

摘 要

切换系统由若干子系统组成，各个子系统可能是离散的，也可能是连续的。在系统运行过程中，每个时刻都只有一个子系统在起作用，而其它子系统并不对系统起作用。因此，切换规则在切换系统的运行中显得尤为重要，系统在某时刻工作于哪一个子系统，完全取决于切换规则。因此，切换系统在众多领域中都得到了应用，例如电力系统，计算机磁盘驱动器，机器人行走控制，交通管理，车摆系统的控制，另外还有在工程中广泛应用的分区 PID，模糊控制等，都属于切换系统的范畴。因此，切换系统的研究对于一般的混杂系统也具有理论指导和实际借鉴意义。

在现实中，大部分控制系统都是非线性系统。非线性是一种一般的、普遍存在的现象。而线性系统只是相对的、特殊存在的一种理想现象。非线性切换系统是非线性系统的一种典型形式。针对此类系统的控制问题值得我们深入研究。

本文针对模型已知且具有可逆性的非线性切换系统，基于逆系统方法给出其相应的线性化方法，利用构造工程方法来实现 n 阶逆系统，实现被控系统的线性化和解耦，并针对上述理论思想设计了闭环控制器。针对模型未知的非线性可逆切换系统，提出基于神经网络逆系统的非线性切换系统的线性化方法，利用积分器（I）和神经网络构造逆系统来证明系统可逆性，从而在被控系统数学模型、参数和逆系统解析表达式均未知的情况下实现被控系统的线性化和解耦，同时设计闭环控制器。提出只要相应的参数满足凸组合条件、相应的正定对称阵满足适当的线性矩阵不等式的约束，则对于任意的切换信号，存在切换方案，在此切换方案控制下，这类切换系统是渐近稳定的，并给出证明。且通过引入一个矩阵，将受约束的二次型转换为不受约束的二次型，通过多 Lyapunov 函数法，给出这类切换系统渐近稳定的充分条件。针对非线性切换系统的优化控制问题，通过将传统 PID 控制器与遗传算法（GA）结合，提出一种非线性切换系统的遗传 PID 优化控制方法，即 GAPID 控制方法。同时给出了相应的仿真算例，提供分析结果。

关键字：非线性系统；线性化；稳定性；优化控制

Abstract

A switched (Switched Systems) system is an important class of hybrid systems. The study was derived from research on hybrid systems. Switching system consists of several subsystems, each subsystem may be discrete, might also be continuous. In the process of system operation, each time only a subset of the system in action, while the other subsystem does not work. Therefore, switching rules in the operation of the switching system is very important, the system in a moment in which sub system, depends entirely on the switching rules. Switching system may exist both continuous dynamics and discrete switched signals, and the two signals mutual influence, interaction, so that it has a very complex dynamic behavior and abundant contents. Therefore, switching systems in many areas are used, such as power system, a computer disk drive, robot control, traffic management, car pendulum control system, and applied widely in engineering partition PID, fuzzy controlling, all belong to the category of switching system. Therefore, switching system for general hybrid system also has a theoretical guidance and practical significance.

In reality, most control systems are nonlinear system. Nonlinear is a common, widespread phenomenon. While the phenomenon of the linear systems only relative, special existence of an ideal. A nonlinear switched system is a typical form of the nonlinear system. In view of this kind of system control problem is worthy of our in-depth study.

This thesis according to the model of known nonlinear reversible switching system, put forward the linearization method of switched nonlinear system based on the inverse system, to realization inverse system by using the structural engineering method, to make the object been controlled right inverse system became to linear transfer relationship and has been decoupled by composite pseudo linear system, designed a additional closed-loop controller for comprehensive. According to the theory above, the closed loop controller also been designed. For the model unknown nonlinear reversible switching system, put forward the linearization method based on neural network inverse system of nonlinear switched systems, by using the integrator and neural network inverse system of the controlled system in inaccurate charged with the mathematical model and parameters do not have to give the analytical expressions of the inverse system, just to prove the reversibility of the controlled system based on implementation charged with linearization and decoupling of the system, and gives

the closed-loop controller design algorithm. For a class of nonlinear switched systems, the subsystems of which contain discrete time delay item by the approximate linearization method, the asymptotic stability problem is studied. As long as the corresponding parameters meet convex combination conditions and the corresponding positive definite symmetric matrix meets the appropriate constraints of linear matrix inequality, the switch program exists for any switching signal. With the control of switch program, this type of switched systems is asymptotically stable, and it is proved. By introducing a matrix, the constraint quadratic converts to the unconstrained quadratic, and the sufficient condition that the type of switched system is asymptotically stable is given with the multiple Lyapunov Function method. For the optimal control problem of nonlinear switched systems, genetic PID optimal control method is proposed by combining traditional PID controller and genetic algorithm (GA). And this algorithm is known as the GAPID control method. At the same time, gives the corresponding simulation example, provide analytical results.

Keywords: nonlinear systems; Linearization; Stability; optimal control.

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
第一章 绪论.....	1
1.1 引言.....	1
1.1.1 混杂系统简介	1
1.1.2 切换系统的概述.....	1
1.2 切换系统的稳定性研究现状.....	2
1.3 切换系统的镇定性研究现状.....	3
1.4 切换系统的优化控制研究现状.....	3
1.5 本文主要研究内容与结构安排.....	4
第二章 非线性切换系统的理论基础.....	6
2.1 切换系统简介.....	6
2.2 切换系统的理论基础.....	7
2.2.1 范数的定义	7
2.2.2 Lyapunov 方程	11
2.3 小结.....	12
第三章 非线性切换系统的线性化.....	13
3.1 引言.....	13
3.2 非线性切换系统的逆系统方法	14
3.2.1 逆系统法简介	14
3.2.2 基于逆系统的非线性切换系统控制方法	18
3.2.3 基于神经网络逆系统的非线性切换系统控制方法	19
3.3 仿真算例.....	20
3.3.1 逆系统线性化法仿真算例	20
3.3.2 神经网络线性化法仿真算例.....	22
第四章 非线性时滞切换系统的稳定性分析.....	26
4.1 引言.....	26

4.2 系统描述	26
4.3 主要结果.....	26
4.4 仿真算例.....	30
4.5 结论.....	31
第五章 非线性系统的切换优化研究.....	33
5.1 引言.....	33
5.2 问题描述.....	34
5.3 基于 GAPID 的非线性切换系统优化控制.....	34
5.4 遗传算法简介.....	36
5.5 仿真算例.....	37
5.6 结论.....	39
第六章 全文总结和展望.....	40
6.1 本文总结.....	40
6.2 研究展望	40
参考文献.....	42
发表论文及参加科研情况说明.....	46
致 谢.....	47

第一章 绪论

1.1 引言

1.1.1 混杂系统简介

混杂系统是一类复杂的动态系统，由离散事件动态系统（Discrete Event Dynamic System，简称 DEVS）和连续动态系统（Continuous Variable Dynamic System，简称 CVDS）相互作用而成的，即既随时间进行连续变化，也可以受离散事件的驱动^[1]。因此，混合系统中并非只有单一的状态变量，离散或连续的变量都有可能存在。在日常生活以及生产过程中，混杂系统无处不在，最简单的混杂动态系统就是电力电子电路，在电力电子电路中，在不同的工作模式中，各个电路变量，比如电感或者电容的值的的变化总是符合某种规律，如 KCL, KVL 定律等^[2]。类似电子电子电路这样的例子，在实际的生活中屡见不鲜，如汽车引擎控制、化工过程控制、冶金过程、受限机器人控制等，都具有混杂系统的特点^[3-5]。因为混杂系统的结构比较复杂，所以仅仅依靠传统控制理论的思想已很难解决这种问题，而混杂动态系统相关模型及其稳定性、镇定性及优化的求取等理论和方法也应运而生。近几十年，随着高新技术的长足发展，使得计算机技术被广泛应用于石油化工、冶金、区域性供电网等工业的生产和调度中。混杂系统的发展历史也强有力的证明了这一点。在 2000 年，Decarlos R 和 Branicky M. S 提出了混杂系统的稳定性和镇定性问题^[6]。此前，Witsenhouse H. S 和 Tavernini 分别于 1966 年和 1987 年提出了两个最早的混杂系统模型^[7-8]。后来，在 1987 年，Tavernini 学者也给出了混杂系统模型^[9-10]。以上种种，皆证明了混杂系统的研究具有深远的理论意义和重大的实际应用价值，这也让广大学者对此产生了浓厚的兴趣^[11-14]。

1.1.2 切换系统的概述

切换系统是混合系统中的重要一类，针对它的研究是源于混杂系统的研究而萌芽的。在切换系统中，每个时刻都只有一个子系统在起作用，而其它子系统并不对系统起作用。因此，切换律在切换系统的运行中显得尤为重要，系统在某时刻工作于哪一个子系统，完全取决于切换规则^[15]。由于切换系统具有广泛的代表性，更成为控制领域中广大工作者研究的焦点所在。最简单的切换系统，比如开

关系统，系统只有两个状态“开”和“关”，通过开关两种状态来决定系统的输出功率，即在系统的运行期间，系统的输出功率并不是固定的^[16-17]。“切换”的概念在众多实际工业过程中都得到了具体体现，例如电力系统，计算机磁盘驱动器，机器人行走控制，交通管理，车摆系统的控制等，其他如在工程中广泛应用的分区 PID，模糊控制等，都属于切换系统的范畴。

近些年来，切换系统的研究背景主要基于以下几点原因：

(1) 许多控制方法中都囊括了切换控制这一思想。随着时间的流动或者受控对象的演化过程，控制器会根据系统需要进行切换控制。

(2) 获得良好的动态性能。随着科学技术的发展和人们认知能力的提高，人们接触到的系统也越来越复杂，一部分系统还包含着时滞及不确定性，运用切换的思想，将一个主控制器变为由多个子控制器组成，按一定的切换律进行控制，则在改善系统性能上往往能得到相对满意的效果。在工程应用中，此技术已在连续作业过程、航空航天等方面得到了充分的应用。

(3) 在某些特定的情况下，非线性控制系统并不一定存在可镇定的反馈控制律。这时就可考虑通过切换的方式进行镇定控制。对于大部分复杂的非线性系统，一般的方法是采用一些分段线性子系统通过一定的方法来近似原系统，这一点在理论上已经可以得到证明。

尤其在自适应领域，此类控制技术在实现了系统的稳定性的同时又使系统的传递响应得到了极大的改善。我们可以看出，切换系统的未来具有相当大的发展潜力。

1.2 切换系统的稳定性研究现状

自从切换系统相关理论提出之后，稳定性问题就一直是切换系统领域研究的重点和热点，因为切换系统是由多个子系统相互影响、相互作用形成的，单个子系统稳定，并不意味着整个切换系统是稳定的，这也是切换系统稳定性研究的难点，也正因为稳定性对于整个切换系统控制的重要性，控制领域的各专家都潜心致力于稳定性控制方法的研究，目前，主要的方法还是以 Lyapunov 方法为主，除此之外，还有最小时间间隔法等等。文献[18-19]介绍了怎样判断一个切换系统是否稳定，其研究对象仅仅为二阶的线性切换系统，研究对象比较简单。文[20-21]介绍了当切换系统由多个子系统构成时，其稳定性的充分必要条件。随着计算机技术及相关计算机软件的发展，人们发现用线性矩阵不等式方法来解决切换系统稳定性问题，可以取得事半功倍的效果^[26-30]。文献[31-35]详细介绍了如何用线性矩阵不等式方法来解决切换系统稳定性问题，通过将切换系统稳定的条件转换为相应的矩阵不等式，然后用 MATLAB 等软件进行求解，得出切换系统稳定的充分必要条件。文[36-37]介绍了非线性切换系统是否稳定的充分必要条件，通过对非

线性切换系统进行解线性化，将其转换为线性切换系统，然后应用线性切换系统已有的、非常成熟的理论方法对其稳定性进行判定，从而求得了系统渐近稳定的充要条件。

1.3 切换系统的镇定性研究现状

系统的镇定问题，就是如何构造合适的控制律，从而使控制系统达到闭环稳定状态。文[38]提出了基于有限时间范数的切换系统镇定实现算法，在实际系统中，由于其 Lyapunov 函数的寻找非常困难，而其向量范数则很容易实现，所以通过向量范数，可以很容易地实现切换系统的镇定，不过文中也提到，此方法也具有一定的局限性，即对于低阶系统，其镇定很容易满足，对于高阶复杂系统，其镇定很难满足，就算能满足，其计算量也非常大。文[39]中，研究了当研究对象为线性周期性切换系统时，系统镇定如何实现，文中利用状态反馈镇定了此切换系统。文[40]研究了当线性切换系统受到外部干扰时，其系统如何镇定，此时镇定更难满足，因为干扰信号的模型是很难确定的，文中研究了当外部干扰信号很小时，即外部干扰信号为高斯白噪声时，通过线性矩阵不等式方法来实现此类线性切换系统的镇定。文[41-42]研究了当系统为多时滞切换系统时，系统镇定的实现，文中设计了一类控制器，在该控制器的控制下，利用 LMI 来求解系统镇定的充要条件，一方面降低了计算的难度，另一方面也降低了结果的保守性。

1.4 切换系统的优化控制研究现状

在约束条件一定的情况下，找出能使被控系统性能指标达到最满意控制目标的控制系统，称为系统的优化控制。要实现优化控制，必须满足下述条件：给出系统的性能指标，比如时间最短或者消耗的能量最小；给出约束条件，及控制系统运动的边界；要寻找优化控制的机制和方法，即通过什么样的方法使控制系统在运动的边界内，达到所要求的性能指标。优化控制是运动系统的一个重要研究方面，因为一个控制系统，如果其达到某一状态的时间过久或者消耗的能量过多的话，这个系统是很难让人满意的。对于单纯的连续运动系统或者离散运动系统而言，对其进行优化控制是很容易做到的，利用常规 PID 控制或者神经网络、遗传算法等均可实现，但针对切换系统，实现其优化目标并非易事。这是由于切换系统中并非只有单一状态变量，并且在多种模型切换的情况下，其切换时刻的行为也是要考虑的，所以简单地用连续运动系统和离散事件系统相关的理论知识很难解决切换系统的优化控制问题。

自切换系统的概念提出以来，对于切换系统优化控制的研究就一直没有停止，目前切换系统优化控制领域提出了很多切实可行的方法。文[45]首先介绍

了庞特里亚金提出的最大值最小值原理,继而将最大值最小值原理应用在切换系统中,不过本文研究的切换系统模型比较简单,仅仅对二阶的切换系统进行研究,而二阶系统在现实生活中是很难遇到的。文[46]提出了汉密尔顿-雅克比-贝尔曼方程,用汉密尔顿-雅克比-贝尔曼方程来解决切换系统优化控制的问题,但是汉密尔顿-雅克比-贝尔曼方程的解很难求取。文[48]提出了最速下降法,最速下降法虽然比较简单,并且用 MATLAB 可以很容易求取,不过其对步长要求很高,如果选择的步长不合适,则所求取的结果可能仅是优化控制的一个近似解。文[49]中,重点研究了当系统末端时间自由时,最优解能否得到的问题。

