

工程硕士学位论文

基于事件触发 NCS 的容错控制器设计及其
应用

毛毳

哈尔滨理工大学

2019 年 3 月

国内图书分类号：TP13

工程硕士学位论文

基于事件触发 NCS 的容错控制器设计及其 应用

硕 士 研 究 生：毛 毳

导 师：黄 玲

申请学位级别：工程硕士

学 科、专 业：控制工程

所 在 单 位：自动化学院

答 辩 日 期：2019 年 3 月

授予学位单位：哈尔滨理工大学

Classified Index: TP13

Dissertation for the Master Degree in Engineering

**The Design of Fault Tolerant Controller for
Networked Control System Based on Event
Triggering and Application**

Candidate:	Mao Cui
Supervisor:	Huang Ling
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Control Engineering
Date of Oral Examination:	March, 2019
University:	Harbin University of Science and Technology

哈尔滨理工大学硕士学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的硕士学位论文《基于事件触发 NCS 的容错控制器设计及其应用》，是本人在导师指导下，在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间独立进行研究工作所取得的成果。据本人所知，论文中除已注明部分外不包含他人已发表或撰写过的研究成果。对本文研究工作做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。本声明的法律结果将完全由本人承担。

作者签名：

日期： 年 月 日

哈尔滨理工大学硕士学位论文使用授权书

《基于事件触发 NCS 的容错控制器设计及其应用》系本人在哈尔滨理工大学攻读硕士学位期间在导师指导下完成的硕士学位论文。本论文的研究成果归哈尔滨理工大学所有，本论文的研究内容不得以其它单位的名义发表。本人完全了解哈尔滨理工大学关于保存、使用学位论文的规定，同意学校保留并向有关部门提交论文和电子版本，允许论文被查阅和借阅。本人授权哈尔滨理工大学可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文，可以公布论文的全部或部分内容。

本学位论文属于

保密 ☐，在 年解密后适用授权书。

不保密 ☐。

作者签名：

日期： 年 月 日

导师签名：

日期： 年 月 日

基于事件触发 NCS 的容错控制器设计及其应用

摘 要

网络控制系统 (Networked Control Systems, 简称 NCS) 的特点是控制回路通过数字网络来闭合。被控对象、传感器、控制器和执行器通过网络进行数据传输, 从而具有低安装维护费用、高可靠性、高灵活性、少接线等优点, 它是一种可以使用户之间实现资源共享的远程系统, 广泛应用于工程领域。但是时变时延的存在, 会降低系统的稳定性和性能。在网络控制系统中, 数据定期采样的传递方式具有易于控制的特点, 但当系统进入稳定点附近时, 数据变化缓慢, 采用一定的周期进行传输会出现传输的数据变化不大甚至重复的情形, 增加网络的传输量, 为解决这一现象, 学者们提出了“事件触发机制”。控制系统最基本要求就是必须维持系统稳定性, 满足一定的性能指标亦是判断系统优良的重要环节。在实际应用中, 系统中的被控对象是直流伺服电机, 发展一种新型网络化直流伺服电机控制系统已经成为一种新趋势。因此, 本文研究基于事件触发机制的网络控制系统中, 设计容错控制器及在伺服电动机中的应用。其主要研究内容如下:

针对线性时变时滞连续系统中存在外界干扰及未知执行器故障, 利用观测器进行故障检测设计。通过引入简单的 L-K (Lyapunov-Krasovskii) 泛函, 包括变量的交叉项以及二次项和高阶的标量函数的乘积项, 并在不进行延迟分解的情况下应用积分不等式和二次凸组合相结合的思想, 设计具有 H_∞ 性能的故障检测观测器。观测器存在的条件以 LMI (Linear matrix inequalities) 的形式表示, 便于利用成熟的工具箱对观测器进行设计。最后通过仿真算例验证所提方法的可行性。

引入事件触发机制, 针对基于事件触发机制的 NCS, 首先设计正常的状态反馈控制器, 使系统正常运行时能具备良好的动态性能。其次, 设计主被动混合容错控制器, 使系统在出现故障后是稳定的, 同时具有一定的 H_∞ 扰动抑制性能。由于设计涉及多个控制器的切换, 引入平滑切换函数来减少抖动。通过一个数值例子仿真验证设计方法的有效性。

对于直流伺服电机这个被控对象, 将传统的直流伺服电机控制原理与网络化控制系统理论相结合, 发展一种新型网络化直流伺服电机控制系统, 从

而验证前面提出方法的实用性。

关键词 网络控制系统；事件触发机制；容错控制；二次凸组合； H_∞ 性能

The Design of Fault Tolerant Controller for Networked Control System Based on Event Triggering and Application

Abstract

The biggest characteristic of Networked Control System (abbreviation: NCS) is that the control loop is closed by some digital networks, the controlled object, sensor, controller and actuator are connected by **networked**, and data transmission is carried out by networks. Thus, it has the advantages of low installation and maintenance costs, high reliability, high flexibility, and less wiring. NCS is a remote monitoring system that enables resource sharing among users with different geographical locations in a certain area, and is widely used in the fields of science and engineering. However, the existence of time-varying delay will reduce stability and the performance of the system, and sometimes cause the system state to diverge. Moreover, this kind of regular sampling and transmission of data is easy to control, but when the system enters the vicinity of the stable point and the data changes slowly, there will be few changes or even repetition of the transmitted data when using a certain period for transmission, and this data will increase the transmission quantity of the **networked**. To solve this problem, scholars put forward a transmission method event triggering mechanism. Stability is the basic requirement of control system design, and satisfying certain performance indexes is also the important step to weigh the system's excellence. In practical application, the traditional DC servo motor control is based on the automatic control theory, taking DC servo motor as the controlled object, and developing a new networked DC servo motor control mode has become an inevitable trend. Therefore, it is of great practical value and application prospect to study the fault-tolerant controller design of networked system based on the event triggering mechanism and its application in servo

motors. The main research contents are as follows:

Fault detection observer is designed for the continuous linear time-varying delay system with unknown actuator faults and disturbances. By introducing a simple LKF including the cross terms of variables and quadratic terms multiplied by a higher degree scalar function, combining with the idea of the integral inequalities and quadratic convex combination, without delay decomposition we designed a H_∞ fault estimation observer. The existence condition of the observer is expressed in the form of LMIs, which is easy to verify by the mature toolbox. The theory based for the design of fault tolerant controller for NCS. An example is used to verify the feasibility of the proposed theory.

The event trigger mechanism is introduced. For NCS based on the event trigger mechanism, a normal state feedback controller is designed firstly to enable the system to have good dynamic performance during normal operation. Secondly, an observer-based active-passive hybrid fault-tolerant controller is designed. The fault-tolerant controller not only can effectively tolerate faults within the fault set, but also can slow down the degradation of system performance for unknown faults outside the fault set, ensuring that the system is not only stable but also has certain disturbance rejection performance when known faults occur. Since the design involves the switching of multiple controllers, if the output values of the controllers are different, there must be jitter when different controllers switch. In order to reduce switching jitter as much as possible, a smooth switching function is introduced here. The effectiveness of the design method is verified by a numerical example.

Applying in actual object. 病句，前面的部分不要丢 The above-mentioned design takes DC servo motor as the controlled object and combineing the traditional DC servo motor control principle with the networked control system theory a new **networked**-based DC servo motor control mode is developed.

Keywords Networked control system; Event triggering mechanism; Quadratic convex combination; H_∞ Performance.

目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	III
第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题背景及研究的目的与意义.....	1
1.2 国内外研究现状.....	3
1.2.1 网络控制系统稳定性分析研究现状.....	4
1.2.2 故障诊断观测器设计的研究现状.....	5
1.2.3 容错控制器设计研究现状.....	6
1.3 本文主要研究内容.....	7
第 2 章 预备知识.....	8
2.1 线性矩阵不等式.....	8
2.1.1 线性矩阵不等式的形式.....	8
2.1.2 线性矩阵不等式的三个标准问题.....	9
2.2 H_∞ 控制理论.....	9
2.3 相关引理和定义及符号说明.....	10
2.4 本章小结.....	11
第 3 章 网络控制系统故障检测观测器设计.....	12
3.1 问题描述.....	12
3.2 故障检测.....	14
3.2.1 残差生成.....	14
3.2.2 残差评价.....	15
3.3 主要结论.....	16
3.4 数值例子.....	22
3.5 本章小结.....	26
第 4 章 基于事件触发的 NCS 容错控制.....	27
4.1 问题描述.....	27
4.1.1 事件触发机制的引入.....	27
4.1.2 容错控制器的设计.....	28
4.2 主要结论.....	30
4.3 切换函数的设计.....	35

4.4 数值例子	37
4.5 本章小结	40
第 5 章 网络化直流伺服电机	41
5.1 背景知识介绍	41
5.2 问题描述	42
5.3 直流伺服电机故障检测观测器的设计	43
5.4 直流伺服电机容错控制器设计	48
结论	51
参考文献	52
攻读学位期间发表的学术论文	57
致谢	58

第1章 绪论

1.1 课题背景及研究的目的与意义

传统控制系统是由被控对象、传感器、控制器和执行器四个单元组成，采用点对点控制时，单元之间的信号传递是通过传输线进行的，如图1-1所示。其缺点在于，在庞大的工程系统中，布线成为了一项具有难度的工作，另外，当大量的传输线布置到诸如高温等恶劣的生产环境中时，又会给系统带来严重的安全隐患，不仅如此，经常也会出现很多不可预知因素来干扰整个生产过程，因此需要新的系统结构来代替这种控制模式。

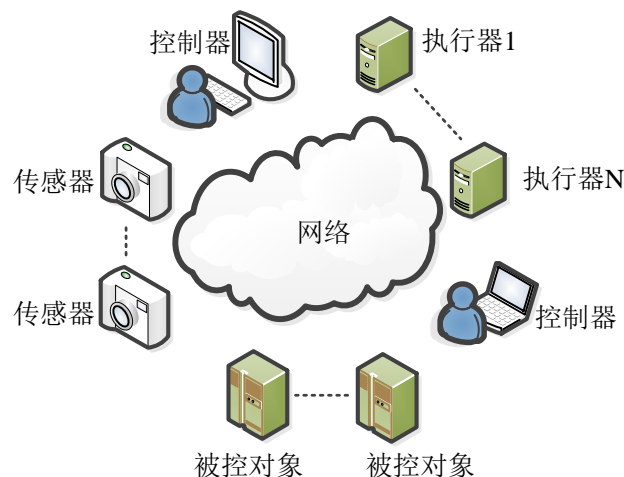


图 1-1 NCS 结构图

Fig. 1-1 The Structure Of Networked Control System

网络控制系统应运而生，它与传统的点对点控制系统最大的不同就是利用在控制回路中加入了网络，结构如图 1-1 所示，被控对象、传感器、控制器和执行器通过网络进行数据传输，从而具有低安装维护费用、高可靠性、高灵活性、少接线等优点。因此在各个行业都得到了广泛的应用，并且成了现代科技发展趋势。

在网络控制系统中，定期的对传感器数据进行采样，再定期的将数据传递给控制器，控制器经过一定的运算，再定期的传递给执行器。这种数据的定期

采样传递方式具有易于控制的特点，但当系统进入稳定点附近，数据变化缓慢，采用一定的周期进行传输会出现传输的数据变化不大甚至重复的情形，而这些数据会增加网络的传输量，但对系统性能的改善没有益处，为解决这一问题，学者们提出了“事件触发”的概念。如果在信号传输中引用基于“事件触发”的传输机制，可以在保持系统性能的同时，很大程度上减少网络传输量。“事件触发”通讯机制是一种仅在采样时刻依据某种事件是否发生决定系统采样数据是否需要传输的通讯机制，即采样信号只有在满足一定条件时才被传输，否则就不传输，这就减少了网络通信负载并维持系统性能。如图 1-2 所示。

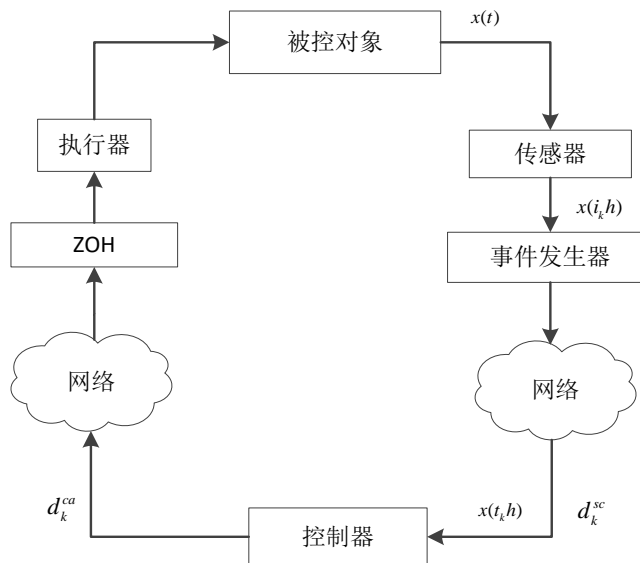


图1-2 离线事件触发NCS结构图

Fig.1-2 Structure Diagram Of Networked Control System Triggered By Off-line Events

在实际工程中，系统发生故障是不可避免的，如果有故障发生，就可能造成很大程度上的财产损失甚至对人身安全存在着威胁，所以对于如何降低重大事故的发生的几率，防止出现人身安全威胁和减少经济损失，保证大型复杂控制系统运行的可靠性与安全性，具有十分重要的社会意义和经济意义。在实际工程应用中，在这些影响因素下，我们的数学模型很难做到精确，因此，故障诊断技术和容错控制技术为解决上述问题提供了重要的技术手段。

被动容错控制和主动容错控制作为容错控制两大形式，大部分的容错控制工作都是被动的，在整个无故障和故障情况下，使用具有相同增益的控制器，使得这种类型的控制器易于实现，但是保守性较大^[1]。而主动容错控制通过组合基于在线调节新的控制策略来补偿故障影响。而实际工程越来越需要主动容

错控制方法实时在线处理系统故障的发生。但是在线估计和重构需要时间，实时性较差。

综上所述，如何利用主动和被动的优点设计含有事件触发机制的主被动容错控制器有效地节约网络资源，在系统发生故障时，如何维持系统稳定性具有实际应用价值。因此设计基于事件触发机制的混合鲁棒容错控制器具有重要的意义。

1.2 国内外研究现状

早在二十世纪末，马里兰大学的 G. C. Walsh 教授等在发表相关文献中提出了网络控制系统的概念。这一概念的提出得到了国内外学者的响应，出现越来越多 NCS 的研究理论和成果^[2]。时滞依赖、事件触发、故障检测及容错控制等问题成为当前学者们热衷研究的课题，现阶段，网络控制系统在事件触发机制下的控制问题吸引了很多学者。Heemels 等^[3]介绍了事件和自触发控制系统。Hong 等^[4]针对状态变量不可观测的网络控制系统，提出了观测器、事件触发发生器和 H_∞ 控制器的协同设计方案。事件触发发生器以最新量化变量和当前状态为基础，减少了传感器与控制器之间的通信量的同时降低了量化对系统性能的影响。Liu 等^[5]研究了事件触发网络控制系统的可靠性控制，提出了一种新的故障模型，在新建立的模型的基础上，利用李雅普诺夫函数推导出指数稳定准则、反馈参数和触发参数的联合设计准则。王君等^[6]研究了在离散事件触发机制条件下，网络化控制系统的主被动混合鲁棒 H_∞ 容错控制设计方法。李炜等^[7]分析了现有离散事件触发通讯机制对系统性能负面影响，提出了一种具有动稳过程协调约束的离散事件触发通讯机制。曹慧超等^[8]建立基于离散事件触发条件的网络控制系统模型，利用李亚诺普延迟分解技术，推导出保证闭环系统的稳定性。Zhang 等^[9]以带有事件触发的网路控制系统为研究对象，采用动态输出反馈控制器进行控制。Postoyan 等^[10]提出了一个非线性系统事件触发网路控制系统，这个系统涵盖现有的大多数事件触发控制技术，并对此进行了概括。Yan 等^[11]研究了具有量化和网络诱导延迟的网络控制系统事件触发 H_∞ 滤波问题。Zhai^[12]对基于事件触发的网络控制系统的在执行器故障下的控制器进行设计。Liu^[13]研究了事件触发下网络控制系统的可靠控制设计。所提出的事件触发方案只需要在离散时刻监控系统状态，而不需要对现有系统进行改造。时光等^[14]针对离散时间非线性系统，提出事件触发传输机制下网络化 T-S 模糊控制器设计方法。刘健辰等^[15]研究事件触发通信机制下的网络化有限频故障

检测问题。本文主要针对具有“事件触发”机制的网络系统容错控制设计问题开展研究，下面分别概括稳定性分析、观测器的设计和容错控制器设计三个部分的国内外研究现状。

1.2.1 网络控制系统稳定性分析研究现状

目前，数字模型的建立、稳定性能的分析、系统控制与观测器的设计、跟踪控制和网络信息调度等方面是控制系统的主要研究方向。在控制系统中，保障系统稳定是进行系统其它性能设计的基础，国内外稳定性分析方面的研究的发展趋势是：得到计算复杂性低，同时保守性较小的稳定性判据，即进一步寻求系统的稳定性分析新方法。

Zhang 等^[16]人利用控制器积分不等式方法设计了无记忆状态镇定反馈控制器，减少了保守性。处理时变状态和输入时滞线性系统时滞相关的镇定问题，得到一个新的状态和输入时滞相关判据。Han^[17-18]等人推导出时滞依赖的时滞系统和中立型离散系统的一些新的稳定性判据。提出了新的简单 L-K 泛函将离散时滞区间均匀划分为多个区间，对应于不同区间采用不同加权矩阵。Wang 等^[19]人通过应用自由权矩阵和牛顿莱布尼茨公式的方法研究了时变时滞系统的鲁棒稳定性问题。Park 等^[20]人研究了具有时变时滞的离散系统的输出反馈镇定问题，锥补线性化技术解决了非凸可行性问题。Ray 等^[21]人研究时滞系统稳定性问题，利用积分不等式和消除变量的处理方法，减少了计算量。Daafouz 等^[22]人针对多胞时变不确定性离散时间系统，利用含有二次的系统状态和多胞不确定参数的参数依赖 L-K 泛函，推导出离散系统用线性矩阵不等式表示的稳定性条件。

近几年，交叉项技术被提出，相比积分不等式方法，交叉项技术方法具有更小的保守性^{[23]-[28]}。Han 等^[23]人通过应用模型变换和交叉项的边界技术方法，研究扇形有界非线性时滞系统的绝对稳定性问题。Kim 等^[24-25]研究时变时延线性系统的稳定性，提出了包含变量的交叉项和二次项乘以一个高阶标量函数的新型 L-K 泛函。Park 等^[20]利用 Jensen 不等式方法、Zhu 等^[26]采用改进的 Wirtinger 积分不等式和 Seuret 等^[27]利用凸组合来减少保守性。证明了这交叉项和积分项这两项改进技术较 Jensen 不等式、Wirtinger 不等式与互反凸组合引理得到的结果具有更紧的积分界，且决策变量与自由权矩阵与时延分割方法相比要少，大大减少计算的复杂程度^[28]。

