

分类号: TP273

密 级: 公开

学校代码: 10363

学 号: 2220340106



安徽工程大学

Anhui Polytechnic University

硕士学位论文

题 目 网络控制切换非线性系统的
动态状态反馈控制

论 文 作 者 吴思轲

指 导 教 师 郑群现（教授）

学 科（专业） 控制科学与工程

研 究 方 向 控制理论与控制工程

论文提交日期: 2025 年 5 月 10 日

分类号：TP273

单位代码：10363

密 级：公开

学 号：2220340106

题 目 网络控制切换非线性系统的动态状态反馈控制

英文并列

题 目 **DYNAMIC STATE FEEDBACK CONTROL**
OF NETWORK-CONTROLLED SWITCHED
NONLINEAR SYSTEMS

学生姓名： 吴思轲

指导教师： 郑群现（教授）

专 业： 控制科学与工程

研究方向： 控制理论与控制工程

论文答辩日期： 2025 年 5 月 10 日

安徽工程大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：我恪守学术道德，崇尚严谨学风。所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已明确注明和引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品及成果的内容。论文为本人亲自撰写，我对所写的内容负责，并完全意识到本声明的法律后果由本人承担。

学位论文作者签名：吴思翰

日期：2025 年 5 月 10 日

安徽工程大学学位论文版权使用授权书

学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅或借阅。本人授权安徽工程大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ☐，在 _____ 年解密后适用本版权书。

本学位论文属于

不保密 ☒。

学位论文作者签名：吴思翰 指导教师签名：郑群现

网络控制切换非线性系统的动态状态反馈控制

摘要

切换非线性系统作为一种广泛应用于工程、控制和自动化领域的动态系统模型,近年来得到了越来越多的关注。该类系统的特点在于,它们能够在不同的子系统之间切换,每个子系统具有不同的非线性特性。由于切换行为的存在,切换非线性系统的分析与控制变得更加复杂,尤其是在面对外部干扰、系统参数不确定性、网络延迟等现实问题时。如何确保切换非线性系统的稳定性、鲁棒性和高效性能,成为了当前学术界和工程界亟待解决的一个重要问题。在切换非线性系统研究取得显著进展的背景下,切换控制方法已被成功移植到包括网络控制系统在内的多个研究领域,为解决相关控制问题提供了新思路。本文在切换非线性系统的基础上,考虑系统与控制器的不确定性,并采用 T-S 模糊方法解决非线性问题,将其建模为不确定切换 T-S 模糊系统。同时考虑网络控制系统中量化对切换非线性系统的影响。为此,本文通过整合切换系统理论、非线性系统模型以及矩阵理论等多理论工具,对切换非线性系统的关键问题展开综合研究。

本文通过应用多 Lyapunov 函数和平均驻留时间策略,重点研究了网络控制切换非线性系统。与传统的反馈控制方法不同,本文设计采用动态状态反馈控制器。动态状态反馈控制不仅依赖于系统当前状态,还包括系统的动态行为,通过引入状态的时间变化信息来增强网络控制切换非线性系统的性能。本文通过设计一个动态反馈增益矩阵,

使得网络控制切换非线性系统在面临外部干扰、参数变化和不确定性时仍能够保持较好的稳定性和性能要求。所以本论文基于动态状态反馈控制策略，综合网络控制系统中的量化，对切换非线性系统的控制问题展开研究。本文的主要工作如下：

基于量化输入离散特性与系统不确定性共存的切换非线性系统，提出一种动态状态反馈弹性 H_∞ 控制方法，有效解决异步控制问题。异步切换意味着系统切换的时刻，匹配的控制器不会立即切换，而是会滞后于系统。为了逼近所有非线性子系统，采用了 Takagi-Sugeno(T-S)模糊模型来描述切换非线性系统。由于通信能力有限，使用了静态量化器来量化输入信号。考虑切换系统和控制器增益中的不确定性，设计异步弹性 H_∞ 动态状态反馈控制器，使得闭环系统全局一致渐近稳定，并满足性能要求。基于平均驻留时间方法与多 Lyapunov 函数理论，构建了线性矩阵不等式(LMI)形式的控制器存在性判据，方便使用 MATLAB 工具箱求解。最后，采用数值仿真与实例仿真相结合的验证方式，完整论证了控制策略的实用价值。

关键词：切换非线性系统，网络控制系统，异步切换，量化，动态状态反馈控制， H_∞ 控制

DYNAMIC STATE FEEDBACK CONTROL OF NETWORK- CONTROLLED SWITCHED NONLINEAR SYSTEMS

Abstract

Switched nonlinear systems, as a dynamic system model widely applied in engineering, control, and automation fields, have received increasing attention in recent years. The characteristic of such systems lies in their ability to switch between different subsystems, each with distinct nonlinear properties. Due to the existence of switching behavior, the analysis and control of switched nonlinear systems become more complex, especially when confronted with real-world issues such as external disturbances, system parameter uncertainties, and network delays. Ensuring the stability, robustness, and efficient performance of switched nonlinear systems has become an important issue that urgently needs to be addressed in both academic and engineering circles. In the context of significant progress made in the research of switched nonlinear systems, the switched control method has been successfully transplanted to multiple research fields including networked control systems, providing new ideas for solving related control problems. This paper, based on switched nonlinear systems, considers the uncertainties of the system and controller, and adopts the T-S fuzzy method to solve nonlinear problems, modeling them as uncertain switched T-S fuzzy systems. At the same time, the impact

of quantization in network control systems on switched nonlinear systems is also considered. Therefore, in this paper, by integrating multiple theoretical tools such as the switching system theory, the nonlinear system model and the matrix theory, a comprehensive study is conducted on the key issues of the switched nonlinear systems.

This paper focuses on the study of networked control switched nonlinear systems by applying multiple Lyapunov functions and the average dwell time strategy. Different from traditional feedback control methods, this paper designs a dynamic state feedback controller. Dynamic state feedback control not only depends on the current state of the system but also includes the dynamic behavior of the system, enhancing the performance of networked control switched nonlinear systems by introducing the time-varying information of the state. By designing a dynamic feedback gain matrix, this paper ensures that the networked control switched nonlinear systems can maintain good stability and performance requirements in the face of external disturbances, parameter changes, and uncertainties. Therefore, this paper, based on the dynamic state feedback control strategy, comprehensively considers quantization in network control systems and studies the control problems of switched nonlinear systems. The main work of this paper is as follows:

For the switched nonlinear systems with the coexistence of discrete characteristics of quantized input and system uncertainties, a dynamic state

feedback elastic control method is proposed, which effectively solves the problem of asynchronous control. The asynchronous switching means that the moment the system switches, the controller that matches it does not switch immediately and will lag behind the system. To approximate all nonlinear subsystems, the Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy model is used to describe the switched nonlinear systems. Due to limited communication capabilities, a static quantizer is used to quantize the input signal. Considering the uncertainties in the switched system and controller gains, an asynchronous resilient H_∞ dynamic state feedback controller is designed to ensure the global uniform asymptotic stability of the closed-loop system and meet the performance requirements. Based on the average dwell time method and the theory of multiple Lyapunov functions, a controller existence criterion in the form of linear matrix inequalities (LMI) was constructed, which is convenient for solving by using the MATLAB toolbox. Finally, by adopting a verification method combining numerical simulation and instance simulation, the practical value of the control strategy was fully demonstrated.

KEY WORDS: Switched nonlinear systems, networked control systems, asynchronous switching, quantization, dynamic state feedback control, H_∞ control

目 录

摘要.....	I
Abstract.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 研究背景与研究意义	1
1.2 切换系统研究现状	2
1.3 非线性系统研究现状	4
1.4 网络控制系统研究现状	6
1.5 本文主要研究内容	7
1.6 符号说明	9
第 2 章 问题描述.....	10
2.1 不确定切换 T-S 模糊系统.....	10
2.2 动态状态反馈控制器	11
2.3 静态量化器	12
2.4 闭环切换 T-S 模糊系统.....	13
2.5 重要定义和引理	14
2.6 本章小结	15
第 3 章 主要结论.....	16
3.1 系统稳定性分析与加权 H_∞ 性能分析	16
3.2 动态状态反馈控制器的设计	18
3.3 本章小结	22
第 4 章 仿真验证.....	23
4.1 仿真数例	23
4.2 仿真实例	27
4.3 本章小结	31
第 5 章 总结与展望.....	32
5.1 工作总结	32
5.2 未来展望	32

致谢.....	34
参考文献.....	35
攻读学位期间发表的学术论文.....	42

第 1 章 绪论

1.1 研究背景与研究意义

随着现代科技的快速发展，现实生活中的系统变得越来越复杂，通常存在多个相互耦合的动力学行为，难以用单一的模态方程来描述整个系统的特性。例如，汽车变速系统^[1,2]、电压转换系统^[3]、智能机器人系统^[4]、交通控制系统^[5]、飞行器控制系统^[6]等。1966 年，Witsenhausen 将由连续变量动态系统和离散事件动态系统构成的复杂动态系统称为混杂系统^[7]。切换系统的理论萌芽植根于混杂系统研究框架，其方法论体系随该领域发展逐步完善。重要转折出现在 1998 年，Antsaklis 通过专刊论述^[8]对混杂系统进行类型学重构，其中将切换系统确立为该领域的范式级研究对象。切换系统在最近的控制文献中得到了学者们的广泛研究。

切换系统的研究主要体现在以下几个方面：切换机制作为动态系统的基本特征之一，深度融入社会生产实践与复杂工程系统的全局运行框架；切换作为一种重要的科学技术，对控制理论的发展具有深远影响，并且是解决非线性问题的关键工具；切换系统的理论建构对混杂系统研究产生了范式革新效应。其通过模型降维策略，保留连续动态子系统的微分方程描述，并将离散事件驱动抽象为有限状态切换逻辑，构建了兼具混杂特征与分析可操作性的基准模型；切换系统不是各个子系统的简单叠加，而是通过切换律使系统具有更加复杂的动态特征。因此，对切换系统的研究，既为复杂系统控制理论提供了新的稳定性分析框架（如多 Lyapunov 函数方法），具有一定的理论价值，又在解决许多实际工程问题中验证了其鲁棒控制效能，具有一定的实际指导意义。

实际工程系统普遍呈现非线性本质属性，而切换系统中的切换机制通过离散事件驱动与连续动态的耦合作用使得非线性更加常见。切换非线性系统具有多个子系统、灵活的切换信号和子系统非线性等特点，这些特性增强了其在工程应用中的实际意义，但也增加了对切换系统分析的难度。Takagi 和 Sugeno 在 1985 年的文献^[9]中提出的 T-S 模糊模型为解决非线性问题提供了一种有效方法。鉴于非线性在实际工程系统中的广泛存在，研究切换非线性系统具有重要的理论意义和应用价值。

随着科学技术水平的不断发展，控制系统的规模逐渐变大、复杂程度日益提

高，像电力传输系统^[10]、航天器^[11]等，若采用传统的点对点的连接方式，将造成空间资源紧张，增加布线成本，降低系统的灵活性。在这种情况下，使用通信网络代替传统控制系统中点对点结构，实现传感器、执行器和控制器之间的互联，可以增加控制系统的灵活性和可靠性，且布线简单、易于安装和维护。网络的介入给控制系统带来许多便利的同时，也增加了许多新的问题，如网络诱导延时及丢包问题^[12]、通信约束问题^[13]、干扰问题^[14]、网络安全问题^[15]等，这些问题会影响系统的性能，甚至会导致系统不再稳定。为了实现系统稳定且具有理想的性能，需要深入研究网络控制系统的特点。综上，对于网络控制切换非线性系统的研究具有极其重要的工程意义与价值。

1.2 切换系统研究现状

在切换系统的模型中，“切换”是一个重要特征。系统每一时刻只会运行于其中某一个子系统，而子系统之间如何转换，则取决于切换规则。现在所研究的切换规则主要有：基于驻留时间、基于状态空间，同时基于驻留时间和状态空的切换规则。然而，基于状态的切换有一定的缺陷，首先其难以从全局视角分析并且也基本不能从系统整体运行时间去分析，反而基于时间的切换没有上述的问题缺陷，可以从系统整体运行时间去分析，并且更易表达。驻留时间作为受限的切换信号规则，现研究结果主要将驻留时间分为三种类型：最小驻留时间、平均驻留时间和模态依赖的驻留时间。切换系统的建模方法多元，常见的建模方法有分层结构模型^[16]、七元组模型^[17]、混合逻辑动态模型^[18]、五元组模型^[19]等。本文主要讨论基于驻留时间的切换，因此，一个典型的切换系统建模如下：

$$\delta x(t) = \mathbb{F}_{\sigma(t)}(x(t), u(t), w(t)), \quad (1-1)$$

上式中，

$$\delta x(t) = \begin{cases} \dot{x}(t), & \text{对于连续时间切换系统,} \\ x(t+1), & \text{对于离散时间切换系统.} \end{cases} \quad (1-2)$$

其中 $x(t) \in R^n$ 代表状态向量， $u(t)$ 表示控制输入， $w(t)$ 表示扰动输入。 $\mathbb{F}_{\sigma(t)}(\cdot)$ 表示非线性函数。切换信号 $\sigma(t)$ 一般为依赖于状态或时间的函数，并且是分段连续的。子系统模型和切换信号是切换系统的关键组成部分，它们在系统运行过程中

相互作用，确保系统的持续运行。由于二者的协同工作，切换系统通常呈现出复杂的动态特性。在切换系统的运行中，通常对子系统没有严格限制，既可以是全稳定的子系统，也可以是由稳定和不稳定子系统组成，或者完全由不稳定子系统构成。下面给出一个汽车自动换挡系统^[20]的应用实例，以便更好地了解切换系统。

