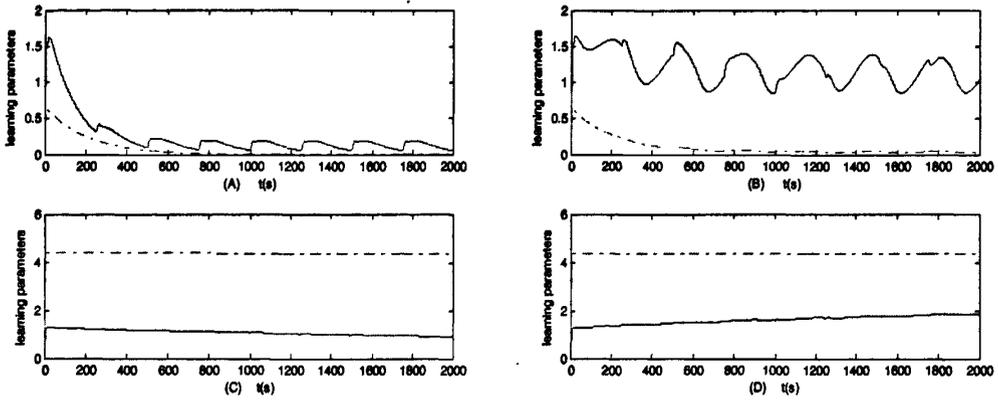


图 3.3 学习参数

Figure 3.3 learning paramaters

图 3.3 (A) 为未加外界干扰时的学习参数，实线为 $\hat{\theta}_2$ ，虚线为 $\hat{\lambda}_2$ ；图 3.3 (C) 中，实线为 $\hat{\theta}_3$ ，虚线为 $\hat{\lambda}_3$ ；同理，图 3.3 (B)，(D) 中的曲线含义与 (A)，(C) 同，但是图 3.3 (B)，(D) 为加入干扰的情况下，即本组图左部分都为未加干扰情况的控制器性能仿真图，而右部分为加干扰情况下的控制性能仿真图。

3.4 本章小结

本章主要针对一类更具一般意义的船舶航向控制系统 (3.1) 进行控制器设计，在设计过程中主要应用基于李雅普诺夫稳定性定理的 Backstepping 方法，引入了 DSC 方法去解决“计算量膨胀”问题；利用 T-S 模糊系统去逼近船舶航向控制系统中未知函数，利用 MLP 方法解决“维数灾难”问题；最终利用 Matlab 对控制器进行仿真实验，验证了控制器的性能。

第 4 章 船舶航向自动舵自适应模糊设计 (二)

第三章中每个子系统有两个学习参数,通过深入研究,可以将学习参数减至每个子系统为一个;第三章的仿真实验中虽然有加入外界干扰的情况,但是稳定性证明部分是针对未加入外界干扰的情况,本章将对有外界干扰情况进行稳定性证明。

4.1 问题描述

对更具一般形式的系统 (4.1) 进行控制器设计:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1 \\ \dot{x}_2 &= f_2(\bar{x}_2) + g_2(\bar{x}_2)x_3 + \Delta_2 \\ \dot{x}_3 &= f_3(\bar{x}_3) + g_3(\bar{x}_3)u + \Delta_3 \end{aligned} \quad (4.1)$$

其中,状态变量 $\bar{x}_2 = [x_1, x_2]^T$, $\bar{x}_3 = [x_1, x_2, x_3]^T$; 函数 f_i 和 g_i 都是未知的充分光滑函数, Δ_i 表示不确定但有界的外界干扰。

假设 4.1 控制增益 $g_i, i=1,2,3$ 是严格正的或者负的,即满足不等式 $0 < g_{\min} \leq |g_i| \leq g_{\max}$, 其中 g_{\min}, g_{\max} 是上下界。为不失一般性,我们假设 $0 < g_{\min} \leq g_i$ 。

假设 4.2 系统函数 f_1 、 f_2 和 f_3 是未知连续有界函数。

假设 4.3 参考信号 $y_d(t)$ 光滑有界、且具有 2 阶连续有界的导数,即存在一个正的常数 B_0 , 使得集合 $\Pi_0 := \{(y_d, \dot{y}_d, \ddot{y}_d) : y_d^2 + \dot{y}_d^2 + \ddot{y}_d^2 \leq B_0\}$ 成立。

假设 4.4: 存在未知正常数 d_i , 使外界干扰满足 $|\Delta_i| \leq d_i$ 。

本章目标,在引入外界干扰的情况下,对更具一般性的航向控制系统 (4.1) 进行控制设计,在设计过程中,每个子系统只有一个学习参数,即整个系统共有 3 个学习参数,并且使所有闭环系统信号都有界,且跟踪误差 $z_1 = x_1(t) - y_d(t)$ 能够任意小。

4.2 控制器设计及稳定性分析

4.2.1 控制器设计

第一步,定义误差变量 $z_1 = x_1 - y_d$, 求导可得

$$\dot{z}_1 = g_1 x_2 + f_1 + \Delta_1 - \dot{y}_d \quad (4.2)$$

采用 T-S 模糊系统去逼近未知的连续函数 f_1 ,

$$f_1 = b_1 \xi_1(x_1) \omega_1 + \xi_1(x_1) A_1 y_d + \varepsilon_1 \quad (4.3)$$

这里 ε_1 表示逼近误差, 其中 $b_1 = \|A_1\|$, $A_1^m = A_1/b_1$, 从而 $\omega_1 = A_1^m z_1$ 。

将式 (4.3) 带入式 (4.2) 可以得到,

$$\dot{z}_1 = g_1 x_2 + b_1 \xi_1(x_1) \omega_1 + v_1 - \dot{y}_d \quad (4.4)$$

这里 $v_1 = \xi_1(x_1) A_1 y_d + \varepsilon_1 + \Delta_1$, 并且存在一个界:

$$\|v_1\| \leq \|\xi_1(x_1) A_1 y_d + \varepsilon_1 + d_1\| \leq g_{\min} \theta_1^T \psi_1(x_1) \quad (4.5)$$

这里 $\theta_1^T = g_{\min}^{-1} \max(\|A_1 y_d\|, \|\varepsilon_1 + d_1\|)$, $\psi_1(x_1) = 1 + \|\xi_1\|$ 。

将 x_2 看做虚拟控制器, 并取其理想值, 即, 虚拟控制律 α_2 如下:

$$\alpha_2 = -k_1 z_1 + \dot{y}_d - \hat{\lambda}_1^T \Phi_1(x_1) z_1 \quad (4.6)$$

其中 $\lambda_1^T = g_{\min}^{-1} \max(b_1^2, \theta_1^2)$, $\Phi_1(x_1) = \frac{1}{4\gamma_1^2} \xi_1 \xi_1^T + \frac{1}{4l_1^2} \psi_1^2(x_1)$ 。

选择如下李雅普诺夫函数形式

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\lambda}_1^T g_{\min} \Gamma_1^{-1} \tilde{\lambda}_1 + \frac{1}{2} y_2^2 \quad (4.7)$$

对其求导, 可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= z_1 \dot{z}_1 - \tilde{\lambda}_1^T g_{\min} \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_1 + y_2 \dot{y}_2 \\ &= -k_1 g_1 z_1^2 + g_1 \dot{y}_d z_1 - g_1 \hat{\lambda}_1^T \Phi_1(x_1) z_1^2 + g_1 y_2 z_1 + b_1 \xi_1(x_1) \omega_1 z_1 + g_1 z_2 z_1 + v_1 z_1 \\ &\quad - z_1 \dot{y}_d + y_2 \dot{y}_2 - \tilde{\lambda}_1^T g_{\min} \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_1 \\ &\leq -g_{\min} k_1 z_1^2 + b_1 \xi_1(x_1) \omega_1 z_1 + v_1 z_1 + g_1 z_2 z_1 + g_1 y_2 z_1 - g_{\min} \hat{\lambda}_1^T \Phi_1(x_1) z_1^2 \\ &\quad - \tilde{\lambda}_1^T g_{\min} \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_1 + g_1 \dot{y}_d z_1 - \dot{y}_d z_1 + \left(-\frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|\right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

类似地

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_1 &\leq -(g_{\min}k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4})z_1^2 + \frac{g_{\max}}{4}z_2^2 + (g_{\max} + 1)B_2^2 + l_1^2 + \gamma_1^2 w_1^T w_1 \\
 &\quad + g_{\min} \tilde{\lambda}_1^T \Phi_1(x_1) z_1^2 - g_{\min} \tilde{\lambda}_1^T \Gamma_1^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_1 + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|) \\
 &\leq -(g_{\min}k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4})z_1^2 + \frac{g_{\max}}{4}z_2^2 + (g_{\max} + 1)B_2^2 + l_1^2 + \gamma_1^2 w_1^T w_1 \\
 &\quad + g_{\min} \tilde{\lambda}_1^T \Gamma_1^{-1} (\Gamma_1 \Phi_1(x_1) z_1^2 - \dot{\hat{\lambda}}_1) + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|)
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