对于线性切换系统,文[50]提出了线性矩阵不等式方法,即将需要求取值的约束条件用线性矩阵不等式表示,然后利用 MATLAB 中的线性矩阵不等式工具箱来求解。文[51]给出了当系统含有多时滞项时,其优化控制问题的解决可通过状态反馈镇定器和输出反馈镇定器使多时滞切换系统得到一个最优解。文[52]将切换系统分成若干个子系统,先使每个子系统达到最优,然后在各子系统之间的切换时刻加入脉冲信号,从而通过混合反馈控制来使系统获得最优。文[53]在[52]的基础上,将混合反馈控制器应用于机器人足球中,证明了此方法具有良好的现实效果和应用前景^[54-55]。

1.5 本文主要研究内容与结构安排

本文主要利用 Matlab 等工具,针对一类非线性系统的切换控制,深入研究了其稳定性、线性化和优化控制等问题,主要内容概述如下:

第一章主要阐述了所选课题的研究背景,给出了切换系统研究的发展现状和未来研究的趋势,对切换系统稳定性分析、线性化、优化控制的现有研究成果进行了综述和分析,叙述了论文的创新点和主要贡献。

第二章主要对非线性切换系统进行了回顾,给出本文研究的理论基础。共由两部分组成,第一部分主要叙述了切换系统的发展历程,第二部分研究了切换系统控制的数学基础,给出了包括向量和矩阵的范数、Lyapunov 方程等在内的相关定义和定理。

第三章主要针对模型已知的非线性可逆切换系统,提出了基于逆系统方法的非线性切换系统的线性化方法,针对模型未知的非线性可逆切换系统,提出基于神经网络逆系统的非线性切换系统的线性化方法,并在线性化的基础上针对上述两种非线性可逆切换系统设计了闭环控制器。实验仿真证明,此方法是行之有效的。

第四章通过引入一个矩阵,将受约束的二次型转换为不受约束的二次型,并利用多 Lyapunov 函数法得出这类切换系统渐近稳定的一个充分条件。实验证

明，该结论是成立的。

第五章针对非线性切换系统的优化控制问题，通过将传统 PID 控制器与遗传算法（GA）结合，提出了一种非线性切换系统的遗传 PID 优化控制方法，通过遗传算法（GA）优化 PID 控制器的增益以获得满意的控制性能。实验仿真证明，此方法是行之有效的。

第六章对本论文所做的工作进行了总结，简要地阐述本文所得结论及其创新点所在，而后对于切换系统未来有待进一步研究的问题进行了展望。

第二章 非线性切换系统的理论基础

2.1 切换系统简介

随着科学发展的日新月异，现代社会愈发体现出信息化、系统化的特点，人们所面临的各种工程技术、社会经济以及生物生态等各个领域中的系统都愈发复杂，表现出来的现象也愈发复杂，往往集中体现在管理方面以及各种层出不穷的控制问题上，如何解决这些问题，对复杂系统进行问题分析、预测、规划、设计以及改善运行状态，都是人们面临的重大挑战。在系统自身满足一定条件的情况下，可以利用某些特殊结构，例如相似性和对称性来简化问题。但实际上，现实中存在的大量系统都是混杂动态系统 (Hybrid Dynamical System, HDS)，利用传统的控制方法已经不能满足高精度的控制目的的要求。这类复杂的动态系统，融合了数学，控制科学和计算机科学等多种学科，并将他们紧密结合，由此也带来了一系列具有挑战性的新的问题，因而受到人们的普遍关注。具体表现在，很多国际权威杂志，例如著名学术杂志 IEEE Transition on Automatic Control、Automatica 都陆续出版了关于混合系统的专刊^[56]，持续不断的向广大学者提供最新的研究结果，另外，一些重要的国际学术会议也专门开设了关于混杂系统的专题会议。另一方面，混杂系统有着非常广泛的应用背景，例如在机器人行走控制^[57]、飞行器控制^[58]、工业制造^[59]、化学过程、交通管理、网络控制系统、嵌入式系统等。因此，也激发了众多学者的兴趣，在各个科学研究领域，例如计算机通讯、自动化调度、工业生产过程自动化等方面均具有理论指导和实践意义。

追溯混杂系统的发展历程，可见混杂系统概念的首次提出，是在 1966 年，由著名学者 Winstsenhausen 提出的，并给出了混杂系统的模型。随后，在九十年代末期，Golli 在计算机磁盘驱动器模型中将连续部分和接口部分结合起来进行研究，这对混杂动态系统来说，具有实际意义上的突破。到九十年代初期，网络控制系统和交通管理系统等一系列新系统的出现，都让人们更加迫切的想要对混杂系统有更多的了解。更清楚地意识到了研究混杂系统的迫切性和必要性。相对于国外来说，国内对于混杂动态系统的研究起步要晚一些，但至今为止，也在理论上和部分应用上取得了丰硕的成果^[60]。

切换系统是混合系统中的重要一类，针对它的研究是源于混杂系统的研究而萌芽的。在切换系统中，每个时刻都只有一个子系统在起作用，而其它子系统并不对系统起作用。因此，切换律在切换系统的运行中显得尤为重要，系统在某时刻工作于哪一个子系统，完全取决于切换规则。由于切换系统具有广泛的代表性，

更成为控制领域中广大工作者研究的焦点所在。最简单的切换系统，比如开关系统，系统只有两个状态“开”和“关”，通过开关两种状态来决定系统的输出功率，即在系统的运行期间，系统的输出功率并不是固定的。切换系统在很多工业过程中都得到了应用和推广。

近些年来，切换系统的研究背景主要基于以下几点原因：

(1) 许多控制方法中都囊括了切换控制这一思想。例如如早期的 Bang-Bang 控制、变结构控制以及后期得到发展的多模型自适应控制、多模型预测控制、增益调度控制等，这些控制方法在本质上其实都具有切换性质，随着时间的流动或者受控对象的演化过程，控制器会在不同的控制方式中进行切换。

(2) 获得良好的动态性能。随着科学技术的发展和人们认知能力的提高，人们接触到的系统也越来越复杂，一部分系统还包含着时滞及不确定性，运用切换的思想，将一个主控制器变为由多个子控制器组成，按一定的切换律进行控制，则在改善系统性能上往往能得到相对满意的效果。在工程应用中，此技术已在连续作业过程、航空航天等方面得到了充分的应用。

(3) 在某些特定的情况下，非线性控制系统并不一定存在可镇定的反馈控制律。这时就可考虑通过切换的方式进行镇定控制。对于大部分复杂的非线性系统，一般的方法是采用一些分段线性子系统通过一定的方法来近似原系统，这一点在理论上已经可以得到证明。

由此可见，切换系统的研究热潮之所以经久不衰是有其深刻的内涵原因的，第一，它有广泛的实际应用背景，第二，由于针对智能控制的设计思想即是基于在不同的控制器之间切换的思想，所以，它也满足了智能控制飞速发展的需要。尤其在自适应领域，此类控制技术在实现了系统的稳定性的同时又使系统的传递响应得到了极大的改善。我们可以看出，切换系统的未来具有相当大的发展潜力。

2.2 切换系统的理论基础

2.2.1 范数的定义

定义 1 设 x 是属于复空间 C^n 的复向量。基于相应规则在 C^n 上定义一个实函数

$\|x\|$ ，如果该 x 函数 $\|x\|$ 满足如下条件：

非负性： $\|x\| \geq 0$ ， $\forall x \in C^n$ ； $\|x\| = 0$ ，当且仅当 $x = 0$ 。

齐次性： $\|kx\| = |k|\|x\|$ ， $\forall k \in C, x \in C^n$ 。

三角不等式: $\|x+y\| \leq \|x\| + \|y\|$, $\forall x, y \in C^n$ 。

则 $\|x\|$ 就是向量 x 的范数。

记 C^n 的复向量 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ 。下列给出的是几种常见范数:

(1) 2-范数

$$\|x\| = (x^* x)^{1/2} = \left(\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \right)^{1/2}$$

(2) ∞ -范数

$$\|x\| = \max_{1 \leq i \leq n} (x_i)$$

∞ -范数通常被记为 $\|x\|_\infty$

(3) p -范数

$$\|x\| = \left(\sum_{i=1}^n |x_i|^p \right)^{1/p}, \quad 1 \leq p < \infty$$

实际上, 在很多工程应用中, 讨论 n 维实空间 R^n 的情况更加普遍。事实上, 在 R^n 中, $x^* = x^T$, 其余同上。而且在 R^n 中, 这些范数的几何意义就更加明显。例如, 对于 3 维实空间 R^3 来说, 2-范数实际上是 3 维向量的长度, 而 ∞ -范数就等于绝对值最大的坐标分量的绝对值。进一步讲, 对于 $x \in R^3$, $\|x\|_2$ 表示包含 x 的最小球域的半径, 而 $\|x\|_\infty$ 表示包含 x 的长方体中体积最小的长方体的最长边长度。

显然, 对于 $x \in C^n$ 范数的定义有无穷多种。但范数的定义是有其共通之处的, 即无论哪两种向量范数, 一定满足以下定理:

定理 2.1 设 $\|x\|_\alpha$ 和 $\|x\|_\beta$ 是定义在 C^n 上的任意两种范数, 则存在正数 $k_2 > k_1 > 0$,

使得如下不等式对于任意 $x \in C^n$ 成立, 即 $k_1 \|x\|_\beta \leq \|x\|_\alpha \leq k_2 \|x\|_\beta$

定义 2.2 设矩阵 $A \in C^{m \times n}$, 则在 $C^{m \times n}$ 上定义 A 的一个实函数 $\|A\|$ 。如果该函数 $\|A\|$ 满足如下条件:

(1) 非负性: $\|A\| \geq 0$, $\forall A \in C^{m \times n}$; $\|A\| = 0$, 当且仅当 A 为零矩阵。

(2) 齐次性: $\|kA\| = |k|\|A\|$, $\forall k \in C$ 。

(3) 三角不等式: $\|A+B\| \leq \|A\| + \|B\|$, $\forall A, B \in C^{m \times n}$ 。

(4) 相容性: 当矩阵乘积 AB 有意义时, 有

$$\|AB\| \leq \|A\|\|B\|$$

则称 $\|A\|$ 为矩阵 A 的范数。

假定 $A = (a_{ij}) \in C^{m \times n}$, 下面给出几种常见矩阵范数:

(1) 1-范数

$$\|A\| = \sum_{i,j=1}^n |a_{ij}|$$

1-范数通常被记作 $\|A\|_1$ 。 ∞ -范数

(2) 2-范数

$$\|A\| = \left(\sum_{i,j=1}^n |a_{ij}|^2 \right)^{1/2}$$

(3) ∞ -范数

$$\|A\| = n \max_{i,j} |a_{ij}|$$

∞ -范数通常被记为 $\|A\|_\infty$

定理 2.2 设 $A \in C^{m \times n}$, 则有

(1) $C^{m \times n}$ 上定义的范数 $\|A\|$ 是关于 $\|A\|_F$ 的连续函数。

(2) $C^{m \times n}$ 上定义的任意两个范数 $\|A\|_\alpha$ 等同于 $\|A\|_\beta$

定义 2.3 设 $A \in C^{m \times n}$, 且记 A^*A 的 n 个特征值为 λ_i ($i=1,2,\Lambda n$), 则称 λ_i 的算术

平方根 $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ ($i=1,2,\Lambda n$) 为矩阵 A 的奇异值。

定理 2.3 设矩阵 $A \in C^{m \times n}$ 有 $r(\leq n)$ 个不等于零的奇异值, 记为 σ_i ($i=1,2,\Lambda r$), 且满足

$$\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \Lambda \geq \sigma_r > 0$$

则存在酉阵 $U \in C^{m \times m}$ 和 $V \in C^{n \times n}$, 使得 $A = UDV^*$

式中， D 是如下定义的 $m \times n$ 维矩阵：

$$D = \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \Sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \Lambda, \sigma_r\}$$

定理 2.4 设矩阵 $A \in C^{m \times n}$ ， $x \in C^n$ ，则有

$$\sup_{\|x\|_2=1} \|Ax\|_2 = \sup_{x \neq 0} \frac{\|Ax\|_2}{\|x\|_2} = \sigma_{\max}(A)$$

$$\inf_{\|x\|_2=1} \|Ax\|_2 = \inf_{x \neq 0} \frac{\|Ax\|_2}{\|x\|_2} = \sigma_{\min}(A)$$

式中， $\sigma_{\max}(A)$ 和 $\sigma_{\min}(A)$ 分别表示 A 的奇异值的上下限。

定义 2.4 设 F 是由某类函数向量组成的集合。若 F 满足下列性质：

$$(1) \quad kf \in F, \quad \forall f \in F$$

$$(2) \quad f_1 + f_2 \in F, \quad \forall f_1, f_2 \in F$$

则称 F 为 R 上的函数空间。本文所指的函数空间均为可测函数。

几类常见的函数空间如下。

(1) L_p 空间 ($p \in [1, \infty)$)：满足以下条件的可测函数 $f: R^+ \rightarrow R$ 的全体所构成的集合

$$\int_0^\infty |f(t)|^p dt < \infty$$

式中， $R^+ = [0, \infty)$ 。

(2) L_∞ 空间 ($p \in [1, \infty)$)：在 R^+ 上有上确界的可测函数 $f: R^+ \rightarrow R$ 的全体所构成的集合，即 $f \in L_\infty$ ，当且仅当

$$\text{ess.sup}|f(t)| < \infty$$

定义 2.5 设 F 是 R 上的一个函数空间，如果函数 $\|\bullet\|: F \rightarrow R^+$ 满足下述条件：

齐次性： $\|kf\| = |k| \|f\|$ ， $\forall k \in R, f \in F$ 。

三角不等式： $\|f+g\| \leq \|f\| + \|g\|$ ， $\forall f, g \in F$ 。

则称 $\|\bullet\|$ 为 F 上的一个半范数。

定义 2.6 若函数空间上的半范数 $\|\bullet\|$ 满足

$$\|f\| = 0 \Rightarrow f \stackrel{a.s.}{=} 0$$

则称 $\|\bullet\|$ 为 F 上的一个范数。

这里， $\stackrel{a.s.}{=}$ 表示等式两边的函数几乎处处相等，即它们在其定义域中除去某个零测集之外是相等的。

定理 2.5 存在任一函数 $f \in L_p$

$$\|f\|_p = \left(\int_0^\infty |f(t)|^p dt \right)^{1/p}$$

定义了 L_p 空间上的一个范数，简称函数 f 的 L_p 范数。

定理 2.6 若 $\forall f(t) \in L_2^n$, $F(s) = L(f(t))$, 则有

$$\|f(t)\|_2 = \|F(s)\|_2$$

证明略。

2.2.2 Lyapunov 方程

Lyapunov 稳定性理论是非线性系统分析的有力工具，本节将简要介绍相关的定理。

给出 Lyapunov 方程的一般形式如下：

$$A^T P + PA = -Q$$

其中， A 、 P 、 Q 都为 $n \times n$ 维实数矩阵。当给定矩阵 A 和 Q ， P 都有解时，则此 lyapunov 方程也可解。

引理 2.1 假设存在 $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{r \times r}$, $C \in R^{n \times r}$, 则矩阵

$$AX - XB = C$$

有且仅有唯一解 $X \in R^{n \times r}$ 的充要条件是 A 和 B 的特征根无相同值。

定理 2.7 设 $\lambda_1, \lambda_2, \Lambda \lambda_n$ 是矩阵 A 的特征根，则 Lyapunov 方程 $A^T P + PA = -Q$ 有且仅有一个实对称解的充要条件是

$$\lambda_i + \lambda_j \neq 0, \quad \forall i, j = 1, 2, \Lambda n$$

定理 2.8 给定 Q 为任一正定矩阵，则 Lyapunov 方程有且仅有一个解 P 且 P 正定

的充要条件是 $\ln(A) = (0, n, 0)$ 。

定理 2.9 设矩阵 $Q = D^T D \in R^{n \times n}$ 半正定，且 (A, D) 具有可观性，则 Lyapunov 方程有且仅有一个正定解的充要条件是 $\ln(A) = (0, n, 0)$ 。