传统的手动换挡方式需要驾驶员通过操作离合器和换挡杆来手动控制车辆的换挡过程。这种手动调整换挡的方式不仅增加了驾驶的复杂性，也可能导致疲劳和驾驶错误。自动换挡系统通过引入自动化技术，可以通过对车辆速度检测下使车辆在驾驶时自动进行换挡，提供更加舒适和便利的驾驶体验，并且通常能够更有效地管理发动机功率。通常一个自动挡汽车变速系统可以分为四个档位，每一档对应不同的速度限制范围，汽车运行在每个档位时是连续系统，可刻画为如下模型

$$\begin{cases} \dot{v} = \frac{k}{m} v^2 \operatorname{sgn}(v) - g \sin \alpha + \frac{G_{\sigma(t)}}{m} T, \\ w = G_{\sigma(t)} v, \end{cases} \quad (1-3)$$

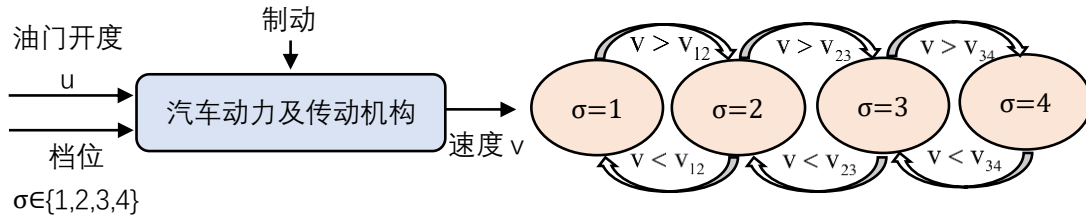


图 1-1 汽车自动换挡示意图

换挡的过程是离散的，变换函数(切换信号) σ 为

$$\sigma(t^+) = \begin{cases} i+1, & \sigma = i \neq 4 \text{ 且 } v = \frac{1}{G_i} w_{high}, \\ i, & \sigma = i+1 > 2 \text{ 且 } v = \frac{1}{G_{i+1}} w_{low}, \end{cases} \quad (1-4)$$

其中 v 为车辆当前速度， α 为路面倾斜角， k 为常量， w 为角速度， T 为发动机的转矩， w_{high} 和 w_{low} 为已知的发动机的角速度， $G_{\sigma(t)}$ 为传动齿轮的比率， $G_1 > G_2 > G_3 > G_4$ 。

系统稳定性是保障其正常运行的基础要求。对于切换系统而言，其稳定性与子系统特性并非简单对应关系。研究表明^[21]，即便包含不稳定子系统，通过合理

设计切换策略仍可实现整体稳定；相反，若切换规则不当，稳定子系统组合也可能引发失稳。当前该领域研究聚焦两类情形：任意切换信号和受约束切换信号下的稳定性问题。任意切换稳定性需同时满足两个条件，必须所有子系统自身稳定和存在统一的 Lyapunov 函数作为充分保障。学者们提出了李代数条件法^[22]、变梯度技术^[23]等构造方法，但主要适用于结构简单的系统。然而，对于复杂情形，公共 Lyapunov 函数往往难以求得，值得注意的是，即便无法找到此类函数，也不能直接判定系统失稳；公共 Lyapunov 函数的存在仅仅是切换系统在任意切换下稳定的一个充分条件。只研究任意切换信号下的稳定性已经不能满足日益复杂的系统。因此，研究受约束切换信号下的稳定性重要价值凸显。当前，受约束切换信号的限制条件通常包括时间约束（驻留时间^[24]、平均驻留时间^[25]、模态依赖的平均驻留时间^[26]）或状态空间约束^[27]。对于此类问题，常采用多 Lyapunov 函数法^[28]。例如，Zhao 等人^[29]通过构造多 Lyapunov 函数，研究了连续切换系统的稳定性；Sun 等人^[30]基于平均驻留时间方法，利用多 Lyapunov 函数技术，给出了切换时滞系统稳定的充分条件；Liu 和 Zhao^[31]则研究了考虑模态依赖的 Lyapunov 函数的切换系统有限时间稳定性问题。

在大多数研究中，为了简化分析，一般认为系统模态与控制器模态是同步的。然而，在实际系统中，不存在上述的理想状态，控制器模态与子系统模态往往都是不同步的，从而形成异步切换^[32,33]。导致异步切换的原因主要可以解释为模态识别需要时间，且数据传输中可能会产生时滞。由于模态不匹配导致异步切换的形成，从而影响了系统稳定性。所以，分析异步切换对系统稳定性的影响至关重要。Liu 和 Shen^[34]通过使用平均驻留时间的方法，研究了异步切换下的切换线性系统有限时间稳定性问题。Xiang 和 Wang^[35]对同步和异步区间进行了划分，并构造了多 Lyapunov 函数，给出了异步切换下非线性不确定切换时滞系统稳定的充分条件。为了进一步减少保守性，Xiang 等人^[36]通过分析模态相关的驻留时间，研究了同步和异步区间的情况，提出了切换时滞系统的时滞相关稳定性判据。

1.3 非线性系统研究现状

非线性动态特性普遍存在于工程实践中，从国防科技（如飞行器控制、船舶

导航)到民生领域(如智能制造、物流调度),绝大多数实际系统均呈现本质非线性。近年来,非线性系统分析与控制作为自动化学科的核心课题,已取得系列突破性进展。主流研究方法涵盖滑模控制、微分几何分析、Lyapunov 稳定性理论等^[37]。相较于允许叠加原理应用的线性系统,非线性系统因该原理失效导致分析方法更为复杂,且多数线性系统理论无法直接推广应用,尤其在大范围动态调控时更为突出。为此,研究者常采用两类线性化策略:其一是在工作点邻域内进行局部线性近似;其二是通过 T-S 模糊模型、分段仿射系统或线性变参数形式等结构化转换,使传统线性理论得以延伸应用。鉴于上述背景,下文将重点梳理 T-S 模糊系统的研究进展。

T-S 模糊系统自从首次被引入控制领域以来^[9],便广泛被认为是一种有效的非线性系统逼近模型。通过一系列“如果-那么”规则表示局部线性系统输入与输出的关系,并利用隶属函数将这些局部系统平滑整合,最终构建一个整体的模糊线性系统。由于 T-S 模糊模型能够在任意精度下逼近任意光滑的非线性系统^[38,39],其研究成为非线性系统领域的一个重要方向。过去二十多年,关于 T-S 模糊系统的研究取得了显著成果,相关文献如^[38-42]所示。专著^[39]中提出了闭环系统的稳定性条件和控制器设计方法,介绍了并行分布式补偿机制以用于控制器设计,并对 T-S 模糊系统的分析、综合及应用等问题进行了系统性的阐述。对于 T-S 模糊系统的分析与综合问题,可以参见文献^[43-48]。文献^[43]定义了二次型 Lyapunov 函数并采用试错法求解控制器;文献^[44]为二阶 T-S 模糊系统提供了构造公共 Lyapunov 矩阵的方案;文献^[45]通过数字化方法构建了公共 Lyapunov 矩阵,并通过凸优化问题解决获得稳定条件。然而,由于公共 Lyapunov 矩阵需要满足不同模糊规则下的不等式约束,这一要求往往过于严格,特别是在系统非线性强或结构复杂时,难以找到满足所有条件的 Lyapunov 函数。因此,研究者们通过增加 Lyapunov 矩阵对动态的依赖性来减轻分析和综合条件的保守性,典型成果如文献^[49]中的分段 Lyapunov 函数,以及文献^[50]中基于模糊规则的 Lyapunov 函数。这些方法通过扩展 Lyapunov 矩阵变量的选择空间,降低了保守性。值得注意的是,无法直接比较这两种 Lyapunov 函数的保守性高低^[51],因为它们的表现取决于模糊空间的区域划分及模糊规则的数量。此外,采用冗余矩阵^[52]和自由权矩阵^[53]等方法,也能进一步减轻分析与综合过程中的保守性。文献^[52]研究了在时滞系统中如何引

入冗余矩阵,以提高系统的鲁棒性和容错性。文献^[53]介绍了一种基于自由权矩阵的时滞系统稳定性分析方法,简化了时滞系统稳定性条件的推导,使得稳定性条件更加宽松,并且可以有效处理不确定性和扰动。文献^[54]在分析 T-S 模糊系统时,考虑了时变时滞的影响,并引入了依赖于当前模糊规则的 Lyapunov-Krasovskii 泛函和冗余矩阵,从而使得系统的稳定性分析、控制设计及状态估计的综合条件更加宽松。除了稳定性与控制综合问题外,许多实际系统中存在不可直接观测的状态变量,这一问题引起了广泛的关注,如文献^[51]和^[55]及其引用的相关研究。此外,考虑到外部扰动的情况下,关于 T-S 模糊系统的状态估计问题也取得了诸多重要成果,包括 H_∞ 状态估计^[56]、 l_2-l_∞ 状态估计^[57]、异步状态估计^[58]、分布式状态估计^[59]等。总的来说,针对 T-S 模糊系统的控制与状态估计研究,其核心思路是通过并行分布式补偿(PDC)框架构建控制器及状态观测器。该方法本质上是将复杂的非线性系统分解为多个线性子系统的加权融合,从而将非线性控制问题转化为线性系统的组合优化问题。由于线性系统理论已形成完善的分析体系,这种“非线性全局逼近+线性局部处理”的范式显著降低了研究难度。具体而言,PDC 架构通过线性子系统的协同设计,实现了对原非线性控制器/观测器的全局近似表达。因此,基于 T-S 模糊模型的分析与综合方法对于非线性系统既具实用性,又具有直观性。

1.4 网络控制系统研究现状

在数字化技术持续突破的推动下,网络化控制系统逐步形成完整理论体系,其融合通信协议、分布式计算与控制算法的技术架构,已深度渗透智能制造(如工业物联网)与精密控制(如无人系统集群)等前沿领域,成为现代控制工程研究的核心议题。网络化控制系统是通过网络链路作为传输媒介来实现控制的系统,该系统将控制器、传感器和执行器连接在一起,已成为继集中控制和集散控制之后,工业控制领域的一次重要变革^[60]。该系统因其具有安装和实现成本低、可靠性高、布线少等优点,受到了广泛关注。然而,网络本身存在一些缺陷,如网络时滞^[61]、数据丢失^[62]、数据乱序^[63]和信号量化^[64]等,这些问题会影响网络的通信能力,使得网络化控制系统表现为一个多模态切换系统^[65]。针对网络化控制系统的研究可分为两类:一是通过网络进行控制,二是对网络进行控制,两类研究

虽路径相异，但均以维持通信与控制联合系统的全局稳定性为终极目标，降低网络缺陷带来的负面影响，确保网络化控制系统的良好性能。

在传统反馈控制系统中，传感器输出信号直接传输至控制器，经控制算法处理后生成的控制指令随即被传送至执行机构。与之不同，网络控制系统通常以连续动态系统为被控对象，通过数字控制处理器实现闭环调控。在该架构下，所有信号均需经由模数/数模转换通道进行传输，这使得信号在抵达下一网络节点前必须经过量化处理。考虑到通信信道带宽的物理限制，为有效压缩数据包体积并降低信道传输负荷，信号在进入网络传输前需完成量化编码过程。网络节点之前，传输的信号必须经过量化处理。由于通信信道容量是有限容的，为了减轻数据包的大小，减小信道传输压力，在数据传输之前必须对其进行量化处理。然而，由于信号量化前和量化后存在着量化误差，可能会对系统性能造成不良影响，因此研究网络控制系统的信号量化问题对现代工业具有较大的意义。

在早期的量化研究中，Kalman^[66]研究了采样数据控制系统中的量化效应，并指出对稳定控制器使用有限字母量化器进行量化会导致反馈系统出现极限环和混沌现象。随后，量化研究的重点主要集中在对量化效应的理解和减缓其影响上。量化可以根据其所在位置分为输入量化和输出量化，并且可以分为静态量化和动态量化两种形式。相比于动态量化器，静态量化器在原点附近具有更好的性能。

综上所述，切换非线性系统的成果多关于非网络控制系统，考虑量化网络控制切换非线性系统的研究还较少，这也是本文研究的意义。

1.5 本文主要研究内容

本文主要针对量化输入的网络控制切换非线性系统，考虑在离散时间情况下的具有系统不确定性和控制器非脆弱性的动态状态反馈异步控制问题。在稳定性、加权 H_∞ 性能分析和动态状态反馈控制器设计等方面进行了研究，并取得了一定的成果。各章的主要内容和结论如下：

第一章为绪论，首先讨论了网络控制切换非线性系统的研究背景与研究意义，详细介绍了切换系统、非线性系统、网络控制系统等方面的概述以及研究现状。由此确定了本文的研究目标与研究内容。此外，在本章最后给出了本文主要研究内容以及后续推导涉及的符号说明。

第二章为问题描述，提出了本文研究问题所依据的数学模型，主要包括不确定切换 T-S 系统模型、动态状态反馈控制器模型、静态量化器模型以及闭环切换 T-S 系统模型。这些数学模型的构建为问题分析和结论推导提供了有效的方法，从而增强了结论的说服力。此外，本章节还列出了主要结论推导过程中所需的重要定义与引理。

第三章为主要结论，主要包括两部分内容：首先，通过对系统稳定性和加权 H_∞ 性能的分析，得出了本文的主要结论定理 3.1，并通过数学推导证明了该结论的理论正确性；其次，针对动态状态反馈控制器的设计，得出了本文的第二个主要结论定理 3.2，并同样通过数学推导证明了其理论正确性。

第四章为仿真验证，主要研究通过两个仿真示例验证所得结论的有效性与实用性。第一个仿真例子考虑了一个包含两个子系统和两条模糊规则的切换系统，并给定了动态状态反馈控制器设计所需的参数。通过应用定理 3.2，不仅满足了切换系统的稳定性和性能要求，还求解得到了所设计的动态状态反馈控制器的增益，验证了结论的有效性。第二个实例涉及隧道二极管电路系统的实际应用，通过对该系统进行建模并应用定理 3.2，同样满足了系统的稳定性和性能要求，并得到了设计的动态状态反馈控制器增益，进一步验证了结论的实用性。

第五章为总结与展望，阐述了本论文的创新点与具体工作，并对本课题未来的发展方向进行了深入探讨，提出了进一步研究的重点领域和可能的改进措施，为后续的研究工作指明了方向，并为相关领域的研究者提供了有益的参考。