在过去的十年，也有学者对基于“事件触发”NCS 稳定性进行了分析，基于

事件触发状态反馈控制,用积分不等式的方法进行稳定性的分析^[29],保性能控制^[30],输出跟踪控制^[31]等。

然而,这些文献用都是用广义的 L-K 泛函,很少应用新的增广 L-K 泛函,即由变量的交叉项和由高阶标量函数相乘的二次项两部分构成,来进行稳定性分析的。因此,应用新的增广 L-K 泛函来解决基于事件触发机制的网络控制系统稳定性分析问题有待进一步研究。

1.2.2 故障诊断观测器设计的研究现状

在工程实际中,由于技术或经济上的原因,系统的全部状态很难直接获取,因此,在过去的十年里,学者们密切关注故障诊断观测器的设计^[32]。

在网络控制系统中,网络连接中断、参数变化等系统结构的突然变化是常有的现象。另外,系统受到外界噪声的干扰是无法避免的,这就需要在设计观测器的同时必须保证扰动对系统的影响程度降低到一定范围内。因此,检测这些故障的出现,并降低其带来的一系列不利的影响是很有必要的。

Wu 等^[33]处理了带有不可测前件变量 T-S 模糊系统的传感器故障检测问题。通过对系统中前件变量的估计,设计一个新的故障检测观测器。Gao 等^[34]基于增广模糊模型,设计了一个能检测传感器工作状态的观测器。蒋栋年等^[35]提出了一种残差故障检测的方法,该方法不依赖于系统解析模型来进行故障检测,不仅为复杂系统的故障检测提供了新的理论依据,还提高系统故障检测的准确性。程昊宇等^[36]考虑网络控制系统中存在的时延,研究了观测器在有限频域内对系统故障的检测。

对于非线性系统,Dang 等^[37]研究了针对具有输出干扰和不确定性的 T-S 模糊系统,通过广义系统方法设计故障观测器。Li 等^[38]建立基于 T-S 模糊模型的残差发生器,通过 L-K 泛函设计观测器进行系统故障的检测。朱芳莱等^[39]人采用多重 Lyapunov 函数设计一种切换 PI 观测器,以达到对系统状态估计和故障检测的目的。王君等^[6]应用 Lyapunov 函数设计鲁棒 H_∞ 故障检测观测器,但在构造 LMI 约束时具有一定的保守性。

Jiang 等^[41]通过状态变换的方法,设计了 H_∞ 降阶故障估计观测器^[40]。Chen 根据迭代补偿延迟提出基于滤波器的故障检测方案,设计了一种新型的故障检测观测器。Wu 等^[42]基于给定的降阶扩展状态观测器,构造了一个新的误差动态系统,利用反推和线性矩阵不等式的组合方法设计观测器。Han 等^[43]针对存在有界干扰影响的参数不确定性线性系统,开发了一个 H_∞ 观测器。它

不仅可以衰减有界干扰，而且还提供了估计误差范数的上界。钱华明等^[44]通过无损 S-procedure 将非凸约束问题转化为线性矩阵不等式约束，设计了 H_∞ 故障检测观测器。

综上所述，至今还未有应用新型 L-K 泛函来对故障检测观测器设计问题进行稳定性分析，该方法的特点是既没有 Jensen's 不等式的延迟分割法，也没有自由加权法矩阵方法，更没有采用莱布尼茨-牛顿公式，从而减少了复杂的计算，并且提出的稳定性准则比其他应用已有的技术得到的稳定性准则具有更小的保守性。引用指的是这个观点是别人的，所以在这句话结尾引用标号

1.2.3 容错控制器设计研究现状

当网络系统在执行时，由于执行器存在发生故障的可能，所以网络系统中的容错控制也受到了很多学者的关注。

刘聪等^[45]针对一类发生执行器故障的非线性系统，将故障重构误差引入容错控制器设计中，提出基于线性矩阵不等式的一体化鲁棒主动容错控制器设计方法。He 等^[46]通过模糊比例积分观测器方案设计了 T-S 模糊模型的非线性系统的容错控制器，可以补偿系统的执行器故障。朱芳莱等^[39]基于 PI 观测器给出的状态和故障估计并提出一种非线性切换系统的容错控制器设计方法。曹慧超等^[47]研究了在带有不确定性的 NCS 中，执行器饱和故障的容错控制问题，应用改进的 Jensen's 积分不等式技术对执行器饱和采用凸组合形式进行处理。^[48]提出一种同时故障估计与容错控制方法，将控制器设计问题转化为了加权 H_∞ 性能指标下增广误差系统的多目标求解问题，使用平均驻留时间技术和多 Lyapunov 函数方法设计了故障估计与容错控制器的参数，通过松弛矩阵方法进一步得到了保守性较低的结果。

近年来在 NCS 中，学者们提出了观测器、事件触发发生器和容错控制器的协同设计。王君等^[6]分别设计正常控制器和鲁棒 H_∞ 容错控制器。Li 等^[38]提出了带有离散事件触发条件权矩阵并设计了容错控制器。

综上所述，基于事件触发机制下的网络控制系统的容错控制研究很大一部分都在被动容错控制及滤波器设计上，在主被动混合容错控制方面还鲜有研究。因此，结合主动容错控制和被动容错控制的优点设计含有事件发生器的混合容错控制器变成人们研究的一个新趋势。

1.3 本文主要研究内容

本文针对含有事件触发机制的网络控制系统中，研究容错控制问题及其应用，主要分 3 个部分进行研究的，主要内容如下：

1.在线性时变时滞连续系统中，针对存在的外界干扰及未知执行器故障，采用新型 L-K 泛函方法设计故障检测观测器，该泛函包括变量的交叉项以及二次项和高阶的标量函数的乘积项，该函数中含有更多独立增广变量，有利于减小系统稳定性相对于时延的保守性。观测器存在的条件以 LMI 的形式表示，便于利用成熟的工具箱对观测器进行设计，最后通过仿真算例表明所提方法的可行性。

2.针对基于“事件触发”机制的网络控制系统，设计正常的状态反馈控制器，使系统具备良好的性能。利用 L-K 稳定性定理设计基于观测器的容错控制器，使得该容错控制器对故障能够有效容错，减缓系统性能的下降，确保系统在故障发生时稳定的同时具有一定的 H_{∞} 扰动抑制性能。由于所构想的设计涉及多个控制器的切换，引入一种平滑切换函数。

3.对本文的设计，以直流伺服电机作为被控对象，将直流伺服电机控制理论与网络化控制系统理论相结合，发展一种新的网络化直流伺服电机控制模式。

第2章 预备知识

2.1 线性矩阵不等式

针对在带有不确定参数系统的综合问题，传统的方法主要通过 Riccati 方程来实现，将系统的问题转化为解一个方程的可行解问题。但是这种方法存在弊端，它的参数需要人为选定，因此保守性很大。为解决此类问题，线性矩阵不等式开始进入人们的视野，基于 Lyapunov 理论的系统稳定性分析，通常会涉及到矩阵不等式的问题，而在实际控制系统设计中所遇到的相关矩阵不等式问题，可以转化为求线性矩阵不等式可行解的问题。其可以通过椭球法、内点法等凸优化技术方法进行求解，是有效的结构化表示方法，具有数值稳定性高、操作方便快捷、减少计算量等优点，因此较其他算法，求解速度快。这种方法最重要的是可将某一类系统的控制问题设计过程系统化，避免了传统非线性控制方法设计中大量的参数调节工作。目前，LMI 求解工具较多，本文将当前应用较广泛的 MATLAB 软件中 LMI 工具箱进行相关问题的求解。

2.1.1 线性矩阵不等式的形式

线性矩阵不等式的标准形式如下^[49]：

$$L(x) = L_0 + x_1 L_1 + \cdots + x_N L_N < 0 \quad (2-1)$$

其中， L_0, L_1, \cdots, L_N 是对称矩阵， x_1, x_2, \cdots, x_N 是决策变量， $x = [x_1, x_2, \cdots, x_N]^T \in R^N$ 是由决策变量组成的决策向量。

MATLAB 中 LMI 工具箱方便我们处理以上矩阵不等式。复杂的控制问题都可以转化为求线性矩阵不等式的可行解问题，求解得到所需的性能参数和控制器增益矩阵，为后续完成对控制系统的稳定性分析和控制器设计工作做准备。

LMI 工具箱处理的线性矩阵不等式的一般形式如下：

$$N^T L(x_1, x_2, \cdots, x_k) N < M^T R(x_1, x_2, \cdots, x_k) M \quad (2-2)$$

其中 x_1, x_2, \cdots, x_k 表示矩阵变量， M 、 N 是适当维数的矩阵， $L(x_1, x_2, \cdots, x_k), R(x_1, x_2, \cdots, x_k)$ 是对称矩阵。

2.1.2 线性矩阵不等式的三个标准问题

本节主要介绍 MATLAB 中 LMI 工具箱的相关基础知识和简单使用方法。LMI 工具箱关键处理内容是求解问题，主要用于解决以下 3 个标准问题：

1. 可行性问题

寻找一个 $x \in R^N$ （或等价的：具有给定结构的矩阵 X_1, X_2, \dots, X_k ），线性矩阵不等式满足下式：

$$A(x) < B(x) \quad (2-3)$$

相对应 `feasp` 求解器。

2. 线性目标最小化问题

针对一个线性目标函数求最小化问题，该函数具有线性矩阵不等式约束。，即：

$$\begin{aligned} \min_x & c^T x \\ \text{s.t. } & A(x) < B(x) \end{aligned} \quad (2-4)$$

相应的求解器是 `mincx`

3. 广义特征值的最小化问题，有如下形式：

$$\begin{aligned} \min_x & \lambda \\ \text{s.t. } & C(x) < D(x) \\ & 0 < B(x) \\ & A(x) < \lambda B(x) \end{aligned} \quad (2-5)$$

相应的求解器是 `gevp`。

2.2 H_∞ 控制理论

如果给定控制系统（2-6），

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bw(t) \\ z(t) = Cx(t) + Dw(t) \end{cases} \quad (2-6)$$

满足下列性质^[50]：

- （1）系统是渐近稳定的；

(2) 扰动 $w(t)$ 到输出 $z(t)$ 的传递函数 $G_{wz}(t)$ 的 H_∞ 范数在零初始条件下满足:

$$\|G_{wz}(t)\|_\infty := \sup \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \leq \gamma^2 \quad (2-7)$$

其中 $w(t) \in L_2[0, T)$ 为有限能量扰动输入, 不等式 $\|G_{wz}(t)\|_\infty \leq \gamma^2$ 表示系统对扰动的抑制能力, 外界扰动抑制度 γ 越小表示系统性能越好。

由于不等式 (2-7) 等价于

$$\sum_{k=0}^{\infty} z^T(k)z(k) \leq \gamma^2 w^T(k)w(k) \quad (2-8)$$

可知系统符合 H_∞ 控制性能指标 γ 。

2.3 相关引理和定义及符号说明

本文的研究中使用了以下引理:

引理^[50]2-1: 对于给定的对称矩阵 $A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$ 以下三个条件是等价的

1. $A < 0$
2. $A_{11} < 0, A_{22} - A_{21}A_{11}^{-1}A_{12} < 0$
3. $A_{22} < 0, A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21} < 0$

引理^[24]2-2: 对于任意给定 $W > 0$ 和向量 $\omega(s)$, F_i ($i=1, 2, 3$) 为适当维数矩阵, 存在标量函数 $\beta(s) \geq 0 \quad \forall s \in [t_1, t_2]$, 满足以下不等式

$$\begin{aligned} -\int_{t_1}^{t_2} \omega^T(s)W\omega(s)ds &\leq (t_2 - t_1)\xi_t^T F_1^T W^{-1} F_1 \xi_t + 2\xi_t^T F_1^T \int_{t_1}^{t_2} \omega(s)ds \\ -\int_{t_1}^{t_2} \beta(s)\omega^T(s)W\omega(s)ds &\leq \int_{t_1}^{t_2} \beta(s)ds \xi_t^T F_2^T W^{-1} F_2 \xi_t + 2\xi_t^T F_2^T \int_{t_1}^{t_2} \beta(s)\omega(s)ds \\ -\int_{t_1}^{t_2} \beta^2(s)\omega^T(s)W\omega(s)ds &\leq (t_2 - t_1)\xi_t^T F_3^T W^{-1} F_3 \xi_t + 2\xi_t^T F_3^T \int_{t_1}^{t_2} \beta(s)\omega(s)ds \end{aligned}$$

引理^[25]2-3: (二次凸组合) 对于正定矩阵 Z_0, Z_1 和对阵正定矩阵 $Z_2 > 0$,

适当维数向量 ξ_t , α , $\forall \alpha \in [\alpha_1, \alpha_2]$, 不等式

$$f(\alpha) = \xi_t^T Z_0 \xi_t + \alpha \xi_t^T Z_1 \xi_t + \alpha^2 \xi_t^T Z_2 \xi_t < 0$$

成立的充分必要条件是 inequality 集合 $f(\alpha_1) < 0, f(\alpha_2) < 0$ 成立。

注 2-1: 在本文中, 没有特殊说明, 所有矩阵都代表适当维数的矩阵。 N^T 代表矩阵 N 的转置矩阵; N^{-1} 代表矩阵 N 的逆矩阵; $\begin{bmatrix} \square & \square \\ * & \square \end{bmatrix}_s = \begin{bmatrix} \square & \square \\ * & \square \end{bmatrix}^T$; 对称矩阵的对称项记为 $*$, 例如: $\begin{bmatrix} X & Y \\ * & Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X & Y \\ Y^T & Z \end{bmatrix}$; 记号 $P = P^T > 0$ ($P = P^T \geq 0$) 意味着矩阵 P 是一个实对称正定 (半正定) 矩阵。

2.4 本章小结

本章主要介绍了本文所需要的基础理论、LMI 不等式工具以及本文推导过程中所用到的所有引理, 为第三章的观测器设计、第四章的容错控制器设计的推导做准备。

第3章 网络控制系统故障检测观测器设计

本章研究线性时变时滞连续系统，系统中存在未知执行器故障时，利用观测器进行故障检测设计。引入一个简单的增广L-K泛函，该泛函包括变量的交叉项以及二次项和高阶的标量函数的乘积项。我们的推导在不进行延迟分解的情况下应用积分不等式和二次凸组合相结合的思想，设计具有 H_∞ 性能的故障检测观测器。通过观测器产生用来检测故障的残差信号，确保系统在发生未知故障时，残差信号对故障信号具有灵敏性，故障检测同时对外部干扰具有良好的鲁棒性。观测器存在的条件以LMI（Linear matrix inequalities）的形式表示便于利用成熟的工具箱对观测器进行设计，为后续对网络控制系统的故障容错控制器设计做准备。最后通过仿真算例表明所提方法的可行性。

3.1 问题描述

根据实现任务的不同，对故障诊断进行分类，将其分为故障检测系统或故障检测与诊断系统两种^[51]。如图 3-1 所示，故障诊断任务分为三部分，具体如下：

故障检测：判断正在运行的系统有没有发生故障，如果有，则发出报警信号。

故障分离：分辨故障源，确定故障发生的位置。

故障识别：估计故障类型和程度的。

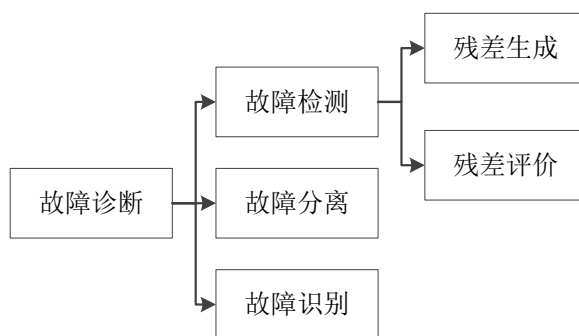


图3-1 故障诊断分类

Fig. 3-1 Troubleshooting Classification

本章设计的观测器主要针对故障检测部分，故障检测过程如图 3-2 所示。

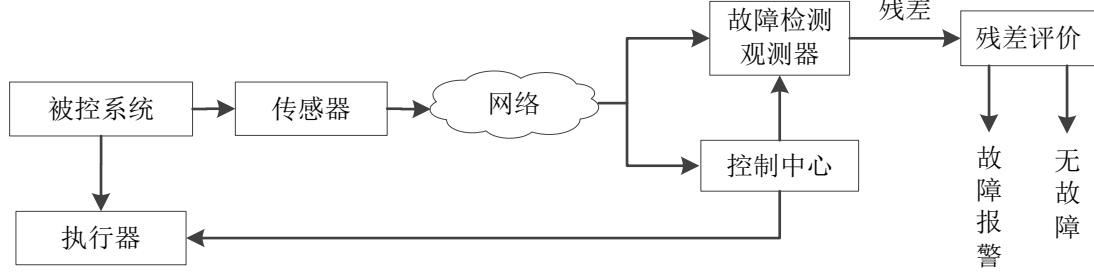


图 3-2 故障检测过程示意图

Fig.3-2 Schematic Diagram Of Fault Detection Process

考虑如下被控对象模型：

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ef(t) + Dw(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3-1)$$

其中， $x(t) \in R^n$ ， $u(t) \in R^m$ ， $y(t) \in R^p$ 分别为系统的状态变量、控制输入、测量输出。 $w(t) \in L_2[0, T]$ 为有限能量扰动输入； A, B, C, D, E 是已知适当维数的常数矩阵。 $f(t) \in R^m$ 是一个加性故障的附加信号，满足 $\|f(t)\| \leq f_0$ 。若系统有 m 个执行器，则：

$$f(t) = [f_1 \quad f_2 \quad \dots \quad f_m]^T \quad (3-2)$$

其中，

$f_i = 0$ ，第 i 个执行器正常；

$f_i \neq 0$ ，第 i 个执行器故障。

本文采用通用的执行器故障模型，定义故障分布矩阵为 $E = -B$ ，由此可将系统 (3-1) 转化为 (3-3)：

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) - Bf(t) + Dw(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3-3)$$

在为以上模型设计故障诊断观测器之前，首先为网络控制系统引入如下的假设：

假设 3-1： 系统完全可测， $d(t)$ 表示传输时的时延，且 $0 \leq d_m \leq d(t) \leq d_M$ ，

d_M 为时延上界, d_m 为时延下界。

假设 3-2: 传感器由时间驱动。控制器与执行器为事件驱动。

3.2 故障检测

当执行器发生故障时, 执行器所接收的任何信号都不会产生执行器输出所需要的响应。换句话说, 控制信号通过这个执行器线路将不会正确的传输信号。错误的控制信号必定会危害整个系统的性能和安全运行, 造成损失。为解决这一问题, 减少不必要的损失, 下面设计全维故障检测观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + G(y(t-d(t)) - \hat{y}(t-d(t))) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3-4)$$