定理 2.10 设 $Q = D^T D \in R^{n \times n}$ 是半正定矩阵，且 (A, DT) 能控，则 Lyapunov 方程有唯一正定解的充要条件是 $\ln(A) = (0, n, 0)$ 。

引理 2.2 对于给定维数的任意矩阵 X 和 Y ，有

$$X^T Y + Y^T X \leq \alpha X^T X + \frac{1}{\alpha} Y^T Y, \quad \forall \alpha > 0$$

或

$$X^T Y + Y^T X \leq X^T P X + Y^T P^{-1} Y, \quad \forall P > 0$$

引理 2.3 (Schur 补引理) 对于定义在 R^m 上的矩阵 $Q(x) = Q^T(x)$, $R(x) = R^T(x)$

以及 $S(x)$ ，线性矩阵不等式 (LMI)

$$\begin{bmatrix} Q(x) & S(x) \\ S^T(x) & R(x) \end{bmatrix} > 0$$

等价于

$$R(x) > 0, \quad Q(x) - S(x)R^{-1}(x)S^T(x) > 0$$

或

$$Q(x) > 0, \quad Q(x) - S^T(x)Q^{-1}(x)S(x) > 0$$

2.3 小结

本章首先对切换系统的发展历程及相关理论进行了回顾，然后给出了一些重要的研究基础定义定理，包括向量的定义和矩阵的范数、Lyapunov 方程等相关定理引理，作为本文研究的理论基础，为下面的研究打下坚实的基础。

第三章 非线性切换系统的线性化

3.1 引言

非线性切换系统是非线性系统的一种典型形式。本章针对模型已知的非线性可逆切换系统提出了基于逆系统方法的非线性切换系统的线性化方法,针对模型未知的非线性可逆切换系统,提出在基于神经网络逆系统的非线性切换系统的线性化方法,并针对上述两种非线性可逆切换系统在线性化的基础上设计了闭环控制器。针对几个非线性切换系统的仿真研究结果表明了所提方法的有效性。

大多数控制系统中普遍存在非线性这种现象。就实际情况看来,非线性系统其实是绝对的且一般存在的,相反,线性系统通常只是一种理想化的情况,是相对的、特殊的。理想的线性系统大多只是将非线性系统进行简化之后近似得到的。线性系统仅仅是实际情况中非线性系统的某种特例。

关于非线性系统的控制研究其实和线性系统的研究几乎是同步的。至今已有近百年的历史。但是,由于非线性系统自身的复杂,它所包含的内容和现象都十分丰富,就目前的科学研究水平,人们对它的研究还不够深入,研究成果也很有限,远不及像对线性系统认识的那样深刻。目前,尽管从数学上来说,对非线性系统的控制还没有找到一种一般的、通用的数学工具来对其进行分析与综合,但经过长期的而研究积累,对非线性系统的控制还是有很大进展,取得了很多重要的研究成果。

由于非线性系统自身的多样性,所以它的控制方法也很多样化。研究初期,非线性系统的控制方法(又称为古典方法)主要有滑模变结构控制方法、近似线性化方法、李亚普诺夫(Lyapunov)稳定性理论等等^[59-60]。但是,以上方法各自存在缺点和局限性。例如相平面法一般情况下只适用于2阶及2阶以下的系统,而更高阶数的系统就难以或不能适用;而在李亚普诺夫稳定性理论中,Lyapunov函数的构造方法一向都比较困难,缺乏一般性。且波波夫(Popov)法是绝对稳定性理论中的典型方法,通常也只能适用于一些基本的非线性系统,另外,输入输出稳定性理论所得到的结论是针对全局的,它是无法判定系统的局部稳定性的;滑模变结构控制方法则要知晓被控系统的所有状态,在很多时候这点很难实现,除此之外高阶非线性系统的滑模变结构控制往往会产生高频颤动,这不利于被控系统的稳定;近似线性化法则只能针对被控系统处于平衡点附近的情形进行研究。

对于非线性系统理论的研究最近几十年来发展迅速,实际应用范围也愈发广泛。许多新的非线性控制方法被相继提出并在工程实际中被应用,获得令人满意

的控制效果^[61]。

对于非线性系统的控制，通常是利用上述常用控制方法将系统进行线性化，然后按照线性系统理论中极点配置方法、最优控制方法等已十分成熟的方法来实现对系统的稳定控制。最近几年，反馈线性化方法越来越广泛地应用于非线性系统控制中。它主要是指包括基于微分几何理论的输入对状态反馈线性化、输入输出反馈线性化、直接反馈线性化（DFL）和逆系统方法等在内的一系列线性化方法。

逆系统方法作为反馈线性化方法中的一种，是由清华大学李春文教授等人提出的^[62]。近几年来，逆系统控制的相关著作的增长率也呈指数增长。无论是理论研究还是数值仿真结果均表明了逆系统控制方法的有效性。为此，经过科研者多年不懈的研究，学者们提出了非线性系统的神经网络逆控制方法。但是，现有的非线性系统的神经网络逆控制方法大都基于离线训练神经网络的方式得到的，即以逼近被控系统的单位逆系统，然后将其与被控系统进行串联来达到开环控制。以此种方式控制的系统由于缺少在线优化机制，且实际情况中参数往往会发生变化，存在很强的不确定性，因此抗扰性能通常比较差，所以在被控系统变化时往往难以获得令人满意的控制效果。现今科研人员已经提出了多种关于单位逆的在线学习方法。例如，在状态变量为离散变量且已知系统灵敏度的情况下，可用神经网络自适应法进行控制^[65-66]。再如，文献[67]提出了神经网络逆系统控制方法，即针对精确数学模型未知的非线性可逆系统，将神经网络与逆系统方法紧密结合起来，并在电力系统、电机和机械手控制等多方面工程应用中，取得了较好的效果。但是，对非线性切换系统而言，神经网络逆控制方法研究的还较少。

非线性切换系统是非线性系统的一种典型形式。本章针对模型已知的非线性可逆切换系统提出了基于逆系统方法的非线性切换系统的线性化方法，针对模型未知的非线性可逆切换系统，提出在基于神经网络逆系统的非线性切换系统的线性化方法，并针对上述两种非线性可逆切换系统在线性化的基础上设计了闭环控制器。针对几个非线性切换系统的仿真研究结果表明了所提方法的有效性。

3.2 非线性切换系统的逆系统方法

3.2.1 逆系统法简介

就目前看来，针对一般的复杂非线性系统的控制，主要是利用逆系统法通过状态反馈或者动态补偿来对系统进行线性化解耦。这是一种具有较一般性的非线性系统控制方法。且逆系统方法有很多独到的优点，例如在理论上深入浅出易于理解并且操作方法容易掌握。逆系统方法是神经网络逆控制方法的基础，本文下

面首先将对逆系统方法做一简单介绍。

假设，系统 Σ 输入为 $\mathbf{u}(t) = (u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p)^T$ (p 维)、输出为 $\mathbf{y}(t) = (y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q)^T$ (q 维)，且系统初态为 $\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0$ ，系统输入与输出之间满足一定的关系。如果从泛函分析的观点来看，这个系统的数学模型相当于一个由输入映射到输出的算子，且输出将由一组确定的初始状态和输入完全决定（即因果性，实际的物理系统所固有的特性）。记描述该因果关系的算子为 θ ，则有：
 $\mathbf{y}(\cdot) = \theta(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}(\cdot))$ 或简写为 $\mathbf{y} = \theta \mathbf{u}$ (3.2.1.1)

逆系统的定义如下：

定义 1: 设系统 Π 满足 $\mathbf{u}_d = \bar{\theta} \mathbf{y}_d$ ，其中：输入为 $\mathbf{y}_d(t) = (y_{d1} \ y_{d2} \ \dots \ y_{dq})^T$ ；输出为 $\mathbf{u}_d(t) = (u_{d1} \ u_{d2} \ \dots \ u_{dp})^T$ ； $\mathbf{y}_d(t)$ 的值取决于指定域内的任一可微函数向量，且初始状态 $\mathbf{y}_d(t_0)$ 满足一定条件，当满足下式条件时：

$$\theta \bar{\theta} \mathbf{y}_d = \theta \mathbf{u}_d = \mathbf{y}_d \quad (3.2.1.2)$$

则系统 Π 为原系统 Σ 的单位逆系统。

针对这个已知系统 Σ ，若存在定义 1、2 的单位逆系统 Π 或 α 阶逆系统 Π_α ，则将系统 Σ 称为可逆系统。在非线情形下，系统状态 $\mathbf{x}$ 的位置一般都关系着系统的可逆性。

系统存在含纯微分环节且具有恒等映射的单位逆系统（此种结构在工程中是难以实现的不合理的）和存在不含纯微分环节的 α 阶逆系统（在工程中可以实现）在理论上具有同等意义，而且二者在合适的条件下可相互转化。一般可以这样描述 α 阶逆系统的可实现性：由纯积分环节和一组含非线性的映射关系通过交叉复合可构成非线性系统的动态过程，在非线系统中， α 阶逆系统即可看做是非线性映射关系的逆的一种实现方式，系统中的纯积分环节得到了保留，它的长度就是 α 。在理想状态下， α 阶逆系统和单位逆系统是可以互相转换的。他们之间的转换关系参见图 3.2.1.1。需要特别注意的是，在构造 α 阶逆系统时，根据原系统的运行状态点要为 α 个积分器设置一个适当的初值。

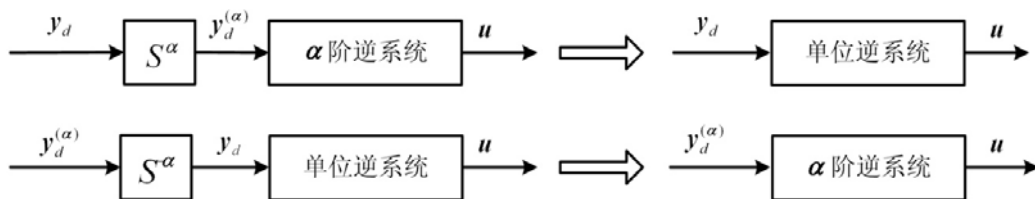


图 3.2.1.1 两种逆系统的转化关系

Figure 3.2.1.1 Two kinds of inverse system transformation relation

分别对左、右逆系统给出如下定义：

定义 4: 设给定系统 $\Sigma: \mathbf{u} \rightarrow \mathbf{y}$ ，若存在一个相应的系统 $\Pi_\gamma: \mathbf{v} \rightarrow \mathbf{w}$ ，在系统 Π_γ 和输入 $\mathbf{v}(t)$ 的初值满足于系统 Σ 的初值条件，即存在 $\mathbf{v}^{(i)}(t_0) = \mathbf{y}^{(i)}(t_0, \mathbf{x}_0, 0) \quad i \in \underline{n-1}$ ， n 为系统状态的维数（对应于状态方程），并且 $\mathbf{v}(t)$ 为在某种约束条件下的任意给定的光滑函数的情况下，当 $\mathbf{u}(t) = \mathbf{w}(t)$ 时，如果有等式 $\mathbf{y}(t) = \mathbf{v}(t)$ 成立，则称系统 Π_γ 为系统 Σ 的右逆系统，而称系统 Σ 为右可逆的（right invertible）。

从泛函分析的角度出发，把原系统的数学模型看为一个映射关系的算子 θ （由输入映射到输出），则对于左可逆系统存在以下事实，在初始条件相同的情况下，如果系统具有相同的输出，那么系统输入一定相同，否命题同样成立。所以，算子 θ 具有单一映射关系，称为单射；当系统既左可逆又右可逆，则算子 θ 的映射关系称为双射。综上所述，由对单射、满射和双射的分析来看，可以深入理解左可逆性和右可逆性的基本概念。

左、右逆系统示意图见图 3.2.1.2。

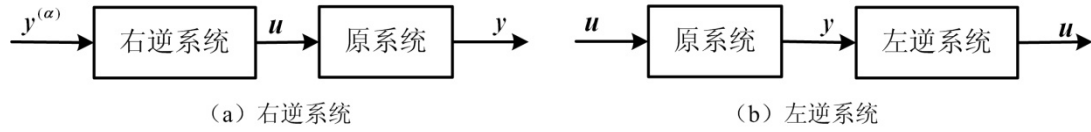


图 3.2.1.2 左、右逆系统图

Figure 3.2.1.2 Left, right inverse system diagram

将这样组成的此类复合系统称为复合伪线性系统主要是因为：①实际情况中，复合系统一般依然为非线性系统，仅在理论分析输入输出关系上表现为线性的；②就结构上而言，复合系统的内部依旧可能是非线性关系，换言之，系统内部结构可能还有一些变量间的关系是时变的或是非线性的。即，当且仅当被控系统本身是线性的，复合系统才是线性的；但因为实际被控系统中往往存在一些不确定因素，例如内部参数波动、工况变化甚至系统结构改变等，所以即使被控系统本身确实是线性的，组合之后的复合系统也只能为复合伪线性系统。

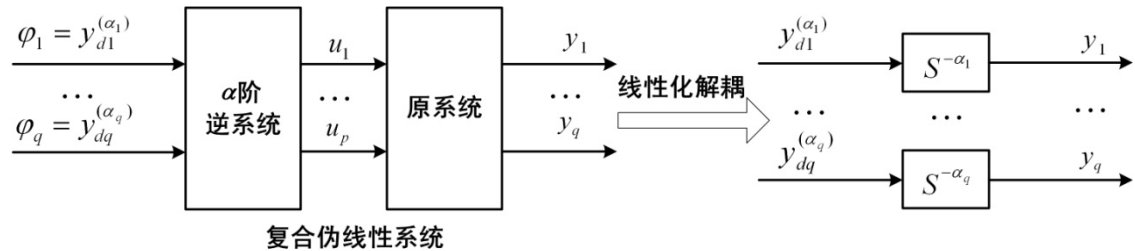


图 3.2.1.3 逆系统的线性化解耦示意图

Figure 3.2.1.3 Based on α inverse system linearization and decoupling

对复合系统的控制方法操作如下：

① 根据原系统求出它的 α 阶逆系统，并根据原系统的初始状态确定 α 阶逆系统的初始值；

② 将 α 阶逆系统和原系统串接在一起组成复合伪线性系统，并尽量将其实现为简化的和采用反馈结构的等价形式，从而实现被控系统的线性化和解耦；

③ 参照系统的控制目标，将系统各子系统分别看做一个个简单的被控系统，按照线性系统的设计理论（PID 控制、线性最优控制、鲁棒控制、自适应控制等），设计出闭环控制器，构造出复合控制系统。

