



浙江工业大学

# 硕士学位论文

论文题目： 基于 IEEE 802.15.4 的网络化控制  
系统的滤波与控制

作者姓名	何江涛
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：2019 年 06 月

# Filtering and Control for the IEEE 802.15.4 Based Networked Control System

Dissertation Submitted to

**Zhejiang University of Technology**

in partial fulfillment of the requirement

for the degree of

**Master of Engineering**



by

**Jiangtao HE**

Dissertation Supervisor: Prof. Yunbo ZHAO

Jun. 2019

## 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：何江涛

日期：2019年 5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：何江涛

日期：2019年 5月

导师签名：何江涛

日期：2019年 5月

中图分类号 TP273

学校代码 10337

UDC 621.3

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

硕士学位论文

基于 IEEE 802.15.4 的网络化控制系统的滤波与控制

Filtering and Control for the IEEE 802.15.4 Based  
Networked Control System

作者 何江涛

第一导师 赵云波 教授

申请学位 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

答辩委员会主席 徐建明

答辩日期: 2019 年 5 月 20 日

## 基于 IEEE 802.15.4 的网络化控制系统的滤波与控制

### 摘 要

传统的控制系统依赖于有线来连接传感器、控制器和执行器等组件。随着无线通信技术的发展，控制系统组件可以使用不同的无线网络来连接，形成了所谓的无线网络化控制系统。无线网络化控制系统将控制、计算和无线通信三者融为一体，具有低成本，易部署，能拓展，可远程等优点，在家居、工业、航天、农业等诸多领域得到应用。然而，与有线通信相比无线通信的网络诱导时延、数据包丢失和数据包时序错乱等通信限制更为明显，不仅影响控制系统性能，严重时还可能导致控制系统不稳定；此外，无线通信还带来了能量效率、多包传输等新的问题；这些问题受到众多研究者的关注。

作为一种具体的无线网络化控制系统，基于 IEEE 802.15.4 标准的网络化控制系统值得特别关注。一方面，该标准被广泛应用于无线传感器、执行器网络中；另一方面，该标准是广泛应用于物联网的 ZigBee 协议、广泛应用于工业自动化的 ISA100.11a 和 WirelessHART 协议的基础。

IEEE 802.15.4 标准是一种被定义来支持设备之间进行低成本、低数据率通信的无线标准，通常这些设备由容量有限的电池供能，因此能量效率问题成为 IEEE 802.15.4 网络化控制系统中备受关注的问题。此外，IEEE 802.15.4 网络支持竞争信道接入和混合信道接入。混合信道接入是 IEEE 802.15.4 的一大优势，如何利用这一优势进行合理的资源调度是另一个值得关注的问题。本文对这些问题进行了研究，得到如下成果：

(1) 针对 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下网络化控制系统中滤波性能与能量效率的权衡问题，提出一种基于传感器临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数整定机制。实现该机制的难点在于计算传感器的临界到达率。针对该难点，本文给出了两种求解传感器临界到达率的新的线性矩阵不等式条件，避免了因传统线性矩阵不等式条件的维数随传感器数量呈指数增长而难以计算各传感器临界到达率的问题。这种基于临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数整定机制在保证满意的滤波器性能前提下提升了整个系统的能量效率。

(2) 针对 IEEE 802.15.4 混合信道接入下网络化控制系统中系统性能（包括控

制轨迹和系统寿命)与非竞争通信资源的权衡问题,设计了一种保守性更小的自触发模型,并提出了一种基于增益调度器、网络调度器的新型控制结构。在该控制结构下,只有系统的传感数据经过无线网络传输,一步传感数据用于计算多步控制输入,网络调度器基于设计的混合调度算法完成资源调度。该控制结构在保证满意的系统性能的前提下优化了对非竞争通信资源的利用效率。

**关键词:** 无线网络化控制系统, IEEE 802.15.4, 能量效率, 网络调度

# **FILTERING AND CONTROL FOR THE IEEE 802.15.4 BASED NETWORKED CONTROL SYSTEM**

## **ABSTRACT**

Conventional control systems rely on wired connections to components such as sensors, controllers and actuators. With the development of wireless communication technologies, components of the control system can be connected using different wireless networks, forming the so-called wireless networked control systems (WNCSs). WNCSs integrate three elements of control, computing and wireless communication and have the advantages of low cost, easy deployment, easy expansion, and remote networking and thus are applied in home, industry, aerospace, agriculture, etc. However, compared with the wired communication, the wireless communication has more obvious communication constraints of network-induced delay and packet loss and packet disorder, which not only affects the performance of the control system, but also may cause instability of the control system in severe case; In addition, the introduction of wireless communication brings about new issues like node energy-efficiency and multi-packet transmission; these problems have attracted the attention of many researchers.

As a specific wireless networked control system, IEEE 802.15.4 based networked control system deserves particular attention. On the one hand, the IEEE 802.15.4 standard is widely used in wireless sensor and actuator networks; on the other hand, the standard is the basis for the ZigBee protocol which is widely used in Internet of Things, the ISA100.11a and WirelessHART protocols which are widely used in industrial automation.

The IEEE 802.15.4 standard is a wireless standard defined to support low-cost, low-data-rate communication between devices, these devices are usually powered by batteries with limited capacity, so the energy efficiency problem becomes a hot issue in

IEEE 802.15.4 networked control system. In addition, IEEE 802.15.4 networks support contention channel-access and hybrid channel-access. The hybrid channel-access is a big advantage of IEEE 802.15.4 network, how to use this advantage to make reasonable resource scheduling is another issue worthy of attention. This thesis has studied these problems and obtained the following results:

(1) Aiming at the tradeoff between filtering performance and energy efficiency in the IEEE 802.15.4 networked control system with contention channel-access, an adaptive CSMA/CA parameter tuning mechanism based on sensors' critical arrival rates is proposed for the first time. The difficulty in implementing this mechanism is to calculate the critical arrival rates of the sensors. To deal with this difficulty, this thesis presents two new linear matrix inequalities for solving the critical arrival rates of the sensors, which avoids the problem that the dimension of the traditional linear matrix inequality condition increases exponentially with the number of sensors causing the difficulty of calculating the critical arrival rates of each sensors. This critical arrival rates based adaptive CSMA/CA parameter tuning mechanism can increase the energy efficiency of the overall system while maintaining satisfactory performance of the filter.

(2) Aiming at the tradeoff between system performance (including control trajectory and system lifetime) and contention-free communication resources in the IEEE 802.15.4 networked control systems with hybrid channel-access, a less conservative self-triggering model is designed and then a new control structure based on gain scheduler and network scheduler is proposed. Under the control structure, only the sensing data of the system is transmitted through the wireless network, one-step sensing data is used to calculate multi-step control inputs, and network scheduler implements resource scheduling based on a designed hybrid scheduling algorithm. The control structure optimizes the utilization efficiency of contention-free communication resources under the premise of ensuring satisfactory system performance.

**KEY WORDS:** Wireless Networked Control System, IEEE 802.15.4, Energy-Efficiency, Network Scheduling



## 目 录

摘 要 .....	I
ABSTRACT .....	III
符号说明和常用英文缩写 .....	VII
第一章 绪 论 .....	1
1.1 研究背景及意义 .....	1
1.2 无线网络化控制系统的研究现状 .....	2
1.2.1 以控制理论为核心的研究方法 .....	2
1.2.2 控制理论与 IEEE 802.15.4 标准相结合的研究方法 .....	5
1.3 IEEE 802.15.4 介质接入层简介 .....	7
1.3.1 混合信道接入 .....	7
1.3.2 竞争信道接入 .....	10
1.4 本文的主要工作 .....	10
第二章 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下的滤波系统能效优化 .....	13
2.1 问题描述 .....	13
2.2 滤波器设计 .....	14
2.2.1 卡尔曼滤波预备知识 .....	14
2.2.2 基于多个部分测量信息的卡尔曼滤波 .....	15
2.3 随机稳定性分析及临界到达率求解 .....	16
2.4 自适应 CSMA/CA 参数整定 .....	24
2.5 仿真算例 .....	25
2.6 本章小结 .....	27
第三章 IEEE 802.15.4 混合信道接入下的系统控制与调度 .....	29
3.1 问题描述 .....	29
3.2 基于增益调度器和网络调度器的控制结构 .....	30
3.2.1 增益调度器设计 .....	31
3.2.2 自触发模型设计 .....	32

3.3 网络调度算法设计 .....	33
3.3.1 仅使用 GTS 的调度算法.....	33
3.3.2 混合接入调度算法 .....	34
3.4 闭环系统的稳定性 .....	37
3.5 仿真算例 .....	39
3.6 本章小结 .....	43
<b>第四章 结论与展望 .....</b>	<b>45</b>
4.1 结 论 .....	45
4.2 展 望 .....	45
<b>参考文献 .....</b>	<b>47</b>
<b>致 谢 .....</b>	<b>51</b>
<b>作者简介 .....</b>	<b>53</b>
1 作者简历 .....	53
2 攻读硕士学位期间发表的学术论文 .....	53
3 参与的科研项目及获奖情况 .....	53
4 发明专利 .....	53
<b>学位论文数据集 .....</b>	<b>54</b>

## 符号说明和常用英文缩写

$A^T$	——	矩阵 $A$ 的转置矩阵
$A \in R^m$	——	$A$ 为 $m$ 维实向量;
$A \in R^{m \times n}$	——	$A$ 为 $m \times n$ 维实矩阵;
$\text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_n)$	——	依次以 $A_1, A_2, \dots, A_n$ 为对角元素的对角矩阵
$\mathbb{E}[\cdot]$	——	期望;
$\mathbb{E}[\cdot \cdot]$	——	条件期望
$\Pr\{B\}$	——	事件 $B$ 发生的概率
$\mathcal{R}(k)$	——	在 $k$ 时刻将 $\sigma(k)$ 置 1
$\text{Tr}(A)$	——	矩阵 $A$ 的迹;
$\sigma(k)$	——	标志位在 $k$ 时刻的状态 (0 或 1), 默认为 0
CAP	——	Contention Access Period, 竞争接入时段
CSAM/CA	——	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, 载波侦听多路访问冲突避免
CFP	——	Contention Free Period, 非竞争接入时段
GTS	——	Guaranteed Time Slot, 保障时隙
MAC	——	Medium Access Control, 介质接入控制
PAN	——	Personal Area Network, 个域网

# 第一章 绪 论

## 1.1 研究背景及意义

网络化控制系统（Networked Control Systems, NCS）是系统的传感器、执行器经由通信网络与控制器相连接的一类控制系统。传统的网络化控制系统一般采用点对点直接相连的方法，使用的是有线通信网络；特别的，使用无线通信网络的称之为无线网络化控制系统（Wireless Networked Control Systems, WNCSs, 图 1-1)<sup>[1-2]</sup>。无线网络的应用解放了传统网络化控制系统依赖有线连接所带来的限制，极大地方便了系统组件的安装和部署，节省组网成本<sup>[3]</sup>。随着无线通信技术的发展，越来越多的控制系统开始利用无线网络进行信号传输，以达到低成本，易扩展和分布式远程控制的目的。无线网络化控制在智能自动化应用中发挥着重要作用，受到广泛关注。

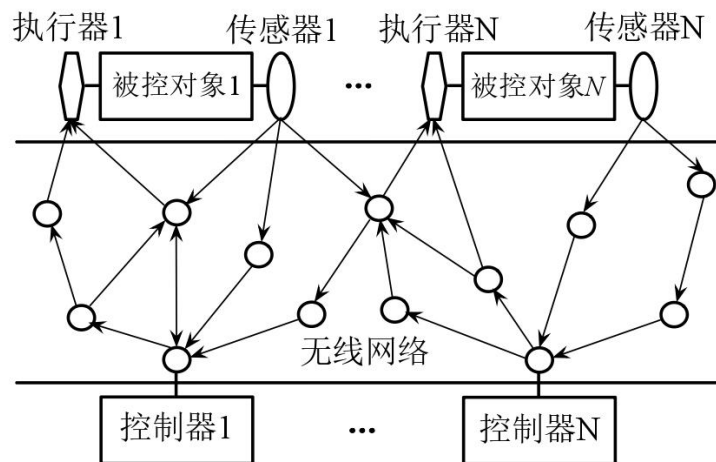


图 1-1 无线网络化控制系统框图

Figure 1-1. Block diagram of the wireless networked control system

首先，无线网络化控制系统在许多与人类生产、生活息息相关的领域得到应用：

(1) 智能化楼宇<sup>[4]</sup>。通过楼宇自控系统，使建筑物机电或建筑群内的设备综合协调运行，从而达到舒适最大化、能耗最小化目的；

(2) 农业物联<sup>[5]</sup>。传统农业，浇水、施肥、打药，全部依赖人的经验感觉。在现代农业大棚中，已经部署了大量的传感器来感知和调控温度、湿度、PH 值等影响作物生长的物理因素。通过远程控制技术，农民足不出户就可以完成对多个

农业大棚的监测和控制，极大地提高了农业生产的效率；

(3) 工业自动化。无线网络化控制在工业 4.0 中扮演了重要的角色<sup>[6]</sup>。

其次，无线网络化控制系统与信息物理融合系统 (Cyber Physical System, CPS)、物联网 (IoT)、感知网络 (Tactile Internet) 等新兴技术紧密联系<sup>[7-9]</sup>。特别的，信息物理融合系统的实现依赖无线网络化控制技术的支持。CPS 在环境感知的基础上，深度融合了计算、通信和控制技术，其对网络内部设备的远程协调能力、自治能力、控制对象的种类和数量，特别是在网络化规模上远远超过现有的工控系统。

无论是现有的无线网络化控制系统应用还是与无线网络化控制紧密联系的新兴技术，都离不开系统对物理环境的感知能力。无线传感器和无线传感器网络是连接控制系统与物理世界的纽带。然而在现实当中，无线传感器和无线传感器网络的能量效率问题突出，给无线网络化控制系统的应用带来挑战：

(1) 由于有效的无线电能传输技术尚未成熟，无线传感器又不能通过有线连接的方式来获取能量，因此无线传感器主要依靠电池供能；

(2) 在许多应用场景中，会部署成百上千个无线传感器节点，出于成本考虑，传感器的设计要简单，其电池的容量和大小也受限制；

(3) 庞大的部署数量和某些特殊部署环境导致对无线传感器网络的维护（如能源补给）难以成为现实。为了提升电源效率，延长无线网络的工作时长，一方面，无线传感器的所有模块采用超低功耗设计，使整个传感器节点具有非常低的电流消耗；另一方面，无线传感器的组网协议需要在满足数据率要求的前提下应尽量降低功耗。

IEEE 802.15.4 标准是一种非常适用于无线传感器网络的标准。该标准实现了低功率无线个域网 (Low-Rate Wireless Personal Area Network, LR-WPAN) 的介质接入控制层 (Medium Access Control, MAC) 和物理层 (PHY)<sup>[10]</sup>，因具有低数据率、低功耗和低成本的显著特点而被广泛应用于无线传感器、执行器网络中<sup>[11]</sup>。此外，被广泛应用于工业自动化的 WirelessHART、ISA100.11a 协议以及被广泛应用于物联网的 ZigBee 协议都是以 IEEE 802.15.4 标准为基础。因此 IEEE 802.15.4 标准以及基于该标准的网络化控制系统值得特别研究。

## 1.2 无线网络化控制系统的研究现状

本节将从方法论的角度来介绍无线网络化控制系统的研究现状。

### 1.2.1 以控制理论为核心的研究方法

作为控制与无线通信两类学科结合的产物，无线网络化控制系统与传统控制系

统有很多相似的地方，因此对于它的研究很多文献采用了基于传统的控制理论的方法，比如，时延系统理论、切换系统理论、最优控制和随机控制等。

(1) 时延系统理论。就网络诱导时延而言，很自然地使用时延系统模型来进行研究<sup>[12]</sup>。网络诱导时延和丢包是无线网络化控制系统中最基本的问题，其中丢包也可以视为时延的一种，文献[13]采用逻辑零阶保持器来选择最新的数据包，旧的数据包则被舍弃，系统的总时延则由采样间隔、网络诱导时延和连续丢包数共同决定。针对时延系统的稳定性和性能度量的方法，文献[14]总结了三种频域处理方法<sup>[15-18]</sup>，该方法处理线性时不变系统非常有效；Lyapunov-Krasovskii 函数方法<sup>[19-22]</sup>，使用该方法可以很自然地导出某种控制系统性能要求下允许的时延上限；Razumikhin 定理方法<sup>[23-26]</sup>，该定理给出了时延系统渐近稳定的充分条件。在网络化控制系统中，允许时延上限（Maximum Allowable Delay Bound, MADB）是个非常重要的指标，它表征了控制系统可以容忍的网络的最坏的情况。MADB 的确定在理论上是重要的，在实际应用中则发挥指导作用<sup>[27,28]</sup>。

(2) 切换系统理论。切换系统属于混合系统的一种，它可以从两个方面来描述：有限子系统集合和切换规则。对于机械、生物、电气和经济系统等较为复杂的现实系统，使用切换模型来描述它们的动态行为至关重要，因为现实系统往往是连续动态（物理过程）和离散动态（数字逻辑单元和控制器）两方面的交互，为了捕捉系统的动态，需要数学模型将系统连续部分与逻辑和离散部分结合起来，在切换系统中，连续部分和离散部分可以利用子系统分开描述，并在切换规则下整合在一起。这也是为什么存在一大类非线性系统，仅通过连续的静态反馈控制难以达到稳定，而使用切换控制可以使它们稳定的原因<sup>[29]</sup>。切换系统的稳定性分析可根据切换规则分为两类：任意切换稳定性分析和受限切换稳定性分析。对于前者是考虑当切换规则没有限制时切换系统是否稳定，任意切换稳定通常要求所有子系统都渐近稳定，相关内容可参见[30-33]等文献；而后者是考虑到许多系统尽管任意切换不稳定却受限切换稳定，关于受限切换稳定分析的文献有[34-37]。

(3) 最优控制。最优控制是指在给定的约束条件下，设计系统的控制输入，使得给定的系统性能指标达到极大值（或极小值），反映了系统状态向期望目标发展的必然要求<sup>[38]</sup>。最优控制理论是变分法的推广，着重于研究使控制系统的指标达到最优化的条件和方法。这门学科的开创性工作主要是在 20 世纪 50 年代由 Lev Pontryagin 和 Richard Bellman 完成，而这些是以 Edward J. McShane 所发展的变分法为其基础<sup>[39]</sup>。最优控制的研究方法有极小值原理和动态规划，这些方法可以用于网络化控制系统的控制器设计<sup>[40-42]</sup>。此外，作为一类特殊的最优控制，模型预测控制具有建模方便、信息冗余量大（有利于提高系统的鲁棒性）和滚动优化（可弥补模型的不确定性和扰动）等特点，因此非常适合用于无线网络化控制

系统中<sup>[43-45]</sup>。

(4) 随机控制。随机控制是对有不确定性的系统进行控制。在具有不确定性的系统中，某些变量的分布取决于控制输入的选择，随机最优控制旨在选择一种最佳控制策略，以便最大化或最小化变量的期望值。时变传输间隔、网络诱导时延、丢包等通信限制本身具有随机性，因此随机系统是研究网络化控制的强有力工具。文献[46]研究了一类带乘性噪声的离散马尔可夫跳跃系统的有限时间收敛问题；文献[47]基于离散线性切换和参数时变系统提出了一种网络化控制系统的建模框架，并在有限个线性矩阵不等式条件下，使用新的随机计算技术分析系统的均方稳定性；文献[48]提出了一类具有外生扰动的非线性网络化控制系统的输入输出稳定性条件，该结果可用于基于以太网和类以太网无线随机协议的网络化控制系统的稳定性分析。更多关于随机控制可以参见[49]。