第二步, 定义误差变量 $z_2 = x_2 - s_2$, 于是我们可以得到,

$$\dot{z}_2 = g_2 x_3 + f_2 + \Delta_2 - \dot{s}_2 \tag{4.10}$$

未知函数 f_2 可以表示为

$$f_2 = \xi_2(\bar{x}_2) A_2 \bar{x}_2^T + \varepsilon_2 = \xi_2 A_2 \begin{bmatrix} z_1 + y_d \\ z_2 + s_2 \end{bmatrix} + \varepsilon_2 = b_2 \xi_2 \omega_2 + d_2' \tag{4.11}$$

这里 $d_2' = \xi_2 A_2^1 y_d + \xi_2 A_2^2 s_2 + \varepsilon_2$, 令 $b_2 = \|A_2\|$, $A_2^m = A_2/b_2$, 使得 $\omega_2 = A_2^m \bar{z}_2$ 。然后可以得到

$$\dot{z}_2 = g_2 x_3 + b_2 \xi_2 \omega_2 + v_2 - \dot{s}_2 \tag{4.12}$$

这里 $v_2 = \Delta_2 + d_2'$, 并且 $\|v_2\| \leq \|A_2^1 y_d + A_2^2 s_2 + d_2'\| \leq g_{\min} \theta_2^T \psi_2(\bar{x}_2)$ 其中,

$$\theta_2^T = g_{\min}^{-1} \max(\|A_2^1 y_d\|, \|A_2^2 s_2\|, \|\varepsilon_2 + d_2'\|), \psi_2(\bar{x}_2) = 1 + 2\|\xi_2\|。$$

选择虚拟控制律 α_3 如下:

$$\alpha_3 = -k_2 z_2 + \dot{s}_2 - \hat{\lambda}_2^T \Phi_2(\bar{x}_2) z_2 \tag{4.13}$$

其中 $\lambda_2^T = g_{\min}^{-1} \max(b_2^2, \theta_2^2)$, $\Phi_2(\bar{x}_2) = \frac{1}{4\gamma_2^2} \xi_2 \xi_2^T + \frac{1}{4l_2^2} \psi_2^2(\bar{x}_2)$ 。

选择如下李雅普诺夫函数形式

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_2^{-1} \tilde{\lambda}_2 + \frac{1}{2} y_3^2 \tag{4.14}$$

对其求导可得

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + y_3 \dot{y}_3 \\
 &= \dot{V}_1 + z_2 (g_2 x_3 + b_2 \xi_2 \omega_2 + v_2 - \dot{s}_2) - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 + y_3 \dot{y}_3 \\
 &\leq \dot{V}_1 - g_{\min} k_2 z_2^2 - g_{\min} \hat{\lambda}_2^T \Phi_2(\bar{x}_2) z_2^2 + b_2 \xi_2(\bar{x}_2) \omega_2 z_2 - \tilde{\lambda}_2^T g_{\min} \Gamma_2^{-1} \dot{\hat{\lambda}}_2 \\
 &\quad + v_2 z_2 + g_2 z_3 z_2 + g_2 y_3 z_2 + g_2 \dot{s}_2 z_2 - \dot{s}_2 z_2 + \left(-\frac{y_3^2}{\eta_3} + |y_3 B_3|\right)
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

类似地,

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_2 &\leq -(g_{\min} k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4}) z_1^2 - (g_{\min} k_2 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_2} - \frac{g_{\max}}{4}) z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} z_3^2 \\
 &\quad + (g_{\max} + 1) B_2^2 + \sum_{i=1}^2 (l_i^2 + \gamma_i^2 w_i^T w_i) + \left(\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + |y_2 B_2|\right) \\
 &\quad + \left(\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{y_3^2}{\eta_2} + |y_3 B_3|\right) + \sum_{i=1}^2 g_{\min} \tilde{\lambda}_i^T \Gamma_i^{-1} (\Gamma_i^{-1} \Phi_i(\bar{x}_i) z_i^2 - \dot{\hat{\lambda}}_i)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

第三步, 定义 $z_3 = x_3 - s_3$, 于是可以得到,

$$\dot{z}_3 = g_3 u + f_3 + \Delta_3 - \dot{s}_3 \tag{4.17}$$

类似地, 利用 T-S 模糊系统逼近 f_3 ,

$$f_3 = b_3 \xi_3 \omega_3 + d'_3 \tag{4.18}$$

其中 $d'_3 = \xi_3 A_3^1 y_d + \xi_3 \sum_{j=2}^3 A_3^j s_j + \varepsilon_3$, 令 $b_3 = \|A_3\|$, $A_3^m = A_3/b_3$, 从而 $\omega_3 = A_3^m \bar{z}_3$.

于是可以得到

$$\dot{z}_3 = g_3 u + b_3 \xi_3 \omega_3 + v_3 - \dot{s}_3 \tag{4.19}$$

其中 $v_3 = \Delta_3 + d'_3$, 并且

$$\|v_3\| \leq \left\| A_3^1 y_d + \sum_{j=2}^3 A_3^j s_j + \varepsilon_3 + d'_3 \right\| \leq g_{\min} \theta_3^T \psi_3(\bar{x}_3) \tag{4.20}$$

其中 $\theta_3^T = g_{\min}^{-1} \max(\|A_3^1 y_d\|, \|\sum_{j=2}^3 A_3^j s_j\|, \|\varepsilon_3 + d'_3\|)$, $\psi_3 = 1 + 3\|\xi_3\|$.

现在选择控制输入 u :

$$u = -k_3 z_3 + \dot{s}_3 - \hat{\lambda}_3^T \Phi_3(\bar{x}_3) z_3 \tag{4.21}$$

其中 $\lambda_3^T = g_{\min}^{-1} \max(b_3^2, \theta_3^2)$, $\Phi_3(\bar{x}_3) = \frac{1}{4\gamma_3^2} \xi_3 \xi_3^T + \frac{1}{4\gamma_3^2} \psi_3^2(\bar{x}_3)$.

选择如下李雅普诺夫函数:

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} \tilde{\lambda}_3^T g_{\min} \Gamma_3^{-1} \tilde{\lambda}_3 \quad (4.22)$$

最终我们可以得到,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(g_{\min} k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4}) z_1^2 - (g_{\min} k_2 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_2} - \frac{g_{\max}}{4}) z_2^2 \\ & - (g_{\min} k_3 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_3} - \frac{g_{\max}}{4}) z_3^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2 + \sum_{i=1}^3 (l_i^2 + \gamma_i^2 w_i^T w_i) \\ & + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + |y_2 B_2|) + (\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_3} y_3^2 + |y_3 B_3|) \\ & + \sum_{i=1}^3 g_{\min} \tilde{\lambda}_i^T \Gamma_i^{-1} (\Gamma_i^{-1} \Phi_i(\bar{x}_i) z_i^2 - \hat{\lambda}_i) \end{aligned} \quad (4.23)$$

与第三章类似, 注意到, $\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + |y_2 B_2| \leq -\beta_0 y_2^2 + \frac{\beta}{2}$,

$$\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_3} y_3^2 + |y_3 B_3| \leq -\beta_0 y_3^2 + \frac{\beta}{2} \quad \text{令} \quad \frac{1}{\eta_2} = \left(\frac{3 - g_{\max}}{4} \right)^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{M_2^2}{2\beta} + \beta_0 \right),$$

$$\frac{1}{\eta_3} = \left(\frac{3 - g_{\max}}{4} \right)^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{M_3^2}{2\beta} + \beta_0 \right), \quad k_1 = g_{\min}^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + 2 + \beta_0 \right), \quad k_2 = g_{\min}^{-1} \left(2 + \frac{1 + g_{\max}}{\eta_2} + \frac{g_{\max}}{4} + \beta_0 \right),$$

$$k_3 = g_{\min}^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{1 + g_{\max}}{\eta_3} + \beta_0 \right), \quad \beta_0 = 2\Gamma_i^{-1} / \sigma_i. \quad \text{注意到} \quad \tilde{\lambda}_i^T (\hat{\lambda}_i - \lambda_i^0) \geq \frac{1}{2} |\tilde{\lambda}_i|^2 - \frac{1}{2} |\lambda_i^* - \lambda_i^0|^2.$$

所以式 (4.23) 可以改写为,

$$\dot{V}_3 \leq -\beta_0 \sum_{i=1}^3 z_i^2 - \beta_0 \sum_{i=2}^3 y_i^2 - \beta_0 \sum_{i=2}^3 (\tilde{\theta}_i^T g_{\min} \Gamma_{i2}^{-1} \tilde{\theta}_i + \tilde{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma_{i1}^{-1} \tilde{\lambda}_i) + \delta \quad (4.24)$$

其中, $\delta = \beta + \sum_{i=1}^3 (l_i^2 + \gamma_i^2 w_i^T w_i) + (1 + g_{\max}) B_2^2$. 于是 $\dot{V}_3 \leq -\beta_0 V + \delta$, 则

$$V_3(t) \leq \frac{\delta}{2\beta_0} + V_3(t_0) e^{-2\beta_0(t-t_0)}, \quad \forall t \geq t_0 \geq 0 \quad (4.25)$$

4.2.2 稳定性分析

下面以定理 4.1 来总结本章的主要成果:

定理 4.1: 考虑由 (4.1)、(4.12)、(4.17) 和 (4.21) 组成的闭环系统, 如果给定一个正数 p_2 , 所有初始条件满足 $\prod_2 := \{\sum_{j=1}^i (z_j^2 + \tilde{\lambda}^T \Gamma^{-1} \tilde{\lambda}) + \sum_{j=2}^i y_j^2 < 2p_2\}$, $i=1,2,3$, 则存在 $k_1, \gamma_1, l_1, \sigma$ 和 Γ 使得闭环系统的解有界。并且, 对于任意给定的一个正数 $\mu_1 > 0$, 可以通过调整控制器参数而使得跟踪误差充分小, 即使得 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 满足

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |z_1(t)| \leq \mu_1.$$

显然, 闭环系统的所有解都是有界的。并且, 对于任意的 $\mu_1 > (\delta/2\beta_0)^{1/2}$, 存在一个 $T > 0$, 使得对于所有的 $t \geq t_0 + T$, 都有 $\|z_1(t)\| \leq \mu_1$ 成立。通过选取适当的设计参数 $k_1, \gamma_1, l_1, \eta_2, \sigma_1$ 和 Γ_1 , 可以使得 $(\delta/2\beta_0)^{1/2}$ 任意小。从而使得跟踪误差 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 尽可能地小。

4.3 仿真研究

为了保证可比性, 仿真背景同 3.3.1 节, 不再赘述。选取控制参数为 $k_1 = 0.1, k_2 = 100, k_3 = 1, \eta_2 = \eta_3 = 0.5, \Gamma_2 = 5, \Gamma_3 = 0.05, \sigma_{21} = 0.001, \sigma_{31} = 0.0001, \lambda_1^0 = \theta_1^0 = 0$ 。

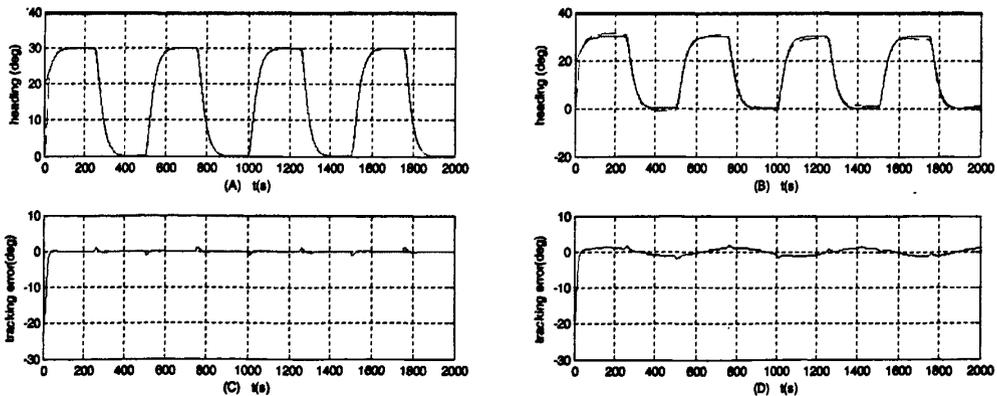


图 4.1 跟踪误差

Figure 4.1 tracking error

图 4.1 (A) 为未加外界干扰时的跟踪轨迹, 实线为参考轨迹, 虚线为跟踪轨迹; 图 4.1 (C) 为未加干扰时的跟踪误差, 大约在 48s 的时候跟踪到目标, 跟踪过程中误差几

乎为零，在转向点时误差大约 1 度；图 4.1 (B) 为加入外界干扰时的跟踪轨迹，外界干扰 $\Delta_2 = 0.001\sin 0.01t$ 。同样，实线为参考轨迹，虚线为跟踪轨迹；图 4.1 (D) 为加入外界干扰时的跟踪误差，大约 48s 的时候跟踪到目标，由于加入外界干扰，-1.5 度到+1.5 度之间变化。

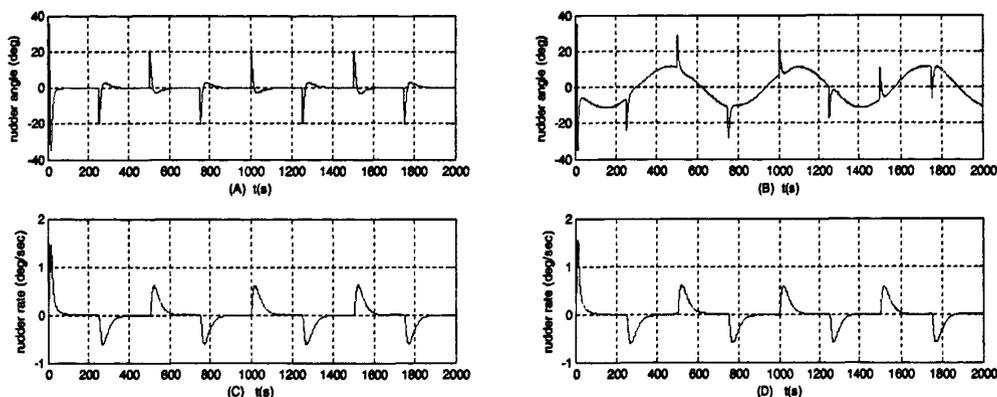


图 4.2 舵角及舵角变化率

Figure 4.2 rudder angle and rudder rate

图 4.2 (A) 为未加外界干扰情况下舵角变化曲线；图 4.2 (B) 为加入外界干扰情况下的舵角变化曲线；图 4.2 (C) 为未加外界干扰情况下的舵角变化率；图 4.2 (D) 为加入干扰情况下的舵角变化率。

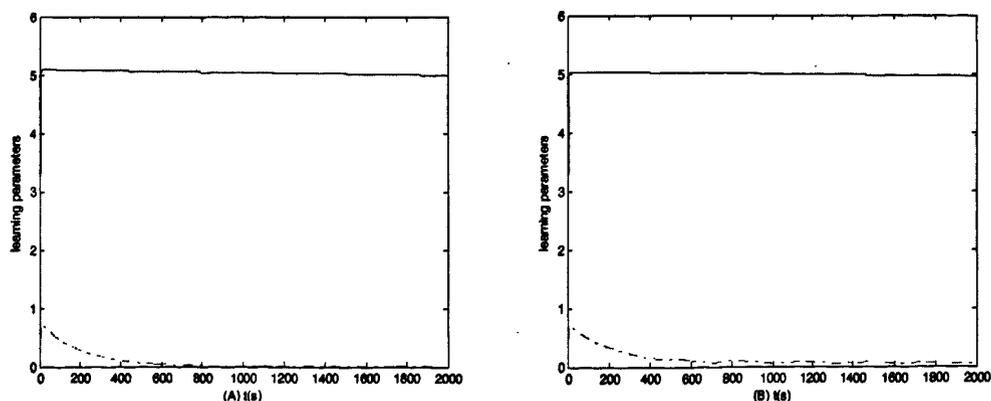


图 4.3 学习参数

Figure 4.3 learning paramaters

图 4.3 (A) 为未加外界干扰情况下的学习参数, 其中虚线为 λ_2 , 实线为 λ_3 ; 图 4.3 (B) 为加入外界干扰情况下的学习参数, 其中虚线为 λ_2 , 实线为 λ_3 。

4.4 本章小结

本章针对系统 (4.1) 进行了控制器设计, 与系统 (3.1) 相比, 系统 (4.1) 加入了外界干扰, 更具有一般性; 另外, 本章控制器的学习参数减少到每个子系统只有一个, 相对于第三章减少了一半, Matlab 仿真实验验证了所设计控制器的控制性能;

第 5 章 船舶航向自动舵自适应模糊设计 (三)

第三章每个子系统需要 2 个学习参数, 第四章中每个子系统中有 1 个学习参数, 通过深入研究, 本章整个系统只需要一个学习参数。

5.1 问题描述

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1)x_2 + \Delta_1 \\ \dot{x}_2 &= f_2(\bar{x}_2) + g_2(\bar{x}_2)x_3 + \Delta_2 \\ \dot{x}_3 &= f_3(\bar{x}_3) + g_3(\bar{x}_3)u + \Delta_3 \end{aligned} \quad (5.1)$$

假设同 4.1 节。

本章设计目标, 针对系统 (4.1) 设计一种整个系统只有一个学习参数的自适应模糊控制算法, 并且使所有闭环系统信号都有界, 且跟踪误差 $z_1 = x_1(t) - y_d(t)$ 能够任意小。

5.2 控制器设计及稳定性分析

5.2.1 控制器设计

第一步, 定义误差变量 $z_1 = x_1 - y_d$, 取虚拟控制律,

$$\alpha_2 = -k_1 z_1 + \dot{y}_d - \hat{\lambda}^T \Phi_1(x_1) z_1 \quad (5.2)$$

选择如下李亚普诺夫函数

$$V_1 = \frac{1}{2} (z_1^2 + \tilde{\lambda}^T g_{\min} \Gamma^{-1} \tilde{\lambda} + y_2^2) \quad (5.3)$$

其中 $\lambda^T = g_{\min}^{-1} \max(b^2, \theta^2)$, 其中 $b = \max(b_1, b_2, b_3)$, $\theta = \max(\theta_1, \theta_2, \theta_3)$,

