



浙江工业大学

硕士学位论文

基于通信特征估计的无线网络化
控制系统设计和分析

作者姓名	梁启鹏
指导教师	赵云波 教授
学科专业	控制科学与工程
学位类型	工学硕士
培养类别	全日制学术型硕士
所在学院	信息工程学院

提交日期：2022年01月

Design and Analysis for Wireless Networked Control Systems Based on Communication Feature Estimation

Dissertation Submitted to
Zhejiang University of Technology
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Engineering



by

Qi-peng LIANG

Dissertation Supervisor: Prof. Yun-bo Zhao

Jan., 2022

浙江工业大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的研究成果。除文中已经加以标注引用的内容外，本论文不包含其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果，也不含为获得浙江工业大学或其它教育机构的学位证书而使用过的材料。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人承担本声明的法律责任。

作者签名：梁启鹏

日期：2021年12月

学位论文版权使用授权书

本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，允许论文被查阅和借阅。本人授权浙江工业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。

本学位论文属于 1、保密 ，在一年解密后适用本授权书。

2、保密 ，在二年解密后适用本授权书。

3、保密 ，在三年解密后适用本授权书。

4、不保密 。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：梁启鹏

日期：2021年12月

导师签名：赵川

日期：2021年12月

中图分类号 TP13

学校代码 10337

UDC 681.5

密级 公开

研究生类别 全日制学术型硕士研究生



浙江工业大学

工学硕士学位论文

基于通信特征估计的无线网络化控制系统设计和分析

Design and Analysis for Wireless Networked Control Systems
Based on Communication Feature Estimation

作者姓名 梁启鹏

第一导师 赵云波 教授

学位类型 工学硕士

学科专业 控制科学与工程

培养单位 信息工程学院

研究方向 网络化控制

答辩日期: 2021 年 12 月 8 日

基于通信特征估计的无线网络化控制系统设计和分析

摘 要

近年来,网络化控制系统由于低成本、高灵活、易维护等特点得到了广泛的应用。如何解决延时、丢包等通讯限制依旧是网络化控制系统的重要研究方向。无线网络拓扑灵活、易于受到攻击等特点使其通讯特征相较于有线网络更为复杂,其中一个重要的表现为无线网络中详细的通讯特征,例如延时概率、丢包率等难以提前得到。在此情形下的无线网络化控制系统的设计与分析具有重要的理论和工程意义。

本文对网络通讯特征未知的无线网络化控制系统进行了控制器设计和系统分析,提出了一种基于通讯特征估计的控制策略。与现有假设网络通讯特征已知的研究相比,这种策略能在保证系统稳定性的前提下,以一种更为切实可行的方式利用通讯特征。本文的主要工作包括以下两个方面:

(1) 针对闭环延时满足分段马尔可夫过程的无线网络化控制系统,设计了基于延时估计的逼近控制策略。该策略包含延时概率估计器、逼近控制器和数据包延时抖动检测器三部分,延时概率估计器利用在线测量的延时数据得到延时概率估计,逼近控制器利用实时延时概率估计更新控制增益,在此基础上,数据包延时抖动检测器使控制策略能自适应延时特性的变化。在设计控制策略下,得到了保证无扰控制系统随机稳定的充分条件。然后针对有扰的被控对象,改造逼近控制器,并得到保证控制系统均方最终一致有界的充分条件。最后通过数值仿真验证了控制策略的有效性。

(2) 针对丢包满足分段伯努利过程的无线网络化控制系统,提出了基于丢包率估计的逼近控制策略。在原有策略的基础上设计了信道调度机制,用来平衡系统性能和网络信道资源。同时为保证系统的稳定性,重新设计逼近控制器。然后得到了保证闭环系统均方最终一致有界的充分条件和控制增益计算方法。最后通过数值仿真验证了控制策略的有效性。

关键词: 无线网络化控制, 延时概率估计, Markov 延时, 逼近控制器

DESIGN AND ANALYSIS FOR WIRELESS NETWORKED CONTROL SYSTEMS BASED ON COMMUNICATION FEATURE ESTIMATION

ABSTRACT

In recent years, networked control systems have been widely used due to their low cost, high flexibility and easy maintenance. As is widely known how to solve communication constraints such as network-induced delay and packet dropout etc. have always been central to the study of networked control systems. For wireless networked control systems, the unique features such as flexible topology and security issue make its communication features more complex than wired networked control systems. One of the most important manifestations is the detailed characteristics of delay and packet dropout in the wireless network, such as delay probability and packet loss rate is difficult to get in advance. In this case, the design and analysis of wireless networked control systems has important theoretical and engineering value.

In this thesis, the control design and system analysis of wireless networked control systems with unknown communication features are investigated. An estimation based approximating control strategy is proposed to stabilize the systems by using communication features in a practically feasible way. The main work of this thesis includes the following two aspects:

(1) For the wireless networked control systems with piecewise Markov delay, an estimation based approximating control strategy is designed. The strategy includes three parts: the delay transition probability estimator, the approximating controller and the packet delay variation detector. The delay transition probability estimator obtains the delay probability estimation by measuring delay data online, and then the approximating controller takes advantage of the estimation in real time. On this basis, packet delay variation detector makes the strategy adaptive to the variation of delay probability. The sufficient conditions to ensure the undisturbed systems stochastic stability are given. Then, for the disturbed plant, the approximating controller is redesigned, and the sufficient conditions to ensure the systems being mean-square uniformly ultimately bounded are given. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified numerically.

(2) For wireless networked control systems with piecewise Bernoulli packet loss, an approximating control strategy based on packet loss rate estimation is proposed. On the basis of the above strategy, a channel scheduling mechanism is designed to balance the control performance and the network channel utilization. At the same time, the approximation controller is redesigned to ensure the stability of the systems. The sufficient conditions to ensure the closed-loop system being mean-square uniformly ultimately bounded are given, with also the controller gain design method. Numerical simulation verifies the effectiveness of the control strategy.

KEY WORDS: wireless networked control systems, delay features estimation, Markov delay, approximating control

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目 录.....	V
插图清单.....	VII
第一章 绪 论.....	1
1.1 研究背景和意义.....	1
1.2 网络化控制系统研究现状.....	3
1.3 通讯特性未知的无线网络化控制系统研究现状.....	5
1.4 本文主要研究内容.....	7
第二章 预备知识.....	8
2.1 延时系统方法.....	8
2.2 随机系统方法.....	9
2.3 Markov 跳变系统方法.....	10
2.4 切换系统方法.....	11
2.5 基于包的控制方法.....	11
第三章 无线网络化控制系统的延时估计逼近控制策略.....	13
3.1 问题描述.....	13
3.2 无扰无线网络化控制系统延时估计逼近控制策略设计.....	15
3.2.1 延时概率估计器.....	16
3.2.2 逼近控制器设计.....	17
3.2.3 PDV 检测器设计.....	18
3.3 无扰系统稳定性分析和控制增益设计.....	18
3.3.1 基于 Markov 跳变系统方法的稳定性分析和控制增益设计.....	18
3.3.2 基于随机系统方法的稳定性分析和控制增益设计.....	22
3.4 有扰无线网络化控制系统延时估计逼近控制策略设计.....	25
3.5 有扰系统稳定性分析和控制增益设计.....	26

3.6 数值仿真.....	30
3.6.1 无扰系统数值仿真.....	30
3.6.2 有扰系统数值仿真.....	32
3.7 本章小结.....	34
第四章 无线网络化控制系统的丢包率估计逼近控制策略.....	35
4.1 问题描述.....	35
4.2 丢包率估计逼近控制策略设计.....	36
4.2.1 丢包率估计器控制器设计.....	37
4.2.2 逼近控制器设计.....	38
4.2.3 信道选择机制设计.....	38
4.3 稳定性分析和控制增益设计.....	40
4.4 数值仿真.....	43
4.5 本章小结.....	46
第五章 总结与展望.....	47
5.1 总结.....	47
5.2 展望.....	47
参考文献.....	49
致 谢.....	53
作者简介.....	54
1 作者简历.....	54
2 攻读硕士学位期间发表的学术论文.....	54
3 参与的科研项目及获奖情况.....	54
学位论文数据集.....	55

插图清单

图 1-1 无线网络化控制系统框图.....	1
图 1-2 无线网络化控制系统的丢包、延时和乱序.....	2
图 3-1 无线网络化控制系统框图.....	13
图 3-2 无线网络化控制系统的闭环延时.....	14
图 3-3 满足分段 Markov 过程的网络延时示意图.....	15
图 3-4 EBAC 策略流程框图.....	15
图 3-5 不同 σ 下概率估计区间 $[\underline{\pi}_{12}, \bar{\pi}_{12}]$ 随采样数量增加的收敛情况.....	30
图 3-6 利用离线测量转移概率矩阵得到的控制结果.....	31
图 3-7 利用定理 3-3 得到的控制结果.....	31
图 3-8 基于随机系统方法的 EBAC 控制结果.....	32
图 3-9 使用 EBAC 方法得到的系统状态轨迹.....	32
图 3-10 不使用 EBAC 方法得到的系统状态轨迹.....	33
图 3-11 PDV 检测信号和闭环延时.....	33
图 3-12 使用 EBAC 策略和不使用 EBAC 策略得到的系统状态响应对比..	33
图 4-1 WNCSs 框图.....	35
图 4-2 EBAC 策略控制流程图.....	37
图 4-3 网络丢包情况.....	43
图 4-4 EBAC 策略下系统状态轨迹.....	44
图 4-5 不使用 EBAC 策略下系统状态轨线 ^[67]	44
图 4-6 丢包率估计区间 P_k	44
图 4-7 信道调度信号 d_k	45
图 4-8 EBAC 策略下系统状态轨线.....	45
图 4-9 ξ 随时间的变化轨迹.....	46

第一章 绪论

1.1 研究背景和意义

无线网络化控制系统（Wireless Networked Control Systems, WNCSs），由被控对象，传感器、控制器、执行器以及无线网络组成。区别于传统控制系统，无线网络化控制系统通过无线网络实现传感器到控制器以及控制器到执行器的数据传输，其控制框图如图 1-1 所示。

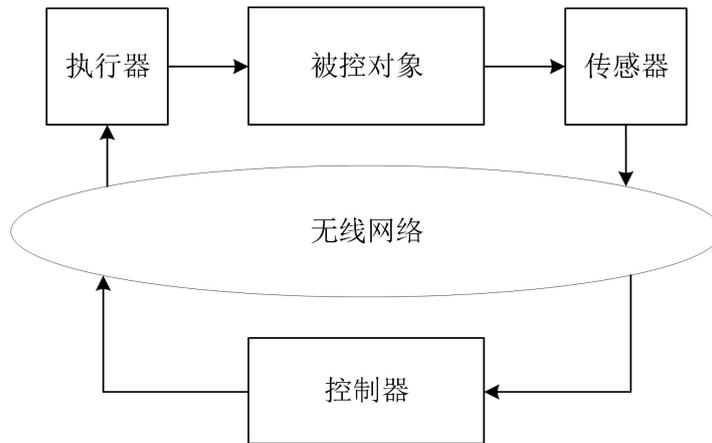


图 1-1 无线网络化控制系统框图

Figure 1-1. The structure diagram of wireless networked control systems

WNCSs 中无线网络的引入使控制系统摆脱了电缆的束缚，使 WNCSs 相较于传统控制系统具有低成本、组网灵活、易于维护等优点^[1-3]。低成本主要表现在节省了大量电缆的费用上，例如在车辆控制系统中，使用无线网络可使每辆车节省大约 4km 的电缆^[3]，在工业自动化控制中，Emerson Process Management^[4]估计可节约超过 90% 的电缆开销。组网灵活是指在 WNCSs 中的网络拓扑的扩展、变化易于实现，这意味着控制系统可灵活接入和离开网络，这一优点在例如无人机群控制^[5,6]、智慧建筑^[7]等控制领域具有重要意义。

由于 WNCSs 的优点，同时也由于近些年来无线网络、嵌入式计算、智能传感器等技术的发展，使 WNCSs 在无人设备控制^[8,9]、分布式控制^[10,11]、工业自动化^[12,13]、多智能体控制^[14,15]等领域中得到越来越广泛的应用。而对无线网络化控制系统的理论研究将为这些新型的控制应用提供基础。

网络的引入在给控制系统带来诸多便利的同时，也给控制系统设计带来了挑战。无论是有线网络化控制系统还是无线网络化控制系统，网络传输能力的限制不可避免的引起了数据包延时，丢包和乱序等现象。如图 1-2 所示。

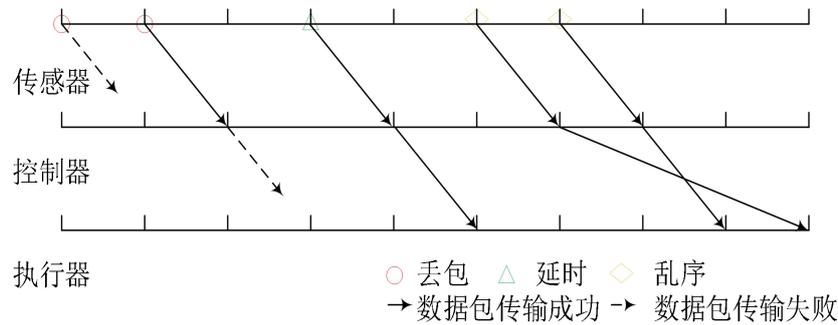


图 1-2 无线网络化控制系统的丢包、延时和乱序

Figure 1-2. Packet dropout, transmission delay and packet disorder of WNCSS

网络延时主要包括排队延时、接入延时和传输延时^[3]，排队延时是指从数据产生或接受到开始传输所经历的时间，当节点产生或接受到数据包时，可能需要在发送队列中等待较早的数据包处理完成，这一时间与数据产生率以及多跳网络路径中数据包数量成正比。接入延时是指数据包开始传输到实际发送所经历的时间，数据包接入信道的机制将影响接入延时，当采用随机接入方式时，网络负载将影响接入时延，负载越高，接入延时越大。文献^[16]给出了负载大小对接入延时的影响。当采用调度方式接入信道时，调度机制将对延时起到重要影响。另外，发送节点和接受节点的编码能力和解码能力将决定一次能发送和接受数据的数量，数量越多，接入延时越小。传输延时是指数据包在网络链路中传输所需的时间。其中由于信号传输速度较快，所以接入延时和排队延时是影响网络延时大小的主要原因。

丢包主要由通讯信道阻塞、数据包冲突等原因引起。当信道负载过高时，可能造成等待队列过长，网络将会去除一部分数据包以保证网络吞吐量，从而造成丢包，另一方面，过长的延时意味着数据包无法满足控制系统对实时性的需求，控制系统也会主动丢弃这些数据包，而选择较新的数据包用于控制。当一个节点同时收到两个及以上数据包时，称为数据包冲突，冲突的数据包由于无法被接收节点解码，导致节点接受失败，当网络使用 UDP 协议时，接收失败的数据不会重发，从而造成丢包。当网络使用 TCP 协议时，数据包重发次数超过设定阈值，同样会造成丢包。另外丢包也可由传输的多径效应、多普勒频移等现象引起。

乱序是指数据包发送顺序与接收顺序不同的现象。主要原因为多跳传播以及信道拥塞。数据包从节点先后发出，先发送的数据包延时较长，导致其到达接收端的时间落后于后发送的数据包。

延时、丢包、乱序等现象可能恶化控制性能，甚至使系统失稳，所以在设计控制器时必须考虑延时、丢包、乱序等现象。

WNCSs 中延时和丢包的特征相比于有线网络化控制系统更为复杂。对于有线网络，延时、丢包特性可以是已知的，但对于无线网络，其延时、丢包特性往往难以提前得到，原因主要有以下三个方面：

1. 无线网络具有灵活的网络拓扑。当有网络节点接入或离开网络时，无线网络的网络拓扑将发生变化，从而导致网络延时、丢包特性发生难以预知的改变，这意味着变化后的网络延时、丢包特性难以通过测量或基于网络参数的计算预知。

文献^[42-46]说明了拓扑的变化将导致延时概率分布的变化。在星形网络拓扑下，网络延时的概率分布函数为：

$$PDF(\tau_k) \sim f(m, m_b, m_0, n, N, p), \quad (1-6)$$

其中 m 、 m_b 、 m_0 、 n 分别为退避协议中最小、最大退避指数、最大退避次数和最大重传次数， N 、 p 分别代表邻居节点数量和网络负载。由 (1-6) 可知，邻居节点数量、网络负载以及网络协议参数均与网络延时分布有关。Jiao 等人在树状拓扑下得到了相似的结论，增加了拓扑层数对分布函数的影响。

Kang 等人指出当用户发生变化时，网络的延时特性将呈现分段常值的特点，即网络延时在一个常值附近范围内波动，当用户发生变化时，网络延时将瞬间跳跃到另一个常值附近^[47]。Kang 针对这样的特点，设计了动态打包方案，以实现网络资源和控制性能之间的平衡。

2. 由于无线网络传输的不可靠性，相较于有线网络，无线网络化控制系统的规模通常更小，这加剧了节点的接入和离开对网络延时、丢包特性的影响。

3. 网络攻击在在无线网络中同样不可忽略。受到攻击后，网络的延时、丢包特性将发生显著变化，变化后的特性同样难以及时得到。例如 Kim 提到的基于公钥密码的拒绝服务攻击^[48]，考虑到攻击能量和隐蔽性，攻击者通过发送错误信息以减少真实控制信息的接受概率，导致系统的延时和丢包率显著升高。在另一些研究中将随机丢包和拒绝服务攻击造成的丢包看作两个独立的伯努利过程，攻击的存在加重了整体的丢包率^[49]。

解决延时、丢包带来的问题依然是 WNCSs 设计的核心，但更具挑战。

1.2 网络化控制系统研究现状

近些年来，已有许多研究者针对网络化控制系统的各个方面做了研究，例如信道选择、节点能量调度、事件触发等，本文主要关注解决网络化控制系统

中延时和丢包问题的研究。对延时、丢包的不同建模，大致分为以下三种，针对不同模型有不同的分析方法。

第一，考虑网络中同时存在丢包和双向通道延时，可以假设连续丢包数 d ，传感器到控制器的延时 $\tau_{sc,k}$ 和控制器到执行器的延时 $\tau_{ca,k}$ 有界，即 $\underline{d} \leq d \leq \bar{d}$ ， $\underline{\tau}_{sc} \leq \tau_{sc,k} \leq \bar{\tau}_{sc}$ 以及 $\underline{\tau}_{ca} \leq \tau_{ca,k} \leq \bar{\tau}_{ca}$ 。定义闭环延时 τ_k 为执行时刻 k 与执行器所用数据包的时间戳之差，则 τ_k 属于状态集 $\mathbf{M} := \{\tau_k \mid \underline{\tau} \leq \tau_k \leq \bar{\tau}, \tau_k \in \mathbf{N}\}$ ， $\underline{\tau} = \underline{d} + \underline{\tau}_{sc} + \underline{\tau}_{ca}$ ， $\bar{\tau} = \bar{d} + \bar{\tau}_{sc} + \bar{\tau}_{ca}$ 。现有许多文献在已知延时上下界的条件下得到系统稳定性条件和控制器设计方法，例如 Park 等人采用的延时系统方法^[17-19]，考虑被控对象为线性离散系统，可将闭环系统模型写为如下式子：

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k - \tau_k), \quad (1-1)$$

然后建立李雅普诺夫函数，仅利用延时边界和矩阵不等式性质，得到稳定性条件和控制器。对李雅普诺夫函数增加或修改，以及利用不同的矩阵不等式可以得到性能更好的控制器^[20-23]。

第二，在一些研究中，通过对实际网络延时特性的测量发现延时具有概率特性^[24-27]，其中概率分布函数呈现低延时概率高而高延时概率较小的现象。Yue 等人在延时有界假设的基础上假设延时为满足独立同分布的随机变量^[28-33]，即 $\Pr(\tau_k = i) = p_i$ 。文献^[33]中将闭环系统写为：

$$x(k+1) = Ax(k) + \sum \beta_i BKx(k-i), i \in \mathbf{M}, \quad (1-2)$$

其中

$$\beta_i = \begin{cases} 0 & \tau_k \neq i \\ 1 & \tau_k = i \end{cases}.$$

建立与延时系统方法相似的李雅普诺夫函数，与延时系统方法不同的是，文献^[33]通过计算李雅普诺夫函数差分的期望引入已知的延时概率 p_i ，在此基础上得到保证系统随机稳定的充分条件和控制器设计方法。

第三，若考虑延时之间的关系，延时的概率特性可以建模成有限 Markov 模型，考虑离散系统，其转移概率矩阵为：

$$\Pr(\tau_{k+1} = j \mid \tau_k = i) = \begin{cases} \pi_{ij} & j \leq i+1 \\ 0 & j > i+1 \end{cases},$$

其中 $\Pr(\cdot)$ 表示事件发生的概率。这种模型相较于概率分布模型更接近实际网络中延时的特点。

此时闭环系统 (1-2) 通常被转化为 Markov 跳变系统^[34-36]，其闭环系统可写为：

$$z(k+1) = \Phi_k z(k), \quad (1-3)$$

其中

$$z(k) = \begin{pmatrix} x(k) \\ u(k-\tau) \\ \vdots \\ u(k-\bar{\tau}) \end{pmatrix}, \quad \Phi_k = \begin{bmatrix} A & \cdots & B & \cdots & 0 \\ I & & & & 0 \\ 0 & I & & & 0 \\ & & \ddots & & \\ & & & I & 0 \end{bmatrix},$$

继而可以利用经典 Markov 跳变系统方法^[37,38]得到保证系统随机稳定性的充分条件，并在此基础上可以得到控制器。

Zhang 等人将前后向通道的延时分开考虑^[39-41]，假设 $\tau_{sc,k}$ 和 $\tau_{ca,k}$ 分别满足两个 Markov 链，闭环系统模型写为：

$$x(k+1) = Ax(k) + BF(\tau_{sc,k}, \tau_{ca,k-1})x(k - \tau_{sc,k} - \tau_{ca,k}), \quad (1-5)$$