控制和状态估计是网络化控制系统领域的两个基本问题。在某些情况下，估计器类似于动态输出反馈控制器。在下文中，我们对两类网络化状态估计的研究作介绍。

(5) 卡尔曼滤波。很多文献针对数据丢失条件下的卡尔曼滤波问题进行了研究<sup>[50-53]</sup>。这些文章一般考虑测量信息集中发送或者单包传输的情况，即控制器要么收到完整的状态测量要么收不到任何信息。传输过程用伯努利过程或马尔可夫过程来描述，并在此基础上分析滤波器的稳定性。其中文献[51]给出了期望误差协方差有界的充分必要条件，该条件只需要系统的状态矩阵可以对角化，并且数据包丢失的顺序符合平稳有限阶马尔可夫过程。文献[54]研究了双包传输条件下（两个部分测量）的卡尔曼滤波。文献[55,56]则对多包传输的情况进行了研究。其中，文献[55]表明，基于一定的假设，滤波器的稳定性与由不同丢包模式的比率所导致的非列满秩回归矩阵密切相关，该结果具有很好的理论价值；文献[56]利用单包传输条件下卡尔曼滤波器收敛性质，将求解多包传输条件下的临界到达率转化为凸优化问题，但无法避免约束条件的个数随着部分测量的数量呈指数增长的难题。

(6)  $H_\infty$ 滤波。卡尔曼滤波方法对外源噪声的不确定性敏感。在不了解噪声的统计特性的情况下，卡尔曼滤波方法就不适用了，此时可以使用  $H_\infty$ 滤波方法来代替。文献[57]利用将协同设计转化为凸优化的方法，研究了通信受限条件下的分布式  $H_\infty$ 融合滤波问题；文献[58]通过将时延间隔均匀地分解为子间隔，将滤波器建模为具有马尔可夫链模式的马尔可夫跳跃滤波器。为了计算从一种模式到另一种模式的转换率，一种逻辑跳跃式触发器被嵌入到了逻辑零阶保持器中。然后基于马尔可夫跳跃滤波器模型和随机设置中的新积分不等式，提出了一种新的有界实数引理，以确保得到的滤波误差系统具有指定的均方指数稳定性。文献[59]解决了具有多面体不确定参数和量化误差、传输时延和丢包等通信限制的线性系统的鲁

棒  $H_\infty$  估计问题, 给出了确保在规定的  $H_\infty$  干扰衰减水平下的滤波误差系统渐近稳定线性矩阵不等式条件, 并针对鲁棒滤波情况, 提出了两种基于二次参数依赖稳定性思想的滤波器设计方法, 给具有不同程度保守性和计算复杂度的鲁棒  $H_\infty$  滤波器的设计提供了新的方案。这些工作都是基于连续系统模型做出的, 对于离散系统模型, 主要工作有[60,61]。其中文献[60]把单一类型通信网络拓展到多通道异构网络, 建立了更具现实性的基于多通道异构网络通信限制的滤波误差系统模型, 证明了在异构网络的有线部分和无线部分的最大传输时延的条件下滤波误差系统的随机稳定性, 在一定程度上解决了在多通道异构网络条件下的网络化系统  $H_2/H_\infty$  滤波器设计问题。文献[61]基于具有参数不确定性、乘性噪声、多随机时变时延、扇区有界非线性和多数据包丢失的离散系统模型研究了非线性网络系统的鲁棒  $H_\infty$  滤波问题, 利用线性矩阵不等式, 得到了滤波误差系统鲁棒指数稳定性的充分条件。

### 1.2.2 控制理论与 IEEE 802.15.4 标准相结合的研究方法

IEEE 802.15.4 标准是一种被定义为支持设备之间进行低成本、低数据率通信的无线标准<sup>[10]</sup>。它是广泛应用于物联网的 ZigBee 协议的基础, 也是广泛应用于工业自动化的 ISA100.11a 和 WirelessHART 协议的基础。因此, 基于 IEEE 802.15.4 标准的网络化控制系统具有特别的研究意义, 吸引了控制界中众多研究者。下面从三个方面对相关研究进行介绍。

(1) 物理层。物理层的设计主要集中在节点的发送功率和发送速率的选择上; 接收节点的接收数据的能力可以由信号与干扰加噪声比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 标准来描述。当发送节点增加发送功率, 接收节点的 SINR 升高, 与此同时, 由于干扰增加相邻节点的 SINR 减小。因此, 优化节点的发射功率对于满足接收器的 SINR 标准是至关重要。此外, 可以切换物理层信道来改变节点的发送速率, 发送速率影响接收节点的 SINR 阈值。随着发送速率的增加, 所需的 SINR 阈值增加。

由于可靠性问题, IEEE 802.15.4-2006 标准及其工业版本无法满足关键安全无线传感器网络应用的要求, 如闭环控制和交通安全。针对该问题, 文献[62]提出了一种通过利用确定性来提高可靠性的方法——PREED, 对于 WLAN 干扰下的链路, 从工业环境中收集的错误及线上评估表明该方法的表现优于其它方法 42% 到 34%。受干扰和噪声的影响, 无线传输过程中时有发生比特错误, 少量的比特错误可以通过前向纠错码来纠正, 当比特错误严重的情况下, 需要重传数据包, 对传输效率造成不利影响, 针对该问题文献[63]提出了部分数据包恢复系统, 该系统允许接收器对仅可能出错的数据包中的那些位的重传请求进行编码。连续干扰消除 (SIC) 通过同时接收和干扰抑制 (从复合接收信号中连续地减去信号), 允许



数据在同一邻域中进行多次传输。文献[64]研究了以最小化满足无线自组织网络中链路的流量需求的调度问题，基于干扰效应这种度量，提出了一种新的有效启发式调度算法。

(2) 竞争信道接入。IEEE 802.15.4 网络的竞争信道接入是基于 CSMA/CA 机制，由于在该机制中接入信道具有随机性，因此在与控制系统的联合设计过程中通常需要对竞争信道的丢包率进行建模。文献[65]研究了竞争接入多包传输条件下的传感器调度问题，首先对基于 CSMA/CA 多包传输构建了一种丢包模型来计算不同数量传感器下的预期丢包率，然后根据是否使用确认帧给出了传感器在线调度和离线调度算法。文献[66]将无线网络化控制系统的稳定性问题转换为概率模型检验问题，并提出了一种融合模型检查、CSMA/CA 参数分析和控制器设计的联合设计框架。文献[67]基于马尔可夫链模型来分析 IEEE 802.15.4 传输过程，包括重传限制，确认机制和非饱和流量状态。然后，提出了一种自适应 MAC 算法，该算法在保证 IEEE 802.15.4 协议的可靠性和延迟约束的同时能够使功耗最小化。最后通过实验和蒙特卡罗模拟对该算法在静态和瞬态条件下的性能进行了验证。文献[68]考虑了基于集中循环轮询的系统中的受外部干扰的无线信道的重传问题并提出了两种重传策略。两种策略的不同之处在于执行一个特定节点的重传的时间，以及可以针对一个节点执行的重传的次数且都是基于排队的策略。通信网络与控制系统之间的动态交互是保证无线网络化控制系统稳定性的关键因素，文献[69]研究了 IEEE 802.15.4 非时隙 CSMA/CA 通信与控制器联合设计的问题，并给出了一种联合设计框架。首先，给出 IEEE 802.15.4 网络的丢包概率和延迟的分析模型，然后通过最优控制得到以丢包率和网络诱导延迟为参数的控制目标函数和控制性能的可行区域。

(3) 混合信道接入。当 IEEE 802.15.4 网络工作在信标使能条件下时，网络的通信资源分为 CAP 和 CFP，这种混合接入方式结合了基于竞争的随机接入和基于调度接入的优点，即随机接入消除了调度和同步的开销，而调度接入通过消除接入冲突以提供低延时和高可靠性服务。针对多环路混合接入控制系统中的通信资源调度问题，文献[70]提出了两种给不同控制环路分配 CAP 和 CFP 的方案，一个是基于通信结果（基于通信层），另一个是基于状态信息和目标值之间的控制误差（基于控制层）。与随机分配相比，所提出的分配方案提高了系统的整体控制质量，另外，基于控制层的方案取得了比基于通信层的方案更好的控制质量。文献[71]提出了一种新的 IEEE 802.15.4 网络与网络化控制系统的协同设计方法，基于控制环路的自触发采样器开发了协议参数的自适应策略，在确保控制系统的全局一致最终有界的同时减少节点在传输次数和信道侦听方面的能量消耗。文献[72]提供了一种融合了非周期性采样、无线 MAC 协议和调度算法的设计方法，该设计

在保证了控制性能的同时提高了网络资源的利用效率，然而该方法要求修改 IEEE 802.15.4 的 MAC 协议。文献[45]研究了多环路控制和自适应调度的联合设计问题，提出了一种最优控制和最优采样方法，并针对多环路场景给出了一种无冲突保障的调度算法。文献[73]提出了一种融合了自触发采样和事件触发采样的新型采样机制，该机制在确保控制系统的全局一致最终有界的同时提高无线传感器网络的能量效率。该机制利用了自触发采样和事件触发采样的优点来延长无线传感器网络的非活跃时段并减少自触发采样引起的保守性。文献[43]研究了基于 IEEE 802.15.4 网络混合接入的调度策略对反馈控制性能的影响，并利用近似无限时域线性二次型目标函数给出了综合考虑竞争接入和非竞争接入的控制器-调度器联合设计算法。

### 1.3 IEEE 802.15.4 介质接入层简介

IEEE 802.15.4 标准是为实现低速率的无线个域网而制定，该标准被广泛应用于无线传感器、执行器网络中。此外，该标准是在物联网中广泛应用的 ZigBee 协议、在工业自动化中常见的 ISA100.11a 和 WirelessHART 协议的基础。其应用场景包括：家居、工厂和仓库的自动化与控制；安全、健康、环境等方面的监测；交互玩具、游戏；军事、消防、存货实时跟踪等<sup>[74]</sup>。

根据开放系统互联（Open System Interconnect, OSI）参考模型，IEEE 802.15.4 标准只实现了较底层的物理层（PHY）和介质接入控制层（Medium Access Control, MAC），上层则由开发者设计实现。其中介质接入层定义了数据帧怎样在无线信道上进行传输，对无线网络化控制系统的整体性能具有较大的影响。IEEE 802.15.4 标准的介质接入层包含混合信道接入和竞争信道接入两种方式，本文对这两种不同信道接入方式下的网络化控制系统进行了研究，下文将对这两种信道接入方式进行介绍。

#### 1.3.1 混合信道接入

IEEE 802.15.4 协调器可以设置两种不同的工作模式，本文仅考虑信标使能（Beacon-enabled）模式。在该模式下，协调器以特定的周期广播信标帧，该信标帧包含了网络设置信息（图 1-2），关联到该网络的其它设备收到信标后根据设置信息完成自己的状态调整，从而实现协调器对整个网络的控制和同步。其中最主要的是使用超帧结构来管理通信过程。超帧由一个信标帧开始到下一个信标帧之前结束，它可以包含或不包含非活跃时段（Inactive period）（图 1-3），这是因为超帧活跃时段（Active period 或者 Superframe duration, SD）和信标间隔（Beacon

Bytes: 2	1	4/10	variable	2	variable	variable	variable	2/4
Frame Control	Sequence Number	Addressing fields	Auxiliary Security Header	Superframe Specification	GTS Info	Pending address	Beacon Payload	FCS

图 1-2 信标帧格式

Figure 1-2. Beacon frame format

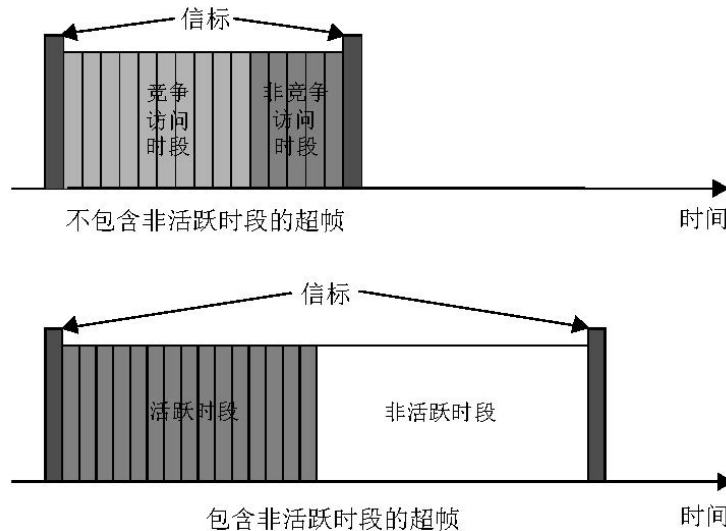


图 1-3 IEEE 802.15.4 超帧结构

Figure 1-3. IEEE 802.15.4 superframe structure

interval, BI) 分别由两个不同的参数, 超帧指数 (*macSuperframeOrder*, SO) 和信标指数 (*macBeaconOrder*, BO) 控制, 即

$$SD = aBaseSuperframeDuration \times 2^{SO}$$

$$BI = aBaseSuperframeDuration \times 2^{BO}$$

其中 *aBaseSuperframeDuration* 为 MAC 常数, 当物理层频段为 2.4GHz 时候, 其值为 15.36ms; 两个参数满足  $0 \leq SO \leq BO \leq 14$ , 因此当  $SO < BO$  时, 超帧包含非活跃时段; 在不活跃时段整个网络处于低功率状态, 因此协调器和其它设备可以节省能耗从而延长网络的工作时长。

超帧的活跃时段被均分成 16 个等长的时隙 (Time slots), 由于 SD 的长度由 SO 控制, 因此每个时隙的长度也受影响。活跃时段由三个部分组成, 信标、竞争接入时段 (Contention Access Period, CAP) 和非竞争接入时段 (Contention Free Period, CFP)。竞争接入时段紧接着信标开始, 在 CAP 期间需要传输服务的设备通过时隙载波侦听多路访问冲突避免 (slotted Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, slotted CSMA/CA) 机制 (见 1.3.2 小节的详细介绍) 来获取无

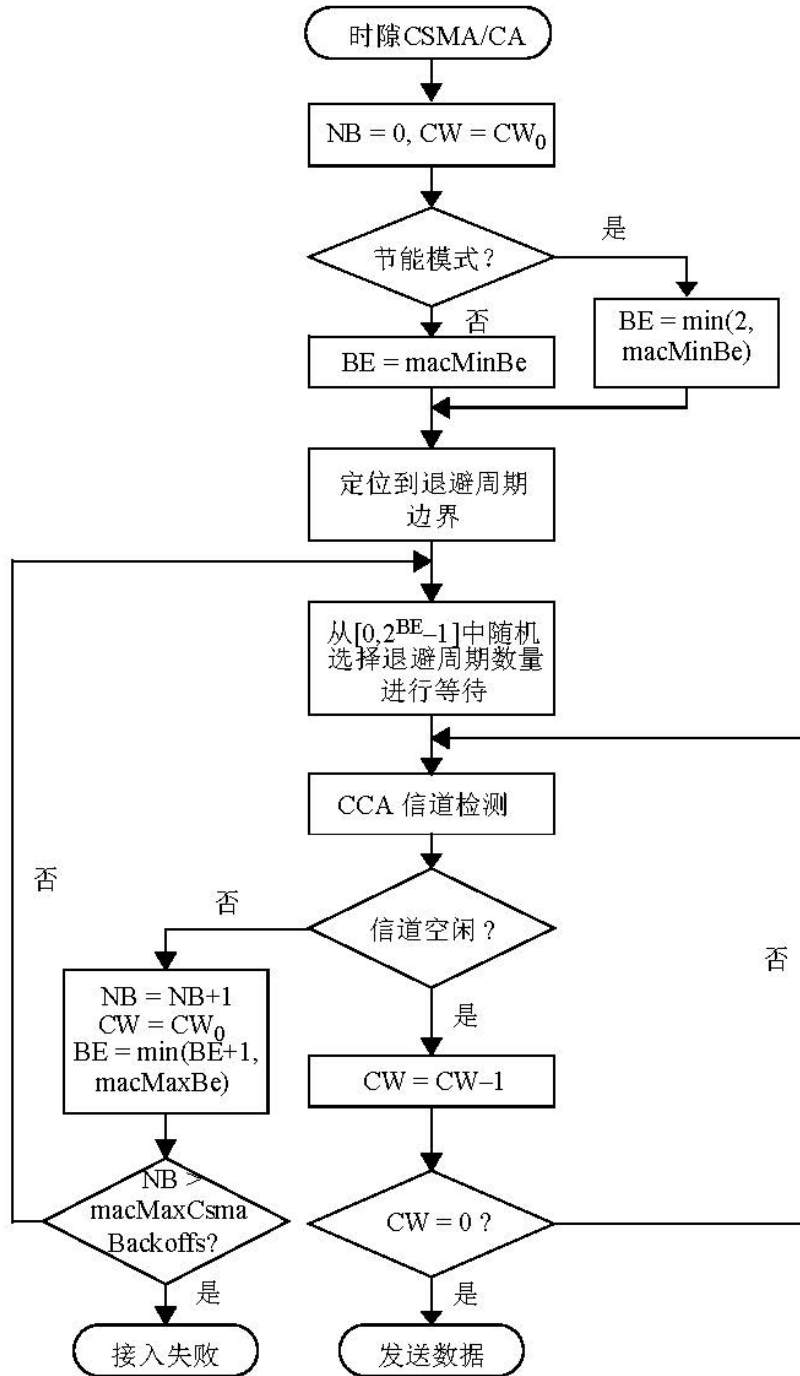


图 1-4 IEEE 802.15.4 时隙 CSMA/CA 算法流程图  
Figure 1-4. The CSMA/CA algorithm

线信道。CFP 由保障时隙（Guaranteed Time Slot, GTS）组成，GTS 以时隙为单位由协调器来分配，本质上是时分多址（Time division multiple access, TDMA）。其中每个 GTS 可以包含多个连续的时隙，每个超帧最多允许 7 个 GTS。期间，拥有使用权的设备可直接获取信道传输数据。

确认帧（Acknowledgment frame）的传输既不需要竞争也不需要分配 GTS，因

为它紧接着前面的数据包发送。

### 1.3.2 竞争信道接入

本小节介绍信标使能模式下的时隙 CSMA/CA 接入机制的具体流程。首先介绍退避周期 (backoff period, 320us) 和三个重要参数, 退避次数 (Number of Backoff, NB)、竞争窗口 (Contention Window, CW) 和退避指数 (Backoff Exponent, BE)。退避周期是 CSMA/CA 过程的时间单位, 它的长度由 MAC 常数  $aUnitBackoffPeriod$  给定; 节点在接入信道时可能会碰到信道繁忙的情况, 此时节点需要进行退避操作, 每进行一次这样的操作 NB(初始值为 0)自增 1, 因此 NB 记录了该节点在 CSMA/CA 过程种的退避次数; CW 定义了信道被 CSMA/CA 机制判定为空闲所需要的持续的退避周期数量, 也就是说必须检测到信道连续 CW 个退避周期为空闲, 才允许节点接入信道。BE 限定了退避时长的可能范围, 它的值越大平均退避时长越大。

时隙 CSMA/CA 算法具体流程如图 1-4 所示。其中  $CW_0$  表示 CW 的初始值, 通常取 2。  $macMinBe$  和  $macMaxBe$  分别是 BE 的初始值和允许的最大值。  $macMaxCsmBackoffs$  是 CSMA/CA 算法在声明接入信道失败前可以尝试的最大退避次数。该算法主要的五个步骤如下