由以上各定理定义分析得知，逆系统的构造是问题的关键所在，只要有了逆系统，就有可能实现复杂非线性系统的线性化解耦。

Case 1: SISO 系统

考虑如下的 SISO 非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -x_3 - 2x_2 + u \end{cases}$$

$$y = x_1$$

依据相对阶定义,对输出函数 $y = x_1$ 进行求导，使得显含输入 u ，得

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = x_2$$

$$\ddot{y} = \dot{x}_2 = x_3$$

$$\dddot{y} = \dot{x}_3 = -x_3 - 2x_2 + u = (-x_3^2 - x_3 - 2x_2)e^{x_2} + e^{x_2}u$$

由于 $\frac{\partial y}{\partial u} = \frac{\partial \dot{y}}{\partial u} = \frac{\partial \ddot{y}}{\partial u} = 0$ 而 $\frac{\partial \ddot{y}}{\partial u} = e^{x_2} \neq 0$ ，因此其相对阶存在，为 $\alpha = 3$ 。

$$\text{由 } \dot{y} = x_2 \Rightarrow x_2 = \ln \dot{y}, \quad x_3 = \ddot{y} = \frac{1}{\dot{y}} \ddot{y} \text{ 以及 } y = x_1$$

可求得逆系统解析表达式，并针对此 3 阶线性系统设计附加闭环控制器。

Case 2: MIMO 系统

考虑如下系统

$$\dot{x}_1 = -2x_1 - x_2^2 + u_1 + 2u_2$$

$$\dot{x}_2 = -1.45x_3 - 2x_2 + 1.6u_1 + u_2$$

容易得到，逆系统的表达式为：

$$\begin{cases} u_1 = -\frac{10}{11}x_1 - \frac{5}{11}x_1^2 + \frac{20}{11}x_2 + \frac{14.5}{11}x_3 - \frac{5}{11}x_4 + \frac{10}{11}x_5 \\ u_2 = \frac{16}{11}x_1 + \frac{8}{11}x_1^2 - \frac{10}{11}x_2 - \frac{14.5}{22}x_3 + \frac{8}{11}x_4 - \frac{5}{11}x_5 \end{cases}$$

可将其表示为如下的标准形式

$$\mathbf{u} = \boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}, \mathbf{v}) = \boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}, \mathbf{v})$$

其中 $\mathbf{v} = (v_1, v_2)^T = (\dot{y}_1, \dot{y}_2)^T$ 。

通过逆系统解耦后，可以得到 2 个线性化的子系统，其相对阶分别为 1 和 2，容易设计 PID 控制器使得闭环系统稳定。

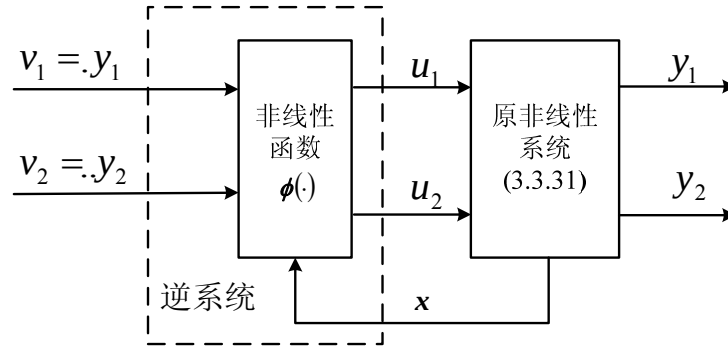


图 3.2.1.4 MIMO 系统的逆结构图

Figure 3.2.1.4 The MIMO system's inverse structure diagram

3.2.2 基于逆系统的非线性切换系统控制方法

考虑一类非线性可逆的切换系统，考虑如式（3.2.2.错误！未找到引用源。）所示的一类单输入单输出（SISO）非线性可逆切换系统

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, u) \\ y = h(\mathbf{x}, u) \end{cases} \quad (3.2.2.1)$$

其中， $\mathbf{x} \in R^n, u \in R, y \in R$ ，分别为系统的状态、输入（控制）和输出， $\mathbf{f}(\cdot, \cdot)$ ， $h(\cdot, \cdot)$

为未知非线性函数，这里假设 $\mathbf{f}(\cdot, \cdot)$ ， $h(\cdot, \cdot)$ 非线性分段连续函数。这样，式（3.2.2.

错误！未找到引用源。）就是一个非线性切换系统。假设式（3.2.2.错误！未找到引用源。）的非线性系统是解析可逆的，且其逆系统可表示为

$$u = F^{-1}(y^{(\alpha)}, y^{(\alpha-1)}, \Lambda, \mathbf{x}, y, X) \quad (3.2.2.2)$$

由于式（3.2.2.错误！未找到引用源。）中 $\mathbf{f}(\cdot, \cdot)$ ， $h(\cdot, \cdot)$ 非线性分段连续函数，因此 F^{-1} 亦为分段非线性函数。容易获得 F^{-1} 的解析表达式，根据逆系统理论容

易设计被控系统的逆系统。在此基础上，容易实现闭环反馈控制。

3.2.3 基于神经网络逆系统的非线性切换系统控制方法

以 SISO 非线性系统为例，考虑如式 (3.2.3.错误！未找到引用源。) 所示的一类单输入单输出 (SISO) 非线性可逆切换系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (3.2.3.错误！未找到引用源。)$$

到引用源。)

其中， $x \in R^n, u \in R, y \in R$ ，分别为系统的状态、输入(控制)和输出， $f(\cdot, \cdot), h(\cdot, \cdot)$

为未知非线性函数，这里假设 $f(\cdot, \cdot), h(\cdot, \cdot)$ 非线性分段连续函数。这样，式 (3.2.3.

错误！未找到引用源。) 就是一个非线性切换系统。假设式 (3.2.3.2) 的非线性系统是可逆的，并且被控系统的相对阶 $\alpha \leq 2$ ，且其逆系统可表示为

$$u = F^{-1}(y^{(\alpha)}, y^{(\alpha-1)}, \dots, y, X) \quad (3.2.3.2)$$

显然，若可获得 F^{-1} 的解析表达式，则根据逆系统理论容易设计被控系统的逆系统，从而易于实现反馈控制。但如前所述，由于被控系统精确模型往往难以获得以及 F^{-1} 往往难以解析表示，这限制了逆系统方法在实际中的应用。

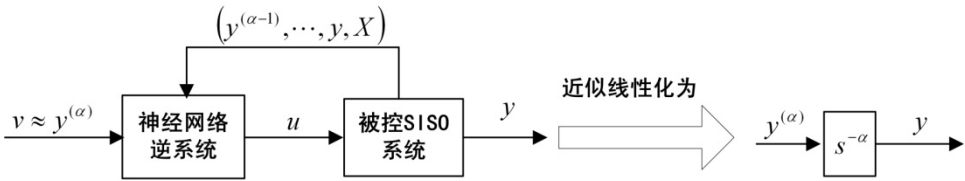
为了解决逆系统方法的不足，学者们相继提出了多种形式的神经网络逆控制方法。神经网络自适应控制方法和神经网络直接逆控制方法均为较早提出的神经网络逆控制方法，但是两者是开环控制形式，缺少反馈机制，缺乏鲁棒性，因此它们的控制性能在很大程度上取决于由神经网络所逼近的单位逆系统的准确程度。此外，两者本质上都是使用神经网络逼近被控系统的单位逆系统，而单位逆是非正则的，在物理上难以实现^[68]。

而基于神经网络逆系统的控制方法的中心思想为：只需证明系统可逆性，就可实现复杂系统的线性化解耦。

假设被控系统输出的各阶导数 $\dot{y}, y^{(\alpha-1)}, y^{(\alpha)}$ 均可测，并且由于假设被控系统的相对阶 $\alpha \leq 2$ ，因此可以方便地采用传统的 PID 控制器设计方法等、状态反馈、LQG 最优等方法对复合伪线性系统进行综合（注：对于 $\alpha \geq 3$ 时，则往往需要考虑使用神经网络广义逆控制方法进行系统综合。）。

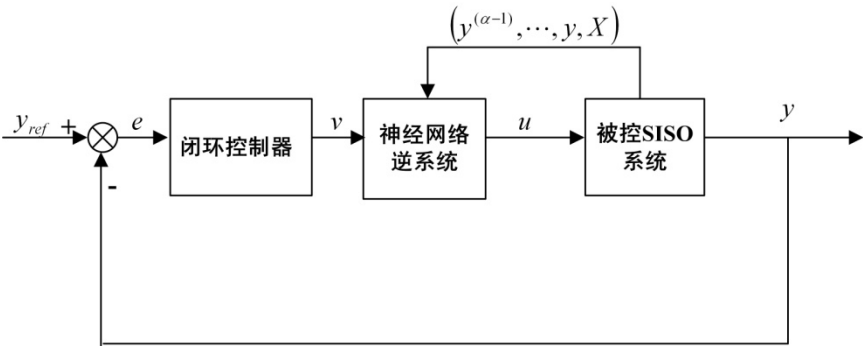
离线训练单隐层前向神经网络以逼近式 (3.2.3.2) 所描述的逆系统；接着，将离线训练后得到的神经网络逆与原系统串联，便可得到 α 阶复合伪线性系统；然后，根据线性系统理论（PID 控制、状态反馈控制、LQG 最优控制等），对此 α 阶复合伪线性系统设计闭环控制器，便可完成被控系统的综合。以上就是单输

入单输出（SISO）非线性可逆系统的神经网络逆控制方法的设计步骤。基于离线训练的神经网络逆控制方法的具体设计步骤可参考文献^[69]。单输入单输出（SISO）非线性可逆系统的神经网络逆控制方法的原理图如下图所示。



(a) 复合伪线性系统的近似线性化

(a) The approximate linearization of composite pseudo linear system



(b) 复合伪线性系统的闭环控制

(b) The closed loop control of composite pseudo linear system

图 3.2.3.错误！未找到引用源。 神经网络逆控制方法原理图

Figure 3.2.3.1 The principle diagram of neural network inverse control

神经网络逆系统方法也可推广到 MIMO 非线性切换可逆非线性系统的控制中。限于篇幅，不再详述。

需要注意的是：（1）为了构造神经网络逆系统，需要对被控系统施加频率和幅度均丰富的输入信号，以充分激励非线性系统；（2）用于逼近被控对象逆系统神经网络可采用多种形式的神经网络，如 BP、RBF、FLN 等，为简单计，一般选择 BP 或 RBF 网络；（3）还可采用遗传算法（GA）、经验公式试差（trial-and-error）、粒子群算法（PSO）、蚁群算法（Ant）等智能优化方法确定神经网络的结构。

3.3 仿真算例

3.3.1 逆系统线性化法仿真算例

考虑系统模型如下：

(1) $t \in [0,10)$ 时

$$\dot{y} = -6.4y - 4.0u / (0.5 + y^2)^{1/2}$$

(2) $t \in [10,20)$ 时

$$\dot{y} = -8y - 6.0u / (2 + y^2)^{1/2}$$

系统初始值为： $y(t_0) = 0$

根据逆系统方法，通过计算雅克比 $\frac{\partial \dot{y}}{\partial u}$ (Jacobian) 的数值，容易得到 $\frac{\partial \dot{y}}{\partial u} \neq 0$ ，

因此上述非线性切换系统的相对阶 $\alpha = 1$ 。再将被控系统和已求的逆系统串联得出伪线性系统。逆系统构造如下图所示。

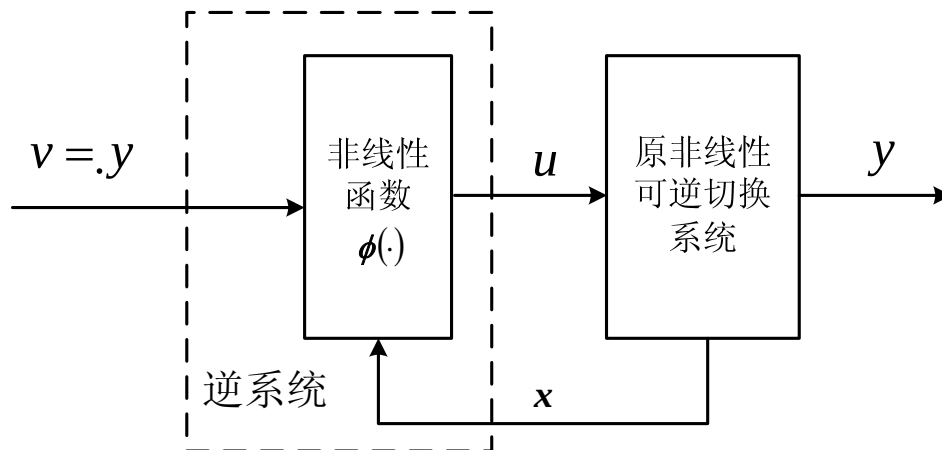


图 3.3.1.1 逆系统示意图

Figure 3.3.1.1 The structure of inverse system

在此基础上，容易设计 PID 型闭环控制器。对复合后的伪线性系统采用比例控制器 $G_c(s) = 10$ 进行闭环控制。控制器的输出限幅均为 ± 5

伪线性系统的线性化效果如图 3.3.1.2 所示。

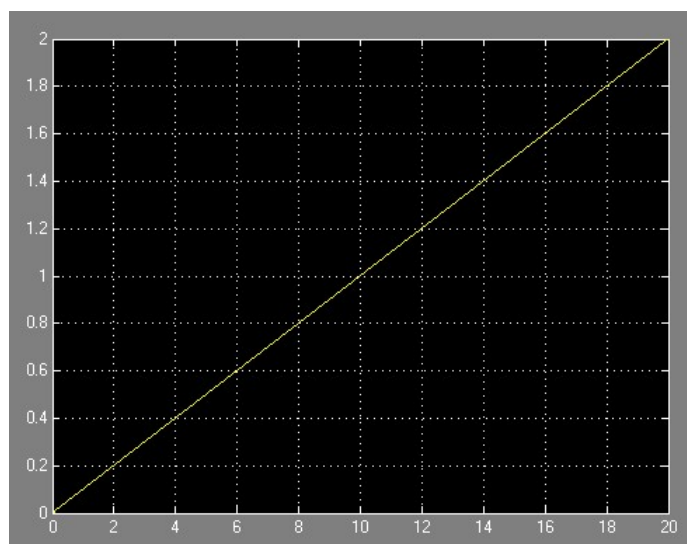


图 3.3.1.2 伪线性系统的线性化效果

Figure 3.3.1.2 The linear effect of pseudo linear system

跟踪方波信号的闭环控制效果如图 3.3.1.3 所示，其中红线为输入

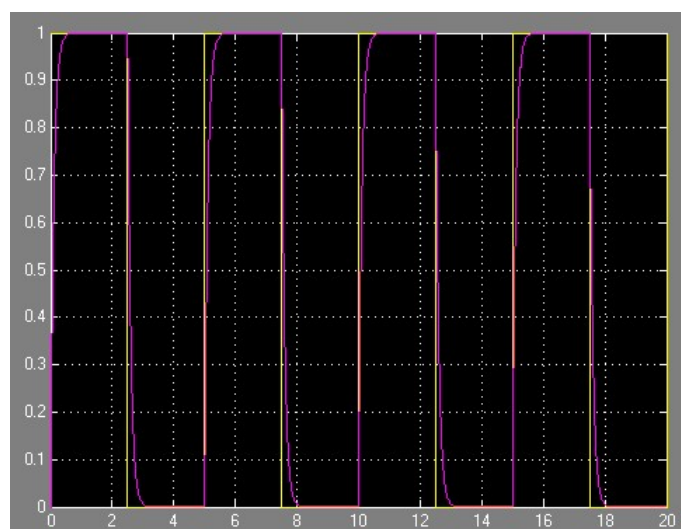


图 3.3.1.3 方波输入的跟踪效果

Figure 3.3.1.3 The tracking effect of square wave input

从图 3.3.1.3 中可以看出闭环后，系统的输出能较好地跟踪上方波组输入，从而表明了本章所提出的基于逆系统方法的非线性切换系统控制方法的有效性。

3.3.2 神经网络线性化法仿真算例

考虑如下的 MIMO 非线性系统：

(1) $t \in [0,10)$ 时

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 = -6.4y_1 - 1.6\dot{y}_1 + 4.0u_1 / (0.5 + \dot{y}_1^2 + \dot{y}_2^2)^{1/2} \\ \ddot{y}_2 = -5.0y_2 - \dot{y}_2 / e^{y_1} + 2.0u_2(2 - u_1)^{1/3} \end{cases}$$