1.6 符号说明

1. R^n 表示 n 维的欧式空间;
2. A^T 表示矩阵 A 的转置;
3. 符号 $He\{B\}$, 表示 $B+B^T$;
4. 符号 diag 表示对角矩阵;
5. 符号“*”用于标记对称矩阵中对称位置的转置元素;
6. 符号 $\text{Prob}\{*\}$ 表示 * 事件出现的概率;
7. 符号 $E\{*\}$ 表示 * 的数学期望;
8. 字符 I 和 O 分别表示单位矩阵和零矩阵;
9. 符号“ $\|\cdot\|$ ”表示某个向量的欧几里得范数;
10. 函数 $\text{ceil}[*]$ 表示对实数 * 向上取整;
11. $P > 0 (\geq 0, < 0, \leq 0)$ 表示矩阵 P 定义为正的(定义为半正的、定义为负的、定义为半负的);
12. 在全文中未特殊说明的矩阵均具有相容的维度。

第 2 章 问题描述

2.1 不确定切换 T-S 模糊系统

本文研究了具有不确定性的非线性系统, 用以下不确定切换 T-S 模糊系统表示:

第 $\sigma(k)$ 个子系统的第 m 个模糊规则: IF $s_1^{\sigma(k)}(k)$ is $N_{1m}^{\sigma(k)}$ and ... and $s_\theta^{\sigma(k)}(k)$ is $N_{\theta m}^{\sigma(k)}$, THEN

$$\begin{cases} x(k+1) = (A_{\sigma(k)m} + \Delta_{A_{\sigma(k)m}})x(k) + (B_{\sigma(k)m} + \Delta_{B_{\sigma(k)m}})\bar{u}(k) + G_{\sigma(k)m}w(k), \\ z(k) = (E_{\sigma(k)m} + \Delta_{E_{\sigma(k)m}})x(k) + (F_{\sigma(k)m} + \Delta_{F_{\sigma(k)m}})\bar{u}(k) + H_{\sigma(k)m}w(k), \end{cases} \quad (2-1)$$

其中 $x(k) \in \mathcal{R}^{n_x}$ 是状态向量, $z(k) \in \mathcal{R}^{n_z}$ 是受控输出信号, $w(k) \in \mathcal{R}^{n_w}$ 是属于 $l_2[0, \infty)$ 空间的外部扰动, $\bar{u}(k) \in \mathcal{R}^{n_u}$ 表示量化后的输入向量。分段时间常数函数 $\sigma(k): [0, \infty) \rightarrow \mathcal{Z} = \{1, 2, \dots, \mathcal{M}\}$ 称为切换信号, 其中 $\mathcal{M}$ 表示子系统的数量。对于给定的切换序列 $0 = k_0 < k_1 < \dots < k_s < \dots$ 在任何地方总是连续的。这里 k 属于一个无限的时间间隔 $[0, 1, 2, \dots]$ 。当 $k \in [k_s, k_{s+1})$ 时, $\sigma(k_s)$ 子系统正在运行。为了简单起见, 在本章节的后续部分中, 让 $\sigma(k_s) = i$ ($i \in \mathcal{Z}$)。在本章中, 假设当前使用的子系统是已知的。在 (2-1) 中, $s_1^i(k), \dots, s_\theta^i(k)$ 是前提变量, $N_{\rho m}^i$ ($\rho = 1, \dots, \theta$) 是模糊集 ($m = 1, \dots, r$), 其中 r 是模糊规则的数量。

A_{im} 、 B_{im} 、 G_{im} 、 E_{im} 、 F_{im} 和 H_{im} 是具有适当维度的已知实常数矩阵。此外, $\Delta_{A_{im}}(k)$ 、 $\Delta_{B_{im}}(k)$ 、 $\Delta_{E_{im}}(k)$ 和 $\Delta_{F_{im}}(k)$ 是用于描述系统扰动不确定性的未知实常数矩阵, 这些扰动被认为是具有范数有界值的函数。其不确定性用以下列形式表示

$$\begin{bmatrix} \Delta_{A_{im}}(k) & \Delta_{B_{im}}(k) \\ \Delta_{E_{im}}(k) & \Delta_{F_{im}}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{im1} \\ M_{im2} \end{bmatrix} \Delta_f(k) \begin{bmatrix} N_{im1} & N_{im2} \end{bmatrix}, \quad (2-2)$$

其中, 假设不确定性矩阵 $\Delta_f(k)$ 满足条件 $\Delta_f^T(k)\Delta_f(k) < I$, 以及 M_{im1} 、 M_{im2} 、 N_{im1} 和 N_{im2} 是已知的常数矩阵。

令 $s^i(k) = [s_1^i(k), \dots, s_\theta^i(k)]$, 通过进行去模糊化, 得到第 i 个子系统的最终模糊模, 可表示如下:

$$\begin{cases} x(k+1) = \tilde{A}_i(k)x(k) + \tilde{B}_i(k)\bar{u}(k) + G_i(k)w(k), \\ z(k) = \tilde{E}_i(k)x(k) + \tilde{F}_i(k)\bar{u}(k) + H_i(k)w(k), \end{cases} \quad (2-3)$$

其中 $\mathcal{U}_i(k) = \mathcal{U}_i(k) + \Delta_{\mathcal{U}_i}$, $\mathcal{U}_i(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))\mathcal{U}_{im}$ 和 $\Delta_{\mathcal{U}_i}(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))\Delta_{\mathcal{U}_{im}}$

($\mathcal{U} = A, B, G, E, F, H$)。此外, 对于归一化隶属函数 $h_{im}(s(k))$ 需要满足

$$h_{im}(s(k)) = \frac{v_{im}(k)}{\sum_{m=1}^r v_{im}(k)}, \quad v_{im}(k) = \prod_{\rho=1}^{\theta} N_{\rho m}^i(s_{\rho}^i(k)), \quad (2-4)$$

其中 $N_{\rho m}^i(s_{\rho}^i(k))$ 表示 $s_{\rho}^i(k)$ 在模糊集 $N_{\rho m}^i$ 的隶属度。假设

$$v_{im}(k) \geq 0, \quad \sum_{m=1}^r v_{im}(k) \geq 0, \quad m=1, \dots, r, \quad (2-5)$$

则归一化隶属函数具有以下条件

$$h_{im}(s(k)) \geq 0, \quad \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k)) = 1. \quad (2-6)$$

2.2 动态状态反馈控制器

异步切换就是控制器与其匹配子系统之间的切换存在滞后。由于子系统 $\sigma(k_s)$ 具有一个运行时间间隔 $[k_s, k_{s+1})$, 考虑异步后可以将该时间间隔分为 $K_{\uparrow}(k_s, k_{s+1})$ 和 $K_{\downarrow}(k_s, k_{s+1})$ 两部分。具体来说, $K_{\uparrow}(k_s, k_{s+1}) = [k_s, k_s + \bar{k}_s)$ 表示子系统 $\sigma(k_s)$ 使用与其不匹配的控制器运行的异步周期。符号 $\bar{k}_s$ ($0 < \bar{k}_s < k_{s+1} - k_s$) 用于表示系统切换的那一刻, 与之匹配的控制器不会立即切换, 并且两者之间存在滞后。 $K_{\downarrow}(k_s, k_{s+1}) = [k_s + \bar{k}_s, k_{s+1}]$ 表示子系统 $\sigma(k_s)$ 与其匹配控制器一起运行的同步周期。

因此, 在考虑异步切换的情况下, 构造如下模型依赖的动态状态反馈控制器

$$\begin{cases} x_c(k+1) = \tilde{A}_{cj}(k)x_c(k) + \tilde{B}_{cj}(k)u(k), \\ u(k) = \tilde{C}_{cj}(k)x_c(k) + \tilde{D}_{cj}(k)x(k), & k \in K_{\uparrow}(k_s, k_{s+1}), \\ x_c(k+1) = \tilde{A}_{ci}(k)x_c(k) + \tilde{B}_{ci}(k)u(k), \\ u(k) = \tilde{C}_{ci}(k)x_c(k) + \tilde{D}_{ci}(k)x(k), & k \in K_{\downarrow}(k_s, k_{s+1}), \end{cases} \quad (2-7)$$

其中 ($n=i, j$)

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{cn}(k) &= A_{cn} + \Delta_{A_{cn}}(k), & \tilde{B}_{cn}(k) &= B_{cn} + \Delta_{B_{cn}}(k), \\ \tilde{C}_{cn}(k) &= C_{cn} + \Delta_{C_{cn}}(k), & \tilde{D}_{cn}(k) &= D_{cn} + \Delta_{D_{cn}}(k). \end{aligned}$$

在(2-7)中, $x_c(k) \in \mathcal{R}^{n_x}$ 是控制器的状态向量和, A_{cn} 、 B_{cn} 、 C_{cn} 和 D_{cn} 表示需要设计的控制器增益, 它们都是实常数矩阵。假设未知矩阵 $\Delta_{A_{cn}}(k)$ 、 $\Delta_{B_{cn}}(k)$ 、 $\Delta_{C_{cn}}(k)$ 和 $\Delta_{D_{cn}}(k)$ 是范数有界的, 可表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta_{A_{cn}}(k) & \Delta_{B_{cn}}(k) \\ \Delta_{C_{cn}}(k) & \Delta_{D_{cn}}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O_{n1} \\ O_{n2} \end{bmatrix} \Delta_c(k) \begin{bmatrix} Q_{n1} & Q_{n2} \end{bmatrix}, \quad (2-8)$$

其中 $\Delta_c(k)$ 是不确定性矩阵满足 $\Delta_c^T(k)\Delta_c(k) < I$ 以及 O_{n1} 、 O_{n2} 、 Q_{n1} 和 Q_{n2} 是已知的实常数矩阵。

2.3 静态量化器

由于设计的控制器和物理设备之间通信信道传输容量的限制, 因此采用静态量化器 $Q_u(u(k))$ 对控制输入 $u(k)$ 进行量化, 然后传输到系统(2-3)。静态量化器描述如下

$$\bar{u}(k) = Q_u(u(k)). \quad (2-9)$$

$Q_u(\cdot)$ 表示静态对数且时不变量化器。因此, 设定本章的控制输入信号 $u(k)$ 具有以下量化级别

$$U = \{\pm q_{uc}, q_{uc} = \varrho_{uc} q_{u0}, c = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\} \cup \{\pm q_{u0}\} \cup \{0\}, \quad (2-10)$$

其中 $0 < \varrho_{uc} < 1$ 表示量化密度, 且 $q_{u0} > 0$ 。

量化器的函数定义为

$$Q_u(\rho) = \begin{cases} q_{uc}, & \frac{1}{1+\varpi_u} q_{uc} < \rho \leq \frac{1}{1-\varpi_u} q_{uc}, \\ 0, & \rho = 0, \\ -Q_u(-\rho), & \rho < 0. \end{cases} \quad (2-11)$$

式中 ϖ_u 表示扇形边界, 定义为

$$\varpi_u = \frac{1-\varrho_{uc}}{1+\varrho_{uc}}. \quad (2-12)$$

本章节采用文献^[67]中提出的扇区边界法来处理量化误差, 因此可将量化误差表示为

$$\bar{u}(k) - u(k) = \Delta_u(k)u(k), \quad (2-13)$$

其中

$$\begin{cases} \Delta_u(k) = \text{diag}\{\Delta_u^1(k), \dots, \Delta_u^{n_u}(k)\}, \\ \Delta_u^b(k) \in [-\varpi_u^b, \varpi_u^b], \quad b = 1, \dots, n_u. \end{cases} \quad (2-14)$$

因此, 根据公式 (2-13), 可以得到下列等式

$$\bar{u}(k) = (I + \Delta_u(k))u(k), \quad (2-15)$$

其中

$$|\Delta_u(k)| \leq T_u, T_u = \text{diag}\{\varpi_u^1, \dots, \varpi_u^{n_u}\}. \quad (2-16)$$

说明 2.1: 在上式中, 符号 $|\Delta_u(k)|$ 表示对矩阵 $\Delta_u(k)$ 中的元素取绝对值, 利用文献^[67]中关于扇区边界的方法, 量化误差 $|\Delta_u(k)|$ 可以被建模为一种范数有界不确定性, 即可利用鲁棒技术有效地处理量化带来的影响。

2.4 闭环切换 T-S 模糊系统

定义 $x_{cl}(k) = [x^T(k), x_c^T(k)]^T$, 并结合公式(2-3)和公式(2-7)可得到下列闭环切换 T-S 模糊系统:

$$\begin{cases} x_{cl}(k+1) = \bar{A}_{clij}(k)x_{cl}(k) + \bar{G}_{cli}(k)\omega(k), \\ z(k) = \bar{E}_{clij}(k)x_{cl}(k) + \bar{H}_{cli}(k)\omega(k), \end{cases} \quad k \in K_{\uparrow}(k_s, k_{s+1}), \quad (2-17)$$

$$\begin{cases} x_{cl}(k+1) = \bar{A}_{clii}(k)x_{cl}(k) + \bar{G}_{cli}(k)\omega(k), \\ z(k) = \bar{E}_{clii}(k)x_{cl}(k) + \bar{H}_{cli}(k)\omega(k), \end{cases} \quad k \in K_{\downarrow}(k_s, k_{s+1}),$$

其中 $(n=i, j)$

$$\bar{A}_{clinm}(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))A_{clinm}, \quad \bar{E}_{clinm}(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))E_{clinm},$$

$$\bar{G}_{cli}(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))G_{clinm}, \quad \bar{H}_{cli}(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(s(k))H_{clinm},$$

$$A_{clinm} = \begin{bmatrix} \mathbb{A}_{im} + \mathbb{B}_{im}Y_D & \mathbb{B}_{im}Y_C \\ \tilde{B}_{cn} & \tilde{A}_{cn} \end{bmatrix}, \quad E_{clinm} = [\mathbb{E}_{im} + \mathbb{F}_{im}Y_D \quad \mathbb{F}_{im}Y_C],$$

$$\mathbb{A}_{im} = A_{im} + \Delta_{A_{im}}, \quad \mathbb{B}_{im} = B_{im} + \Delta_{B_{im}}, \quad H_{clinm} = H_{im}, \quad G_{clinm} = \begin{bmatrix} G_{im} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbb{E}_{im} = E_{im} + \Delta_{E_{im}}, \quad \mathbb{F}_{im} = F_{im} + \Delta_{F_{im}}, \quad Y_D = (I + \Delta_u(k))\tilde{D}_{cn}, \quad Y_C = (I + \Delta_u(k))\tilde{C}_{cn}.$$