- (1) 对参数 NB, CW, BE 进行初始化。通常有  $NB=0$ ,  $CW_0=2$ ,  $macMinBe=3$ ;
- (2) 设置退避定时器。设置时长满足区间  $[0, 320 \times 2^{BE}]us$  内的均匀分布;
- (3) 通过 CCA 检查无线信道空闲与否;
- (4) 信道非空闲, 则更新 NB, CW, BE 三个参数, 使得  $NB=NB+1$ ,  $CW=CW_0$ ,  $BE = \min(BE+1, macMaxBe)$ 。如果退避次数超过允许的最大值 (即  $NB > macMaxCsmBackoffs$ ), 则数据包竞争失败。否则, 算法将回退到步骤 (2);
- (5) 如果信道是空闲, 执行  $CW=CW-1$ 。如果  $CW = 0$  则传输数据包, 否则返回步骤 (3) 执行第下一次 CCA。

当 CSMA/CA 接入失败时可以启用 MAC 的重传机制, 即再次尝试 CSMA/CA 接入信道, 以增加数据传输的可靠性。重传机制是可选的, 当启用重新传输时, 目标节点必须在收到数据帧后立即发送确认帧, 未确认的数据包最多可以重传  $macMaxFrameRetries$  次。

## 1.4 本文的主要工作

本文研究了基于 IEEE 802.15.4 的网络化控制系统的滤波和控制, 主要的工作内容如下:

- (1) 对竞争信道接入下 IEEE 802.15.4 网络化控制系统中滤波性能与能量效率

的权衡问题进行了研究。针对该问题提出了基于传感器临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数机制。实现该机制的难点在于难以求解保证卡尔曼滤波器随机稳定性的各传感器的临界到达率。为此本文给出了两种求解传感器临界到达率的新的线性矩阵不等式条，避免了因传统线性矩阵不等式条件的维数随传感器数量呈指数增长而难以计算各传感器的临界到达率的问题。该基于传感器临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数机制能够在保证满意的滤波器性能前提下提升了整个系统的能量效率。

(2) 对混合信道接入下 IEEE802.15.4 网络化控制系统中系统性能与非竞争通信资源的权衡问题进行了研究，其中的系统性能包括控制轨迹和系统寿命两个因素。针对该问题，设计了一种保守性更小的自触发模型，并提出了一种基于增益调度器、网络调度器的新型控制结构。在该控制结构下，只有系统的传感数据经过无线网络传输，一步传感数据用于计算多步控制输入，网络调度器基于设计的混合调度算法完成资源调度。该控制结构在保证满意的系统性能的前提下优化了对非竞争通信资源的利用效率。

本文的结构安排：第一章是绪论；第二章研究了竞争信道接入下的卡尔曼滤波问题；第三章研究了混合信道接入下的网络调度与控制；最后在第四章总结了全文的研究工作并对未来的工作提出展望。



## 第二章 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下的滤波系统能效优化

本章着重考虑 IEEE 802.15.4 网络化控制系统中的卡尔曼滤波系统的优化问题。其中系统状态依赖多个传感器来测量，这些传感器通过 CSMA/CA 竞争机制来获取信道，并向卡尔曼滤波器发送自己的部分测量信息。首先在 2.1 节中对该系统和该系统中存在的滤波器性能与能量效率的权衡问题进行了描述并在 2.2 节设计了基于多个部分测量信息的卡尔曼滤波器；接着在 2.3 节对该卡尔曼滤波器的随机稳定性进行了分析并给出求解不同传感器临界到达率的算法；最后在 2.4 节利用求解的临界到达率设计了自适应 CSMA/CA 参数整定算法。

### 2.1 问题描述

考虑如图 2-1 所示的系统设置，即多传感器对线性时不变系统进行采样

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= Ax_k + \omega_k \\ y_k &= Cx_k + v_k \end{aligned} \quad (2-1)$$

其中  $A \in R^{n \times n}$  是系统矩阵， $C \in R^{m \times n}$  是测量矩阵。 $x_k \in R^n$  是系统状态， $y_k \in R^m$  是测量值， $\omega_k$  代表系统噪声， $v_k$  代表测量噪声， $k$  代表离散时间。假设  $\omega_k$ ， $v_k$  和系统初始状态  $x_0$  是彼此不相关的高斯向量，并且  $\omega_k$ ， $v_k$  的均值为零向量协方差分别为  $Q \geq 0$  和  $R > 0$ 。

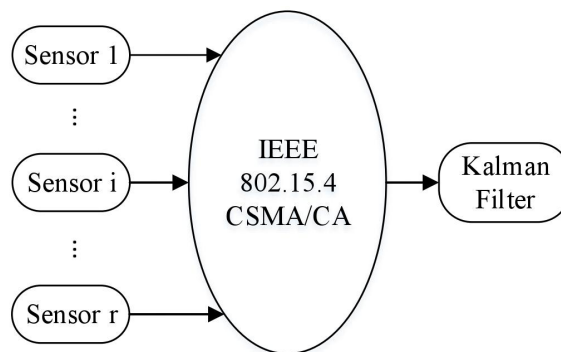


图 2-1 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下的滤波系统框图

Figure 2-1. Block diagram of filtering system with IEEE 802.15.4 contention channel-access

被测对象的状态由  $r$  个传感器测量，每个传感器的部分测量通过 IEEE 802.15.4 网络传输。在信标使能模式下的 IEEE 802.15.4 无线网络中，传感器采集的部分测



量信息在一个信标间隔内通过 CSMA/CA 机制来竞争无线信道并完成传送（要么未接入信道而丢失要么到达滤波器）。成功传输的部分测量将作为滤波器的输入（称为当前测量信息）。在下一个信标间隔开始时，控制器获取滤波器的输出，即状态估计信息，并计算控制信息发送给执行器从而完成一步闭环控制。由于每个传感器的部分测量都有可能丢失或到达，滤波器采用基于多个部分测量信息的卡尔曼滤波器<sup>[75]</sup>。

不同传感器的测量对滤波器性能的影响程度不同。频繁地丢失一些传感器的测量可能不会影响卡尔曼滤波器的稳定性，而一些传感器即使有少量的丢包也可能导致卡尔曼滤波器不稳定<sup>[56]</sup>。因此，在保证滤波器稳定前提下，不同传感器对传输的到达率（部分测量到达滤波器的比率）的要求并不相同。另一方面，由于在默认 CSMA/CA 机制下各个传感器公平竞争信道，各部分测量的到达率相等，因此 IEEE 802.15.4 标准的默认 CSMA/CA 机制难以满足传感器对到达率的差异化需求。

在 CSMA/CA 机制下，传感器竞争信道的能力越强，它的丢包率越小，到达率越高，由于竞争信道需要消耗电能，同时也意味着能耗越大（见 1.3.2 小结）。因此，对滤波器性能影响较小的传感器可以减弱它参与信道竞争的能力，从而达到节能的目的。其中如何刻画不同传感器对滤波器性能的影响指标以及根据该指标来调整各传感器参与信道竞争的能力是权衡卡尔曼滤波性能与能量效率的难点所在。

针对这一难点，本章给出了一种基于传感器临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数整定机制。传感器临界到达率是保证卡尔曼滤波器随机稳定的关键指标，因此可作为衡量不同传感器对卡尔曼滤波器性能的影响指标，然而传统线性矩阵不等式条件的维数随传感器数量呈指数增长<sup>[54]</sup>给临界到达率的计算带来困难，本文针对该问题给出了求解近似临界到达率的新方案。

## 2.2 滤波器设计

考虑到文章的完整性，我们首先对经典卡尔曼滤波作简介。

### 2.2.1 卡尔曼滤波预备知识

$k$  时刻的测量历史信息记作  $y_0^k = \{y_0, y_1, \dots, y_k\}$  并作如下定义

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k|k} &\triangleq \mathbb{E}[x_k | y_0^k] \\ P_{k|k} &\triangleq \mathbb{E}[(x_k - \hat{x}_{k|k})(x_k - \hat{x}_{k|k})^T | y_0^k] \\ \hat{x}_{k+1|k} &\triangleq \mathbb{E}[x_{k+1} | y_0^k] \\ P_{k+1|k} &\triangleq \mathbb{E}[(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})(x_{k+1} - \hat{x}_{k+1|k})^T | y_0^k]\end{aligned}$$

其中  $\mathbb{E}[\cdot|\cdot]$  表示条件期望。经典卡尔曼滤波器的状态更新方程可表示为

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k+1|k} &= A\hat{x}_{k|k} \\ P_{k+1|k} &= AP_{k|k}A^T + Q\end{aligned}\quad (2-2)$$

测量更新方程如下

$$\begin{aligned}\hat{x}_{k+1|k+1} &= \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1}(y_{k+1} - C\hat{x}_{k+1|k}) \\ K_{k+1} &= P_{k+1|k}C^T(CP_{k+1|k}C^T + R)^{-1} \\ P_{k+1|k+1} &= P_{k+1|k} - K_{k+1}CP_{k+1|k}\end{aligned}\quad (2-3)$$

结合公式(2-3)(2-3)，得到一步状态预测方程和代数黎卡提方程

$$\hat{x}_{k+1|k} = A\hat{x}_{k|k-1} + K_k(y_k - C\hat{x}_{k|k-1}) \quad (2-4a)$$

$$P_{k+2|k+1} = AP_{k+1|k}A^T + Q - AP_{k+1|k}C^T(CP_{k+1|k}C^T + R)^{-1}CP_{k+1|k}A^T \quad (2-4b)$$

易知当  $A$ ， $Q$  可控  $A$ ， $C$  可观则卡尔曼滤波器稳定，即黎卡提方程(2-4b)收敛<sup>[81]</sup>。

注 2-1. 采用一步预测状态估计是因为估计器每步提取的是前一时刻的测量<sup>[43]</sup>。

### 2.2.2 基于多个部分测量信息的卡尔曼滤波

卡尔曼滤波器(2-2)和(2-3)要求完整的测量信息作为输入，因此不适用于多传感器测量下的状态估计。在该条件下，系统(2-1)的测量输出可表示为

$$\begin{bmatrix} y_{1,k} \\ y_{2,k} \\ \vdots \\ y_{r,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{C}_1 \\ \hat{C}_2 \\ \vdots \\ \hat{C}_r \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} v_{1,k} \\ v_{2,k} \\ \vdots \\ v_{r,k} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

其中  $y_{i,k} \in R^{s_i}$  ( $\sum_{i=1}^r s_i = m$ ) 表示传感器  $i$  的部分测量， $v_{i,k}$  为相应的部分测量噪声（均值为零的高斯随机向量）， $\hat{R}_i > 0$  为相应的协方差矩阵。当前测量信息是由当前信标间隔内滤波器收到的不同传感器的部分测量组成。本文使用一组随机变量的来描述，即

$$\sigma_i = \begin{cases} 1 & \text{当前测量信息包含传感器 } i \text{ 的部分测量} \\ 0 & \text{当前测量信息不包含传感器 } i \text{ 的部分测量} \end{cases}$$

其中  $i=1,2,\dots,r$ ，并假设随机变量  $\sigma_i$  服从互不相关的伯努利分布。因此， $R = \text{diag}\{\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_r\}$ <sup>[75]</sup>，代表依次以  $\hat{R}_1, \hat{R}_2, \dots, \hat{R}_r$  为对角元素的对角矩阵，传感器  $i$  的部分测量的到达率为  $\Pr\{\sigma_i = 1\} = p_i$ ，其中  $\Pr\{\cdot\}$  表示事件的概率。

记  $k$  时刻的测量信息为  $y_k$ ，根据(2-5)，任意时刻的测量信息可表示如下

$$y_k \equiv C_k x_k + v_k$$

其中  $v_k$  的协方差矩阵表示为  $R_k$ 。

根据(2-4)和  $k$  时刻的测量信息可设计卡尔曼滤波器如下

$$\hat{x}_{k+1|k} = A\hat{x}_{k|k-1} + K_k(y_k - C_k\hat{x}_{k|k-1}) \quad (2-6a)$$

$$P_{k+1|k} = AP_{k|k-1}A^T + Q - K_kC_kP_{k|k-1}A^T \quad (2-6b)$$

$$K_k = AP_{k|k-1}C_k^T(C_kP_{k|k-1}C_k^T + R_k)^{-1}$$

部分测量共包含  $N = 2^r - 1$  种组合情况，如表 2-1 所示。其中  $C_i$  和  $R_i$  表示当部分测量按照下标从小到大的顺序排列时第  $i$  个组合的测量信息对应的测量矩阵和协方差矩阵（例 2-1）； $\lambda_i$  表示出现第  $i$  个组合的概率，即

$$\lambda_i = \prod_{j=1}^r \sigma_j p_j + (1 - \sigma_j)(1 - p_j) \quad (2-7)$$

且有

$$\sum_{j=0}^N \lambda_j = \prod_{j=1}^r [p_j + (1 - p_j)] = 1 \quad (2-8)$$

例 2-1. 设  $k$  时刻的测量信息仅包含部分测量 3 和部分测量 1，则  $y_k = \begin{bmatrix} y_{3,k} \\ y_{1,k} \end{bmatrix}$  或

$$\begin{bmatrix} y_{1,k} \\ y_{3,k} \end{bmatrix} \text{ 对应 } C_k = \begin{bmatrix} \hat{C}_3 \\ \hat{C}_1 \end{bmatrix} \text{ 或 } \begin{bmatrix} \hat{C}_1 \\ \hat{C}_3 \end{bmatrix} = C_5, \quad R_k = \begin{bmatrix} \hat{R}_3 & 0 \\ 0 & \hat{R}_1 \end{bmatrix} \text{ 或 } \begin{bmatrix} \hat{R}_1 & 0 \\ 0 & \hat{R}_3 \end{bmatrix} = R_5。$$

表 2-1 部分测量的组合情况

Table 2-2. Combinations of partial observations

序号	组合				$C_i$	$R_i$	$\lambda_i$
	$\sigma_r$	...	$\sigma_2$	$\sigma_1$			
0	0	0	0	0	$C_0$	$R_0$	$\lambda_0$
1	0	0	0	1	$C_1$	$R_1$	$\lambda_1$
2	0	0	1	0	$C_2$	$R_2$	$\lambda_2$
3	0	0	1	1	$C_3$	$R_3$	$\lambda_3$
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
$N$	1	1	1	1	$C_N$	$R_N$	$\lambda_N$

### 2.3 随机稳定性分析及临界到达率求解

卡尔曼滤波器(2-6)的性能可以通过它的误差协方差矩阵来反映，其迭代过程取决于(2-6)中的  $C_k^T(C_kP_kC_k^T + R_k)^{-1}C_k$  项。为了便于书写，(2-6)中的  $P_{k|k-1}$ ， $P_{k+1|k}$  别由  $P_k$ ， $P_{k+1}$  代替。由  $C_k^T(C_kP_kC_k^T + R_k)^{-1}C_k$

$$\begin{aligned}
 &= (TC_k)^T [TC_k P_k (TC_k)^T + TR_k T^T]^{-1} TC_k \\
 &= C_k^T T^T [T(C_k P_k C_k^T + R_k) T^T]^{-1} TC_k \\
 &= C_k^T (C_k P_k C_k^T + R_k)^{-1} C_k
 \end{aligned}$$

其中矩阵  $T$  表示行变换矩阵。因此矩阵  $C_k$  和  $R_k$  的行向量的排列顺序不影响误差协方差矩阵的迭代。因此可用  $C_i$  和  $R_i$  来代替(2-6b)中的  $C_k$  和  $R_k$ 。

考虑到时变黎卡提方程(2-6b)的随机性,本章将研究期望误差协方差矩阵  $\mathbb{E}[P_k]$  的收敛性,其中  $\mathbb{E}[\cdot]$  表示期望。定义辅助函数

$$\begin{aligned}
 g_{p_1 p_2 \dots p_r}(X) &= AXA^T + Q \\
 &\quad - \sum_{i=1}^N \lambda_i AX C_i^T (C_i X C_i^T + \mathcal{R}_i)^{-1} C_i X A^T
 \end{aligned} \tag{2-9}$$

其中  $X \geq 0$ 。且

$$\mathbb{E}[P_{k+1} | P_k] = g_{p_1 p_2 \dots p_r}(P_k) \tag{2-10}$$

$$\mathbb{E}[P_{k+1}] = \mathbb{E}[g_{p_1 p_2 \dots p_r}(P_k)] \tag{2-11}$$

引理 2-1. 函数  $g_{p_1 p_2 \dots p_r}(X)$  具有如下性质:

(a) 如果  $X \leq Y$ , 那么  $g_{p_1 p_2 \dots p_r}(X) \leq g_{p_1 p_2 \dots p_r}(Y)$ ;

(b) 如果  $p_i^{(1)} \leq p_i^{(2)}$ , 且  $p_1, \dots, p_{i-1}, p_{i+1}, \dots, p_r$  给定。那么  $g_{p_1 \dots p_i^{(1)} \dots p_r}(X) \geq$

$$g_{p_1 \dots p_i^{(2)} \dots p_r}(X);$$

(c) 如果  $X$  是随机对称矩阵那么  $\lambda_0 A \mathbb{E}[X] A^T + Q \leq \mathbb{E}[g_{p_1 p_2 \dots p_r}(X)] \leq g_{p_1 p_2 \dots p_r}(\mathbb{E}[X])$ 。

**证明:** 这里只证明(b)项, (a) (c)的证明与文献[50]类似。考虑到  $i$  的选取具有任意性, 令  $i=1$  并记  $\lambda_i^{(1)}, \lambda_i^{(2)}$  为当  $p_1$  分别等于  $p_1^{(1)}, p_1^{(2)}$  时的  $\lambda_i$  的值。当  $i$  是偶数时,

$$\frac{\lambda_i^{(2)}}{(1-p_1^{(2)})} = \frac{\lambda_i^{(1)}}{(1-p_1^{(1)})} = \frac{\lambda_{i+1}^{(2)}}{p_1^{(2)}} = \frac{\lambda_{i+1}^{(1)}}{p_1^{(1)}} \triangleq \lambda_{i, \text{even}}$$

因此  $g_{p_1^{(2)} p_2 \dots p_r}(X) - g_{p_1^{(1)} p_2 \dots p_r}(X)$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^N (\lambda_i^{(1)} - \lambda_i^{(2)}) AX C_i^T (C_i X C_i^T + \mathcal{R}_i)^{-1} C_i X A^T \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} (p_1^{(1)} - p_1^{(2)}) \lambda_{2n, \text{even}} [AX C_{2n+1}^T (C_{2n+1} X C_{2n+1}^T + \mathcal{R}_{2n+1})^{-1} C_{2n+1} X A^T \\
 &\quad - AX C_{2n}^T (C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} C_{2n} X A^T] \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} (p_1^{(1)} - p_1^{(2)}) \lambda_{2n, \text{even}} AX [C_{2n+1}^T (C_{2n+1} X C_{2n+1}^T + \mathcal{R}_{2n+1})^{-1} C_{2n+1} \\
 &\quad - C_{2n}^T (C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} C_{2n}] X A^T
 \end{aligned}$$

下面我们证明  $\Delta C_{(n)} \triangleq C_{2n+1}^T (C_{2n+1} X C_{2n+1}^T + \mathcal{R}_{2n+1})^{-1} C_{2n+1} - C_{2n}^T (C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} C_{2n} \geq 0$ 。令

$$C_{2n+1} = [C_1^T, C_{2n}^T]^T, (C_{2n+1} X C_{2n+1}^T + \mathcal{R}_{2n+1})^{-1} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix}。其中 M_{12} = M_{21}^T, M_{11} \in R^{s_1 \times s_1},$$

$M_{22}$  为对称正定矩阵, 根据分块矩阵求逆<sup>[76]</sup>

$$(C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} = M_{22} - M_{21} M_{11}^{-1} M_{12}$$