(2) $t \in [10, 20)$ 时

$$\begin{cases} \ddot{y}_1 = -(1 + 4.69\%) \times 6.4y_1 - (1 + 15\%) \times 1.6\dot{y}_1 + 4.0u_1 / ((1 - 40\%) \times 0.5 + \dot{y}_1^2 + \dot{y}_2^2)^{1/2} \\ \ddot{y}_2 = -(1 + 20\%) \times 5.0y_2 - (1 + 20\%) \dot{y}_2 / e^{y_1} + 2.0u_2(2 - u_1)^{1/3} \end{cases}$$

系统初始值为：

$$\begin{cases} y_1(t_0) = \dot{y}_1(t_0) = 0 \\ y_2(t_0) = \dot{y}_2(t_0) = 0 \end{cases}$$

根据逆系统方法，通过计算 **Jacobian** 矩阵可以验证，上述非线性切换系统的相对阶 $\alpha = (2, 2)$ 。在不确定系统的具体模型，只确定其逆系统结构及相对阶 $\alpha = (2, 2)$ 的情况下，可利用神经网络逆系统方法对系统进行线性化解耦。首先，对原系统输入白噪声试验信号采集输入输出数据对 $\{u_1, u_2, y_1, y_2\}$ ，采样 10s，

步长 0.001s，得到 10000 组输入输出数据集合。对 y_1, y_2 使用七点求导法，离线

计算数值微分 $\{\dot{y}_1, \ddot{y}_1, \dot{y}_2, \ddot{y}_2\}$ ，构成神经网络的训练样本集 $\{\ddot{y}_1, \dot{y}_1, y_1, \ddot{y}_2, \dot{y}_2, y_2\}$ ，

$\{u_1, u_2\}$ ，去除头尾误差比较大的 20 个点，然后每隔 4 点取一个数据，共大约 2500 个输入输出数据对，作为神经网络的训练数据。经过试验，确定神经网络的机构为：6-15-2，离线训练 6000 次，达到满意精度。离线训练的神经网络的输入输出均做了归一化处理。逆系统的输入分别为 $\varphi_1 = \ddot{y}_1, \varphi_2 = \ddot{y}_2$ 。输入 (φ_1, φ_2) 后分别串接 2 个积分器，从而构成神经网络 $(2, 2)$ 阶逆系统。然后，将得到的神经网络逆系统与被控非线性可逆切换系统，可得到两个 2 阶纯积分线性系统。逆系统构造如下图所示。

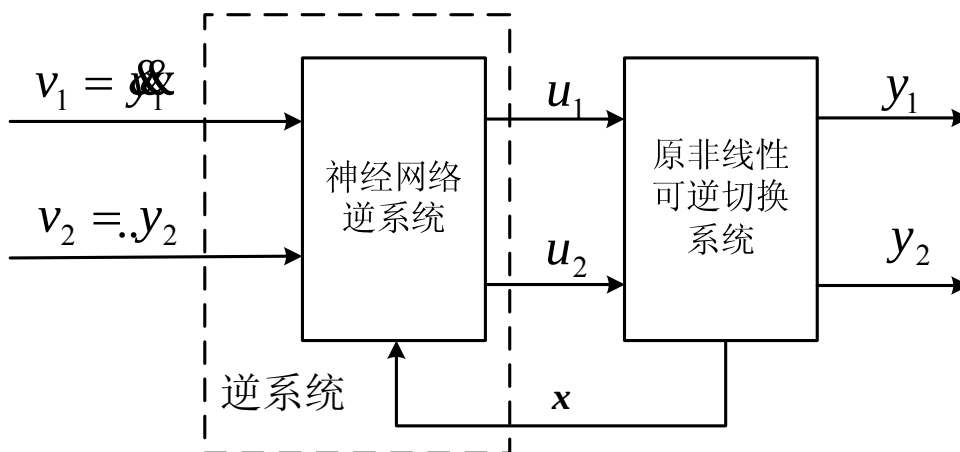


图 3.3.2.1 逆系统示意图

Figure 3.3.2.1 The structure of inverse system

在此基础上，容易设计 PID 型闭环控制器。对复合后的伪线性系统采用超前补偿器 $G_{c1}(s) = G_{c2}(s) = 20 \frac{s+1}{0.01s+1}$ 进行闭环控制。控制器的输出限幅均为 ± 5 。

对已解耦的复合系统进行实验检验，分别对两个输入端在 $t=0$ 时给定不同的阶跃信号组合：

(1) 对 φ_1 施加幅值为 0.01 的阶跃，并保持 $\varphi_2=0$ ，在 12 秒内系统的响应见图 3(a)

(2) 对 φ_2 施加幅值为 0.01 的阶跃，并保持 $\varphi_1=0$ ，在 12 秒内系统的响应见图 3(b)

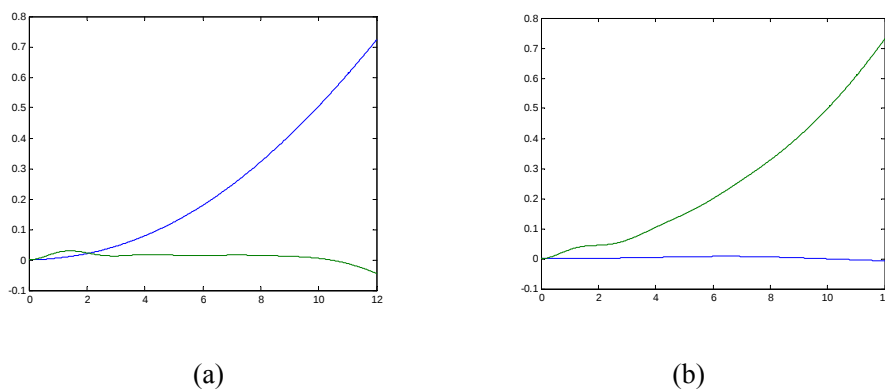


图 3.3.2.2 MIMO 伪线性复合系统的阶跃输入响应

Figure 3.3.2.2 The step input response of MIMO pseudo linear composite system

(a) $\varphi_1=0.01$, $\varphi_2=0$ 时的响应 (b) $\varphi_1=0$, $\varphi_2=0.01$ 时的响应

由图 3.3.2.2 可知，系统可以实现线性化解耦，此方法是有效的。

对上述闭环控制系统，给定如下 3.3.2.1 (a) 的方波输入信号，闭环系统的跟踪响应如下图所示 3.3.2.1 (b) 所示。

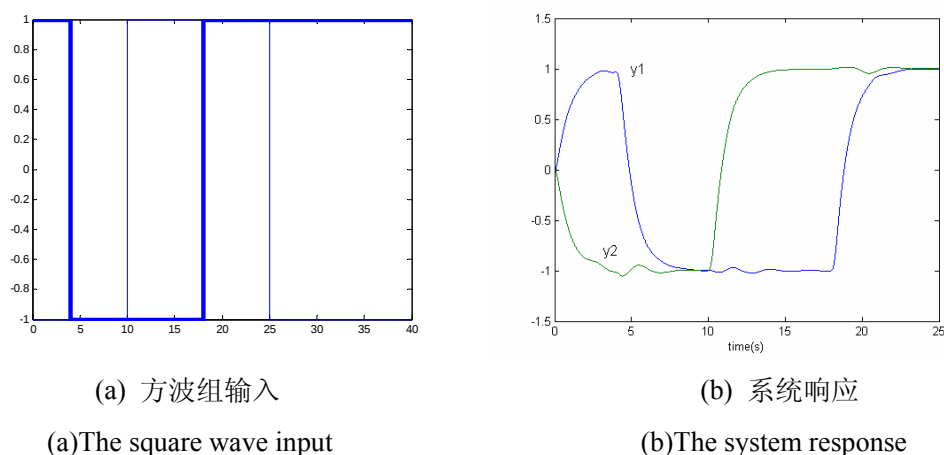


图 3.3.2.3 对方波输入组的响应

Figure 3.3.2.3 The square wave input group response

从图 3.3.2.3 中可以看出闭环后，系统的输出能较好地跟踪上方波组输入，从而表明了本章所提出的基于逆系统方法的非线性切换系统控制方法的有效性。

3.4 小结

本章分为两部分。首先，针对模型已知的非线性可逆切换系统提出了基于逆系统方法的非线性切换系统的线性化方法，即将被控系统的逆系统与原系统串联构成一个 n 阶逆系统，从而方便对其进行线性化解耦，成为一个伪线性复合系统，然后在这个伪线性复合系统进行闭环控制器设计，以达到综合控制的目的。第二部分通过使用积分器和神经网络来实现被控系统的逆系统，以达到在被控系统数学模型和参数均模糊不精确的情况下、不必求解出逆系统的解析表达式，而只要证明被控系统的可逆性，以便实现被控系统的线性化和解耦，并针对上述理论思想设计了闭环控制器。最后针对几个非线性切换系统的仿真研究结果验证了所提方法的有效性。

第四章 非线性时滞切换系统的稳定性分析

4.1 引言

本章针对通过近似线性化方法可转化为一类子系统含有离散时滞项切换系统的非线性切换系统，研究了其渐近稳定的问题。通过引入一个矩阵，将受约束的二次型转换为不受约束的二次型，然后利用多 Lyapunov 函数法得出了这类切换系统渐近稳定的一个充分条件。并通过仿真验证了这一结论的正确。

近些年来，特别是进入 21 世纪以来，因为其具有良好的应用前景，切换系统的相关研究得到越来越多的重视。在切换系统的分析与设计中，系统的稳定性是首先需要考虑的问题之一，因为这关系到系统能否正常工作。对于系统稳定性的研究，目前主要是采用 Lyapunov 函数法，所考虑的多是简单的线性切换系统，文[70]中系统稳定的条件要求过于严格。基此，本章在前人的基础上，针对通过近似线性化方法可转化为一类系统含有离散时滞项切换系统的非线性切换系统，讨论了子系统含离散时滞项的线性切换系统的稳定性问题，最后通过一个仿真算例，验证了所得结论的正确性。

4.2 系统描述

针对下式所示非线性系统

$$x(k+1) = f(x(k), x(k-d)) \quad (1)$$

假设，通过在平衡点附近近似线性化，其可转化为如下的离散时滞切换系统

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_i x(k) + A_{di} x(k-d) \\ i(k) &= s(x(k), i(k-1)) \end{aligned} \quad (2)$$

其中： $i(k) \in M = \{1, 2, \dots, m\}$ 为第 i 个子系统， s 表示切换规则，状态向量为

$x(k) \in R^n$ ， $A_i, A_{di} \in R^{n \times n}$ 为常数矩阵， d 为系统的滞后时间， $d > 0$ 。下文将对

(2) 所示的离散时滞线性系统进行分析，在 4.3 节将给出相关的主要结果。

4.3 主要结果

针对可近似线性化为式 (2) 的 (1) 所示的非线性时滞切换系统，我们给出如下的结果。

引理 1 基于(1)式所示系统, 如果存在一个正定对称矩阵 $P, S \in R^{n \times n}$ 满足以下不

$$\text{等式: } \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} < 0, i = 1, L, m \quad (3)$$

则对于任意选取的切换信号, 在此切换信号控制下, 式(1)所描述的切换系统均是渐近稳定的。

证明: 如果存在对称正定矩阵 $P, S \in R^{n \times n}$ 满足矩阵不等式(3), 定义 Lyapunov

函数 $V(k)$: $V(k) = x^T(k) P x(k) + \sum_{i=1}^d X^T(k-i) S x(k-i)$, 则 $V(k)$ 是正定的。

$V(k)$ 的前向差分为

$$\begin{aligned} \Delta V(k) &= V(k+1) - V(k) \\ &= x^T(k+1) P x(k+1) - x^T(k) P x(k) + x^T(k) S x(k) - x^T(k-d) P x(k-d) \\ &= \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} A_i^T P A_i & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -P + S & 0 \\ 0 & -S \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

因此可得, $\Delta V(k) < 0$ 的一个充分条件是

$$\begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} < 0, i = 1, L, m$$

证明完毕。

定理 1 对于(2)式描述的切换系统, 若存在一个实数 $\partial_i \in R$, 对称正定矩阵

$P, S \in R^{n \times n}$ 满足下述各条件

$$\begin{aligned} 1) \quad & \partial_i \geq 0 \\ 2) \quad & \sum_{i=1}^m \partial_i = 1 \\ 3) \quad & \sum_{i=1}^m \partial_i \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (4)$$

那么, 存在切换策略 s 确保系统渐近稳定。

证明：定义切换系统系统的能量函数 $V(k) = x^T(k)Px(k) + \sum_{i=1}^d X^T(k-i)Sx(k-i)$ ，则

$V(k)$ 的前向差分为：

$$\Delta V(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}$$

设存在某个 $\begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \in R^{2n}$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \geq 0 \\ \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_m^T P A_m - P + S & A_m^T P A_{dm} \\ A_{dm}^T P A_m & A_{dm}^T P A_{dm} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \geq 0 \end{cases}$$