其中, $\hat{x}(t) \in R^n$, $\hat{y}(t) \in R^n$ 分别为系统状态估计和观测器输出, G 为观测器增益矩阵。如图 3-1 所示, 残差生成和残差评价两个部分是故障检测的主要分类。

3.2.1 残差生成

在故障检测环节中, 残差生成是一个重要的步骤, 它的作用是用来检测出系统发生故障时的信息, 发送故障信号。通过系统的数学模型和可观测变量, 在系统正常的情况下, 残差信号的值等于零或近似等于零; 反之, 残差信号则出现较大的变化, 对故障具有灵敏性。

本文设计的观测器提供了系统状态的观测值, 同时产生一个输出信号, 对被观测对象的输出信号与观测器输出信号的合成产生残差, 实现对故障的估计。定义残差 $r(t)$ 、系统误差 $e(t)$ 和残差误差 $r_e(t)$ 为:

$$r(t) = W(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (3-5)$$

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (3-6)$$

$$r_e(t) = r(t) - f(t) \quad (3-7)$$

其中, W 为残差增益矩阵。

由式 (3-1)、(3-4) 和 (3-6) 进行简单的数学运算并整理可得误差动态系统为:

$$\dot{e}(t) = Ae(t) - GCe(t - d(t)) - Bf(t) + Dw(t) \quad (3-8)$$

令

$$\begin{aligned} D_1 &= [-B \quad D], w_1 = [f(t) \quad w(t)] \\ D_2 &= [I \quad 0], \gamma = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2\} \end{aligned} \quad (3-9)$$

3.2.2 残差评价

在理想状态下（完全解耦），残差信号仅与故障信息有关，与其他因素无关，当残差不等于零时，就说明系统发生故障。但在实际中，由于系统建模误差、扰动等一系列因素的影响，系统一般很难实现完全解耦，所以在上述情况下，要进行残差评价，即设定一个判别标准，通过判别准则来确定残差信号的性质。因此，需要我们选取合适的残差评价函数和报警阈值，来判断是否发生故障。

故障判别准则如下：

$$\begin{aligned} J_r &> J_{th} && \text{有故障} \\ J_r &\leq J_{th} && \text{无故障} \end{aligned} \quad (3-10)$$

其中残差评价函数^[52]：

$$J_r = \|r_e\|_e = \left(\sum_{t=0}^n r_e^T(t) r_e(t) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-11)$$

定义故障报警阈值为：

$$J_{th} = \sup_{f=0} \|\gamma_e(t)\|_e \quad (3-12)$$

注 3-1：本章的主要目标是设计残差增益矩阵与观测器增益矩阵，在对被控对象状态进行估计的同时对故障进行检测。我们通过 H_∞ 控制的思想，即观测器实现故障检测应满足如下关系：

$$\|r_e(t)\|_2 \leq \gamma_1^2 \|f(t)\|_2 + \gamma_2^2 \|w(t)\|_2 \quad (3-13)$$

其中 γ_1, γ_2 为给定的常数，它们的取值应该使在观测器对故障进行估计时，估

计受故障的影响越大越好，外界扰动具有一定的鲁棒性。由此，定义 H_∞ 性能指标：

对于扰动来说：

$$J_1 = \int_0^t [r_e^T(s)r_e(s) - \gamma_2^2 w^T(s)w(s)]ds$$

对于故障信号来说：

$$J_2 = \int_0^t [r_e^T(s)r_e(s) - \gamma_1^2 f^T(s)f(s)]ds$$

我们希望扰动对系统性能的影响越小越好，反映故障的残差信号越大越好。所以将两个性能指标合成一个得：

$$J = \int_0^t [r_e^T(s)r_e(s) - \gamma_1^2 f^T(s)f(s) - \gamma_2^2 w^T(s)w(s)]ds$$

$$\gamma = \min \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \quad (3-14)$$

注 3-2： 由（3-13）两边取积分，经过简单数学运算得到（3-14）。

综上所述，本章要研究的问题是：在网络控制系统中，由于误差信号受故障变化和未知扰动的影响，在模型（3-3）下，设计全维故障检测观测器（3-4），来实时检测执行器的状态，发送故障信息，使得对执行器的故障估计满足性能指标（3-13）或（3-14），即同时保证残差对故障的灵敏度和模型扰动的鲁棒性。

3.3 主要结论

在上述分析基础上，定理 3-1 给出满足性能指标（3-14）的故障检测观测器（3-4）存在的充分条件。

定理 3-1： 对于系统（3-3），给定标量 $0 < d_m < d(t) < d_M$ ， $\gamma_1 > 0, \gamma_2 > 0$ ，存在故障检测观测器（3-4），使得残差系统（3-7）在 $f(t)=0$ ， $w(t)=0$ 的情况下渐近稳定，且故障诊断信号满足性能指标（3-13）或（3-14）的条件时。存在 $n \times n$ 的对称正定矩阵 $P > 0$ ， $R_1 > 0$ ， $R_2 > 0$ ， $Q_l > 0$ ， $Z_l > 0$ （ $l=1,2,3$ ）， $n \times p$ 的矩阵 V ， $m \times n$ 的矩阵 S 和 $n \times 11n$ 的矩阵 F_i （ $i=1,2,\dots,6$ ），满足下述线性矩阵不等式（LMI）：

$$\Psi_1 = \begin{bmatrix} \psi_0 & d_m F_1^T & d_m F_2^T & d_m F_3^T & e_1 S^T e_1^T \\ * & -d_m Q_1 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -d_m^2 Q_2 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\frac{d_m}{3} Q_3 & 0 \\ * & * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-15)$$

$$\Psi_2 = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} & A_{17} & e_1 S^T e_1^T \\ * & A_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & A_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & A_{44} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & A_{55} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & A_{66} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & * & A_{77} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & * & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (3-16)$$

其中：

$$\begin{aligned} \psi_0 = & e_1 \left(\langle A^T P \rangle_s + R_1 + R_2 \right) e_1^T + e_1 V C e_2^T - e_3 R_1 e_3^T - e_4 R_2 e_4^T - e_{11} \gamma_2^2 I e_{11}^T + e_1 P D e_{11}^T \\ & + e_8 [(d_m)^2 Q_1 + (d_m)^3 Q_2 + (d_m)^4 Q_3] e_8^T - e_{10} (1 - \gamma_1^2) I e_{11}^T + e_1 (P B - S^T) e_{10} \\ & + e_9 [(d_M - d_m)^2 Z_1 + (d_M - d_m)^3 Z_2 + (d_M - d_m)^4 Z_3] e_9^T + 2 d_m F_1^T (e_1 - e_3)^T \\ & + 4 d_m F_2^T [d_m e_1 - e_6]^T + 6 d_m F_3^T (d_m e_1 - e_6)^T - 2 d_m F_4^T (e_3 - e_2)^T \\ & + d_M F_4^T (e_2 - e_4)^T + 4 d_m F_5^T [(d_M - d_m) e_3 + d_M e_2 + e_7]^T \\ & + 4 d_M F_5^T [d_M e_2 - e_5]^T + 6 d_M F_6^T (d_M e_2 - e_5)^T \\ & + 6 d_m F_6^T ((d_M - d_m) e_3 + d_M e_2 + e_7)^T \\ \psi_1 = & 2 F_4^T (e_3 - 2 e_2 + e_4)^T + (4 F_5^T + 6 F_6^T) [(2 - 3 d_M - 3 d_m) e_2 - (d_M - d_m) e_3 + e_5 + e_7]^T \end{aligned} \quad (3-17)$$

$$A_{11} = \psi_0 + (d_M - d_m) \psi_1, \quad A_{12} = d_m F_4^T, \quad A_{13} = d_M F_4^T, \quad A_{14} = d_m F_5^T$$

$$A_{15} = d_m F_5^T, \quad A_{16} = d_m F_6^T, \quad A_{17} = d_m F_6^T, \quad A_{22} = -d_m Z_1, \quad A_{33} = -d_M Z_1 \quad (3-19)$$

$$A_{44} = -\frac{1}{d_m} Z_2, \quad A_{55} = -\frac{1}{d_M} Z_2, \quad A_{66} = -\frac{d_m}{3} Z_3, \quad A_{77} = -\frac{d_M}{3} Z_3$$

在上式中,

$$e_i = \begin{bmatrix} 0_{n^*(i-1)n} & I_n & 0_{n^*(11-i)n} \end{bmatrix}^T$$

$$e_{10} = \begin{bmatrix} 0_{m^*9n} & I_m & 0_{m^*n} \end{bmatrix}^T$$

$$e_{11} = \begin{bmatrix} 0_{r^*10n} & I_r \end{bmatrix}^T$$

当不等式满足时, 观测器的增益和残差增益分别为 $G = P^{-1}V$ 和 $W = SC^{-1}$ 。

证明:

定义如下状态向量:

$$\zeta_t^T = [\bar{h}_t^T, \dot{e}^T(t), \dot{e}^T(t-d_m), w_1^T(t)]$$

$$\bar{h}_t^T = [e^T(t), e^T(t-d(t)), e^T(t-d_m), e^T(t-d_M), \int_{t-d_M}^{t-d(t)} e^T(s)ds, \int_{t-d_m}^t e^T(s)ds, \int_{t-d(t)}^{t-d_m} e^T(s)ds]$$

(3-20)

其中 $\zeta_t^T e_k$ 表示 ζ_t^T 的第 k 个矢量。例如: $\zeta_t^T e_3 = e^T(t-d_m)$ 。

由式 (3-5) - (3-9) 整理得:

$$\dot{e}(t) = Ae(t) - GCe(t-d(t)) + D_1 w_1(t) \quad (3-21)$$

$$r_e(t) = r(t) - D_2 w_1(t) \quad (3-22)$$

选择如下 L-K 泛函:

$$V(t, s) = \sum_{n=1}^4 V_n(t, s) \quad (3-23)$$

$$V_1(t, s) = \phi_1^T E_1 P E_1^T \phi_1$$

$$V_2(t, s) = \int_{t-d_m}^t \phi_2^T R_1 \phi_2 ds + \int_{t-d_M}^t \phi_2^T R_2 \phi_2 ds$$

$$V_3(t, s) = \sum_{i=1}^3 d_m \int_{t-d_m}^t \phi_3^T (d_m - t + s)^i \phi_3 Q_i ds$$

$$V_4(t, s) = \tau_s \sum_{i=1}^3 \int_{t-d_M}^{t-d_m} \phi_3^T(d_M - t + s)^i Z_i \phi_3 ds$$

$$\phi^T(t, s) \in R^{1*3n} = \begin{bmatrix} e^T(t) & e^T(s) & \dot{e}^T(s) \end{bmatrix}$$

其中:

$$\phi_i(i=1, 2, 3) = E_i^T \phi(t, s)$$

$$E_i \in R^{3n \times n} = \begin{bmatrix} 0_{n \times (i-1)n} & I & 0_{n \times (3-i)n} \end{bmatrix}^T, i=1, 2, 3$$

$$\tau_s = d_M - d_m$$

沿着 (3-8) 对 $V(t)$ 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \zeta_t^T \{ 2[e_1 \quad e_2 \quad e_{10}] P A_c [e_1 \quad e_1 \quad e_1]^T + e_1(R_1 + R_2)e_1^T - e_3 R_1 e_3^T - e_4 R_2 e_4^T \\ & + (d_m)^2 e_8 Q_1 e_8^T + (d_m)^3 e_8 Q_2 e_8^T + (d_m)^4 e_8 Q_3 e_8^T + (d_M - d_m)^2 e_9 Z_1 e_9^T \\ & + (d_M - d_m)^3 e_9 Z_2 e_9^T + (d_M - d_m)^4 e_9 Z_3 e_9^T + (e_1 \quad e_{10}) B_c (e_1 \quad e_{10})^T \} \zeta_t \\ & + V_a(x_t) - r_e^T(t) r_e(t) + \gamma^2 \omega_1^T(t) \omega_1(t) \end{aligned} \quad (3-24)$$

其中:

$$A_c = \begin{bmatrix} A & -GC & D_1 \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} (WC)^T WC & -(WC)^T D_2 \\ * & D_2^T D_2 - \gamma^2 I \end{bmatrix}$$

$V_a(t) = \hat{V}_a(t)$ 是所有积分项的总和, 表示如下式所示:

$$\begin{aligned} \hat{V}_a(x_t) = & -d_m \int_{t-d_m}^t [\dot{e}^T(s) Q_1 \dot{e}(s) ds - \dot{e}^T(s) 2(d_m - t + s) Q_2 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 3(d_m - t + s)^2 Q_3 \dot{e}(s)] ds \\ & - \tau_s \int_{t-d_M}^{t-d_m} [\dot{e}^T(s) Z_1 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{e}(s)] ds \\ \leq & -d_m \int_{t-d_m}^t [\dot{e}^T(s) Q_1 \dot{e}(s) ds - \dot{e}^T(s) 2(d_m - t + s) Q_2 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 3(d_m - t + s)^2 Q_3 \dot{e}(s)] ds \\ & - \tau_m \int_{t-d(t)}^{t-d_m} [\dot{e}^T(s) Z_1 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{e}(s)] ds \\ & - \tau_M \int_{t-d_M}^{t-d(t)} [\dot{e}^T(s) Z_1 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{e}(s) - \dot{e}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{e}(s)] ds \end{aligned} \quad (3-25)$$

式中 $\tau_m = d(t) - d_m$, $\tau_M = d_M - d(t)$ 。

根据引理 2-2 可得:

$$\begin{aligned}
 & -d_m \int_{t-d_m}^t \dot{e}^T(s) Q_1 \dot{e}(s) ds \leq d_m^2 \zeta_t^T F_1^T Q_1 F_1 \zeta_t + 2d_m \zeta_t^T F_1^T (e(t) - e(t-d_m)) \\
 & -d_m \int_{t-d_m}^t \dot{e}^T(s) [2(d_m - t + s) Q_2] \dot{e}(s) ds \leq 4d_m \zeta_t^T F_2^T [d_m e(t) - \int_{t-d_m}^t e(s) ds] + d_m^3 \zeta_t^T F_2^T Q_2^{-1} F_2 \zeta_t \\
 & -d_m \int_{t-d_m}^t \dot{e}^T(s) [3(d_m - t + s)^2 Q_3] \dot{e}(s) ds \\
 & \leq 3d_m^2 \zeta_t^T F_3^T Q_3^{-1} F_3 \zeta_t + 6d_m^2 \zeta_t^T F_3^T e(t) - 6d_m \zeta_t^T F_3^T \int_{t-d_m}^t e(s) ds \\
 & -\tau_m \int_{t-d(t)}^{t-d_m} \dot{e}^T(s) Z_1 \dot{e}(s) ds - \tau_M \int_{t-d_M}^{t-d(t)} \dot{e}^T(s) Z_1 \dot{e}(s) ds \\
 & \leq \tau_m^2 \zeta_t^T F_4^T Z_1^{-1} F_4 \zeta_t + \tau_M^2 \zeta_t^T F_4^T Z_1^{-1} F_4 \zeta_t + 2\tau_m \zeta_t^T F_4^T (e(t-d_m) - e(t-d(t))) \\
 & \quad + 2\tau_M \zeta_t^T F_4^T (e(t-d(t)) - e(t-d_M)) \\
 & -\tau_m \int_{t-d(t)}^{t-d_m} \dot{e}^T(s) [3(d_m - t + s)^2 Z_3] \dot{e}(s) ds - \tau_M \int_{t-d_M}^{t-d(t)} \dot{e}^T(s) [3(d_M - t + s)^2 Z_3] \dot{e}(s) ds \\
 & \leq 3\tau_m^2 \zeta_t^T F_6^T Z_3^{-1} F_6 \zeta_t + 3\tau_M^2 \zeta_t^T F_6^T Z_3^{-1} F_6 \zeta_t + \tau_m [\tau_m \zeta_t^T F_6^T e(t-d_m) - \tau_m e(t-d(t))] \\
 & \quad - \zeta_t^T F_6^T \int_{t-d(t)}^{t-d_m} e(s) ds] + 6\tau_M [\tau_M \zeta_t^T F_6^T e(t-d(t)) - \zeta_t^T F_6^T \int_{t-d_M}^{t-d(t)} e(s) ds]
 \end{aligned}$$

通过上述不等式放缩，整理最后得到:

$$\begin{aligned}
 \hat{V}_a(x_t) & \leq \zeta_t^T \{ d_m^2 F_1^T Q_1^{-1} F_1 + d_m^3 F_2^T Q_2^{-1} F_2 + 3d_m^2 F_3^T Q_3^{-1} F_3 + \tau_m^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 \\
 & \quad + \tau_M^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 + 2\tau_m^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 + 2\tau_M^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 + 3\tau_m^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 \\
 & \quad + 3\tau_M^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 + 2\tau_m F_4^T (e_3 - e_2)^T + 2\tau_M F_4^T (e_2 - e_4)^T \\
 & \quad + 2d_m F_1^T (e_1 - e_3)^T + 4d_m F_2^T [d_m e_1 - e_6]^T + 6d_m F_3^T (d_m e_1 - e_6)^T \\
 & \quad + (4\tau_m F_5^T + 6\tau_M F_6^T) + (4\tau_M F_5^T + 6\tau_m F_6^T) + [(d_M - d_m) e_3 - \tau_M e_2 + e_7]^T \\
 & \quad + [\tau_M e_2 - e_5]^T \} \zeta_t
 \end{aligned} \tag{3-26}$$

由式 (3-25) - (3-26) 得:

$$\dot{V}(t) \leq \zeta^T(t) \{ \psi'_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \} \zeta(t) - r_e^T(t) r_e(t) + \gamma^2 \omega_1^T(t) \omega_1(t) \tag{3-27}$$

其中 ψ_1 定义在式 (3-18) 中。

$$\begin{aligned}
 \psi'_0 = & e_1 < A^T P >_s e_1 + e_1 P G C e_2 + e_1 (R_1 + R_2 + (WC)^T WC) e_1^T - e_3 R_1 e_3^T \\
 & - e_4 R_2 e_4^T - e_1 (WC)^T D_2 e_{10} + e_8 [(d_m)^2 Q_1 + (d_m)^3 Q_2 + (d_m)^4 Q_3] e_8^T \\
 & + e_9 [(d_M - d_m)^2 Z_1 + (d_M - d_m)^3 Z_2 + (d_M - d_m)^4 Z_3] e_9^T \\
 & + e_{10} (D_2^T D_2 - \gamma^2 I) e_{10}^T + 2d_m F_1^T (e_1 - e_3)^T + 4d_m F_2^T [d_m e_1 - e_6]^T \\
 & + 6d_m F_3^T (d_m e_1 - e_6)^T - 2d_m F_4^T (e_3 - e_2)^T - 2d_M F_4^T (e_2 - e_4)^T \\
 & + 4d_m F_5^T [d_m e_3 - e_7]^T + 4d_M F_5^T [d_M e_2 - e_5]^T + 6d_m F_6^T (d_m e_3 - e_7)^T \\
 & + 6d_M F_6^T (d_M e_2 - e_5)^T
 \end{aligned} \quad (3-28)$$

$$\begin{aligned}
 Y_d = & d_m^2 F_1^T Q_1^{-1} F_1 + d_m^3 F_2^T Q_2^{-1} F_2 + 3d_m^2 F_3^T Q_3^{-1} F_3 + \tau_m^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 + \tau_M^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 \\
 & + \tau_m^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 + \tau_M^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 + 3\tau_m^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 + 3\tau_M^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 ?
 \end{aligned} \quad (3-29)$$