$\Phi_i(\bar{x}_i) = \frac{1}{4\gamma_i^2} \xi_i \xi_i^T + \frac{1}{4l_i^2} \psi_i^2(\bar{x}_i)$ 。我们可以得到,

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -(g_{\min} k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4}) z_1^2 + \frac{g_{\max}}{4} z_2^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2 + l_1^2 + \gamma_1^2 w_1^T w_1 \\ &\quad + g_{\min} \tilde{\lambda}^T \Gamma^{-1} (\Gamma \Phi_1(x_1) z_1^2 - \dot{\lambda}) + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{y_2^2}{\eta_2} + |y_2 B_2|) \end{aligned} \quad (5.4)$$

第二步, 类似地, $z_2 = x_2 - s_2$, 取虚拟控制律,

$$\alpha_3 = -k_2 z_2 + \dot{s}_2 - \hat{\lambda}^T \Phi_2(\bar{x}_2) z_2 \quad (5.5)$$

选择如下李雅普诺夫函数,

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}(z_2^2 + y_3^2) \quad (5.6)$$

类似地,

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -(g_{\min} k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4}) z_1^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2 + \sum_{i=1}^2 (l_i^2 + \gamma_i^2 w_i^T w_i) \\ & + g_{\min} \tilde{\lambda}^T \Gamma^{-1} (\sum_{i=1}^2 \Gamma \Phi_i(\bar{x}_i) z_i^2 - \dot{\hat{\lambda}}) + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + |y_2 B_2|) \\ & - (g_{\min} k_2 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_2} - \frac{g_{\max}}{4}) z_2^2 + \frac{g_{\max}}{4} z_3^2 + (\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{y_3^2}{\eta_2} + |y_3 B_3|) \end{aligned} \quad (5.7)$$

第三步, 定义误差变量 $z_3 = x_3 - s_3$, 与第二步类似, 选择控制律 u ,

$$u = -k_3 z_3 + \dot{s}_3 - \hat{\lambda} \Phi_3(\bar{x}_3) z_3 \quad (5.8)$$

选择自适应学习律如下形式

$$\dot{\hat{\lambda}} = \Gamma \sum_{i=1}^3 [\Phi_i(\bar{x}_i) z_i^2] - \sigma(\hat{\lambda} - \lambda^0) \quad (5.9)$$

选取李雅普诺夫函数如下形式,

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (5.10)$$

可以得到,

$$\dot{V}_3 \leq \dot{V}_2 - g_{\min} k_3 z_3^2 + z_3 g_3 \dot{s}_3 - z_3 \dot{s}_3 - g_{\min} \hat{\lambda}_3 \Phi_3(\bar{x}_3) z_3^2 + b_3 \xi_3(\bar{x}_3) w_2 z_3 + v_3 z_3 \quad (5.11)$$

最终我们可以得到,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -(g_{\min} k_1 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{4}) z_1^2 - (g_{\min} k_2 - 2 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_2} - \frac{g_{\max}}{4}) z_2^2 \\ & - (g_{\min} k_3 - \frac{g_{\max} + 1}{\eta_3} - \frac{g_{\max}}{4}) z_3^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2 + \sum_{i=1}^3 (l_i^2 + \gamma_i^2 w_i^T w_i) \\ & + g_{\min} \tilde{\lambda}^T \Gamma^{-1} (\sum_{i=1}^3 \Gamma \Phi_i(\bar{x}_i) z_i^2 - \dot{\hat{\lambda}}) + (\frac{g_{\max}}{4} y_2^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_2} y_2^2 + |y_2 B_2|) \\ & + (\frac{g_{\max}}{4} y_3^2 - \frac{3 - g_{\max}}{4\eta_3} y_3^2 + |y_3 B_3|) \end{aligned} \quad (5.12)$$

与 4.2 节类似, 令 $\frac{1}{\eta_i} = \left(\frac{3-g_{\max}}{4}\right)^{-1} \left(\frac{g_{\max}}{4} + \frac{M_i^2}{2\beta} + \beta_0\right), i=2,3$, $k_1 = g_{\min}^{-1} \left(2 + \frac{g_{\max}+1}{4} + a_0\right)$,

$$k_2 = g_{\min}^{-1} \left(2 + \frac{1+g_{\max}}{\eta_2} + \frac{g_{\max}}{4} + a_0\right), \quad k_3 = g_{\min}^{-1} \left(\frac{g_{\max}+1}{\eta_3} + a_0\right).$$

最后我们可以得到,

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -\beta_0 \sum_{i=1}^2 z_i - \beta_0 \sum_{i=2}^3 y_i^2 - \beta_0 \left(\tilde{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma^{-1} \tilde{\lambda}_i\right) + \sum_{i=1}^3 \gamma_i^2 w_i^T w_i \\ & + \beta + \sum_{i=1}^3 l_i^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\text{令 } \delta = \beta + \sum_{i=1}^3 l_i^2 + (g_{\max} + 1) B_2^2,$$

所以式 (5.13) 可以改写为

$$\dot{V}_3 \leq -\beta_0 \sum_{i=1}^2 z_i - \beta_0 \sum_{i=2}^3 y_i^2 - \beta_0 \left(\tilde{\lambda}_i^T g_{\min} \Gamma^{-1} \tilde{\lambda}_i\right) + \delta + \sum_{i=1}^3 \gamma_i^2 w_i^T w_i \quad (5.14)$$

5.2.2 稳定性分析

下面以定理 5.1 来总结本章的主要成果:

定理 5.1: 考虑由 (5.1), (5.7) 和 (5.9) 所组成的闭环系统, 如果给定一个正数 p_2 , 所有初始条件满足 $\prod_2 := \left\{ \sum_{j=1}^i (z_j^2 + \tilde{\lambda}_j^T \Gamma^{-1} \tilde{\lambda}_j) + \sum_{j=2}^i y_j^2 < 2p_2 \right\}, i=1,2,3$, 则存在 $k_i, \gamma_i, l_i, \sigma$ 和 Γ 使得闭环系统的解有界。并且, 对于任意给定的一个正数 $\mu_1 > 0$, 可以通过调整控制器参数而使得跟踪误差充分小, 即使得 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 满足 $\lim_{t \rightarrow \infty} |z_1(t)| \leq \mu_1$ 。

显然, 闭环系统的所有解都是有界的。并且, 对于任意的 $\mu_1 > (\delta/2\beta_0)^{1/2}$, 存在一个 $T > 0$, 使得对于所有的 $t \geq t_0 + T$, 都有 $\|z_1(t)\| \leq \mu_1$ 成立。这是因为通过选取适当的设计参数 $k_i, \gamma_i, l_i, \eta_2, \sigma$ 和 Γ , 可以使得 $(\delta/2\beta_0)^{1/2}$ 任意小。从而使得跟踪误差 $z_1 = y(t) - y_d(t)$ 尽可能地小。

5.3 仿真研究

5.3.1 仿真结果

为了保证可比性,仿真背景与第三章同。选取设计参数为 $\eta_2 = \eta_3 = 0.5$, $\Gamma_2 = 5$, $\Gamma_3 = 0.05$, $\sigma_{21} = 0.001$, $\sigma_{31} = 0.0001$, $\lambda_i^0 = \theta_i^0 = 0$ 。初始条件选取为: ϕ_m 的初始状态为20度, x_1, x_2, x_3 的初始状态都为零。

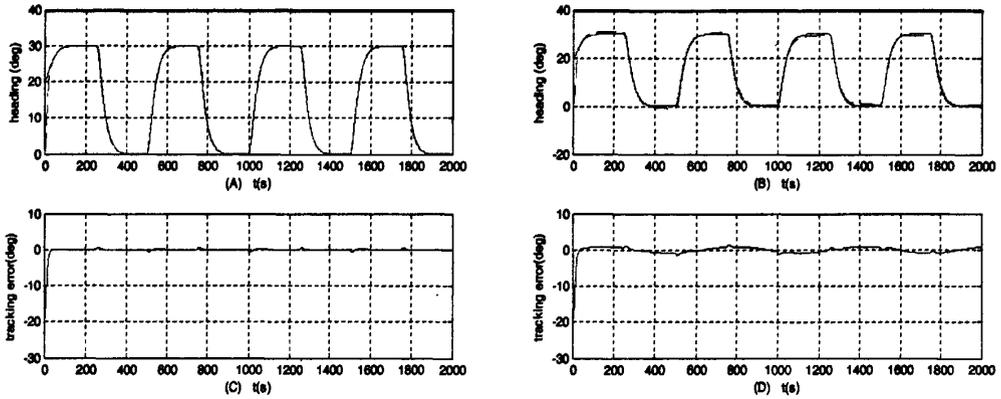


图 5.1 跟踪误差

Figure 5.1 tracking error

图 5.1 (A) 为未加外界干扰时的跟踪轨迹,实线为参考轨迹,虚线为跟踪轨迹;图 5.1 (C) 为未加干扰时的跟踪误差,大约在 48s 的时候跟踪到目标,跟踪过程中误差几乎为零,在转向点时误差大约 1 度;图 5.1 (B) 为加入外界干扰时的跟踪轨迹,外界干扰 $\Delta_2 = 0.001\sin 0.01t$ 。同样,实线为参考轨迹,虚线为跟踪轨迹;图 5.1 (D) 为加入外界干扰时的跟踪误差,大约 48s 的时候跟踪到目标。