其中 F 为要求得的反馈矩阵。通过与文献^[34-36]中相似的方法得到随机稳定性条件和控制器设计方法。文献^[40]得到了输出反馈控制器。

本文所用技术将参考以上三种方法。在第二章中将对这些方法详细说明。

总结现有研究可以发现，首先利用更多关于延时和丢包的信息将有更利于镇定系统或提升控制性能。文献^[28-36,39-41]中利用延时概率信息的控制方法得到的系统最大允许时延均大于利用文献^[17-23]中方法得到的结果。性能得到提升的原因在于在概率分布中，低延时的概率较高，而高延时的概率较小，概率分布呈现长尾特性。同样的，考虑延时的 Markov 性质也有利于进一步提升控制性能。所以充分利用通讯特征将成为本文设计控制器的方向。

其次，大多数的研究都基于延时、丢包特性已知的前提下进行的，例如延时 Markov 转移矩阵、概率密度函数、丢包率等。然而在无线网络中延时、丢包特性通常难以得到，这使上述研究难以直接用于无线网络化控制系统中。

基于以上分析，本文在无线网络的延时、丢包特性未知的假设下，对 WNCSs 进行控制方法设计和稳定性分析。

1.3 通讯特性未知的无线网络化控制系统研究现状

针对延时、丢包特性未知假设下的 WNCSs 的研究较少。Guo 等人假设延时特性满足有限 Markov 过程，延时概率存在有界的不确定性^[50]，即

$$\Pr(\tau_{k+1} = j | \tau_k = i) = \pi_{ij} = \hat{\pi}_{ij} + \Delta_{ij}, \Delta_{ij} \in [-\delta_{ij}, \delta_{ij}],$$

$\hat{\pi}_{ij}$ 为已知估计值， Δ_{ij} 为不确定误差， δ_{ij} 为误差界。利用如下不等式：

$$\varepsilon(Q + Q^T) \leq \varepsilon^2 T + QT^{-1}Q^T,$$

其中 ε 为任意实数， Q 为任意矩阵， T 为任意可逆矩阵。将不确定性 Δ_{ij} 转化为误差界 δ_{ij} 表示的形式，从而得到系统稳定性条件和控制器。此方法可处理转移概率存在较小不确定性的情况，但无法用于转移概率完全未知的情形。

Zhang 等人^[51,52]假设延时特性满足有限 Markov 过程，在转移概率矩阵不完全可知的假设下设计控制器，文献^[51]将转移概率分为可知部分 $I_K := \{\pi_{ij} \mid \pi_{ij} \text{已知}\}$ 和不可知部分 $I_{UK} := \{\pi_{ij} \mid \pi_{ij} \text{未知}\}$ ，得到如下定理，并在此基础上得到控制器。

定理 1-1: 若存在正定矩阵集 $\mathbf{P} = \{P_i, i \in \mathbf{M}\}$ ，使下式成立：

$$\Phi_i^T \left(\sum_{l \in I_K} \pi_{il} P_l + (1 - \sum_{l \in I_K} \pi_{il}) P_j \right) \Phi_i - P_i < 0, \quad \pi_{ij} \in I_{UK}, i \in \mathbf{M}, \quad (1-6)$$

则闭环系统 (1-3) 随机稳定。

此种方法可处理延时特性局部未知的情况，随着控制的进行，未知的延时特性可以通过统计或其他方式得到，此方法对这部分的延时特性利用不足。

近年来，随着强化学习的发展，使之成为解决模型未知的控制问题的有效手段。Lewis 等人^[53-57]采用强化学习的思想，在不依赖系统模型的情况下使系统得到了较好的控制性能，不依赖模型意味着其不但可以处理系统矩阵难以得到的情形，也可以处理延时、丢包特性未知的情况。

Xu 等人针对具有延时的网络化控制系统，提出了基于自适应动态规划的控制方法^[53,55]。考虑具有有界延时的网络化控制系统，其系统状态可以增广为 $z^T(k) = [x^T(k), u^T(k-1), \dots, u^T(k-M)]$ ，定义性能指标为：

$$J(k) = E \left(\sum_{l=k}^{\infty} z^T(l) S z(l) + u^T(l) R u(l) \right),$$

其中 S, R 为可设置性能参数。定义 Q 函数为：

$$\min J(k) = \begin{bmatrix} z(k) \\ u(k) \end{bmatrix}^T H \begin{bmatrix} z(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = Q(z(k), u(k)). \quad (1-7)$$

将 Q 函数按二次型展开，可得到线性化表示：

$$Q(k) = \text{vec}(H)^T \phi(k) = h^T \phi(k),$$

其中 $\phi^T(k) = [z_1^2(k), z_1 z_2(k), \dots, z_2^2(k), \dots, z_3^2(k), \dots]$ ， $h = [H_{11} \quad H_{12} \quad \dots \quad H_{mm}]$ 。通过使用策略迭代算法得到最优控制率。策略迭代算法在每一次迭代中作一次 Q 函数估计和策略提升。

Bai 等人使用神经网络代替文献^[53]中 Q 函数估计，称为评价网络，使用策略梯度方法得到提升策略^[56]。改进后的算法可以用于模型未知的非线性系统。

自适应动态规划的方法在模型难以得到的情况下有较好的结果，且算法收敛性已得到较好证明。其缺点在于需要大量数据进行训练得到最优控制器，并且对模型已知信息的利用率较低。

1.4 本文主要研究内容

本文针对通讯特性未知且可变的无线网络化控制系统，设计一种合适的控制策略使系统稳定。其挑战在于延时、丢包特性在未知时刻发生突变，并且突变后的特性难以提前得到，也是未知的。

为解决上述挑战，一种较好的控制器应该基于对延时、丢包特性的在线测量和估计，这也是本文与其他研究的主要区别。本文提出了一种基于估计的逼近控制策略（Estimation Based Approximating Control，EBAC）。此策略主要由通讯特性估计器和逼近控制器组成，通讯特性估计器利用在线测量得到的延时或丢包信息估计通讯特性，逼近控制器则利用在线通讯特性估计值更新控制增益。本文通过理论证明和数值仿真说明了 EBAC 策略能充分利用模型信息和延时信息，在通讯特性未知的前提下使系统得到较好的控制。本文主要研究内容包括：

第一章：绪论。首先介绍了对网络传输不完美的 WNCSs 的研究的重要性。然后总结分析了现有网络化控制系统的研究，发现现有大多数基于网络通讯特征的方法无法直接用于 WNCSs 中，主要原因是 WNCSs 的延时、丢包特性难以提前得到。最后提出了本文的研究问题。

第二章：介绍了研究存在延时、丢包的网络化控制系统的四种基本方法及相关结论，为接下来的稳定性分析和控制器设计奠定基础。

第三章：分别针对无扰和有扰的 WNCSs，假设延时满足转移概率矩阵未知的分段 Markov 过程，设计了 EBAC 策略。对无扰系统分别利用 Markov 跳变系统方法和随机系统方法得到了保证系统随机稳定性的充分条件和控制器增益，后者具有较小的计算量。对有扰系统，得到保证系统均方最终一致有界的充分条件和控制器增益。最后数值仿真验证了 EBAC 策略的有效性。

第四章：针对有扰的 WNCSs，假设其丢包满足丢包率未知的分段伯努利过程。提出了基于丢包率估计的逼近控制策略。在第三章提出的 EBAC 策略的基础上设计了信道调度机制，并重新设计逼近控制器。得到了保证闭环系统均方最终一致有界的充分条件和控制增益计算方法。最后通过数值仿真验证了控制策略的有效性。

第五章：结论与展望。总结全文工作，分析工作的优势与不足，并展望未来可发展的方向。

第二章 预备知识

在本章中将承接 1.2 节中的内容，详细介绍网络化控制系统常用的四种基本分析方法，即延时系统方法、随机系统方法、Markov 跳变系统方法和切换系统方法。为接下来延时、丢包概率未知假设下的 WNCSs 的设计与分析将提供方法基础。

本章安排如下，2.1 节介绍了延时系统方法及相关引理，2.2 分别介绍了针对离散和连续被控对象的随机系统方法，2.3 节中介绍了 Markov 跳变系统方法，2.4 节中介绍了切换系统方法，2.5 节介绍了基于包的控制方法。

2.1 延时系统方法

延时系统方法仅利用延时的上下界得到保证系统稳定的充分条件。考虑闭环系统 (1-1)，闭环延时 τ_k 满足 $\underline{\tau} \leq \tau_k \leq \bar{\tau}$ ，如文献^[18]中所述，建立如下李雅普诺夫函数：

$$\begin{aligned}
 V_1(k) &= x^T(k)Px(k), \\
 V_2(k) &= \sum_{g=-\tau+2}^{-\tau+1} \sum_{h=k+g-1}^{k-1} x^T(h)Qx(h) + \sum_{h=k-\tau_k}^{k-1} x^T(h)Qx(h), \\
 V_3(k) &= \sum_{g=-\tau+2}^{-1} \sum_{h=k+g}^{k-1} y^T(h)Ry(h), \\
 y(k) &= x(k+1) - x(k), \\
 V(k) &= V_1(k) + V_2(k) + V_3(k).
 \end{aligned} \tag{2-1}$$

其中 P, Q, R 为正定对称阵。如下引理被用于稳定性分析和控制器设计中。

引理 2-1(Jensen 不等式): 对任意矩阵 $W \in R^{n \times n}$ ， $W > 0$ ， $W^T > 0$ ，整数 γ_1, γ_2 ， $\gamma_1 < \gamma_2$ ，向量 $y(k) \in R^n, k = \{\gamma_1, \gamma_1 + 1, \dots, \gamma_2\}$ ，以下不等式成立：

$$-(\gamma_2 - \gamma_1 + 1) \sum_{i=\gamma_1}^{\gamma_2} y^T(i)Wy(i) \leq -\left(\sum_{i=\gamma_1}^{\gamma_2} y^T(i)\right)W\left(\sum_{i=\gamma_1}^{\gamma_2} y(i)\right)$$

引理 2-2(舒尔补): 对于给定的对称矩阵， $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ * & S_{22} \end{bmatrix} \in R^{n \times n}$ ，下列条件

等价：

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

利用引理 2-1 和 (2-1) 可以得到的闭环系统 (1-1) 稳定的充分条件。利用引理 2-2 将所得的条件转化为 LMIs 的形式以求得控制器。

虽然延时系统方法仅利用延时上下界的做法存在一定的保守性，但在李雅普诺夫函数的构造和处理上依然被其他方法所借鉴，本节中的引理将用于之后章节的分析中。

2.2 随机系统方法

随机系统方法通过计算李雅普诺夫函数差分或微分的均值将延时概率引入到随机稳定条件和控制器设计中。控制系统的保守性与李雅普诺夫函数的设计和缩放有关。

对于离散线性的被控对象，延时的随机性可用独立同分布的随机变量描述，分布函数为有界，离散的概率，得到闭环系统如 (1-2) 所示，建立如下李雅普诺夫函数^[33]：

$$\begin{aligned}
 V_1(k) &= x^T(k)Px(k), \\
 V_2(k) &= \sum_{j=\underline{\tau}}^{\bar{\tau}} \sum_{h=k-\tau_j}^{k-1} x^T(h)Qx(h), \\
 V_3(k) &= \sum_{j=\underline{\tau}}^{\bar{\tau}} \sum_{g=-\tau_j}^{-1} \sum_{h=k+g}^{k-1} y^T(h)Ry(h), \\
 y(k) &= x(k+1) - x(k), \\
 V(k) &= V_1(k) + V_2(k) + V_3(k),
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

对 (2-2) 求 $E(\Delta V(k) | x(k))$ ，以 $E(\Delta V_1(k) | x(k))$ 为例：

$$E(\Delta V_1 | x(k)) = (Ax(k) + \sum_{j \in \mathbf{M}} p_j BKx(k-j))^T P (Ax(k) + \sum_{j \in \mathbf{M}} p_j BKx(k-j)) - x^T(k)Px(k)。$$

对于线性连续的被控对象，闭环延时的分布函数 $f(\tau(t))$ 是有界，连续的，所以闭环系统模型略有不同，在文献^[32]中，将连续的分布函数分段离散化，即

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \tau(t) \in [\underline{\tau}, \bar{\tau}_1) \\ 0 & \tau(t) \in (\bar{\tau}_1, \bar{\tau}] \end{cases}, \quad \Pr(\delta(t) = 1) = \int_{\tau(t)=\underline{\tau}}^{\bar{\tau}_1} f(\tau(t))d\tau(t) = \beta,$$

延时用如下函数表示：

$$\tau_1(t) = \begin{cases} \tau(t) & \delta(t) = 1 \\ \bar{\tau}_1 & \delta(t) = 0 \end{cases}, \quad \tau_2(t) = \begin{cases} \tau(t) & \delta(t) = 0 \\ \bar{\tau}_1 & \delta(t) = 1 \end{cases},$$

则闭环系统为如下：

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \delta(t)Bu(t - \tau_1(t)) + (1 - \delta(t))Bu(t - \tau_2(t))。$$

设计李雅普诺夫函数为：

$$\begin{aligned}
 V_1(t) &= x^T(t)Px(t), \quad V_2(t) = \int_{t-\tau_1}^t x^T(s)Qx(s)ds, \\
 V_3(t) &= \int_{t-\tau_1}^t \int_s^t \dot{x}^T(v)R_1\dot{x}(v)dvds \\
 &\quad + \int_{t-\tau_2}^{t-\tau_1} \int_s^t \dot{x}^T(v)R_2\dot{x}(v)dvds + \int_{t-\tau_2}^t \int_s^t \dot{x}^T(v)R_3\dot{x}(v)dvds
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

对 (2-3) 求 $E(\dot{V}(k)|x(k))$, 利用矩阵不等式可以得到保证系统均方指数稳定的充分条件和控制器计算方法。此方法考虑了延时的概率特性, 提高了系统的最大允许时延。

2.3 Markov 跳变系统方法

在实际网络中, 相邻延时之间存在相关性, 即当前时刻的延时与上一时刻的延时有关, 延时表现出 Markov 性, 于是可以得到闭环系统如 (1-3) 所示。李雅普诺夫函数设计如下:

$$V_i(k) = z^T(k)P_i z(k), \quad i \in \mathbf{M}。$$

其中 P_i 为正定对称阵。

文献^[38]中得到了保证闭环系统随机稳定的充分条件如定理 2-1 所示。

定理 2-1: 若存在正定对称矩阵集 $\mathbf{P} = \{P_i, i \in \mathbf{M}\}$, 使如下不等式成立:

$$\Phi_i^T \left(\sum_{j \in \mathbf{M}} \pi_{ij} P_j \right) \Phi_i - P_i < 0, \quad i \in \mathbf{M} \tag{2-4}$$

则闭环系统 (1-3) 随机稳定。

将 (2-4) 用引理 2-2 展开可以得到:

$$\begin{bmatrix} -P_i & \Phi_i^T \\ * & -\sum_{j \in \mathbf{M}} \pi_{ij} X_j \end{bmatrix} < 0 \tag{2-5}$$

$$s.t. \quad P_i X_i = I \quad i \in \mathbf{M}。 \tag{2-6}$$

需要求解的矩阵不等式 (2-5) 通常具有非凸约束 (2-6), 无法直接使用 LMIs 的方法求解, 接下来将介绍锥补线性化 (Cone Complementarity Linearization, CCL) 算法^[60]求解上述矩阵不等式。要求解矩阵不等式 (2-5) 可以转化为求解如下具有 LMIs 约束的最优化问题:

$$\min \text{tr} \left(\sum_{i \in \mathbf{M}} P_i X_i \right) \tag{2-7}$$

$$\begin{aligned}
 s.t. \quad & \begin{bmatrix} -P_i & \Phi_i^T \\ * & -\sum_{j \in \mathbf{M}} \pi_{ij} X_j \end{bmatrix} < 0 \\
 & \begin{bmatrix} P_i & I \\ * & X_i \end{bmatrix} \geq 0, i \in \mathbf{M}
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

求解方法如算法 2-1 所示。

算法 2-1: CCL 算法

- 1 解 (2-8) 找到可行解 $P_i^0, X_i^0, i \in \mathbf{M}$, 若不存在, 则退出, 否则 $k=0$ 。
- 2 令 $V_i^k = P_i^k, W_i^k = X_i^k, i \in \mathbf{M}$, 解如下最优化问题, 得到 $P_i^{k+1}, X_i^{k+1}, i \in \mathbf{M}$ 。

$$\begin{aligned} \min \operatorname{tr}(\sum_{i \in \mathbf{M}} V_i^k X_i + W_i^k P_i) \\ \text{s.t. (2-8)} \end{aligned}$$

- 3 若满足 $\operatorname{tr}(\sum_{i \in \mathbf{M}} V_i^k X_i + W_i^k P_i) - 2n < \varepsilon$, 则退出, 否则, $k=k+1$ 。跳转到第 2 步。
-

其中 $\operatorname{tr}(\cdot)$ 为矩阵的迹, n 为 P_i 的阶数, ε 为设定阈值。

2.4 切换系统方法

在切换系统方法中, 将网络化控制系统根据不同延时建模成若干个子系统, 实际系统在这些子系统间根据延时进行切换。以延时小于一个周期的短延时连续系统为例, 离散化后的闭环系统表达式如下:

$$x(k+1) = Ax(k) + B_0 u(k) + B_1 u(k-1)$$

其中 i 表示第 i 个子系统。由于延时有界, 所以子系统个数有限。

保证切换系统的稳定性的充分条件通常包含两个方面, 首先是保证各个子系统的稳定性, 其次是保证切换时刻系统的稳定性, 使系统在切换过程中稳定性不丢失。各子系统的稳定性条件较容易得到。对于切换过程的稳定性通常可以通过切换时刻的李雅普诺夫函数之间的关系来保证, 当相邻两个切换时刻的李雅普诺夫函数满足递减的关系时, 可以保证系统稳定性。为做到这一点, 切换系统方法通常需要有平均逗留时间的要求, 即要求系统切换不能过快。对于短延时系统而言, 当选择参数使平均逗留时间大于 1 时, 就可以适应任意延时切换。

以上切换系统的思想将被用于后续的控制策略设计中。

2.5 基于包的控制方法

在基于包的方法中, 一个数据包可以传输多个控制量, 执行器由时间戳得到闭环延时, 并根据闭环延时执行对应的控制量, 实现对延时的补偿。这有利于降低控制的保守性, 提升上述四种方法的控制性能。

将基于包的思想用于模型预测控制方法中, 可以设计如下性能指标:

$$J = X^T(k | k - \tau_{sc,k}) Q X(k | k - \tau_{sc,k}) + U^T(k | k - \tau_{sc,k}) R U(k | k - \tau_{sc,k})$$

其中

$$\begin{aligned}
X(k | k - \tau_{sc,k}) &= [x(k+1 | k - \tau_{sc,k}), \dots, x(k + N_p | k - \tau_{sc,k})], \\
U(k | k - \tau_{sc,k}) &= [u(k - \tau_{sc,k} | k - \tau_{sc,k}), \dots, u(k + N_u - 1 | k - \tau_{sc,k})], \\
x(k + j | k - \tau_{sc,k}) &= A^{j + \tau_{sc,k}} x(k - \tau_{sc,k}) + \sum_{l = -\tau_{sc,k}}^{j-1} A^{j-l-1} B u(k + l | k - \tau_{sc,k}),
\end{aligned}$$

N_p 为预测时域， N_u 为控制时域。然后利用模型预测控制方法可以得到一组控制增益。

基于包的思想也可用于随机控制方法、Markov 跳变系统方法和切换系统方法中，为每一种可能的延时提供一个控制增益。闭环系统可以写为：

$$x(k+1) = Ax(k) + BK_i x(k-i), i \in \mathbf{M}。$$

这种基于包的控制思想也将用于后续的控制器的设计中。

第三章 无线网络化控制系统的延时估计逼近控制策略

通过第一章的分析可以得到 WNCSSs 中延时特性通常难以预知，这一特点意味着众多利用延时特性所做的控制设计在实践中难以直接使用。针对这一本质困难，本章提出了 EBAC 策略。在控制器端设置延时特性估计器，利用控制系统接入网络后在线得到的延时数据，迭代的估计延时特性。同时设计了逼近控制器以利用逐渐精确的延时特性估计计算控制量。为应对延时特性突变，设计了延时特性突变检测器。得到了保证闭环系统随机稳定的充分条件和控制器增益计算方法。最后利用数值仿真验证了 EBAC 策略的有效性。

本章组织如下，3.1 节中详述了研究问题，3.2 节中针对无扰系统，提出的 EBAC 策略，在 3.3 节中分别利用 Markov 跳变系统方法和随机系统方法进行了系统分析，并得到了控制增益计算方法，在 3.4 节中针对有扰系统，对 EBAC 策略进行了改造，在第 3.5 节中得到了保证有扰系统均方最终一致有界的充分条件，第 3.6 节对所提方法做了数值仿真验证。

3.1 问题描述

本章所考虑的无线网络化控制系统的结构如图 3-1 所示，其中控制系统所使用的通信网络与其他用户共享。

考虑被控对象模型为线性离散系统：

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad (3-1)$$

其中 $x \in R^n$ 是系统状态， $u \in R^m$ 为控制输入， $A \in R^{n \times n}$ 和 $B \in R^{n \times m}$ 为系统矩阵。