说明 2.2: 文献^[68]解决了一类离散时间非线性切换系统的 H_{∞} 滤波问题。本文讨论了与控制器设计相对应的 H_{∞} 控制问题。并且与之不同的是, 本文中考虑了

异步情况，并且包含了系统的不确定性。

说明 2.3: 本文旨在设计用于切换 T-S 模糊系统的 H_∞ 控制器，系统动力学模型和控制器增益都存在不确定性。具体来说，我们还在控制器设计中考虑了量化的影响，以提高我们提出的方法的通用性和实用性。

2.5 重要定义和引理

定义 2.1^[25]: 考虑对于任意切换信号，如果存在标量 $k_0 < k < K$ ， $N_0 > 0$ ， $\tau_a > 0$ 满足以下不等式

$$N_{\sigma(k)}(k, K) \leq N_0 + \frac{K - k}{\tau_a}, \quad (2-18)$$

其中 $N_{\sigma(k)}(k, K)$ 表示切换信号 $\sigma(k)$ 在时间间隔 $[k, K)$ 内的切换次数，则称 $\sigma(k)$ 具有平均驻留时间 τ_a (N_0 表示颤振边界)。

定义 2.2^[69]: 针对离散时间系统，如果在零初始条件下，对于给定的常数 $\gamma > 0$ 和 $0 < \alpha < 1$ ，满足

$$\sum_{k=k_0}^{\infty} (1 - \alpha)^k z^T(k) z(k) \leq \gamma^2 \sum_{k=k_0}^{\infty} \omega^T(k) \omega(k), \quad (2-19)$$

其中 $\omega(k) \in l_2[0, \infty)$ 。则称系统具有规定的加权 H_∞ 性能指标 γ 。

引理 2.1(Schur 补)^[70]: 给定对称矩阵 $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12}^T & S_{22} \end{bmatrix}$ ，其中 S_{11} 是 $r \times r$ 维的，

下面三个条件等价：

- (1) $S < 0$;
- (2) $S_{11} < 0$, $S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0$;
- (3) $S_{22} < 0$, $S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$.

引理 2.2^[71]: 令 $\mathcal{L} = \mathcal{L}^T$ ， $\mathcal{L}_1$ 和 $\mathcal{L}_2$ 都是给定矩阵且具有适当的维度。对于 $\forall \mathcal{F}$ 满足 $\mathcal{F}^T \mathcal{F} \leq I$ 的矩阵，成立以下不等式：

$$\mathcal{L} + \mathcal{L}_1 \mathcal{F} \mathcal{L}_2 + \mathcal{L}_2^T \mathcal{F}^T \mathcal{L}_1^T < 0, \quad (2-20)$$

当且仅当存在一个标量 $\nu > 0$ 使得:

$$\mathcal{L} + \nu \mathcal{L}_1 \mathcal{L}_1^T + \nu^{-1} \mathcal{L}_2^T \mathcal{L}_2 < 0. \quad (2-21)$$

2.6 本章小结

本章节给出了本文所研究问题的数学模型，主要有不确定切换 T-S 系统模型，动态状态反馈控制器模型，静态量化器模型以及闭环切换 T-S 系统模型。这些数学模型的建立为分析问题、得出结论提供了有效途径，使得结论更具说服力。除此之外，还给出了下一章节主要结论证明过程中用到的重要定义与引理。

第 3 章 主要结论

3.1 系统稳定性分析与加权 H_∞ 性能分析

为了更好地分析系统的稳定性和 H_∞ 性能指标，现给出以下引理：

引理 3.1^[69]：考虑式(2-17)的闭环切换 T-S 模糊系统，并给定已知参数 $0 < \alpha < 1$ ， $\beta \geq 0$ 和 $\mu > 1$ 。如果函数 $V_{\sigma(k)}(x(k)) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ 且 $V_{\sigma(k_0)}(x(k_0)) \equiv 0$ 是正定连续可微，对于 $\forall(i, j) \in \mathcal{Z} \times \mathcal{Z}$ 满足不等式

$$V_i(x(k_s)) \leq \mu V_j(x(k_s)), \quad k = k_s, \quad (3-1)$$

和

$$\Delta V_i(x(k)) \leq \begin{cases} \beta V_i(x(k)) - \Gamma(k), & \forall k \in K_\uparrow(k_s, k_{s+1}), \\ -\alpha V_i(x(k)) - \Gamma(k), & \forall k \in K_\downarrow(k_s, k_{s+1}), \end{cases} \quad (3-2)$$

其中 $\Gamma(k) = z^T(k)z(k) - \gamma^2 \omega^T(k)\omega(k)$ ，以及任意切换信号满足

$$\tau_a \geq \text{ceil}[\tau_a^*] = \text{ceil}[-\{k_M[\ln(1+\beta) - \ln \bar{\alpha}] + \ln \mu\} / \ln \bar{\alpha}], \quad (3-3)$$

其中 $\bar{\alpha} = 1 - \alpha$, $k_M \triangleq \max_s K_\uparrow(k_{s+1} - k_s)$, $\forall s \in \mathbb{N}$ 函数 $\text{ceil}[c]$ 表示取不小于实数 c 的一个整数。那么式(2-17)的闭环切换 T-S 模糊系统是全局一致渐进稳定的，且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。

基于引理 3.1，切换 T-S 模糊系统的稳定性充分条件可以从以下定理得出。

定理 3.1：考虑式(2-17)中的闭环切换 T-S 模糊系统，并给定已知参数 $0 < \alpha < 1$ ， $\beta \geq 0$ ， $\gamma > 0$ 和 $\mu > 1$ 。对于 $\forall(i, j) \in \mathcal{Z} \times \mathcal{Z}$ 如果存在正定矩阵 P_i 和 P_j 满足条件

$$\begin{bmatrix} -(1+\beta)P_i & 0 & A_{clijm}^T & E_{clijm}^T \\ * & -\gamma^2 I & G_{clim}^T & H_{clim}^T \\ * & * & -P_i^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0, \quad \forall k \in K_\uparrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-4)$$

$$\begin{bmatrix} -(1-\alpha)P_i & 0 & A_{cliim}^T & E_{cliim}^T \\ * & -\gamma^2 I & G_{clim}^T & H_{clim}^T \\ * & * & -P_i^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0, \quad \forall k \in K_\downarrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-5)$$

和

$$P_i < \mu P_j, \quad k = k_s. \quad (3-6)$$

那么公式(2-17)中的闭环切换 T-S 模糊系统是全局一致渐进稳定的, 且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。

证明: 为闭环系统(2-17)考虑如下的 Lyapunov 函数

$$V_i(x_{cl}(k)) = x_{cl}^T(k)P_i x_{cl}(k). \quad (3-7)$$

通过(3-7)可以得到下列不等式

$$\begin{aligned} & \Delta V_i(x_{cl}(k)) - \beta V_i(x_{cl}(k)) + \Gamma(k) \\ &= \Delta V_i(x_{cl}(k)) - \beta V_i(x_{cl}(k)) + z^T(k)z(k) - \gamma^2 \omega^T(k)\omega(k) \\ &\leq x_{cl}^T(k)\tilde{\Omega}_{ij}x_{cl}(k), \end{aligned} \quad (3-8)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{\Omega}_{ij} &= \sum_{m=1}^r h_m(s(k))\Omega_{ijm}, \\ \Omega_{ijm} &= \begin{bmatrix} A_{clijm}^T P_i A_{clijm} - (1+\beta)P_i + E_{clijm}^T E_{clijm} & A_{clijm}^T P_i G_{clim} + E_{clijm}^T H_{clim} \\ * & G_{clim}^T P_i G_{clim} + H_{clim}^T H_{clim} - \gamma^2 I \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

不等式(3-4)依据 Schur 补定理可以得到结论 $\tilde{\Omega}_{ij} < 0$, 因此从不等式(3-8)可以得到

$$\Delta V_i(x_{cl}(k)) - \beta V_i(x_{cl}(k)) + \Gamma(k) < 0, \quad \forall k \in K_\uparrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-9)$$

同样地, 可以得到下列不等式

$$\begin{aligned} & \Delta V_i(x_{cl}(k)) + \alpha V_i(x_{cl}(k)) + \Gamma(k) \\ &= \Delta V_i(x_{cl}(k)) + \alpha V_i(x_{cl}(k)) + z^T(k)z(k) - \gamma^2 \omega^T(k)\omega(k) \\ &\leq x_{cl}^T(k)\tilde{\Omega}_{ii}x_{cl}(k), \end{aligned} \quad (3-10)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{\Omega}_{ii} &= \sum_{m=1}^r h_m(s(k))\Omega_{iim}, \\ \Omega_{iim} &= \begin{bmatrix} A_{cliim}^T P_i A_{cliim} - (1-\alpha)P_i + E_{cliim}^T E_{cliim} & A_{cliim}^T P_i G_{clim} + E_{cliim}^T H_{clim} \\ * & G_{clim}^T P_i G_{clim} + H_{clim}^T H_{clim} - \gamma^2 I \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

不等式(3-5)依据 Schur 补定理可以得到结论 $\tilde{\Omega}_{ii} < 0$, 因此从不等式(3-10)可以得到

$$\Delta V_i(x_{cl}(k)) + \alpha V_i(x_{cl}(k)) + \Gamma(k) < 0, \quad \forall k \in K_\downarrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-11)$$

分别在(3-6)两侧乘以 $x_{cl}^T(k)$ 和 $x_{cl}(k)$, 可以得到下列不等式

$$V_i(x_{cl}(k_s)) \leq \mu V_j(x_{cl}(k_s)), \quad k = k_s. \quad (3-12)$$

因此引理 2.1 中的(3-1)和(3-2)可以通过不等式(3-9), (3-11)和(3-12)来证明。基于上述结果, 在切换信号满足(3-3)的情况下, 闭环切换 T-S 模糊系统(2-17)是

全局一致渐进稳定的，且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。证明完成。

3.2 动态状态反馈控制器的设计

本小节讨论了动态状态反馈控制器的设计问题。对于求解动态状态反馈控制器的困难主要有两个部分，一是在切换系统(2-17)中的矩阵 $\bar{A}_{clij}(k)$ ， $\bar{E}_{clij}(k)$ ， $\bar{A}_{cli}(k)$ 和 $\bar{E}_{cli}(k)$ 中包含三种类型的不确定性，需要先消除这三种不确定性才能获得基于 LMI 的控制器设计条件；另一个是由于控制器的增益矩阵与矩阵 P_i 之间的耦合，使得直接求解控制器较为困难。

为了解耦乘积项并设计理想的控制器，本小节定义了以下矩阵

$$\begin{aligned} K_{cj} &= \begin{bmatrix} B_{cj} & A_{cj} \\ D_{cj} & C_{cj} \end{bmatrix}, K_{ci} = \begin{bmatrix} B_{ci} & A_{ci} \\ D_{ci} & C_{ci} \end{bmatrix}, \mathcal{A}_{im} = \begin{bmatrix} \mathbb{A}_{im} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{M}_{im1} = \begin{bmatrix} M_{im1} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ \bar{B}_{im} &= \begin{bmatrix} B_{im} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathcal{B}_{im} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbb{B}_{im}(I + \Delta_u(k)) \\ I & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{G}_{im} = \begin{bmatrix} G_{im} \\ 0 \end{bmatrix}, O_n = \begin{bmatrix} O_{n1} \\ O_{n2} \end{bmatrix}, \\ I_1 &= \begin{bmatrix} 0_{n_u \times n_c} & I_{n_u} \end{bmatrix}, \mathcal{N}_{im1} = \begin{bmatrix} N_{im1} & 0 \end{bmatrix}, \mathcal{N}_{im2} = \begin{bmatrix} 0 & N_{im2} \end{bmatrix}, \\ Q_n &= \begin{bmatrix} Q_{n2} & Q_{n1} \end{bmatrix} (n=i, j), \mathbb{K}_{ci} = K_{ci} + O_i \Delta_c Q_i, \mathbb{K}_{cj} = K_{cj} + O_j \Delta_c Q_j, \\ \mathcal{E}_{im} &= \begin{bmatrix} \mathbb{E}_{im} & 0 \end{bmatrix}, \bar{F}_{im} = \begin{bmatrix} 0 & F_{im} \end{bmatrix}, \mathcal{F}_{im} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbb{F}_{im}(I + \Delta_u(k)) \end{bmatrix}, \mathcal{H}_{im} = H_{im}. \end{aligned} \quad (3-13)$$

根据式(3-13)的定义，闭环切换 T-S 模糊系统(2-17)中的矩阵可以被改写为

$$\begin{aligned} A_{clijm} &= \mathcal{A}_{im} + \mathcal{B}_{im} \mathbb{K}_{cj}, \quad A_{cliim} = \mathcal{A}_{im} + \mathcal{B}_{im} \mathbb{K}_{ci}, \\ E_{clijm} &= \mathcal{E}_{im} + \mathcal{F}_{im} \mathbb{K}_{cj}, \quad E_{cliim} = \mathcal{E}_{im} + \mathcal{F}_{im} \mathbb{K}_{ci}. \end{aligned} \quad (3-14)$$

根据式(3-13)和(3-14)，增益矩阵 A_{cliim} 和 E_{cliim} 被整合在一个矩阵 K_{ci} 中。基于这种变换，下文将介绍一种解耦技术。