应用引理 2-1，并令 $PG=V$ ， $WC=S$ 得 ψ_0, ψ_1 。因此式 (3-27) 转化为：

$$\dot{V}(t) \leq \xi^T(t) \{ \psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \} \xi(t) - r_e^T(t) r_e(t) + \gamma_1^2 f^T(t) f(t) + \gamma_2^2 w^T(t) w(t) \quad (3-30)$$

其中状态向量如下定义：

$$\xi_t^T = [\dot{h}_t^T, \dot{e}^T(t), \dot{e}^T(t-d_m), f(t), w(t)]$$

\dot{h}_t^T 定义在式 (3-20) 中。

注 3-3： 标量值函数 $\xi^T(t) \{ \psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \} \xi(t)$ 是标量 $d(t)$ 上的二次函数并且二阶系数 $\xi_t^T \{ F_1^T Q_1^{-1} F_1 + F_3^T Q_3^{-1} F_3 + F_4^T Z_1^{-1} F_4 + F_6^T Z_3^{-1} F_6 \} \xi_t \geq 0$ ， $Q_1 > 0$ ， $Q_3 > 0$ ， $Z_1 > 0$ ， $Z_3 > 0$ 。这就意味着函数 $\xi^T(t) \{ \psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \} \xi(t)$ 是一个关于 $d(t)$ 的凸二次函数。最后应用引理 2-1，进行简单的数学计算，我们得到 $\Psi_1 < 0$ ， $\Psi_2 < 0$ ， Ψ_1 、 Ψ_2 分别定义在式 (3-15) (3-16) 中，当 $w(t)=0, f(t)=0$ 时，若满足如下式：

$$\begin{cases} \{ \psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \}_{d(t)=d_m} < 0 \\ \{ \psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d \}_{d(t)=d_M} < 0 \end{cases} \quad (3-31)$$

则由引理 2-3 可以得到 $Y(\psi_0 + d(t) \psi_1 + Y_d) < 0$ ，则 $\dot{V}(t) < 0$ ，这时误差系统渐

近稳定。证毕。

对任意不为零的 $w(t) \in l_2[0, \infty)$ ， $f(t)$ 有：

$$r_e^T(t)r_e(t) - \gamma_1^2 f^T(t)f(t) - \gamma_2^2 w^T(t)w(t) + \dot{V}(t) < 0$$

成立，分别对上式两边积分得到：

$$V(t) - V(0) < -\int_0^t r_e^T(s)r_e(s) + \gamma_1^2 f^T(s)f(s) + \gamma_2^2 w^T(s)w(s) dt$$

保证在零初始条件下，当 $t \rightarrow \infty$ 时满足：

$$\int_0^\infty r_e^T(s)r_e(s) ds < \int_0^\infty \gamma_1^2 f^T(s)f(s) + \gamma_2^2 w^T(s)w(s) ds$$

即

$$\|r_e(t)\|_2 \leq \gamma_1^2 \|f(t)\|_2 + \gamma_2^2 \|w(t)\|_2$$

由此可见，残差系统（3-7）可以实现故障检测并满足 H_∞ 性能指标。

3.4 数值例子

本节验证所提故障检测观测器设计方法的可行性。给定形如（3-1）的 NCS 模型参数，具体参数如下：

$$A = \begin{bmatrix} -0.2 & 0.8 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0.1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

定义状态估计误差系统的初值状态为 $e(0) = [-5 \ 6]$ ，设采样周期 $h = 0.01s$ ，时延下界 $d_m = 0.1$ ，时延上界 $d_M = 0.37$ ，扰动信号 $w(t) = 0.01$ ，取参 $\gamma_1 = 0.1$ ， $\gamma_2 = 0.2$ 。

根据定理3-1，可求得观测器增益矩阵与残差增益矩阵分别如下所示：

$$G = \begin{bmatrix} -0.4655 & -0.4655 \\ -0.0023 & -0.0023 \end{bmatrix} \quad W = \begin{bmatrix} -0.0407 & -0.0407 \\ -0.0407 & -0.0407 \end{bmatrix}$$

当执行器正常工作时，观测器状态估计误差系统渐近稳定，观测误差趋近于零，仿真结果如图3-3所示。残差误差信号值为零或接近零的量，仿真结果如图3-4所示，通过计算得到阈值 $J_{th} = 0.01$ ，如图3-5所示，在没有发生故障时，残差评价函数未超过阈值：

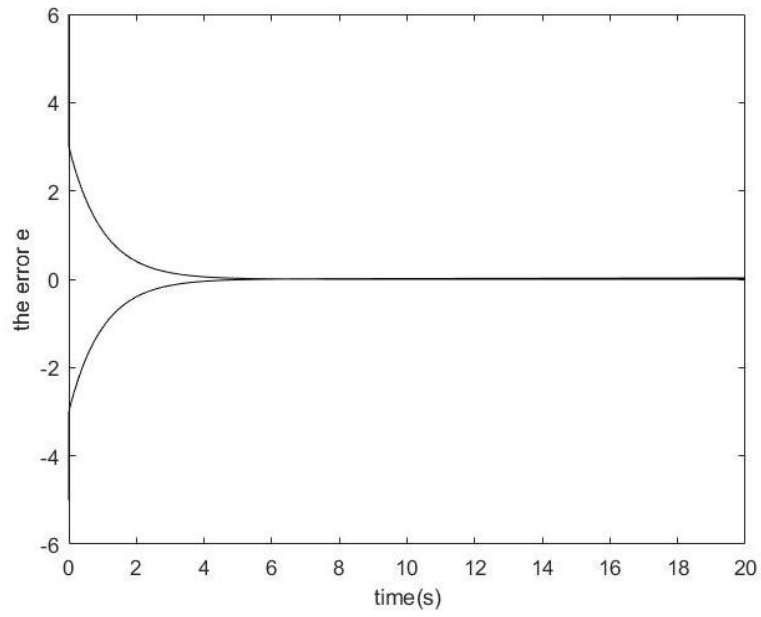


图 3-3 无故障观测误差
Fig. 3-3 No Fault Observation Error

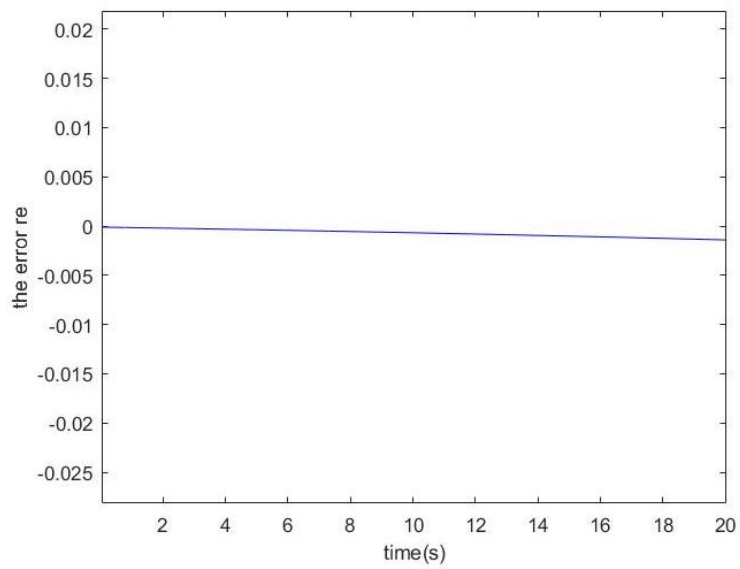


图 3-4 无故障残差信号
Fig. 3-4 No Fault Residual Error Signal

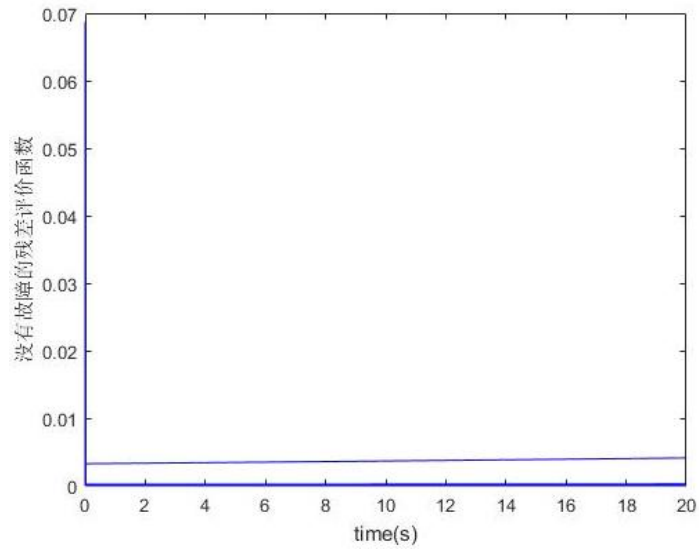


图 3-5 无故障时的残差评价函数

Fig. 3-5 The Residual Evaluation Function Without Failure

当执行器发生故障时，假设故障信号 $f=[0.03 \ 0.05]^T$ ，观测器状态估计误差系统具有扰动抑制能力，仍然渐近稳定，仿真结果如图3-6所示。残差误差信号出现较大的变化，仿真结果如图3-7所示，如图3-8所示，发生故障时，残差评价函数超过阈值：

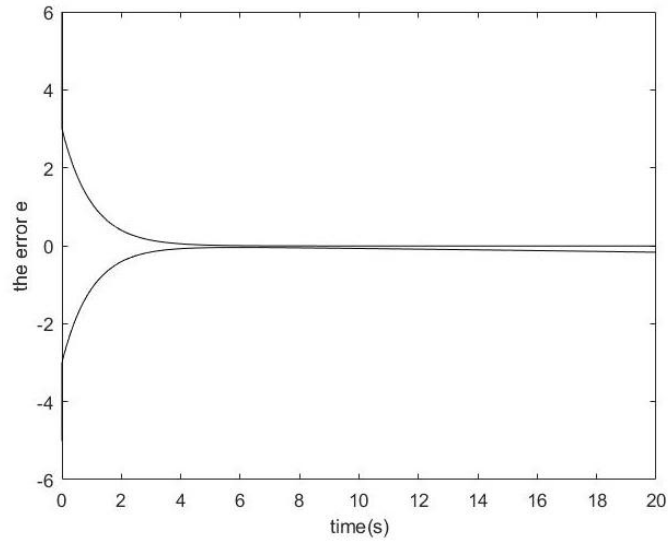


图 3-6 有故障观测误差

Fig. 3-6 Failure Observation Error

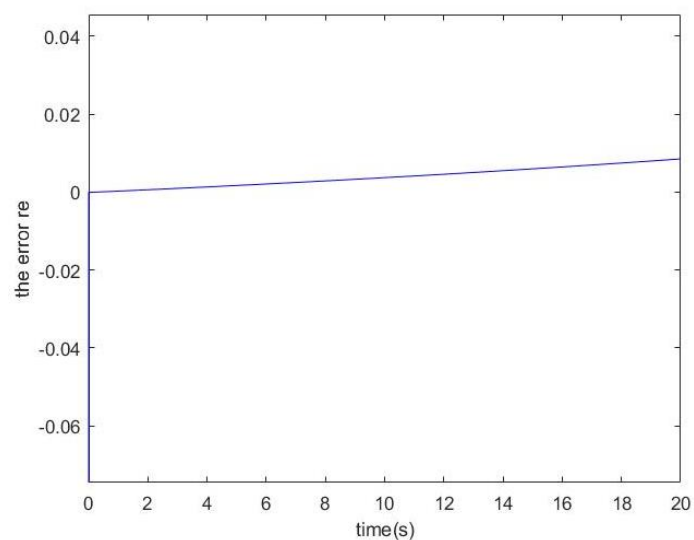


图 3-7 存在故障的残差信号
Fig. 3-7 Failure Residual Error Signal

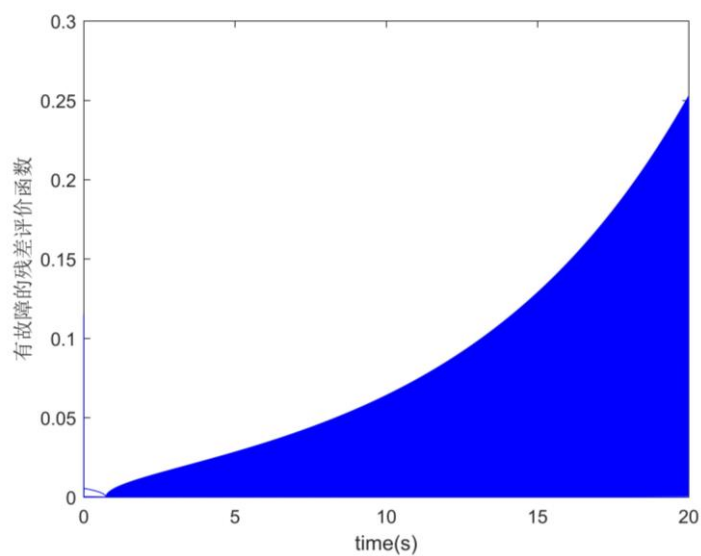


图 3-8 有故障时的残差评价函数
Fig. 3-8 The Residual Evaluation Function With Failure

由图（3-3）-（3-8）可以看出，通过仿真结果看出故障诊断观测器对故障的灵敏性良好对扰动的鲁棒性强，本章针对连续网络系统所提出故障检测观测器设计方法能够有效的对故障进行检测，具有可行性。

表3-1: 本方法与其他方法的时延上界比较

Table 3-1 Comparison of the upper bound of delay between this method and other methods

方法	时延上限
[6]	0.25
[53]	0.25
本文方法	0.37

通过应用我们的主要结果得到的最大延迟界限列于表 3-1 中, 与文献[6]、[53]的结果进行对比在表 3-1 中。从这个表中, 可以确认我们设计观测器所使用的方法得到的稳定性准则比文献[6]、[53]中的准则提供更大的延迟边界。

3.5 本章小结

本章针对具有时变时延的线性网络控制系统, 在外部存在有限能量扰动的前提下, 对于执行器可能存在的未知故障, 设计了故障检测观测器, 并且得到了系统渐近稳定的充分必要条件。使系统在发生执行器故障的状态下, 能够及时准确的检测出故障并具有良好的扰动抑制性能。我们通过仿真结果可以看出, 故障诊断观测器对故障的灵敏性良好对扰动的鲁棒性强, 所以, 本文所提的方法是可行的。接下来将研究如何将事件触发机制引入, 设计容错控制器, 来使系统稳定正常运行。

第4章 基于事件触发的 NCS 容错控制

容错控制系统是指当系统发生故障时，闭环系统依旧保持稳定，并且满足一定的性能指标。系统的反馈对故障不敏感并维持系统的正常运行是容错控制的作用。其包括被动容错控制和主动容错控制。本章利用主动和被动容错的优点，设计带有事件触发机制的混合主被动容错控制器。设计被动容错控制器在发生故障时，能够快速有效地容错。根据第三章设计的故障检测观测器设计主动容错控制器维持系统稳定。通过上述设计使系统有效抑制扰动并且满足 H_∞ 性能指标。设计切换函数实现了控制器间的平滑切换。最后通过数值例子验证该设计的可行性。

4.1 问题描述

由模型 (3-1) 可以看出， $f(t)$ 是故障信号，可以令 $Lu(t) = u(t) - f(t)$ ，其中 $L = \text{diag}\{l_1, l_2, \dots, l_m\}$ ， $l_q \in [0, 1]$ ， $q = 1, 2, \dots, m$ ， $l_q = 0$ 表示第 q 个执行器完全失效， $l_q = 1$ 表示第 q 个执行器正常。 $l_q \in (0, 1)$ 表示执行器部分失效。 L 是未知常数矩阵。由此可将系统公式 (3-1) 转化为 (4-1)：

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + BLu(t) + Dw(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

4.1.1 事件触发机制的引入

众所周知，采用固定的周期进行采样在连续采样的条件下会导致传输许多不必要的信号。因此，为了减少网络通信负载、节约网络资源、降低系统网络带宽占有率，传统的时间触发通信方式被事件触发机制取代^[54]，如图 1-3 所示。

我们提出以下假设：

假设 4-1：系统完全可测，传感器由时间驱动，并且具有固定的采样周期 h 。采样时刻记为 $S_1 = \{0, h, 2h, \dots, kh\}$ 。数据以单包方式传输，网络时延为确定短时延，时延小于一个采样周期；控制器和执行器由事件驱动，事件触发控制机制在传感器和控制器之间，用来判断采样数据是否被传输。被成功传输到控制器的时刻记为 $S_2 = \{0, t_1h, t_2h, \dots, t_kh\}$ ， $t_k \in N$ 。不被传输的数据将不予考虑。

假设 4-2：考虑传输时延对网络的影响，用 d_k^{sc} 表示传感器到控制器的时延，

d_k^{ca} 表示控制器到执行器的时延，总时延 $d_k = d_k^{sc} + d_k^{ca}$ 。被成功传输后的状态 $x(0), x(t_1h), \dots, x(t_kh)$ 在 $d_0, t_1h + d_{t_1}, \dots, t_kh + d_{t_k}$ 时刻到达执行器。

假设 4-3: 执行器的控制输入由零阶保持器产生，并且控制输入的时间保持在 $t \in \Omega = [t_kh + d_{t_k}, t_{k+1}h + d_{t_{k+1}})$ 中。根据图 1-3 的事件触发控制机制：

$$e^T(i_kh)\phi e(i_kh) \geq \delta x^T(t_kh)\phi x(t_kh) \quad (4-2)$$

其中 ϕ 是对称正定矩阵； $\delta \in [0,1)$ 是给定的标量参数； $e(i_kh)$ 是系统现状 $x(i_kh)$ 和最新传输采样数据 $x(t_kh)$ 之间的误差， $e(i_kh) = x(i_kh) - x(t_kh)$ 。

注 4-1: 明显的， $\bigcup_{k=1}^{\infty} [t_kh + d_{t_k}, t_{k+1}h + d_{t_{k+1}}) = [t_0, \infty)$ ， $t_0 > 0$ 。我们对零阶保持器（ZOH）的保持时间 Ω 进行划分成采样区间 $\Omega_l = [i_kh + d_{i_k}, i_{k+1}h + d_{i_{k+1}})$ ，其中 $i_{k+1}h$ 为下一个数据包触发传递的时间。 $\Omega = \bigcup \Omega_l$ ，其中 $i_kh = t_kh + lh$ ， $l = 0, \dots, t_{k+1} - t_k - 1$ 表示从当前的传输采样时刻 t_kh 到下一次的传输采样时刻 $t_{k+1}h$ 。如果 $l = t_{k+1} - t_k - 1$ ， $d_{i_{k+1}} = d_{t_{k+1}}$ ，否则 $d_{i_k} = d_{t_k}$ 。定义 $d(t) = t - i_kh$ ， $t \in \Omega_l$ 。