又因为  $C_{2n}^T (C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} C_{2n}$

$$\begin{aligned} &= C_{2n+1}^T \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & (C_{2n} X C_{2n}^T + \mathcal{R}_{2n})^{-1} \end{bmatrix} C_{2n+1} \\ &= C_{2n+1}^T \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & M_{22} - M_{21} M_{11}^{-1} M_{12} \end{bmatrix} C_{2n+1} \end{aligned}$$

所以

$$\begin{aligned} \Delta C_{(n)} &= C_{2n+1}^T \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} - (M_{22} - M_{21} M_{11}^{-1} M_{12}) \end{bmatrix} C_{2n+1} \\ &= C_{2n+1}^T \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{21} M_{11}^{-1} M_{12} \end{bmatrix} C_{2n+1} \end{aligned}$$

因为  $M_{11} > 0$ ,  $M_{21} M_{11}^{-1} M_{12} - M_{21} M_{11}^{-1} M_{12} = 0$ , 所以

$$\begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{21} M_{11}^{-1} M_{12} \end{bmatrix} \geq 0$$

当且仅当  $C_1 = M_{11}^{-1} M_{12} C_{2n}$  等式成立。证毕。

注 2-2. 由引理 2-1(c)和公式(2-11)

$$\mathbb{E}[P_{k+1}] \leq g_{p_1 p_2 \dots p_r}(\mathbb{E}[P_k]) \quad (2-12)$$

令  $V_0 = \mathbb{E}[P_0]$ , 并构建序列  $V_{k+1} = g_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$ 。由(2-12)知  $\mathbb{E}[P_1] \leq V_1$ , 由引理 2-1(a), 易知  $\mathbb{E}[P_2] \leq V_2$ 。以此类推, 对任意的  $k$ , 满足  $\mathbb{E}[P_k] \leq V_k$ 。因此如果  $V_k$  收敛, 那么  $\mathbb{E}[P_k]$  有界。根据文献[54], 其中的结论可以推广到  $r$  个部分测量, 得到引理 2-2 和引理 2-3。

引理 2-2. 若  $(A, Q)$  可控, 如果存在  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_N$  且  $0 < \bar{Y} \leq I$  满足  $\Psi_N(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_N) =$

$$\begin{bmatrix} Y & \sqrt{\lambda_N}(YA + Z_N C_N) & \dots & \sqrt{\lambda_1}(YA + Z_1 C_1) & \sqrt{\lambda_0}YA \\ \sqrt{\lambda_N}(A^T Y + C_N^T Z_N^T) & Y & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_1}(A^T Y + C_1^T Z_1^T) & 0 & \dots & Y & 0 \\ \sqrt{\lambda_0}A^T Y & 0 & \dots & 0 & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (2-13)$$

那么对任意的  $V_0 \geq 0$ ,  $V_{k+1} = g_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  有界。

定义 2-1.  $\forall i \in \{1, 2, \dots, r\}$ , 当部分测量  $i$  的到达率恰好小于  $\bar{p}_i$  时不满足线性矩阵不等式(2-13), 则称  $\bar{p}_i$  为部分测量  $i$  的临界到达率。

引理 2-3. 如果各个部分测量的到达率  $p_1, p_2, \dots, p_r$  满足  $\Psi_N(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_N) > 0$ , 那么

$$\bar{V} = \arg \max_V \text{Tr}(V) \quad \text{s.t.}$$

$$\Gamma(V) = \begin{bmatrix} AVA^T + Q - V & \sqrt{\lambda_N} AVC_N^T & \dots & \sqrt{\lambda_1} AVC_1^T \\ \sqrt{\lambda_N} C_N VA^T & C_N VC_N^T + \mathcal{R}_N & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_1} C_1 VA^T & 0 & \dots & C_1 VC_1^T + \mathcal{R}_1 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (2-14)$$

其中  $\bar{V} = g_{p_1 p_2 \dots p_r}(\bar{V})$  为收敛点。

根据引理 2-1(b)、引理 2-2 和定义 2-1, 可以设计如下算法来求解不同传感器的临界到达率。

---

#### 算法 2-1 根据(2-13)求解临界到达率

---

1. 求解初始值。记第  $k$  次验证时传感器  $i$  设置的到达率为  $p_i(k)$ 。根据文献[50]计算单包条件下的临界到达率, 即

$$p_0 = \arg \min_p \begin{bmatrix} Y & \sqrt{p}(YA + ZC) & \sqrt{1-p}YA \\ \sqrt{p}(A^T Y + C^T Z^T) & Y & 0 \\ \sqrt{1-p}A^T Y & 0 & Y \end{bmatrix} > 0,$$

s.t.  $0 < Y \leq I$ .

并令  $p_1(1) = p_2(1) = \dots = p_r(1) = p_0$ ;

2. 循环验证。设置下降精度  $q$ , 令  $p_i(k) = p_i(k-1) - q$ ,  $p_j(k) = p_j(k-1)$  ( $j \in \{1, 2, \dots, r \mid j \neq i\}$ ) 并代入 (2-13) 验证。若存在可行解, 则验证  $p_{i+1}(k+1) = p_{i+1}(k) - q$ ,  $p_j(k+1) = p_j(k)$  ( $j \in \{1, 2, \dots, r \mid j \neq i+1\}$ ); 否则验证  $p_i(k+1) = p_i(k) + q$ 、 $p_{i+1}(k+1) = p_{i+1}(k) - q$ ,  $p_j(k+1) = p_j(k)$  ( $j \in \{1, 2, \dots, r \mid j \neq i, j \neq i+1\}$ ); 其中  $k$  代表第  $k$  次验证且当  $i > r$  时,  $i = i - r$ ;
  3. 终止条件。若连续  $r$  次验证没有可行解, 则停止循环验证并得到一组近似临界到达率  $\bar{p}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, r$ 。
- 

由于矩阵  $\Psi_N(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_N)$  的维数随着部分测量的数量呈指数增长, 其中  $N = 2^r - 1$ 。当传感器的数量较大时, 算法 2-1 将不适用于计算不同传感器的临界到达率。利用信息论知识, 后文给出了两种新的矩阵维数随传感器数量呈线性增长的线性矩阵不等式条件, 来近似计算不同传感器的临界到达率。由文献[56]可知,

黎卡提方程(2-4b)对应的费希尔信息矩阵 (Fisher information matrix, FIM) 回归方程如下

$$\mathcal{J}_{k+1} = Q^{-1} - Q^{-1}A(\mathcal{J}_k + A^T Q^{-1}A + C^T R^{-1}C)^{-1}AQ^{-1} \quad (2-15)$$

时变黎卡提方程(2-6b)对应的 FIM 回归方程则为

$$\mathcal{J}_{k+1}^{mp} = Q^{-1} - Q^{-1}A(\mathcal{J}_k^{mp} + A^T Q^{-1}A + \sum_{i=1}^N \lambda_i C_i^T \mathcal{R}_i^{-1} C_i)^{-1}AQ^{-1} \quad (2-16)$$

由于  $\mathcal{R}_i$  为对角矩阵, 假设对角元素为  $\hat{R}_i$ , 则由  $\sum_{i=1}^N \lambda_i C_i^T \mathcal{R}_i^{-1} C_i = \sum_{j=1}^r p_j \hat{C}_j^T \hat{R}_j^{-1} \hat{C}_j$ , 即

$$\mathcal{J}_{k+1}^{mp} = Q^{-1} - Q^{-1}A(\mathcal{J}_k^{mp} + A^T Q^{-1}A + \sum_{j=1}^r p_j \hat{C}_j^T \hat{R}_j^{-1} \hat{C}_j)^{-1}AQ^{-1} \quad (2-17)$$

如果  $p_1 = p_2 = \dots = p_r = p_0$ , 上式变为

$$\mathcal{J}_{k+1}^{mp} = Q^{-1} - Q^{-1}A(\mathcal{J}_k^{mp} + A^T Q^{-1}A + p_0 C^T R^{-1}C)^{-1}AQ^{-1} \quad (2-18)$$

即单个传感器测量条件下的 FIM 回归方程。

由 FIM 回归方程(2-17), 可以构造函数如

$$f_{p_1 p_2 \dots p_r}(X) = AXA^T + Q - \sum_{i=1}^r p_i AX \hat{C}_i^T (\hat{C}_i X \hat{C}_i^T + \hat{R}_i)^{-1} \hat{C}_i XA^T$$

**定理 2-1.** 若  $(A, Q)$  可控且  $\sum_{i=1}^r p_i = p_{sum} < 1$ 。如果存在  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_r$  且  $0 < \bar{Y} \leq I$

满足  $\Psi_r^1(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r) =$

$$\begin{bmatrix} Y & \sqrt{p_r}(YA + Z_r \hat{C}_r) & \dots & \sqrt{p_1}(YA + Z_1 \hat{C}_1) & \sqrt{1-p_{sum}}YA \\ \sqrt{p_r}(A^T Y + \hat{C}_r^T Z_r^T) & Y & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \sqrt{p_1}(A^T Y + \hat{C}_1^T Z_1^T) & 0 & \dots & Y & 0 \\ \sqrt{1-p_{sum}}A^T Y & 0 & \dots & 0 & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (2-19)$$

那么对任意的  $V_0 \geq 0$ ,  $V_{k+1} = f_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  有界。

**证明:** 构造辅助函数:

$$\phi(K_1, K_2, \dots, K_r, X) = (1 - p_{sum})(AXA^T + Q) + \sum_{i=1}^r p_i (F_i X F_i^T + H_i)$$

其中  $F_i = A + K_i \hat{C}_i$ ,  $H_i = Q + K_i \hat{R}_i K_i^T$ 。令  $L(X) = (1 - p_{sum})AXA^T + \sum_{i=1}^r p_i F_i X F_i^T$ ,

$H = (1 - p_{sum})Q + \sum_{i=1}^r p_i H_i > 0$  则有

$$\phi(K_1, K_2, \dots, K_r, X) = L(X) + H \quad (2-20)$$

将  $K'_i = -AX\hat{C}_i^T(\hat{C}_iX\hat{C}_i^T + \hat{R}_i)^{-1}$ , 代入  $\phi(K_1, K_2, \dots, K_r, X)$  可得  $\phi(K'_1, K'_2, \dots, K'_r, X) = f_{p_1 p_2 \dots p_r}(X)$ , 又因为  $K'_i$  是  $\partial(F_i X F_i^T + H_i) / \partial K_i = (A + K_i \hat{C}_i) X \hat{C}_i^T + K_i \hat{R}_i = 0$  的解, 因此

$$f_{p_1 p_2 \dots p_r}(X) = \min_{K_1, K_2, \dots, K_r} \phi(K_1, K_2, \dots, K_r, X) \quad (2-21)$$

下面证明当存在  $\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r$ ,  $\bar{X} > 0$  满足  $\bar{X} > \phi(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r, \bar{X})$  时, 序列  $V_{k+1} = f_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  有界。

由(2-20)知  $\bar{X} > \phi(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r, \bar{X})$  可知  $\bar{X} > L(\bar{X})$ 。

由(2-21)知

$$V_{k+1} = f_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k) \leq \phi(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r, V_k) = L(V_k) + U$$

其中  $U = (1 - p_{sum})Q + \sum_{i=1}^r p_i(Q + \bar{K}_i \hat{R}_i \bar{K}_i^T) > 0$ 。根据文献[50]的引理 3 (page 1461,

Lemma 3) 可得序列  $V_{k+1} = f_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  收敛。

下面证明存在  $\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r$ ,  $\bar{X} > 0$  满足  $\bar{X} > \phi(\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_r, \bar{X})$  与存在  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_r$  且  $0 < \bar{Y} \leq I$  满足  $\Psi_r^1(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r) > 0$  等价。

$X > \phi(K_1, K_2, \dots, K_r, X)$  等价于  $X - L(X) + p_1 F_1 X F_1^T > p_1 F_1 X F_1^T + H > 0$ 。由 Schur 分解即

$$\begin{bmatrix} X - (1 - p_{sum})AXA^T - \sum_{i=2}^r p_i F_i X F_i^T & \sqrt{p_1} F_1 \\ * & X^{-1} \end{bmatrix} > 0 \quad (2-22)$$

对(2-22)的第一项连续进行 Schur 补变换即

$$\begin{bmatrix} X & \sqrt{p_r} F_r & \sqrt{p_{r-1}} F_{r-1} & \cdots & \sqrt{p_1} F_1 & \sqrt{1 - p_{sum}} A \\ * & X^{-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ * & 0 & X^{-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ * & 0 & 0 & \cdots & X^{-1} & 0 \\ * & 0 & 0 & \cdots & 0 & X^{-1} \end{bmatrix} > 0 \quad (2-23)$$

用分块矩阵  $\begin{bmatrix} X^{-1} & 0 \\ 0 & I_{(r+1) \times (r+1)} \end{bmatrix}$  对(2-23)进行左乘和右乘, 即



$$\begin{bmatrix} X^{-1} & \sqrt{p_r}X^{-1}F_r & \sqrt{p_{r-1}}X^{-1}F_{r-1} & \cdots & \sqrt{p_1}X^{-1}F_1 & \sqrt{1-p_{sum}}X^{-1}A \\ \sqrt{p_r}F_r^T X^{-1} & X^{-1} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \sqrt{p_{r-1}}F_{r-1}^T X^{-1} & 0 & X^{-1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \sqrt{p_1}F_1^T X^{-1} & 0 & 0 & \cdots & X^{-1} & 0 \\ \sqrt{1-p_{sum}}A^T X^{-1} & 0 & 0 & \cdots & 0 & X^{-1} \end{bmatrix} > 0 \quad (2-24)$$

将  $F_i = A + K_i \hat{C}_i$  代入 (2-24) 并令  $X^{-1} = Y$ ,  $X^{-1}K_i = Z_i$ , 知 (2-24) 等价于  $\Psi_r^1(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r) > 0$ 。又因为  $\Psi_r^1(\alpha Y, \alpha Z_1, \alpha Z_2, \dots, \alpha Z_r) = \alpha \Psi_r^1(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r)$ , 因此可以限定  $Y \leq I$ 。证毕。

将算法 2-1 的验证条件(2-13)替换为(2-19)得到如下算法。

---

**算法 2-2** 根据(2-19)求解近似临界到达率
 

---

1. 求解初始值。同算法 2-1；若  $p_0 < \frac{1}{r}$ , 进入步骤 2, 否则进入算法 2-3;
  2. 循环验证。仅将算法 2-1 中的验证条件(2-13)替换为(2-19);
  3. 终止条件。若连续  $r$  次验证没有可行解则停止循环验证并得到一组近似临界到达率  $\bar{p}_i$ ,  $i=1, 2, \dots, r$ 。
- 

注意到定理 2-1 中要求  $\sum_{i=1}^r p_i = p_{sum} < 1$ 。当  $p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_r$  时,

$$\sum_{i=1}^r p_i \hat{C}_i^T \hat{R}_i^{-1} \hat{C}_i = \sum_{i=1}^{r-1} (p_i - p_{i+1}) \mathcal{C}_{2^i-1}^T \mathcal{R}_{2^i-1}^{-1} \mathcal{C}_{2^i-1} + p_r \mathcal{C}_N^T \mathcal{R}_N^{-1} \mathcal{C}_N, \text{ 所以}$$

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_{k+1}^{mp} &= Q^{-1} - Q^{-1} A (\mathcal{J}_k^{mp} + A^T Q^{-1} A \\ &\quad + \sum_{i=1}^{r-1} (p_i - p_{i+1}) \mathcal{C}_{2^i-1}^T \mathcal{R}_{2^i-1}^{-1} \mathcal{C}_{2^i-1} + p_r \mathcal{C}_N^T \mathcal{R}_N^{-1} \mathcal{C}_N)^{-1} A Q^{-1} \end{aligned} \quad (2-25)$$

同理可以构造函数

$$\begin{aligned} h_{p_1 p_2 \dots p_r}(X) &= AXA^T + Q - \sum_{i=1}^{r-1} (p_i - p_{i+1}) AX \mathcal{C}_{2^i-1}^T (\mathcal{C}_{2^i-1} X \mathcal{C}_{2^i-1}^T + \mathcal{R}_{2^i-1})^{-1} \mathcal{C}_{2^i-1} XA^T \\ &\quad + p_r AX \mathcal{C}_N^T (\mathcal{C}_N X \mathcal{C}_N^T + \mathcal{R}_N)^{-1} \mathcal{C}_N XA^T \end{aligned}$$

**推论 2-1.** 若  $(A, Q)$  可控且  $p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_r$ 。如果存在  $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_r$  和  $0 < \bar{Y} \leq I$  满足  $\Psi_r^2(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r) =$

$$\begin{bmatrix} Y & \sqrt{p_r}(YA+Z_rC_N) & \sqrt{p_{r-1}-p_r}(YA+Z_{r-1}C_{2^{r-1}}) & \dots & \sqrt{p_1-p_2}(YA+Z_1C_1) & \sqrt{1-p_1}YA \\ \sqrt{p_r}(A^T Y+Z_r^T C_N^T) & Y & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \sqrt{p_{r-1}-p_r}(A^T Y+Z_{r-1}^T C_{2^{r-1}}^T) & 0 & Y & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{p_1-p_2}(A^T Y+Z_1^T C_1^T) & 0 & 0 & \dots & Y & 0 \\ \sqrt{1-p_1}A^T Y & 0 & 0 & \dots & 0 & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (2-26)$$

那么对任意的  $V_0 \geq 0$ ,  $V_{k+1} = h_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  收敛。

**证明:** 易知  $p'_{sum} = p_r + \sum_{i=1}^{r-1} (p_i - p_{i+1}) = p_1 < 1$ , 由定理 2-1 易得推论 2-1。证毕。

根据推论 2-1 可以设计算法 2-3 来近似计算传感器的临界到达率, 利用下文的定理 2-2 可以求解  $V_{k+1} = h_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  的收敛点。

---

### 算法 2-3 根据(2-26)求解近似临界到达率

---

1. 求解初始值。同算法 2-1;

2. 验证。设置下降精度  $q$ , 调整测量矩阵使得  $p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_r$  (注 2-3)。

令  $\begin{cases} p_j(k) = p_j(k-1), j < i \\ p_j(k) = p_j(k-1) - q, j \geq i \end{cases}$  并代入 (2-26) 验证。若存在可行解, 则验证  $\begin{cases} p_j(k+1) = p_j(k), j < i \\ p_j(k+1) = p_j(k) - q, j \geq i \end{cases}$ ; 否则验证  $\begin{cases} p_j(k+1) = p_j(k-1), j < i+1 \\ p_j(k+1) = p_j(k-1) - q, j \geq i+1 \end{cases}$ ; 其中  $k$  代表第  $k$  次验证且  $i$  依次取  $1, 2, \dots, r$ ;

3. 终止条件。若当  $i = r$  时某次验证没有可行解则停止验证并得到一组近似临界到达率  $\bar{p}_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, r$ 。

---

**定理 2-2.** 如果各个部分测量的到达率  $p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_r$  满足  $\Psi_r^2(Y, Z_1, Z_2, \dots, Z_r) > 0$ , 那么

$$\begin{aligned} \bar{V}_h &= \arg \max_V \text{Tr}(V) \\ \text{s.t. } \Gamma_h(V) &= \begin{bmatrix} AVA^T + Q - V & \sqrt{p_r}AVC_N^T & \sqrt{p_{r-1}-p_r}AVC_{2^{r-1}}^T & \dots & \sqrt{p_1-p_2}AVC_{2^1}^T \\ \sqrt{p_r}C_NVA^T & C_NVC_N^T + \mathcal{R}_N & 0 & \dots & 0 \\ \sqrt{p_{r-1}-p_r}C_{2^{r-1}}VA^T & * & C_{2^{r-1}}VC_{2^{r-1}}^T + \mathcal{R}_{2^{r-1}} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{p_1-p_2}C_{2^1}VA^T & * & * & \dots & C_{2^1}VC_{2^1}^T + \mathcal{R}_{2^1} \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (2-27)$$