定理 3.2: 对于闭环切换 T-S 模糊系统(2-17)，给定已知标量 $0 < \alpha < 1$ ， $\beta \geq 0$ ， $\gamma > 0$ 和 $\mu > 1$ ，对于 $\forall(i, j) \in \mathcal{Z} \times \mathcal{Z}$ ，如果存在正定矩阵 R_i ， R_j ，非奇异矩阵 W_i ， W_j ，矩阵 S_i ， S_j ，标量 $\eta > 0$ ， $\xi > 0$ ， $\nu > 0$ ， $\varepsilon > 0$ ， $\delta > 0$ 和 $\varsigma > 0$ 存在，且满足不等式

$$\Pi_{ijm} < 0, \quad 1 \leq m \leq r, \quad \forall k \in K_\uparrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-15)$$

$$\Xi_{iim} < 0, \quad 1 \leq m \leq r, \quad \forall k \in K_\downarrow(k_s, k_{s+1}), \quad (3-16)$$

和

$$R_j - \mu R_i < 0, \quad (3-17)$$

其中

$$\Pi_{ijm} = \begin{bmatrix} \Theta_{11} & 0 & \Theta_{13} & \Theta_{14} & 0 & S_j^T I_1^T & 0 & \Theta_{18} & 0 & W_j^T Q_j^T \\ * & -\gamma^2 I & \mathcal{G}_{im}^T & \mathcal{H}_{im}^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -R_i & 0 & \eta \bar{B}_{im} T_u & 0 & \xi \mathcal{M}_{im1} & 0 & \Theta_{39} & 0 \\ * & * & * & -I & \eta F_{im} T_u & 0 & \xi M_{im2} & 0 & \nu \bar{F}_{im} O_j & 0 \\ * & * & * & * & -\eta I & 0 & 0 & \eta T_u^T N_{im2}^T & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -\eta I & 0 & 0 & \nu I_1 O_j & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\xi I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -\xi I & \nu \mathcal{N}_{im2} O_j & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & -\nu I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & * & -\nu I \end{bmatrix},$$

$$\Theta_{13} = W_j^T \begin{bmatrix} A_{im} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T + S_j^T \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T, \Theta_{39} = \nu \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix} O_j,$$

$$\Theta_{11} = (1 + \beta)(-W_j^T - W_j + R_i), \Theta_{14} = W_j^T [E_{im} \quad 0]^T + S_j^T \bar{F}_{im}^T, \Theta_{18} = W_j^T \mathcal{N}_{im1}^T + S_j^T \mathcal{N}_{im2}^T,$$

$$\Xi_{iim} = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & 0 & \Lambda_{13} & \Lambda_{14} & 0 & S_i^T I_1^T & 0 & \Lambda_{18} & 0 & W_i^T Q_i^T \\ * & -\gamma^2 I & \mathcal{G}_{im}^T & \mathcal{H}_{im}^T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -R_i & 0 & \varepsilon \bar{B}_{im} T_u & 0 & \delta \mathcal{M}_{im1} & 0 & \Lambda_{39} & 0 \\ * & * & * & -I & \varepsilon F_{im} T_u & 0 & \delta M_{im2} & 0 & \varsigma \bar{F}_{im} O_i & 0 \\ * & * & * & * & -\varepsilon I & 0 & 0 & \varepsilon T_u^T N_{im2}^T & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & -\varepsilon I & 0 & 0 & \varsigma I_1 O_i & 0 \\ * & * & * & * & * & * & -\delta I & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -\delta I & \varsigma \mathcal{N}_{im2} O & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & -\varsigma I & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & * & * & -\varsigma I \end{bmatrix},$$

$$\Lambda_{13} = W_i^T \begin{bmatrix} A_{im} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T + S_i^T \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T, \Lambda_{39} = \varsigma \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix} O_i,$$

$$\Lambda_{11} = (1 - \alpha)(-W_i^T - W_i + R_i), \Lambda_{14} = W_i^T [E_{im} \quad 0]^T + S_i^T \bar{F}_{im}^T, \Lambda_{18} = W_i^T \mathcal{N}_{im1}^T + S_i^T \mathcal{N}_{im2}^T.$$

那么对于满足(3-3)的任何切换信号，闭环切换 T-S 模糊系统(2-17)是全局一致渐进稳定的，且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。此外，可得式(2-7)中动态状态反馈控制器的增益矩阵

$$K_{cj} = S_j W_j^{-1}, \quad K_{ci} = S_i W_i^{-1}. \quad (3-18)$$

证明：当 $k \in K_\uparrow(k_s, k_{s+1})$ ，为了消除矩阵 A_{clijm}^T 和 E_{clijm}^T 中的不确定性，需要先将矩阵中不确定性分离出来，然后再消除。根据引理 2.2，为消除量化误差 $\Delta_u(k)$ ，不等式(3-4)被改写为

$$\Psi + He \left\{ \mathcal{A} \frac{\Delta_u(k)}{T_u} \mathcal{B} \right\} < 0, \quad (3-19)$$

其中

$$\Psi = \begin{bmatrix} -(1+\beta)P_i & 0 & \bar{\Theta}_{13} & \bar{\Theta}_{14} \\ * & -\gamma^2 I & \mathcal{G}_{im}^T & \mathcal{H}_{im}^T \\ * & * & -P_i^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix}, \quad \mathcal{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left[\mathbb{B}_{im} \right] T_u \\ 0 \\ \mathbb{F}_{im} T_u \end{bmatrix},$$

$$\mathcal{B} = \begin{bmatrix} I_1 \mathbb{K}_{cj} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{\Theta}_{13} = \mathcal{A}_{im}^T + \mathbb{K}_{cj}^T \begin{bmatrix} 0 & \mathbb{B}_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \bar{\Theta}_{14} = \mathcal{E}_{im}^T + \mathbb{K}_{cj}^T \begin{bmatrix} 0 & \mathbb{F}_{im} \end{bmatrix}^T.$$

在式(2-16)的基础上, 当且仅当标量 $\eta > 0$ 存在且满足下列不等式

$$\Psi + \eta \mathcal{A} \mathcal{A}^T + \eta^{-1} \mathcal{B}^T \mathcal{B} < 0. \quad (3-20)$$

则不等式(3-20)可以利用引理 2.2 和 Schur 补引理得到下列不等式

$$\begin{bmatrix} \Psi & \begin{bmatrix} \eta \mathcal{A} & \mathcal{B}^T \end{bmatrix} \\ * & -\eta I \end{bmatrix} < 0. \quad (3-21)$$

接着, 用消除量化误差 $\Delta_u(k)$ 同样的方法消除(3-21)中的不确定性 $\Delta_f(k)$ 和 $\Delta_c(k)$ 。

首先消除不确定性 $\Delta_f(k)$ 可以得到下列不等式

$$\begin{bmatrix} \Phi & \begin{bmatrix} \xi \mathcal{U} & \mathcal{V}^T \end{bmatrix} \\ * & -\xi I \end{bmatrix} < 0, \quad (3-22)$$

其中

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Psi_1 & \begin{bmatrix} \eta \mathcal{A}_1 & \mathcal{B}^T \end{bmatrix} \\ * & -\eta I \end{bmatrix}, \quad \mathcal{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \bar{B}_{im} T_u \\ F_{im} T_u \end{bmatrix}, \quad \Psi_1 = \begin{bmatrix} -(1+\beta)P_i & 0 & \hat{\Theta}_{13} & \hat{\Theta}_{14} \\ * & -\gamma^2 I & \mathcal{G}_{im}^T & \mathcal{H}_{im}^T \\ * & * & -P_i^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix},$$

$$\hat{\Theta}_{13} = \begin{bmatrix} A_{im} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T + \mathbb{K}_{cj}^T \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \hat{\Theta}_{14} = \begin{bmatrix} E_{im} & 0 \end{bmatrix}^T + \mathbb{K}_{cj}^T \bar{F}_{im}^T,$$

$$\mathcal{U} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathcal{M}_{im1}^T & M_{im2}^T & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathcal{V} = \begin{bmatrix} \mathcal{N}_{im1} + \mathcal{N}_{im2} \mathbb{K}_{cj} & 0 & 0 & 0 & \eta N_{im2} T_u & 0 \end{bmatrix}.$$

至此, 只剩下不确定性 $\Delta_c(k)$ 在式(3-22), 使用同样的方法消除不确定性 $\Delta_c(k)$ 后得到下列不等式

$$\begin{bmatrix} \Xi & [\nu \mathcal{X} & \mathcal{Y}^T] \\ * & -\nu I \end{bmatrix} < 0, \quad (3-23)$$

其中

$$\begin{aligned} \Xi &= \begin{bmatrix} \Phi_1 & [\xi \mathcal{U} & \mathcal{V}_1^T] \\ * & -\xi I \end{bmatrix}, \quad \Phi_1 = \begin{bmatrix} \Psi_2 & [\eta \mathcal{A}_1 & \mathcal{B}_1^T] \\ * & -\eta I \end{bmatrix}, \\ \Psi_2 &= \begin{bmatrix} -(1+\beta)P_i & 0 & \bar{\Theta}_{13} & \bar{\Theta}_{14} \\ * & -\gamma^2 I & \mathcal{G}_{im}^T & \mathcal{H}_{im}^T \\ * & * & -P_i^{-1} & 0 \\ * & * & * & -I \end{bmatrix}, \quad \bar{\Theta}_{13} = \begin{bmatrix} A_{im} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T + K_{cj}^T \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T, \\ \bar{\Theta}_{14} &= \begin{bmatrix} E_{im} & 0 \end{bmatrix}^T + K_{cj}^T \bar{F}_{im}^T, \quad \mathcal{Y} = \begin{bmatrix} Q_j & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathcal{B}_1 &= \begin{bmatrix} I_1 K_{cj} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{V}_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{N}_{im1} + \mathcal{N}_{im2} K_{cj} & 0 & 0 & 0 & \eta N_{im2} T_u & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathcal{X} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & O_j^T \begin{bmatrix} 0 & B_{im} \\ I & 0 \end{bmatrix}^T & O_j^T \bar{F}_{im}^T & 0 & O_j^T I_1^T & 0 & O_j^T \mathcal{N}_{im2}^T \end{bmatrix}^T. \end{aligned}$$

现在, 为了消除式(3-23)中的矩阵 P_i^{-1} 以及得到控制器的增益, 定义下列两个新的矩阵

$$R_i = P_i^{-1}, \quad (3-24)$$

和

$$S_j = K_{cj} W_j. \quad (3-25)$$

考虑到 $(W_j^T - R_i^T) R_i^{-1} (W_j - R_i) \leq 0$ 和 $R_i > 0$ 可以得到

$$-W_j^T R_i^{-1} W_j \leq -W_j^T - W_j + R_i, \quad (3-26)$$

根据式(3-24), 矩阵 P_i 和 P_i^{-1} 可以被 R_i^{-1} 和 R_i 替换。使用 $\text{diag}\{W_j^T, I, I, I, I, I, I, I\}$, 对式(3-23)再结合(3-25)和(3-26)进行等效变换, 可以得到式(3-15)中的 Π_{ijm} 。

因此, 不等式(3-15)的成立保证了不等式(3-4)的成立。同样的方法证明不等式(3-15)的成立保证了不等式(3-5)的成立。从式(3-24)可以得到式(3-17)保证了不等式(3-6)。因此, 如果不等式(3-15)-(3-17)成立, 则对于满足(3-3)的任何切换信号, 闭环切换 T-S 模糊系统(2-17)是全局一致渐进稳定的, 且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。证明完成。

说明 3.1: 在传统 H_∞ 控制中, 所研究的系统只加入了外部干扰, 系统参数和

控制器增益都没有考虑不确定性的影响。然而，对于弹性 H_∞ 控制来说，除了外部干扰，系统参数和控制器增益都包含不确定因素。因此，与传统控制相比，设计弹性控制器能更好地反映不确定性对系统和控制器的影响。

说明 3.2: 定理 3.2 中的每个参数 (α 、 β 、 γ 和 μ) 都有其物理意义。参数 α 和 β 分别代表切换系统在同步阶段和异步阶段启动时 Lyapunov 函数的衰减率和发散率。由切换行为引起的增长率界限表示为 μ 。这些标量在实际操作中可以设定在适当的范围内，从而增强方案的灵活性。

说明 3.3: 对于每个子系统，定理 3.2 都给出了获取动态状态反馈控制器增益矩阵的方法。此外，考虑具有非线性和异步切换的系统更为普遍和困难。本章得出的结论也可用于研究线性切换系统或具有同步切换的切换系统。本文仍有不足之处，如控制器和 Lyapunov 没有考虑 T-S 模糊、计算的复杂性，以及使用 LMI 的解耦方法存在一定的保守性等。因此，在接下来的工作中将结合上述不足对网络控制系统中存在的问题做进一步研究。

3.3 本章小结

本章节主要分为两部分：一是对系统稳定性与加权 H_∞ 性能的分析得出本文主要结论之一的定理 3.1，通过数学证明验证了所得结论的理论正确性；二是对动态状态反馈控制器的设计得出本文第二个主要结论定理 3.2，同样通过数学证明验证了所得结论的理论正确性。

第 4 章 仿真验证

本章节通过一个数值仿真与实例仿真验证定理 3.2 中所设计异步弹性 H_∞ 控制器的有效性与实用性。

4.1 仿真数例

考虑下列有两个子系统的切换 T-S 模糊系统，每个子系统有两条模糊规则。每个子系统的参数如下

子系统 1

$$\begin{aligned} A_{11} &= \begin{bmatrix} 1.3 & 0.4 \\ 0.2 & 0.1 \end{bmatrix}, B_{11} = \begin{bmatrix} 0.5 & 0 \\ 1.3 & 0.4 \end{bmatrix}, G_{11} = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, E_{11} = [0.3 \quad 0.5], \\ A_{12} &= \begin{bmatrix} 1.2 & 0.4 \\ 0.3 & 0.1 \end{bmatrix}, B_{12} = \begin{bmatrix} 0.6 & 0 \\ 1.2 & 0.5 \end{bmatrix}, G_{12} = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.2 \end{bmatrix}, E_{12} = [0.2 \quad 0.6], \\ F_{11} &= [0.2 \quad 0.2], F_{12} = [0.3 \quad 0.3], H_{11} = 0.1, H_{12} = 0.15. \end{aligned}$$