假设 4-4: 不会发生所有执行器都出现故障的极端情况。
由此可得控制器：

$$u = Kx(t_kh) = K(x(t - d(t)) - e(i_kh)), t \in [t_kh + d_M, t_{k+1}h + d_M)$$

代入 (4-1) 式可得闭环系统：

$$\dot{x} = Ax(t) + BLKx((t - d(t))) - BL e(i_kh) + Dw(t) \quad (4-3)$$

4.1.2 容错控制器的设计

容错控制器主要分为主动容错和被动容错：

如图 4-1 所示被动容错结构示意图，在不改变控制器和系统结构的条件下，从鲁棒控制思想出发设计控制系统，使其对故障不敏感是被动容错控制^[55]的基本思想。其主要优点不管故障发生不发生，它都采用不变的控制器保证闭环系统对一些指定的故障具有鲁棒性。从经济角度看，系统不用增加额外的硬件也不用进行故障检测，这样就降低了系统的成本，同时该系统在发生故障时不需要故障反应时间，就可以保证系统的安全，维持稳定运行。被动容错控制在整个无故障和故障情况下，使用具有相同的增益的控制器，使得这类控制器易于

实现。被动容错控制不经过故障检测模块，换句话说就是不用预先知道任何故障信息。被动容错控制根据处理的故障类型可以分为可靠镇定、联立镇定和完整性三种类型。但是这种方法的缺点是应用范围小、具有局限性，只适用于少部分特定的故障，而且单从鲁棒性考虑，一方面难免保守，另一方面其对故障容错的自适应能力非常局限^[56]。

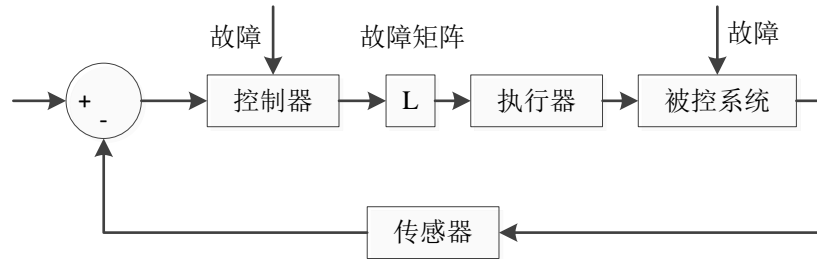


图 4-1 被动容错结构图

Fig. 4-1 Passive Fault Tolerant Structure Diagram

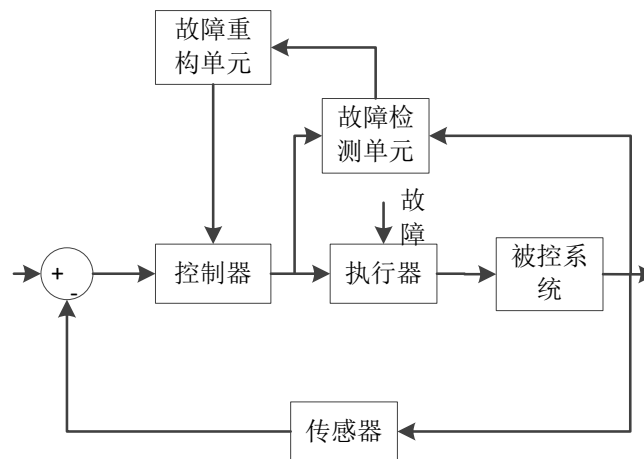


图 4-2 主动容错结构图

Fig. 4-2 Active Passive Fault Tolerant Structure Diagram

如图 4-2 所示为主动容错控制结构图包含了故障检测、适应与容错控制等组成部分。其包括故障诊断步骤和控制器重新设计在内的两个步骤来实现的。它的控制策略是：先利用故障检测对检测是否发生故障，再根据故障检测的结果进行容错控制器的设计。可以保证系统在发生故障后依旧能够维持稳定或者其性能与系统正常时的性能接近。也就是说主动容错控制在故障发生时能够主动的处理故障。相比被动容错控制，其对故障发生程度的自适应性容错能力强

很多。大部分主动容错控制分为两步，先故障检测再主动容错，少部分虽然不需要故障检测模块，但需要预选知道故障是否发生。因此主动容错控制的设计比被动容错的设计需要更多控制算法，即便这样，它可以更大限度的提高系统的性能。主动容错控制根据容错控制器的重构规则分为控制律重新调度、控制律重构设计和模型跟随重组控制三类。

本章考虑采用如下的混合容错控制器：

$$u(t) = u_N(t) \quad (4-4)$$

$$u(t) = u_p(t) - F^+ E \hat{f}(t) \quad (4-5)$$

其中， F^+ 为 B 的右伪逆， $\hat{f}(t)$ 代表故障估计值。首先，被动容错控制 $u_N(t) = K_N x(t_k h) = K_N (x(t - d(t)) - e(i_k h))$ ， $t \in [t_k h + d_M, t_{k+1} h + d_M)$ ， K_N 为反馈控制增益，同时根据观测器发出的故障信号设计主动容错控制器 $u(t) = u_p(t) - F^+ E \hat{f}(t) = K_p (x(t - d(t)) - e(i_k h)) - F^+ E \hat{f}(t)$ 。降低故障对系统造成的恶化程度，使系统运行有良好的动态性能，维持 H_∞ 稳定。对于给定常数 ε 定义如下性能指标：

$$J_3 = \int_0^t (y^T(s) y(s) - \varepsilon w^T(s) w(s)) ds \quad (4-6)$$

4.2 主要结论

定理 4-1：存在标量 $0 < d_m < d(t) < d_M$ ， $\varepsilon > 0$ ，对于任意执行器故障 L ，存在容错控制器 (4-4)、(4-5) 使得系统 (4-1) 在控制器的作用下渐近稳定，控制增益为 $K_p = YP$ ，并且满足性能指标 (4-6)。存在 $n \times n$ 的对称正定矩阵 $P > 0, R_1 > 0, R_2 > 0, Q_l > 0, Z_l > 0 (l=1,2,3)$ ， $\phi > 0$ ， $n \times 11n$ 的矩阵 F_i ($i=1,2,\dots,6$)，满足下述矩阵不等式：

$$\Theta_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{G}_0 & d_m F_1^T & d_m F_2^T & d_m F_3^T \\ * & -d_m Q_1 & 0 & 0 \\ * & * & -d_m^2 Q_2 & 0 \\ * & * & * & -\frac{d_m}{3} Q_3 \end{bmatrix} < 0 \quad (4-7)$$

$$\Theta_2 = \begin{bmatrix} \mathcal{G}_0 + (d_M - d_m) \mathcal{G}_1 & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} & A_{17} \\ * & A_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & A_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & A_{44} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & A_{55} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & A_{66} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & A_{77} \end{bmatrix} < 0 \quad (4-8)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{G}_0 = & e_1 \left(\langle AP^{-1} \rangle_s + \tilde{R}_1 + \tilde{R}_2 + \tilde{C} \right) e_1^\top + e_1 BLY e_2^\top + e_1 DP^{-1} e_{11}^\top - e_3 \tilde{R}_1 e_3^\top - e_4 \tilde{R}_2 e_4^\top \\ & + \delta (e_2 - e_{10}) \tilde{\phi} (e_2 - e_{10})^\top - \lambda^2 e_{11} I e_{11}^\top + e_8 [(d_m)^2 \tilde{Q}_1 + (d_m)^3 \tilde{Q}_2 + (d_m)^4 \tilde{Q}_3] e_8^\top \\ & + e_9 [(d_M - d_m)^2 \tilde{Z}_1 + (d_M - d_m)^3 \tilde{Z}_2 + (d_M - d_m)^4 \tilde{Z}_3] e_9^\top \\ & + 2d_m \tilde{F}_1^\top (e_1 - e_3)^\top + 4d_m \tilde{F}_2^\top [d_m e_1 - e_6]^\top + 6d_m \tilde{F}_3^\top (d_m e_1 - e_6)^\top \\ & - 2d_m \tilde{F}_4^\top (e_3 - e_2)^\top - 2d_M \tilde{F}_4^\top (e_2 - e_4)^\top + 4d_m \tilde{F}_5^\top [d_m e_3 - e_7]^\top \\ & + 4d_M \tilde{F}_5^\top [d_M e_2 - e_5]^\top + 6d_m \tilde{F}_6^\top (d_m e_3 - e_7)^\top + 6d_M \tilde{F}_6^\top (d_M e_2 - e_5)^\top \end{aligned} \quad (4-9)$$

$$\mathcal{G}_1 = 2\tilde{F}_4^\top (e_3 - 2e_2 + e_4)^\top + (4\tilde{F}_5^\top + 6\tilde{F}_6^\top) [(2 - 3d_M - 3d_m) e_2 - (d_M - d_m) e_3 + e_5 + e_7]^\top \quad (4-10)$$

$$\begin{aligned} A_{12} = & d_m \tilde{F}_4^\top, \quad A_{13} = d_M \tilde{F}_4^\top, \quad A_{14} = d_M \tilde{F}_4^\top, \quad A_{15} = d_m \tilde{F}_5^\top, \\ A_{16} = & d_m \tilde{F}_6^\top, \quad A_{17} = d_m \tilde{F}_6^\top, \quad A_{22} = -d_m \tilde{Z}_1, \quad A_{33} = -d_M \tilde{Z}_1, \\ A_{44} = & -\frac{1}{d_m} \tilde{Z}_2, \quad A_{55} = -\frac{1}{d_M} \tilde{Z}_2 A_{66} = -\frac{d_m}{3} \tilde{Z}_3, \quad A_{77} = -\frac{d_M}{3} \tilde{Z}_3 \end{aligned} \quad (4-11)$$

证明:

定义状态向量

$$\zeta_t^T = [\tilde{h}_t^T, \dot{x}^T(t), \dot{x}^T(t - d_m), e^T(i_k h), w^T(t)]$$

$$\tilde{h}_t^T = [x^T(t), x^T(t - d(t)), x^T(t - d_m), x^T(t - d_M), \int_{t-d_M}^{t-d_i(t)} x^T(s) ds, \int_{t-d_m}^t x^T(s) ds, \int_{t-d_i(t)}^{t-d_m} x^T(s) ds] \quad (4-12)$$

对于事件触发传输机制 $i_k h \in [t_k h, t_{k+1} h)$:

$$e_x^T(i_k h) \phi e_x(i_k h) \leq \delta x^T(t_k h) \phi x(t_k h) \quad (4-13)$$

选择如下 L-K 泛函

$$V(t, s) = \sum_{n=1}^4 V_n(t, s) \quad (4-14)$$

$$V_1(t, s) = \phi^T(t, s) E_1 P E_1^T \phi(t, s)$$

$$V_2(t, s) = \int_{t-d_m}^t \phi^T(t, s) E_2 R_1 E_2^T \phi(t, s) ds + \int_{t-d_M}^t \phi(t, s) E_2 R_2 E_2^T \phi(t, s) ds$$

$$\begin{aligned} V_3(t, s) &= d_m \int_{t-d_m}^t \phi^T(t, s) E_3 (d_m - t + s) Q_1 E_3^T \phi(t, s) ds \\ &\quad + d_m \int_{t-d_m}^t \phi^T(t, s) E_3 (d_m - t + s)^2 Q_2 E_3^T \phi(t, s) ds \\ &\quad + d_m \int_{t-d_m}^t \phi^T(t, s) E_3 (d_m - t + s)^3 Q_3 E_3^T \phi(t, s) ds \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_4(t) &= (d_M - d_m) \int_{t-d_M}^{t-d_m} \phi^T(t, s) E_3 (d_M - t + s) Z_1 E_3^T \phi(t, s) ds \\ &\quad + (d_M - d_m) \int_{t-d_M}^{t-d_m} \phi^T(t, s) E_3 (d_M - t + s)^2 Z_2 E_3^T \phi(t, s) ds \\ &\quad + (d_M - d_m) \int_{t-d_M}^{t-d_m} \phi^T(t, s) E_3 (d_M - t + s)^3 Z_3 E_3^T \phi(t, s) ds \end{aligned}$$

沿着 (4-3) 对 $V(t, s)$ 求导:

$$\begin{aligned} \dot{V}(t, s) &= \zeta_t^T \{ e_1 (< PA >_s + R_1 + R_2 + C^T C) e_1^T + e_1 P B L K (e_2 - e_{10})^T + e_1 P D e_{11}^T \\ &\quad - e_3 R_1 e_3^T - e_4 R_2 e_4^T + (d_m)^2 e_8 Q_1 e_8^T + (d_m)^3 e_8 Q_2 e_8^T + (d_m)^4 e_8 Q_3 e_8^T \\ &\quad + (d_M - d_m)^2 e_9 Z_1 e_9^T + (d_M - d_m)^3 e_9 Z_2 e_9^T + (d_M - d_m)^4 e_9 Z_3 e_9^T \\ &\quad + \delta (e_2 - e_{10}) \phi (e_2 - e_{10})^T - \lambda^2 e_{11} I e_{11}^T \} \zeta_t + V_a(x_t) - e_x^T(i_k h) \phi e_x(i_k h) \\ &\quad + \lambda^2 w^T(t) w(t) - y^T(t) y(t) \end{aligned} \quad (4-15)$$

$V_a(x_t)$ 是所有积分项的总和, 表示如下式所示。

$$\begin{aligned} V_a(x_t) &= -d_m \int_{t-d_m}^t [\dot{x}^T(s) Q_1 \dot{x}(s) ds - \dot{x}^T(s) 2(d_m - t + s) Q_2 \dot{x}(s) \\ &\quad - \dot{x}^T(s) 3(d_m - t + s)^2 Q_3 \dot{x}(s)] ds - (d_M - d_m) \int_{t-d_M}^{t-d_m} [\dot{x}^T(s) Z_1 \dot{x}(s) \\ &\quad - \dot{x}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{x}(s) - \dot{x}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{x}(s)] ds \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_a(x_t) &\leq -d_m \int_{t-d_m}^t [\dot{x}^T(s) Q_1 \dot{x}(s) ds - \dot{x}^T(s) 2(d_m - t + s) Q_2 \dot{x}(s) \\
 &\quad - \dot{x}^T(s) 3(d_m - t + s)^2 Q_3 \dot{x}(s)] ds - (d(t) - d_m) \int_{t-d(t)}^{t-d_m} [\dot{x}^T(s) Z_1 \dot{x}(s) \\
 &\quad - \dot{x}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{x}(s) - \dot{x}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{x}(s)] ds \\
 &\quad - (d_M - d(t)) \int_{t-d_M}^{t-d(t)} [\dot{x}^T(s) Z_1 \dot{x}(s) - \dot{x}^T(s) 2(d_M - t + s) Z_2 \dot{x}(s) \\
 &\quad - \dot{x}^T(s) 3(d_M - t + s)^2 Z_3 \dot{x}(s)] ds \\
 &= \hat{V}_a(x_t)
 \end{aligned} \tag{4-16}$$

根据引理 2-2 可得：

$$\begin{aligned}
 \hat{V}_a(x_t) &\leq \zeta_t^T \{ d_m^2 F_1^T Q_1^{-1} F_1 + 2d_m F_1^T (e_1 - e_3)^T + 4d_m F_2^T [d_m e_1 - e_6]^T + d_m^3 F_2^T Q_2^{-1} F_2 \\
 &\quad + 3d_m^2 F_3^T Q_3^{-1} F_3 + 6d_m F_3^T (d_m e_1 - e_6)^T + (d(t) - d_m)^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 \\
 &\quad + 2(d(t) - d_m) F_4^T (e_3 - e_2)^T + (d_M - d(t))^2 F_4^T Z_1^{-1} F_4 + 2(d_M - d(t)) F_4^T (e_2 - e_4)^T \\
 &\quad + 4(d(t) - d_m) F_5^T [(d_M - d_m) e_3 - (d_M - d(t)) e_2 - e_7]^T + 2(d(t) - d_m)^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 \\
 &\quad + 4(d_M - d(t)) F_5^T [(d_M - d(t)) e_2 - e_5]^T + 2(d_M - d(t))^3 F_5^T Z_2^{-1} F_5 \\
 &\quad + 3(d(t) - d_m)^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 + 6(d(t) - d_m) F_6^T ((d_M - d_m) e_3 - (d_M - d(t)) e_2 - e_7)^T \\
 &\quad + 3(d_M - d(t))^2 F_6^T Z_3^{-1} F_6 + 6(d_M - d(t)) F_6^T ((d_M - d(t)) e_2 - e_5)^T \} \zeta_t
 \end{aligned} \tag{4-17}$$

由式 (4-13) - (4-17) 得：

$$\dot{V}(t) \leq \zeta_t^T(t) \{ \mathcal{G}'_0 + d(t) \mathcal{G}_1 + Y_d \} \zeta_t^T(t) - e_x^T(i_k h) \phi e_x(i_k h) + \lambda^2 w^T(t) w(t) - y^T(t) y(t)$$

其中 \mathcal{G}_1 定义在式 (4-10) 中。

$$\begin{aligned}
 \mathcal{G}'_0 &= e_1 (<PA>_s + R_1 + R_2 + C^T C) e_1^T + e_1 PBLK (e_2 - e_{10})^T + e_1 PDe_{11}^T - e_3 R_1 e_3^T \\
 &\quad - e_4 R_2 e_4^T + \delta (e_2 - e_{10}) \phi (e_2 - e_{10})^T - \gamma^2 e_{11} I e_{11}^T + e_8 [(d_m)^2 Q_1 + (d_m)^3 Q_2 + (d_m)^4 Q_3] e_8^T \\
 &\quad + e_9 [(d_M - d_m)^2 Z_1 + (d_M - d_m)^3 Z_2 + (d_M - d_m)^4 Z_3] e_9^T + 2d_m F_1^T (e_1 - e_3)^T \\
 &\quad + 4d_m F_2^T [d_m e_1 - e_6]^T + 6d_m F_3^T (d_m e_1 - e_6)^T - 2d_m F_4^T (e_3 - e_2)^T - 2d_M F_4^T (e_2 - e_4)^T \\
 &\quad + 4d_m F_5^T [d_m e_3 - e_7]^T + 4d_M F_5^T [d_M e_2 - e_5]^T + 6d_m F_6^T (d_m e_3 - e_7)^T + 6d_M F_6^T (d_M e_2 - e_5)^T
 \end{aligned}$$

(4-18)

