

DOI: 10.13382/j.jemi.2016.11.002

多路径的无线网络控制系统镇定性研究*

张浩 彭晨 孙洪涛

(上海大学 机电工程与自动化学院 上海 200072)

摘要:研究了多路径传输环境下具有不确定时延的无线网络控制系统稳定性问题。首先采用了一种新方法把不同状态的网络时延信息分离出来,系统中传感器采用时间驱动,执行器和控制器均采用事件驱动方式。假设网络时延小于采样周期,利用不确定理论将无线网络控制系统建模为一类具有多时延的不确定线性离散系统;基于 Lyapunov 方法,给出了闭环系统稳定的充分条件,并采用线性矩阵不等式技术求出状态反馈控制律;仿真实例验证了该方法的正确性和有效性。

关键词:无线网络控制系统;多径传输;多时延;不确定

中图分类号: TN925.2; TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Stabilization analysis of wireless networked control system with multi-path channels

Zhang Hao Peng Chen Sun Hongtao

(School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In this paper, the stability for wireless networked control system with the uncertain delay under multipath transmission environment is investigated. Firstly, the network delay of different state is separated by a new method. Suppose that the sensor node is time-driven, the executor and the controller are event-driven, and the network delay is less than one sampling period, the wireless networked control system is modeled as uncertain linear discrete system with multi-delay based on the uncertainty theory. Then the sufficient condition of stability for closed-loop system is proposed based on the Lyapunov functional approach and the state feedback controller is obtained based on the linear matrix inequality technology. Finally, the simulation results verify the accuracy and validity of the method proposed in this paper.

Keywords: wireless networked control systems; multipath propagation; multi-delay; uncertainty

1 引言

随着信息技术的发展以及通信网络在控制领域的广泛应用,使得传统的控制系统逐步向着网络化的方向发展,形成了网络控制系统(network control systems, NCS)。NCS是指利用通信网络将分布在不同地理位置上的传感器、控制器和执行器连接起来形成的闭环控制系统^[1]。与传统的点对点控制系统相比,网络控制系统结构具有易实现、

灵活性高、便于维护、可实现信息资源共享等优点,因此被广泛应用于远程医疗、智能交通、航空航天、国防军事等各种控制领域。但是由于通信网络带宽的局限、多路径传输、网络拥塞等因素的影响,导致信号在网络的传输过程中会不可避免地产生网络延迟,也即网络诱导时延(network induced delay)^[2-3]。另外,在控制系统中对数据信息进行编码、计算、解码的处理过程也会带来时延。由于网络拓扑结构的不同、网络传输路径的不同、网络

收稿日期: 2016-07 Received Date: 2016-07

* 基金项目:国家自然科学基金(61273114)、上海市科委科研创新基金(V. 10-0109-14-019)、上海市科委专项基金(B. 10-0109-14-201)资助项目

传输速率等因素的影响,使得网络诱导时延有多种情况,包括固定时延、随机时延、不确定时延。

NCS 中无论采用有线还是无线的通信方式,时延对系统性能的影响均不可忽视。针对时延问题,文献[4]较早地对其进行了研究,不同的时延通过选择矩阵被分离出来。文献[5]研究了线性离散系统在输入受限和时延具有不确定性的条件下系统的半全局稳定性,并给出了时延上界,但是仅仅考虑了时延的不确定性而并未考虑不同信道的时延是不同的这一问题。文献[6]研究了 N 维系统每一个状态的时延问题,并利用了拉普拉斯变换的方法对时延进行了变换求解,但是不能在无线网络控制系统中得到很好的运用。文献[7]研究了基于观测器的不确定时变时延网络控制系统,其利用矩阵理论把不确定时延建立成了不确定参数的网络控制系统。相比于文献[5],加入了不确定时延的时变性,但是没有考虑多路径传输问题,并不适用于无线网络控制系统。