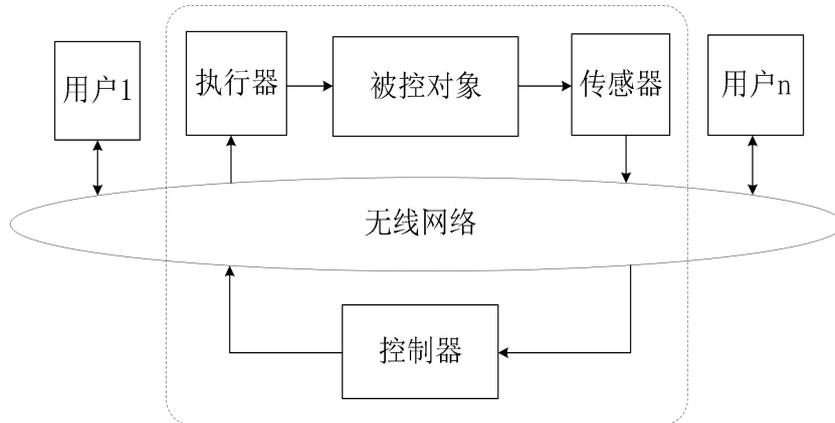


图 3-1 无线网络化控制系统框图

Figure 3-1. The framework of WNCSSs

在此系统中，传感器、控制器和执行器采用时间同步方式。传感器将测量数据通过无线网络发送给控制器，控制器收到数据包后计算控制量并发送给执行器，在执行器端根据数据包的时间戳选择最新的数据包，并在执行时刻作用于被控对象。

记传感器到控制器的延时为 d_k ，控制器到执行器的延时为 h_k ， τ_k 表示执行器执行时刻 k 与执行数据包对应的的时间戳之差，称为第 k 步的闭环延时，即 $\tau_k = h_k + d_{k-h_k}$ 。延时定义如示意图 3-2 所示。

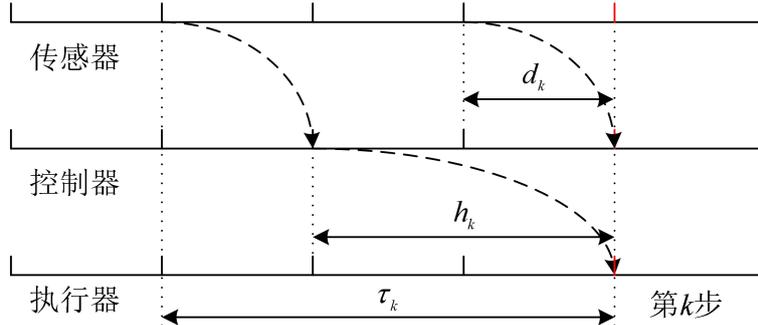


图 3-2 无线网络化控制系统的闭环延时

Figure 3-2. The round-trip delay of WNCSS

在本章中，将闭环延时建模为有限 Markov 过程，由于在无线网络中，控制系统难以得到节点接入和离开后的延时特性，所以我们假设其转移概率矩阵未知，从而得到如下假设。

假设 3-1: 闭环延时 τ_k 存在上界 M ，即 $\tau_k \in \mathbf{M} := \{0, 1, 2, \dots, M\}$ ，且满足转移概率矩阵未知的 Markov 过程。其转移概率为：

$$\Pr(\tau_{k+1} = j | \tau_k = i) = \begin{cases} \pi_{ij} & j \leq i+1 \\ 0 & j > i+1 \end{cases} \quad (3-2)$$

其中 $\pi_{ij} > 0$ ， $\forall i, j \in \mathbf{M}$ ， $\sum_{j=0}^M \pi_{ij} = 1$ ，且 $\Pi = (\pi_{ij})$ 。

由于无线网络组网灵活的特点，网络中的节点相较于有线网络可以更为灵活的接入和离开网络，由第一章中的分析可知，当拓扑变化时，网络的延时特性 Π 将发生变化，即存在数据包延时抖动 (Packet Delay Variation, PDV)。由于节点加入和离开网络的频率通常不高^[47]，所以可以认为闭环延时具有分段 Markov 的特点。即 τ_k 在一段时间内保持 Markov 性质，但会突然跳跃到另一个 Markov 过程上，两个 Markov 过程的概率转移矩阵不同，图 3-3 给出了分段 Markov 过程的示意图。用假设 3-2 描述这一特点。

假设 3-2: 存在 PDV 的闭环延时 τ_k 满足分段 Markov 过程，即闭环延时的转移概率矩阵将在某一未知时刻发生突变，在相邻两次变化之间的转移矩阵保持不变，闭环延时依旧满足假设 3-1 中转移概率矩阵未知的 Markov 过程。

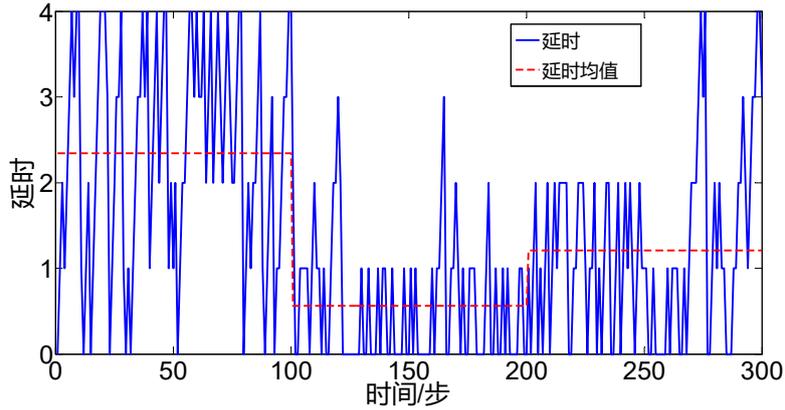


图 3-3 满足分段 Markov 过程的网络延时示意图

Figure 3-3. The round-trip delay satisfied piecewise Markov process

在上述假设下，忽略延时特性所做的控制设计必然带有较大的保守性。本章目标是在假设 3-1 和假设 3-2 的情况下，设计控制器使系统 (3-1) 稳定。主要难点在于突变时刻未知，突变后的 Π 未知，所以本章的方法要先估计 Π ，这也是本文区别于其他方法之处。

3.2 无扰无线网络化控制系统延时估计逼近控制策略设计

EBAC 策略的控制框图如图 3-4 所示，延时概率估计器利用时间戳和收到的延时数据得到延时转移概率矩阵的估计区间，逼近控制器利用延时转移概率估计区间和状态量得到控制信号，并将时间戳和控制信号一同发往执行器。同时利用 PDV 检测器检测数据包延时抖动。接下来对该策略所包含的各个单元进行详细描述。

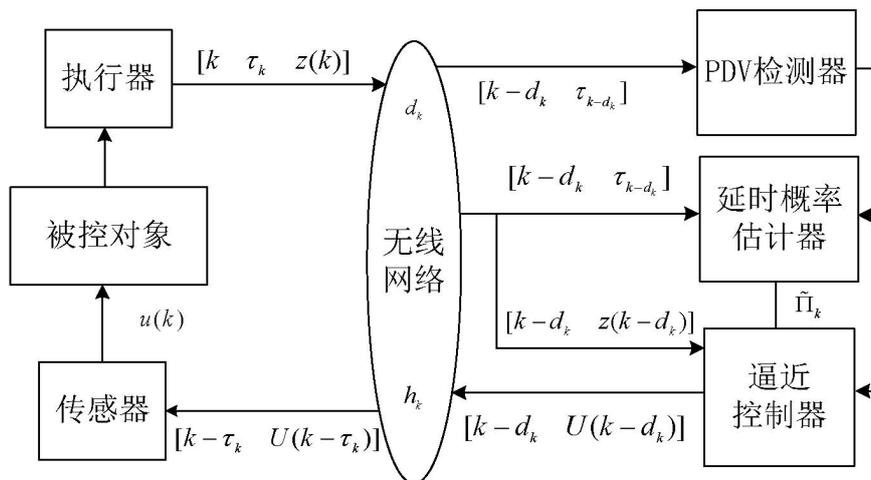


图 3-4 EBAC 策略流程框图

Figure 3-4. The framework of EBAC strategy

3.2.1 延时概率估计器

在第 k 步，延时概率估计器利用收到的闭环延时 τ_{k-d_k} ，针对每个转移概率 π_{ij} ，得到置信度为 α 的估计区间为 $[\underline{\pi}_{ij,k}, \bar{\pi}_{ij,k}]$ ，即 $\Pr(\pi_{ij} \in [\underline{\pi}_{ij,k}, \bar{\pi}_{ij,k}]) = \alpha$ ，由此得到转移概率估计区间矩阵为 $\tilde{\Pi}_k = ([\underline{\pi}_{ij,k}, \bar{\pi}_{ij,k}])$ ，由于区间估计矩阵中每个分量的置信度均为 α ，所以有 $\Pr(\Pi \in \tilde{\Pi}_k) = \alpha$ 。为了实现上述功能，需要执行器将数据包对应的闭环延时发送给传感器，再将此闭环延时、采样时间戳和状态一同发送给控制器。

估计的难点在于每一步控制只能到达一个延时数据，所以在估计开始阶段，延时的样本数量较少，若使用传统估计方法，可能导致 $\tilde{\Pi}_k$ 的置信度严重小于设定的值 α 。

针对这个难点，本文提出了一种改进的 Jeffery 区间估计方法，在原有 Jeffery 区间估计方法的基础上，引入学习率 σ ， $\sigma < 1$ ，减缓估计开始阶段区间收缩速度，提高样本较少时估计区间的置信度。

具体方法如下。用于估计延时概率区间的样本形式为延时对 $(\tau_l, \tau_{l-1}), l \leq k - d_k$ 。得到估计区间为 $[\underline{\pi}_{ij,k}, \bar{\pi}_{ij,k}]$ ：

$$\bar{\pi}_{ij,k} = \sigma^{-N_{i,k}} + (1 - \sigma^{-N_{i,k}}) \bar{\pi}'_{ij,k}, \quad \underline{\pi}_{ij,k} = (1 - \sigma^{-N_{i,k}}) \underline{\pi}'_{ij,k} \quad (3-3)$$

其中 $N_{i,k}$ 为延时对 $(\tau_l = q, \tau_{l-1} = i), q \in \mathbf{M}, l \leq k - d_k$ 的数量。估计区间 $[\underline{\pi}'_{ij,k}, \bar{\pi}'_{ij,k}]$ 可由 (3-4) 得到：

$$\begin{aligned} \underline{\pi}'_{ij,k} &= \beta\left(\frac{1-\alpha}{2}, X_{ij,k}, N_{i,k} - X_{ij,k} + a\right), \\ \bar{\pi}'_{ij,k} &= \beta\left(\frac{1+\alpha}{2}, X_{ij,k}, N_{i,k} - X_{ij,k} + b\right). \end{aligned} \quad (3-4)$$

其中 $\beta(h, d, e)$ 表示满足参数为 d, e 的贝塔分布的 h 分位点， a, b 为贝塔分布的初始值，通常可取 0.5。 $X_{ij,k}$ 为延时对 $(\tau_l = j, \tau_{l-1} = i), l \leq k - d_k$ 的数量。

上文中的 $X_{ij,k}$ 、 $N_{i,k}$ 可用在线得到的延时对 $(\tau_{k-d_k}, \tau_{k-d_k-1})$ 迭代得到：

$$(X_{ij,k}, N_{i,k}) = \begin{cases} (X_{ij,k-1} + 1, N_{i,k-1} + 1) & \tau_{k-d_k} = j, \tau_{k-d_k-1} = i \\ (X_{ij,k-1}, N_{i,k-1}) & \text{其他} \end{cases} \quad (3-5)$$

上述估计方法将缓解传统 Jeffery 估计在样本较少时置信度不足的问题。当样本数量较少时，估计区间 (3-3) 接近保守的区间 $[0, 1]$ ，其置信度接近 1，当样本数量逐渐增加时，对区间 $[\underline{\pi}'_{ij,k}, \bar{\pi}'_{ij,k}]$ 的信赖程度也逐渐提升。

本文选择 Jeffery 区间估计方法的原因在于首先此估计区间是无偏的。

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E(\pi'_{ij,k}) = \frac{X_{ij,k}}{N_{i,k}} = \pi_{ij}, \quad \lim_{k \rightarrow \infty} Var(\pi'_{ij,k}) = \frac{X_{ij,k}(N_{i,k} - X_{ij,k})}{N_{i,k}^2(N_{i,k} + 1)} = 0. \quad (3-6)$$

其次, Jeffery 区间估计方法为基于先验的估计, 在小样本情况下有较好的收敛性^[58]。

3.2.2 逼近控制器设计

设计控制器为线性状态反馈控制器, 难点在于需要利用时变的延时概率区间估计 $\tilde{\Pi}_k$ 更新反馈控制器的增益, 但控制增益无法在每一步实现更新。原因有二, 首先, 频繁切换的控制增益可能导致系统失稳^[59], 其次频繁的切换需要较高的计算成本。本文提出了一种逼近控制器。具体方法如下。

在第 k 步, 逼近控制器收到的系统状态集合为:

$$z^T(k-d_k) = (x^T(k-d_k), x^T(k-d_k-1), \dots, x^T(k-d_k-M)),$$

用此状态集合触发控制器增益更新。假设在 k 之前, 控制器已经更新了 i 次, 则触发条件为:

$$z^T(k-d_k)z(k-d_k) \leq cz^T(r_i)z(r_i) \quad c < 1, \quad (3-7a)$$

$$k-d_k-r_i \geq L \quad L \geq M. \quad (3-7b)$$

当 $k-d_k$ 满足 (3-7) 时, 控制器增益更新, 此时 $k-d_k$ 为第 $i+1$ 个更新时刻, 反之, 则不做更新。其中 r_i 表示第 i 次控制器增益更新时刻, $z(r_i)$ 为相应的更新状态, L 、 c 为可设置参数, 用于调节更新频率。

确定了更新时刻, 接下来将得到在更新时刻更新控制量的具体方法。当 $k-d_k$ 属于 $\mathbf{R} := \{r_i; i \in \mathbf{M}\}$ 时, 使用得 $\tilde{\Pi}_k$ 到控制增益, 反之, 控制增益不做改变。所以实际用于控制增益计算的延时转移矩阵估计 $\hat{\Pi}_k$ 为:

$$\hat{\Pi}_k = \begin{cases} \tilde{\Pi}_k & k-d_k \in \mathbf{R} \\ \hat{\Pi}_{k-1} & k-d_k \notin \mathbf{R}, \end{cases} \quad (3-8)$$

添加基于包的控制机制以进一步提升性能^[61]。即为每一种可能的延时设计控制增益。得到控制量序列 $U(k-d_k)$ 为:

$$U(k-d_k) = [u(k-d_k), \dots, u(k-d_k-M)], \quad (3-9)$$

$$u(k-d_k-i) = K_i(\hat{\Pi}_k)x(k-d_k) \quad i \in \mathbf{M}.$$

控制器将 $U(k-d_k)$ 和时间戳 $k-d_k$ 一同发送给执行器。

在执行器端, 执行器从 $U(k-d_k)$ 中选择控制量并应用于被控对象, 作用于被控对象的控制量为:

$$u(k) = K_{\tau_k}(\hat{\Pi}_{k-h_k})x(k-\tau_k). \quad (3-10)$$

值得注意的是, (3-7a) 保证了相邻两个更新状态满足递减关系, 即 $z(r_i) \geq z(r_{i+1})$, 这将有利于系统稳定, 具体证明在 3.3 节和 3.4 节中给出, 小于等于的关系也保证了控制器增益更新的持续发生。(3-7b) 中 L 、 c 越大, 切换间隔就越大。

3.2.3 PDV 检测器设计

在 k 时刻，PDV 检测器使用最新的 w 个延时样本组成监测窗， $D_d = \{\tau_j, k-d_k-w < j \leq k-d_k\}$ 。由于 PDV 发生的频率较小，在 PDV 发生之前，延时概率估计可以收敛。所以 Π 的稳态分布估计 $P = (p_i)$ 可以得到。使用卡方检验的方式检测 w 个样本的统计特性是否发生改变，使用的卡方统计量为：

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^M \frac{(f_i - w \cdot p_i)^2}{w \cdot p_i},$$

其中 f_i 为 D_d 中延时为 i 的数量。将统计量与卡方分布作比较，得到检测结果，详细方法可参考^[62]。当有新的延时数据到来时，将检测窗口向前推进一位。

将 EBAC 策略总结为算法 3-1。

算法 3-1: EBAC 策略

初始化：时间步 k 为 0，控制增益更新计数 $l=0$ ，更新时刻 r_l 的初值为 k ，概率估计区间的初始值为：

$$\bar{\pi}_{ij,0} = \begin{cases} 0 & j > i+1 \\ 1 & \text{其他} \end{cases}, \quad \underline{\pi}_{ij,0} = 0.$$

- 1 PDV 检测器检测延时概率是否发生变化，若发生变化，初始化概率估计区间，初始化 $l=0$ ， $r_l=k$ ，执行第 3 步。否则，执行第 2 步。
 - 2 延时概率估计器根据 (3-3)、(3-4)、(3-5) 更新转移概率矩阵 $\tilde{\Pi}_k$ 。
 - 3 逼近控制器判断收到的状态是否满足切换条件 (3-7)，若满足， $l=l+1$ ，否则， l 不变。
 - 4 逼近控制器按照 (3-8)、(3-9) 更新控制量 $U(k-d_k)$ ，发送给执行器。
 - 5 执行器按照 (3-10) 选择控制量 $u(k)$ 。将最新的闭环延时发送到传感器端。
 - 6 令 $k=k+1$ ，跳转到第 1 步。
-

3.3 无扰系统稳定性分析和控制增益设计

在本节中将使用 Markov 跳变方法和随机系统方法得到控制器增益，随机系统方法计算量较小，而 Markov 跳变系统方法的保守性更小。

3.3.1 基于 Markov 跳变系统方法的稳定性分析和控制增益设计

本节提出闭环系统随机稳定的充分条件，并在此基础上提出控制增益的设计方法。首先给出随机稳定性定义。

定义 2-1: 若对任意给定的初始状态 x_0 和初始延时 τ_0 ，有极限：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E(x^T(k)x(k) | x_0, \tau_0) = 0 \quad (3-11)$$

则系统随机稳定。

为分析稳定性，定义控制增益切换时刻 $s_i = k, k-1-\tau_{k-1} < r_i < k-\tau_k$ ，即为第 i 次更新的数据包首次被执行器执行的时刻。接下来的引理说明了在相邻两次切换时刻 s_i 和 s_{i+1} 之间所用控制量的形式。

引理 3-1： 在 EBAC 策略下，任意时间步 $k \in [s_i, s_{i+1})$ ，总存在时间 $k_i \in [r_i, s_i]$ ，使执行器选择的控制量可表示为：

$$u(k) = K_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})x(k-\tau_k)。 \quad (3-12)$$

证明： 由 (3-8) 可知，(3-10) 中的 $\hat{\Pi}_{k-h_k}$ 可以写为：

$$\hat{\Pi}_{k-h_k} = \begin{cases} \tilde{\Pi}_{k-h_k} & k-\tau_k = r_i \\ \hat{\Pi}_{k-h_k-1} & k-\tau_k \neq r_i, \end{cases}$$

继续递归 (3-8) 可以得到一定存在 $k_i \in [r_i, s_i]$ ，使 $k_i - d_{k_i} = r_i$ 成立， k_i 为 r_i 采样的状态到达控制器的时刻，所以 $\hat{\Pi}_{k-h_k} = \tilde{\Pi}_{k_i}$ 成立，由 (3-10) 式引理得证。

接下来将得到 EBAC 下闭环系统的表达形式，将 (3-12) 代入系统 (3-1) 可得闭环系统为：

$$x(k+1) = Ax(k) + BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})x(k-\tau_k) \quad s_i \leq k < s_{i+1}, i = 0, 1, 2, \dots \quad (3-13)$$

由于闭环延时满足 Markov 过程，所以将 (3-13) 改写为 Markov 跳变系统形式：

$$z(k+1) = \Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})z(k) \quad s_i \leq k < s_{i+1}。 \quad (3-14)$$

其中

$$\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i}) = \begin{bmatrix} A & \cdots & BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i}) & \cdots & 0 \\ I & & & & 0 \\ 0 & I & & & 0 \\ & & \ddots & & \\ & & & I & 0 \end{bmatrix},$$

I 为合适维数的单位阵。 $\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})$ 与 τ_k 的取值有关， $BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})$ 在第一行，第 τ_k+1 列。

接下来将给出闭环系统的随机稳定性条件，并得到控制增益的计算方法。

定理 3-1： 若对 $\forall r_i \in \mathbf{R}$ ， $l \geq 0$ ，存在对应的对称矩阵集 $\mathbf{G}_l = \{G_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 、正定矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和控制增益 $K_l = \{K_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ ，使以下 LMIs 成立，则系统 (3-13) 在设计控制策略下是随机稳定的。

$$\Phi_{i,l}^T((1-\pi_{ii,k_i})G_{i,l} + P_{i,l})\Phi_{i,l} - P_{i,l} < 0 \quad (3-15a)$$

$$P_{i,l} - P_{j,l} < G_{j,l} \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \quad (3-15b)$$

证明：对 $\forall k$ ，一定存在相邻的更新时间 r_l, r_{l+1} ，使 $k \in [s_l, s_{l+1})$ 。由引理 3-1 可知，在区间 $[s_l, s_{l+1})$ 内，控制增益保持不变。所以，(3-14) 中的 $\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_l})$ 仅与延时有关，简记做 $\Phi_{\tau_k, l}$ 。

考虑以下李雅普诺夫函数

$$V(z(k)) = z^T(k)P_{\tau_k, r_l}z(k)。$$

其中 P_{τ_k, r_l} 为各延时对应的正定对称矩阵，在两次切换之间保持不变，求李雅普诺夫函数的差分为：

$$E(V(k+1) - V(k) | z(k), \tau_k = i) = z^T(k)(\Phi_i^T(\sum_{j=1}^M \pi_{ij} P_{j, r_l})\Phi_i - P_{i, r_l})z(k)。 \quad (3-16)$$