用加权系数 ∂_i 对各式求加权和，得结果如下：

$$\begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix}^T \sum_{i=1}^m \partial_i \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \geq 0$$

显然与式(3)矛盾。即不存在 $\begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \in R^{2n}$ 满足以上所有不等式，也就是对任

意 $\begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} \in R^{2n}$ ，总存在一个 i 使得

$$\Delta V(k) = \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix}^T \sum_{i=1}^m \partial_i \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x^*(k) \\ x^*(k-d) \end{bmatrix} < 0,$$

因此系统(1)是渐近稳定的。切换策略 s 可以如下选取：

$$i = \arg \min \left(\begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T P A_i - P + S & A_i^T P A_{di} \\ A_{di}^T P A_i & A_{di}^T P A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} \right). \text{ 证毕。}$$

引理 2 基于(2)式所示系统，如果存在一个正定对称矩阵 $P_1, L, P_m, S \in R^{n \times n}$ 满足以下不等式：

$$\begin{bmatrix} A_i^T P_j A_i - P_i + S & A_i^T P_j A_{di} \\ A_{di}^T P_j A_i & A_{di}^T P_j A_{di} - S \end{bmatrix} < 0, (i, j) \in M \times M = \{1, L, m\} \quad (5)$$

证明:

$$\Delta V(k) = V(k+1) - V(k)$$

$$\begin{aligned} &= x^T(k+1)P_{i(k+1)}x(k+1) - x^T(k)P_{i(k)}x(k) + x^T(k)Sx(k) - x^T(k-d)Sx(k-d) \\ &= \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \left(\begin{bmatrix} A_i^T P_j A_i & A_i^T P_j A_{di} \\ A_{di}^T P_j A_i & A_{di}^T P_j A_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -P_i + S & 0 \\ 0 & -S \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A_i^T P_j A_i - P_i + S & A_i^T P_j A_{di} \\ A_{di}^T P_j A_i & A_{di}^T P_j A_{di} - S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

所以, $\Delta V(k) < 0$ 的一个充分条件是

$$\begin{bmatrix} A_i^T P_j A_i - P_i + S & A_i^T P_j A_{di} \\ A_{di}^T P_j A_i & A_{di}^T P_j A_{di} - S \end{bmatrix} < 0.$$

因为矩阵不等式(5),对于所有的 $(i, j) \in M \times M$ 都成立, 即任意切换规则 s , 都可得 $\Delta V(k) < 0$ 。

引理 3^[71] (菲斯勒法则) 令 $x \in R^n, P \in S^n, H \in R^{m \times n}, \text{rank}(H) = r < n$, 以下两个式子是等价的:

$$(1) \quad x^T P x < 0, \forall Hx = 0, x \neq 0;$$

$$(2) \quad \exists X \in R^{n \times m} : P + XH + H^T X^T < 0.$$

定理 2 对于式(2)所描述的切换系统, 若存在对称正定矩阵 $P_i, S \in R^{n \times n}$ 和矩阵

$F_i, F_{di}, G_i \in R^{n \times n}, i \in M = \{1, L, m\}$ 满足 $\forall (i, j) \in M \times M$, 有

$$\begin{bmatrix} P_j - G_i - G_i^T & G_i A_i - F_i^T & G_i A_{di} - F_{di}^T \\ -F_i + A_i^T G_i^T & -P_i + S + F_i A_i + A_i^T F_i^T & F_i A_{di} + A_i^T F_{di}^T \\ -F_{di} + A_{di}^T G_i^T & F_{di} + A_{di}^T F_i^T & -S + F_{di} A_{di} + A_{di}^T F_{di}^T \end{bmatrix} < 0 \quad (6)$$

则系统(1)是渐近稳定的。

证明: 定义第 i 个子系统的能量函数 $V(k) = x^T(k)P_i x(k) + \sum_{i=1}^d x^T(k-i)Sx(k-i)$,

若令 $i(k+1) = j, i(k) = i$, 则 $V(k)$ 的前向差分为

$$\Delta V(k) = x^T(k+1)P_j x(k+1) - x^T(k)P_i x(k) + x^T(k)Sx(k) - x^T(k-d)Sx(k-d)$$

$$= \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} P_j & 0 & 0 \\ 0 & -P_i + S & 0 \\ 0 & 0 & -S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} < 0,$$

$$\forall \begin{bmatrix} -I & A_i & A_{di} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} = 0, \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix} \neq 0, \text{ 与引理 2.5 对应, 有}$$

$$x \leftarrow \begin{bmatrix} x(k+1) \\ x(k) \\ x(k-d) \end{bmatrix}, P \leftarrow \begin{bmatrix} P_j & 0 & 0 \\ 0 & -P_i + S & 0 \\ 0 & 0 & -S \end{bmatrix}, H^T \leftarrow \begin{bmatrix} -I \\ A_i^T \\ A_{di}^T \end{bmatrix}, X \leftarrow \begin{bmatrix} G_i \\ F_i \\ F_{di} \end{bmatrix},$$

运用引理 3, 有

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} P_j & 0 & 0 \\ 0 & -P_i + S & 0 \\ 0 & 0 & -S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_i \\ F_i \\ F_{di} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I & A_i & A_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I \\ A_i^T \\ A_{di}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_i^T & F_i^T & F_{di}^T \end{bmatrix} < 0 \\ & \begin{bmatrix} P_j & 0 & 0 \\ 0 & -P_i + S & 0 \\ 0 & 0 & -S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -G_i & G_i A_i & G_i A_{di} \\ -F_i & F_i A_i & F_i A_{di} \\ -F_{di} & F_{di} A_i & F_{di} A_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -G_i^T & -F_i^T & -F_{di}^T \\ A_i^T G_i^T & A_i^T F_i^T & A_i^T F_{di}^T \\ A_{di}^T G_i^T & A_{di}^T F_i^T & A_{di}^T F_{di}^T \end{bmatrix} < 0, \\ & \begin{bmatrix} P_j - G_i - G_i^T & G_i A_i - F_i^T & G_i A_{di} - F_{di}^T \\ -F_i + A_i^T G_i^T & -P_i + S + F_i A_i + A_i^T F_i^T & F_i A_{di} + A_i^T F_{di}^T \\ -F_{di} + A_{di}^T G_i^T & F_{di} A_i + A_{di}^T F_i^T & -S + F_{di} A_{di} + A_{di}^T F_{di}^T \end{bmatrix} < 0. \end{aligned}$$

证毕。

4.4 仿真算例

给定系统模型如下:

$$x(k+1) = A_i x(k) + A_{di} x(k-d), i \in \{1, 2\}, \text{ 采样时间为 } 0.1 \text{ 秒, 其中 } d=2,$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.36 & 0.35 \\ 0.31 & -0.22 \end{bmatrix}, A_{d1} = \begin{bmatrix} 0.07 & 0.07 \\ 0.32 & -0.06 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0.34 & -0.34 \\ 0.23 & 0.52 \end{bmatrix}, A_{d2} = \begin{bmatrix} 0.20 & 0.15 \\ 0.06 & 0.37 \end{bmatrix},$$

$$\text{利用 Matlab 工具箱中 LMI 方法, 基于定理 1, 可知 } P_1 = \begin{bmatrix} 9.46 & -7.76 \\ -7.76 & 6.64 \end{bmatrix},$$

$$P_2 = \begin{bmatrix} 9.55 & -7.96 \\ -7.96 & 6.87 \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} 5.14 & -3.89 \\ -3.89 & 2.94 \end{bmatrix}, G_1 = \begin{bmatrix} 6.57 & -1.99 \\ -6.39 & 4.62 \end{bmatrix}, F_1 = \begin{bmatrix} -0.38 & 1.15 \\ 1.37 & -3.53 \end{bmatrix}$$

$$F_{d1} = \begin{bmatrix} -1.13 & 1.81 \\ -0.37 & -0.96 \end{bmatrix}, G_2 = \begin{bmatrix} 6.66 & -0.65 \\ -7.33 & 4.81 \end{bmatrix}, F_2 = \begin{bmatrix} 0.73 & 0.58 \\ 2.09 & -3.62 \end{bmatrix}, F_{d2} = \begin{bmatrix} -1.69 & 2.85 \\ 0.10 & -1.75 \end{bmatrix}$$

在仿真时，随机选取一个信号，使其成为此二维系统的切换规则，取 $x(0) = \begin{bmatrix} 3 \\ -4 \end{bmatrix}$ ，

在 Matlab 中进行仿真，仿真结果如下图所示。由图中可以看出，系统的状态可以快速、平稳地趋向原点。

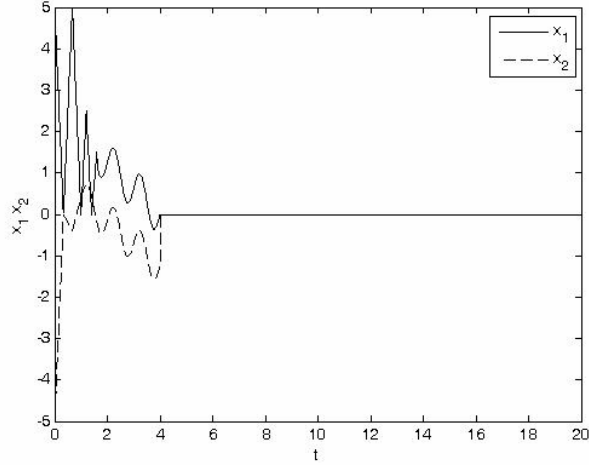


图 4.1 系统离散时滞状态下的响应曲线

Figure 4.1 state curve of switched system with discrete time-delays

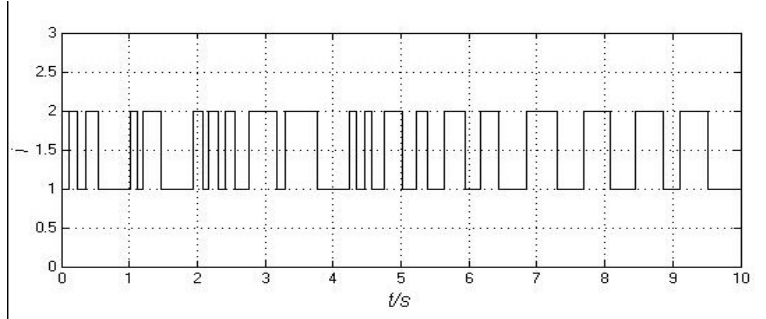


图 4.2 系统切换信号

Figure 4.2 switching signal of system

4.5 结论

本文研究了可近似线性化为子系统含有时滞项的一类离散切换系统的非线性时滞切换系统的稳定性问题，通过近似线性化，将复杂非线性时滞切换系统的稳定性分析问题转化为线性时滞切换系统的分析问题，这样大大降低了稳定性分析的难度。提出了只要相应的参数满足凸组合条件、相应的正定对称阵满足适当的线性矩阵不等式的约束，则对于任意的切换信号，存在切换方案，在此切换方案控制下，这类切换系统是渐近稳定的。和引理 1、2 相比，定理 1 所得出的系

统渐近稳定的条件更宽松，适应范围也更广。定理 2 使用了菲斯勒法则，通过引入一个矩阵，将受约束的二次型转换为不受约束的二次型，在此切换方案控制下，利用多 Lyapunov 函数法证明了这类切换系统是渐近稳定的。并通过仿真验证了这一结论的正确。

第五章 非线性系统的切换优化研究

5.1 引言

非线性切换系统由于其具有的非线性及切换系统特性,使得针对非线性切换系统的分析往往困难,而对其进行优化控制就更加困难。本章将 PID 控制器与遗传算法(GA)结合,提出了一种非线性切换系统的遗传 PID 优化控制方法,通过遗传算法(GA)优化 PID 控制器的增益以获得满意的控制性能。

非线性切换系统具有非线性系统和切换系统的特性,使得针对非线性切换系统难以分析,而对非线性切换系统的优化控制往往更加困难。

由于非线性系统具有复杂性、丰富性等特点,因此它的控制方法也是多种多样。在非线性系统控制研究的早期,主要的非线性控制方法,即古典方法,包括相平面法、描述函数法(或称为谐波线性化法)、基于李亚普诺夫稳定性理论的控制方法、绝对稳定性理论、输入输出稳定性理论、滑模变结构控制方法和近似线性化方法等。但是,以上方法都还存在一些缺点和局限性。例如,在相平面法方法中,一般假设被控系统只能为 2 阶及以下系统,当被控制系统的阶数超过 2,相平面方法往往就很难或不能应用;描述函数法的应用范围狭隘,并且所得结果并不精确;在绝对稳定性理论中的重要方法波波夫法只能应用于一些简单形式的非线性系统,而并不适用于一般的非线性系统;输入输出稳定性理论的结论是针对全局而言的,但是无法判定其系统的局部稳定性;滑模变结构控制方法则需要得知被控系统的所有状态,这在很多情况下是非常困难的,除此之外,对于高阶非线性系统而言,滑模变结构控制在切换开关不理想时往往会产生高频颤动,这不利于系统的稳定控制;而近似线性化法只能在被控制系统的平衡点附近应用。

许多新的非线性控制方法被相继提出并在工程实际中被应用,获得令人满意的控制效果。具有代表性的比如反馈线性化、智能控制法、反步法等。然后按照线性系统理论中极点配置方法、最优控制方法等已十分成熟的方法来实现对系统的稳定控制。最近几年,反馈线性化方法越来越广泛地应用于非线性系统控制中。它主要是指包括基于微分几何理论的输入对状态反馈线性化、输入输出反馈线性化、直接反馈线性化(DFL)和逆系统方法等在内的一系列线性化方法。

逆系统方法作为反馈线性化方法中的一种,是由清华大学李春文教授等人提出的。逆系统方法具有物理概念清晰、易于理解的特点,因此便于控制工程师掌握,所以已被广泛应用于非线性系统控制中。近几年来,逆系统控制的相关著作的增长率也呈指数增长。典型的例如将逆系统方法应用于汽轮发电机汽门控制,还有关于逆系统方法在电力系统控制中的应用的研究等。无论是理论研究还是数

值仿真结果均表明了逆系统控制方法的有效性。为此，经过科研者多年不懈的研究，学者们提出了非线性系统的神经网络逆控制方法。但是，现有的非线性系统的神经网络逆控制方法大都基于离线训练神经网络的方式得到的，即以逼近被控系统的单位逆系统，然后将其与被控系统进行串联来达到开环控制。以此种方式控制的系统由于缺少在线优化机制，且实际情况中参数往往会发生变化，存在很强的不确定性，因此抗扰性能通常比较差，所以在被控系统变化时往往难以获得令人满意的控制效果。现今科研人员已经提出了多种关于单位逆的在线学习方法，并在电力系统、电机和机械手控制等多方面工程应用中，取得了较好的效果。但是，对非线性切换系统而言，神经网络逆控制方法研究的还较少。

本章针对非线性切换系统的控制问题，通过将传统的 PID 控制器与遗传算法（GA）相结合，利用遗传算法（GA）优化 PID 控制器的比例、积分和微分增益，从而设计出最优 PID 控制器来满足控制性能最佳的目标。