针对无线网络控制系统 (wireless networked control system, WNCS) [8-10] 中多路径传输环境下时延不确定的问题,本文建立了具有不确定参数的线性离散模型。利用线性矩阵不等式技术设计了状态反馈控制器,使闭环无线网络控制系统稳定。相比文献[4],本文在考虑多路径传输下采用了一种新的离散方法,更好地反映了不同状态的时延信息;与文献[5-7]相比,本文考虑了 WNCS 不同路径下时延不确定的特性,但是不需要知道不同路径时延的统计规律,更符合实际的无线网络控制系统。对于时延固定、不同路径的时延特性相同的情况,相应的结果可以视为本文的特殊情况分析。

2 问题描述

在无线网络远距离控制系统的数据传输过程中,信号的多径传输方式不可避免,传输过程中如果遇到不同的物体带来的反射或者折射就会导致不同路径传输的信号到达接收端的时间会互不相同且具有不确定性,也就是不同路径的数据传播时延具有不确定性^[11-12]。如图 1 所示,WNCS 中由传感器对被控对象进行采样得到的不同状态信息分别由不同的路径传输到控制器端,然后得到的控制信息也是由不同的路径传输到执行器端。系统状态信息在这个传播的过程中必然会出现上述

所说的无线网多路径传输所带来的时延不一致性和不确定性。

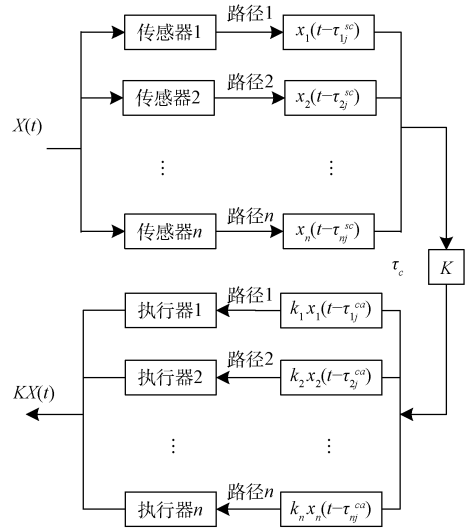


图 1 WNCS 多路径传输结构
Fig. 1 The structure of WNCS multipath transmission

图中 x_i 为被控对象的状态,由于无线网络多径传输的特性,用 τ_{ij}^{sc} , τ_{ij}^{ca} 分别表示不同路径中传感器到控制器的时延以及控制器到执行器的时延, τ_c 表示计算时延,但是由于在实际控制系统中 τ_c 相对于 τ_{ij}^{sc} 和 τ_{ij}^{ca} 很小,所以一般将其合并在上述两个时延中。为了更好地研究不同路径传输带来的不同路径的时延不确定性对控制系统的影响,本文做出如下假设^[13]。

1) 传感器节点由时间驱动,以固定的采样周期 $T(T > 0)$ 对被控对象进行采样并将数据包发送到网络中。

2) 控制器节点以及执行器节点均为事件驱动,采样数据和控制量到达时刻分别对其进行相应地计算输出和执行动作。

3) 不考虑计算时延,即总时延为 $\tau_{ij} = \tau_{ij}^{sc} + \tau_{ij}^{ca}$,另外也不考虑数据包丢失的情况。

4) 无线网络多路径传输导致不同路径的传输时延具有不确定性,同时多路径传输的特性使得不同路径的时延范围互不相同,即路径 i 上的时延 τ_{ij} 满足 $0 \leq \alpha_i \leq \tau_{ij} \leq \beta_i \leq T$ 。

3 模型建立与稳定性分析

本文考虑带有时延不确定的线性时不变系统,

被控对象的状态方程描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n] \in R^n$ 为被控对象状态, $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_p]$ 为控制输入, $\mathbf{Y} \in R$ 为控制系统输出, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 为适当维数的常系数矩阵, τ_{ij} 表示路径 i 的不确定时延。