由转移概率的性质可以知道 $\pi_{ii} = 1 - \sum_{j \neq i} \pi_{ij}$ ，结合 (3-15b)，将 (3-16) 改写为：

$$\begin{aligned} & z^T(k)(\Phi_i^T(\sum_{j=1}^M \pi_{ij} P_{j, r_l})\Phi_i - P_{i, r_l})z(k) \\ &= z^T(k)(\Phi_i^T(\sum_{j \neq i} \pi_{ij} (P_{j, r_l} - P_{i, r_l}))\Phi_i + \Phi_i^T P_{i, r_l} \Phi_i - P_{i, r_l})z(k) \\ &\leq z^T(k)(\Phi_i^T(\sum_{j \neq i} \pi_{ij} G_{i, r_l} + P_{i, r_l})\Phi_i - P_{i, r_l})z(k) \\ &< z^T(k)(\Phi_i^T((1 - \underline{\pi}_{ii, r})G_{i, r_l} + P_{i, r_l})\Phi_i - P_{i, r_l})z(k)。 \end{aligned} \quad (3-17)$$

(3-15a) 保证了 (3-17) 小于 0，于是存在 γ_1 ， $0 < \gamma_1 < 1$ ，使 (3-18) 式成立。

$$E(V(k+1) | z(k), \tau_k) \leq \gamma_1 V(k)。 \quad (3-18)$$

由于两次切换时刻间的任意时刻所用控制增益不变，将 (3-18) 递归可以得到：

$$E(V(k) | z(s_l), \tau_{s_l}) < \gamma_1^{k-s_l} z^T(s_l) P_{\tau_{s_l}, r_l} z(s_l)。 \quad (3-19)$$

由 (3-19) 可得到两次切换之间的状态与切换时刻的状态之间有 (3-20) 式结论：

$$\begin{aligned} E(z^T(k)z(k) | z(s_l), \tau_{s_l}) &\leq \gamma_1^{k-s_l} \lambda_1 z^T(s_l)z(s_l) \\ \lambda_1 &= \max_{i, j \in \mathbf{M}} (\lambda_{\max}(P_{i, r_l}) / \lambda_{\min}(P_{j, r_l}))。 \end{aligned} \quad (3-20)$$

其中 $\lambda_{\max}(\bullet)$ 、 $\lambda_{\min}(\bullet)$ 表示矩阵的最大，最小特征值。

从更新时间 r_l 到切换时间 s_l 采用原始的控制增益，与得到 (3-20) 方法类似，可以得到更新时间 r_l 和切换时刻 s_l 的状态之间有如下结论：

$$E(z^T(s_l)z(s_l) | z(r_l), \tau_{r_l}) \leq \gamma_2 \lambda_2 z^T(r_l)z(r_l)。 \quad (3-21)$$

结合切换时刻判断条件 (3-7a) 和 (3-20)，可将 (3-21) 继续递归得到：

$$E(z^T(k)z(k) | z_0, \tau_0) \leq \gamma_2 \gamma_1^{k-s_l} \lambda_1 \lambda_2 c^{-v} z_0^T z_0， \quad (3-22)$$

当 k 趋于无穷时，切换次数 v 也趋于无穷多次，所以有：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E(z^T(k)z(k) | z_0, \tau_0) = \lim_{v \rightarrow \infty} \gamma_2 \gamma_1^{k-s_l} \lambda_1 \lambda_2 e^{-v} z_0^T z_0 = 0. \quad (3-23)$$

满足随机稳定定义，定理 3-1 得证。

定理同时说明了只要相邻切换时刻 s_l 和 s_{l+1} 之间的控制增益能使系统随机稳定，则在更新条件 (3-7) 的保证下，系统随机稳定。

定理 3-1 引入了约束 (3-15b) 使 LMIs 在延时特性完全未知时易于求解，当估计收敛后，去除约束可以进一步提升控制性能。所以得到定理 3-2 的稳定性条件。

定理 3-2: 若对 $\forall r_l \in \mathbf{R}$, $l \geq 0$, 存在对应的正定矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和控制增益 $K_l = \{K_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$, 使以下 LMIs 成立, 则系统 (3-13) 在设计控制策略下是随机稳定的。

$$\Phi_i^T \left(\sum_{j=0}^M \bar{\pi}_{ij,k_l} P_{j,l} \right) \Phi_i - P_{i,l} < 0 \quad (3-24)$$

证明: 与定理 3-1 的证明方法相同, 不再赘述。

结合定理 3-1 和定理 3-2 的优势, 得到定理 3-3, 用于在更新时刻获得控制器增益。控制器可由定理 3-1 和定理 3-2 中矩阵不等式进行舒尔补得到。

首先引入参数 ω_l 以表示估计的收敛程度, 表达式如下:

$$\omega_l = \begin{cases} 1 & \max_{\forall i, j \in \mathbf{M}} (\bar{\pi}_{ij,k_l} - \underline{\pi}_{ij,k_l}) < \theta \\ 0 & \text{其他} \end{cases},$$

其中 θ 为给定阈值, 当估计区间宽度小于阈值时, 说明估计以足够逼近真值。

定理 3-3: 若对 $\forall r_l \in \mathbf{R}$, $l \geq 0$, 存在对应的对称矩阵集 $\mathbf{G}_l = \{G_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$, 正定矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和控制增益 $K_l = \{K_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 使以下 LMIs 成立, 则系统 (3-13) 在设计控制策略下是随机稳定的。

$$\begin{bmatrix} -P_{i,l} & T_{i,l}^T \\ T_{i,l} & -\Gamma_l \end{bmatrix} < 0 \quad (3-25)$$

$$(1-\mu)(P_{i,l} - P_{j,l}) < G_{j,l} \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \quad (3-26)$$

其中

$$\mathbf{T}_{i,l}^T = [((1-\omega_l)\sqrt{(1-\underline{\pi}_{ii,k_l})/M} + \omega_l\sqrt{\underline{\pi}_{i1,k_l}})\Phi_i^T, \dots, ((1-\omega_l)\sqrt{(1-\underline{\pi}_{ii,k_l})/M} + \omega_l\sqrt{\underline{\pi}_{ii-1,k_l}})\Phi_i^T,$$

$$((1-\omega_l)\sqrt{(1-\underline{\pi}_{ii,k_l})/M} + \omega_l\sqrt{\underline{\pi}_{ii+1,k_l}})\Phi_i^T, \dots, ((1-\omega_l) + \omega_l\sqrt{\underline{\pi}_{ii,k_l}})\Phi_i^T],$$

$$\Gamma_l = \text{diag}((1-\omega_l)G_{i,l}^{-1} + \omega_l P_{i,l}^{-1}, \dots, (1-\omega_l)G_{i,l}^{-1} + \omega_l P_{M,l}^{-1}, P_{i,l}^{-1}),$$

$$\omega_l = \omega(k_l).$$

由于 (3-25)、(3-26) 中含有 $G_{i,l}^{-1}$, $G_{i,l}$ 以及 $P_{i,l}^{-1}$, $P_{i,l}$, CCL 算法可以用于求解定理 3-1 中 LMIs。

3.3.2 基于随机系统方法的稳定性分析和控制增益设计

在 3.3.1 节中设计了基于 Markov 跳变系统方法的控制增益计算方法，并证明了由此得到的 EBAC 策略能保证系统随机稳定，然而每一次更新控制器增益都需要运行 CCL 算法，存在大量的计算，这将会造成较大的计算开销，控制器需要足够的算力以及计算时间。本节中将在 EBAC 的框架下，利用随机系统方法，得到了保证系统随机稳定的充分条件，并基于此得到了不依赖于 CCL 算法的控制增益计算方法。

定理 3-4: 若对 $\forall r_l \in \mathbf{R}$, $l \geq 0$, 存在对应的对称矩阵集 $\mathbf{G}_l = \{G_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和正定矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$, 对称正定矩阵 $Q_{1,l}$ 、 $Q_{2,l}$ 、 $Q_{3,l}$ 、 $R_{1,l}$ 、 $R_{2,l}$, 以及矩阵 $M_{1,l} \in R^{n \times n}$ 、 $M_{2,l} \in R^{n \times n}$ 、 $M_{3,l} \in R^{n \times n}$ 和 $K_l = \{K_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 使如下 LMIs 成立, 则闭环系统 (3-13) 在设计控制策略下是随机稳定的。

$$\Psi_{i,l} = \begin{bmatrix} -R_{1,l}^{-1} & 0 & \Lambda_{13,i,l} \\ * & -R_{2,l}^{-1} & \Lambda_{23,i,l} \\ * & * & \Lambda_{33,i,l} \end{bmatrix} < 0 \quad (3-27)$$

$$\omega_l(P_{i,l} - P_{j,l}) < G_{j,l} \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \quad (3-28)$$

其中

$$\Lambda_{13,i,l} = [\bar{\tau}(A - I) \quad 0 \quad \bar{\tau}BK_{i,l} \quad 0 \quad 0],$$

$$\Lambda_{23,i,l} = [(\bar{\tau} - \underline{\tau})(A - I) \quad 0 \quad (\bar{\tau} - \underline{\tau})BK_{i,l} \quad 0 \quad 0],$$

$$\Lambda_{33,i,l} = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}_{11} & \mathfrak{R}_{12} & R_{1,l} & 0 & 0 \\ & \mathfrak{R}_{22} & 0 & 0 & 0 \\ & & \mathfrak{R}_{33} & R_{1,l} + R_{2,l} & R_{2,l} \\ & & & -Q_{1,l} - R_{1,l} - R_{2,l} & 0 \\ & & & & -Q_{2,l} - R_{2,l} \end{bmatrix} + \text{sym}(\mathfrak{Z}^T \mathfrak{S}_{i,l}),$$

$$\mathfrak{R}_{11} = \omega_l(\sum \bar{\pi}_{ij,l} P_{j,l} - P_{i,l}) + (1 - \omega_l)(1 - \underline{\pi}_{ii,l})G_{i,l} + Q_{1,l} + Q_{2,l} + (\bar{\tau} - \underline{\tau} + 1)Q_{3,l} - R_{1,l},$$

$$\mathfrak{R}_{12} = \omega_l(\sum_{j \in \mathbf{M}} \bar{\pi}_{ij,l} P_{j,l}) + (1 - \omega_l)((1 - \underline{\pi}_{ii,l})G_{i,l} + P_{j,l}), \quad \mathfrak{R}_{22} = \mathfrak{R}_{12},$$

$$\mathfrak{R}_{33} = -Q_{3,l} - 2R_{1,l} - 2R_{2,l}, \quad \mathfrak{Z} = [M_{1,l}^T, M_{2,l}^T, M_{3,l}^T, 0, 0], \quad \mathfrak{S}_{i,l} = [A - I, -I, BK_{i,l}, 0, 0],$$

I 为 n 维的单位阵。 $\bar{\tau}$, $\underline{\tau}$ 为给定的闭环延时时, 上, 下界。

证明: 对 $\forall k$, 一定存在相邻的更新时间 r_l 、 r_{l+1} , 使 $k \in [s_l, s_{l+1})$ 。由引理 3-1 可知, 在区间 $[s_l, s_{l+1})$ 内, 控制增益保持不变。

考虑以下李雅普诺夫函数:

$$V(k) = V_1 + V_2 + V_3 + V_4, \quad (3-29)$$

其中

$$\begin{aligned}
 V_1 &= x^T(k)P_{\tau_k, \tau_l}x(k), \\
 V_2 &= \sum_{h=k-\bar{\tau}}^{k-1} x^T(h)Q_{1,l}x(h) + \sum_{h=k-\bar{\tau}}^{k-1} x^T(h)Q_{2,l}x(h), \\
 V_3 &= \sum_{g=-\bar{\tau}+2}^{-\bar{\tau}+1} \sum_{h=k+g-1}^{k-1} x^T(h)Q_{3,l}x(h) + \sum_{h=k-\tau_k}^{k-1} x^T(h)Q_{3,l}x(h), \\
 V_4 &= \sum_{g=-\bar{\tau}+1}^0 \sum_{h=k+g-1}^{k-1} \bar{\tau}y^T(h)R_{1,l}y(h) + \sum_{g=-\bar{d}+1}^{-\bar{\tau}} \sum_{h=k+g-1}^{k-1} (\bar{\tau}-\underline{\tau})y^T(h)R_{2,l}y(h), \\
 y(k) &= x(k+1) - x(k),
 \end{aligned}$$

P_{τ_k, τ_l} , $Q_{1,l}$, $Q_{2,l}$, $Q_{3,l}$, $R_{1,l}$, $R_{2,l}$ 在两次切换之间保持不变, 求李雅普诺夫函数的差分为:

$$\begin{aligned}
 &E(V_1(k+1) - V_1(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &= (y(k) + x(k))^T \sum_{j \in \mathbf{M}} \pi_{ij} P_j(y(k) + x(k)) - x^T(k) P_i x(k), \quad (3-30)
 \end{aligned}$$

当 $\omega_l=1$ 时, 由转移概率的性质可以知道 $\pi_{ii}=1-\sum_{\neq j} \pi_{ij}$, 当满足 $P_{i,l} - P_{j,l} < G_{j,l}$, $\forall i, j \in \mathbf{M}$ 时, 可以得到:

$$\sum \pi_{ij,l} P_{j,l} < (1 - \pi_{ii}) P_{i,l} + P_{i,l}. \quad (3-31)$$

当 $\omega_l=0$ 时, 去掉对 \mathbf{P}_l 的约束, 可以得到:

$$\sum \pi_{ij,l} P_{j,l} < \sum \bar{\pi}_{ij,l} P_{j,l}. \quad (3-32)$$

结合(3-31)、(3-32), 将(3-30)改写为:

$$\begin{aligned}
 &E(V_1(k+1) - V_1(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &\leq (y(k) + x(k))^T (\omega (\sum \bar{\pi}_{ij,l} P_{j,l} - P_{i,l}) \\
 &\quad + (1 - \omega)(1 - \pi_{ii,l}) G_{i,l}) (y(k) + x(k)), \quad (3-33)
 \end{aligned}$$

得到其余李雅普诺夫函数差分分别为:

$$\begin{aligned}
 &E(V_2(k+1) - V_2(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &= x^T(k)(Q_1 + Q_2)x(k) - x^T(k - \bar{\tau})Q_1x(k - \bar{d}) - x^T(k - \underline{\tau})Q_2x(k - \underline{\tau}), \quad (3-34)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &E(V_3(k+1) - V_3(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &\leq (\bar{\tau} - \underline{\tau} + 1)x^T(k)(Q_3)x(k) - x^T(k - d_k)Q_3x(k - d_k), \quad (3-35)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &E(V_4(k+1) - V_4(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &= \bar{\tau}^2 y^T(k)R_1y(k) - (\bar{\tau} - \underline{\tau})^2 y^T(k)R_2y(k) \\
 &\quad - \sum_{h=k-\bar{d}}^{k-1} \bar{\tau} y^T(h)R_1y(h) - \sum_{h=k-\bar{d}}^{k-\bar{d}-1} (\bar{\tau} - \underline{\tau}) y^T(h)R_2y(h), \quad (3-36)
 \end{aligned}$$

由于系统(3-13), 可以得到下式成立:

$$\xi^T(k) \cdot [M_1^T, M_2^T, M_3^T]^T \cdot ((A - I)x(k) - y(k) + BK_{\tau_k}x(k - \tau_k)) \equiv 0. \quad (3-37)$$

对(3-36)使用引理2-1得到:

$$\begin{aligned}
 & E(V_4(k+1) - V_4(k) | x(k), \tau_k = i) \\
 &= \bar{\tau}^2 y^T(k) R_1 y(k) - (\bar{\tau} - \underline{\tau})^2 y^T(k) R_2 y(k) \\
 &\quad + (x(k) - x(k - \tau_k))^T R_1 (x(k) - x(k - \tau_k)) \\
 &\quad + (x(k - \tau_k) - x(k - \bar{\tau}))^T R_1 (x(k - \tau_k) - x(k - \bar{\tau})) \\
 &\quad + (x(k - \bar{\tau}) - x(k - \tau_k))^T R_2 (x(k - \bar{\tau}) - x(k - \tau_k)) \\
 &\quad + (x(k - \tau_k) - x(k - \bar{\tau}))^T R_2 (x(k - \tau_k) - x(k - \bar{\tau})),
 \end{aligned} \tag{3-38}$$

结合 (3-33)、(3-34)、(3-35) 和 (3-38) 可得：

$$E(\Delta V(k)) < \zeta^T(k) \Psi \zeta(k) < 0, \tag{3-39}$$

其中 $\zeta(k) = [x^T(k), y^T(k), x^T(k - \tau_k), x^T(k - \bar{\tau}), x^T(k - \underline{\tau})]^T$ 。

由于 $V(k)$ 可以整理为 $z^T(k) F_i z(k)$ ， F_i 与 Ψ_i 中待求矩阵有关，由 (3-39) 可得，必存在 γ_1 ，使 (3-40) 成立：

$$E(z^T(k) z(k) | z(s_i), \tau_{s_i}) < \gamma_1 \lambda_1 z^T(s_i) z(s_i)。 \tag{3-40}$$

其中 $\lambda_1 = \max_{i,j \in \mathbf{M}} (\lambda_{\max}(F_i) / \lambda_{\min}(F_j))$ 。

从更新时刻 r_l 到切换时间 s_l 的采用原始的控制增益，与得到 (3-40) 方法类似可以得到更新时刻和切换时刻的状态之间有结论 (3-41)：

$$E(z^T(s_l) z(s_l) | z(r_l), \tau_{r_l}) \leq \gamma_2 \lambda_2 z^T(r_l) z(r_l), \tag{3-41}$$

结合切换时刻判断条件 (3-7a) 和 (3-41)，可将 (3-40) 继续递归得：

$$E(z^T(k) z(k) | z_0, \tau_0) \leq \gamma_2 \gamma_1^{k-s_l} \lambda_1 \lambda_2 c^{-v} z_0^T z_0。 \tag{3-42}$$

当 k 趋于无穷时，切换次数 v 也趋于无穷多次，所以有：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E(z^T(k) z(k) | z_0, \tau_0) = \lim_{v \rightarrow \infty} \gamma_2 \gamma_1^{k-s_l} \lambda_1 \lambda_2 c^{-v} z_0^T z_0 = 0。 \tag{3-43}$$

满足随机稳定定义，定理 3-4 得证。

定理 3-5 将给出控制器的计算方法。

定理 3-5： 若对 $\forall r_l \in \mathbf{R}$ ， $l \geq 0$ ，存在对应的对称矩阵集 $G'_l = \{G'_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和正定矩阵集 $P'_l = \{P'_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ ，对称正定矩阵 $Q'_{1,l}$ 、 $Q'_{2,l}$ 、 $Q'_{3,l}$ 、 $R'_{1,l}$ 、 $R'_{2,l}$ 、 X_l 以及矩阵 $Y_l = \{Y_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ ，实数 $\kappa_1 > 0$ 、 $\kappa_2 > 0$ 、 $v_1 > 0$ 和 $v_2 > 0$ ，使如下 LMIs 成立，则系统 (3-13) 在设计控制策略下是随机稳定的。

$$\Psi'_{i,l} = \begin{bmatrix} -\kappa_1^2 R'_{1,l} & 0 & \Lambda'_{13,i,l} \\ * & -\kappa_2^2 R'_{2,l} & \Lambda'_{23,i,l} \\ * & * & \Lambda'_{33,i,l} \end{bmatrix} < 0 \tag{3-44}$$

$$\omega_l(P'_{i,l} - P'_{j,l}) < G'_{j,l} \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \tag{3-45}$$

其中

$$\Lambda'_{13,i,l} = [\bar{\tau}(AX_l - X_l) \quad 0 \quad \bar{\tau}v_2BY_{i,l} \quad 0 \quad 0],$$

$$\Lambda'_{23,i,l} = [(\bar{\tau} - \underline{\tau})(AX_l - X_l) \quad 0 \quad (\bar{\tau} - \underline{\tau})v_2BY_{i,l} \quad 0 \quad 0],$$

$$\Lambda'_{33,i,l} = \begin{bmatrix} \mathfrak{R}'_{11} & \mathfrak{R}'_{12} & v_2R'_{1,l} & 0 & 0 \\ & \mathfrak{R}'_{22} & 0 & 0 & 0 \\ & & \mathfrak{R}'_{33} & v_2(R_{1,l} + R_{2,l}) & v_2R'_{2,l} \\ & & & -Q'_{1,l} - R'_{1,l} - R'_{2,l} & 0 \\ & & & & -Q'_{2,l} - R'_{2,l} \end{bmatrix} + \text{sym}(\mathfrak{S}'^T \mathfrak{S}'_{i,l}),$$

$$\mathfrak{R}'_{11} = \omega(\sum \bar{\pi}_{ij,l} P'_{j,l} - P'_{i,l}) + (1 - \omega)(1 - \underline{\pi}_{ii,l})G'_{i,l} + Q'_{1,l} + Q'_{2,l} + (\bar{\tau} - \underline{\tau} + 1)Q'_{3,l} - R'_{1,l},$$

$$\mathfrak{R}'_{12} = v_1\omega_l(\sum_{j \in \mathbf{M}} \bar{\pi}_{ij,l} P'_{j,l}) + v_1(1 - \omega_l)((1 - \underline{\pi}_{ii,l})G'_{i,l} + P'_{j,l}), \quad \mathfrak{R}'_{22} = \mathfrak{R}'_{12},$$

$$\mathfrak{R}'_{33} = -v_2^2(Q_{3,l} + 2R_{1,l} + 2R_{2,l}), \quad \mathfrak{S}' = [I, I, I, 0, 0],$$

$$\mathfrak{S}'_{i,l} = [AX_l - X_l, -v_1X_l, v_2BY_{i,l}, 0, 0],$$

I 为 n 维的单位阵。 $\bar{\tau}$, $\underline{\tau}$ 为给定闭环延时上, 下界。反馈增益为 $K_{i,l} = Y_{i,l}X_l^{-1}$ 。