子系统 2

$$\begin{aligned} A_{21} &= \begin{bmatrix} 1.2 & -0.3 \\ -0.4 & -0.1 \end{bmatrix}, B_{21} = \begin{bmatrix} 1 & 0.8 \\ 0 & 1.3 \end{bmatrix}, G_{21} = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.3 \end{bmatrix}, E_{21} = [0.4 \quad 0.6], \\ A_{22} &= \begin{bmatrix} 1.1 & -0.5 \\ -0.3 & -0.2 \end{bmatrix}, B_{22} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 \\ 0 & 1.5 \end{bmatrix}, G_{22} = \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.2 \end{bmatrix}, E_{22} = [0.2 \quad 0.5], \\ F_{21} &= [0.2 \quad 0.3], F_{22} = [0.3 \quad 0.2], H_{21} = 0.4, H_{22} = 0.3. \end{aligned}$$

给定式(2-2)和式(2-8)中的参数如下

$$\begin{aligned} M_{111} &= \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.2 \end{bmatrix}, M_{112} = 0.6, N_{111} = [0.2 \quad 0.4], N_{112} = [0.2 \quad 0.2], O_{11} = \begin{bmatrix} -0.2 \\ -0.3 \end{bmatrix}, \\ M_{121} &= \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.3 \end{bmatrix}, M_{122} = 0.5, N_{121} = [0.2 \quad 0.3], N_{122} = [0.3 \quad 0.3], O_{12} = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, \\ M_{211} &= \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.15 \end{bmatrix}, M_{212} = 0.1, N_{211} = [0.2 \quad 0.2], N_{212} = [0.2 \quad 0.1], O_{21} = \begin{bmatrix} 0.1 \\ -0.1 \end{bmatrix}, \\ M_{221} &= \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, M_{222} = 0.2, N_{221} = [0.3 \quad 0.3], N_{222} = [0.1 \quad 0.2], O_{22} = \begin{bmatrix} -0.1 \\ 0.1 \end{bmatrix}, \\ Q_{11} &= [0.1 \quad -0.2], Q_{12} = [-0.3 \quad 0.1], Q_{21} = [0.2 \quad 0.3], Q_{22} = [0.1 \quad 0.2]. \end{aligned}$$

选取归一化隶属度函数为

$$\begin{cases} h_{11}(k) = \frac{1 + \cos(x_1(k))}{2}, & h_{12}(k) = 1 - h_{11}(k), \\ h_{21}(k) = \frac{1 + \sin(x_1(k))}{2}, & h_{22}(k) = 1 - h_{21}(k). \end{cases}$$

首先，扰动输入设为 $w(k) = 2\cos(k)e^{-0.3k}$ 。各子系统在开环条件下的状态响应曲线如图 4-1 所示，显然两个子系统都是不稳定的。

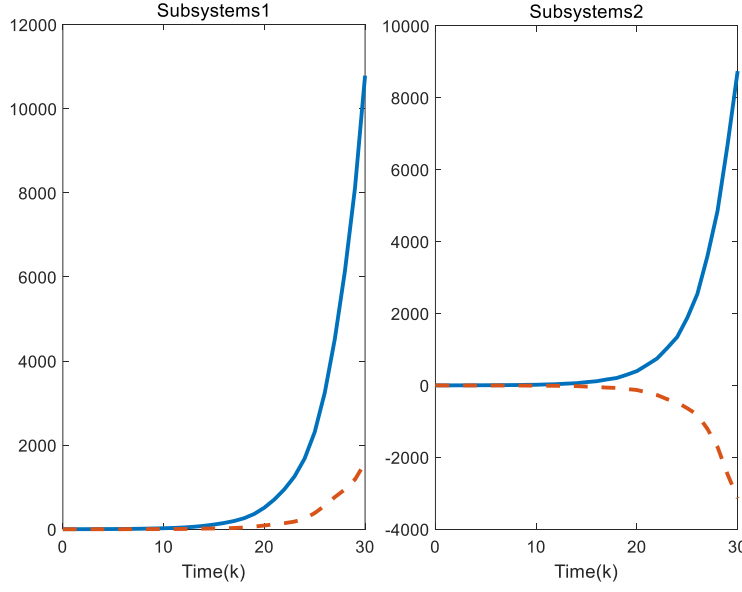


图 4-1 开环条件下子系统的状态响应

然后。为了通过定理 3.2 设计动态状态反馈控制器，定理 3.2 中的其他标量选取为 $\alpha = 0.1, \beta = 0.1, \gamma = 2, \mu = 1.2$ 。此外，基于式(3-3)切换信号需要满足 $\tau_a^* = 5.5397$ 且 $k_M = 2$ 。因此，切换系统的平均驻留时间设为 $\tau_a = 6$ 。应用定理 3.2，确保系统(2-17)是全局一致渐进稳定的，且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 的动态状态反馈控制器就可以被获得。存在于式(2-2)和式(2-8)中的不确定性参数分别被设为 $\Delta_f = 0.5\cos(k)$ 和 $\Delta_c = 0.3\sin(k)$ 以及 $\Delta_u = 0.2\sin(k)$ 其中 $T_u = 0.2$ 。此时，通过使用 LMI 工具箱，不等式(3-15)和(3-16)中的未知矩阵及标量就可被求得如下

$$R_1 = \begin{bmatrix} 0.5623 & -0.2402 & 0.2856 & -0.1046 \\ -0.2402 & 0.5732 & -0.3652 & -0.0423 \\ 0.2856 & -0.3652 & 4.1565 & 0.8508 \\ -0.1046 & -0.0423 & 0.8508 & 6.6299 \end{bmatrix}, \quad \eta = 1.8997,$$

$$R_2 = \begin{bmatrix} 0.6022 & -0.1688 & 0.2745 & -0.1108 \\ -0.1688 & 0.4867 & -0.3045 & -0.0485 \\ 0.2745 & -0.3045 & 4.3409 & 0.6201 \\ -0.1108 & -0.0485 & 0.6201 & 6.3048 \end{bmatrix}, \quad \xi = 0.2930,$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} 0.5643 & -0.2171 & 0.2948 & 0.0693 \\ -0.2129 & 0.5074 & -0.3253 & -0.0995 \\ 0.2737 & -0.3875 & 7.4585 & 0.3623 \\ -0.1056 & -0.0954 & 0.2685 & 9.6265 \end{bmatrix}, \quad \nu = 0.6780,$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0.5758 & -0.2037 & 0.2822 & -0.0106 \\ -0.2049 & 0.5091 & -0.3450 & -0.1121 \\ 0.2515 & -0.3822 & 6.1101 & 2.5996 \\ -0.1517 & -0.1396 & 2.5360 & 13.4508 \end{bmatrix}, \quad \varepsilon = 1.0288,$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0.3025 & -0.1003 & 0.1753 & -0.2802 \\ -0.0996 & 0.0661 & -0.0612 & 0.0198 \\ -0.3568 & -0.0654 & -0.0431 & 0.2289 \\ 0.0802 & 0.2046 & -0.1817 & -0.3654 \end{bmatrix}, \quad \delta = 0.4713,$$

$$S_2 = \begin{bmatrix} 0.3083 & -0.0984 & 0.1246 & -0.2490 \\ -0.1072 & 0.0412 & -0.0237 & 0.0878 \\ -0.3833 & 0.0178 & -0.1255 & 0.1937 \\ 0.0172 & 0.1658 & -0.1339 & -0.2321 \end{bmatrix}, \quad \varsigma = 0.4125.$$

由式(3-18)可得动态状态反馈控制器增益为

$$K_{c1} = \begin{bmatrix} B_{c1} & A_{c1} \\ D_{c1} & C_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5391 & 0.0303 & 0.0047 & -0.0329 \\ -0.1509 & 0.0668 & 0.0005 & 0.0038 \\ -0.8057 & -0.4652 & 0.0049 & 0.0246 \\ 0.3434 & 0.5335 & -0.0134 & -0.0344 \end{bmatrix},$$

$$K_{c2} = \begin{bmatrix} B_{c2} & A_{c2} \\ D_{c2} & C_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5353 & 0.0191 & 0.0045 & -0.0188 \\ -0.1815 & 0.0120 & 0.0027 & 0.0060 \\ -0.7551 & -0.2683 & -0.0061 & 0.0127 \\ 0.1647 & 0.3863 & -0.0021 & -0.0135 \end{bmatrix}.$$

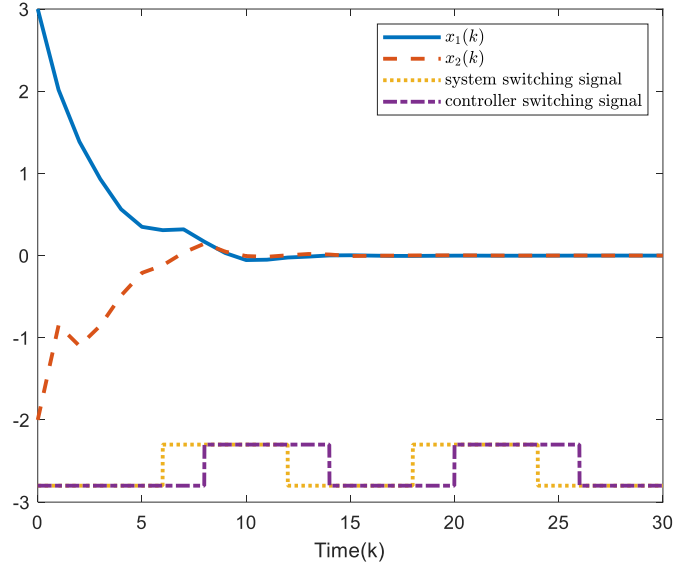


图 4-2 切换 T-S 系统的状态响应

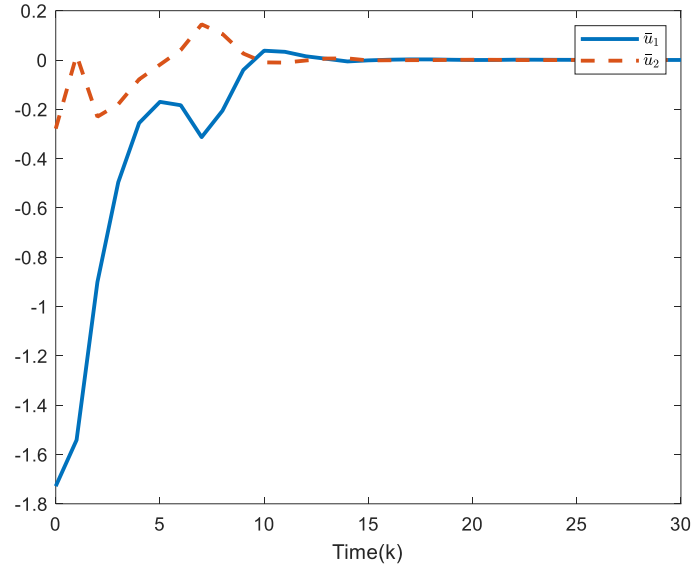


图 4-3 量化控制输入

为了证明通过定理 3.2 设计的动态状态反馈控制器的有效性，假设初始条件为 $x_{cl}(k_0) = [3, -2, 0, 0]^T$ ，具有输入量化系统(2-17)的状态响应曲线如图 4-2 所示。显然，系统的状态是渐近稳定的。此外，量化后的输入曲线如图 4-3 所示。因此，分析上述曲线可以很好的证明本文提出的输入量化的异步弹性 H_∞ 控制器的设计方法的有效性。

4.2 仿真实例

为了说明动态状态反馈控制器设计方法的实用性,本小节给出了一个有关隧道二极管电路系统的实际例子^[72]。隧道二极管电路系统的连续时间动态方程描述如下

$$I(t) = -0.2U(t) - 0.01U^3(t), \quad (4-1)$$

其中, $U(t)$ 和 $I(t)$ 分别代表隧道二极管的电压和电流。隧道二极管电路的动态方程可以用 $x_1(t) = U(t)$ 和 $x_2(t) = I(t)$ 得到, 如下所示:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \frac{0.2}{C} x_1(t) + \frac{0.01}{C} x_1^3(t) + \frac{1}{C} x_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = -\frac{1}{L} x_1(t) + \frac{R}{L} x_2(t) + \frac{1}{L} u(t), \end{cases} \quad (4-2)$$

其中, $C=0.1F$ 为电容, $L=1H$ 为电感, R 为电阻, 可在 $R_1=1\Omega(i=1)$ 和 $R_2=2\Omega(i=2)$ 之间切换, 切换假定采用 ADT 切换机制。为了处理非线性项 $0.01x_1^3(t)$, 我们选择两个局部线性模型, 并认为 $x_1(t) \in [-3, 3]$ 。然后, 可以得到以下 T-S 模糊模型

Plant Rule $\mathcal{R}_1^i$: IF $x_1(t)$ is o , THEN

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}_{11}x(t) + \tilde{B}_{11}x(t). \quad (4-3)$$

Plant Rule $\mathcal{R}_2^i$: IF $x_1(t)$ is ± 3 , THEN

$$\dot{x}(t) = \tilde{A}_{12}x(t) + \tilde{B}_{12}x(t). \quad (4-4)$$

其中

$$\begin{aligned} \tilde{B}_{11} = \tilde{B}_{12} = \tilde{B}_{21} = \tilde{B}_{22} &= [0 \quad 1]^T, \\ \tilde{A}_{11} &= \begin{bmatrix} 2 & 10 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \tilde{A}_{12} = \begin{bmatrix} 2.9 & 10 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}, \tilde{A}_{21} = \begin{bmatrix} 2 & 10 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}, \tilde{A}_{22} = \begin{bmatrix} 2.9 & 10 \\ -1 & -2 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

以及隶属度函数为

$$\begin{aligned} h_{11}(x_1(t)) &= \begin{cases} 1 - (x_1(t))^2 / 9, & -3 \leq x_1(t) \leq 3, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases} \\ h_{12}(x_1(t)) &= 1 - h_{11}(x_1(t)), \quad i = 1, 2. \end{aligned} \quad (4-5)$$

利用式(4-5)中的隶属度函数, 将切换 T-S 模糊系统离散化, 采样时间为 $T=0.2s$, 考虑输入量化, 并假设干扰存在, 可以得到以下离散时间不确定切换