在无线网络控制系统中,不同信道的传输时延之间是互不相同的,同时也是不确定的。为了更好地表示出不同信道的传输状态,给出如下定义。

定义 1 由于不同路径的时延对状态信息的影响互不相同,某路径的状态时延仅对系统矩阵中的对应元素有影响,所以通过选择矩阵 \mathbf{A}_i 把系统的不同状态进行分离出来^[3],定义对角阵 \mathbf{A}_i 为:

$$\mathbf{A}_i = \text{diag}[\delta_1 \quad \delta_2 \quad \dots \quad \delta_n], i = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

如果第 i 条信道的时延被确定,则有:

$$\delta_i = \begin{cases} 1, & \text{第 } i \text{ 条信道被选择} \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (3)$$

在数字化系统中多是离散信号更适合一般情况,所以对系统(1)进行离散化可得到如下离散化状态方程:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \mathbf{G}_d \mathbf{X}(k) + \\ &\sum_{i=1}^n \int_{t_k}^{t_k+T} \mathbf{A}_i e^{(t_k+T-\tau)} \mathbf{B}\mathbf{u}(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (4)$$

根据网络控制系统的信号时序可知:

$$\mathbf{u}(t) = \begin{cases} \mathbf{u}_{k-1}, & t_k < t \leq t_k + \tau_{ij}, \\ \mathbf{u}_k, & t_k + \tau_{ij} < t \leq t_{k+1} + T, \end{cases}$$

所以无线网络的广义被控对象的离散时间模型为:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k+1) &= \mathbf{G}_d \mathbf{X}(k) + \mathbf{H}_{d0}(\tau_{ij}) \mathbf{u}(k) + \\ &\mathbf{H}_{d1}(\tau_{ij}) \mathbf{u}(k-1) \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{G}_d = e^{AT}$, $\mathbf{H}_{d0}(\tau_{ij}) = \sum_{i=1}^n \int_0^{T-\tau_{ij}} \mathbf{A}_i e^{At} \mathbf{B} dt$,

$\mathbf{H}_{d1}(\tau_{ij}) = \sum_{i=1}^n \int_0^{T-\tau_{ij}} \mathbf{A}_i e^{At} \mathbf{B} dt$;很明显式中 $\mathbf{H}_{d0}(\tau_{ij})$ 和 $\mathbf{H}_{d1}(\tau_{ij})$ 是时变的,为了方便的设计控制器,对上述模型作进一步的变形。

1) 若 \mathbf{A} 仅含有 n 个互异的特征根时

根据矩阵理论的相关知识易知^[14],当 \mathbf{A} 仅含有 n 个互异的特征根时,其可以进行对角化为 $\mathbf{A} = \mathbf{M}\text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)\mathbf{M}^{-1}$,其中 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ 为

矩阵 \mathbf{A} 的特征值,且 $\mathbf{M} = [m_1, m_2, \dots, m_n]$ 为矩阵 \mathbf{A} 的特征向量组成的矩阵。为了不失一般性,此处设 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ 均不为 0。因此有: $\mathbf{H}_{d0}(\tau_{ij}) =$