证明: 可令

$$X_l = M_{1,l}^{-1}, \quad v_1X_l = M_{2,l}^{-1}, \quad v_2X_l = M_{3,l}^{-1}, \quad \kappa_1X_l = R_{1,l}^{-1}, \quad \kappa_2X_l = R_{2,l}^{-1},$$

$$Q'_{i,l} = X_l^T Q_{i,l} X_l, i=1,2,3, \quad R'_{i,l} = X_l^T R_{i,l} X_l, i=1,2,$$

$$G'_l = \{G'_{i,l}, i \in \mathbf{M}\} = \{X_l^T G_{i,l} X_l, i \in \mathbf{M}\},$$

$$P'_l = \{P'_{i,l}, i \in \mathbf{M}\} = \{X_l^T P_{i,l} X_l, i \in \mathbf{M}\},$$

$$D_1 = \text{diag}(R_{1,l}, R_{2,l}, I, I, I, I, I), \quad D_2 = \text{diag}(\kappa_1X_l, \kappa_2X_l, X_l, v_1X_l, v_2X_l, I, I),$$

在 (3-27) 先左右乘 D_1^T 和 D_1 , 接着左右乘 D_2^T 和 D_2 , 得到 (3-44)。定理 3-5 得证。

因为系统无扰动, 所以延时概率的突变不会破坏系统稳定性。所以只要在假设 3-1 下系统稳定, 在假设 3-2 下系统必然稳定。

3.4 有扰无线网络化控制系统延时估计逼近控制策略设计

本节考虑存在扰动的无线网络化控制系统, 被控对象模型为线性有扰离散系统:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + C\omega(k) \quad (3-46)$$

其中 $x \in R^n$ 是系统状态, $u \in R^m$ 为控制输入, $\omega(k) \in R^q$ 为扰动, 且扰动有界, 即 $\omega^T(k)\omega(k) \leq \omega_{\max}^T \omega_{\max}$, ω_{\max} 为扰动上界, 有界扰动可用来描述幅值有限的随机扰动, 较为常见。 $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$ 和 $C \in R^{n \times q}$ 为系统矩阵。

由于扰动的加入使 3.2 节中的控制器增益更新条件和 3.3 节中求解控制器增益的方法无法保证有扰系统的稳定性，所以本节修改了逼近控制器中控制增益更新的触发条件，同时得到了更加鲁棒的控制增益计算方法。

为保证系统稳定以及减少更新成本，在每一步时间 k ，逼近控制器用收到的状态集 $z^T(k-d_k) = (x^T(k-d_k), x^T(k-d_k-1), \dots, x^T(k-d_k-M))$ 满足：

$$z^T(k-d_k)z(k-d_k) \leq cz^T(r_i)z(r_i) \quad c < 1, \quad (3-47a)$$

$$k-d_k-r_i > L \quad L \geq M, \quad (3-47b)$$

或

$$k-d_k-r_i \geq Q。 \quad (3-47c)$$

其中 r_i 为第 i 次控制器增益更新时刻， $z(r_i)$ 称为相应的更新状态， L ， c 为可设置参数，用于调节更新频率， Q 为允许控制增益不发生更新的最大间隔，其取值将在 3.5 节中给出。与 (3-7) 相比，增加的 (3-47c) 式可以使控制器增益更新在控制过程中持续发生。基于包的控制器设计与 3.2 节中相同，不在赘述。

3.5 有扰系统稳定性分析和控制增益设计

本节给出闭环系统均方最终一致有界的充分条件，并在此基础上提出控制增益的设计方法。首先给出均方最终一致有界的定义。

定义 3-2^[63]：若对任意紧子集 $D_c \subset R^n$ 以及任意 $x(0) = x_0 \in D_c$ ，存在常数 $\varepsilon > 0$ 和时间常数 $T = T(\varepsilon, x_0)$ ，使对任意时刻 $k > T$ ， $E[x^T(k)x(k) | x_0] < \varepsilon$ 成立，则系统 (3-46) 均方最终一致有界。

将 (3-12) 代入 (3-46) 可得闭环系统为：

$$x(k+1) = Ax(k) + BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})x(k-\tau_k) + C\omega(k) \quad s_i \leq k < s_{i+1}, i \in N。 \quad (3-48)$$

由于闭环延时满足 Markov 过程，所以将 (3-48) 改写为 Markov 跳变系统的形式：

$$z(k+1) = \Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})z(k) + F\omega(k) \quad s_i \leq k < s_{i+1}。 \quad (3-49)$$

其中

$$\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i}) = \begin{bmatrix} A & \cdots & BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i}) & \cdots & 0 \\ I & & & & 0 \\ 0 & I & & & 0 \\ & & \ddots & & \\ & & & I & 0 \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} C \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}。$$

$\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})$ 与 τ_k 的取值有关， $BK_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_i})$ 在第一行，第 τ_k+1 列。

接下来将给出闭环系统的均方最终一致有界的充分条件，并得到镇定控制增益的设计方法。

定理 3-6： 若存在正定对称矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和对称矩阵集 $\mathbf{G}_l = \{G_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和控制增益序列 $\mathbf{K} = \{K_0, K_1, \dots, K_M\}$ ，使以下 LMIs 对任意 $r_l, l \geq 0$ 成立，则闭环系统 (3-49) 在 EBAC 策略下均方最终一致有界。

$$\begin{bmatrix} \Phi_i^T \bar{P}_{i,l} \Phi_i - \rho P_{i,l} & \Phi_i^T \bar{P}_{i,l} F \\ F^T \bar{P}_{i,l} \Phi_i & F^T \bar{P}_{i,l} F - \rho I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-50a)$$

$$\begin{aligned} \bar{P}_{i,l} &= (1 - \pi_{ii,k_l}) G_{i,r_l} + P_{i,l} \\ P_{i,l} - P_{j,l} &< G_{j,l} \end{aligned} \quad (3-50b)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{\min} I &\leq P_{i,l} \leq \lambda_{\max} I \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \\ Q &\geq -(\ln c + 2 \ln \lambda) / \ln \rho \end{aligned} \quad (3-50c)$$

其中 λ_{\min} 、 λ_{\max} 以及 $\rho < 1$ 为给定参数， $\lambda = \lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ 。

证明： 对 $\forall k$ ，一定存在相邻的更新时间 s_l 、 s_{l+1} ，使 $k \in [s_l, s_{l+1})$ 。对应的更新时间为 $[r_l, r_{l+1})$ 。由引理 3-1 可知，在区间 $[s_l, s_{l+1})$ 内，使用恒定的估计 $\tilde{\Pi}_{k_l}$ ，所以，(3-49) 中的 $\Phi_{\tau_k}(\tilde{\Pi}_{k_l})$ 仅与延时有关，可以简记做 Φ_{τ_k} 。

考虑以下李雅普诺夫函数：

$$V(z(k)) = z^T(k) P_{\tau_k, r_l} z(k),$$

其中 $P_{\tau_k, r_l}, \tau_k \in \mathbf{M}$ 正定对称矩阵，且当 $k \in [s_l, s_{l+1})$ 时各延时对应的 P_{τ_k, r_l} 为常值。然后可以得到：

$$\begin{aligned} &E(V(k+1) - \rho V(k) - \rho \omega^T(k) \omega(k) | z(k), \tau_k = i) \\ &= \xi^T(k) \begin{bmatrix} \Phi_i^T \hat{P}_{i,l} \Phi_i & \Phi_i^T \hat{P}_{i,l} F \\ F^T \hat{P}_{i,l} \Phi_i & F^T \hat{P}_{i,l} F \end{bmatrix} \xi(k) \\ &\quad - \rho z^T(k) P_{i,l} z(k) - \rho \omega^T(k) \omega(k), \end{aligned} \quad (3-51)$$

其中 $\hat{P}_{i,l} = \sum_{j=1}^M \pi_{ij} P_{j,l}$ ， $\xi^T(k) = [z^T(k) \quad \omega^T(k)]$ 。由 (3-50b) 以及概率的性质 $\pi_{ii} = 1 - \sum_{j \neq i} \pi_{ij}$ 可知，可以得到：

$$\hat{P}_{i,l} < (1 - \pi_{ii,k_l}) G_{i,l} + P_{i,l} \triangleq \tilde{P}_{i,l} \quad (3-52)$$

由 (3-50a) 和 (3-52)，可以得到 (3-51) 小于 0，因此有：

$$E(V(k+1) | z(k), \tau_k) \leq \rho V(k) + \rho \omega^T(k) \omega(k), \quad (3-53)$$

引理 3-1 说明了在两个相邻的切换时刻之间使用相同的控制器增益序列，由 (3-53) 可以得到：

$$\begin{aligned} E(V(k) | z(s_l), \tau_{s_l}) &\leq \rho^{k-s_l} V(s_l) + \omega_{\max}^2 (\rho + \rho^2 + \dots) \\ &< \rho^{k-s_l} z^T(s_l) P_{\tau_{s_l}, \eta} z(s_l) + \frac{\rho}{1-\rho} \omega_{\max}^2 \end{aligned} \quad (3-54)$$

由 (3-54) 可知, k 时刻和切换时刻的系统状态满足:

$$\begin{aligned} E(z^T(k)z(k) | z(s_l), \tau_{s_l}) &\leq \rho^{k-s_l} V(s_l) + \omega_{\max}^2 (\rho + \rho^2 + \dots) \\ &< \rho^{k-s_l} \lambda z^T(s_l) z(s_l) + \frac{\rho}{(1-\rho)\lambda_{\min}} \omega_{\max}^2 \end{aligned} \quad (3-55)$$

从 r_l 到 s_l , 系统使用更新之前的控制器增益。与得到 (3-54) 和 (3-55) 相似, 切换时刻和更新时刻的系统状态满足:

$$E(z^T(s_l)z(s_l) | z(r_l), \tau_{r_l}) < \rho \lambda z^T(r_l) z(r_l) + \frac{\rho}{(1-\rho)\lambda_{\min}} \omega_{\max}^2, \quad (3-56)$$

由 (3-47a)、(3-47c) 和 (3-50c) 可以得到, 两个连续更新时刻的状态 $z(r_l)$, $z(r_{l-1})$ 满足:

$$E(z^T(r_l)z(r_l) | z(r_{l-1}), \tau_{r_{l-1}}) < c^{-1} z^T(r_{l-1}) z(r_{l-1}) + \frac{2\rho}{(1-\rho)\lambda_{\min}} \omega_{\max}^2, \quad (3-57)$$

然后, 由 (3-55)、(3-56)、(3-57) 可以得到:

$$E(z^T(k)z(k) | z_0, \tau_0) < \rho^{k-s_l} \lambda^2 c^{-\nu} z_0^T z_0 + \zeta \omega_{\max}^2, \quad (3-58)$$

其中 ν 为到 k 时刻为止, 控制器增益更新的次数, $\zeta = \frac{(1+\lambda+2\lambda^2 c/(c-1))\rho}{(1-\rho)\lambda_{\min}}$ 。当 k 趋于无穷时, ν 也趋于无穷, 因此有:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E(z^T(k)z(k) | z_0, \tau_0) = \lim_{k \rightarrow \infty} \rho^{k-s_l} \lambda^2 c^{-\nu} z_0^T z_0 + \zeta \omega_{\max}^2 = \zeta \omega_{\max}^2, \quad (3-59)$$

若取定义 3-2 中 ε 为 $\zeta \omega_{\max}^2 + \Delta$, 其中 Δ 为任意正实数, 然后可以得到定义 3-2 中 $T = \frac{\ln \Delta - \ln z_0^T z_0}{\ln c} Q$ 。当 $k > T$ 时, $E[z^T(k)z(k) | z_0] < \varepsilon$ 成立。定理 3-6 得证。

由于约束 (3-50b) 的存在, 当估计收敛时, 控制性能可以进一步提升。接下来得到的定理 3-7 可以在 EBAC 策略下, 去除约束 (3-50b), 保证系统均方最终一致有界, 然而, 在 Π 完全未知时, 相对难以得到解。

定理 3-7: 若存在正定对称矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$, 控制增益序列 $\mathbf{K} = \{K_0, K_1, \dots, K_M\}$, 使以下 LMIs 对任意 $r_l, l \geq 0$ 成立, 则闭环系统 (3-49) 在假设 3-1 以及 EBAC 策略下均方最终一致有界。

$$\begin{bmatrix} \Phi_i^T \bar{P}_{i,l} \Phi_i - \rho P_{i,l} & \Phi_i^T \bar{P}_{i,l} F \\ F^T \bar{P}_{i,l} \Phi_i & F^T \bar{P}_{i,l} F - \rho I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-60a)$$

$$\bar{P}_{i,l} = \bar{\pi}_{ij, k_l} P_{j,l}$$

$$\lambda_{\min} I \leq P_{i,l} \leq \lambda_{\max} I \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \quad (3-60b)$$

$$Q \geq -(\ln c + 2 \ln \lambda) / \ln \rho \quad (3-60c)$$

其中 λ_{\min} 、 λ_{\max} 以及 $\rho < 1$ 为给定参数， $\lambda = \lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ 。

结合定理 3-6 和定理 3-7 的优势，提出了如下控制增益计算方法。

首先引入用于表示估计的收敛程度参数 $\mu(k)$ 如下：

$$\mu(k) = \begin{cases} 1 & \max_{\forall i, j \in \mathbf{M}} (\bar{\pi}_{ij, k} - \underline{\pi}_{ij, k}) < \theta \\ 0 & \text{其他} \end{cases},$$

当概率估计未收敛时，使用定理 3-6 得到控制器增益，反之，使用定理 3-7。由此得到定理 3-8，用于在更新时刻获得控制器增益。

定理 3-8： 若对任意 $r_l, l \geq 0$ ，存在对应的对称矩阵集 $\mathbf{G}_l = \{G_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ ，正定矩阵集 $\mathbf{P}_l = \{P_{i,l}, i \in \mathbf{M}\}$ 和控制增益序列 $\mathbf{K} = \{K_0, K_1, \dots, K_M\}$ 使以下 LMIs 成立，则在系统 (3-49) 在假设 3-1 以及 EBAC 策略下均方最终一致有界。

$$\begin{bmatrix} -\rho P_{i,l} & 0 & \Omega_i^T \\ 0 & -\rho I & \Xi_i^T \\ \Omega_i & \Xi_i & -\Gamma_{i,l} \end{bmatrix} < 0 \quad (3-61a)$$

$$(1 - \mu(k_l))(P_{i,l} - P_{j,l}) < G_{j,l}$$

$$\lambda_{\min} I \leq P_{i,l} \leq \lambda_{\max} I \quad \forall i, j \in \mathbf{M} \quad (3-61b)$$

$$Q \geq -(\ln c + 2 \ln \lambda) / \ln \rho \quad (3-61c)$$

其中

$$\begin{aligned} \Omega_i^T &= [\Upsilon_{i1} \Phi_i^T \quad \dots \quad \Upsilon_{iM} \Phi_i^T], \\ \Xi_i^T &= [\Upsilon_{i1} F^T \quad \dots \quad \Upsilon_{iM} F^T], \\ \Gamma_{i,l} &= \text{diag}((1 - \mu(k_l))G_{i,l}^{-1} + \mu(k_l)P_{1,l}^{-1}, \dots, \\ &\quad (1 - \mu(k_l))P_{i,l}^{-1} + \mu(k_l)P_{i,l}^{-1}, \dots, \\ &\quad (1 - \mu(k_l))G_{i,l}^{-1} + \mu(k_l)P_{M,l}^{-1}), \\ \Upsilon_{ij} &= \begin{cases} (1 - \mu(k_l))\sqrt{(1 - \underline{\pi}_{ii, k_l} / M)} + \mu(k_l)\sqrt{\bar{\pi}_{ij, k_l}} \\ (1 - \mu(k_l)) + \mu(k_l)\sqrt{\bar{\pi}_{ii, k_l}} \end{cases}. \end{aligned}$$

由于定理 3-8 中含有 $P_{\tau_k, l}$ 、 $P_{\tau_k, l}^{-1}$ 以及 $G_{\tau_k, l}$ 、 $G_{\tau_k, l}^{-1}$ ，故采用 CCL 算法求解。

以上稳定性分析和控制增益设计虽然都基于假设 3-1，但对假设 3-2 的情况依然适用。因为在假设 3-2 中，PDV 的时间间隔是足够大的，对应于节点退出和离开网络不频繁，在 PDV 发生前，概率估计可以收敛，在 PDV 发生后，PDV 检测器将重启算法，所以每个间隔的系统设计可以分离考虑。

3.6 数值仿真

本节将利用数值仿真分别验证定理 3-3、定理 3-5 能保证系统 (3-13) 随机稳定, 以及定理 3-8 能保证系统 (3-49) 均方最终一致有界。

3.6.1 无扰系统数值仿真

首先本小节将验证 3.3 节中基于 Markov 跳变系统方法得到的 EBAC 策略的有效性。考虑如下线性离散被控对象:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k),$$

$x(k)=[x_1(k), x_2(k)]^T$, 采样周期为 0.1 秒, 其系统矩阵如下:

$$A = \begin{bmatrix} 0.7769 & 0.25 \\ 0.25 & 1.0163 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.4 \end{bmatrix}.$$

对于网络延时特性设置如下, 数据包闭环延时上界 M 取 4, 假设控制系统接入前后的延时转移概率矩阵分别为 Π_b 和 Π_a 。矩阵设置如下:

$$\Pi_b = \begin{bmatrix} 0.8 & 0.2 & 0 & 0 & 0 \\ 0.6 & 0.3 & 0.1 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.2 & 0.2 & 0.1 & 0 \\ 0.5 & 0.2 & 0.2 & 0.05 & 0.05 \\ 0.5 & 0.2 & 0.2 & 0.05 & 0.05 \end{bmatrix}, \quad \Pi_a = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.9 & 0 & 0 & 0 \\ 0.2 & 0.1 & 0.7 & 0 & 0 \\ 0.1 & 0.2 & 0.2 & 0.5 & 0 \\ 0.15 & 0.15 & 0.2 & 0.2 & 0.3 \\ 0.05 & 0.1 & 0.15 & 0.3 & 0.4 \end{bmatrix}.$$

系统容易得到变化前的延时概率转移矩阵, 系统难以及时得到拓扑变化后或受到攻击后的延时概率转移矩阵 Π_a 。

首先验证延时概率估计器能够通过延时数据估计延时概率转移矩阵 Π_a 。

以概率 $\Pr(\tau_k = 2 | \tau_{k-1} = 1) = \pi_{12}$ 为例, 其实际值为 0.7。 $\alpha = 0.99$, 得到不同学习率 σ 取值下的概率估计如图 3-5 所示。可以看到在样本数量较少时, 传统 Jeffrey 区间可能无法覆盖真值, 本文的方法能在不明显减缓收敛速度的情况下, 使区间有效覆盖真值。

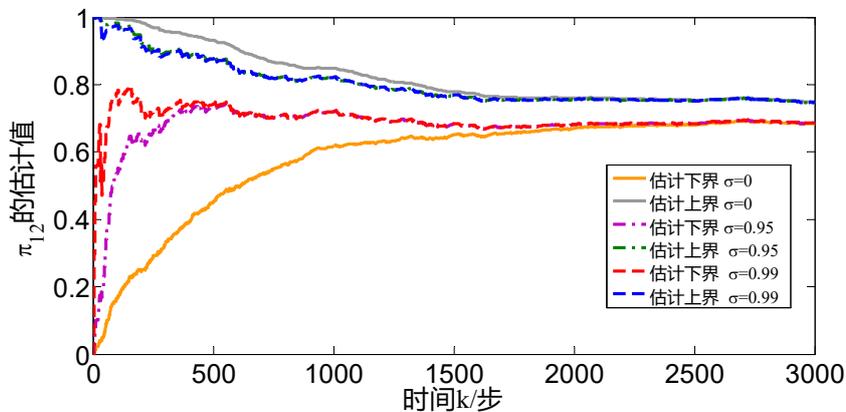


图 3-5 不同 σ 下概率估计区间 $[\underline{\pi}_{12}, \bar{\pi}_{12}]$ 随采样数量增加的收敛情况

Figure 3-5. The estimation interval $[\underline{\pi}_{12}, \bar{\pi}_{12}]$ as increasing of samples with different σ

接下来将验证定理 3-3 在假设 3-1 下的有效性。参数取值为 $L=4$ 、 $c=1.1$ 、 $\varepsilon=0.2$ 。从图中可以发现仅利用 Π_b 系统稳定性得不到保证，如图 3-6 所示。使用定理 3-3 中的方法可以在 Π_a 未知的情况下保证系统的稳定性，控制效果如图 3-7 所示。

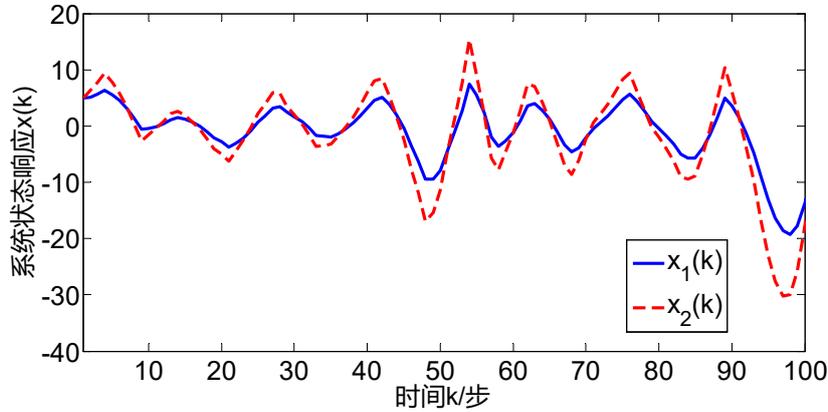


图 3-6 利用离线测量转移概率矩阵得到的控制结果

Figure 3-6. The control results based on transition matrix measured offline

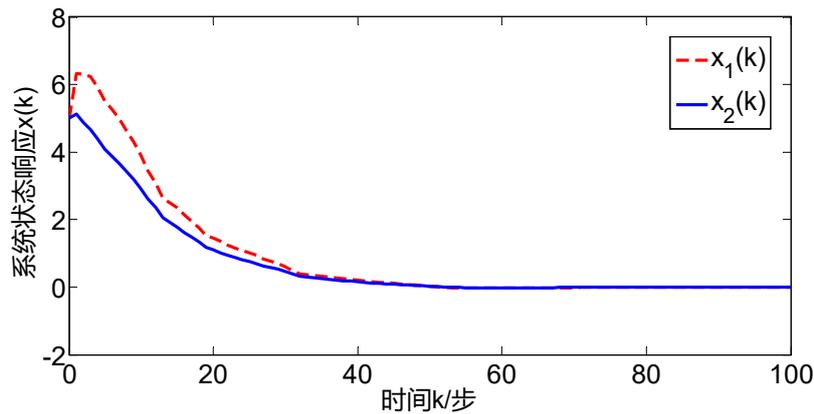


图 3-7 利用定理 3-3 得到的控制结果

Figure 3-7. The control results obtained by theorem 3-3

最后将验证基于随机系统方法得到的 EBAC 方法的有效性。依然使用上述被控对象模型和上述网络的设置。

定理 3-5 中参数取 $u_1=0.7$ 、 $u_2=100$ 、 $v_1=0.82$ 、 $v_2=1.1$ 、 $\tau_0=2$ 。得到系统的状态轨迹如图 3-8。