5.2 问题描述

以 SISO 非线性系统为例，考虑如式（1）所示的一类单输入单输出（SISO）非线性切换系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (1)$$

其中， $x \in R^n, u \in R, y \in R$ ，分别为系统的状态、输入（控制）和输出， $f(.,.)$ ， $h(.,.)$ 为未知非线性函数，这里假设 $f(.,.)$ ， $h(.,.)$ 非线性分段连续函数。这样，式（1）即一个非线性切换系统。

控制目标：对（1）所示的非线性切换系统，设计控制 u 使得被控系统的输出 y 跟踪参考输入 y_{ref} ，并最小化性能指标 $J = \int_0^T (y_{ref} - y)^2 dt$ 。

5.3 基于 GAPID 的非线性切换系统优化控制

一般而言，由于被控非线性切换系统往往难以精确建模，因此往往使得传统的基于被控系统精确数学模型的控制方法难以奏效。为此，本文提出基于遗传算法的 PID（GAPID）的非线性切换系统优化控制方法。

给出 PID 控制器形式如下：

$$u = k_p e + k_i \int e + k_d \frac{de}{dt}$$

显而易见，PID 控制器包含 3 个可调参数，分别为比例系数 k_p ，积分系数 k_i 、微分系数 k_d 。然而，基于上述 PID 参数整定方法在非线性切换系统中应用研究的还相对较少。

（1）整定比例控制

一边关注系统的响应情况，一边慢慢调大比例系数 k_p 的值，直到得到超调量小并且反应迅速的响应曲线为止。

（2）整定积分环节

如果使用简单的比例控制器被控系统的稳态误差不能够很好的达到控制目标，则需要加入积分(I)控制。

再通过调小积分时间的值，增大积分系数 k_i ，并对比例系数 k_p 也进行相应的调整，如此反复进行，通过多次试凑直至得到较为满意的系统响应，以确定比例参数（ k_p ）和积分参数（ k_i 、 T_i ）的值。

（3）整定微分环节

在经过上述整定比例、积分环节后，如果比例—积分（PI）控制只能消除被控系统的稳态误差，而动态响应不佳，则需再加入微分环节同时控制。

具体步骤：首先，设定微分时间 $T_D=0$ ，一边观察被控系统的输出响应，一边同时逐渐加大 T_D ，比例系数 k_p 和积分时间 T_i 也要同时进行相应地改变，通过反复进行，不断试凑直至获得满意的控制效果，最后确定最终的 PID 控制参数。

实验经验法：

扩充临界比例度法

在众多实验经验法中，调整 PID 控制器参数方法中比较常用的是扩充临界比例度法，这种方法最大的优点是参数的整定并不依赖于被控系统的数学模型，因此可直接进行当场整定，运用起来简单方便。

当被控系统具有自平衡特性，则适用扩充比例度法。步骤如下所示：

（1）使用已确定的 TS 来驱动系统工作。随后，通过调大比例系数 KP 使被控系统到达稳定边缘，此时系统的输入阶跃响发生临界振荡，记下临界振荡周期 T_r 及响应的比例系数 K_r 。

（2）选择控制度。

在扩充比例度法整定时，一般采用误差平方积分（ $\int e^2 dt$ ）作为控制效果的评价函数。

采样周期 TS 的大小对采样-数据控制系统的品质有较大影响，一般而言，同样均

为最佳整定，但是，就控制品质而言，采样-数据控制系统要低于连续-时间控制系统。即在进行系统设计时，控制制度的选取是要依赖被控系统的控制品质目标要求的。

(3) 通过查表，确定相应的参数 K_P 、 T_S 、 T_I 和 T_D 。

(4) 实验与修正。通过实验进行闭环控制，观察系统各响应曲线，同时对参数进行略微调整，以达到满意目标。

本文为追求更加方便简洁的优化方法，针对非线性系统的切换优化研究，提出一种基于遗传算法设计 PID 控制器的方法。

5.4 遗传算法简介

遗传算法（Genetic Algorithm）是一种模拟生物进化过程的理论，它是一种基于自然选择和遗传机理，模拟进化过程来搜索最优解的方法^[73]。最初的遗传算法称为简单遗传算法（SGA），早在 1975 年，由密西根大学学者 J.Holland 教授率先提出。直到颇有影响的专著《Adaptation in Natural and Artificial Systems》出版后，GA 这个名称才逐渐为人所知。

a)初始化:初始化进化代数值 $t=0$ ，同时给定其最大值 T ，给出初始群体 $P(0)$ 。

b)对每个个体进行评价。

c)选择:对群体 P 进行选择。以便于将筛选后的个体遗传到下一代。选择是建立在步骤 b 的基础上的。

d)交叉:对群体使用交叉算子。即两个父代个体中某部分结构通过重组产生下一代的过程。

e)变异:对群体使用变异算子。所谓变异是对修改群体个体串中的某个或某些基因值进行修改。

f)结束条件的判断:当 $t=T$ 时，即输出最优解，即具有最大适应度的个体的数值，计算过程结束。

在本章中，采用遗传算法（GA）优化 PID 控制器的 3 个参数： k_p 、 k_i 和 k_d ，

以使得闭环系统的跟踪误差满足 $\min J_{ITAE} = f(y_{ref} - y) = \int_0^{\infty} t|e|dt$ 。基于 GA 的 PID 控制算法的具体原理图见下图所示。

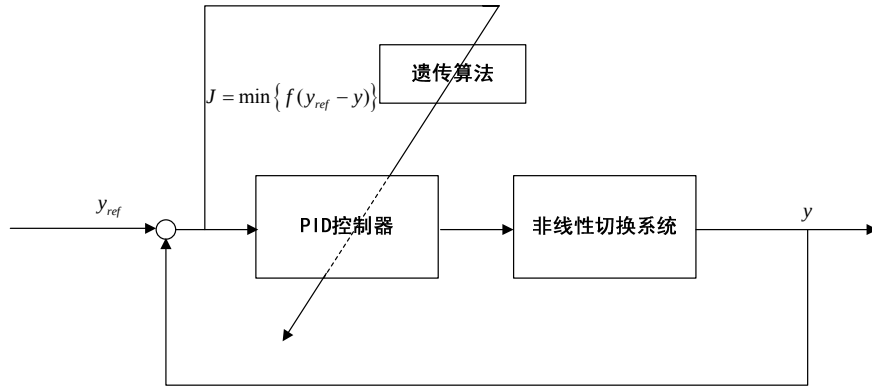


图 5.4.1 基于 GAPID 的非线性切换系统优化控制原理图

Figure 5.4.1 Based on the GAPID switched nonlinear system optimal control principle diagram

遗传算法中将 k_p 、 k_i 和 k_d 作为 3 个寻优参数，优化目标为

$$\min J = f(y_{ref} - y) = \int |e| dt。$$

遗传算法的基本操作为：选择、交叉和变异。采用遗传算法进行优化时，首先要对被寻优参数进行编码。在本章中，采用遗传算法进行寻优时，对 3 个参数采用浮点数编码。为了能在较大空间中进行寻优以及避免“早熟”现象，在交叉和变异操作中需要引入相应措施。本章在算法设计中结合“小生境算法”进行寻优，以避免遗传操作过早收敛。小生境算法具体可参见文献^[74]。

5.5 仿真算例

假设某 SISO 非线性可逆切换系统如下所示：

(1) $t \in [0, 10)$ 时

$$\dot{y} = -6.4y - 4.0u / (0.5 + y^2)^{1/2}$$

(2) $t \in [10, 20)$ 时

$$\dot{y} = -8y - 6.0u / (2 + y^2)^{1/2}$$

系统初始值为： $y(t_0) = 0$

设计 PID 控制器： $u = k_p e + k_i \int e + k_d \frac{de}{dt}$

采用遗传算法对 PID 控制器的参数进行寻优，设置种群代数 $gen=50$ ，进行优化

迭代求解。最终 PID 控制器参数为： $k_p=12.5$, $k_i=2.85$ 和 $k_d=30.6$ 。如下图，可见随着迭代次数的增加，最终在种群均值为 500 的时候，系统达到收敛。

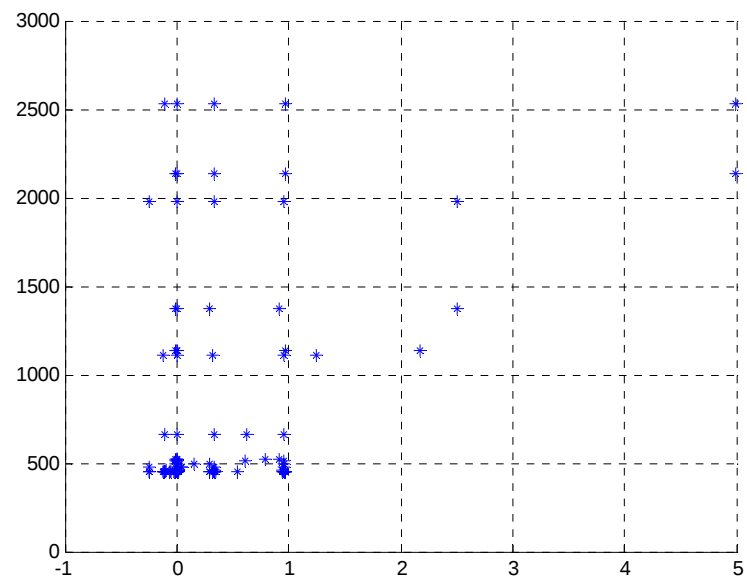


图 5.5.1 遗传算法下的迭代曲线

Figure 5.5.1 The genetic algorithm iterative curve

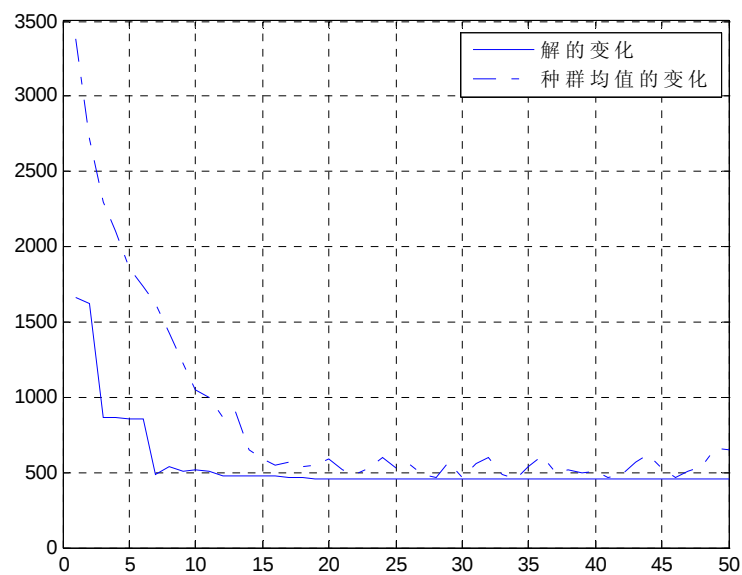


图 5.5.2 遗传算法下的优化性能指标

Figure 5.5.2 The optimization performance index of genetic algorithm

数值仿真结果：

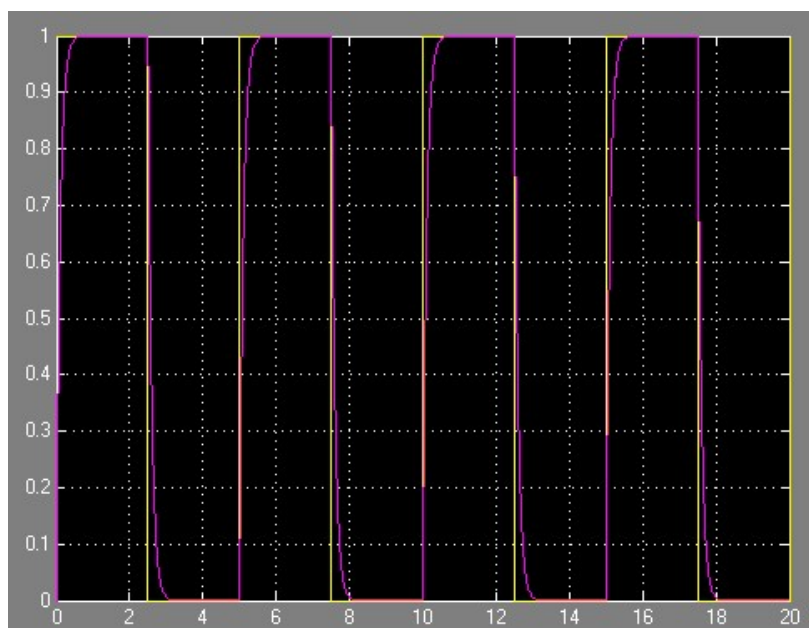


图 5.5.3 方波输入的跟踪效果

Figure 5.5.3 The tracking effect of square wave input

由图可见，针对非线性切换系统，这种基于 GAPID 的优化控制下系统输出结果跟踪系统输入的情况良好，证明了此方法是有效的。

5.6 结论

本章针对非线性系统的切换优化控制问题，首先对遗传算法进行了研究，并给出传统的 PID 控制器模型。然后将其结合遗传算法（GA）进行研究，提出一种新的优化控制方法，即利用遗传算法来进行寻优，在寻优过程中对 3 个参数采用浮点数编码。并为了能在较大空间中进行寻优以及避免遗传算法易出现的局限性“早熟”现象，为避免发生收敛现象，在交叉和变异操作的算法设计中应同时结合“小生境算法”进行研究。

研究表明，采用遗传算法（GA）优化 PID 控制器的比例、积分和微分增益，从而设计出最优 PID 控制器来满足控制性能最佳的目标。并通过仿真算例证明了此方法是有效的。

第六章 全文总结和展望

6.1 本文总结

作为混合动态系统中典型的一类，切换系统具有广泛的工程背景、重要的理论意义和应用价值。本文在对非线性系统、切换系统和优化控制理论等一系列相关知识进行了深入的学习之后，利用 Matlab 工具箱作为主要的研究及实验仿真工具，对一类基于切换控制的非线性系统进行了几个问题的分析与综合研究，论文主要结构如下：1)非线性系统的切换控制基础理论；2)非线性切换系统的线性化分析；3) 针对含时滞情况的非线性切换系统分析其稳定性；4)非线性系统的切换优化控制研究。主要研究内容及成果总结如下：

首先，对非线性系统切换系统进行理论介绍，给出了包括向量和矩阵的范数、Lyapunov 方程等在内的相关定义和定理，作为本文研究的理论基础。

其次，针对模型已知的非线性可逆切换系统提出了基于逆系统方法的非线性切换系统的线性化方法，针对模型未知的非线性可逆切换系统，提出在基于神经网络逆系统的非线性切换系统的线性化方法，并针对上述两种非线性可逆切换系统在线性化的基础上设计了闭环控制器。针对几个非线性切换系统的仿真研究结果表明了所提方法的有效性。

再次，研究了可近似线性化为子系统含有时滞项的一类离散切换系统的非线性时滞切换系统的稳定性问题，提出了只要相应的参数满足凸组合条件、相应的正定对称阵满足适当的线性矩阵不等式的约束，则对于任意的切换信号，存在切换方案，在此切换方案控制下，利用多 Lyapunov 函数法证明了这类切换系统是渐近稳定的。并通过仿真验证了这一结论的正确。