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^n \int_0^{T-\tau_{ij}} \mathbf{A}_i e^{At} \mathbf{B} dt = \sum_{i=1}^n \int_0^{T-\tau_{ij}} \mathbf{A}_i e^{\mathbf{M}\text{diag}(e^{\lambda_1 t}, e^{\lambda_2 t}, \dots, e^{\lambda_n t})\mathbf{M}^{-1}} \mathbf{B} dt = \\ &\mathbf{M}\text{diag}\left(\int_0^{T-\tau_{ij}} e^{\lambda_1 t} dt, \int_0^{T-\tau_{ij}} e^{\lambda_2 t} dt, \dots, \int_0^{T-\tau_{ij}} e^{\lambda_n t} dt\right)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} = \\ &\mathbf{B}_0 + \mathbf{M}\text{diag}\left(\frac{1}{\lambda_1} e^{\lambda_1(T-\tau_{ij})}, \frac{1}{\lambda_2} e^{\lambda_2(T-\tau_{ij})}, \dots, \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n(T-\tau_{ij})}\right)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B}_0. \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{M}\text{diag}\left(-\frac{1}{\lambda_1}, -\frac{1}{\lambda_2}, \dots, -\frac{1}{\lambda_n}\right)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B}$, 且 $\mathbf{M}\text{diag}\left(\frac{1}{\lambda_1} e^{\lambda_1(T-\tau_{ij})}, \frac{1}{\lambda_2} e^{\lambda_2(T-\tau_{ij})}, \dots, \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n(T-\tau_{ij})}\right)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} = \mathbf{M}\text{diag}\left(\frac{1}{\lambda_1} e^{\lambda_1 \alpha_1}, \frac{1}{\lambda_2} e^{\lambda_2 \alpha_2}, \dots, \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n \alpha_n}\right) \times \text{diag}(e^{\lambda_1(T-\tau_{ij}-\alpha_1)}, e^{\lambda_2(T-\tau_{ij}-\alpha_2)}, \dots, e^{\lambda_n(T-\tau_{ij}-\alpha_n)})$

$$\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} = \mathbf{D}\mathbf{F}(\tau_{ij})\mathbf{E}_0.$$

即 $\mathbf{H}_{d0}(\tau_{ij}) = \mathbf{B}_0 + \mathbf{D}\mathbf{F}(\tau_{ij})\mathbf{E}$, 其中 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 的取值要使得 $\mathbf{F}^T(\tau_{ij})\mathbf{F}(\tau_{ij}) \leq \mathbf{I}$, 则

$$e^{\lambda_i(T-\tau_{ij}-\alpha_i)} \leq 1, \lambda_i(T-\tau_{ij}-\alpha_i) \leq 0 \quad (6)$$

由于无线网络中信号在进行传输时,不同路径对信号的时延界限约束互不相同,可以把 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ 看成是不同路径对时延界限的约束,所以有:

$$\begin{cases} T - \alpha_i \leq \tau_{ij} \leq T, & \lambda_i \geq 0 \\ 0 \leq \tau_{ij} \leq T - \alpha_i, & \lambda_i < 0 \end{cases} \quad (7)$$

同理可以对 $\mathbf{H}_{d1}(\tau_{ij})$ 进行变形得到 $\mathbf{H}_{d1}(\tau_{ij}) = \mathbf{B}_1 - \mathbf{D}\mathbf{F}(\tau_{ij})\mathbf{E}$, 其中:

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{M}\text{diag}\left(\frac{1}{\lambda_1} e^{\lambda_1 T}, \frac{1}{\lambda_2} e^{\lambda_2 T}, \dots, \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n T}\right)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} \quad (8)$$

2) 若 \mathbf{A} 含有 0 特征值和重根时

当系数矩阵 \mathbf{A} 含有 0 特征值和重根的情况下,为了不失一般性,设矩阵 \mathbf{A} 具有一个 0 特征值和一个 s 重特征值 λ^* ,其他特征值均是非 0 互异特征值,也就是说满足 $\mathbf{A} = \mathbf{M}\text{diag}(0, \mathbf{L}_1, \mathbf{L}_2)\mathbf{M}$ 成立。其中 \mathbf{L}_1 为与系数矩阵 \mathbf{A} 的 s 重特征值 λ^* 对应的约当块, \mathbf{L}_2 是由系数矩阵 \mathbf{A} 的 $n-s-1$ 个互异特征值 $\lambda_{s+2}, \lambda_{s+3}, \dots, \lambda_n$ 组成的对角矩阵块。按照同样的方法通过计算可以得到:

$$\mathbf{B}_0 = \mathbf{M}\text{diag}(T, \hat{\mathbf{L}}_1, \hat{\mathbf{L}}_2)\mathbf{M}^{-1}\mathbf{B} \quad (9)$$