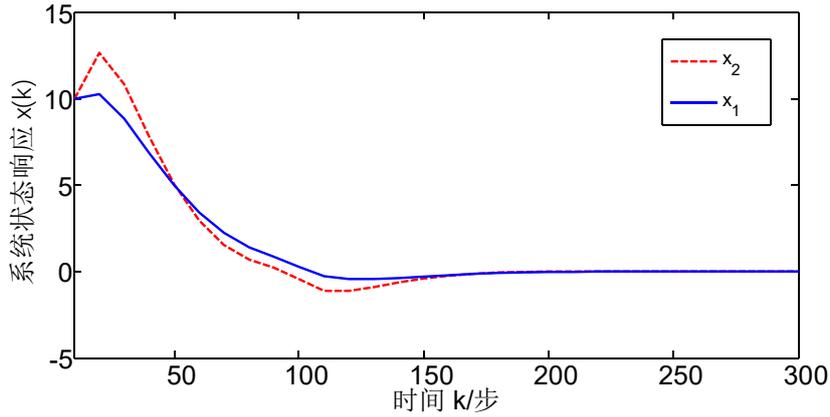


图 3-8 基于随机系统方法的 EBAC 控制结果

Figure 3-8. The control result of EBAC strategy based on random system method

3.6.2 有扰系统数值仿真

在本小节中，通过一个数值仿真实例来说明所提方法的有效性。考虑如下系统模型：

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + C\omega(k),$$

其中 $x^T(k) = [x_1^T(k), x_2^T(k)]^T$ ， $\omega(k) = 0.1\sin(2k)$ ，采样周期为 0.1 秒，系统矩阵为：

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0.1 \\ 0.1 & 0.99 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.0047 \\ 0.0909 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0.005 \\ 0.1 \end{bmatrix}。$$

其特征值为 0.8934 和 1.0166，所以开环系统是不稳定的，系统初态为 $x(0)=[1,1]^T$ ，闭环延时上界 M 为 4，转移概率矩阵变化如上所述。

为了验证假设 3-1 下的 EBAC 策略，我们将与文献^[64]中的方法进行比较。定理 3-8 中的参数设置为 $\rho = 0.95$ 、 $\lambda_{\min} = 0.05$ 、 $\lambda_{\max} = 30$ ，EBAC 策略中的参数设置为 $L = 4$ 、 $c = 1.1$ 、 $\theta = 0.12$ 。从图 3-9 可以看出，设计的 EBAC 策略可以保证系统的收敛性。从图 3-10 可知，文献^[64]中的方法会使系统失稳。

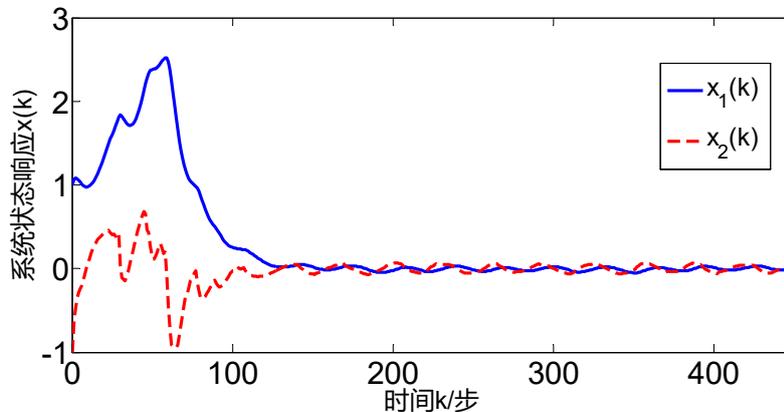


图 3-9 使用 EBAC 方法得到的系统状态轨迹

Figure 3-9. The system states based on EBAC strategy

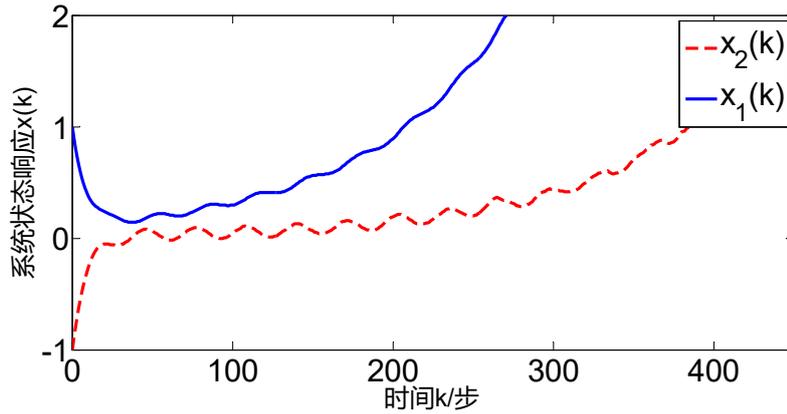


图 3-10 不使用 EBAC 方法得到的系统状态轨迹

Figure 3-10. The system states without using EBAC strategy

接下来将验证在假设 3-2 下的 EBAC 策略的有效性。如图 3-11 所示，在变化后的第 36 步，PDV 检测器重新启动延时转移概率估计器，系统开始新一轮控制。

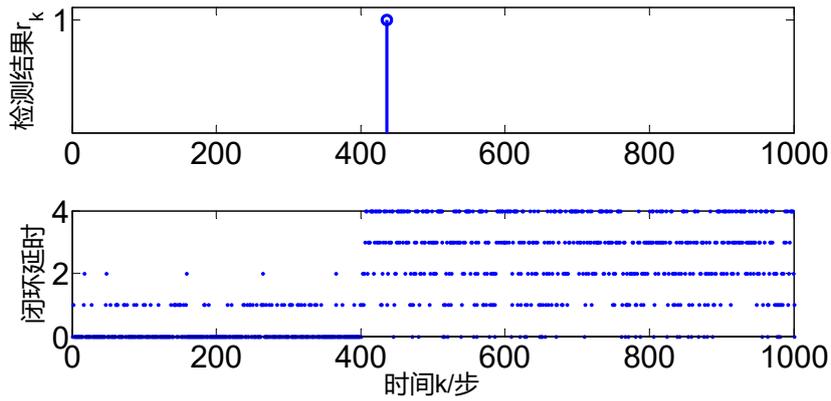


图 3-11 PDV 检测信号和闭环延时

Figure 3-11. PDV detection signal and round-trip delay

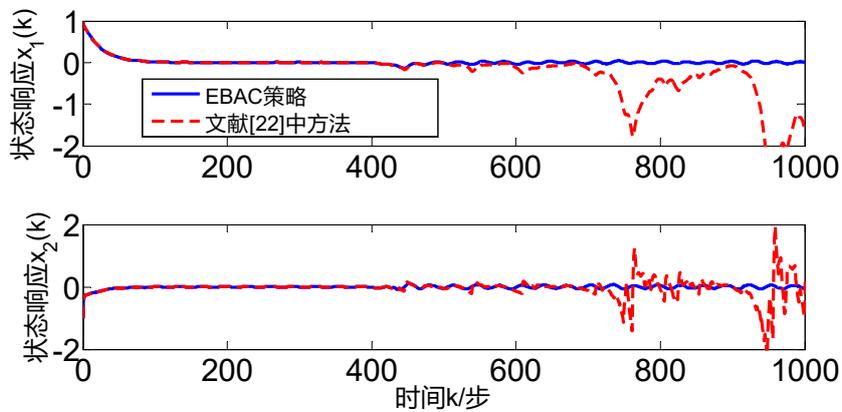


图 3-12 使用 EBAC 策略和不使用 EBAC 策略得到的系统状态响应对比

Figure 3-12. The system states response obtained with and without EBAC strategy

从图 3-12 可以看出，使用带 PDV 检测器的 EBAC 策略可以适应延迟特性的变化，但文献^[39]中的方法只使用了已知的先验矩阵，因此不能保证系统的稳定性。

3.7 本章小结

本章首先针对在延时满足分段 Markov 过程的无扰无线网络化控制系统，提出了 EBAC 控制策略。分别基于 Markov 跳变系统方法和随机系统方法得到了使系统随机稳定的充分条件和控制增益，通过证明和数值仿真验证了利用这两种方法得到的 EBAC 策略均能使系统稳定。而基于随机系统的 EBAC 策略，在计算速度上有明显优势。

然后针对有扰系统，改进了逼近控制器，得到了保证系统均方最终一致有界的充分条件，并用数值仿真证明了策略的有效性。

第四章 无线网络化控制系统的丢包率估计逼近控制策略

本章针对第三章算法中两个不足之处提出改进。首先，第三章假设连续丢包存在上界，而针对丢包更合理的假设为满足伯努利过程，即每一时刻丢包均按照特定概率发生，此时超过连续丢包上界的丢包情况将以一个较小的概率发生。在此基础上结合无线网络拓扑易变和易于受到攻击的特点，假设丢包满足分段伯努利过程。其次本章去除了对扰动有界的要求，使控制策略更加鲁棒。

在本章中，针对有扰无线网络化控制系统，在丢包满足分段伯努利过程的假设下，改进了第三章中的 EBAC 策略，保证系统稳定性。

本章组织如下，4.1 节中对关注的问题做了详细描述，4.2 节设计了 EBAC 策略，在 4.3 节中得到了保证系统均方最终一致有界的充分条件和控制器增益，最后在 4.4 节中用数值仿真验证了 EBAC 策略的有效性。

4.1 问题描述

本章考虑的 WNCSSs 如图 4-1 所示。被控对象用如下有扰的线性离散系统描述：

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Cw(k) \quad (4-1)$$

其中 $x \in \mathbf{R}^n$ ， $u \in \mathbf{R}^m$ ， $w \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ 分别为系统状态，控制输入以及系统扰动，扰动服从均值为 0，方差为 σ^2 的高斯分布。 $A \in \mathbf{R}^{n \times n}$ ， $B \in \mathbf{R}^{n \times m}$ ， $C \in \mathbf{R}^{n \times q}$ 为系统矩阵。

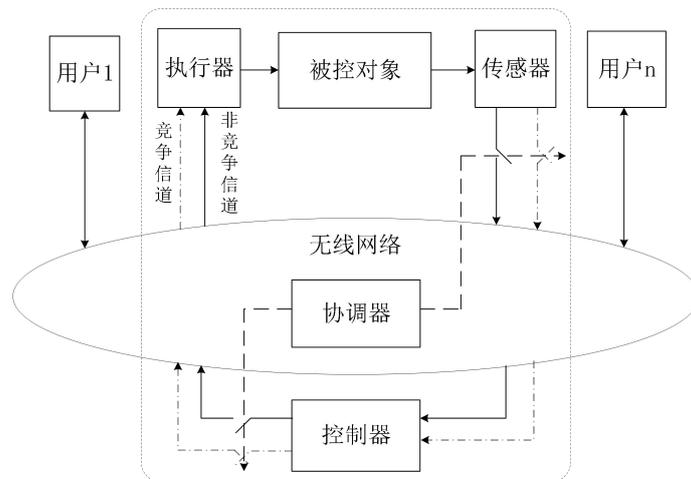


图 4-1 WNCSSs 框图

Figure 4-1. The framework of WNCSSs

图 4-1 中的无线网络与其他用户共享，传感器，控制器，执行器是时间同步的。无线网络包含竞争信道和非竞争信道，可以通过协调器进行信道调度，选择合适的信道进行数据传输。例如 IEEE 802.15.4 协议中包括竞争访问阶段和非竞争访问阶段，设备向协调器申请非竞争阶段接入，由协调器分配非竞争阶段时隙。使用非竞争信道时，无丢包发生。

由于无线网络规模较小，延时对系统的影响可以忽略^[65]，所以本章仅考虑具有丢包的 WNCSs。状态量 $x(k)$ ，控制量 $u(k)$ 是否成功传输分别用随机变量 θ_k^{sc} ， θ_k^{ca} 表示，即：

$$\theta_k^{sc} = \begin{cases} 1 & x(k) \text{ 传输成功} \\ 0 & x(k) \text{ 传输失败} \end{cases}, \quad \theta_k^{ca} = \begin{cases} 1 & u(k) \text{ 传输成功} \\ 0 & u(k) \text{ 传输失败} \end{cases} \quad (4-2)$$

在 k 时刻，执行器是否收到来自传感器的数据包用 θ_k 表示， $\theta_k = \theta_k^{sc} \wedge \theta_k^{ca}$ 。

当无线网络中用户接入和退出网络，或网络受到攻击时，丢包概率将从一个未知常值突变到另一个未知常值上。这一特点使无线网络中的丢包率特性区别于有线网络，有线网络中通常假设丢包率为已知的常值。

由于用户变化、网络攻击等通常不会频繁发生，所以丢包概率突变后将维持一段较长的时间。

执行器的信号经通过同一无线网络传输，两个通道的丢包概率可以认为是相同的^[47]。上述对无线网络的说明可以总结为假设 4-1。

假设 4-1: θ_k^{sc} ， θ_k^{ca} 可以建模为相同的分段伯努利过程，即对 $\forall i \in \mathbf{N}$ ， θ_k^{sc} ， θ_k^{ca} 满足：

$$\Pr(\theta_k^{sc} = 0) = \Pr(\theta_k^{ca} = 0) = p_i \quad t_i \leq k < t_{i+1} \quad (4-3)$$

$$p_i \neq p_{i+1}$$

其中 p_i 表示 $[t_i, t_{i+1})$ 时间内的丢包率， t_i 为丢包率发生第 i 次突变的时刻， t_i 和 p_i 的取值未知。

由假设 4-1 可知， θ_k 满足如下分段伯努利过程：

$$\Pr(\theta_k = 0) = 1 - (1 - p_i)^2 = \rho_i \quad t_i \leq k < t_{i+1} \quad (4-4)$$

本章目标是在假设 4-1 的丢包情况下，为图 4-1 所示的 WNCSs，设计合适的控制策略使其稳定。难点在于 t_i 和 p_i 未知。

4.2 丢包率估计逼近控制策略设计

在本节中，针对具有假设 4-1 丢包特性的 WNCSs 设计了 EBAC 策略，策略的主要思想如下。第一步：为了应对未知的丢包率，通过越来越精确的丢包率估计来更新控制器增益，使之逐步逼近基于丢包真值的控制器。第二步：为了

应对丢包率突变，设置丢包率突变检测器，当检测到丢包率突变后，重置第一步中循环。第三步：为保证系统性能，同时兼顾网络信道资源，采样信号和控制信号将选择合适信道传输。根据上述思想，设计了丢包率估计器、逼近控制器、丢包率突变检测器和信道选择机制四个部分，控制框图如图 4-2 所示。接下来将对这四个部分做详细说明。

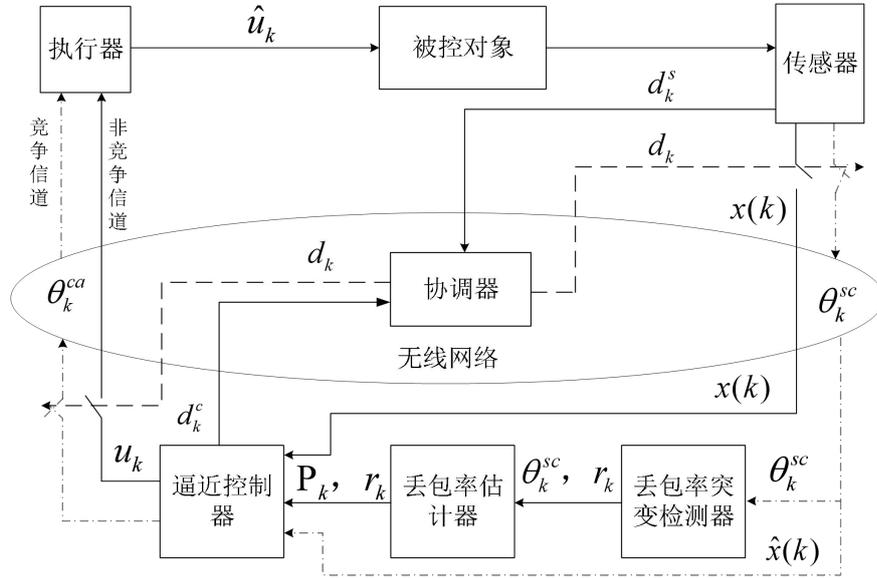


图 4-2 EBAC 策略控制流程图

Figure 4-2. The framework of EBAC strategy

4.2.1 丢包率估计器控制器设计

对每个时间段 $[t_i, t_{i+1})$, $i \in \mathbb{N}$, 控制策略将重新开始, 所以在以下 EBAC 策略设计中省略了下标 i 。

丢包率估计器在时刻 k , 通过时间戳, 得到 θ_k^{sc} , 从而得到 ρ 的置信度不小于 α 的估计区间 $P_k := [\underline{\rho}_k, \bar{\rho}_k]$, 即 $\Pr(\rho \in P_k) \geq \alpha$ 。

在估计开始时, 采集的样本较少, 得到的 P_k 置信度较低, 故引入参数 μ , $0 < \mu < 1$, 降低估计开始阶段, 估计区间从 $[0, 1]$ 收敛于 ρ 的速度, 从而提高了 P_k 的置信度。 P_k 的计算方法如下:

$$\begin{aligned} \bar{\rho}_k &= \mu^k + (1 - \mu^k)(1 - (1 - \bar{\rho}_k)^2) \\ \underline{\rho}_k &= (1 - \mu^k)(1 - (1 - \underline{\rho}_k)^2) \end{aligned}, \quad (4-5)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{\rho}_k &= \beta(\frac{1-\alpha}{2}; k - X_k, X_k + a) \\ \underline{\rho}_k &= \beta(\frac{1+\alpha}{2}; k - X_k, X_k + b) \end{aligned}, \quad (4-6)$$

$$X_k = \begin{cases} X_{k-1} + 1 & \theta_k^{sc} = 0 \\ X_{k-1} & \theta_k^{sc} = 1 \end{cases}, \quad (4-7)$$

$\beta(c;d,e)$ 是参数为 d, e 的贝塔分布的上侧 c 分位点, a, b 为贝塔分布参数的初始值, 通常可取 $0.5^{[58]}$ 。区间的收敛性在文献^[58]中有详细说明。

4.2.2 逼近控制器设计

设计如下状态反馈控制器:

$$u_k = K(P_k)\hat{x}(k)$$

其中 $\hat{x}(k) = \theta_k^{sc} x(k) + (1 - \theta_k^{sc})\hat{x}(k-1)$, $K(P_k)$ 为利用 P_k 得到的控制增益。

值得注意的是, 控制器增益无法在每一个时间步都根据 P_k 重新计算, 原因有二, 首先频繁切换的控制器将难以保证系统稳定性, 其次频繁的切换将带来不必要的计算开销。因此, 本文提出了如下控制器增益更新判断条件。

不妨设在 k 时刻之前, 控制器增益已更新 j 次, 更新判断条件为:

$$\delta_k = \begin{cases} 1 & x^T(k)x(k) \leq \underline{H}, k - k_j \geq M, |\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| > \varepsilon \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-8)$$

其中 $\delta_k = 1$ 表示在时刻 k 更新控制增益。 $M > 0$, $\varepsilon > 0$, $\underline{H} > 0$ 为的给定阈值, k_j 为第 j 次控制器增益更新的时刻。

由(4-8)可知, 实际用于控制增益计算的估计区间为:

$$\tilde{P}_k = \begin{cases} \tilde{P}_{k-1} & \delta_k = 0 \\ P_k & \delta_k = 1 \end{cases} \quad (4-9)$$

则状态反馈控制器可重写为:

$$u_k = K(\tilde{P}_k)\hat{x}(k)$$

其中 $K(\tilde{P}_k)$ 的计算方法将在第 4.3 节中做详细说明。

注 4-1: 在控制增益更新条件 (4-8) 中, $|\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| > \varepsilon$ 说明控制增益仅在估计区间 P_k 未收敛时更新。 $k - k_j \geq M$ 保证控制增益至少在 M 步内保持不变。以上两个条件能减少控制增益不必要的更新。 $x^T(k)x(k) \leq \underline{H}$ 说明仅当状态小于给定阈值时更新控制增益, 此条件用于保证系统稳定性, 证明将在第 4.3 节中给出。