T-S 模糊系统:

$$\begin{cases} x(k+1) = \sum_{m=1}^r h_{im}(x_1)[(A_{im} + \Delta_{A_{im}})x(k) + (B_{im} + \Delta_{B_{im}})\bar{u}(k) + G_{im}w(k)], \\ z(k) = \sum_{m=1}^r h_{im}(x_1)[(E_{im} + \Delta_{E_{im}})x(k) + (F_{im} + \Delta_{F_{im}})\bar{u}(k) + H_{im}w(k)], \end{cases} \quad (4-6)$$

其中

$$\begin{aligned} A_{11} &= \begin{bmatrix} 1.2530 & 2.0980 \\ -0.2098 & 0.6236 \end{bmatrix}, A_{12} = \begin{bmatrix} 1.5150 & 2.3200 \\ -0.2320 & 0.6101 \end{bmatrix}, \\ A_{21} &= \begin{bmatrix} 1.2670 & 1.9210 \\ -0.1921 & 0.4982 \end{bmatrix}, A_{22} = \begin{bmatrix} 1.5300 & 2.1300 \\ -0.2130 & 0.4859 \end{bmatrix}, \\ B_{11} &= \begin{bmatrix} 0.2083 \\ 0.1681 \end{bmatrix}, B_{12} = \begin{bmatrix} 0.2225 \\ 0.1675 \end{bmatrix}, B_{21} = \begin{bmatrix} 0.1960 \\ 0.1529 \end{bmatrix}, B_{22} = \begin{bmatrix} 0.2096 \\ 0.1523 \end{bmatrix}, \\ G_{11} &= G_{12} = G_{21} = G_{22} = [0.01 \quad 0.01]^T, \quad F_{11} = F_{12} = F_{21} = F_{22} = 0.1, \\ E_{11} &= E_{12} = E_{21} = E_{22} = [0.01 \quad 0.01], \quad H_{11} = H_{12} = H_{21} = H_{22} = 0.05. \end{aligned}$$

公式(2-2)中的常数矩阵设为

$$\begin{aligned} M_{111} &= \begin{bmatrix} 0.3 \\ 0.2 \end{bmatrix}, M_{112} = 0.6, N_{111} = [0.2 \quad 0.4], \\ M_{121} &= \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.3 \end{bmatrix}, M_{122} = 0.5, N_{121} = [0.2 \quad 0.3], \\ M_{211} &= \begin{bmatrix} 0.1 \\ 0.15 \end{bmatrix}, M_{212} = 0.1, N_{211} = [0.2 \quad 0.2], \\ M_{221} &= \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix}, M_{222} = 0.2, N_{221} = [0.3 \quad 0.3], \\ N_{112} &= N_{122} = N_{212} = N_{222} = 0.2. \end{aligned}$$

公式(2-8)中描述控制器中出现的摄动的常数矩阵为

$$\begin{aligned} O_{11} &= \begin{bmatrix} -0.2 \\ -0.3 \end{bmatrix}, Q_{11} = [0.1 \quad -0.2], O_{12} = 0.2, Q_{12} = [-0.3 \quad 0.1], \\ O_{21} &= \begin{bmatrix} 0.1 \\ -0.1 \end{bmatrix}, Q_{21} = [0.2 \quad 0.3], O_{22} = -0.1, Q_{22} = [0.1 \quad 0.2]. \end{aligned}$$

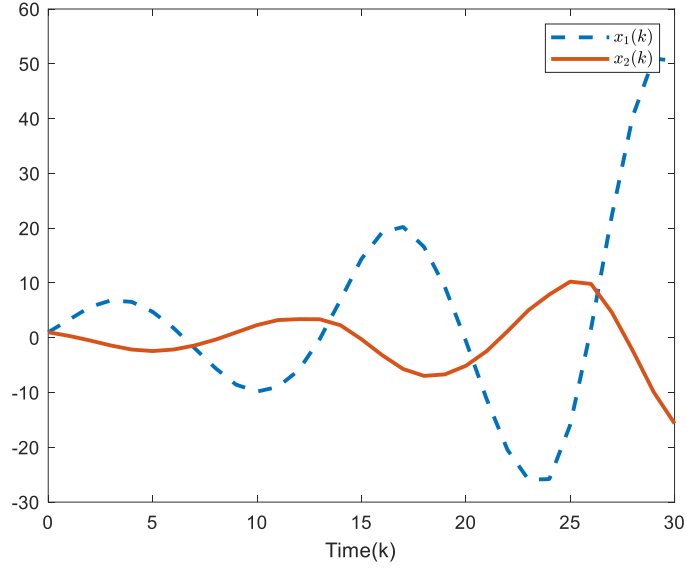


图 4-4 无控制输入的系统状态响应

首先，扰动输入设为 $w(k) = 3\cos(k)e^{-0.3k}$ 。从图 4-4 中不难发现，没有控制输入的离散时间不确定切换 T-S 模糊系统(4-6)的每个子系统都是不稳定的。为了通过定理 3.2 设计动态状态反馈控制器稳定系统(4-6)，定理 3.2 中的其他标量选取为 $\alpha = 0.1, \beta = 0.1, \gamma = 2, \mu = 1.2$ 。量化误差 $\Delta_u(k) = 0.2\sin(k)$ ，参数为 $T_u = 0.2$ 。求解定理 3.2 中的不等式(3-15)-(3-17)，可以得到以下解：

$$R_1 = \begin{bmatrix} 6.7429 & -2.4933 & 2.0181 & -2.6095 \\ -2.4933 & 1.8165 & -1.3501 & 0.7532 \\ 2.0181 & -1.3501 & 77.7695 & 1.7324 \\ -2.6095 & 0.7532 & 1.7324 & 85.9017 \end{bmatrix}, \quad \eta = 82.5721,$$

$$R_2 = \begin{bmatrix} 6.1131 & -2.2957 & 1.7736 & -2.3366 \\ -2.2957 & 1.6680 & -1.2038 & 0.6684 \\ 1.7736 & -1.2038 & 78.4608 & 1.2238 \\ -2.3366 & 0.6684 & 1.2238 & 85.3733 \end{bmatrix}, \quad \xi = 1.4122,$$

$$W_1 = \begin{bmatrix} 6.8602 & -2.5372 & 0.6850 & -0.3981 \\ -2.5371 & 1.8462 & -0.3753 & 0.1365 \\ 1.9163 & -1.3004 & 78.0726 & 0.8097 \\ -2.5275 & 0.7143 & 0.7585 & 82.0496 \end{bmatrix}, \quad \nu = 22.8634,$$

$$W_2 = \begin{bmatrix} 6.5329 & -2.4411 & 0.3065 & -0.5453 \\ -2.4452 & 1.8893 & -0.2777 & 0.0687 \\ 1.8522 & -1.2677 & 78.1233 & 0.6761 \\ -2.4072 & 0.6948 & 0.9174 & 82.1082 \end{bmatrix}, \quad \varepsilon = 52.6726,$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 2.0060 & -0.6088 & 0.1520 & -0.1385 \\ -1.7446 & 0.0836 & -0.2291 & 0.0915 \\ 1.5567 & -4.6455 & 0.6461 & -0.0535 \end{bmatrix}, \quad \delta = 1.3638,$$

$$S_2 = \begin{bmatrix} 1.7987 & -0.5353 & 0.0693 & -0.1501 \\ -1.9002 & 0.0954 & 0.0459 & 0.3187 \\ 0.3719 & -4.4238 & 0.6247 & 0.3595 \end{bmatrix}, \quad \zeta = 27.3562.$$

由式(3-18)可得动态状态反馈控制器增益为

$$K_{c1} = \begin{bmatrix} B_{c1} & A_{c1} \\ D_{c1} & C_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3465 & 0.1463 & -0.0004 & -0.0002 \\ -0.4831 & -0.6198 & -0.0017 & -0.0002 \\ -1.4311 & -4.4835 & -0.0007 & -0.0001 \end{bmatrix},$$

$$K_{c2} = \begin{bmatrix} B_{c2} & A_{c2} \\ D_{c2} & C_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3279 & 0.1403 & 0.0001 & 0.0002 \\ -0.5263 & -0.6296 & 0.0004 & 0.0009 \\ -1.5881 & -4.3935 & -0.0014 & -0.0025 \end{bmatrix}.$$

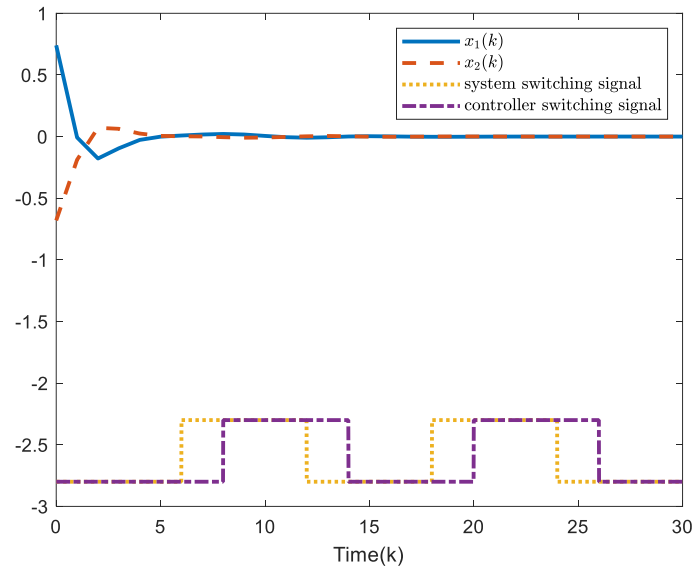


图 4-5 量化控制输入的系统状态响应

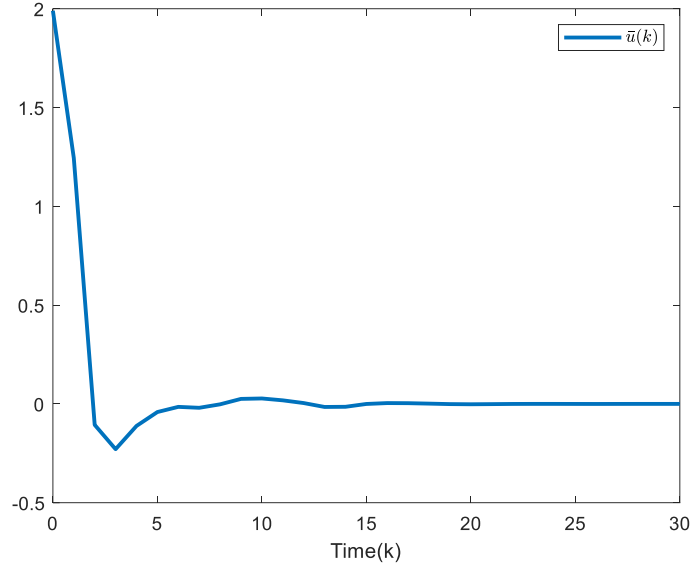


图 4-6 量化控制输入曲线

为了证明通过定理 3.2 设计的动态状态反馈控制器的实用性, 假设初始条件为 $x(0)=[0.74, -0.68]^T$, $x_c(0)=[0, 0]^T$, 系统和控制器的不确定性扰动设定为 $\Delta_f = 0.5\cos(k)$ 和 $\Delta_c = 0.3\sin(k)$ 。此外, 根据公式(3-3), 所产生的切换信号需要满足时间间隔 $\tau_a^* = 5.5397$, 其中 $k_M = 2$ 。因此, 系统的 ADT 设置为 $\tau_a = 6$ 。具有量化控制输入和异步切换的离散时间不确定切换 T-S 模糊系统 (4-6) 的仿真曲线如图 4-5 和 4-6 所示。图 4-5 中绘制了系统 (4-6) 的状态响应, 说明了所研究系统的渐近稳定性。系统 (4-6) 的量化控制输入如图 4-6 所示。因此, 本节的仿真实例验证了所设计的动态状态反馈控制器的实用性。

4.3 本章小结

本章主要通过两个仿真例子验证所得结论的有效性与实用性。第一个数例仿真给定有两个子系统且两条模糊规则的切换系统的参数且给定动态状态反馈控制器设计所需的参数, 通过定理 3.2 既满足了切换系统稳定与性能要求, 又求得了本文所设计的动态状态反馈控制器增益, 验证了所得结论的有效性。第二个给出了一个有关隧道二极管电路系统的实际例子, 通过系统建模后应用定理 3.2 同样满足了系统稳定与性能的要求, 得到了设计的动态状态反馈控制器增益, 验证了所得结论的实用性。

第 5 章 总结与展望

5.1 工作总结

随着切换系统、非线性系统和网络控制系统普遍而广泛的应用，专家学者们对此展开了卓有成效的探索。本论文主要对网络控制切换非线性系统中的动态状态反馈控制问题进行了研究。与前人工作相比，本论文的主要创新点提现在：

- 1.研究了具有输入量化的不确定离散时间切换 T-S 模糊系统的异步弹性 H_∞ 动态状态反馈控制问题，设计的动态状态反馈控制器能满足更多规格。
- 2.三种不确定性被同时考虑，即系统的不确定性，控制器增益摄动引起的不确定性和输入量化引起的不确定性。
- 3.推导了设计动态状态反馈控制器增益的一般条件，并以严格的 LMI 形式表示。

具体工作内容如下：

研究了量化输入的离散时间不确定切换 T-S 模糊系统的异步弹性 H_∞ 控制器设计问题。在切换 T-S 模糊系统中，使用已知的 T-S 模糊模型来表示每个子系统。量化误差采用扇形边界法求得。通过引入一些有用的辅助标量和使用 ADT 方法，以 LMI 的形式给出了量化输入的离散时间不确定切换 T-S 模糊系统的弹性 H_∞ 控制器设计要求。保证了我们所研究的系统是全局一致渐进稳定的，且带有一个加权 H_∞ 性能指标 γ 。在这样的条件下，控制器的增益以及 H_∞ 控制器参数可以通过求解这些 LMI 方便地得到。最后，我们通过一个实际例子验证了控制器设计方法有效性和实用性。