式中:

$$\hat{L}_1 = \begin{cases} \begin{bmatrix} -\frac{1}{\lambda^*} \\ \frac{1}{\lambda^{*2}} & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots \\ (-1)^r \frac{1}{\lambda^{*r}} & \cdots & \frac{1}{\lambda^{*2}} & -\frac{1}{\lambda^*} \end{bmatrix}, \lambda^* \neq 0 \\ \text{diag}(T, \dots, T), \quad \lambda^* = 0 \end{cases}$$

$$\hat{L}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\lambda_{s+2}} & & \\ & \ddots & \\ & & -\frac{1}{\lambda_n} \end{bmatrix} \circ$$

$$B_1 = M \text{diag}(0, \bar{L}_1, \bar{L}_2) M^{-1} B \quad (10)$$

$$D = M \text{diag}(\alpha_1, N, \frac{1}{\lambda_{s+2}} e^{\lambda_{s+2} T}, \dots, \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n T}),$$

$$\bar{L}_1 = \begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda^*} e^{\lambda^* T} \\ \frac{1}{\lambda^{*2}} (\lambda^* T - 1) e^{\lambda^* T} & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots \\ \frac{1}{\lambda^{*s}} \sum_{k=1}^s (-1)^{k-1} \frac{(\lambda^* T)^{s-k}}{(s-k)!} e^{\lambda^* T} \cdots \frac{1}{\lambda^{*2}} (\lambda^* T - 1) e^{\lambda^* T} \frac{1}{\lambda^*} e^{\lambda^* T} \end{bmatrix}, \lambda^* \neq 0 \\ \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T^2}{2} & \ddots \\ \vdots & \ddots & \ddots \\ \frac{T^r}{s!} & \cdots & \frac{T^2}{2} & 0 \end{bmatrix}, \lambda^* = 0 \end{cases}$$

$$\bar{L}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_{s+2}} e^{\lambda_{s+2} T} & & \\ & \ddots & \\ & & \frac{1}{\lambda_n} e^{\lambda_n T} \end{bmatrix} \circ$$

其中 $\alpha_1 > \tau_k$; $\alpha_i, i = s+2, \dots, n$ 的取值使得 $e^{\lambda_i(T-\tau_{ij}-\alpha_i)} \leq 1$; $N \in R^{r \times r}$ 为对角可逆矩阵, 且使得

$$\bar{L}_2 = \begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda^*} e^{\lambda^*(T-\tau_{1j})} & & & \\ \frac{1}{\lambda^{*2}} (\lambda^*(T-\tau_{2j}) - 1) e^{\lambda^*(T-\tau_{2j})} & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ \frac{1}{\lambda^{*r}} \sum_{i=1}^r (-1)^{i-1} \frac{[\lambda^*(T-\tau_{ij})]^{r-i}}{(r-i)!} e^{\lambda^*(T-\tau_{ij})} & \cdots & \frac{1}{\lambda^{*2}} (\lambda^*(T-\tau_{2j}) - 1) e^{\lambda^*(T-\tau_{2j})} & \frac{1}{\lambda^*} e^{\lambda^*(T-\tau_{1j})} \end{bmatrix}, \lambda^* \neq 0 \\ \begin{bmatrix} -\tau_{1j} & & & \\ \frac{(T-\tau_{2j})^2}{2} & \ddots & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ \frac{(T-\tau_{2j})^r}{r} & \cdots & \frac{(T-\tau_{2j})^2}{2} & -\tau_{1j} \end{bmatrix}, \lambda^* = 0 \end{cases}$$

$$F(\tau_{ij}) = \text{diag}(-\frac{\tau_{1j}}{\alpha_1}, N^{-1} \bar{L}_2, e^{\lambda_{s+2}(T-\tau_{(s+2)j}-\alpha_{s+2})}, \dots, e^{\lambda_n(T-\tau_{nj}-\alpha_n)}), E = M^{-1} B$$

综合以上两种情况的变形推导可知, 广义被控对象的离散时间模型可以转化为:

$$X(k+1) = G_d X(k) + (B_0 + DF(\tau_{ij})E)u(k) + (B_1 - DF(\tau_{ij})E)u(k-1) \quad (11)$$