4.2.3 信道选择机制设计

为兼顾系统性能和信道资源, 对系统性能影响较大数据通过非竞争信道传输, 其余数据通过竞争信道传输。

以下两类数据对系统性能影响较大, 即超过给定上界的系统状态 $\{x(k) | x^T(k)x(k) \geq \bar{H}\}$ 和更新时刻状态 $\{x(k) | x^T(k)x(k) \leq \underline{H}, k - k_j \geq M, |\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| > \varepsilon\}$ 。所以设计了如下信道调度方法:

$$d_k = \begin{cases} 1 & d_k^s d_{k-1}^c = 2 \text{ 或 } d_k^s = 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad (4-10)$$

$$d_k^c = \begin{cases} 1 & |\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| > \varepsilon, k - k_j \geq M \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad (4-11)$$

$$d_k^s = \begin{cases} 1 & x^T(k)x(k) \geq \bar{H} \text{ 或 } x^T(k)x(k) > \underline{H}, d_{k-1}^s = 1 \\ 2 & x^T(k)x(k) \leq \underline{H} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}, \quad (4-12)$$

其中 \bar{H} 为给定阈值, $\bar{H} > \underline{H}$ 。当 $d_k = 1$ 时, 网络协调器使 k 时刻的数据通过非竞争信道中传输。否则通过竞争信道传输。 d_k^c 、 d_k^s 和 d_k 分别由控制器、传感器和协调器得到。

注 4-2: 在信道调度条件 (4-10) 中, $d_k^s = 1$ 表示系统状态超过给定上界, 此时系统有失稳的风险, 所以使用非竞争信道传输, 直到系统状态小于给定边界 $\{x | x^T x = \underline{H}\}$ 。这种情况发生在估计开始阶段, 此时 \mathbf{P}_k 的区间长度较大, 可能无法得到使系统稳定的控制增益。 $d_k^s = 2$, $d_{k-1}^c = 1$, 表示当需要更新控制器增益时, 通过非竞争信道传输数据包, 这将保证更新时刻系统状态 $[x^T(k+1), \hat{x}^T(k)]$ 有界, 继而保证系统稳定性, 证明将在第 4.3 节中给出。

综上所述, 控制器设计如下:

$$u_k = \begin{cases} K(\tilde{\mathbf{P}}_k)\hat{x}(k) & d_k = 0 \\ K_T x(k) & d_k = 1 \end{cases}, \quad (4-13)$$

其中 K_T 为 WNCSS 无丢包时的控制增益, 可用随机最优控制方法^[66]求解。执行器得到的控制量为:

$$\hat{u}(k) = \theta_k^{ca} u(k) + (1 - \theta_k^{ca}) \hat{u}(k-1), \quad (4-14)$$

接下来设计丢包率突变检测器。在时刻 k , 若估计收敛, 即 $|\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| < \varepsilon$, 检测器开始检验丢包率突变, 利用卡方检验方法得到 r_k :

$$r_k = \begin{cases} 0 & \Pr(\theta_k^{sc} = 0) = \hat{p}_k \\ 1 & \Pr(\theta_k^{sc} = 0) \neq \hat{p}_k \end{cases}, \quad (4-15)$$

其中 \hat{p}_k 为 $(\bar{p}_k + \underline{p}_k)/2$, $r_k = 1$ 表示检测到丢包率突变。卡方检验方法与 3.2.3 节中相同, 不在赘述。

可将 EBAC 策略总结为如下算法。

算法 4-1: EBAC 策略

初始化: 置时间 $k=0$, $\delta_k = 1$ 、 $d_k = r_k = 0$ 、 $\bar{p}_k = \bar{\rho}_k = 1$ 、 $\underline{p}_k = \underline{\rho}_k = 0$, 给定阈值 $0 < \underline{H} < \bar{H}$ 、和 $\varepsilon > 0$ 。

1 协调器由 (4-10)、(4-11)、(4-12) 选择 k 时刻的传输信道。

2 若 $|\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k| < \varepsilon$, 则丢包率突变检测器由(4-15)得到 r_k , 否则 $r_k = 0$ 。

- 3 如果 $r_k = 1$ ，令 $\delta_k = 1$ 、 $d_k = 1$ 、 $\bar{p}_k = \bar{\rho}_k = 1$ 、 $\underline{p}_k = \underline{\rho}_k = 0$ ，转到步骤 5。否则，转到步骤 4。
- 4 控制器由 (4-5)、(4-6)、(4-7) 得到 P_k 。
- 5 控制器由 (4-8)、(4-9)、(4-13) 得到 u_k ，发送给执行器。
- 6 执行器将最新的控制量 (4-14) 作用于被控对象。
- 7 令 $k=k+1$ ，转到步骤 1。

4.3 稳定性分析和控制增益设计

本节给出闭环系统均方最终一致有界的充分条件，并在此基础上提出控制增益的设计方法。

由 (4-10)、(4-13) 和 (4-15) 可知，在 EBAC 策略下，闭环系统的表达式如下：

$$\hat{u}(k) = K(\tilde{P}_k)(\theta_k x(k) + (1 - \theta_k)\hat{x}(k-1)), \quad (4-16)$$

将 (4-13)、(4-16) 代入系统 (4-1)，可得闭环系统为：

$$\begin{cases} z(k+1) = \Phi_{\theta_k}(\tilde{P}_k)z(k) + \bar{C}\omega(k) & d_k = 0 \\ x(k+1) = (A + BK_T)x(k) + C\omega(k) & d_k = 1 \end{cases}, \quad (4-17)$$

其中

$$\begin{aligned} \Phi_{\theta_k}(\tilde{P}_k) &= \begin{bmatrix} A + \theta_k BK(\tilde{P}_k) & (1 - \theta_k)BK(\tilde{P}_k) \\ \theta_k I & (1 - \theta_k)I \end{bmatrix}, \\ \bar{C}^T &= [C^T \quad 0] \end{aligned} \quad (4-18)$$

I 为 n 阶单位阵， $z^T(k) = [x^T(k), \hat{x}^T(k-1)]$ 。

接下来首先将在丢包率未知但恒定的情况下，得到闭环系统 (4-17) 均方最终一致有界的充分条件，然后得到在假设 4-1 下保证闭环系统 (4-17) 稳定性的充分条件。

定理 4-1: 当丢包率恒定时，在设计 EBAC 策略下，给定 $\gamma > 0$ ，若存在正定对称矩阵 $P_{0,l}$ 、 $P_{1,l}$ 以及矩阵集 K_l ， $0 < \xi_l \leq 1$ ， $\kappa \geq 0$ ，使如下矩阵不等式对所有 $l \in \mathbf{N}$ 均成立，则闭环系统 (4-17) 均方最终一致有界。

$$\begin{bmatrix} \Phi_{i,l}^T \hat{P}_l \Phi_{i,l} - \xi_l P_{i,l} + \kappa I & \Phi_{i,l}^T \hat{P}_l \bar{C} \\ * & C^T \hat{P}_l \bar{C} - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0, \quad i = 0, 1, \quad (4-19)$$

其中 $\hat{P}_l = \sqrt{1 - \underline{\rho}_{k_l}} P_{0,l} + \sqrt{\bar{\rho}_{k_l}} P_{1,l}$ ， l 为控制器增益更新次数，

$$\Phi_{i,l} = \begin{bmatrix} A + iBK_l & (1-i)BK_l \\ iI & (1-i)I \end{bmatrix}.$$

证明： 定义李雅普诺夫函数如下：

$$V(x(k)) = z^T(k)P_{\theta_k}z(k)$$

由控制器切换条件(4-8)和信道调度策略(4-10)、(4-12)可知，任意更新时刻 k_l 的状态满足：

$$\begin{aligned} E(z^T(k_l+1)z(k_l+1) | x(k_l)) &= x^T(k_l)x(k_l) + E(x^T(k_l+1)x(k_l+1) | x(k_l)) \\ &\leq \underline{H} + x^T(k_l)(A+BK_T)^T(A+BK_T)x(k_l) + E(x^T(k_l)(A+BK_T)C\omega(k_l+1)) \\ &\quad + E(\omega^T(k_l+1)C^TC\omega(k_l+1)) \leq \underline{H} + \Delta, \end{aligned} \quad (4-20)$$

其中 $\Delta = \lambda_{\max}((A+BK_T)^T(A+BK_T))\underline{H} + \lambda_{\max}(C^TC)\sigma^2$ 。

当 $k \in [k_l, k_{l+1}]$ 时， $K(\tilde{P}_k) = K_l$ ，所以 $\Phi_{\theta_k}(\tilde{P}_k) = \Phi_{i,l}$ 。由李雅普诺夫函数可以得到：

$$\begin{aligned} &E(V(k+1) - \xi_l V(k) + \kappa z^T(k)z(k) - \gamma^2 \omega^T(k)\omega(k) | z(k)) \\ &= \eta^T(k) \begin{bmatrix} \Phi_{i,l}^T \tilde{P}_l \Phi_{i,l} - \xi_l P_{i,l} + \kappa I & \Phi_{i,l}^T \tilde{P}_l \bar{C} \\ * & C^T \tilde{P}_l \bar{C} - \gamma^2 I \end{bmatrix} \eta(k), \end{aligned}$$

其中 $i=0,1$ ， $\tilde{P}_l = \sqrt{1-\rho_{k,l}}P_{0,l} + \sqrt{\rho_{k,l}}P_{1,l}$ ， $\eta^T(k) = [z^T(k), \omega^T(k)]$ 。

由于 $\tilde{P}_l \leq \hat{P}_l = \sqrt{1-\underline{\rho}_{k,l}}P_{0,l} + \sqrt{\underline{\rho}_{k,l}}P_{1,l}$ ，所以 (4-19) 保证下式成立：

$$E(V(k+1) | z(k)) \leq \xi_l V(k) - \kappa z^T(k)z(k) + \gamma^2 E(\omega^T(k)\omega(k)). \quad (4-21)$$

由 (4-21) 可以得到：

$$\begin{aligned} E(V(k)) &\leq \xi^{k-k_l} E(V(k_l)) + \gamma^2 \sigma^2 (\xi + \xi^2 + \dots) \\ &= \xi_l^{k-k_l} E(V(k_l)) + \frac{\xi_l}{1-\xi_l} \gamma^2 \sigma^2 - \sum_{j=k_l}^k \xi_l^{j-k_l} \kappa z^T(j)z(j). \end{aligned} \quad (4-22)$$

由控制器增益更新条件 (4-8) 可知，控制器增益更新次数有限，所以当 k 趋于无穷时， $k_l = k_f$ ， k_f 为最后一次控制器增益更新的时刻。

由 (4-22) 可得，必存在时间 $T > k_f$ ，当 $k > T$ 时，有下式成立：

$$E(V(k) | z(0)) \leq \frac{\xi_f}{(1-\xi_f)} \gamma^2 \sigma^2. \quad (4-23)$$

由 (4-23) 可得：

$$E(z^T(k)z(k) | z(0)) \leq \frac{\xi_f}{(1-\xi_f)\lambda_{\min}(P_{\theta_{k,f}})} \gamma^2 \sigma^2. \quad (4-24)$$

推论 4-1： 当丢包率恒定时，在设计 EBAC 策略下，给定 $\gamma > 0$ ，若存在正定对称矩阵 $P_{0,l}$ 、 $P_{1,l}$ 、 $X_{0,l}$ 、 $X_{1,l}$ 以及矩阵 K_l ， $0 < \xi_l \leq 1$ ， $\kappa \geq 0$ ，使如下矩阵

不等式对所有 $l \in \mathbf{N}$ 均成立，闭环系统(4-17)均方最终一致有界。

$$\begin{bmatrix} -\xi_l P_{i,l} + \kappa I & 0 & \sqrt{1-\underline{\rho}_{k_l}} \Phi_{i,l}^T & \sqrt{\bar{\rho}_{k_l}} \Phi_{i,l}^T \\ * & -\gamma^2 I & \sqrt{1-\underline{\rho}_{k_l}} \bar{C}^T & \sqrt{\bar{\rho}_{k_l}} \bar{C}^T \\ * & * & -X_{1,l} & 0 \\ * & * & * & -X_{2,l} \end{bmatrix} < 0, \quad (4-25)$$

$$P_{i,l} X_{i,l} = I, \quad i = 0, 1.$$

证明：通过对 (4-19) 求舒尔补可得 (4-25)，(4-25) 用如下方法求解，

算法 4-2: (4-25) 求解算法

初始化：置 $\tau = 0.1$, $l = 0$, $\xi_l = 1$ 。

- 1 利用 CCL 算法求解(4-25)，若无解，转到步骤 2，否则，转到步骤 3。
 - 2 $\xi_l = \xi_l - \tau$, $\tau = 2\tau$, 转步骤 1。
 - 3 $\tau = \tau/2$, $\xi_{l+1} = \xi_l - \tau$, $l = l+1$, 输出解。
-

对 ρ 越精确的估计可以得到较小的 ξ ，由 (4-22)，(4-24) 可知，较小的 ξ 有利于提高收敛速率以及得到系统状态更小的界。

算法 4-2 得到的 ξ 可能大于 0，但 EBAC 策略依然能保证系统稳定性，推论 4-2 给出了证明。

推论 4-2: 在假设 4-1 下，使用 EBAC 策略，若由推论 4-1 得到 EBAC 策略中的 $K(\tilde{P}_k)$ ，则对任意突变时刻 $t_i, i \in \mathbf{N}$ ，存在常值 ζ_i ，使闭环系统 (4-17) 的状态满足：

$$E(x^T(t_i)x(t_i) | z(t_{i-1})) \leq \zeta_i.$$

证明: 对任意 $[t_i, t_{i+1}]$, $i \in \mathbf{N}$ ，在估计之初，由 (4-5) 可知 $\bar{\rho}_k - \underline{\rho}_k \approx 1$ ，推论 4-1 难以有解，闭环系统(4-18)可能失稳。此时，信道调度机制 (4-10) 将信道切换为非竞争信道，通过增益 K_r 保证存在时间 k ，使 $x^T(k)x(k) < \underline{H}$ ，控制增益更新。随着估计的收敛，定理 4-1 成立。所以对于 $[t_i, t_{i+1}]$ 中的任意更新时间，有 (4-20) 成立。

由于在 $[t_i, t_{i+1}]$ 内更新次数有限，必存在：

$$\Lambda_{\min} = \min \lambda(P_{i,l}),$$

$$\Lambda_{\max} = \max \lambda(P_{i,l}), \quad i = 0, 1 \quad l \in 1, 2, 3 \dots.$$

由 (4-20)，(4-22) 可以得到：

$$E(x^T(t_{i+1})x(t_{i+1}) | z(t_i)) \leq \Lambda(\underline{H} + \Delta) + \frac{\xi}{(1-\xi)\Lambda_{\min}} \gamma^2 \sigma^2$$

其中 $\Lambda = \Lambda_{\max} / \Lambda_{\min}$ ，推论 4-2 得证。

推论 4-2 说明了 EBAC 策略能保证闭环系统 (4-17) 的稳定性。当 $[t_i, t_{i+1}]$ 的间隔足够大时, 系统状态上界如 (4-24) 所示。

4.4 数值仿真

在本节中两个数值仿真的例子将用来验证 EBAC 策略的有效性。

例 1: 考虑如下系统^[20]:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + C\omega(k)$$

其中系统矩阵为:

$$A = \begin{bmatrix} 1.01 & 0.10 \\ 0.00 & 0.99 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.0787 & 0.0 \\ 0.0 & 0.0787 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0.005 \\ 0.005 \end{bmatrix}$$

扰动方差 $\sigma^2 = 1$, 系统初态 $x_0 = [0.9, -0.9]$, 采样周期为 0.1 秒。

网络丢包率在 600 步发生突变, 丢包概率为:

$$\Pr(\theta_k^{sc} = 0) = \begin{cases} 0.03 & 0 \leq k < 600 \\ 0.60 & 600 \leq k \end{cases}, \Pr(\theta_k = 0) = \begin{cases} 0.0591 & 0 \leq k < 600 \\ 0.8400 & 600 \leq k \end{cases},$$

网络丢包情况如图 4-3 所示。

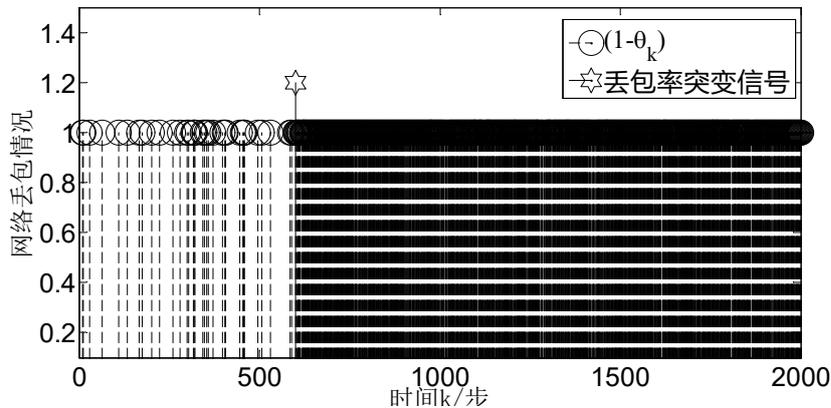


图4-3 网络丢包情况

Figure 4-3. The pattern of packet dropout

设置 EBAC 策略的超参数为 $\bar{H} = 1.5x_0^T x_0$, $\underline{H} = 0.5$, $\varepsilon = 0.1$, $M = 30$, $\gamma^2 = 0.9$, 估计置信度 $\alpha = 0.99$, 超参的取值可根据实际任务需求决定, 例如对状态的约束、控制器算力、网络信道调度频率等。 \underline{H} 越大, M 、 ε 越小, 控制器增益更新次数越多。

在上述参数下, 得到系统状态轨迹如图 4-4 所示, 在 600 步丢包率突变, 系统出现短暂抖动后恢复稳定。图 4-5 所示为不采用 EBAC 策略的控制结果, 系统丢包率发生突变后无法保证系统稳定性。

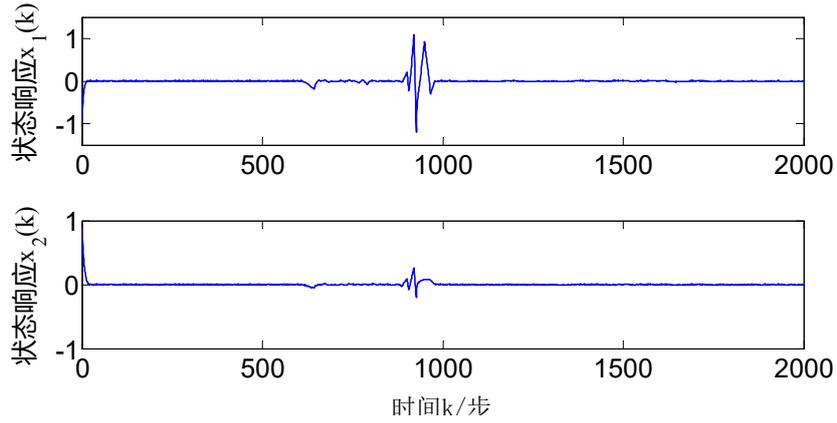


图4-4 EBAC策略下系统状态轨迹

Figure 4-4. The system states with EBAC strategy

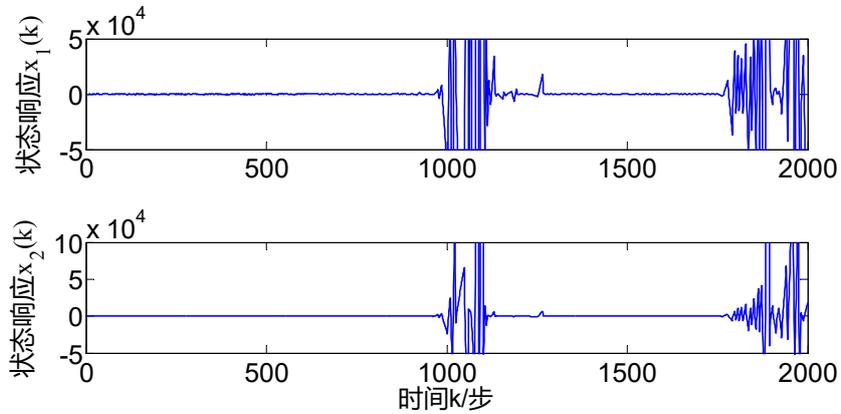


图4-5 不使用EBAC策略下系统状态轨线^[67]

Figure 4-5. The system states without EBAC strategy

图 4-6 为丢包率估计区间，在丢包率突变前，估计区间逐渐逼近真值。丢包率突变检测器在第 632 步检测出突变，使丢包率估计器重新从[0,1]开始估计丢包率。当置信度 $\alpha > 0.99$ ，对估计准确性，速度的影响均不大。

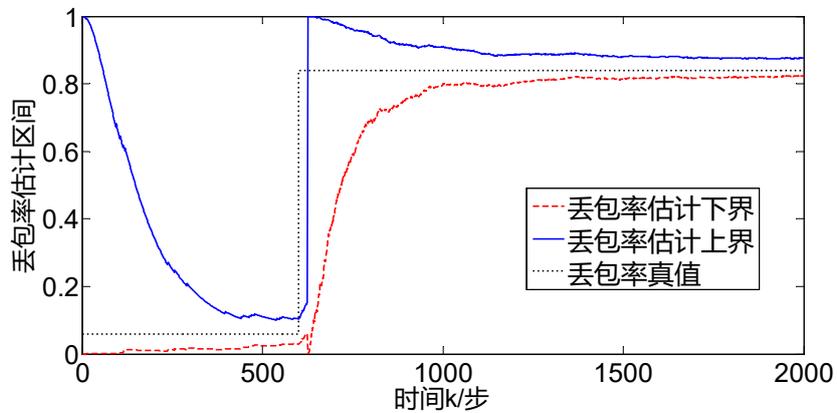


图4-6 丢包率估计区间 P_k

Figure 4-6. The estimation interval of packet dropout rate P_k

图 4-7 为信道调度信号，由控制器增益更新和状态越界两部分原因组成。

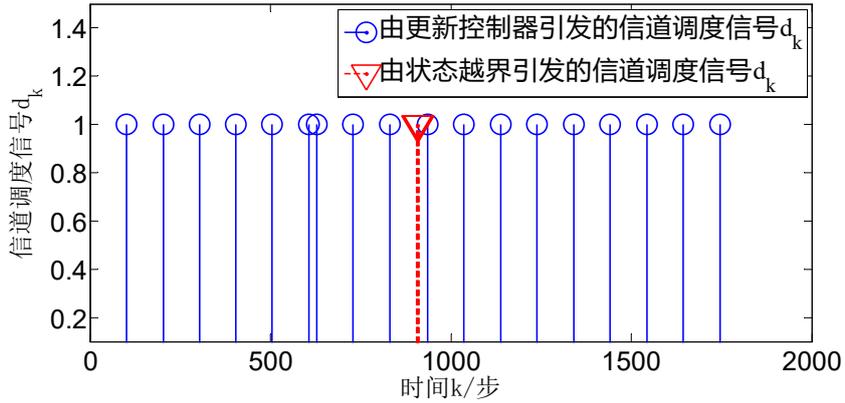


图4- 7 信道调度信号 d_k

Figure 4-7. The channel switch signal d_k

例 2: 考虑文献^[61]中直流电机伺服系统，系统矩阵为：

$$A = \begin{bmatrix} 1.120 & 0.213 & -0.333 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0.0541 \\ 0.005 \\ 0.0001 \end{bmatrix}$$