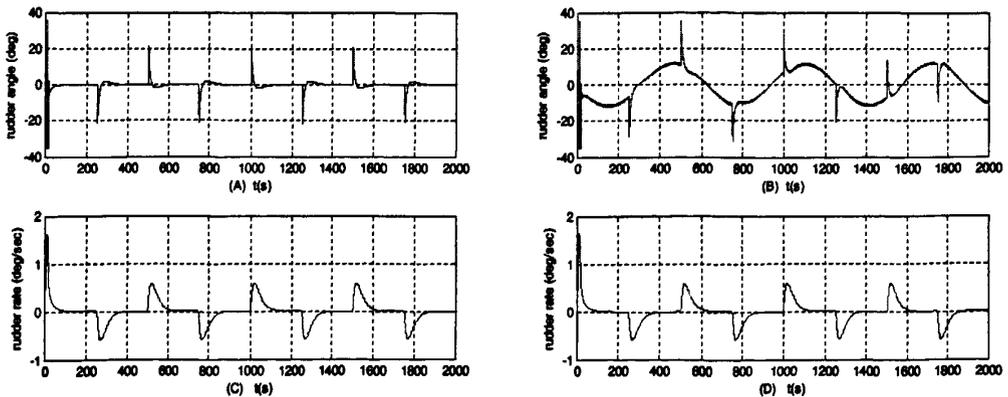


图 5.2 舵角及舵角变化率

Figure 5.2 rudder angle and rudder rate

图 5.2 (A) 为未加外界干扰情况下舵角变化曲线；图 5.2 (B) 为加入外界干扰情况下的舵角变化曲线；图 5.2 (C) 为未加外界干扰情况下的舵角变化率；图 5.2 (D) 为加入干扰情况下的舵角变化率。

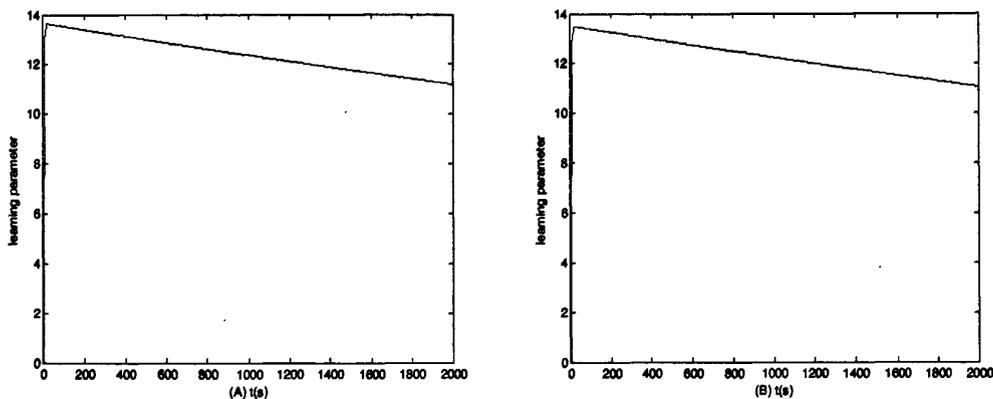


图 5.3 学习参数

Figure 5.3 learning parameters

图 5.3 (A) 为未加外界干扰情况下的学习参数 λ ；5.3 (B) 为加入外界干扰情况下的学习参数 λ 。

5.3.2 横向仿真对比

在本文 3.3 节、4.3 节以及 5.3.1 节中 $T=100.26$, $K=0.48$ 。而本节将首先保持 $T=100.26$, 将 K 增加 50% 即 $K=0.72$, 仿真结果如图 5.4 所示。

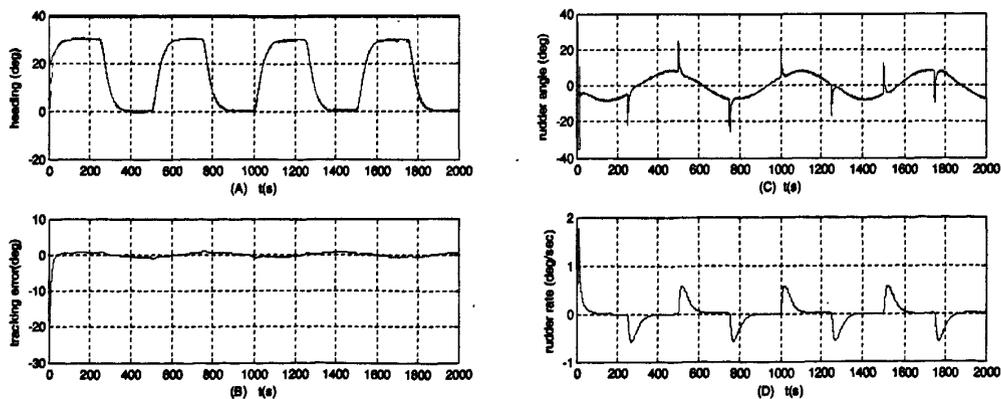


图 5.4 跟踪误差、舵角及舵角变化率

Figure 5.4 tracking error, rudder angle and rudder angle rate

观察图 5.4, 可以看出增加将 K 值增加 50%, 控制器控制性能能够保证; 其次, 保持 $K=0.48$, 将 T 减少 50% 即 $T=50.13$ 。仿真结果如图 5.5 所示。

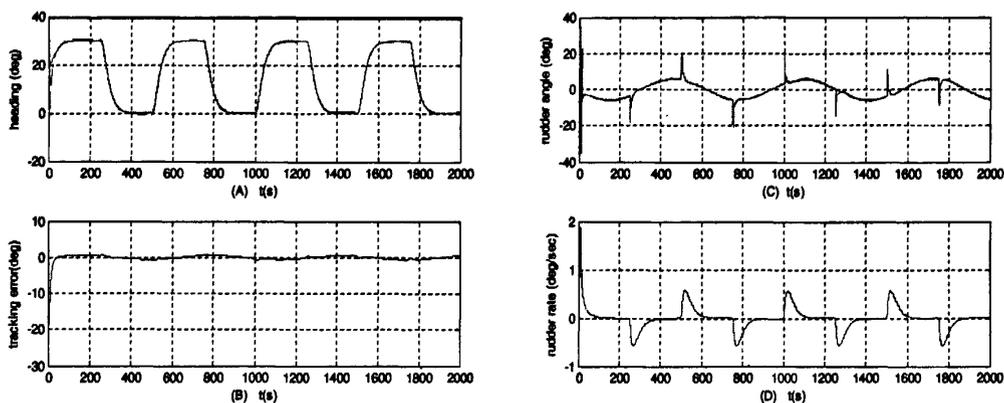


图 5.5 跟踪误差、舵角及舵角变化率

Figure 5.5 tracking error, rudder angle and rudder angle rate

为了验证本章所设计的船舶航向自动舵算法的自适应性与鲁棒性, 不改变任何控制器参数, 外界干扰形式依然为 $\Delta_2 = 0.001 \sin 0.01t$ 的情况下, 改变船舶航向控制系统模型参数 (K, T), 得到图 5.4 与图 5.5。将图 5.1 (B)、(D), 图 5.2 (B)、(D) 与图 5.4, 图 5.5 进行对比, 由图 5.4 (A)、(B) 以及图 5.5 (A)、(B) 可知, 跟踪误差几乎为零, 舵角在转向点峰值时为 20 度。所以我们可以得到, 本章所设计的船舶航向自动舵具有良好的鲁棒性以及自适应。

5.3.3 与 PD 舵对比研究

为了进一步说明本章所设计的控制器, 所以现将本章设计的船舶航向自动舵算法与传统 PD 舵对比。传统的 PD 舵采用以下模型:

$$T\ddot{\phi} + \dot{\phi} = K\delta \quad (5.15)$$

PD 舵的控制律为,

$$\delta = K_p e + K_d \dot{e} \quad (5.16)$$

其中, $z = \phi_d - \phi$; $\dot{z} = \dot{\phi}_d - \dot{\phi}$, 为了保证可比性, $K=0.48, T=100.26$ 。本文设计的的船舶航向自动舵参数 $k_1=0.1, k_2=100$, 所以我们的 PD 控制器的参数 $k_p=0.1, k_d=100$ 。