为了便于书写, 如果没有特殊说明, 则本文令 $F = F(\tau_{ij})$, 且系统 (11) 中的状态均是可测的。

本文的研究目的是针对在多路径传输情况下具有不同路径时延互不相同且不确定性的离散系

统(11)设计使得闭环系统稳定的状态反馈控制律:

$$u(k) = K\hat{X}(k) \quad (12)$$

式中: $\hat{X}(k)$ 为控制器端的输入, 所以根据离散控制系统(11)以及状态反馈控制律(12)可以得到闭环系统方程:

$$X(k+1) = G_d X(k) + (B_0 K + DFEK) X(k) + (B_1 - DFEK) X(k-1) \quad (13)$$

在证明闭环离散的网络化控制系统(13)稳定前, 首先给出以下两个重要的引理。

引理 1 (Schur 补)^[15] 对给定的对称矩阵

$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$, 其中 S_{11} 是 $r \times r$ 维的。以下 3 个条件是等价的。

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

引理 2^[16] 对给定的适当维数的矩阵 Y 、 D 和 E , 其中 Y 是对称的, 则:

$$Y + DFE + E^T F^T D^T < 0$$

对所有满足 $F^T F \leq I$ 的矩阵 F 成立, 当且仅当存在一个常数 $\varepsilon > 0$, 使得:

$$Y + \varepsilon DD^T + \varepsilon E^T E < 0$$

定理 1 对于离散系统(11), 通过给该系统设计状态反馈控制律(12), 若存在正定矩阵 P 、 Q 和标量 $\varepsilon > 0$, 以及反馈控制律 K 满足下列矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} \varepsilon DD^T - P^{-1} & G_d + B_0 K & B_1 K & 0 \\ (G_d + B_0 K)^T & -P + Q & 0 & (EK)^T \\ (B_1 K)^T & 0 & -Q & (-EK)^T \\ 0 & EK & -EK & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (14)$$

则该闭环系统(13)是渐进稳定的。

证选取 $V(X_k) = X^T(k)PX(k) + X^T(k-1)QX(k-1)$, 式中: P 、 Q 为对称正定矩阵, 显然满足 $V(X_k) > 0$ 。

所以有 $\Delta V(X_k) = V(X_{k+1}) - V(X_k) = X^T(k+1)PX(k+1) + X^T(k)QX(k) - X^T(k)PX(k) - X^T(k-1)QX(k-1)$ 。

将式(13)代入上式得到

$$\begin{aligned} \Delta V(X_k) = & [X^T(k)G_d^T + X^T(k)(B_0 K + DFEK)]^T + \\ & X^T(k-1)(B_1 K - DFEK)^T] P [G_d X(k) + (B_0 K + \\ & DFEK)X(k) + (B_1 K - DFEK)X(k-1)] + \\ & X^T(k)QX(k) - X^T(k)PX(k) - X^T(k-1)QX(k-1) = \\ & X^T(k)(G_d + B_0 K + DFEK)^T P(G_d + B_0 K + \\ & DFEK)X(k) + X^T(k)(G_d + B_0 K + DFEK)^T P(B_1 K - \\ & DFEK)X(k-1) + X^T(k-1)(B_1 K - DFEK)^T P(G_d + \\ & B_0 K + DFEK)X(k) + X^T(k-1)(B_1 K - \\ & DFEK)^T P(B_1 K - DFEK)X(k-1) + X^T(k)QX(k) - \\ & X^T(k)PX(k) - X^T(k-1)QX(k-1) = (X^T(k), X^T(k-1)) \Xi (X(k), X(k-1))^T \end{aligned}$$

式中:

$$\Xi = \begin{bmatrix} \Phi^T P \Phi - P + Q & \Phi^T P \Omega \\ \Omega^T P \Phi & \Omega^T P \Omega - Q \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\Phi = G_d + B_0 K + DFEK, \Omega = B_1 K - DFEK$$