5.2 未来展望

本论文主要针对离散时间下的不确定切换 T-S 模糊系统，考虑了输入量化，讨论了异步切换，非脆弱控制器的情况。然而解决非线性问题不止 T-S 模糊方法，针对不同的非线性系统采取不同的解决办法可能会更加有效，对非线性问题的研究还有待深入；此外，对于切换系统在切换规则方面，本论文采用平均驻留时间仍可进一步探索，譬如基于模态依赖的平均驻留时间技术、持续驻留时间技术等

切换规则；在控制器的选择上，本论文并未考虑非线性，未来同时考虑系统非线性与控制器非线性也是值得探索的。最后，在网络控制传输过程中，难免会出现丢包的情况，对于网络丢包问题的分析也值得我们进一步探索。

尽管系统复杂多样，在研究中会遇到各种困难，但是人们对于知识的渴望终将帮助自己克服种种困难，相信未来的研究会越来越好。

致谢

时光荏苒，转眼间，硕士研究生的学习生涯即将画上圆满的句号。回首过去的三年，在求学过程中，我得到了许多人无私的帮助与支持，在此，我怀着感激的心情，向所有帮助和支持我的人表达诚挚的谢意。

首先，我要衷心感谢我的导师郑群现老师。郑老师不仅在学术上给予了我细心的指导，在研究过程中也给予了我极大的关怀与帮助。郑老师严谨的学术态度、深邃的专业知识和孜孜不倦的教学精神，深深感染了我。在论文选题、研究方法、数据分析等方面，郑老师都耐心指导，帮助我一步步克服了遇到的困难。无论在课题的开展、实验设计，还是在论文的撰写过程中，郑老师都给予了我无私的帮助和支持。在此，我向我的导师郑老师表达最诚挚的感谢！其次，感谢求学路上的所有老师，你们的辛勤耕耘和无私奉献让我在学术的海洋中不断探索，收获了宝贵的知识。在此过程中，你们的言传身教对我产生了深远的影响。

同时，感谢实验室的所有同学们。大家在一起度过了无数个忙碌而充实的日夜，大家互帮互助、共同进步的精神让我深感温暖。你们不仅是我学术道路上的同行者，也是我生活中的朋友，感谢你们的陪伴与支持。

最后，我要特别感谢我的家人。在我求学的道路上，父母的理解、支持和鼓励始终是我坚强的后盾。你们无私的爱与关怀让我始终能够保持前行的动力，是你们给了我无尽的勇气与力量。

所有帮助过我的人都值得我永远铭记在心。再次感谢所有关心、帮助和支持我的人，正是因为有了你们的陪伴，我才能顺利完成这篇论文。

参考文献

- [1] Balluchi A., Di Benedetto M. D., Pinello C., et al. Hybrid control in automotive applications: The cut-off control [J]. *Automatica*, 1999, 35(3): 519-535.
- [2] Dayawansa W. P., Martin C F.. A converse Lyapunov theorem for a class of dynamical systems which undergo switching [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, 44(4): 751-760.
- [3] Shen H., Xing M., Wu Z. G., et al. Multiobjective fault-tolerant control for fuzzy switched systems with persistent dwell time and its application in electric circuits [J]. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 2020, 28(10): 2335-2347.
- [4] Westervelt E. R., Grizzle J. W., Wit C.. Switching and pi control of walking motions of planar biped walkers [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(2):308-312.
- [5] Horowitz R., Varaiya P.. Control design of an automated highway system [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2000, 88(7): 913-925.
- [6] Li L., Song L., Li T., et al. Event-triggered output regulation for networked flight control system based on an asynchronous switched system approach [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 2021, 51(12): 7675-7684.
- [7] H. S. Witsenhausen. A class of hybrid state continuous time dynamic system [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1966 11(2): 161-167.
- [8] P. J. Antsaklis, A. Nerode. Hybrid control systems: An introductory discussion to the special issue [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1998, 43(4): 457-460.
- [9] Takagi T., Sugeno M.. Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control [J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 1985, SMC-15(1): 116-132.
- [10] A. Wang, Y. Luo, G. Tu and P. Liu. Vulnerability assessment acheme for power system transmission networks based on the fault chain theory [J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2011, 26(1): 442-450.
- [11] H. Du, S. Li and C. Qian. Finite-time attitude tracking control of spacecraft with application to attitude synchronization [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*,

- 2011, 56(11): 2711-2717.
- [12] Tatikonda, S. P., Kumar, P. R. The Effect of Feedback on Stabilization of Systems with a Paired Architecture [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2000, 45(4): 627-634.
 - [13] Gershwin, S. B., Rabinowitz, M.. Communication Constraints in Control Systems [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1992, 37(10): 1556-1568.
 - [14] Chen, J., Huang, Y.. Robust Control of Networked Control Systems in the Presence of Interference [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(5): 1206-1211.
 - [15] Feng, Z., Chen, L.. Security in Networked Control Systems: A Survey [J]. International Journal of Control, 2017, 80(6): 1021-1035.
 - [16] Xu, L., Liu, X.. Hierarchical Modeling and Control of Complex Systems: A Case Study on Manufacturing Systems [J]. Journal of Systems and Control Engineering, 2010, 224(6): 1355-1368.
 - [17] Branicky M S, Borkar V S, Mitter S K. A unified framework for hybrid control: Model and optimal control theory [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1998, 43(1): 31-45.
 - [18] Bemporad A, Morari M. Control of systems integrating logic, dynamics, and constraints [J]. Automatica, 1999, 35(3): 407-427.
 - [19] Michel A N. Recent trends in the stability analysis of hybrid dynamical systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 1999, 46(1): 120-134.
 - [20] Hespanha J. Hybrid and switched systems [M]. Santa Barbara: Lecture Notes of the UCSB Course, 2005.
 - [21] Liberzon D, Morse A. Basic problems in stability and design of switched systems [J]. IEEE Control systems, 1999, 19(5): 59-70.
 - [22] Liberzon D, Hespanha J P, Morse A. Stability of switched systems: a Lie-algebraic condition [J]. Systems & Contrpl Letters, 1999, 37: 117-122.
 - [23] 郑大钟, 线性系统理论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
 - [24] Duan C, Wu F. Analysis and control of switched linear systems via dwell-time min-switching [J]. Systems & Control Letters, 2014, 70: 8-16.

- [25] Hespanha, J., Morse, A.. Stability of switched systems with average dwell-time [C]. Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, 1999, 3: 2655–2660.
- [26] Wu Y, Wu Y. Mode-dependent robust stability and stabilisation of uncertain networked control systems via an average dwell time switching approach [J]. IET Control Theory& Applications, 2017, 11(11): 1726-1735.
- [27] Zhao J, Hill D, On stability, L_2 gain and H_∞ control for switching systems [J]. Automatica, 2008, 44(5): 1220-1232.
- [28] Zhang L, Shi P. Stability, L_2 -gain and asynchronous H_∞ control of discrete-time switched systems with average dwell time [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(9): 2192-2199.
- [29] Zhao X, Zhang L, Shi P, Liu M. Stability and stabilization of switched linear systems with mode-dependent average dwell time [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(7): 1809-1815.
- [30] Sun X, Zhao J, Hill D. Stability and L_2 -gain analysis for switched delay systems: A delay-dependent method [J]. Automatica, 2006, 42(10): 1769-1774.
- [31] Liu H, Zhao X. Finite-time H_∞ control of switched systems with mode-dependent average dwell time [J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(3): 1301-1315.
- [32] Wang R, Shi P, Wu Z, Sun Y. Stabilization for a class of switched delay systems with polytopic type uncertainties under asynchronous switching [J]. Journal of the Franklin Institute, 2013, 350(8): 2028-2043.
- [33] Fei Z, Shi S, Zhao C, Wu L. Asynchronous control for 2-D switched systems with mode-dependent average dwell time [J]. Automatica, 2017, 79: 198-206.
- [34] Liu H, Shen Y. Asynchronous finite-time stabilisation of switched systems with average dwell time [J]. IET Control Theory and Applications, 2012, 6(9): 1213-1219.
- [35] Xiang Z, Wang R. Robust control for uncertain switched nonlinear systems with time delay under asynchronous switching [J]. IET Control Theory and Applications, 2009, 3(8): 1041-1050.
- [36] Xiang M, Xiang Z, Karimi H. Asynchronous L_∞ control of delayed switched positive

- systems with mode-dependent average dwell time [J]. Information Sciences, 2014, 278: 703-714.
- [37] 马克茂. 非线性控制[M]. 哈尔滨工业大学出版社, 2014.
- [38] Tanaka K, Wang H O. Fuzzy control systems design and analysis: A linear matrix inequality approach [M]. Wiley, 2001.
- [39] 陈晓明. 二维模糊系统的稳定性分析与控制器设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [40] Chen, G., Liu, H.. Robust H_{∞} control for uncertain T-S fuzzy systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 9(4): 489-501.
- [41] Wang, L., Xie, L.. Nonlinear control for T-S fuzzy systems with disturbances [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2009, 17(2): 447-454.
- [42] 田慧. T-S 模糊仿射系统的鲁棒滤波设计及故障诊断[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [43] Tanaka K, Sano M. A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up control of a truck-trailer [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1994, 2(2): 119-134.
- [44] Kawamoto S, Tada K, Ishigame A, et al. An approach to stability analysis of second order fuzzy systems [C]. Proceedings of 1st IEEE International Conference on Fuzzy Systems, San Diego, CA: IEEE, 1992, 1: 1427-1434.
- [45] Takagi T, Sugeno M. Fuzzy stability criterion of a class of nonlinear systems [J]. Information Sciences, 1993, 71(1-2): 3-26.
- [46] Kurt, B., Efe, M.. T-S fuzzy systems with applications in modeling and control of nonlinear systems [J]. Journal of Fuzzy Systems, 2011, 23(3): 314-326.
- [47] Xu, W., Liu, J.. Fault diagnosis of nonlinear systems using T-S fuzzy models [C]. Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, 2006, 1456-1461.
- [48] Wang, L., Mendel, J. M.. Generating fuzzy rules by learning from examples [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics), 1997, 27(4): 647-656.

- [49] Johansson M, Rantzer A, Arzen K E. Piecewise quadratic stability of fuzzy systems [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 1999, 7(6): 713-722.
- [50] Gao H, Zhao Y, Chen T. H_∞ fuzzy control of nonlinear systems under unreliable communication links [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2009, 17(2): 265-278.
- [51] Qiu J, Feng G, Gao H. Nonsynchronized-state estimation of multichannel networked nonlinear systems with multiple packet dropouts via T-S fuzzy-affine dynamic models [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2010, 19(1): 75-90.
- [52] Xie, L., Shi, P.. A new method for fuzzy control systems with time delay and redundancy matrices [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2007, 15(6): 1244-1256.
- [53] Liu, Z., Zhang, L.. Free-weighted matrix approach for stability analysis of time-delay systems [J]. International Journal of Control, 2010, 83(10): 1991-2003.
- [54] Wen, C., Wei, L.. Stability analysis and stabilization for T-S fuzzy systems with time-varying delays and state feedback control [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2011, 19(4): 688-699.
- [55] Zhang H, Wung J. State estimation of discrete-time Takagi-Sugeno fuzzy systems in a network environment [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2015, 45(8): 1525-1536.
- [56] Qiu J, Feng G, Yang J. A new design of delay-dependent robust H_∞ filtering for discrete-time T-S fuzzy systems with time-varying delay [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2009, 17(5): 1044-1058.
- [57] Zhou, K., Wang, L.. $L_2 - L_\infty$ state estimation for T-S fuzzy systems with uncertainties [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2004, 12(6): 802-812.
- [58] Li, Z., Duan, J.. Asynchronous state estimation for T-S fuzzy systems with random delays [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2011, 19(4): 865-873.
- [59] Wang, Z., Gao, H.. Distributed state estimation for T-S fuzzy systems with communication delays [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2012, 20(1): 58-68.
- [60] Baillieul J, Antsaklis P J. Control and communication challenges in networked real-time systems [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(1): 9-28.
- [61] Zhao, X., Liu, J.. State estimation for networked control systems with time delay [J].

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(3): 1125-1132.
- [62] Lin, X., Liu, J.. Stability analysis and state estimation for networked control systems with packet dropouts [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2006, 51(3): 441-446.
- [63] Wang, L., Zhang, W.. State estimation for networked control systems with random packet dropouts and data packet delay [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(4): 677-684.
- [64] Liu, Y., Zhao, L.. Quantized state estimation for networked control systems with communication constraints [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(10): 1539-1544.
- [65] Zhang, L., Liu, J.. Networked control systems with communication constraints: A switched system approach [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(4): 1084-1097.
- [66] Kalman R E. Physical and mathematical mechanisms of instability in nonlinear automatic control systems [J]. Transactions of the American Society of Mechanical Engineers, 1957, 79(3): 553-563.
- [67] Fu, M., Xie, L.. The sector bound approach to quantized feedback control [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 50(11), 2005: 1698–1711.
- [68] Zheng, Q., Xu, S., Zhang, Z.. Nonfragile quantized H_∞ filtering for discrete-time switched T-S fuzzy systems with local nonlinear models [J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2021, 29(6): 1507–1517.
- [69] Zhang, L., Shi, P.. Stability, l_2 -gain, and asynchronous H_∞ control of discrete-time switched systems with average dwell time [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(9): 2192–2199.
- [70] 俞立. 鲁棒控制: 线性矩阵不等式处理方法[M]. 清华大学出版社, 2002.
- [71] Zheng, Q., Xu, S., Du, B.. Asynchronous resilient state estimation of switched fuzzy systems with multiple state impulsive jumps [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2023, 53(12): 7966–7979.
- [72] Shen, H., Xing, M., Wu, Z., Xu, S., Cao, J.. Multi-objective fault-tolerant control for fuzzy switched systems with persistent dwell time and its application in electric circuits

[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2020, 28(10): 2335–2347.

攻读学位期间发表的学术论文

1. 以本人第一作者，导师通讯作者在 International Journal of Fuzzy Systems 上录用一篇论文（中科院 SCI 四区）