应用引理 2-1, 得

$$\Theta'_1 = \begin{bmatrix} \mathcal{G}'_0 & d_m F_1^T & d_m F_2^T & d_m F_3^T \\ * & -d_m Q_1 & 0 & 0 \\ * & * & -d_m^2 Q_2 & 0 \\ * & * & * & -\frac{d_m}{3} Q_3 \end{bmatrix} < 0 \quad (4-19)$$

$$\Theta'_2 = \begin{bmatrix} \mathcal{G}'_0 + (d_M - d_m) \mathcal{G}_1 & A_{12} & A_{13} & A_{14} & A_{15} & A_{16} & A_{17} \\ * & A_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & A_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & A_{44} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & A_{55} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & * & A_{66} & 0 \\ * & * & * & * & * & * & A_{77} \end{bmatrix} < 0 \quad (4-20)$$

将 Θ'_1 两边同时乘以 $\text{diag}\{P^{-1}, I, I, I\}$, Θ'_2 两边同时乘以 $\text{diag}\{P^{-1}, I, I, I, I, I, I\}$, 令 $YP = K$, $\tilde{R}_1 = P^{-1}R_1P^{-1}$, $\tilde{R}_2 = P^{-1}R_2P^{-1}$, $\tilde{C} = P^{-1}C^T C P^{-1}$, $\tilde{\phi} = P^{-1}\phi P^{-1}$, $\tilde{Q}_i = P^{-1}Q_i P^{-1} (i=1,2,3)$, $\tilde{Z}_i = P^{-1}Z_i P^{-1} (i=1,2,3)$, $\tilde{F}_l = P^{-1}F_l P^{-1} (l=1,2,3,4,5,6)$, 得到式 (4-7) 和 (4-8) 且控制器增益 $K_p = YP$ 。其他证明方法同第三章, 不再赘述。

当 $w(t)=0$ 时, 若 (4-7) 和 (4-8) 成立, 则 $\dot{V}(t) < 0$, 系统渐近稳定; 对任意不为 0 的 $w(t) \in l_2[0, \infty)$, 有:

$$y(t)y(t) - \lambda^2 w^T(t)w(t) + \dot{V}(t) < 0 \quad (4-21)$$

成立, 对其两边积分可得:

$$V(t) - V(0) < -\int_0^t (y^T(t)y(t) - \lambda^2 w^T(t)w(t)) dt \quad (4-22)$$

在零初始条件下, 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 则有:

$$\int_0^\infty (y^T(t)y(t)) dt < \int_0^\infty (\lambda^2 w^T(t)w(t)) dt \quad (4-23)$$

即 $\|y(t)\|_2 \leq \lambda^2 \|w(t)\|_2$, 由此可得系统具有扰动抑制性能。

注 4-2: 当故障矩阵 L 为单位阵时, 系统没有故障, 正常运行, 此时可以得到正常控制器增益 K_N 。

上述设计的容错控制器, 利用故障检测观测器 (3-4) 实时检测执行器的状态, 根据其检测到的故障信号进行主动容错, 从而补偿故障的影响, 保证系统在发生故障时的稳定。

$u_p(t)$ 通过定理 4-1 设计。将式 (4-5) 代入式 (3-1) 得

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_p(t) - BF^+E\hat{f}(t) + Ef(t) + Dw(t) \quad (4-24)$$

整理得

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_p(t) - E(\hat{f}(t) - f(t)) + Dw(t) \quad (4-25)$$

由定理 4-1 知 $u_p(t)$ 使系统 (4-3) 渐近稳定。

注 4-3: 其中 F^+ 为 B 的右伪逆, 则 (4-24) 中 BF^+ 的结果为单位阵, 式中 $\hat{f}(t)$ 代表故障估计值, $f(t)$ 代表故障信号, 故障估计值接近于故障信号,

则 (4-25) 中 $(\hat{f}(t) - f(t))$ 趋于零, 因此可得到正常系统 (4-26)

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_p(t) + Dw(t) \quad (4-26)$$

使系统正常运行, 从而达到容错控制补偿故障影响的效果。

4.3 切换函数的设计

目前, 切换控制器的研究以多模型自适应控制^[57]为主, 即切换规则为根据每个控制器参数收敛程度进行切换。在模型参考自适应控制中, 通过对需要切换的系统的分别设计相应控制器, 可实现闭环系统的状态或者输出跟踪。

本小节采用用误差比例^[58]的方法切换控制, 该方法具有有效地消除抖振的特点, 并且该方法的系统响应速度快, 对任意大小的输入信号都有很好的控制效果。

下面对如何实现控制器间的切换, 对切换函数进行了研究, 当切换不同的控制器时, 控制器的输出值不同, 这样切换就会带来抖动, 为解决这一现象, 应尽可能的减少控制器之间的输出差值, 这里引入切换函数。

假设在 t_0 时刻, 利用如下切换函数, 将正常控制器增益 K_N 切换至主动容

错控制器 K_p ,

$$K_p(t) = K_p(t_0) + (K_N(t) - K_p(t_0))e^{-\rho(t-t_0)} \quad (4-27)$$

证明:

$$\begin{cases} \dot{x}_N(t) = Ax_N(t) + BLK_N(t)x_N(t-d(t)) - BL e_x(i_k h) + Dw(t) \\ \dot{x}_p(t) = Ax_p(t) + BLK_p(t)x_p(t-d(t)) - BL e_x(i_k h) + Dw(t) \end{cases} \quad (4-28)$$

系统在发生故障时, 控制器切换到容错控制器, 此时闭环系统状态 $x_p(t)$, 随后经过容错控制器来补偿故障造成的影响, 恢复到正常闭环系统状态 $x_N(t)$ 。因此, 控制器的状态跟踪控制的目的是通过设计控制器 $u(t)$ 使得主动容错控制器下闭环系统状态 $x_p(t)$ 能够跟踪正常闭环系统状态 $x_N(t)$ 。因此, 定义状态跟踪误差:

$$e = x_N(t) - x_p(t) \quad (4-29)$$

控制器平滑切换目标可以转化为控制器切换时满足如下条件:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_N(t) - x_p(t)) = 0 \quad (4-30)$$

由式 (4-25) 两式相减可得:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Ax_N(t) + BLK_N(t)(x_N(t-d(t)) - e_x(i_k h)) - Ax_p(t) \\ &\quad - BLK_p(t)(x_p(t-d(t)) - e_x(i_k h)) \\ &= Ae + BLK_N(t)(x_N(t-d(t)) - e_x(i_k h)) - BLK_N(t)(x_p(t-d(t)) - e_x(i_k h)) \\ &\quad - BLK_N(t)(x_p(t-d(t)) - e_x(i_k h)) - BLK_p(t)(x_p(t-d(t)) - e_x(i_k h)) \end{aligned} \quad (4-31)$$

将式(4-24) 代入整理可得:

$$\dot{e} = Ae + BLK_N(t)e(t-d(t)) - BL(K_N(t)(1-e^{-\rho(t-t_0)}) - K_p(t)(1-e^{-\rho(t-t_0)}))x_p(t) \quad (4-32)$$

当 $t \rightarrow t_0$ 时, 上式可转化为:

$$\dot{e} = Ae + BLK_N(t)e(t-d(t)) \quad (4-33)$$

式(4-25) 可转化为以下两式的差：

$$\begin{cases} \dot{x}_N(t) = Ax_N(t) + BLK_N(t)x_N(t-d(t)) \\ \dot{x}_p(t) = Ax_p(t) + BLK_N(t)x_N(t-d(t)) \end{cases} \quad (4-34)$$

由被动容错控制器可得 $K_N(t)$ 使系统状态渐近稳定，切换的前提是系统需要进入渐近稳定状态，因此，式(4-32) 中的 2 个公式取相同 t 值时式(4-27)成立。

4.4 数值例子

本节验证所提容错控制器设计方法的可行性。给定形如 (4-1) 的 NCS 模型，具体参数如下：

$$A = \begin{bmatrix} -2 & 1.5 \\ 0 & -1.6 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1.2 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 \\ 0.1 & 0 \end{bmatrix}$$

选定状态系统的初值状态为 $[-3, 3]$ ，设采样周期为 $h = 0.01 \text{ s}$ ，最小时延 $d_m = 0.01$ ，最大时延 $d_M = 0.3979$ ，扰动信号 $w(t) = 0.01$ 。

给定 H_∞ 性能指标的为 $\varepsilon = 2$ ，事件触发的参数 $\delta = 0.1$ 。在事件触发机制条件下闭环系统状态达到稳定。

根据定理 4-1：

给定失效因子 $L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 为单位阵时，可求得系统正常运行时的控制器增益矩阵 K_N 及事件触发条件分别为：

$$K_N = \begin{bmatrix} -1.0086 & -0.6822 \\ -0.8440 & -0.9154 \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{bmatrix} 0.3044 & 0.1931 \\ 0.1931 & 0.1961 \end{bmatrix}$$

事件触发时刻与其相邻两次触发的时间差如图 4-3 所示，在触发条件下，共有 212 次达到触发条件进行了采样到达了采样点，传感器总共采样 300 次，触发的采样信号占总比为 71%，因此事件触发方案能够有效的降低网络带宽，减少浪费，节省资源。状态响应曲线如图 4-4 所示。

给定失效因子 $L = \begin{bmatrix} 0.8 & 0 \\ 0 & 0.9 \end{bmatrix}$ ，执行器失效的情况，可求得容错控制器增益 K_p 及事件触发条件分别为：

$$K_p = \begin{bmatrix} 0.2025 & -0.1937 \\ -0.1843 & 0.2350 \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{bmatrix} 0.3125 & -0.2445 \\ -0.2445 & 0.3842 \end{bmatrix}$$

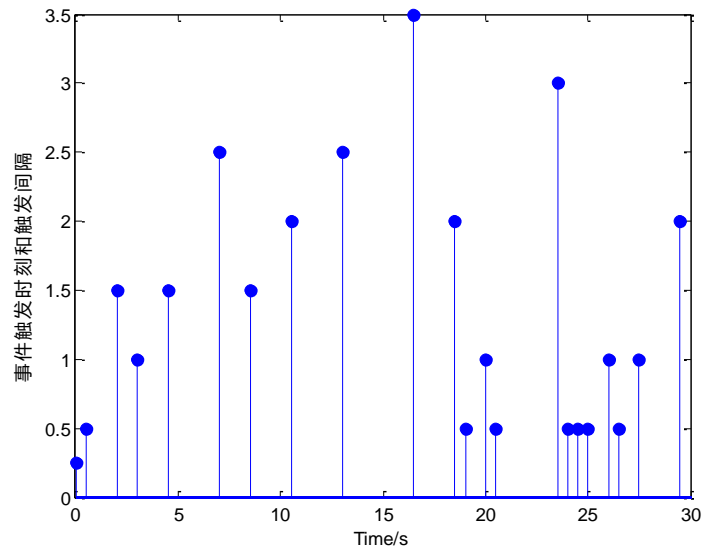


图 4-3 事件触发时刻及两次触发间隔

Fig. 4-3 Release Instants And Interval Of The Event-trigger

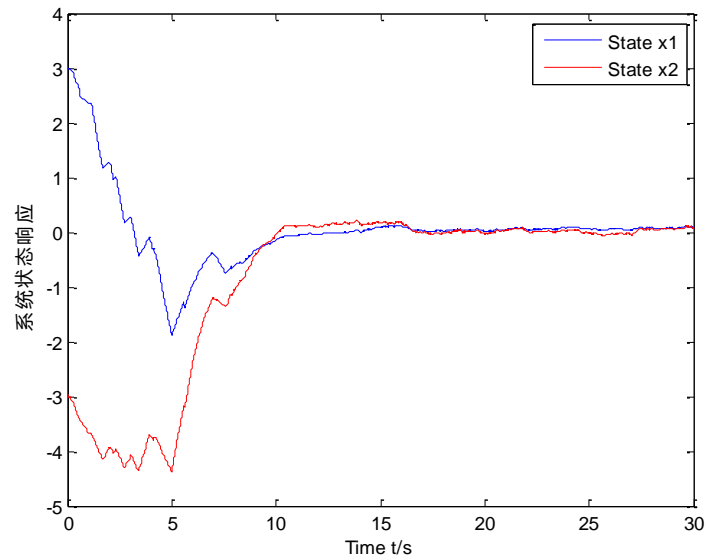


图 4-4 状态响应曲线图

Fig. 4-4 The curve of state response

事件触发时刻与其相邻两次触发的时间差如图 4-5 所示，在触发条件下，共有 197 次达到触发条件，到达采样点，总共有 300 个采样信号，这些采样信

号占总比为 84%，因此通过事件触发方案能够有效的降低网络带宽，减少浪费，节省资源。状态响应曲线如图 4-6 所示，在发生故障的时候，系统通过有效的容错，依旧可以渐近稳定。

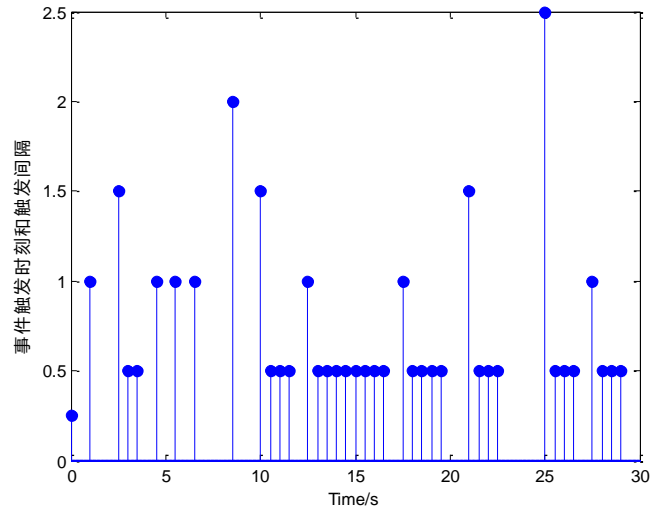


图 4-5 事件触发时刻及两次触发间隔

Fig. 4-5 Release Instants And Interval Of The Event-trigger

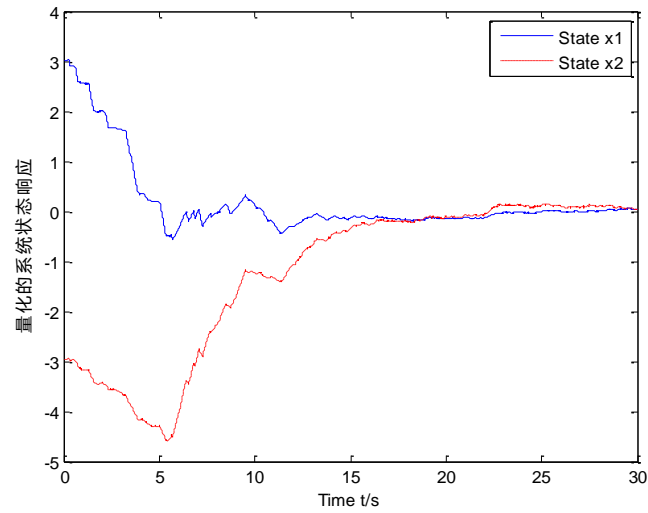


图 4-6 有故障的状态响应曲线图

Fig. 4-6 Faulty State Response Curve

4.5 本章小结

本章针对基于事件触发机制的时变时延的网络控制系统，设计主被动混合容错控制器，使得系统在发生故障时，依旧能够渐近稳定，并且具有良好的扰动抑制性能。得到了网络控制系统渐近稳定的充要条件，利用线性矩阵不等式工具箱求出不同控制器的增益矩阵和触发条件。仿真结果表明，本章所提的方法是有效的。

第5章 网络化直流伺服电机

本章将上述两章所设计的观测器和容错控制器应用在直流伺服电机控制系统中，系统的被控对象为直流伺服电机。将传统的直流伺服电机控制原理与网络化控制系统理论相结合，发展一种新型网络化直流伺服电机控制模式。

5.1 背景知识介绍

执行电动机是执行指令运动的电气机械或元件^[59]。通常，执行指令运动是根据电气或电子控制的要求，按设定的指令来完成控制系统的运动。它与电气、电子控制技术发展的联系非常紧密。早期军工上，对电气电子控制装备的要求非常严格，需要精密的、可靠的设备，因此开始采用伺服系统。在伺服控制系统中，伺服电动机是其重要组成部分，同时也是该系统的执行电动机。

直流伺服电机具有使被控对象的输出值能够准确地跟踪给定输入值的变化功能，它的特点是结构简单、效率高、精确度高、动态性能好、过载能力强、起动转矩大、体积小且调速范围宽等，可以将接收到的电信号实时转换成电机轴上的转矩和转速输出，使被控对象的速率和位移按预先设定的数据变化。不仅如此，直流伺服电机还具有平滑的调速性能、精确的定位性能、迅速的启动和制动性能等良好的性能。因此，在对系统性能要求较高的工程中，将直流伺服电机作为执行元件，可精准控制多个高性能部件的运行速度、运行轨道、实时位置。

当前，科技迅猛发展，伺服控制技术在国民经济和国防建设中所起的作用越显重要的时候，伺服电动机技术迅速的发展起来，出现不少新型伺服电动机以及电气电子控制方法。

在控制领域中，传感器、驱动器和控制器紧密的与直流伺服电机联系在一起，成为独立的控制系统。将电能到机械能的转化，使直流伺服电机的速度和位置以所期望的参数和轨迹变化。这对直流伺服电机的性能有了更高的要求，这就需要通过更加高效的控制方法来实现。

结合传统的直流伺服电机控制原理与网络控制系统理论^[60]，发展新型网络化直流伺服电机控制模式已经成为一种新的趋势，具有广阔的实用前景。具有网络化结构的直流伺服电机控制系统，存在很多的问题。一方面，直流伺服电机控制系统自身特点，其要求控制数据具有较高的实时性、同步性和安全性。另一方面，引入的网络控制系统带来了一系列不确定因素，例如网络时延等，

这些因素会严重破坏系统性能并产生严重的后果。就目前的研究来看，现阶段已有很多学者分别对网络控制系统和直流伺服电机系统进行了大量的研究，但是鲜有学者将上述两者结合起来进行研究。因此，直流伺服电机基于网络环境下进行系统建模并对其进行研究还是新的方法，寻找新的技术方法来降低上述问题带来的影响是很有必要的。

如图5-1所示直流伺服电机网络控制系统原理图，本章采用本文的研究对电机进行控制，降低系统故障对直流伺服电机系统性能的影响，从而达到理想的控制效果。

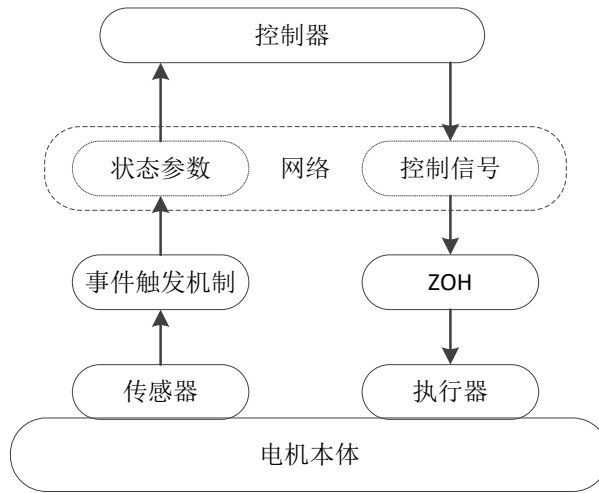


图 5-1 直流伺服电机网络控制系统原理图

Fig.5-1 Schematic Diagram of DC Servo Motor Networked Control System

5.2 问题描述

本章首先对直流伺服电机进行数学建模，再构造网络控制系统模型。直流伺服电机的动态运行过程满足下述方程，其中 u 表示直流伺服电机的驱动电压， e_a 表示直流伺服电机在运行过程中生成的反电动势：