其中  $\text{Tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹,  $\bar{V}_h$  为序列  $V_{k+1} = h_{p_1 p_2 \dots p_r}(V_k)$  的收敛点, 即  $\bar{V}_h = g_{p_1 p_2 \dots p_r}(\bar{V}_h)$ 。

**证明:** 由 Schur 补分解易知  $\Gamma_h(V) \geq 0$  等价于  $V \leq h_{p_1 p_2 \dots p_r}(V)$ 。假设最优问题(2-27)的解  $\hat{V} \neq h_{p_1 p_2 \dots p_r}(\hat{V})$ , 那么  $\hat{V} < h_{p_1 p_2 \dots p_r}(\hat{V}) = \hat{\hat{V}}$ , 进而得  $\text{Tr}(\hat{V}) < \text{Tr}(\hat{\hat{V}})$ , 与  $\hat{V}$  是最优解相矛盾。因此  $\hat{V} = h_{p_1 p_2 \dots p_r}(\hat{V})$ 。证毕。

**注 2-3.** 定理 2-2 中增加的条件  $p_1 \geq p_2 \geq \dots \geq p_r$  要求提前给各个部分测量的到达率进行排序。可以依据各传感器的部分测量对应的系统矩阵特征根来进行排序。这是因为系统矩阵的特征根的模越大, 相应的部分状态的动态变化越快, 因此对应的部分测量需要分配更多的通信资源, 也就是设置更大的到达率。排序完毕后将到达率最大的传感器部分测量作为部分测量 1, 以此类推, 直到到达率最小的作为部分测量  $r$ 。

## 2.4 自适应 CSMA/CA 参数整定

在 1.3.2 小结中, 我们对时隙 CSMA/CA 算法流程作了介绍 (图 1-4), 从算法的原理中不难发现数据包接入信道的概率与  $macMinBe$ 、 $macMaxCsmBackoff$ 、 $macMaxFrameRetries$  等参数的大小正相关<sup>[77]</sup>。因此, 动态地调整这三个参数可以让部分测量的到达率稳定在期望值  $p_{exp}$  的附近。根据文献[78], 每个传感器可以利用传输过程中的统计信息来估计实时的到达率  $\hat{p}(k)$ , 为了使估计值更加平滑, 可令

$$p(k) = \delta \hat{p}(k) + (1 - \delta)p(k-1)$$

其中  $\delta \in [0, 1]$  为平滑系数,  $k$  为统计周期 (取信标间隔的整数倍)。

自适应 CSMA/CA 参数整定算法<sup>[77]</sup>的基本思想是当  $p(k) < p_{low}$  时, 说明当前  $macMinBe$ 、 $macMaxCsmBackoffs$  以及  $macMaxFrameRetries$  值偏小, 需要增加它们的值来增强节点竞争信道的能力; 反之当  $p(k) > p_{high}$  时则减小参数的值。其中  $p_{low} < p_{high}$  为两个与  $p_{exp}$  相关的阈值。  $p_{exp}$  的选取直接影响到节点的能耗情况, 当  $p_{exp}$  较大时, 竞争信道的能力较强, 能耗较高。

在多传感器测量条件下, 每个传感器只负责发送部分系统状态测量, 不同的部分测量对到达率的要求不同, 即  $p_{exp,i}$  各不相同。本章使用不同传感器的临界到达率来作为期望概率, 并令  $p_{low,i} = \bar{p}_i(1 + \alpha)$ 、 $p_{high,i} = \bar{p}_i(1 + \alpha + \beta)$ , 其中  $\alpha \in (0, \frac{1}{\bar{p}_i} - 1)$ 、

$$\beta \in (0, \frac{1}{\bar{p}_i} - 1 - \alpha) \text{ 且 } i=1, 2, \dots, r。$$

## 2.5 仿真算例

在例 2-2 中，两个基于 MATLAB 的数值仿真以验证由算法 2-2、2-3 得到的临界到达率可用来估计算法 2-1 得到的临界到达率。其中线性矩阵不等式(2-13)，(2-19)和(2-26)通过 LMI 工具包实现，(2-14)和(2-27)的极值求解通过 Yalmip 工具包完成。在例 2-3 中使用 NS3 对自适应 CSMA/CA 参数整定算法的能量效率进行了验证。

例 2-2. (1) 考虑  $A = \begin{bmatrix} 1.22 & 0 & 0 \\ 1 & 1.1 & 0 \\ 0 & 0 & 1.2 \end{bmatrix}$ ， $C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$ 。根据  $A$  的特

征根，可令  $p_1 \geq p_2 \geq p_3$ 。取下降精度  $q = 0.0001$ ，求得单包传输条件下的临界概率  $p_1 = p_2 = p_3 = 0.3290$ 。分别执行算法 2-1、2-2 和 2-3 得到的临界到达率，结果见表 2-2 的 (1)。

表 2-2 根据不同线性矩阵不等式条件得到的临界到达率

Table 2-2. Critical rates derived by different LMI conditions

例 2-2	算法	临界到达率		
		$p_1$	$p_2$	$p_3$
(1)	2-1	0.32760	0.30556	0.17400
	2-2	0.32754	0.30556	0.17400
	2-3	0.32814	0.30556	0.17356
(2)	2-1	0.69200	0.17297	0.35885
		0.69179	0.46999	0
	2-3	0.69200	0.17335	0.35885
		0.69200	0.46998	0

(2) 考虑  $A = \begin{bmatrix} 1.25 & 0 & 0 \\ 1 & 1.1 & 0 \\ 0 & 1 & 1.8 \end{bmatrix}$ ， $C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ， $Q = 20I_3$  且  $R = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} = 2.5I_3$ 。

其中  $I_3 \in R^{3 \times 3}$  是单位矩阵。若  $p_1 \geq p_2 \geq p_3$  由算法 2-3 则可得到临界到达率 (0.69200, 0.46998, 0)。若  $p_1 \geq p_3 \geq p_2$ ，则进行换行使得  $C = [C_1^T C_3^T C_2^T]^T$ ，因此 LMI

(2-21)  $C_1 = [0 \ 0 \ 1]$ ， $C_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ， $C_2 = C$  解得另一个临界到达率

(0.69200,0.17335,0.35885) (表 2-2 (2))。由算法 2-1 可以得到近似临界到达率 (0.69179,0.46999,0) 和 (0.69200,0.17297,0.35885)。由于  $(A, \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix})$  可观, 因此允许到达率  $p_3 = 0$ 。根据(2-14)和(2-27), 当到达率  $(p_1, p_2, p_3)$  从点(1,1,1)沿直线下降时, 收敛点  $\bar{V}$  和  $\bar{V}_h$  的轨迹如图 2-2 所示。结果显示, 两者的发散位置十分接近。

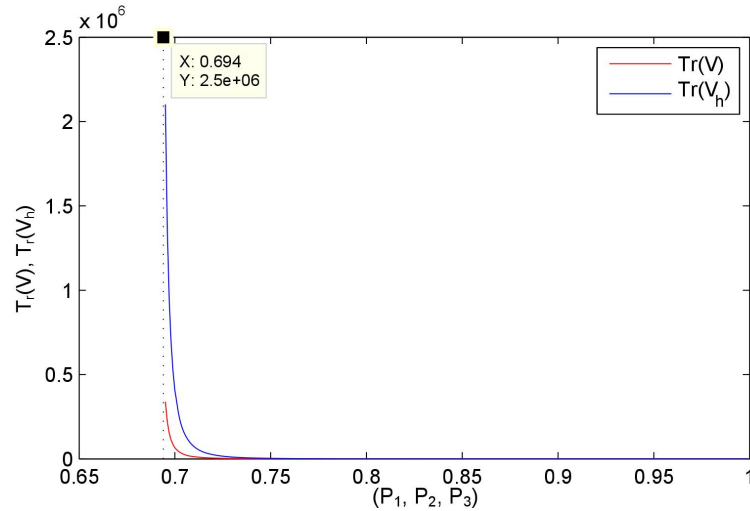


图 2-2 当  $(p_1, p_3, p_2)$  从点(1,1,1)沿着直线到点(0.694,0.480,0.023)时,  $\bar{V}$  和  $\bar{V}_h$  的轨迹。

Figure 2-2. Transition to instability of  $\bar{V}$  and  $\bar{V}_h$  when  $(p_1, p_2, p_3)$  changes from (1,1,1) to (0.694,0.480,0.023) in a space straight line.

表 2-3 仿真参数

Table 2-3. Parameters used for simulation

参数	值
Bit rate	250kbps
Packet size	30bytes
BO, SO	4,3
$\delta$	0.7
$\bar{p}_1, \bar{p}_2, \bar{p}_3$	0.692,0.173,0.359
$\alpha, \beta$	0.08,0.07
<i>macMaxCsmBackoffs</i>	4
<i>macMaxBe</i>	5
<i>macMinBe</i>	3

例 2-3. 文献[78]验证了在长信标间隔条件下该算法的可以降低网络的平均能耗。在本例中我们使用 NS3 软件来模拟自适应 CSMA/CA 参数整定算法在控制系统环境下（短信标）的节能情况。仿真过程中有共有 8 个节点参与竞争，其中 3 个节点代表本例中的三个传感器，每个节点在一个信标间隔内只发送一个数据包并且在 CAP 的开端开始竞争信道，具体参数设置见表 2-3。仿真结果如图 2-3 所示，由图可知引入自适应 CSMA/CA 参数整定算法后，平均能耗降低了 18%左右，由于 CSMA/CA 的参数在动态变化，其曲线不如默认 CSMA/CA 平滑。

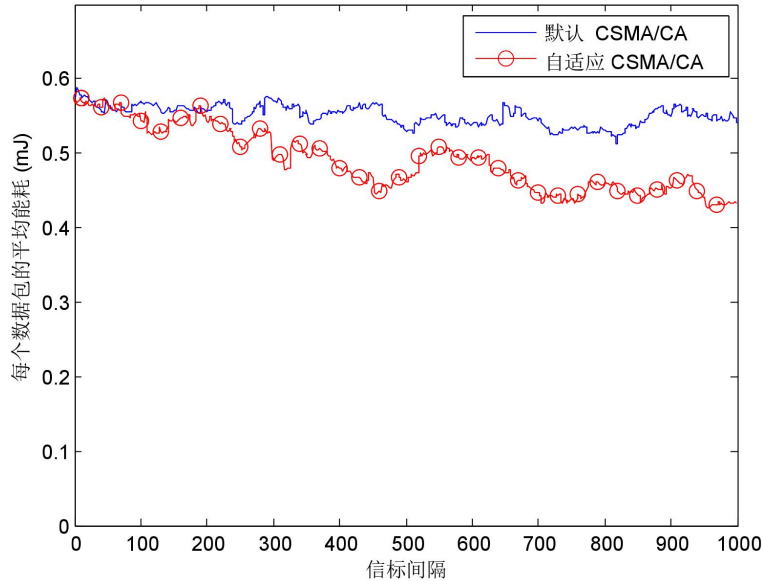


图 2-3 设计前后的每个数据包平均能耗对比

Figure 2-3. Comparison for average energy consumption of each packet before and after design

## 2.6 本章小结

本章对 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下网络化控制系统中滤波性能与能量效率的权衡问题进行研究。提出一种基于临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数整定机制。针对多传感器采样设计了基于多个部分测量信息的卡尔曼率波器并对它的随机稳定性进行了分析，然后给出了三种算法来求解传感器的临界到达率。在传感器数量较多的情况下，以传统线性矩阵不等式作为验证条件的算法 2-1 将不适用，此时可利用算法 2-2 和 2-3 来估算传感器的临界到达率。传感器的临界到达率作为期望概率设计的自适应 CSMA/CA 参数整定算法可以满足传感器对通信资源的不同需求。MATLAB 数值仿真表明基于新的线性矩阵不等式条件的算法能够以较高的精度估计传感器到达率，NS3 仿真表明本文的设计方法比直接使用默认竞争信道接入的能耗更低。



### 第三章 IEEE 802.15.4 混合信道接入下的系统控制与调度

本章研究了一类基于共享 IEEE 802.15.4 网络的控制系统。由于通信资源被其它用户共享，混合信道接入下提供可靠服务的非竞争通信资源成为一种稀缺资源。在 3.1 节中，对该系统中的系统性能与非竞争通信资源的权衡问题进行了描述，其中的系统性能包括控制轨迹及与传感器能量效率直接相关的系统寿命。在 3.2 节，首次提出了一种包含增益调度器、网络调度器的控制结构，其中网络调度器基于一种自触发模型而设计并在 3.3 节中设计了两种侧重不同的网络调度算法。该控制结构下的闭环系统可由时延系统模型来描述并在 3.4 节中给出了闭环系统的稳定性和镇定性条件。

#### 3.1 问题描述

考虑如图 3-1 所示的系统，控制系统的前向通道和反向通道经由一个共享的 IEEE 802.15.4 无线网络构成闭环。被控对象为线性时不变离散系统

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \tag{3-1}$$

其中  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ， $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ， $x(k) \in \mathbb{R}^n$  是系统状态， $u(k) \in \mathbb{R}^m$  是控制输入。

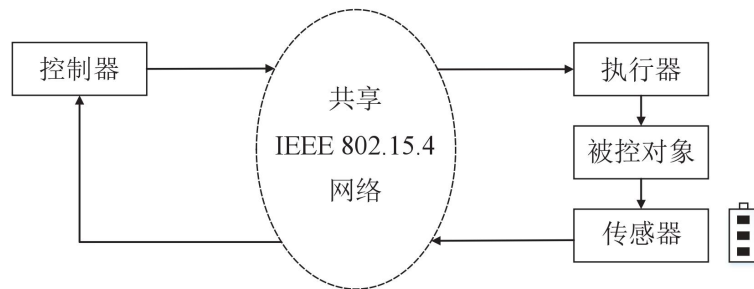


图 3-1 基于共享 IEEE802.15.4 通信网络的网络化控制系统  
Figure 3-1. WNCS over the share IEEE 802.15.4 network

共享 IEEE 802.15.4 网络采用星型拓扑结构并且工作在信标使能模式下。现实中很多应用都采用星型拓扑结构。在星型拓扑结构下，无线通信直接在外围设备和唯一的中央节点（所谓的个域网协调器）之间进行<sup>[10]</sup>。就本章的系统设置而言，传感器和执行器为外围设备，控制器则通过有线与中央节点相连。其中传感器由电池供电，因此需要考虑能耗的约束对控制系统的影响。

由于无线网络工作在信标使能模式下，因此无线通信可以采用混合信道接入，



即控制系统和网络中的其它用户既可以采用竞争的方式（CAP）也可以采用非竞争的方式（分配 GTS）接入信道（见图 1-3）。在不考虑电磁干扰和信标丢失等极端情况，在 CFP 期间的无线传输是十分可靠的。为了便于理论分析，我们作如下假设<sup>[82]</sup>

**假设 3-1.** 使用 GTS 的传输不会丢包。

在传统的以优化控制轨迹为唯一目标的控制方法在使用 IEEE802.15.4 网络时通常只采用 GTS 来传输数据<sup>[72]</sup>，即在通信方面给控制系统提供最好的服务以达到最优化控制轨迹的目的。然而在共享通信资源的条件下，通信资源尤其是有限的可靠的 GTS 被网络中的各个用户所需要，因此产生了用户各自性能与通信资源占用的权衡问题。

针对上述无线网络化控制系统（图 3-1），我们的考虑的因素包括系统的整体性能和对有限通信资源的利用。对于系统的整体性能，既要考虑系统的控制轨迹又要考虑系统的工作时长。由于传感器的能耗主要发生在载波侦听，接收和发送数据包等过程中<sup>[77]</sup>。因此，为了增加系统的工作时长，应该限制系统的数据传输，尤其是需要进行能耗较大的空闲信道评定（clear channel assessments, CCA）的 CAP 数据传输<sup>[83]</sup>。另一方面，从资源利用的角度考虑，非竞争段的 GTS 传输服务需要谨慎使用：（1）由于 GTS 以时隙为单位，当时隙较长而传输的数据量较小时，GTS 传输就会浪费超帧，即超帧被占用却不被用来传输数据；（2）由于超帧的长度固定，CFP 越长 CAP 则越短，即分配 GTS 加剧了 CAP 的竞争；（3）更重要的是，每个超帧允许分配的 GTS 数量是有限的（最多 7 个），GTS 应该分配给那些迫切需要可靠传输服务的用户而不应该被随意使用。

基于上述讨论，总结本章的问题：针对如图 3-1 所示的无线网络化控制系统（假设 3-1 和系统模型(3-1)），设计合理的控制策略使得该系统在保证满意的系统整体性能（控制轨迹、传感器能量效率）的同时尽量减少 GTS（非竞争通信资源）的使用量。

## 3.2 基于增益调度器和网络调度器的控制结构

在本章提出的控制策略下，传统结构中的控制器（即图 3-1）被网络调度器和增益调度器取代，见图 3-2。在下文中，我们首先介绍增益调度器，使用增益调度器，一步传感数据可以用于计算多步控制输入，从而减少了系统对通信的需求；网络调度器则决定何时更新增益调度器的传感数据以及选用何种信道接入方式。

### 3.2.1 增益调度器设计

假设控制增益序列如下:

$$K = [K_1^T, K_2^T, \dots, K_N^T]^T$$

其中  $N$  是控制增益的数量。控制增益是根据从传感器到控制器的时延  $\tau_k$  来调度的。控制信号计算如下

$$u(k | k - \tau_k) = K_{\tau_k} x(k - \tau_k)$$

由于增益调度器至多有  $N$  个控制增益可供选择, 因此传感数据必须在  $N$  步内更新, 即  $\tau_k \leq N$ 。

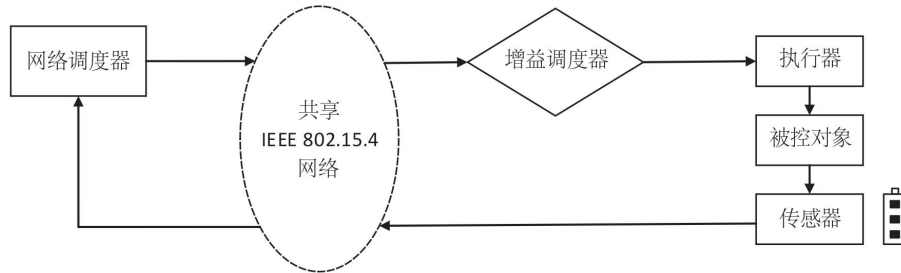


图 3-2 基于网络调度器和增益调度器的控制系统结构框图

Figure 3-2. The WNCs with the gain scheduler and the network scheduler

注 3-1. 使用基于包的控制方法<sup>[84]</sup>, 我们在此提供了一种计算增益序列的方法。在基于包的控制方法中, 预测控制信号序列的计算如下,

$$U(k | k - \tau_{sc,k}) = K_{\tau_{sc,k}} x(k - \tau_{sc,k})$$

其中  $\tau_{sc,k}$  代表  $k$  时刻控制系统反向通道的时延,  $x(k - \tau_{sc,k})$  代表具有时延的系统状态,  $K_{\tau_{sc,k}} = [K_{\tau_{sc,k},0}^T, K_{\tau_{sc,k},1}^T, \dots, K_{\tau_{sc,k},N_u-1}^T]^T$  是增益矩阵 ( $N_u$  是控制时域)。基于同样的方法, 当  $\tau_{sc,k} = 1, 2, \dots, N$  时, 选出  $K_{\tau_{sc,k}}$  的第一项构成了本章的控制增益序列, 即

$$K = [K_{1,0}^T, K_{2,0}^T, \dots, K_{N,0}^T]^T$$

注 3-2. 增益调度器是一种存储了控制增益序列并嵌入在执行器中的简单设备。在增益调度器的缓存中始终存放着它接收到的最新的传感数据, 利用该传感数据并选择适当的控制增益即可计算控制信号。一方面, 与传统的一步传感数据仅计算一步控制信号的控制方法相比, 增益调度器可以重复使用旧的传感数据来主动补偿新的传感数据缺失的情况, 因此不需要系统每步都传输传感数据, 减轻了通信和传感器能耗的负担; 另一方面, 与基于包的控制方法<sup>[84]</sup>相比, 增益调度器不需要在线求解优化问题来计算控制信号, 也不需要多个控制信号打包发送给执行器 (仅传感数据经过闭环), 节省了计算资源和通信资源。