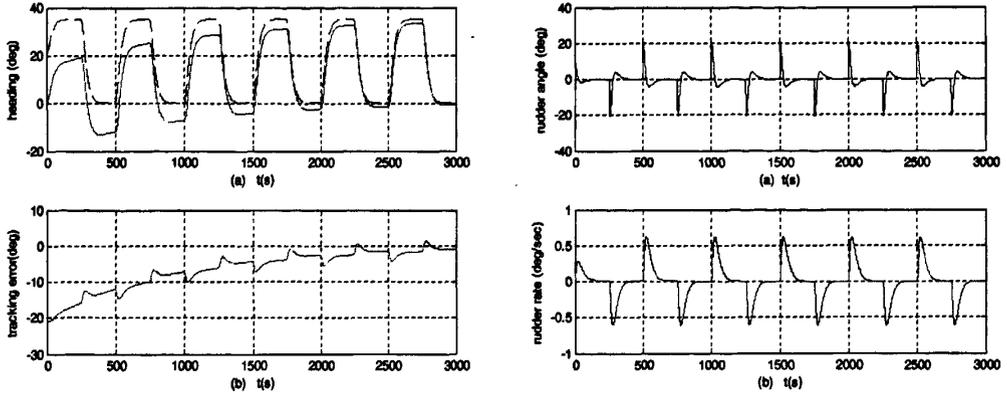


图 5.6 跟踪误差、舵角及舵角变化率

Figure 5.6 tracking error ,rudder angle and rudder rate

因为大量的文献已经研究过船舶航向控制 PD 舵，所以 PD 舵的控制效果已经被大家熟知，这里不再赘述。本节所考虑当参考信号不为零时，而船舶各初始状态为零的情况下，PD 舵的控制效果，如图 5.6 所示。对比图 5.1 (A) 与图 5.6，PD 舵需要大约 2000 s 的时间才能跟踪上参考信号，而本文所设计的自动舵如图 5.1 (A) 所示，可以在 48s 的时间内跟踪到参考信号。

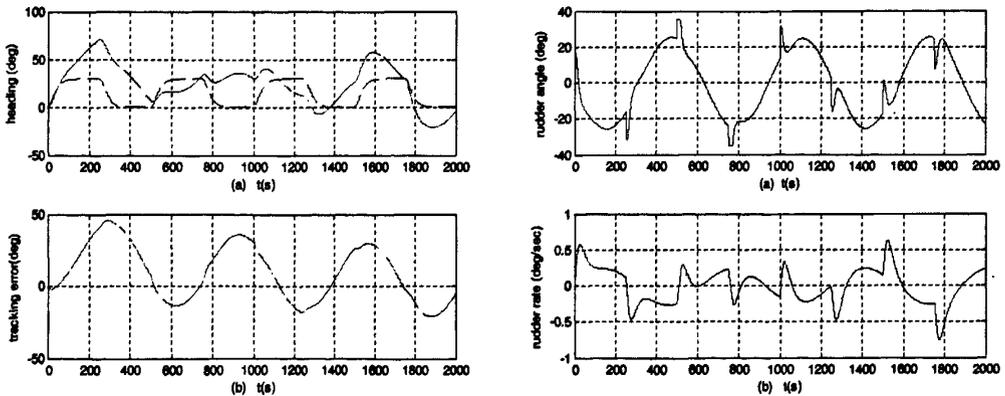


图 5.7 跟踪误差、舵角及舵角变化率

Figure 5.7 tracking error,rudder angle and rudder rate

图 5.7 为加入外界干扰后的 PD 舵控制效果, 外界干扰形式 $\Delta_2 = 0.001\sin(0.01t)$; 对比图 5.1 (B) 与图 5.7, 本文所设计自适应模糊舵具有良好的鲁棒性及自适应性, 而 PD 舵无自适应性而言。

5.4 本章小结

本章所设计的自适应模糊舵的学习参数减至整个系统只有一个, 计算量减少, 控制器结构简单, 依然保持了良好的控制性能, Matlab 仿真实验验证了其控制性能; 另外, 为了进一步验证控制器的控制性能, 在改变外界干扰形式的情况下, 保持控制器其他参数不变, 进行仿真实验, 仿真结果验证了本章所设计的自适应模糊舵具有较强的鲁棒性; 同时, 将其与我们所熟知的 PD 舵对比, 发现本章所设计的自适应模糊舵不仅能够保持 PD 舵良好的控制效果, 并且同时具有 PD 舵所不具备的自适应性。

结论与展望

本文主要对于一类船舶航向控制的非线性系统,设计了三种船舶航向自动舵自适应模糊设计算法:

(1) 针对一类未加外界干扰的船舶航向控制系统进行控制器设计,并且证明其稳定性,所设计的控制器每个系统有两个学习参数,通过 Matlab 仿真实验,验证了控制器的控制性能;

(2) 针对一类加入外界干扰的船舶航向控制系统进行控制器设计,并且证明其稳定性,所设计的控制器每个系统有一个学习参数,与自适应模糊控制设计(一)相比,计算量减少,通过 Matlab 仿真实验,验证了控制器性能;

(3) 针对一类加入外界干扰的船舶航向控制系统进行控制器设计,并且证明其稳定性,所设计的控制器整个系统只有一个学习参数,与自适应模糊控制设计(一)相比、自适应模糊控制设计(二)相比,计算量减少,通过 Matlab 仿真实验,验证了控制性能;

(4) 为了进一步验证本文所设计控制器的控制性能,改变自适应模糊设计(三)中船舶模型参数,自适应模糊设计(三)满足控制要求;同时,为了能够在定量的描述控制器性能,所以将其与 PD 舵的控制效果对比,可以得出结论在控制精度方面自适应模糊设计(三)略优于 PD 舵,同时具有良好的鲁棒性及自适应性;

本文主要解决了两个普遍存在问题:

(1) 自适应模糊设计方法易引起“维数灾难”的问题,本文采用 MLP,解决的了这个问题;

(2) 在使用 Backstepping 方法时引起“计算量膨胀”的问题,本文采用 DSC 方法,解决了这个问题。

本文不足和今后努力方向:

本文所设计的控制器在理论上满足工程实践的要求,但是由于实际原因,并未应用到实践,今后希望将其应用到实船中。

参考文献

- [1] 王晓飞. 基于解析模型预测控制的欠驱动船舶路径跟踪控制研究: (博士论文). 上海: 上海交通大学, 2009.
- [2] 张显库, 贾欣乐. 船舶运动控制. 北京: 国防工业出版社, 2006.
- [3] 贾欣乐, 张显库. 船舶运动智能控制与 H_{∞} 鲁棒控制. 大连: 大连海事大学出版社, 2002.
- [4] 杨盐生, 贾欣乐. 不确定系统的鲁棒控制及应用. 大连: 大连海事大学出版社, 2003.
- [5] Fossen T I. Marine control systems—guidance, navigation and control of ships, rigs and underwater vehicles. Norway: Norwegian University of Science and Technology, 2002.
- [6] 张松涛. 模糊多模型船舶运动控制系统的研究: (博士论文). 大连: 大连海事大学, 2006.
- [7] Amerongen JV. Adaptive steering of ship's —A model reference approach. Automatica, 1984, 20(1): 3~14.
- [8] JL Du, C Guo. Nonlinear adaptive design for course-tracking control of ship without a priori knowledge of control gain. Journal of Control Theory & Application, 2005, 22(2): 315-320.
- [9] XD Ye, JP Jiang. Adaptive nonlinear design without a priori knowledge of control directions. IEEE Trans. Automatic Control, 1998, 43: 1617-1621.
- [10] 涂武. 船舶航向最优控制与仿真研究: (硕士论文). 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2008.
- [11] Tayfun Cimen, SP Banks. Nonlinear optimal tracking control with application to super-tankers for autopilot design. Automatica, 2004, 40: 1845-1863.
- [12] 张秀玲. 神经网络非线性系统模型参考自适应控制器统一设计法. 控制与决策. 2002, 17(2): 151-158.
- [13] Lee S.D, Yu C.H, Hsiu K.Y. Design and experiment of a small boat tracking-keeping autopilot. Ocean Engineering, 2010, 37, 208-217.
- [14] 杨盐生. 船舶航向非线性系统的模型参考自适应控制. 中国造船, 2003, 44(3): 85-93.
- [15] Kreisselmeier G, Anderson B. Robust Model reference adaptive control. IEEE Trans. on Automatic Control, 2003, 31(2): 127-133.
- [16] Patino H.D, Liu D. Neural network-based model reference adaptive control system. IEEE Trans. on System, Man and Cybernetics. 2002, 31(1): 198-204.
- [17] Triantafyllou M, Bodson M, Athans M. Real time estimation of ship motions using Kalman filtering techniques. Ocean Engineering. 2003, 8(1): 9-20.