扰动方差 $\sigma^2 = 0.5$ ，系统初态 $x_0 = [1, 1, -1]^T$ 。网络丢包率分别在第 1000、2000、3000 步发生突变，丢包率为：

$$\Pr(\theta_k = 0) = \begin{cases} 0.0591 & 0 \leq k < 1000, 2000 \leq k < 3000 \\ 0.6400 & 1000 \leq k < 2000, 3000 \leq k < 4000 \end{cases}$$

超参选择与例 1 相同，得到系统状态轨线如图 4-8 所示。 ξ 如图 4-9 所示， ξ 随着估计收敛逐渐减小。

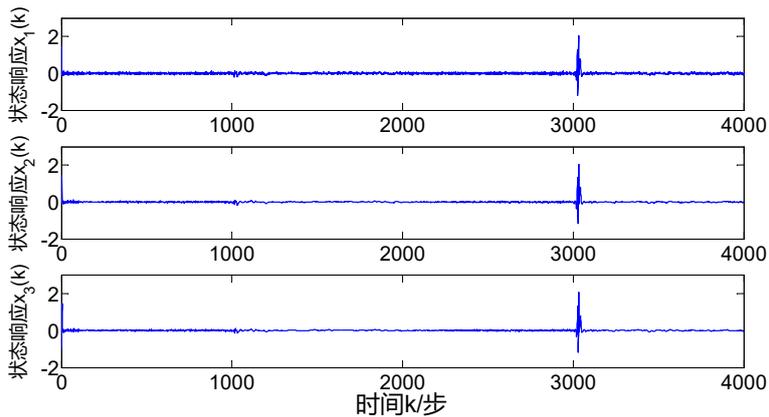
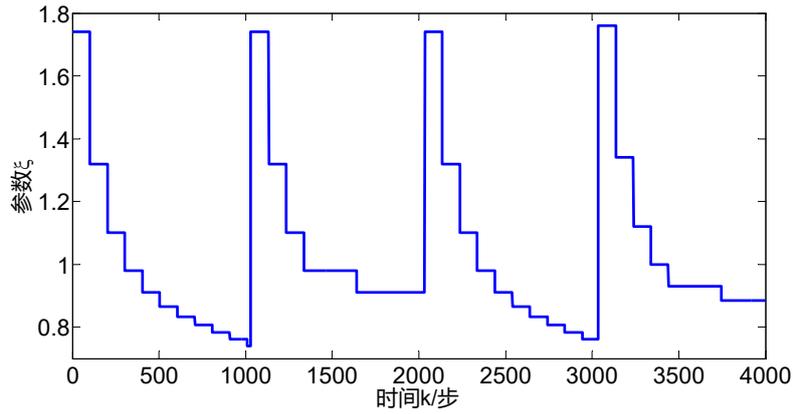


图4- 8 EBAC策略下系统状态轨线

Figure 4-8. The system states with EBAC strategy

图4-9 ξ 随时间的变化轨迹Figure 4-9. The variation of parameter ξ

4.5 本章小结

本章针对丢包率满足分段伯努利过程的无线网络化控制系统设计了 EBAC 策略，策略包括丢包率估计器、逼近控制器、丢包率突变检测器和信道选择机制四个部分。并得到了保证闭环系统均方最终一致有界的充分条件。通过证明和仿真说明了丢包率在未知时刻突变到未知概率后，提出的 EBAC 策略能保证系统稳定。

第五章 总结与展望

5.1 总结

在无线网络化控制系统中，无线网络的延时、丢包等特性通常难以提前得到。原因主要来自以下三个方面，首先是无线网络较为灵活多变的拓扑，其次是无线网络较小的网络规模加剧了拓扑变化对网络延时、丢包特性的变化的影响，最后是无线网络易于受到攻击。所以需要在延时、丢包特性未知的前提下设计控制器，使系统得到良好的控制。

本文设计了一种基于估计的逼近控制策略，通过延时、丢包特性的估计值更新控制增益。在通讯特性未知的前提下，利用实时采集的延时、丢包数据，使系统稳定。随着通讯特性估计的逐渐精确，更新的控制器有助于提高控制性能。本文主要研究内容总结如下：

1. 针对延时满足分段 Markov 特性的 WNCSs，提出了基于延时估计的逼近控制策略。控制策略分为延时概率估计器、逼近控制器和数据包抖动检测器，延时概率估计器通过实时接受闭环延时值，利用改进的 Jeffery 区间估计方法得到转移概率矩阵的上下界估计，送入逼近控制器，在逼近控制器中使用得到的估计区间更新控制器增益。针对无扰系统本文分别利用 Markov 跳变系统方法和随机系统方法得到了保证系统随机稳定的充分条件，并得到了相应的控制增益，后者在减少计算量上效果较好。针对有扰系统，得到了保证系统均方最终一致有界的充分条件。

2. 忽略无线网络中的延时，针对丢包满足分段伯努利特性的 WNCSs，提出了基于丢包率估计的逼近控制策略。在原有控制策略的基础上，增加了信道选择机制，既保证了系统性能，也节约了有限的非竞争信道资源。同时为了保证系统稳定性，重新设计了逼近控制器，得到了保证系统均方最终一致有界的充分条件。通过数值仿真证明了控制策略的有效性。

5.2 展望

本文设计的 EBAC 策略，能保证系统在延时、丢包特性未知的情况下的稳定性，同时存在以下不足，首先由于控制器的更新没有基于最优控制方法，所以对性能的提升得不到保证。其次对复杂非线性的被控对象无法使用。最后需

要执行器回传闭环延时数据，在控制系统和网络的实现上带来了额外开销。针对这三点，还可以做如下工作：

1.将控制器设计与最优控制相结合，得到保证系统性能逐渐优化的控制器，这有助于更好的利用延时数据。

2.用自适应动态规划方法和强化学习方法解决本文提出的问题。首先这两种方法由于无需系统模型，因此可以解决延时和丢包特性未知，且具有复杂非线性的被控对象的网络化控制系统的控制器设计问题，其次，这两者均基于与系统性能相关的贝尔曼方程，能保证最终得到最优的系统性能，最后值函数的更新仅依赖于系统状态，无需增加硬件设备回传延时数据。

3.由于自适应动态规划以及强化学习的方法是无模型的方法，但在控制系统中，尤其是线性的被控对象模型，通过建模或系统辨识，系统模型可以得到，研究基于模型的自适应动态规划以及强化学习的方法将有利于解决现有方法训练时间长，收敛较慢的问题，得到更好的控制性能。

参考文献

- [1] Zhang X M, Han Q L, Yu X. Survey on recent advances in networked control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5): 1740-1752.
- [2] Zhang L, Gao H, et al. Network-induced constraints in networked control systems—A survey[J]. Industrial Informatics, IEEE Transactions on, 2013, 9(1): 403-416.
- [3] Park P, Ergen S C, Fischione C, et al. Wireless network design for control systems: A survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20(2): 978-1013.
- [4] Blaney J. Wireless proves its value[J]. Power Engineering, 2009, 113(2): 38-41.
- [5] Cuenca A, Antunes D J, Castillo A, et al. Periodic event-triggered sampling and dual-rate control for a wireless networked control system with applications to UAVs[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2018, 66(4): 3157-3166.
- [6] 岳伟, 郭戈. 通讯网络影响下自主车队的控制[J]. 控制理论与应用, 2011, 28(7):1041-1048.
- [7] Farias C D, Soares H, Pirmez L, et al. A control and decision system for smart buildings using wireless sensor and actuator networks[J]. European Transactions on Telecommunications, 2014, 25(1): 120-135.
- [8] Wang Y L , Han Q L . Network-based fault detection filter and controller coordinated design for unmanned surface vehicles in network environments[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5): 1753-1765.
- [9] Chakma R , Emon I S , Mostafizur R , et al. Navigation and tracking of AGV in ware house via wireless sensor network[C]// 2019 IEEE 3rd International Electrical and Energy Conference. IEEE, 2019: 1686-1690.
- [10] Zhang D, Nguang S K, Yu L. Distributed control of large-scale networked control systems with communication constraints and topology switching[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2017, 47(7): 1746-1757.
- [11] Liu J, Tian E, Xie X, et al. Distributed event-triggered control for networked control systems with stochastic cyber-attacks[J]. 2019, 356(17): 10260-10276.
- [12] Wu Y, Karimi H R, Lu R. Sampled-data control of network systems in industrial manufacturing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 9016-9024.
- [13] 关新平, 陈彩莲, 杨博,等. 工业网络系统的感知-传输-控制一体化:挑战 and 进展[J]. 自动化学报, 2019, 45(1):25-36.
- [14] 赵俊. 网络化多智能体系统的时变编队跟踪控制[D]. 黑龙江:哈尔滨工业大学, 2017.
- [15] Qian W, Gao Y, Yang Y. Global consensus of multiagent systems with internal delays and communication delays[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2019, 49(10): 1961-1970.
- [16] Jiao W, Sheng M, Lui K, et al. End-to-end delay distribution analysis for stochastic admission control in multi-hop wireless networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(3): 1308-1320.
- [17] Park P G. A delay-dependent stability criterion for systems with uncertain time[J]. IEEE Transaction Automatic Control, 1999, 44(4): 876-877.
- [18] Gao H, Chen T. New Results on stability of discrete-time systems with time-varying state delay[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(2): 328-334.

- [19] Lam J, Gao H, Wang C. Stability analysis for continuous systems with two additive time-varying delay components[J]. *Systems & Control Letters*, 2007, 56(1): 16-24.
- [20] Xiong J, Lam J. Stabilization of networked control systems with a logic ZOH[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2009, 54(2): 358-363.
- [21] Bai J, Su H, Gao J, et al. Modeling and stabilization of a wireless network control system with packet loss and time delay[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349(7): 2420-2430.
- [22] Jiang X, Han Q, Liu S, et al. A new H_∞ stabilization criterion for networked control systems[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(4): 1025-1032.
- [23] Xu S, Lam J, Zou Y. New results on delay-dependent robust H_∞ control for systems with time-varying delays[J]. *Automatica*, 2006, 42(2): 343-348.
- [24] Elteto T, Molnar S. On the distribution of round-trip delays in TCP/IP networks[C]// *Proceedings 24th Conference on Local Computer Networks*. IEEE, 1999: 172-181.
- [25] Shen J, He W B, Liu X, et al. 网络系统的端到端延时分析 (英文) [J]. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 2015, 16(09): 732-744.
- [26] Hernandez A, Magafia E. One-way delay measurement and characterization[C]// *International Conference on Networking & Services*. IEEE Computer Society, 2007: 114-116.
- [27] Vito L D, Rapuano S, Tomaciello L. One-way delay measurement: state of the art[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2008, 57(12): 2742-2750.
- [28] Yue D, Tian E, Wang Z, et al. Stabilization of systems with probabilistic interval input delays and its applications to networked control systems[J]. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, 2009, 39(4): 939-945.
- [29] Dong Y, Tian E, Zhang Y, et al. Delay-distribution-dependent robust stability of uncertain systems with time-varying delay[J]. *International Journal of Robust & Nonlinear Control*, 2009, 19(4): 377-393.
- [30] Yan S, Nguang S K, Shen M, et al. Event-triggered H control of networked control systems with distributed transmission delay[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2019, 65(10): 4295-4301.
- [31] Goebel G, U. Munz, F. Allgöwer. Stabilization of linear systems with distributed input delay[C]// *American Control Conference*. IEEE, 2010: 5800-5805.
- [32] Peng C, Yue D, Tian E, et al. A delay distribution based stability analysis and synthesis approach for networked control systems[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2009, 346(4): 349-365.
- [33] Gao H, Meng X, Chen T. Stabilization of networked control systems with a new delay characterization[J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2008, 53(9): 2142-2148.
- [34] Wang Y, He P, Li H, et al. Two-mode-dependent controller design for networked Markov system with time-delay in both S/C link and C/A link[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 56181-56190.
- [35] Zhao Y B, Liu G P, Kang Y, et al. Stochastic stabilization of packet-based networked control systems, Packet-Based Control for Networked Control Systems[J]. *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 2011, 7(5A): 2441-2455.
- [36] Liu Y, Han C, Wang X, et al. Optimal output feedback control for discrete-time Markov jump linear system with input delay and packet losses[J]. *Optimal Control Applications and Methods*, 2020, 42(2): 395-416.
- [37] 谢德晓, 韩笑冬, 黄鹤, 王执铨. 具有时延和丢包的网络控制系统 H_∞ 状态反馈控制[J]. *控制与决策*, 2009(4):587-597
- [38] Boukas E K, Yang H. Stability of discrete-time linear systems with Markovian jumping parameters[J]. *Mathematics of Control, Signals and Systems*, 1995, 8(4): 390-402.

- [39] Zhang L, Shi Y, Chen T, et al. A new method for stabilization of networked control systems with random delays[J]. IEEE Transactions on automatic control, 2005, 50(8): 1177-1181.
- [40] Shi Y, Yu B. Output feedback stabilization of networked control systems with random delays modeled by Markov chains[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2009, 54(7): 1668-1674.
- [41] Qiu L, Shi Y, Yao F, et al. Network-based robust H_2/H_∞ control for linear systems with two-channel random packet dropouts and time delays[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2015, 45(8): 1450-1462.
- [42] Park P, Fischione C, Johansson K H. Modeling and stability analysis of hybrid multiple access in the IEEE 802.15. 4 protocol[J]. ACM Transactions on Sensor Networks, 2013, 9(2): 1-55.
- [43] Park P, Marco P D, Fischione C, et al. Delay distribution analysis of Wireless Personal Area Networks[C]// 2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC). IEEE, 2012: 5864-5869.
- [44] 刘静,牛志升.非饱和状态下的 IEEE802.11e 性能分析模型[J].清华大学学报(自然科学版), 2008, 48(4):498-501.
- [45] Bianchi G. Performance analysis of the IEEE 802.11 distributed coordination function[J]. IEEE Journal on selected areas in communications, 2000, 18(3): 535-547.
- [46] Pollin S, Ergen M, Ergen S C, et al. Performance analysis of slotted carrier sense IEEE 802.15. 4 medium access layer[J]. IEEE Transactions on wireless communications, 2008, 7(9): 3359-3371.
- [47] Kang Y, Zhao Y B. Dynamic data packing towards the optimization of QoC and QoS in networked control systems[J]. ence China, 2016, 59(001): 72-80.
- [48] Kim D, An S. Packet-based DoS attacks-resistant scheme in wireless sensor networks[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(8): 2217-2218.
- [49] Su L, Ye D. Observer-based output feedback H_∞ control for cyber-physical systems under randomly occurring packet dropout and periodic DoS attacks[J]. ISA Transactions, 2019, 95: 58-67.
- [50] Guo Y, Wang Z. Stability of Markovian jump systems with generally uncertain transition rates[J]. Journal of the Franklin Institute, 2013, 350(9): 2826-2836.
- [51] Zhang L, Lam J. Necessary and sufficient conditions for analysis and synthesis of Markov jump linear systems with incomplete transition descriptions[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2010, 55(7): 1695-1701.
- [52] Morais C F, Braga M F, Oliveira R C et al. H_∞ state feedback control for MJLS with uncertain probabilities[J]. Automatica, 2015, 52: 317-321.
- [53] Xu H, Jagannathan S, Lewis F L. Stochastic optimal control of unknown linear networked control system in the presence of random delays and packet losses[J]. Automatica, 2012, 48(6): 1017-1030.
- [54] Wang F Y, Zhang H, Liu D. Adaptive dynamic programming: an introduction[J]. IEEE Computational Intelligence Magazine, 2009, 4(2): 39-47.
- [55] Lewis F L, Vrabie D. Reinforcement learning and adaptive dynamic programming for feedback control[J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2009, 9(3): 32-50.
- [56] Fan J, Wu Q, Jiang Y, et al. Model-free optimal output regulation for linear discrete-time lossy networked control systems[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2020, 50(11): 4033-4042.
- [57] Bai W, Zhou, et al. Adaptive reinforcement learning neural network control for uncertain

- nonlinear system with input saturation[J]. IEEE transactions on cybernetics, 2019, 50(8): 3433-3443.
- [58] Brown L D, Cai T T, Dasgupta A. Interval estimation for a binomial proportion[J]. Statistical Science, 2001, 16(2): 101-117.
- [59] Boukas E K. Stochastic switching systems[M]. Birkhäuser Boston, 2006.
- [60] El Ghaoui L, Oustry F, Aitrami M. A cone complementarity linearization algorithm for static output-feedback and related problems[J]. IEEE Trans.autom.control, 1997, 42(8): 1171-1176.
- [61] Zhao Y B, Liu G P, Rees D. Design of a packet-based control framework for networked control systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(4): 859-865.
- [62] Sheldon.M.Ross. A first course in probability 6th ed[M]. Prentice Hall, 2002.
- [63] Zhao X, Shi P, Zheng X, et al. Adaptive tracking control for switched stochastic nonlinear systems with unknown actuator dead-zone[J]. Automatica, 2015, 60: 193-200.
- [64] Wang C H , Wang Y F , Gao H J . Compensation time-varying delays in networked control system via delay-dependent stabilization approach[C]// Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications. IEEE, 2004: 248-253.
- [65] Zhao Y, Pan X, Yu S. Predictive event-triggered control for disturbance wireless networked control systems[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2021, 34(8):1028 - 1043
- [66] 方洋旺. 随机系统最优化控制[M]. 北京:清华大学出版社, 2005
- [67] Wang Y, He P, Li H, et al. H_∞ control of networked control system with data packet dropout via observer-based controller[J]. IEEE Access, 2020, 8: 58300–58309

致 谢

三年的研究生时光短暂而充实，在这三年时间里，我在专业上学到了很多。在此论文完成之际，向那些帮助，支持，鼓励我的人送上最诚挚的谢意！

首先要感谢我的导师，在期刊论文撰写期间，老师不断地指导我的科研工作，从问题的意义到适用的场景再到写作上的表达，指出了我工作中的不足，也为下一步工作指明了方向，令我受益良多。是我开阔了专业方面的视野，也逐步掌握了问题归纳，总结，报告的技巧。

其次要感谢我的家人，在经济和心理上给了我莫大的依靠，是你们在背后默默的支持，我才能安心的完成工作。

还要感谢实验室三年来一起努力的同学，感谢你们一直以来的帮助和鼓励。

最后，衷心感谢各位专家，学者和老师抽出宝贵的时间对本文的评阅。

作者简介

1 作者简历

1994年4月出生於浙江省嵊州市。

2018年9月—2022年1月，浙江工业大学信息工程学院控制科学与工程专业学习，攻读学术型硕士学位。

2 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] 梁启鹏,朱巧慧,康宇,赵云波.基于估计的无线网络化控制系统逼近控制策略(英文)[J].中国科学技术大学学报,2021,51(04):327-334.
- [2] 朱巧慧,梁启鹏,康宇,赵云波.无界 DoS 攻击下网络控制系统的多路径切换保护(英文)[J].中国科学技术大学学报,2021,51(01):22-32.
- [3] Lv L, Liang Q, Zhu Q, et al. Synthesis of Wireless Networked Control System Based on Round-trip Delay Online Estimation[C]// 2020 Chinese Automation Congress (CAC). 2020.

3 参与的科研项目及获奖情况

- [1] 基于资源调度和预测控制的无线网络化控制系统的联合设计.中国国家自然科学基金项目(61673350)

学位论文数据集

密 级*	中图分类号*	UDC*	论文资助
公开	TP13	681.5	
学位授予单位名称	学位授予单位代码	学位类型*	学位级别*
浙江工业大学	10337	工学硕士	全日制学术型硕士
论文题名*	基于通信特征估计的无线网络化控制系统设计和分析		
关键词*	无线网络化控制, 延时概率估计, Markov 延时, 逼近控制器	论文语种*	
并列题名*	无		中文
作者姓名*	梁启鹏	学 号*	2111803058
培养单位名称*	培养单位代码*	培养单位地址	邮政编码
浙江工业大学 信息工程学院	10337	杭州市潮王路 18 号	310032
学科专业*	研究方向*	学 制*	学位授予年*
控制科学与工程	网络化控制	3 年	2022 年
论文提交日期*	2022 年 01 月		
导师姓名*	赵云波	职 称*	教授
评阅人	答辩委员会主席*	答辩委员会成员	
盲评	杨东勇	石崇源, 洪榛, 阮中远, 施朝霞	
电子版论文提交格式: 文本 () 图像 () 视频 () 音频 () 多媒体 () 其他 ()			
电子版论文出版 (发布) 者	电子版论文出版 (发布) 地	版权声明	
论文总页数*	55 页		
注: 共 33 项, 其中带*为必填数据, 为 22 项。			