### 3.2.2 自触发模型设计

定义更新截止时间（增益调度器必须更新传感数据的截止时间）序列为  $\{k_1, k_2, \dots, k_i, \dots\}$  和控制误差为

$$\delta u(k) \triangleq u(k) - K_1 x(k-1), \quad k \in [k_i, k_{i+1}) \quad (3-2)$$

易知  $k_{i+1} - k_i \in [1, N]$  是增益调度器基于传感数据  $x(k-1)$  计算的控制信号的数量。如果  $\delta u(k) \equiv 0$ ，那么  $u(k) \equiv K_1 x(k-1) = u(k|k-1)$ ，也就是仅仅调用了增益  $K_1$ ，并且增益调度器必须在下一步更新自己的传感数据。易得下一步更新截止时间  $k_{i+1} \equiv k_i + 1$ 。要满足这种要求，传感器必须每步都要采样并且传感数据通过双 GTS 传输方式（见注 3-3）发送。此时控制轨迹最优同时 GTS 用量最大。将式子(3-1)和(3-2)结合，我们得到

$$z(k+1) = \Lambda z(k) + \Theta \delta u(k), \quad k \in [k_i, k_{i+1}) \quad (3-3)$$

其中

$$z(k) = \begin{bmatrix} x(k) \\ x(k-1) \end{bmatrix}, \Lambda = \begin{bmatrix} A & BK_1 \\ I & 0 \end{bmatrix}, \Theta = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$$

且  $I \in R^{n \times n}$  为单位矩阵。控制误差(3-2)变成了增广方程(3-3)的控制输入。该增广方程，当  $\Lambda$  是 Schur 矩阵的时候，有 ISS（input-to-state stability）李亚普洛夫方程<sup>[85]</sup>。根据文献[85]，我们得到了调度增益的标准，即要求无线网络化控制系统的所有输入必须满足如下的事先定义好的条件

$$\forall k > 0, \quad \|\delta u(k)\| \leq \mu \|z(k)\| \quad (3-4)$$

其中  $\mu > 0$  为整定阈值。在更新截止时间间隔内的增益调度器使用传感数据  $x(k_i - 1)$  计算的所有控制信号需要满足

$$\|u(k|k_i - 1) - K_{1,0} x(k-1)\| \leq \mu \|z(k)\|, \forall k \in [k_i, k_{i+1})$$

因此，通过找到第一个不满足式子(3-4)的控制信号就可以确定下一个更新截止时间了，即

$$k_{i+1} = \min \{ \zeta \mid \zeta \in \mathbb{N}, k_i \leq \zeta \leq k_i + N - 1, \quad \|u(\zeta|k_i - 1) - K_{1,0} x(\zeta - 1)\| > \mu \|z(\zeta)\| \} \quad (3-5a)$$

如果所有的控制信号都满足式子(3-4)，那么

$$k_{i+1} = (k_i + N - 1) + 1 = k_i + N \quad (3-5b)$$

然而在现实情况下，传感器不能实时采集到  $z(k)$  数据，因此上面的策略难以严格实现。本章采取了基于系统模型的方法，通过已有的传感数据和历史控制输入来重构所需要的  $z(k)$ 。将式子(3-5)改写如下

$$k_{i+1} = \max \{ \zeta + 1 \mid \zeta \in \mathbb{N}, k_i \leq \zeta \leq k_i + N - 1, \delta \hat{u}^T(\zeta) \delta \hat{u}(\zeta) \leq \mu^2 (\hat{x}^T(\zeta) \hat{x}(\zeta) + \hat{x}^T(\zeta - 1) \hat{x}(\zeta - 1)) \} \quad (3-6)$$

其中

$$\begin{aligned}\hat{x}(k_i) &= Ax(k_i - 1) + Bu(k_i - 1), \\ \hat{x}(\zeta) &= A^{\zeta - k_i} \hat{x}(k_i) + \sum_{j=1}^{\zeta - k_i} A^{\zeta - k_i - j} BK_{j,0} x(k_i - 1) \\ \delta \hat{u}(\zeta) &= K_{\zeta - k_i + 1, 0} x(k_i - 1) - K_{1,0} \hat{x}(\zeta - 1)\end{aligned}$$

注 3-3. 顾名思义，双 GTS 传输利用同一个超帧的两个 GTS 来分别传输无线网络化控制系统的前向和反馈通道的传感数据。具体地讲就是传感器利用第一个 GTS 发送传感数据到网络调度器，然后网络调度器利用第二个 GTS 转发该传感数据给增益调度器。双 GTS 传输的网络诱导时延不超过一步时长，因此增益调度器利用传感数据  $x(k)$  计算的控制信号最快必须等到  $k+1$  时刻才能被施加到系统<sup>[48]</sup>。这也是为何我们在式子(3-2)中的传感数据引入了一步时延的原因。

注 3-4. 值得一提的是，增益调度器产生的第一个控制信号  $u(k_i | k_i - 1)$  无论阈值有多小总是满(3-4)中的条件。换句话说，我们总是有  $k_{i+1} - k_i \geq 1$ 。

注 3-5. 由于考虑传感器是由电池供电的简单设备，传统的基于智能传感器的事件触发模型已不适用。因此本文的控制结构将网络调度器与传感器分离，并在设计网络调度器时采用自触发模型。

### 3.3 网络调度算法设计

#### 3.3.1 仅使用 GTS 的调度算法

在网络调度器确定了更新截止时间  $k_{i+1}$  的同时也确定了传感器采集新的传感数据的采样截止时间（即  $k_{i+1} - 1$ ）。但是，传感器对采样截止时间一无所知，也不知道何时需要采集和传输数据。要解决此问题，网络调度器可以向传感器发送请求消息以通知采样截止时间。利用 IEEE 802.15.4 的信标机制，可以在不增加无线网络的额外开销的情况下实现网络调度器可向传感器请求传感数据的功能<sup>[45,86]</sup>。

在本章中，信标有效载荷字段（图 1-2）的第一位被设置为标志位以编码请求信息，标志位在  $k$  时刻的状态记作  $\sigma(k)$ ，在默认条件下  $\sigma(k) = 0$ 。在仅使用 GTS 的调度算法中，网络调度器根据规则  $\mathcal{R}(k_i - 1)$  来操作标志位，表示网络调度器仅在  $k_i - 1$  时刻将标志位置 1。在任一时刻  $k_0$ ，经过  $\mathcal{R}(k_0)$  操作后有

$$\sigma(k) = \begin{cases} 1 & k = k_0 \\ 0 & k > k_0 \end{cases}$$

当 PAN 协调器广播信标时，携带的请求信息也被发送出去。当传感器接收到信标后，它会检查标志位以识别请求消息。如果  $\sigma(k) = 1$ ，这意味着网络调度器正

在请求传感数据，那么传感器就采集并发送传感数据，否则传感器切换到低功耗模式。易知，在规则  $\mathcal{R}(k_i - 1)$  下，请求消息刚好在采样截止时间被传送，此时无线网络化控制系统的传输次数最小但对传输的可靠性要求高。在这种情况下，每次的传感数据必须使用双 GTS 传输。也就是说，仅使用 GTS 的调度策略通信次数最少并且没有 CCA 操作，对传感器来说最节省电能。算法 3-1 总结了上述的讨论，相应的闭环无线网络化控制系统的框图如图 3-3 所示。

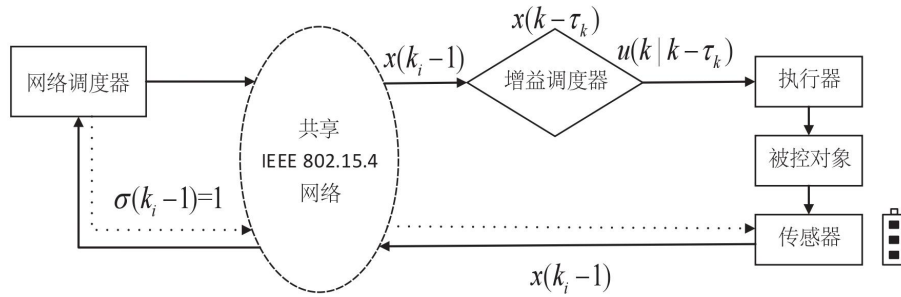


图3-3 仅调度GTS在该情况下，新的传感数据刚好在更新截止时间到达增益调度器，并且网络诱导时延总为1。

Figure 3-3. Scheduling with only GTS. In this case, new sensing data arrives at the gain scheduler exactly by the update deadline  $k_i$  and the network-induced delay is always 1.

### 算法 3-1 仅使用 GTS 的调度算法

1. 初始化。给定  $k = 0$ ， $k_1 = 1$  和  $u(0)$ 。 $x(0)$  通过双 GTS（注 3-3）传输方式发送。网络调度器接收  $x(0)$  并根据(3-6)计算  $k_2$ ；
2. 网络调度器使用规则  $\mathcal{R}(k_i - 1)$  来设置标志位，并且  $x(k_i - 1)$  采样双 GTS 传输方式发送。网络调度器接收  $x(k_i - 1)$  并根据(3-6)计算  $k_{i+1}$ ；
3. 增益调度器接收  $x(k_i - 1)$  并生成执行器的控制输入，也就是  $\forall k \geq k_i, u(k) = u(k | k_i - 1)$ ，直到新的传感数据到来。

注 3-6. 信标帧中的 GTS 字段是用于将 GTS 分配信息从 PAN 协调器传送到传感器，实际上已经可以扮演如前文所述的标志位的角色<sup>[79]</sup>。然而，本章提出的标志位仍然是必要的，因为传感器不仅可以通过 GTS 传输，还可以通过 CAP 传输，这将在下节中讨论。

### 3.3.2 混合接入调度算法

算法 3-1 利用 GTS 的可靠性使得网络调度器可以在采样截止时间请求传感数据，从而大大降低了控制系统的传输次数。由于每次传输都依赖 GTS，这意味着算法 3-1 在节约 GTS 占用方面不是最优的。在本小节中，我们设计了一种混合接入网络调度算法，通过在采样截止时间之前的一段时间（以下称为 CAP 时域）使用 CAP 来减少 GTS 的占用。例如，当混合接入调度的采样截止时间为  $k_j - 1$  且 CAP

时域为 1 时，则要求传感器在信标间隔  $k_j - 2$  通过 CAP 发送  $x(k_j - 2)$ 。如果传输失败，则请求传感数据  $x(k_j - 1)$  并且在接下来的信标间隔内通过双 GTS 传输；否则（即传输成功），网络调度器在信标间隔  $k_j - 1$  内用 GTS 将  $x(k_j - 2)$  转发到增益调度器，这样就完成了增益调度器中的传感数据的一次更新。

表 3-1 不同传输方案下传感数据的到达时刻和网络诱导时延

Table 3-1. Arrival time and network-induced delay of the sensing data in different transmission schemes

传输方案	到达时刻 ( $k_j^*$ )	网络诱导时延 ( $\tau_j^*$ )
CAP-CAP	$k_j - 1$	2
CAP-GTS-2	$k_j$	3
CAP-GTS-1	$k_j$	2
双 GTS	$k_j$	1

表 3-2 传输方案

Table 3-2. Transmission schemes

传输方案	CAP 时域		采样截止时间
	信标间隔 $k_j - 3$	信标间隔 $k_j - 2$	信标间隔 $k_j - 1$
CAP-CAP	CAP	CAP	
CAP-GTS-2	CAP		GTS
CAP-GTS-1		CAP	GTS
双 GTS			GTS, GTS

由于 CAP 传输的不确定性，CAP 和 GTS 不能安排在同一信标间隔内进行。在这种情况下，无线网络化控制系统将通过在信标间隔  $k_j - 2$  内的 CAP 和在信标间隔  $k_j - 1$  内的 GTS 构成闭环（表 3-2，CAP-GTS-1 方案），并且传感数据经历两步网络诱导时延才到达增益调度器（表 3-1），这意味着增益调度器将基于具有两步网络诱导时延的传感数据来计算控制信号。因此，在条件(3-5)中评估的控制信号应替换为  $u(\zeta | k_j - 2)$ 。对于 CAP-GTS-1 传输方案，网络调度器将根据下式来计算下一个更新截止时间，

$$k_{j+1} = \max \{ \zeta + 1 | \zeta \in \mathbb{N}, k_j \leq \zeta \leq k_j + N - 2, \| u(\zeta | k_j - 2) - K_1 \hat{x}(\zeta - 1) \| \leq \mu \| \hat{z}(\zeta) \| \}. \quad (3-7)$$

其中  $u(\zeta | k_j - 2) = K_{\zeta - k_j + 2} x(k_j - 2)$  和  $\hat{z}(\zeta) = [\hat{x}^T(\zeta), \hat{x}^T(\zeta - 1)]^T$  是根据依赖于  $x(k_j - 2)$ ， $u(k_j - 2)$  和  $u(k_j - 1)$  的模型演进来计算的类似于(3-6)。值得一提的是不

等式  $k_{j+1} - k_j \geq 1$  (注 3-4) 已无法保证(3-7), 这是因为当整段阈值  $\mu$  设定得太小时第一个控制信号  $u(k_j | k_j - 2)$  可能不满足(3-4)。

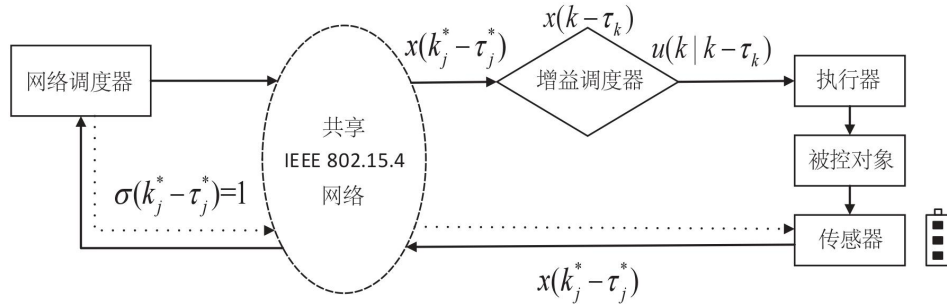


图 3-4 混合接入调度策略下的无线网络化控制系统框图。其中  $k_j^*$  代表传感数据到达增益调度器的时刻,  $\tau_j^*$  则是相应的网络诱导时延。

Figure 3-4. The block diagram of WNCs with the hybrid access scheduling algorithm, where  $k_j^*$  denotes the time that the sensing data arrives at the gain scheduler and  $\tau_j^*$  is the corresponding network-induced delay.

### 算法 3-2 混合接入调度算法

1. 初始化。给定  $k = 0$ ,  $k_1 = 1$  和  $u(0)$ 。 $x(0)$  通过双 GTS 方案 (注 3-3) 发送。根据 (3-6) 计算  $k_2$  和更新截止时间差  $g_1 = k_2 - k_1$ 。
2. 根据  $g_{j-1}$  的值来请求采样, 对增益调度器中传感数据完成一次更新。
  - 2.1. 根据规则  $\mathcal{R}(k_j - 3)$  设置标志位; 传感器通过 CAP 发送  $x(k_j - 3)$ 。如果发送失败, 跳转到 2.2; 否则, 根据(3-8)计算  $k_{j+1}$  和  $g_j = k_{j+1} - (k_j - 1)$ 。如果  $g_j = 0$ , 跳转到 2.2; 否则, 通过另外的 CAP 转发  $x(k_j - 3)$ 。如果转发失败, 根据(3-9)计算  $k_{j+1}$  和  $g_j = k_{j+1} - k_j$ 。如果  $g_j \geq 1$ , 则通过 GTS 转发  $x(k_j - 3)$ 。否则, 跳转到 2.3。
  - 2.2. 根据规则  $\mathcal{R}(k_j - 2)$  设置标志位; 传感器通过 CAP 发送  $x(k_j - 2)$ 。如果发送成功 (就根据(3-7)计算  $k_{j+1}$  和  $g_j = k_{j+1} - k_j$ ) 并且  $g_j \geq 1$ , 通过 GTS 转发  $x(k_j - 2)$ ; 否则, 跳转到 2.3。
  - 2.3. 根据规则  $\mathcal{R}(k_j - 1)$  设置标志位;  $x(k_j - 1)$  通过双 GTS 方案发送。根据 (3-6) 计算  $k_{j+1}$  和  $g_j = k_{j+1} - k_j$ 。
3. 增益调度器接收  $x(k_j^* - \tau_j^*)$  并给执行器生成控制信号, 也就是  $\forall k \geq k_j^*$ ,  $u(k) = u(k | k_j^* - \tau_j^*)$ , 直到新的传感数据的到来。

更进一步, 将 CAP 时域设置为 2, 现在传感器可以通过 CAP 发送  $x(k_j - 3)$ 。在这种情况下, 无线网络化控制系统通过四种传输方案 (表 3-2) 构成闭环, 其中 CAP-CAP 方案当 CAP 期间的接入竞争减轻时可以显著降低 GTS 的用量。与(3-7)

类似，CAP-CAP 方案中下一个更新截止日期的计算变为

$$k_{j+1} = \max \{ \zeta + 1 \mid \zeta \in \mathbb{N}, k_j - 1 \leq \zeta \leq k_j + N - 3, \|\mathbf{u}(\zeta \mid k_j - 3) - K_1 \hat{\mathbf{x}}(\zeta - 1)\| \leq \mu \|\hat{\mathbf{z}}(\zeta)\| \}. \quad (3-8)$$

其中  $\zeta$  从  $k_j - 1$  开始。因为在 CAP-CAP 方案中传感数据  $x(k_j - 3)$  在  $k_j - 1$  时刻到达增益调度器（表 3-1）。同样地，在 CAP-GTS-2 方案中下一个更新截止日期的计算变为

$$k_{j+1} = \max \{ \zeta + 1 \mid \zeta \in \mathbb{N}, k_j \leq \zeta \leq k_j + N - 3, \|\mathbf{u}(\zeta \mid k_j - 3) - K_1 \hat{\mathbf{x}}(\zeta - 1)\| \leq \mu \|\hat{\mathbf{z}}(\zeta)\| \}. \quad (3-9)$$

我们在算法 3-2 中详细总结了混合接入策略的过程，相应的无线网络化控制系统的闭环框图如图 3-4 所示。

**注 3-7.** 在 CAP-CAP 方案中，增益调度器将向网络调度器发回一个确认帧，以确认通过第二个 CAP 成功接收传感数据<sup>[10]</sup>。

**注 3-8.** 注意到，在 CAP-CAP 方案中的传感数据在更新截止时间的前一步到达增益调度器。此外，通过 CAP 传输的不确定性会给控制输入带来额外的延迟，从而降低控制性能。此缺陷在(3-4)约束下，通过较小的更新截止时间间隔得到补偿。一般而言，较大的 CAP 时域不仅意味着更复杂的调度过程，而且意味着更小的采样间隔，因此传感器电能的消耗更多。因此，我们仅讨论 CAP 时域等于 2 的情况，只要刚好包括了 CAP-CAP 传输方案即可。

### 3.4 闭环系统的稳定性

本结在经典时延系统框架下对闭环控制系统的稳定性进行分析并给出镇定条件。在本章提出的控制结构下，闭环控制系统可用时延切换模型来描述，即

$$\mathbf{x}(k+1) = A\mathbf{x}(k) + BK_{\tau_k} \mathbf{x}(k - \tau_k), \quad \tau_k \in \Omega \quad (3-10)$$