电机的电压平衡方程式：

$$u - e_a = i_a R_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (5-1)$$

其中 i_a 表示电枢中的控制电流； R_a 表示电枢回路等效内阻； L_a 表示电枢电感。

电枢电动势方程式：

$$e_a = K_e \frac{d\theta}{dt} = K_e n \quad (5-2)$$

其中 K_e 表示反电动势常数； θ 表示电机转角； n 是电机转速。

电机转矩平衡方程式：

$$T = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + V \frac{d\theta}{dt} \quad (5-3)$$

其中 T 表示电机电磁转矩， J 表示电机转子转动惯量， V 表示电机黏性阻尼系数。

电磁转矩方程式：

$$T = K_t i_a \quad (5-4)$$

其中 K_t 是电机转矩系数。

由 (5-1) - (5-4) 可得直流伺服电机的数学模型，如下所示：

$$\begin{cases} \frac{dn}{dt} = \frac{Vn}{J} + \frac{T}{J} \\ \frac{dT}{dt} = \frac{K_t K_e n}{L_a} + \frac{R_a T}{L_a} + \frac{K_t u}{L_a} \end{cases} \quad (5-5)$$

对该直流伺服电机建立如式 (3-3) 和 (4-1) 的数学模型，选取状态变量 $x_1 = n$ 和 $x_2 = T$ ，能够得到直流伺服电机的状态空间方程：

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) - B_0 f(t) + D_0 w(t) \\ y(t) = C_0 x(t) \end{cases} \quad (5-6)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 Lu(t) + D_0 w(t) \\ y(t) = C_0 x(t) \end{cases} \quad (5-7)$$

其中 $A_0 = \begin{bmatrix} -\frac{V}{J} & \frac{1}{J} \\ -\frac{K_t K_e}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix}$ ， $B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_t}{L_a} \end{bmatrix}$ ， A_0, C_0, D_0 为已知的任意相应维数常数矩阵， $x(t)$ 、 $u(t)$ 和 $y(t)$ 分别为直流伺服电机的状态向量、输入向量和输出向量。

5.3 直流伺服电机故障检测观测器的设计

通过观测器 (3-4) 对被控对象进行故障检测，通过式 (3-8) 可以得到被控对象的误差动态系统为：

$$\dot{e}(t) = A_0 e(t) - G_0 C_0 e(t - d(t)) - B_0 f(t) + D_0 w(t) \quad (5-8)$$

其中 A_0, B_0, C_0, D_0 定义在式 (5-6) 中, G_0 为观测器增益矩阵。

为验证本章以直流电机为被控对象的可行性, 选取直流伺服电机相关参数进行仿真。电机参数为: 粘性阻尼系数 $V = 0.35 N \cdot m \cdot \text{sec} / \text{rad}$, 转动惯量 $J = 2.56 \times 10^{-3} N \cdot m \cdot s^2$, 转矩系数 $K_t = 3.51 \times 10^{-2} Nm / A$, 反电动势系数 $K_e = 0.99 \times 10^{-2} V \cdot \text{sec} / \text{rad}$, 等效电阻 $R_a = 0.319 \Omega$, 电感 $L_a = 0.378 \times 10^{-3} H$ 。

由直流伺服电机参数计算得:

$$A_0 = \begin{bmatrix} -136.72 & 390.625 \\ -0.919 & -843 \end{bmatrix} \quad B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 92.857 \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

选取

$$C_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D_0 = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

根据定理 3-1, 设采样周期为 $h = 0.01$, 最小时延 $d_m = 0.01$, 最大时 $d_M = 0.39$, 扰动信号 $w(t) = 0.01$, 选取参数 $\gamma_1 = 2$, $\gamma_2 = 0.1$, 选取误差初始状态为 $[-1 \ 1.25]$ 。利用 LMI 工具箱可求得观测器增益矩阵和残差增益矩阵分别为:

$$G_0 = \begin{bmatrix} 165.7542 & 165.7542 \\ -527.5561 & -527.5561 \end{bmatrix}, \quad W_0 = \begin{bmatrix} -0.0045 & -0.0045 \\ -0.0045 & -0.0045 \end{bmatrix}$$

得无故障时系统估计误差和残差曲线如图 5-2 和 5-3 所示, 观测器状态估计误差系统渐近稳定, 观测误差趋近于零, 仿真结果如图 5-2 所示。残差误差信号值为零或接近零的量, 仿真结果如图 5-3 所示, 通过计算得到阈值 $J_{th} = 0.01$, 如图 5-4 所示, 在没有发生故障时, 残差评价函数未超过阈值。

当执行器发生故障时, 假设故障信号, 观测器 状态估计误差系统具有扰动抑制能力, 仍然渐近稳定, 仿真结果如图 5-5 所示。残差误差信号出现较大的变化, 仿真结果如图 5-6 所示, 发生故障时, 残差评价函数超过阈值, 如图 5-7 所示。

由图 (5-3) - (5-7) 可以看出, 第三章所提出故障检测观测器设计方法在直流伺服电机系统能够有效的对其故障进行检测, 具有可行性。

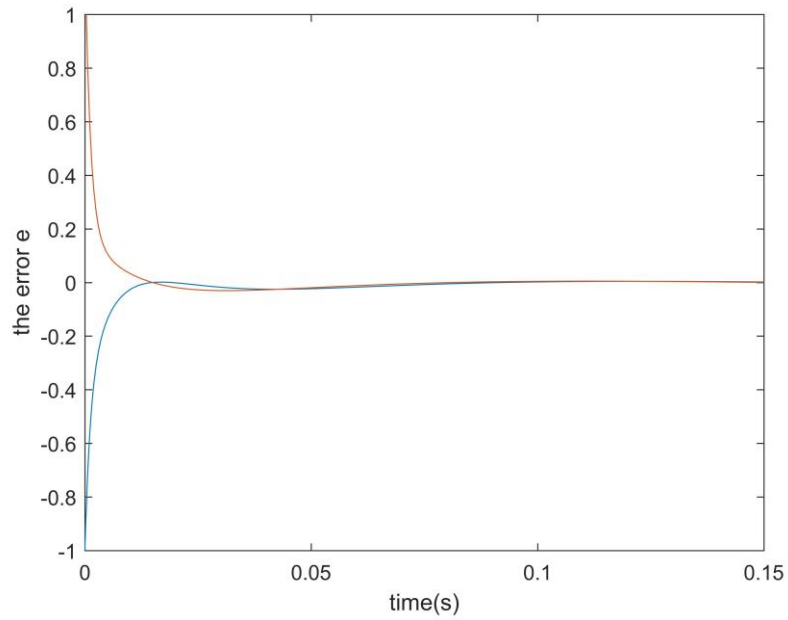


图 5-2 直流伺服电机系统无故障观测误差

Fig.5-2 Fault - Free Observation Error Of DC Servo Motor System

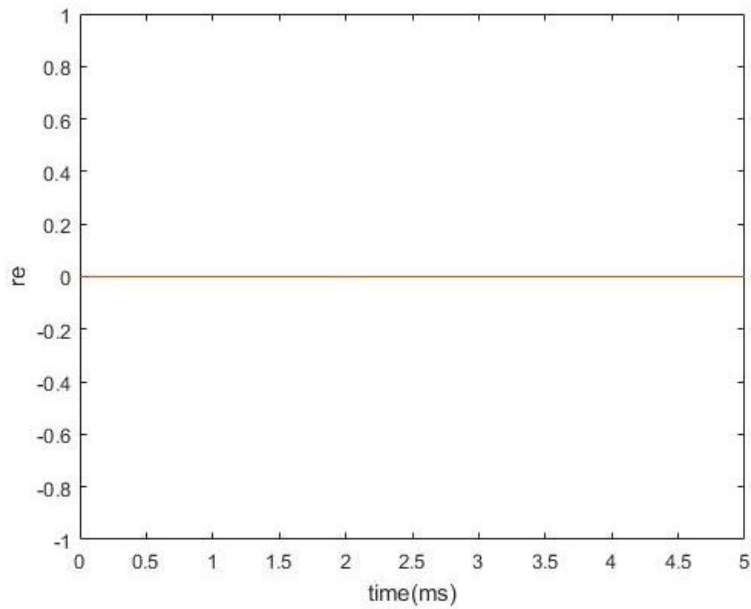


图 5-3 直流伺服电机系统无故障残差信号

Fig.5-3 Fault - Free Residual Signal Of DC Servo Motor System

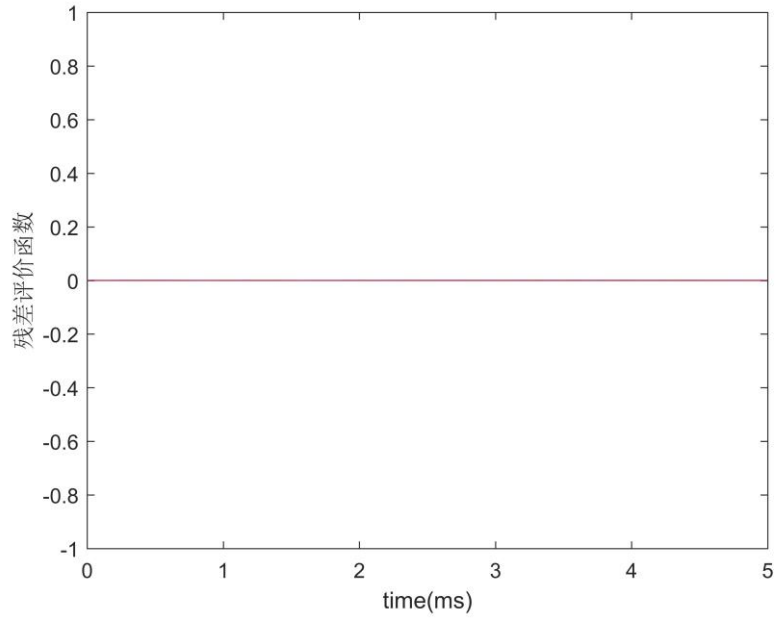


图 5-4 直流伺服电机系统无故障残差评价函数

Fig.5-4 Fault - Free Residual Evaluation Function Of DC Servo Motor System

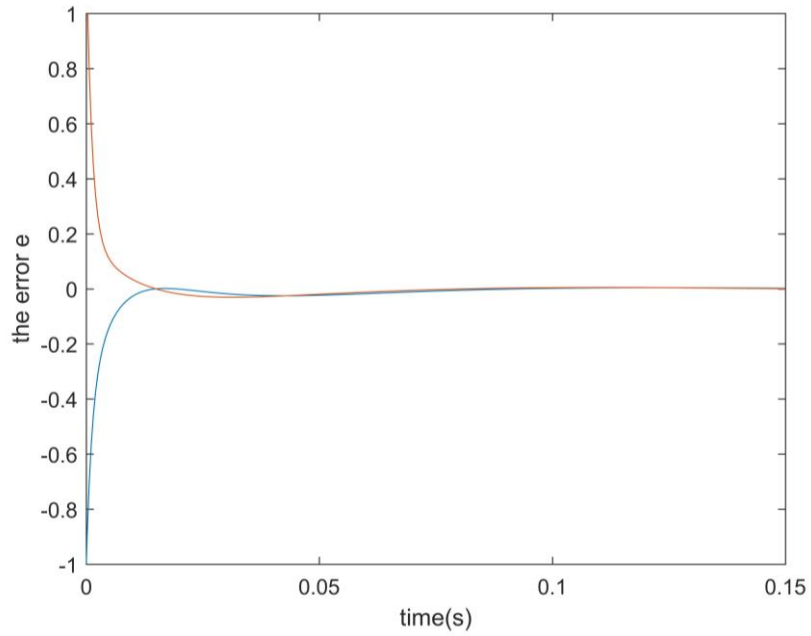


图 5-5 直流伺服电机系统故障观测误差

Fig.5-5 Fault - Free Residual Evaluation Function Of DC Servo Motor System

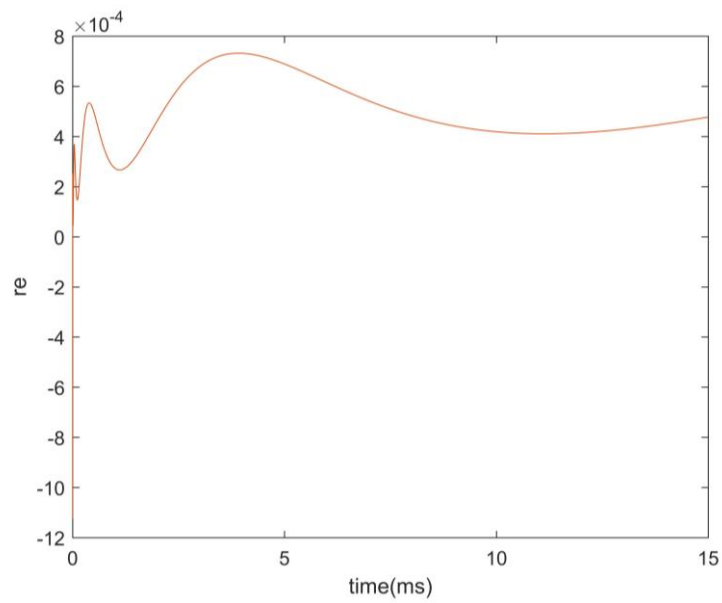


图 5-6 直流伺服电机系统故障残差

Fig.5-6 Fault - Residual Signal Of DC Servo Motor System

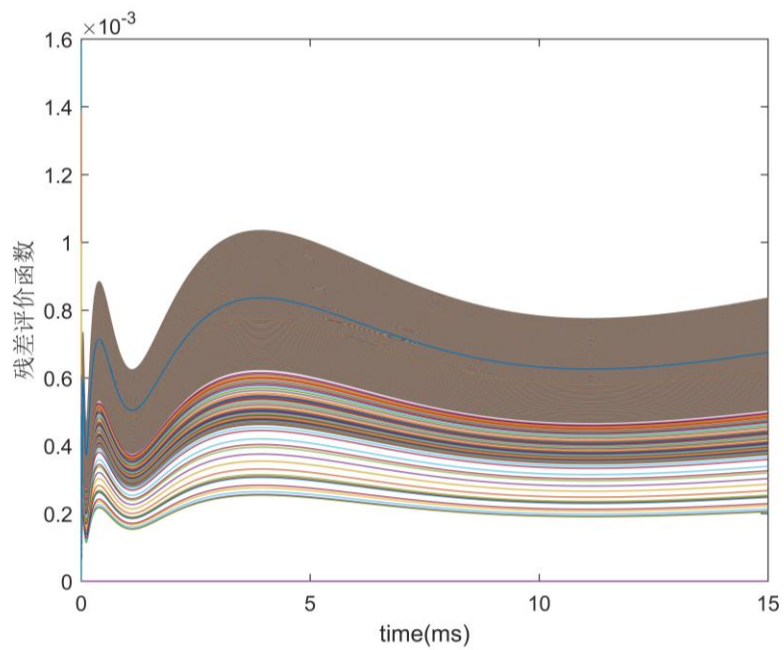


图 5-7 直流伺服电机系统故障残差评价函数

Fig.5-7 Fault Residual Evaluation Function Of DC Servo Motor System

5.4 直流伺服电机容错控制器设计

直流伺服电机参数选取在式 (5-9) (5-10) 中, 设采样周期为 $h=0.01$, 最小时延 $d_m=0.01$, 最大时延 $d_M=0.39$, 扰动信号 $w(t)=0.01$, 给定 H_∞ 性能指标的为 $\varepsilon=2$, 事件触发的参数 $\delta=0.1$ 。

根据定理 4-1, 给定失效因子 $L=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 为单位阵时, 可求得系统正常运行时的控制器增益矩阵 K_N 及事件触发条件 ϕ 分别为:

$$K_N = \begin{bmatrix} -49.3925 & -23.3584 \\ -1.3174 & -8.8134 \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{bmatrix} 0.1513 & -0.4658 \\ -0.4658 & 7.0141 \end{bmatrix} \times 10^{-5}$$

事件触发时刻与其相邻两次触发的时间差如图 5-8 所示, 在触发条件下, 共有 203 次达到触发条件进行了采样到达了采样点, 传感器总共采样 300 次, 触发的采样信号占总比为 68%, 可以看出事件触发机制减少了网络化直流伺服电机系统的带宽, 大大节省资源, 带来了经济效益。如图 5-9 所示, 为系统状态响应图, 在正常系统下, 系统是渐近稳定的。