最后，针对非线性切换系统的控制问题，将传统 PID 控制器模型与遗传算法（GA）相结合，提出一种新的优化控制方法，采用遗传算法（GA）优化 PID 控制器的比例、积分和微分增益，从而设计出最优 PID 控制器来满足控制性能最佳的目标。

6.2 研究展望

本论文针对一类非线性系统的切换控制，利用了非线性系统及神经网络等相关控制方法进行研究，并取得了一定的研究成果，但是作者认为还需要在以下方面做进一步的研究：

（1）论文研究的连续非线性切换系统中均不包含输入的高阶导数，针对非线性

连续切换系统表达式中含有输入信号高阶导数的情况，还需进一步研究；

(2) 论文将遗传算法 (GA) 应用于一类非线性系统的 PID 优化控制中，取得了良好的控制效果，但是有必要将其与其它优化算法 (传统优化方法和其他智能优化方法) 进行比较研究；

(3) 论文研究的非线性切换系统相对比较简单，有必要针对更加复杂的非线性系统展开研究。

参考文献

- [1] 郑大钟, 赵千川.离散动态系统[M].北京: 清华大学出版社, 2001.142-148
- [2] Yu-Chi Ho. Dynamic of Discrete Event Systems[J] Proceeding of IEEE,1989,77(1):3-6
- [3] Christos G.Cassandras,Stephane Lafortune. Introduction to Discrete Event Systems[M].Boston, America: Kluwer Academic Publishers,1999
- [4] Wonham. Notes on Control of Discrete-Event Systems[M]. Toronto, Canada: Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto,2002
- [5] Cellier. Combined Continuous/Discrete system simulation by use of digital computer: Technique and Tools. Zurich Switzerland: Swiss Federal of Technology,1979
- [6] Thomas A. Henzinger. Proceedings of Hybrid Systems: Computation and Control. Second International Workshop, HSCC99, Nijmegen, The Netherlands. Lecture Notes in Computer Science, Vol.1569, Springer-Verlag,2000
- [7] 叶阳东.离散事件系统理论研究和应用进展[J].控制与决策, 1996,11(2):233-241
- [8] R.N.Shorten, K.S. Narendra. A suffecient condition for the existence of a common Lyapunov function for two second order linear sustems[C]. Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control(4),1997:3521-3522
- [9] R.N.Shorten, K.S. Narendra. Necessary and sufficient conditions for the existence of a common quadratic Lyapunov function for M stable second order linear time-invariant sustems[C]. Proceedings of the 1999 American Control Conference(2),1999:1410-1414
- [10] R.N.Shorten, K.S. Narendra. Necessary and sufficient conditions for the existence of a common quadratic Lyapunov function for M stable second order linear time-invariant sustems[C]. Proceedings of the 2000 American Control Conference(1),2000:359-363
- [11] R.N.Shorten, K.S. Narendra, O. Mason. A result on common quadratic Lyapunov functions[C]. Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control(3),2002:2780-2785
- [12] R.N.Shorten, K.S. Narendra, O. Mason. A result on common quadratic Lyapunov functions[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2003,48(1):110-113
- [13] R.N.Shorten, K.S. Narendra. On the stability and existence of common Lyapunov function for stable linear switching systems[C]. Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control(4),1998:3723-3724
- [14] 张肖力, 赵军.任意切换下不确定线性切换系统的鲁棒镇定[J].自动化学报,2002,28(5):859-861
- [15] 吴铁军. 线性系统的混杂状态反馈鲁棒控制[J].东北大学学报: 自然科学版,2003,24(2):128-131
- [16] 聂宏.线性不确定时滞切换系统状态反馈鲁棒镇定[J].控制与决策,2004,19(6):642-646
- [17] O. Mason, R. Shorten. A result on the existence of common quadratic Lyapunov functions for pairs of stable discrete-time LTI systems[C]. Proceedings of the 2003 American Control Conference(5),2003:4471-4475

- [18] R.N. Shorten, K.S. Narendra. Necessary and sufficient condition for common quadratic Luapunov functions for a pair of stable LTI systems whose system matrices are in companion form[C]. Proceedings of the 2003 American Control Conference(6),2003:5203-5208
- [19] R.N. Shorten, K.S. Narendra. On common quadratic Lyapunov functions for pairs of stable LTI systems whose system matrices are in companion form[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2003,48(4):618-621
- [20] D. Liberzon, J.P. Hespanha, A.S. Morse. Stability of switched systems: a Lie-algebraic conditon[J]. Systems&Control Ltters,1999,37:117-122
- [21] Agrachev A. A, Liberzon. D. Lie-algebraic conditions for exponential stability of switched systems[C]. Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, Arizona USA(3),1999:2679-2684
- [22] D. Liberzon, R. Tempo. Gradient algorithms for finding common Lyapunov functions[C]. Proceedings of 42nd IEEE Conference on Decision and Control(5),2003:4782-4787
- [23] D. Liberzon, R. Tempo. Common Lyapunov function and gradient algorithms[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2004,49(6):990-994
- [24] O. Beldiman, L. Bushnell. Stability, linearization and control of switched systems[C]. Proceedings of American Control Conference, San Diego, CA,1999:2950-2955
- [25] Schinkel M., Wang Y., Hunt K. Stable and robust state feedback design for hybrid systems[C]. Proceedings of the 2000 American Control Conference(1),2000:215-219
- [26] E. Skafidas, R.J. Evans. Stability of logic-differential systems[C].Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control(4),1998:3711-3716
- [27] Sun Z. Stabilization and optimization of switched linear systems. Automatica, 2006, 42: 783. 788
- [28] M Dogruel, U. Ozguner. Stability of hybrid systems[C]. Proceedings of the 1994 IEEE International Symposium on Intelligent Control,1994:129-134
- [29] Dogruel M., Ozguner U. Stability of a set of matrices: an application to hybrid systems[C]. Proceedings of the 1995 IEEE International Symposium on Intelligent Control,1995:59-64
- [30] Bo Hu, Guisheng Zhai, A.N. Michel. Common quadratic Lyapunov-like function with associated switching regions for two unstable second-order LTI systems[C]. Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control:(2),2000:1391-1396
- [31] P. Peleties, R.A. De Carlo. Asymptotic stability of m-switched systems using Lyapunov-like functions[C]. Proceedings of the American Conference on Control,1991:1679-1684
- [32] 宋政一, 聂宏, 赵军. 具有时变时滞的离散切换系统的鲁棒 H_∞ 控制. 东北大学学报, 2007, 28(4): 469—472
- [33] M.S. Branicky. Stability of Switched and hybrid systems[C]. Proceedings of the 33rd IEEE Conference on Decision and Control(4),1994:3498-3503
- [34] M.S. Branicky. Stability of hybrid systems: state of the art[C]. Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control(1),1997:120-125
- [35] Hector J.Sussmann. A maximum principle for hybrid optimal control problems[C]. Proceedings of the CDC,1999:425-430
- [36] P.Riedinger, FKratz C.Zanner. Time optimal control of hybrid systems[C]. Proc of the

ACC,1999:2466-2470

[37] Xu X. An approach to optimal control of switched systems with internally forced switching[C]. Pro of the American Control Conference, Albuquerque, Mexico,2000:2681-2687

[38] Egerstedt. Optimal controllers switching for stochastic systems[C]. Pro of 36th IEEE CDC,1997:3950-3955

[39] Benghea. Optimal control of a class of hybrid systems[J]. IEEE Trans. On Automatic Control,2001,46(3):398-415

[40] Zhendong Sun. Dynamic output feedback stabilization of a class of switched linear systems[J]. Fundamental Theory and Applications, IEEE Trans on circuits and Systems I,2003,50(8):1111-1115

[41] 容浩.切换系统优化控制方法研究[J].浙江大学学报:工学版,2002,36(2):115-118

[42] 孙希明.一类切换系统的保成本控制[J].控制与决策.2002.17(6):39-33

[43] 翟海峰, 苏宏业.一类分段线性混杂系统的最优控制策略研究[J].控制与决策,2002,17(7):863-866,875

[44] Chen MS, Hwang YR, Tomizuka M. A state-dependent boundary layer design for sliding mode control . IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(10): 1677-1681.

[45] M.Johansson On the computation of piecewise quadratic Lyapunov functions[C]. Proceeding of 36th IEEE Conf. on Decision and Control,1997:3515-3520

[46] Tao CW, Taur JS and Chan ML. Adaptive fuzzy terminal sliding mode controller for linear systems with mismatche time-varying uncertainties. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 2004, 34(1): 255-262.

[47] Feng Lu. Controller design and analysis of uncertain piecewise-linear system[J]. IEEE Trans. On a circuits and systems I.2002,49(2):224-232

[48] Akar. Analysis and control with performance of piecewise affine and hybrid systems[C]. Proc of the 39th IEEE Conf. on decision and control,2000:504-509

[49] 孙富春, 李莉, 孙增圻.非线性系统神经网络自适应控制的发展现状及展望, 控制理论与应用, 2005, 22 (2) : 254-260.

[50] Benghea. Optimal control of a class of hybrid systems[J]. IEEE Trans. On Automatic Control,2001,46(3):398-415

[51] Wang W. Proceedings of Hybrid Systems: Computation and Control. Second International Workshop, HSCC99, Nijmegen, The Netherlands. Lecture Notes in Computer Science, Vol.1569, Springer-Verlag, 2000

[52] Notes on Control of Discrete-Event Systems[M]. Toronto, Canada: Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2002

[53] S.S.Ge, J.Zhang. Neural-network control of nonaffine nonlinear systems with zero dynamics by state and output feedback. IEEE Transactions on Neural Networks, 2003, 14(4): 900-918.

[54] Borrellia An approach to optimal control of switched systems with internally forced switching[C]. Pro of the American Control Conference, Albuquerque, Mexico,2000:2681-2687

[55] Yan-Jun Liu, Wei Wang. Adaptive fuzzy control for a class of uncertain nonaffine nonlinear systems. Information Sciences, 2007, 177(18): 3901-3917.

[56] B.Lennartson. Stability Analysis of hybrid systems[J]. Nonlinear and hybrid systems in

Automotive Control, Springer-Verlog,2003:373-389

[57] S. Pettersson. Synthesis of switched linear systems[C]. Pro of the 42nd IEEE Conf. on Decision and Control(5):5283-5288

[58] S. Pettersson. Controller Design of Switched Linear Systems[C]. Pro of the 2004 American Control Conference,2004:2868-2874

[59] Halim Alwia, Christopher Edwards. Fault tolerant control using sliding modes with on-line control allocation. Automatica, 2008, 44(7): 1859-1866.

[60] Guisheng Zhai. Improving close-loop stability of second-order LTI systems by hybrid static output feedback[C]. Pro of the 41st IEEE Conf. on Decision and Control(3):2002:2792-2797

[61]. Zhendong Sun. Dynamic output feedback stabilization of a class of switched systems[J]. Fundamental Theory and Application, IEEE Trans. On Circuits and Control,2003,50(8):1111-1115

[62] Dazhong Zheng. A robust stabilizing law for switched linear systems[J]. International Journal of Control,2004,77(4):389-398

[63] Hugang Han. Adaptive fuzzy controller for a class of nonlinear systems. International Journal of Innovative Computing Information and Control, 2005, 1(4): 727-742.

[64] Kale M. M., Chipperfield A. J.. Stabilized mpc formulations for robust reconfigurable flight control. Control Engineering Practice, 2005, 13(6): 771-788.

[65] Dongmei Xie. Robust stability analysis and control synthesis for discrete-time uncertain switched systems[C]. Pro of 42nd IEEE Conf. on Decision and Control(5),2003:4812-4817

[66] R. Shorten, F.O. Cairbre. On the stability of pairwise triangularisable and related switching systems[C]. Proceedings of the 2001 American Control Conference(3),2001:1882-1883

[67] K. Wulff, R. Shorten, P. Curran. On the relationship between matrix pencil eigenvalue criteria and the choice of Lyapunov function for the analysis of second order switching systems[C]. Proceedings of the 2002 American Control Conference(2),2002:1248-1253

[68] O. Mason, R. Shorten. A conjecture on the existence of common quadratic Lyapunov functions for positive linear systems[C]. Proceedings of the 2003 American Control Conference(5),2003:4469-4470

[69] Guangming Xie,Long Wang.Quadratic stability and stabilization of discrete-time switched systems with state delay[C].Proceedings of 43rd IEEE Conference on Decision and Control,2004:3235-3240.

[70] 陈格娟, 崔炜, 张京军. 小生境遗传算法在机械优化设计中的应用[J]. 河北建筑科技学院学报. 2004,21(1):56-59

[71] Guisheng Zhai,Hai Lin,Xuping Xu.et al.Stability analysis and desigh of swithed nomal systems[C].Proceedings of the 43rd IEEE conference on Decision and Control(3),2004:3253-3258.

[72] 戴晓明等.并行遗传算法收敛性分析及优化运算.计算机工程.2002(6)

[73]李云强, 余昭平.遗传算法中重要模式及其性质.模式识别与人工智能 2006, Vol.19, No.1

[74]彭锦新, 刘天琪, 刘辉乐.于小生境技术的 Pareto 多目标配网重构[J]. 2005,33(8):13-17

发表论文及参加科研情况说明

- [1] 曹莹,罗文广,张昊,于滢源. 一类离散时滞切换系统的稳定性分析[J]. 微计算机信息(已录用)
- [2] 张昊,罗文广,于滢源,曹莹. 基于延迟线理论的新型无源 SAW 气体传感器研究[J]. 压电与声光(已录用)
- [3] 于滢源,罗文广,张昊,曹莹. 两类切换系统的混沌动力学行为与混沌同步研究[J]. 广西工学院学报(拟发表于 2012 年 01 期)

致 谢

时间匆匆如同白驹过隙，通过历时近一年的研究学习，本人的硕士毕业论文最终得以按时定稿。此时此刻，我最想感谢的就是我敬爱的导师罗文广教授！从论文选题开始，我已深深感到课题所相关的切换系统不论是控制器设计思想还是系统各种性能的实现方面均有相当的挑战性。特别是在研究初期，在研读书籍、查阅文献后，我感觉对课题的研究方向把握不准。是我的导师罗文广教授，在工作之余尽心对我的论文进行审查、修改，同时给了我许多关键性的建议，这才使我能顺利完成对课题的研究。

感谢我的好友杨琳、贾月、朱慧等同学，感谢你们在三年的研究生生活中对我生活上和学习上的照顾，感谢你们对我的包容，这份真挚的友情我将永远铭记。

感谢三年来与我在实验室里同甘共苦的兄弟姐妹们：林淡芸、于滢源、张昊、张晓亮、谢荣先、胡海旭等。感谢 09 双控班的所有同学，你们给了我快乐的三年研究生生活。

最后，谨以此文献给远方的父母，我最深爱的家人，感谢你们在我成长的道路上一直给予我支持以及肯定，激励着我一直前行！

曹莹

2012 年 4 月