- [18] 罗伟林, 邹早建. 基于支持向量机的约束船模斜拖试验分析. 中国造船. 2010, 51(2): 10-15.
- [19] 罗伟林, 邹早建, 李铁山. 船舶航向非线性系统鲁棒跟踪控制. 控制理论及应用. 2009, 26(8): 93-96.
- [20] 张学工. 关于统计学习理论与支持向量机. 自动化学报. 2000, 26(1): 33-44.
- [21] 胡江强. 基于遗传优化的船舶航向混合智能舵: (硕士论文). 大连: 大连海事大学, 2003.
- [22] 胡江强, 庞为兴, 章文俊等. 克隆选择辨识的船舶航向自适应 PD 舵. 大连海事大学学报, 2009, 35(1): 13-18.
- [23] 胡江强, 郭晨, 尹建川等. 分级变异的动态克隆选择算法. 控制与决策, 2007, 22(6): 608-713.
- [24] 刘胜, 方亮, 葛亚明等. 船舶航向 GA-PID 自适应控制研究. 系统仿真学报. 2007, 19(16): 3783-3787.
- [25] J Lv, C Guo. Neural network-based parallel robust model reference control method of ship course. 系统仿真学报. 2007, 19(15): 3489-3493.
- [26] Sutton R. A design study of self-organizing Fuzzy autopilot for ship control. Proceeding of the Institution of Mechanical Engineers. 1991, 35-37.
- [27] Witt N, A J. A neural network autopilot for ship control. Proceedings of Maritime Communications and Control Conference. London: Marine Management, 1993, 13-19.
- [28] Sutton R., et al. A fuzzy autopilot optimized using a genetic algorithm. Journal of Navigation. 1997, 50(1), 120-131.
- [29] Sutton R., et al. A fuzzy autopilot optimized using a genetic algorithm. Journal of Navigation. 1997, 50(1): 120-131.
- [30] Spooner JT, Passino KM. Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks. IEEE Trans. on Fuzzy systems. 1996, 4(2): 339-359.
- [31] Fischle K, Schroder D. An improved stable adaptive fuzzy control method. IEEE Trans. on fuzzy systems. 1997, 7(1): 27-40.
- [32] 任洪亮, 边信黔. 基于模糊规则的多模型控制方法在 AUV 航向控制中的应用. 自动化技术与应用. 2004, 6(1): 1-4.
- [33] 卜仁祥, 刘正江, 李铁山. 迭代滑模增量反馈及在船舶航向控制中的应用. 哈尔滨工程大学学报, 2007, 28(3): 893-895.
- [34] 杨盐生, 贾欣乐. 船舶航向的变结构控制自动舵设计. 大连海事大学学报. 1998, 24(1): 13-19.

- [35] 朱齐丹,周芳.基于反步法和滑模观测器的船舶航向控制.华中科技大学学报,2009,37(4):122-126.
- [36] 杨盐生,贾欣乐.不确定非线性变结构模糊自适应鲁棒控制.系统工程与电子技术.2001,23(7):58-62.
- [37] 杜佳璐,郭晨,张显库.船舶运动航向自适应非线性控制的仿真研究.系统仿真学报.2005,17(6):1445-1448.
- [38] 石芳.鲁棒自适应航向控制器的设计:(硕士论文).大连:大连海事大学,2006.
- [39] 杜佳璐,郭晨,李如铁.基于逆推算法的非线性船舶航向跟踪控制器.大连海事大学学报.2004,2(1):8-11.
- [40] A Witkowska, M Tomera. A backstepping approach to ship course control. Int. J. Appl. Math. Comput. Sci. 2007, 17(1):73-85.
- [41] D Swaroop, J C Gerdes, P P Yip. Dynamic surface control of nonlinear systems. Proc. of the American control conference. 1997, 5:3028-3034.
- [42] D Wang, H P Zhou, T S Li. Adaptive dynamic surface control for a class of uncertain nonlinear systems in pure-feedback form. Joint 48th IEEE conference on decision and control 28th Chinese control conference. Shanghai China, 2009:16-18.
- [43] Z J Yang, T Nagai, S Kanae. Dynamic surface control approach to adaptive robust control of nonlinear systems in semi-strict feedback form. The 16th IFAC world congress. Prague, 2005:4-8.
- [44] S. J Yoo, J B Park, Y H Choi. Adaptive dynamic surface control for stabilization of Parametric strict-feedback nonlinear systems with unknow time delays. IEEE transaction on Automatic control. 2007, 52(12):2360-2365.
- [45] Zhang T, Ge SS, Hang CC. Stable adaptive control for a class on nonlinear systems using a modified Lyapunov function. IEEE Trans. on Automatic Control. 2000, 45(1):129-132.
- [46] Zhang T, Ge SS, Hnag CC. Design and performance analysis of a direct adaptive controller for nonlinear systems. Automatica. 1999, 35(1):1809-1817.
- [47] Yang YS, Zhou CJ, Li TS. Small gain method for adaptive robust fuzzy control of a class of nonlinear system. Proc. of the 2003 IEEE Int. Symp. on Intel. Control, Houston, Texas, 2003:40-45.
- [48] 杨盐生.一种自适应鲁棒跟踪模糊控制新算法.系统工程与电子技术.2003,25(6):712-718.
- [49] YS Yang, JS Ren. Adaptive fuzzy robust tracking controller design via a small gain approach and its application. IEEE Trans. Fuzzy syst. 2003, 11(6):783-795.

- [50] YS Yang, G Feng, JS Ren. A combined backstepping and a small-gain approach to robust adaptive fuzzy control for feedback nonlinear systems. IEEE trans. Smcipart A: systems and humans. 2004, 34(3):406-420.
- [51] Li TS, Wang D, Wei L. A novel adaptive NN control for a class of strict-feedback nonlinear systems. 2009 American control conference Hyatt Regency Riverfront. St. Louis, Mo, USA, 2009, 10-12.
- [52] TS Li, B Yu, B G Hong. A novel adaptive fuzzy design for path following for underactuated ships with actuator dynamics. Proc. Of The 5th IEEE conference on industrial electronics and applications. Taiwan, 2009, 2796-2800.
- [53] Li TS, Feng G, Zou ZJ. DSC-Backstepping based robust adaptive fuzzy control for a class of strict-feedback nonlinear systems. 2008 IEEE International conference on fuzzy systems, 2008, Hong Kong, China, 2008, 1274-1281.
- [54] TS Li, BG Hong, GY Shi. DSC-backstepping based robust adaptive NN control for strict-feedback nonlinear systems via small gain theorem. Int. J. Systems. Control and Communications. 2008, 1(1), 124-144.
- [55] TS Li. A simple adaptive fuzzy control for a class of strict-feedback SISO systems. Fuzz-IEEE 2009, Korea, 2009:319-324.
- [56] TS Li, YS Yang. Robust dissipative designs for straight-line tracking control of underactuated ships. Proc. of the 5th world congress on intelligent control and automation. Hangzhou, 2004:548-553.
- [57] 贾欣乐, 杨盐生. 船舶运动数学模型. 大连: 大连海事大学出版社, 1997.
- [58] Fossen, T. I., M. J. Paulsen (1992). Adaptive Feedback Linearization Applied to Steering of Ships. Proceedings of the 1st IEEE Conference on Control Applications (CCA'92). Dayton, Ohio, September 13-16, 1992: 1088-1093.
- [59] Fossen, T. I., J. P. Strand (1998). Nonlinear Ship Control. Tutorial Session at IFAC CAMS'98. Fukuoka, Japan, 27 October: 1-75.
- [60] 贾欣乐等. 船舶转向控制器的研究. 大连海事大学学报. 1998, 24(1):23-28.
- [61] 李士勇. 模糊控制-神经控制和智能控制论. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1998.
- [62] 王立新. 模糊系统与模糊控制教程. 北京: 清华大学出版社, 20003.
- [63] L X Wang. Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems. IEEE Trans. on Fuzzy Systems, 1993, 1(1):146-155.
- [64] J T Spooner, K M Passino. Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks. IEEE Trans. on Fuzzy Systems. 1996, 4(2):339-359.
- [65] K Fischle, D Schroder. An improved stable adaptive fuzzy control method. IEEE Trans. on Fuzzy Systems. 1997, 7(1):27-40.

- [66] 姜晓红. 基于非线性 Backstepping 的船舶航向控制器设计: (博士论文). 大连: 大连海事大学, 2003.
- [67] 李铁山. 船舶直线航迹控制非线性设计方法: (博士论文). 大连: 大连海事大学, 2005.
- [68] 胡寿松. 自控控制原理. 北京: 科学出版社, 2006.
- [69] 杨盐生. 船舶航向非线性系统自适应鲁棒自动舵的设计. 大连海事大学学报. 2002, 28(3):1-4.
- [70] 杨盐生. 船舶航向自适应鲁棒 PID 自动舵设计. 武汉科技交通大学学报. 1999, 23(6): 594-598.