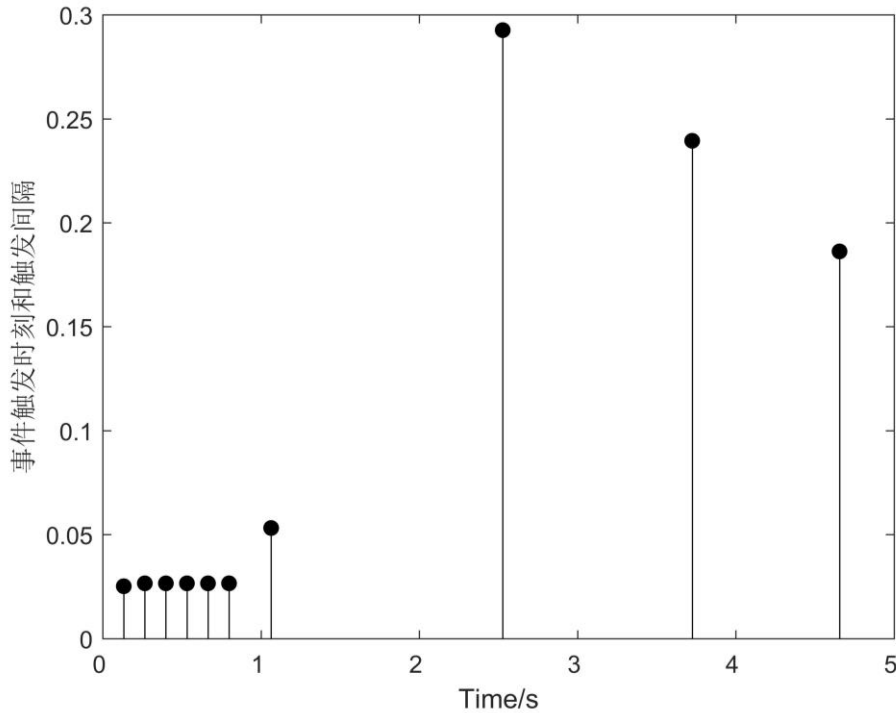


图 5-8 事件触发时刻及两次触发间隔

Fig. 5-8 Release Instants And Interval Of The Event-trigger

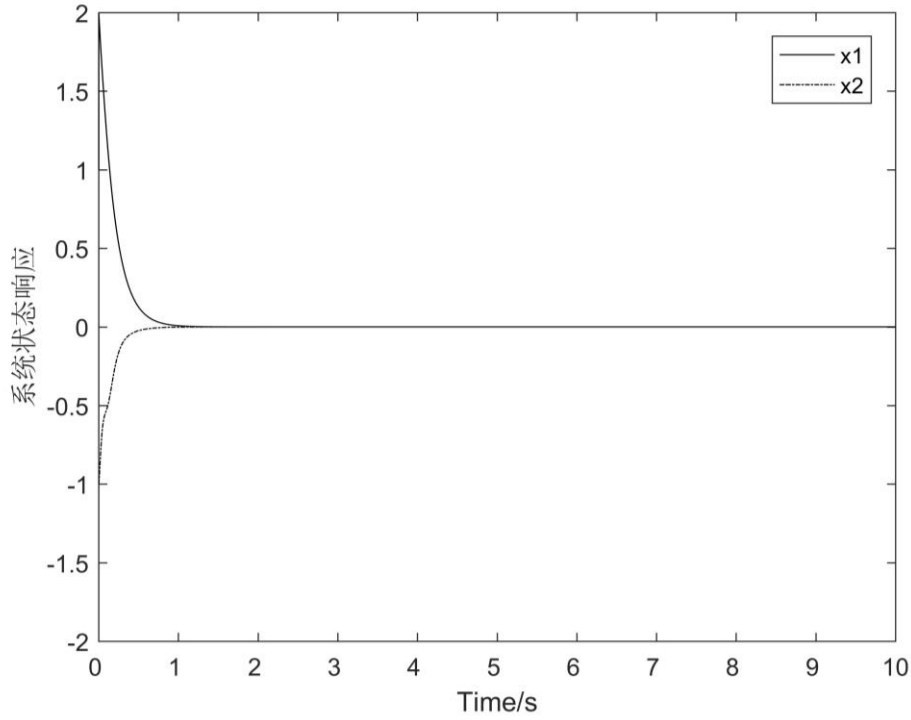


图 5-9 正常系统状态响应图

Fig. 5-9 State Response Diagram Of Normal System

给定失效因子 $L = \begin{bmatrix} 0.2 & 0 \\ 0 & 0.6 \end{bmatrix}$ ，执行器失效的情况，可求得容错控制器增益 K_p 及事件触发条件分别为：

$$K_N = \begin{bmatrix} -43.9710 & -22.7266 \\ -1.8588 & -12.7938 \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{bmatrix} 0.0312 & 0.0708 \\ 0.0708 & 1.3933 \end{bmatrix} \times 10^{-5}$$

事件触发时刻与其相邻两次触发的时间差如图 4-5 所示，在触发条件下，共有 214 次达到触发条件，到达采样点，总共有 300 个采样信号，这些采样信号占总比为 71%，因此通过事件触发方案能够有效的降低网络带宽，减少浪费，节省资源。

状态响应曲线如图 5-11 所示，在发生故障的时候，系统通过有效的容错，依旧可以渐近稳定。

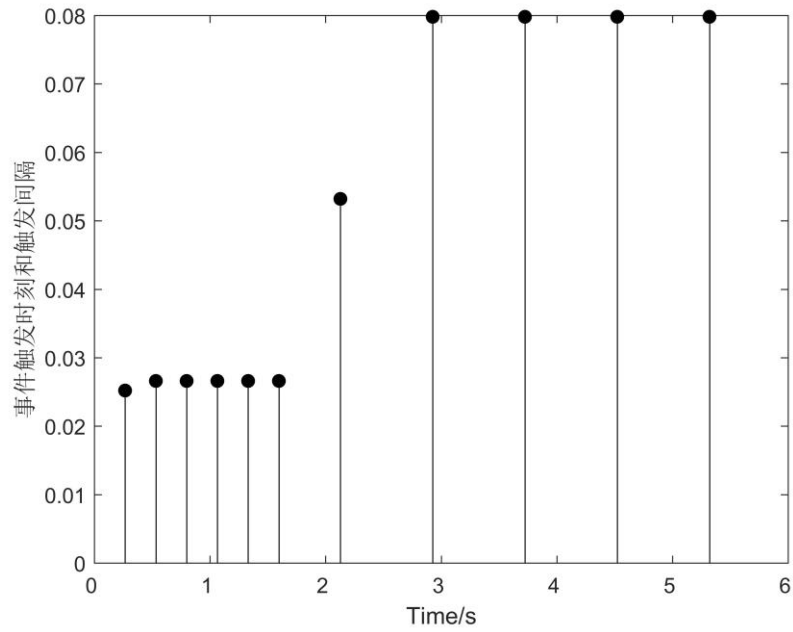


图 5-10 有故障时事件触发时刻及两次触发间隔

Fig. 5-10 Release Instants And Interval Of The Event-trigger With System Failure

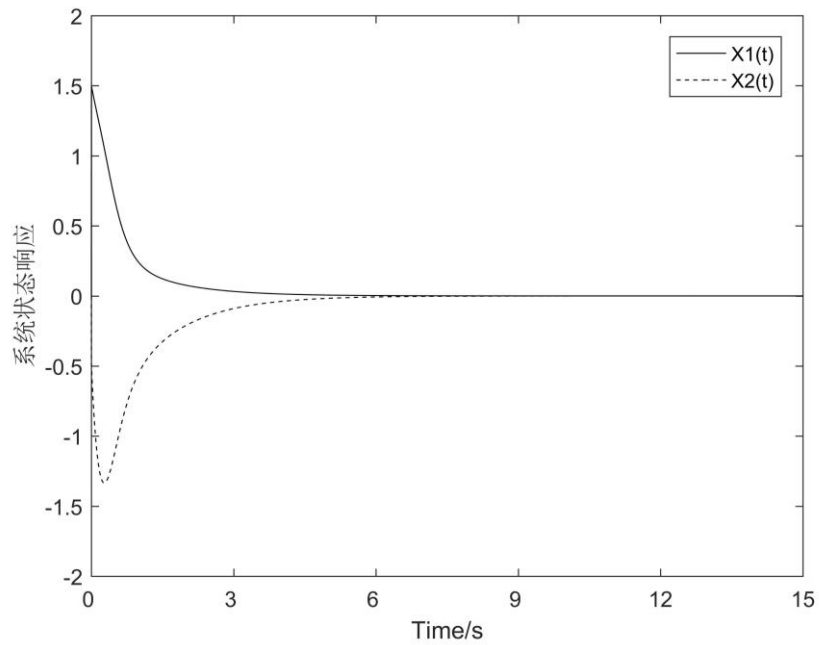


图 5-11 故障系统状态响应图

Fig. 5-11 State Response Diagram of Fault System

结论

本文主要采用采用 Lyapunov-Krasovskii (L-K) 稳定性定理、LMI 技术研究了基于事件触发机制网络控制系统故障检测观测器与容错控制器设计问题。推导出了较小保守性的全新稳定性判据和性能指标。具体工作总结如下：

1. 针对具有时变时延的线性网络控制系统，在外部存在有限能量扰动的情況下，对于执行器可能存在的未知故障，设计故障检测观测器，并且得到了系统渐近稳定的充分条件。使系统在发生执行器故障的状态下，能够及时准确的检测出故障并具有良好的扰动抑制性能。

2. 基于事件触发机制的时变时延 NCS，设计主被动混合容错控制器，并得到了网络控制系统渐近稳定的充要条件。使得系统发生故障状态下，依旧能够渐近稳定，并且具有良好的扰动抑制性能。仿真结果表明，本章所提的方法是有效的。

3. 将上述设计应用在直流伺服电机网络化控制系统中，通过直流伺服电机的参数模型仿真验证应用的可行性。

参考文献

- [1] 周东华, DING X. 容错控制理论及其应用[J]. 自动化学报, 2000, 26(6):788-797.
- [2] Walsh G C, Ye H, Bushnell L G. Stability analysis of networked control systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2002, 10(3): 438 – 446.
- [3] Heemels W P M H, Johansson K H, Tabuada P. An introduction to event-triggered and self-triggered control[C]. Decision and Control. IEEE, 2012:3270-3285.
- [4] Hong X, Ma Q, Zhou C, et al. H-infinity quantized control based on event-trigger for networked control systems[C]. Control and Decision Conference. IEEE, 2016:2325-2330.
- [5] Liu J, Yue D. Event-triggering in networked systems with probabilistic sensor and actuator faults[J]. Information Sciences, 2013, 240(10): 145-160.
- [6] 王君, 李淑真, 李炜. 基于事件触发机制的 NCS 主被动混合鲁棒 H_∞ 容错控制[J]. 信息与控制, 2017, 46(2):144-152,
- [7] 李炜, 翟鹏飞, 李亚洁. NCS 新型离散事件触发通讯与少保守性鲁棒 H_∞ 容错协同设计[J]. 系统仿真学报, 2017, 29(4):740-751.
- [8] 曹慧超, 李炜. 离散事件触发非线性网络化控制系统鲁棒容错控制[J]. 吉林大学学报(工), 2015, 45(6):1895-1905.
- [9] Zhang X M, Han Q L. Event-triggered dynamic output feedback control for networked control systems[J]. Iet Control Theory&Applications, 2014, 8(4):226-234.
- [10] Postoyan R, Tabuada P, Nešić D, et al. A Framework for the Event-Triggered Stabilization of Nonlinear Systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2015, 60(4):982-996.
- [11] Yan S, Yan H, Shi H, et al. Event-triggered H_∞ filtering for networked control systems with time-varying delay[C]. Control Conference. IEEE, 2014:5869-5874.
- [12] Zhai Y, Yan R, Liu H, et al. Event-Triggered Reliable Control in Networked Control Systems with Probabilistic Actuator Faults[J]. Mathematical Problems

- in Engineering, 2013,(2013-4-28), 2013, 2013(2013):707-724.
- [13]Liu J, Yue D. Event-triggering in networked systems with probabilistic sensor and actuator faults[J]. Information Sciences, 2013, 240(10):145-160.
- [14]刘健辰, 时光. 基于事件触发传输机制的非线性系统模糊 H_∞ 控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(9):1553-1560.
- [15]刘健辰. 事件触发通信机制下的有限频故障检测[J]. 信息与控制, 2017, 46(1):13-18.
- [16]Zhang X M, Wu M, She J H, et al. Delay-dependent stabilization of linear systems with time-varying state and input delays[J]. Automatica, 2005, 41(8):1405-1412.
- [17]Han Q L. A discrete delay decomposition approach to stability of linear retarded and neutral systems [J]. Automatica, 2009, 45(2):517-524.
- [18]Han Q L. A new delay-dependent stability criterion for linear neutral systems with norm-bounded uncertain ties in all system matrices[J]. International Journal of Systems Science, 2005, 36(8):469-475.
- [19]Min W, Yong H, She J H, et al. Delay-dependent Criteria for Robust Stability of Time-varying Delay Systems. Automatica, 2004, 40(8):1435-1439.
- [20]Park P G, Ko J W, Jeong C. Reciprocally Convex Approach to Stability of Systems with Time-varying Delays. Automatica, 2011, 47(1):235-238.
- [21]Ray A, Halevi Y. Integrated Communication and Control Systems: Part II- Design Considerations[J]. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1988, 110(4):374-381.
- [22]Daafouz J, Bernussou J. Parameter dependent Lyapunov functions for discrete time systems with time varying parametric uncertainties[J]. Systems & Control Letters, 2001, 43(5):355-359.
- [23]Han Q L. Absolute stability of time-delay systems with sector-bounded nonlinearity [J]. Automatica, 2005, 41(12):2171-2176.
- [24]Kim J H. Note on stability of linear systems with time-varying delay[J]. Automatica, 2011, 47:2118-2121.
- [25]Yang F, Guan S, Wang D. Quadratically convex combination approach to stability of T-S fuzzy systems with time-varying delay[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(7):3752-3765.
- [26]Zhu X L, Yang G H. Jensen Integral Inequality Approach to Stability Analysis

- of Continuous-time Systems with Time-varying Delay. *Iet Control Theory & Applications*, 2008, 2(6):524-534.
- [27]Seuret A, Gouaisbaut F, Wirtinger-based Integral Inequality: Application to Time-delay Systems. *Automatica*, 2013, 49(9):2860-2866.
- [28]Seuret A, Gouaisbaut F, Fridman E. Stability of systems with fast-varying delay using improved Wirtinger's inequality[C]. *Decision and Control. IEEE*, 2013:946-951.
- [29]Peng C. and Yang T. Event-triggered communication and control co-design for networked control systems[J], *Automatica*, 2013, 49, (5), pp. 1326–1332.
- [30]Hu S, Yin X, Zhang Y, et al. Event-triggered guaranteed cost control for uncertain discrete-time networked control systems with time-varying transmission delays[J]. *Iet Control Theory & Applications*, 2012, 6(18):2793-2804.
- [31]Zhang D, Han Q L, Jia X. Network-based output tracking control for T–S fuzzy systems using an event-triggered communication scheme[J]. *Fuzzy Sets & Systems*, 2015, 273(C):26-48.
- [32]谢徐欢. 非线性时滞控制系统的分析与综合[D]. 哈尔滨理工大学. 2017.
- [33]Wu Y, Dong J, Li X J, et al. A new fault detection observer scheme for T-S fuzzy systems with unmeasurable variables[C] *World Congress on Intelligent Control and Automation*. 2016:120-125.
- [34]Gao Z, Shi X, Ding S X. Fuzzy State/Disturbance Observer Design for T–S Fuzzy Systems With Application to Sensor Fault Estimation[J]. *IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics Part B Cybernetics a Publication of the IEEE Systems Man & Cybernetics Society*, 2008, 38(3):875-80.
- [35]蒋栋年, 李炜. 基于数据驱动残差评价策略的故障检测方法[J]. *控制与决策*, 2017, 32(07):1181-1188
- [36]程昊宇, 董朝阳, 马奥家, 王青. 网络控制系统有限频域故障检测和容错控制[J]. *北京航空航天大学学报*, 2017, 43(03):524-532.
- [37]Dang T V, Wang W J, Huang C H, et al. Observer synthesis for the T-S fuzzy system with uncertainty and output disturbance[J]. *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems Applications in Engineering & Technology*, 2011, 22(4):173-183.
- [38]Li L, Ding S X, Qiu J, et al. Fuzzy Observer-Based Fault Detection Design

- Approach for Nonlinear Processes[J]. IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics Systems, 2017, 47(8):1941-1952.
- [39] 朱芳来, 侯永建, 杨俊起. 非线性切换系统基于观测器的容错控制器设计[J]. 控制与决策, 2017, 32(10):1855-1862.
- [40] Jiang B, Zhang K, Shi P. Integrated Fault Estimation and Accommodation Design for Discrete-Time Takagi-Sugeno Fuzzy Systems With Actuator Faults[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2011, 19(2):291-304.
- [41] Chen Y, Lu W. Fault detection filter design for networked control system with network delay[C]. Control and Decision Conference. IEEE, 2013:3962-3967.
- [42] Wu K, Zhang Z, Sun C. Disturbance-observer-based output feedback control of non-linear cascaded systems with external disturbance[J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(6):738-744.
- [43] Han W, Wang Z, Shen Y, et al. L_∞ Observer for Uncertain Linear Systems[J]. Asian Journal of Control, 2018(6).
- [44] 钱华明, 富振铎, 宁秀丽等. 基于 LMI 的 H_-/H_∞ 故障检测观测器设计[J]. 宇航学报, 2012, 33(12):1747-1756.
- [45] 刘聪, 钱坤, 李颖晖等. 基于 LMI 的一体化鲁棒主动容错控制器设计[J]. 控制与决策, 2018, v.33(01):56-62.
- [46] He G, Liu Y, Zhang J, et al. Observer-based fault estimation and robust tolerant control for Takagi-Sugeno systems: An LMI approach[C]. Control Conference. IEEE, 2016:5819-5824.
- [47] 曹慧超, 李炜. 执行器饱和和网络化控制系统鲁棒容错控制研究[J]. 计算机仿真, 2015, 32(10):389-397.
- [48] 王佳伟, 沈毅, 王振华. 切换系统的同时故障估计与容错控制[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(1):85-92.
- [49] 俞立. 鲁棒控制—线性矩阵不等式处理方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [50] Yu H, Duan G R. LMIs in Control Systems[M]. Taylor & Francis Usa, 2013.
- [51] 齐晓妹. 网络控制系统的鲁棒故障检测与容错控制方法研究[D]. 山东大学, 2012.
- [52] Frank P M, Ding X. Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems[J]. Journal of Process Control, 1997, 7(6):403-424.

- [53] 宋娟. 具有时变执行器故障的网络控制系统的容错控制[J]. 航天控制, 2016(5):3-8.
- [54] 孙敏. 时变时延网络控制系统的研究[D]. 哈尔滨理工大学, 2017.
- [55] 赵峻. 基于学习方法的非线性系统主动容错控制研究[D]. 中国矿业大学, 2010.
- [56] Yang F, Zhang H, Jiang B, et al. Adaptive reconfigurable control of systems with time - varying delay against unknown actuator faults[J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 2015, 28(11):1206-1226.
- [57] 伍彩云. 切换系统的模型参考自适应状态跟踪控制[D]. 东北大学. 2014.
- [58] 曾家有, 陈洁, 赵红超. 自适应变结构控制的切换函数研究[J]. 航天控制, 2004, 22(4):57-61.
- [59] 王季秩, 曲家骐. 执行电动机[M]. 机械工业出版社, 1997.
- [60] 胡生俊. 网络环境下直流伺服电机控制问题的研究[D]. 南京邮电大学. 2016.

攻读学位期间发表的学术论文

1 发表论文和专利

- [1] 黄玲,毛毳. 一种具有模式响应的智能监控系统. 申请号. 201811000842.1
- [2] 毛毳,黄玲. 网络控制系统故障检测观测器设计. 控制工程

致谢

本文是在导师黄玲教授的悉心指导下完成的，在研究生的学习生涯中，黄老师指导我学习的方法、独立思考的方式、解决问题的途径。在课题研究及生活方面给了我极大的关怀和帮助。黄老师理论知识渊博，经验丰富、勇于创新的科研精神深深地影响着我，使我受益匪浅，终身难忘。在此向尊敬的黄老师表示衷心的感谢和崇高的敬意！

本课题的选择、试验设计和论文资料的收集及撰写，与导师和同学们的耐心帮助是分不开的。在设计过程中，使论文得到不断的改进。还要感谢实验室全体老师和同学的帮助，在此向他们表示诚挚的谢意。

感谢自动化学院各位老师所付出的指导和帮助。感谢我的父母在生活上关爱有加，在精神上给我的鼓励和激励。