其中  $\Omega = \{1, 2, \dots, N\}$ 。

基于时延系统理论，下文给出了闭环系统(3-10)的稳定性条件，其证明可以参见文献[87]。

**定理 3-1.** 给定  $\lambda \geq 1$  和控制增益  $K_i$  ( $i \in \Omega$ )。如果存在  $P_i = P_i^T > 0, Q_i = Q_i^T > 0,$

$R_i = R_i^T > 0$ ，并且  $S_i = \begin{bmatrix} S_i^{11} & S_i^{12} \\ * & S_i^{22} \end{bmatrix} \geq 0$ ， $T_i^1, T_i^2$  满足如下条件

(1)  $\forall i \in \Omega,$



$$\Phi_i = \begin{bmatrix} \Phi_i^{11} & \Phi_i^{12} & (A-I)^T H_i \\ * & \Phi_i^{22} & (BK_i)^T H_i \\ * & * & -H_i \end{bmatrix} < 0 \quad (3-11)$$

$$\Psi_i = \begin{bmatrix} \lambda S_i^{11} & \lambda S_i^{12} & \lambda T_i^1 \\ * & \lambda S_i^{22} & \lambda T_i^2 \\ * & * & R_i \end{bmatrix} \geq 0 \quad (3-12)$$

(2)  $\forall i, j \in \Omega$ ,

$$P_i \leq \lambda P_j, \quad Q_i \leq \lambda Q_j, \quad R_i \leq \lambda R_j$$

那么闭环系统(3-10)是稳定的。其中

$$\begin{aligned} \Phi_i^{11} &= (\lambda - 1)P_i + Q_i + 2\lambda P_i(A - I) + T_i^1 + (T_i^1)^T + iS_i^{11} \\ \Phi_i^{12} &= \lambda P_i B K_i - T_i^1 + (T_i^2)^T + iS_i^{12} \\ \Phi_i^{22} &= -T_i^2 - (T_i^2)^T + iS_i^{22} \\ H_i &= \lambda P_i + N R_i \end{aligned}$$

基于稳定性定理 3-1, 利用矩阵变换和锥补线性化方法<sup>[80]</sup>可以得到以下的非线性最小化问题, 也就是镇定条件, 证明亦见文献[87]。

**定理 3-2.** 给定  $\lambda \geq 1$ 。  $\forall i, j \in \Omega$ , 定义如下线性矩阵不等式约束的非线性最小化问题  $\mathcal{P}_i$

$$\mathcal{P}_i: \begin{cases} \min \text{Tr}(Z_i R_i + L_i P_i + M_i Q_i) \\ \text{s.t.}: \\ L_i = L_i^T > 0, M_i = M_i^T > 0, W_i = W_i^T > 0, \\ L_i \leq \lambda L_j, M_i \leq \lambda M_j, W_i \leq \lambda W_j, \\ X_i = \begin{bmatrix} X_i^{11} & X_i^{11} \\ * & X_i^{22} \end{bmatrix} \geq 0, \\ \Phi_i' < 0, \Psi_i' \geq 0, \Theta_i^1 \geq 0, \Theta_i^2 \geq 0, \Theta_i^3 \geq 0, \Theta_i^4 \geq 0. \end{cases}$$

其中

$$\begin{aligned} \Phi_i' &= \begin{bmatrix} \Phi_i^{11'} & \Phi_i^{12'} & \lambda L(A-I)^T & N L(A-I)^T \\ * & \Phi_i^{22'} & \lambda (B V_i)^T & N (B V_i)^T \\ * & * & -\lambda L_i & 0 \\ * & * & * & -N M_i \end{bmatrix} \\ \Phi_i^{11'} &= (\lambda - 1)L_i + W_i + 2\lambda(A - I)L_i + Y_i^1 + (Y_i^1)^T + iX_i^{11} \\ \Phi_i^{12'} &= \lambda B V_i - Y_i^1 + (Y_i^2)^T + iX_i^{12} \\ \Phi_i^{22'} &= -Y_i^2 - (Y_i^2)^T + iX_i^{22} \end{aligned}$$

$$\Psi'_i = \begin{bmatrix} \lambda X_i^{11} & \lambda X_i^{12} & \lambda Y_i^1 \\ * & \lambda X_i^{22} & \lambda Y_i^2 \\ * & * & Z_i \end{bmatrix}$$

$$\Theta_i^1 = \begin{bmatrix} R_i & P_i \\ * & Q_i \end{bmatrix}, \Theta_i^2 = \begin{bmatrix} Z_i & I \\ * & R_i \end{bmatrix}$$

$$\Theta_i^3 = \begin{bmatrix} L_i & I \\ * & P_i \end{bmatrix}, \Theta_i^4 = \begin{bmatrix} M_i & I \\ * & Q_i \end{bmatrix}$$

如果  $\forall i \in \Omega$ ,  $\mathcal{P}_i$  的解为  $3n$ , 那么闭环系统(3-10)是可镇定的, 并且控制增益序列为  $K = [(V_1 L_1^{-1})^T, (V_2 L_2^{-1})^T, \dots, (V_N L_N^{-1})^T]^T$ 。

### 3.5 仿真算例

本节提供了两个仿真算例来分别说明本章所提出的基于增益调度器和网络调度器控制结构的有效性。

**例 3-1.** 考虑系统模型(3-1)具有如下矩阵, 系统显然不稳定

$$A = \begin{bmatrix} 0.98 & 0.10 \\ 0.00 & 1.20 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0.04 \\ 0.10 \end{bmatrix}$$

系统的初始状态设置为  $x_0 = [-2, -1]^T$ 。控制增益序列由注 3-1 中提到的滚动时域控制器计算。其中的权重矩阵  $Q$ ,  $R$  为单位矩阵, 控制时域和预测时域  $N_u$ ,  $N_p$  分别设为 10 和 20。令  $\tau_{sc,k} = 1, 2, \dots, 10$ , 分别计算  $K_{sc,k}$ , 并将每个  $K_{sc,k}$  的第一个增益打包, 就得到了算例的控制增益序列  $K$ , 如下

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \\ K_7 \\ K_8 \\ K_9 \\ K_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.1133 & -3.1573 \\ -0.0690 & -2.6025 \\ -0.0373 & -2.1543 \\ -0.0143 & -1.7886 \\ 0.0025 & -1.4882 \\ 0.0149 & -1.2402 \\ 0.0239 & -1.0349 \\ 0.0306 & -0.8644 \\ 0.0354 & -0.7227 \\ 0.0389 & -0.6048 \end{bmatrix}.$$

在本算例中, 我们设置  $\mu = 0.2$ 。由本章的控制策略生成的控制输入具有不同的控制增益并且更新间隔没有固定。为了说明本章所提出的控制策略的有效性, 我们将它与其他两种情况进行比较:

(1) 具有固定控制增益的常规自触发控制  $K_1$ ;

(2) 常规 LQR，其采样间隔固定为 4 步， $K_{LQR} = [-0.2191, -3.7958]$ 。利用不同控制器得到的系统动态和控制输入分别如图 3-5 和图 3-6 所示，结果表明，由本章设计的控制器得到系统轨迹、控制输入最平稳。此外，在数据传输方面，本章设计的控制器传输次数最少（在 200 步统计中，传输采样的次数分别是 43 与 48 和 51）。

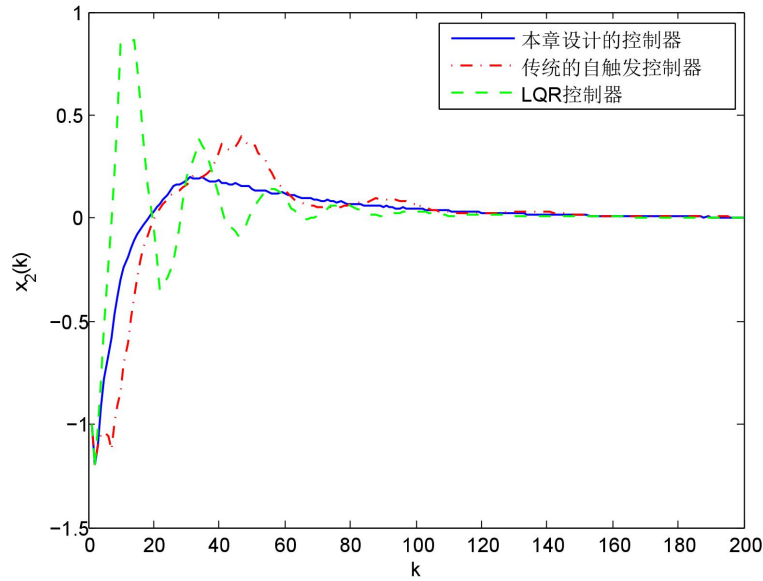


图 3-5 在不同控制器条件下的系统动态轨迹

Figure 3-5. The system dynamics with different controllers

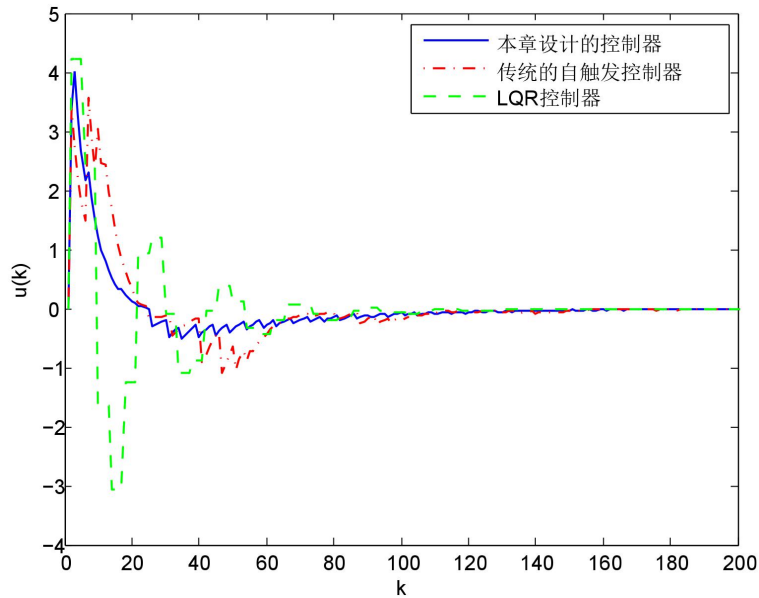


图 3-6 在不同控制器条件下的系统控制输入

Figure 3-6. The control input with different controllers

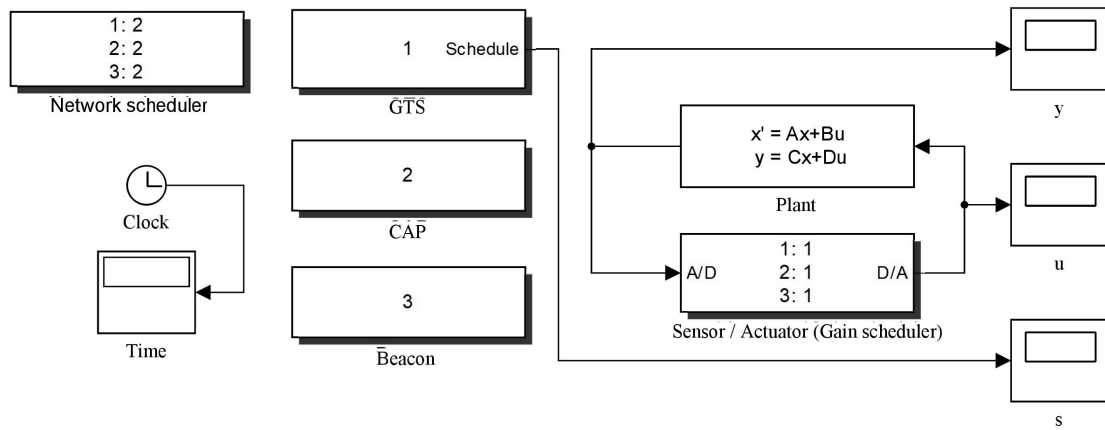


图 3-7 Truetime 仿真

Figure 3-7. The Truetime based simulation model for the considered system

例 3-2. 本例采用基于 Truetime 的仿真来说明使用本章提出的控制结构可以大量节省非竞争通信资源进（即节省 GTS 的用量）。Truetime 2.0 框图如图 3-7 所示。除了 GTS 模块和 CAP 模块之外，其中的信标模块用来模拟如前文提到的请求消息（见 3.3.1 小结）和确认帧（见注 3-7）的传输。我们假设  $macBeaconOrder = 2$ （与信标间隔的长度相关联的参数）并且物理层的比特率是 250kbps，该条件下信标间隔或离散周期是 0.0641s，得到系统的离散状态空间模型如下

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 1.12 & -0.057 \\ 1 & 0.52 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u(k)$$

根据定理 3-2 中的镇定条件计算网络调度器模块和增益调度器模块中的控制益如下

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \\ K_7 \\ K_8 \\ K_9 \\ K_{10} \\ K_{11} \\ K_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.1178 & 0.0260 \\ -0.0936 & 0.0181 \\ -0.0787 & 0.0127 \\ -0.0748 & 0.0116 \\ -0.0720 & 0.0106 \\ -0.0694 & 0.0102 \\ -0.0666 & 0.0093 \\ -0.0640 & 0.0086 \\ -0.0619 & 0.0083 \\ -0.0604 & 0.0078 \\ -0.0588 & 0.0076 \\ -0.0580 & 0.0073 \end{bmatrix}.$$

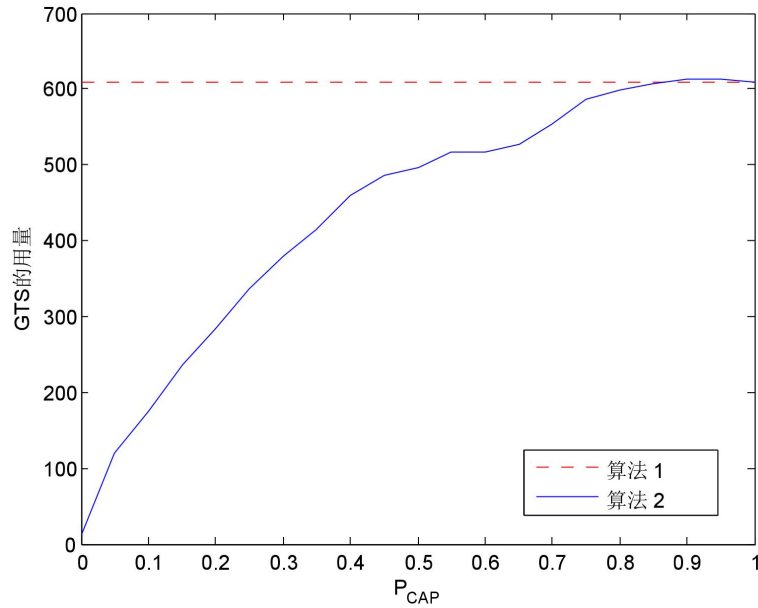


图 3-8 当 CAP 模块的丢包率由 0 增加到 1 时，仿真系统在 1 分钟内的 GTS 的用量。  
 Figure 3-8. The number of GTSs used in one minute when the loss probability of the CAP network increases from 0 to 1.

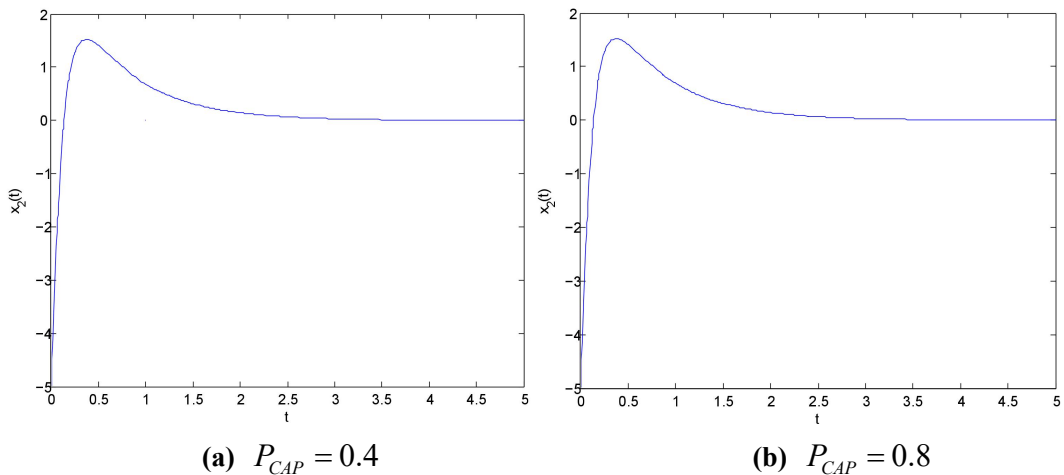


图 3-9 当 CAP 模块的丢包率分别为 0.4 和 0.8 时  $x_2(t)$  的状态轨迹对比

Figure 3-9. The dynamics of  $x_2(t)$  for different loss probabilities of CAP

初始状态设置为  $x(0)=[0.5 \ -5]^T$ 。我们给 CAP 模块设置不同的丢包率（即  $P_{CAP}$ ），并观察相应的 GTS 用量和系统动态轨迹。在不同的  $P_{CAP}$  条件下，该仿真系统在一分钟内使用的 GTS 总数如图 3-8 所示，结果表明本章提出的控制结构能够随丢包率自适应地使用 GTS，GTS 的用量随着丢包率增大而增加，当丢包率很小时可以极大减少 GTS 用量。 $P_{CAP}=1$  表示仅使用 GTS 的调度情况。图 3-9 的结果则表明了在不同丢包率情况下，系统的控制轨迹几乎没什么变化。

### 3.6 本章小结

本章对 IEEE802.15.4 混合信道接入下网络化控制系统中系统性能与非竞争通信资源的权衡问题进行了研究，其中的系统性能包括控制轨迹和系统寿命两个因素。针对该问题，设计了一种保守性更小的自触发模型，并提出了一种基于增益调度器、网络调度器的新型控制结构。在该控制结构下，只有系统的传感数据经过无线网络传输，一步传感数据用于计算多步控制输入，网络调度器基于设计的混合调度算法完成资源调度。该控制结构在保证满意的系统性能的前提下优化了对非竞争通信资源的利用效率并使用 MATLAB 和 Truetime 仿真对其有效性进行了验证。



## 第四章 结论与展望

### 4.1 结 论

随着无线通信技术的发展,控制系统的组件可以利用各种各样的无线网络来连接,形成了一类无线网络化控制系统。与依赖有线来连接不同组件的传统的控制系统相比,无线网络化控制系统具有低成本,易部署,可远程等优点,在众多领域得到应用。IEEE 802.15.4 标准旨在给设备提供一种低成本、低数据率的通信服务,在无线传感器、执行器网络中得到广泛应用;该标准还是在实际中得到广泛应用的 ZigBee、ISA100.11a 和 WirelessHART 等协议的基础。因此,基于 IEEE 802.15.4 标准的网络化控制系统值得特别研究。本文对不同信道接入下的 IEEE 802.15.4 网络化控制系统中的滤波器、控制器设计进行了研究,主要成果如下:

(1) 研究了 IEEE 802.15.4 竞争信道接入下网络化控制系统中滤波性能与能量效率的权衡问题。提出一种传感器临界到达率与网络协议相结合的设计方法。针对多传感器采样设计了基于多个部分测量信息的卡尔曼率波器并对它的随机稳定性进行了分析,然后给出了两种新的线性矩阵不等式条来求解传感器临界到达率,避免了传统线性矩阵不等式条件的维数随传感器数量呈指数增长从而给临界到达率的计算带来困难的问题。提出了基于传感器临界到达率的自适应 CSMA/CA 参数整定算法以满足传感器对通信资源的不同需求,从而减少系统不必要的竞争能耗。这种设计方法在保证满意的滤波器性能前提下提升了整个系统的能量效率。