致谢

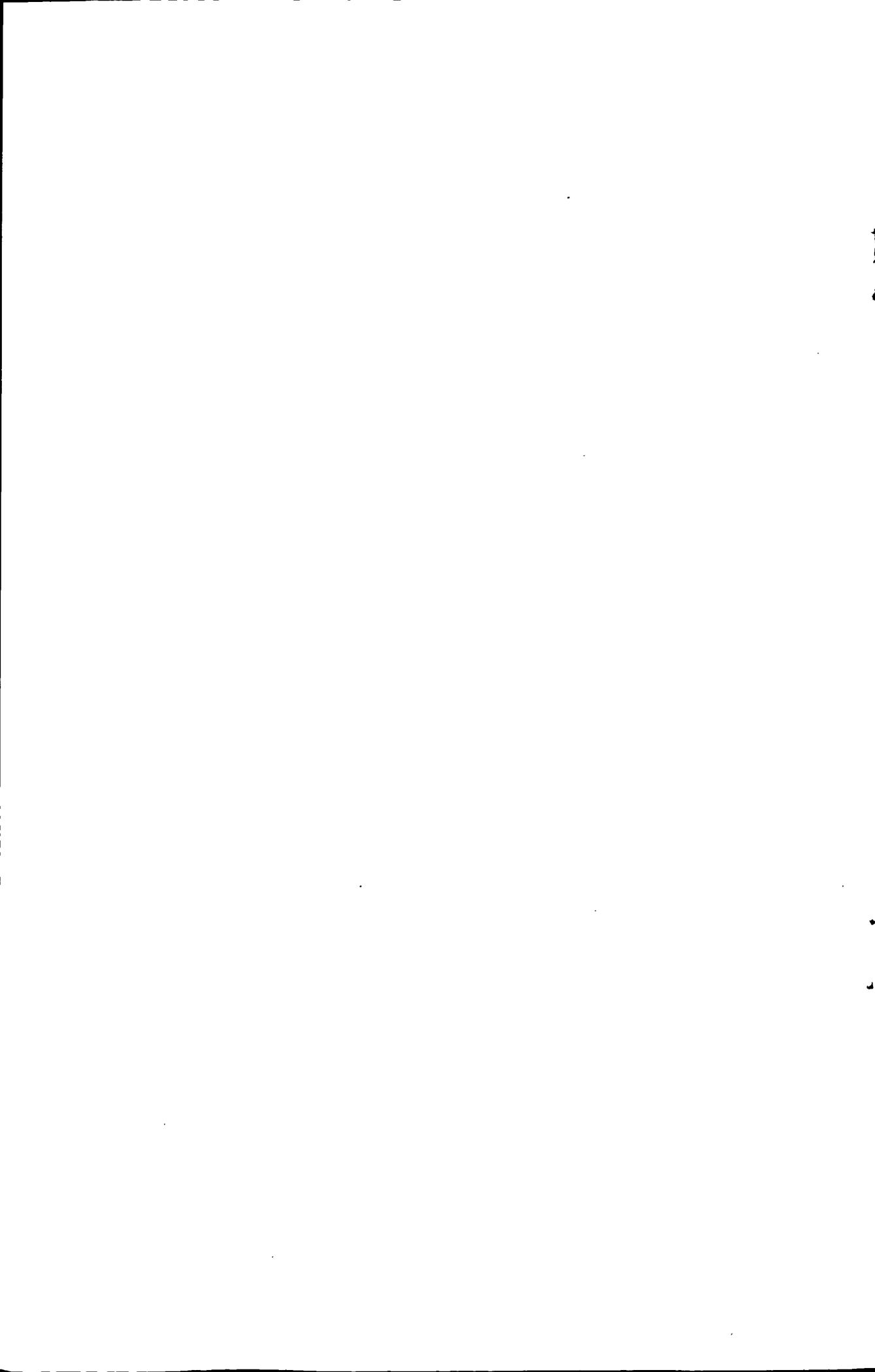
在我研究生期间，我最要感谢的就是我的导师，李铁山老师。当我懵懵懂懂的跨入研究生生活，我其实并不了解我怎样才能转变成为一个研究生。在这个时候是老师，耐心地、手把手地、不厌其烦地教导。在学习上，老师不仅仅教给我知识，更重要的是教会我如何去学习；在生活方面，老师无微不至的关怀是我终身难忘的；在做人方面，是老师教会我先做人，后做事的道理。虽然研究生生活即将结束，但是老师给我的教导，我将铭记于心。在这里，我想跟老师说：老师，您辛苦了，谢谢您！

同时，感谢洪碧光教授，两年来在学习和生活上给我的指导和照顾；感谢史国友教授，李伟副教授，卜仁祥副教授，胡江强副教授，郑云峰副教授在论文撰写过程中给我的指导；感谢李强，李荣辉，高孝日老师对我学习的帮助。

感谢这两年共同学习的同学张健劼，刘勇，秦桂晓，何舒对我的帮助；感谢师弟李俊方帮忙。

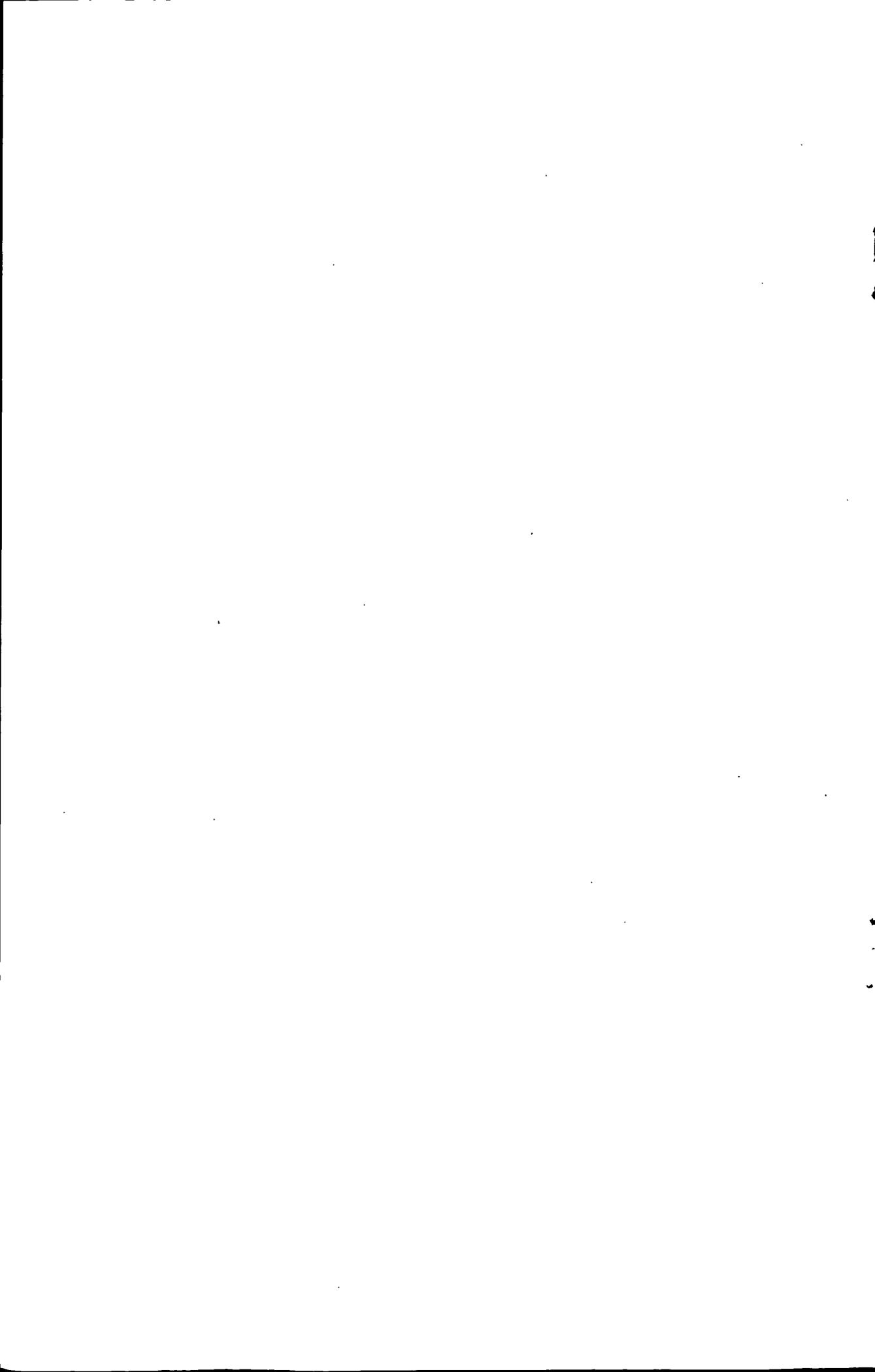
最后，感谢父母，姐姐，这两年来对我生活的关心和支持。

感谢所有在我攻读研究生学位期间给予我帮助的老师 and 同学。



公开发表论文

1. Cheng Liu, Tieshan Li, Naxin Chen. “Adaptive fuzzy control design of ship’s autopilot with rudder dynamics” , ICIC Express Letters,2011,5(3):767-773. . (EI 检索) ISSN:1881-803X
- 2.刘程, 李铁山, 陈纳新. “带有舵机特性的船舶航向自动舵实用设计”, 大连海事大学学报, 2010, 36(3),1-6.
- 3.Cheng Liu, Tieshan Li, Naxin Chen, Renxiang Bu. “Application-Oriented Adaptive Fuzzy Design of Ship’s Autopilot with Rudder Dynamics” , 2010 International Conference on Intelligent Control and Information Processing , Dalian, 2010,127-132; (EI 检索) ISBN:978-1-4244-7049-5.
- 4.Tieshan Li, Naxin Chen, Cheng Liu, Renxiang Bu. “Adaptive NN control for a Class of Strict-feedback Nonlinear Systems with Time Delays” , 2010 International Conference on Intelligent Control and Information Processing ,Dalian, 2010, 532-537; (EI 检索) ISBN:978-1-4244-7049-5.
- 5.刘程, 李铁山, 陈纳新. “带有舵机特性的船舶航向自动舵 DSC-MLP 设计 1”, 哈尔滨工程大学学报; (EI 源刊录用)



研究生履历

姓 名	刘程
性 别	女
出生日期	1987 年 01 月 24 日
获学士学位专业及门类	通信工程 工学
获学士学位单位	北京信息科技大学
获硕士学位专业及门类	交通信息工程及控制 工学
获硕士学位单位	大连海事大学
通信地址	辽宁省大连市凌海路 1 号
邮政编码	116026
电子邮箱	lassieliucheng@163.com