(2) 研究了 IEEE802.15.4 混合信道接入下网络化控制系统中系统性能与非竞争通信资源的权衡问题。设计了一种保守性更小的自触发模型,基于该模型设计了网络调度器并提出一种基于增益调度器、网络调度器的新型控制结构。在该控制结构下,只有系统的传感数据经过无线网络传输,网络调度器基于设计的调度算法完成资源调度。该控制结构在保证满意的系统性能的前提下大大降低了控制系统对 IEEE 802.15.4 网络中的非竞争通信资源的依赖性。

### 4.2 展 望

近些年来,无线网络化控制系统成为了学术界的研究热点,相关成果丰硕。然而,现有的研究成果主要从传统的有线的网络化控制系统的研究转变而来,对无



线网络化控制系统中的控制和通信两方面的融合程度不够。本文在基于IEEE 802.15.4的网络化控制系统研究方面取得了一定的成果，但控制与通信的融合程度仍然不足，据此提出两点展望：

(1) 第二章通过引入自适应CSMA/CA 参数整定算法来满足不同传感器的传输要求，但并没有将网络参数与控制系统模型进行联合设计。此外，本文仅考虑了固定的采样周期。采样的快慢直接影响无线网络的通信质量，无线网络的通信质量又直接影响控制系统性能，因此，可以对采样与控制系统性能的权衡问题，在自适应采样周期的条件下来考虑控制器、网络协议的设计问题，将不同的参数转化为最优或者次优问题求解。

(2) 第三章中的网络调度算法是以完全基于系统模型的自触发控制为基础，在模型中没有考虑网络状况。更好的做法是在设计事件触发控制器时综合考虑网络的通信情况和控制系统性能，即事件的触发与否不仅取决于系统状态的变化还取决于网络的服务质量。以IEEE 802.15.4的时隙CSMA/CA接入为例，时隙CSMA/CA的丢包率主要受同一个信标间隔内的竞争节点数量的影响，因此可以先对节点数量和丢包率之间的关系以及丢包率与控制系统进行数学建模，使节点数量作为事件触发模型的一个自变量。因为在网络拥堵（竞争节点数量多，丢包率大）的时候触发事件，不仅不能改善控制性能而且会加剧网络的拥堵；反之，在网络空闲的时候要增大事件触发的频率，这样触发器的动作不会因为较差的网络状况而失去作用。

## 参考文献

- [1] 游科友,谢立华.网络控制系统的最新研究综述[J].自动化学报,2013,39(02):101-118.
- [2] 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.
- [3] AL-DABBAGH A W,CHEN T.Design considerations for wireless networked control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2016,63(9):5547-5557.
- [4] NGUYEN T A,AIELLO M.Energy intelligent buildings based on user activity:a survey[J].Energy Buildings,2013,56:244-257.
- [5] PAHUJA R,VERMA H K,UDDIN M.A wireless sensor network for greenhouse climate control[J]. IEEE Pervasive Computing,2013,12(2):49-58.
- [6] ZHOU K,LIU T,ZHOU L.Industry 4.0:Towards future industrial opportunities and challenges[C]. //2015 12th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD). 2015: 2147-2152.
- [7] LEE E A.Cyber physical systems:design challenges[C]. //2008 11th IEEE International Symposium on Object and Component-Oriented Real-Time Distributed Computing (ISORC). 2008:363-369.
- [8] BELLO O,ZEADALLY S.Intelligent device-to-device communication in the internet of things[J]. IEEE Systems Journal,2016,10(3):1172-1182.
- [9] FETTWEIS G P.The tactile internet: applications and challenges[J].IEEE Vehicular Technology Magazine,2014,9(1):64-70.
- [10] IEEE standard for low-rate wireless networks.IEEE Std 802.15.4-2015 (Revision of IEEE Std 802.15.4-2011),2016:1-709.
- [11] BARONTI P,PILLAI P,CHOOK V W,et al.Wireless sensor networks: a survey on the state of the art and the 802.15.4 and zigbee standards[J]. Computer Communications,2007,30(7):1655-1695.
- [12] YUE D,HAN Q L.Delayed feedback control of uncertain systems with time-varying input delay[J].Automatica,2005,41(2):233-240.
- [13] XIONG J,LAM J.Stabilization of networked control systems with a logic ZOH[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2009,54(2):358-363.
- [14] GU K N S.Survey on recent results in the stability and control of time-delay systems[J]. Journal of Dynamic Systems Measurement and Control,2013,125(2):158-165.
- [15] OLGAC N, SIPAHI R. An exact method for the stability analysis of time-delayed linear time-invariant systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2002,47(5):793-797.
- [16] CHEN J, LATCHMAN H A.Frequency sweeping tests for stability independent of delay[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,1995,40(9):1640-1645.
- [17] SILVA G J,DATTA A,BHATTACHARYYA S P.New results on the synthesis of PID controllers[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2002,47(2):241-252.
- [18] COHEN N,KOGAN J.Convexity of a frequency response are associated with a stable entire function[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,1996,41(2):295-299.
- [19] YUE D,HAN Q L,LAM J.Network-based robust  $H_{\infty}$  control of systems with uncertainty[J].Automatica,2005,41(6):999-1007.
- [20] FRIDMAN E.A refined input delay approach to sampled-data control[J].Automatica,2010,46(2):421-427.
- [21] 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.
- [22] MIRKIN L.Some remarks on the use of time-varying delay to model sample-and-hold circuits[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2007,52(6):1109-1112.
- [23] ZHOU B,EGOROV A V.Razumikhin and krasovskii stability theorems for time-varying time-delay systems[J].Automatica,2016,71:281-291.
- [24] ZONG X,LEI D,WU F.Discrete razumikhin-type stability theorems for stochastic discrete-time

- delay systems[J].Journal of the Franklin Institute,2018,355(17):8245-8265.
- [25] WANG T,LUO X,LI W. Razumikhin-type approach on state feedback of stochastic high-order nonlinear systems with time-varying delay[J].Journal of Robust Nonlinear Control,2017,27(16):3124-3134.
- [26] CAO Y Y,SUN Y X,CHENG C.Delay-dependent robust stabilization of uncertain systems with multiple state delays[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,1998,43(11):1608-1612.
- [27] KIM D S,LEE Y S,KWON W H, et al.Maximum allowable delay bounds of networked control systems[J].Control Engineering Practice,2003,11(11):1301-1313.
- [28] 郑萌,张庆灵,宋敏,邢双云.网络控制系统的最大允许时延界[J].控制理论与应用,2008,25(6):1128-1130.
- [29] LIN H,ANTSAKLIS P J.Stability and stabilizability of switched linear systems: a survey of recent results[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2009,54(2):308-322.
- [30] KRUSZEWSKI A,JIANG W,FRIDMAN E,et al.A switched system approach to exponential stabilization through communication network[J].IEEE Transactions on Control Systems Technology,2012,20(4):887-900.
- [31] DONKERS M C F,HEEMELS W P M H,WOUW N,et al.Stability analysis of networked control systems using a switched linear systems approach[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2011,56(9):2101-2115.
- [32] ZHAI G,HU B,YASUDA K,MICHEL A N.Qualitative analysis of discrete-time switched systems[C]. //Proceedings of the 2002 American Control Conference,Anchorage,AK,USA,2002:1880-1885.
- [33] SUN X M,LIU G P,WANG W,et al.Stability analysis for networked control systems based on average dwell time method[J].International Journal of Robust and Nonlinear Control,2010,20(15):1774-1784.
- [34] BRANICKY M S.Multiple lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems[J].IEEE Transactions on Automatic Control,1998,43(4):475-482.
- [35] GONCALVES J M,MEGRETSKI A,DAHLEH M A.Global analysis of piecewise linear systems using impact maps and surface lyapunov functions[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2003,48(12):2089-2106.
- [36] HESPANHA J P.Uniform stability of switched linear systems: extensions of lasalle's invariance principle[J].IEEE Transactions on Automatic Control,2004,49(4):470-482.
- [37] ZHAI G,HU B,YASUDA K,et al.Disturbance attenuation properties of time-controlled switched systems[J].Journal of Franklin Institute,2001,338(7):765-779.
- [38] 孙文瑜,徐成贤,朱德通编,最优化方法[M],高等教育出版社,2004.
- [39] BRYSON A E.Optimal control 1950 to 1985[J].IEEE Control System Magazine,1996,16(3):26-33.
- [40] 王晔.随机线性二次最优控制:从离散到连续时间模型[J].数学年刊 A 辑(中文版),2018,39(04):429-448.
- [41] BERTSEKAS D P.Dynamic programming and optimal control[M].Athena Scientific,1995.
- [42] 江全元.基于极大极小值原理的电力系统稳定器的设计[J].浙江大学学报(工学版),2005(12):1979-1983.
- [43] PETERS E G W,QUEVEDO D E, FU M.Controller and scheduler codesign for feedback control over IEEE 802.15.4 networks[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2016,24(6):2016-2030.
- [44] ZHAO Y B,LIU G P,REES D.Integrated predictive control and scheduling co-design for networked control systems[J]. IET Control Theory and Applications,2008,2(1):7-15.
- [45] HENRIKSSON E,QUEVEDO D E,PETERS E G W,et al.Multiple-loop self-triggered model predictive control for network scheduling and control[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology,2015,23(6):2167-2181.
- [46] 周绍伟,陈兵.离散随机 Markov 跳跃系统有限时间有界控制[J].控制与决策,2017,32(12):2285-2290.
- [47] DONKERS M,HEEMELS W,BERNARDINI D,et al.Stability analysis of stochastic networked control systems[J].Automatica,2012,48(5):917-925.
- [48] TABBARA M,NESIC D.Input-output stability of networked control systems with stochastic

- protocols and channels[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2008,53(5):1160-1175.
- [49] KOZIN F.A Survey of stability of stochastic systems[J].Automatica,1969,5(1):95-112.
- [50] SINOPOLI B, SCHENATO L, FRANCESCHETTI M, et al. Kalman filtering with intermittent observations[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2004,49(9):1453-1464.
- [51] ROHR E R, MARELLI D, FU M. Kalman filtering with intermittent observations: on the boundedness of the expected error covariance[J]. IEEE Transactions on Automatic Control,2014,59(10):2724-2738.
- [52] 薛东国,陈博,张文安,俞立.通信受限下网络化多传感器系统的 Kalman 融合估计[J].自动化学报,2015,41(1):203-208.
- [53] 黄珏,颜冰,徐朋豪.带有量测数据丢失的虚观测鲁棒卡尔曼滤波算法[J].华中科技大学学报(自然科学版),2016,44(09):55-58.
- [54] LIU X, GOLDSMITH A. Kalman filtering with partial observation losses[C]//2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Nassau, Bahamas, 2004:4180-4186
- [55] SUI T, YOU K, FU M. Stability conditions for multi-sensor state estimation over a lossy network[J]. Automatica, 2015, 53:1-9.
- [56] DESHMUKH S, NATARAJAN B, PAHWA A. State estimation over a lossy network in spatially distributed cyber-physical systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(15):3911-3923.
- [57] CHEN B, YU L, ZHANG W A, et al. Distributed  $H_{\infty}$  fusion filtering with communication bandwidth constraints[J]. Signal Processing, 2014, 96:284-289.
- [58] ZHANG X M, HAN Q L. Network-based  $H_{\infty}$  filtering using a logic jumping-like trigger[J]. Automatica, 2013, 49(5):1428 -1435.
- [59] GAO H, CHEN T.  $H_{\infty}$  estimation for uncertain systems with limited communication capacity[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2007, 52(11):2070-2084.
- [60] 杜大军,宋志华,费敏锐,王海宽.受一类多通道异构网络通信约束的网络系统  $H_2/H_{\infty}$  滤波研究[J].自动化学报,2014,40(11):2664-2672.
- [61] DONG H, WANG Z, GAO H. Robust  $H_{\infty}$  filtering for a class of nonlinear networked systems with multiple stochastic communication delays and packet dropouts[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(4):1957-1966.
- [62] BARAC F, GIDLUND M, ZHANG T. PREED: packet recovery by exploiting the determinism in industrial wsn communication[C]//2015 International Conference on Distributed Computing in Sensor Systems. Fortaleza, Brazil, 2015:81-90.
- [63] JAMIESON K, BALAKRISHNAN H. PPR: partial packet recovery for wireless networks[C]//Proceedings of the 2007 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communications. Kyoto, Japan, 2007:409-420.
- [64] KONTIK M, COLERI ERGEN S. Scheduling in successive interference cancellation based wireless ad hoc networks[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9):1524-1527.
- [65] SUI T, YOU K, FU M. Optimal sensor scheduling for state estimation over lossy channel[J]. IET Control Theory and Applications, 2015, 9(16):2458-2465.
- [66] WU B, LEMMON M D, LIN H. Formal methods for stability analysis of networked control systems with IEEE 802.15.4 protocol[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2017:1-11.
- [67] PARK P, DI MARCO P, FISCHIONE C, et al. Modeling and optimization of the IEEE 802.15.4 protocol for reliable and timely communications[J]. IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems, 2013, 24(3):550-564.
- [68] GAMBA G, TRAMARIN F, WILLIG A. Retransmission strategies for cyclic polling over wireless channels in the presence of interference[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2010, 6(3):405-415.
- [69] PARK P, PARAÚJO J, JOHANSSON K H. Wireless networked control system co-design[C]//2011 International Conference on Networking, Sensing and Control. Delft, Netherlands, 2011:486-491.
- [70] UEMATSU Y, KOBAYASHI K, OKADA H, et al. A study on multiple access schemes for wireless control over the IEEE 802.15.4 beacon-enabled mode[C]. //2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). San Francisco, USA, 2017:1-6.
- [71] TIBERI U, FISCHIONE C, JOHANSSON K, et al. Energy-efficient sampling of networked control

- systems over IEEE 802.15.4 wireless networks[J].Automatica,2013,49(3):712-724.
- [72] ARAÚJO J, MAZO M, ANTA A, et al. System architectures, protocols and algorithms for aperiodic wireless control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1):175-184.
- [73] PENG C, YUE D, FEI M R. A higher energy-efficient sampling scheme for networked control systems over IEEE 802.15.4 wireless networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5):1766-1774.
- [74] ZHENG J L, LEE M J. Will IEEE 802.15.4 make ubiquitous networking a reality? : a discussion on a potential low power, low bit rate standard[J]. IEEE Communications Magazine, 2004, 42(6):140-146.
- [75] QUEVEDO D E, AHLEN A, JOHANSSON K H. State estimation over sensor networks with correlated wireless fading channels[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(3):581-593.
- [76] HORN R A, JOHNSON C R. Matrix analysis second edition[M]. Cambridge University Press, 2013.
- [77] FRANCESCO M D, ANASTASI G, CONTI M, et al. Reliability and energy-efficiency in IEEE 802.15.4/zigbee sensor networks: an adaptive and cross-layer approach[J]. IEEE Selected Areas in Communications, 2011, 29(8):1508-1524.
- [78] ZHANG Y, ZHOU Y, GAO L, et al. A blind adaptive tuning algorithm for reliable and energy-efficient communication in IEEE 802.15.4 networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(9):8605-8609.
- [79] KOUBA A, ALVES M, TOVAR E. IEEE 802.15.4 for wireless sensor networks: a technical overview[J], 2005.
- [80] MOON Y S, PARK P, KWON W H, et al. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems[J]. International Journal of Control, 2001, 74(14):1447-1455.
- [81] ANDERSON B D, MOORE J B. Optimal filtering[M]. Englewood Cliffs, 1979, 21:22-95.
- [82] BURATTI C. Performance analysis of IEEE 802.15.4 beacon-enabled mode[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(4):2031-2045.
- [83] RAMACHANDRAN I, ROY S. Clear channel assessment in energy constrained wideband wireless networks[J]. IEEE Wireless Communications, 2007, 14(3):70-78.
- [84] 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.
- [85] JIANG Z P, WANG Y. Input-to-state stability for discrete-time nonlinear systems[J]. Automatica, 2001, 37(6):857-869.
- [86] BOUGHANMI N, SONG Y, RONDEAU E. Online adaptation of the IEEE 802.15.4 parameters for wireless networked control systems[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2009, 42(3):56-63.
- [87] ZHAO Y B, LIU G P, REES D. Packet-Based Deadband Control for Internet-Based Networked Control Systems[J]. IEEE Trans. Control Syst. Technol., 2010, 18(5): 1057-1067.

## 致 谢

光阴似箭！不知不觉间，我已在浙工大度过了三年时光。在这三年里，我有欢乐有心酸，有热情有迷茫，如今看来这些学习与生活中的波动起伏已成为我人生阅历的一部分，为即将踏入社会的我打下基础。

至此论文完成之际，我想感谢在撰写本篇论文时给我提供帮助的人。首先最要感谢的是我的导师赵云波教授，他指导我完成了这篇论文的撰写工作。从整体布局到语句表达等各方面都提出了宝贵的建议。他不仅在学术素养的提高方面对我有促进作用，而且在为人处事方面给我以启迪。我也衷心感谢信息工程学院的老师。每次我请教问题的时候，他们总是耐心地答疑解惑。他们在课堂中的儒雅风范感染着我的心灵。此外，我还要感谢李鹏飞、吕文君师兄，他们深厚的理论基础让我由衷地佩服；还有网络化智能控制实验室里的兄弟姐妹们，黄涛、袁征、韩康、李天舒、姚俊毅……在我沮丧的时候，他们给我以鼓励。没有他们相伴，我的校园生活会失去很多欢乐时光。最后，我深深地感谢我的父母，他们总是无条件地支持我，平等地与我沟通。



## 作者简介

### 1 作者简介

1993 年 5 月出生于湖北省蕲春县

2016 年 9 月——2019 年 6 月，浙江工业大学信息工程学院控制科学与工程专业学习，获得工学硕士学位。

### 2 攻读硕士学位期间发表的学术论文

- [1] Jiang-Tao He and Yun-Bo Zhao. State Estimation with Multi-packet Transmission Over the Wireless Network[C] //2018 37th Chinese Control Conference (CCC). (EI 收录号: 20184606054247)
- [2] Yun-Bo Zhao, Jiang-Tao He, Qiao-Hui Zhu et al. Classification-Based Control for Wireless Networked Control Systems With Lossy Multi-Packet Transmission[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering.

### 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，国家自然科学基金项目. 编号: 61673350.

### 4 发明专利

- [1] 一种基于 IEEE 802.15.4 协议的无线网络化控制系统的调度算法. 中国, 201811424658.X [P]. 2018-11-27.



## 学位论文数据集

密 级*	中图分类号*	UDC*	论文资助
公开	TP273	621.3	国家自然科学基金
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 IEEE 802.15.4 的网络化控制系统的滤波与控制		
关键词*	无线网络化控制系统, IEEE 802.15.4, 能量效率, 网络调度		论文语种*
并列题名*	Filtering and Control for the IEEE 802.15.4 Based Networked Control System		中文
作者姓名*	何江涛	学 号*	2111603042
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	310014
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	三年	2019
论文提交日期*	2019.5.21		
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	徐建明	韩安太, 张文安, 董辉, 刘安东	
电子版论文提交格式: 文本 ( <input checked="" type="checkbox"/> ) 图像 ( <input type="checkbox"/> ) 视频 ( <input type="checkbox"/> ) 音频 ( <input type="checkbox"/> ) 多媒体 ( <input type="checkbox"/> ) 其他 ( <input type="checkbox"/> )			
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*	53		
注: 共 33 项, 其中带*为必填数据, 为 22 项。			