其中由引理 1 可得式(15)等价于

$$\Xi = \begin{bmatrix} -P^{-1} & \Phi & \Omega \\ \Phi^T & -P + Q & 0 \\ \Omega^T & 0 & -Q \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} -P^{-1} & G_d + B_0 K & B_1 K \\ (G_d + B_0 K)^T & -P + Q & 0 \\ (B_1 K)^T & 0 & -Q \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F [0 \quad EK \quad -EK] + [0 \quad EK \quad -EK]^T F^T \begin{bmatrix} D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T。$$

再由引理 2 和引理 1 可得上式等价于

$$\begin{bmatrix} -P^{-1} & G_d + B_0 K & B_1 K \\ (G_d + B_0 K)^T & -P + Q & 0 \\ (B_1 K)^T & 0 & -Q \end{bmatrix} + \varepsilon \begin{bmatrix} D \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [D^T]^T +$$

$$\varepsilon^{-1} [0 \quad EK \quad -EK]^T [0 \quad EK \quad -EK] =$$

$$\begin{bmatrix} \varepsilon DD^T - P^{-1} & G_d + B_0 K & B_1 K & 0 \\ (G_d + B_0 K)^T & -P + Q & 0 & (EK)^T \\ (B_1 K)^T & 0 & -Q & (-EK)^T \\ 0 & EK & -EK & -\varepsilon I \end{bmatrix}。$$

由定理 1 可得, $\Xi < 0$, 闭环系统(13)稳定。

证毕。

推论 对于定理 1 所描述的闭环系统条件, 如果存在对称正定矩阵 Γ 、 Q 和标量 $\varepsilon > 0$, 使得:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon DD^T - \Gamma & G_d \Gamma + B_0 R & B_1 R & 0 \\ \Gamma G_d^T + R^T B_0^T & -\Gamma + \Gamma Q \Gamma & 0 & R^T E^T \\ R^T B_1^T & 0 & -\Gamma Q \Gamma - R^T E^T \Gamma & \\ 0 & ER & -ER & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (16)$$

则闭环系统是渐进稳定的。

对式 (14) 的左右两端同时乘以对角阵 $\text{diag}(I, P^{-1}, P^{-1}, I)$, 并令 $\Gamma = P^{-1}$, $R = K\Gamma$ 即可得到式 (16)。由式 (16) 可以求解状态反馈控制律为:

$$K = \Gamma^{-1} R = PR \quad (17)$$

4 仿真实例

在直流电动机控制系统中, 直流电机一般包含 3 个组成部分: 磁极、电枢和电刷。磁极是电机的定子部分, 由磁铁 N-S 级组成。电枢是电机转子的一部分, 为表面上绕有线圈的圆柱形铁心, 线圈与换向片焊接在一起。电刷是电机定子的一部分, 当电枢转动时, 电刷交替地与换向片接触在一起。利用电枢电流对直流电机的输出速度的控制称为直流电机的电枢控制。本文研究的无线网络控制系统适合用于利用无线网络通讯的直流电机的电枢控制系统。对于直流电机, 选取电枢电流、转子转角以及转子角速度分别为控制系统的 3 个状态变量, 建立直流电机电枢控制系统的初始状态空间模型, 代入直流电机参数并经标准化变换后得到如下状态空间方程:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 2 & -3 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -2 \end{bmatrix} u \quad (18)$$

令系统的初始状态为 $X_0 = [1 \quad -2 \quad 1.5]^T$, 系统的采样时间为 $T = 0.5 \text{ s}$, 由于本文研究的时延小于采样周期, 则分别选取 3 个状态时延为 $\alpha_1 = T/2$ 、 $\alpha_2 = T/3$ 、 $\alpha_3 = T/4$, 根据式 (7) 可以得到每一条路径的时延范围分别为 $\tau_{1j} \in [T/2, T]$ 、 $\tau_{2j} \in [0, 2T/3]$ 、 $\tau_{3j} \in [3T/4, T]$, 并且是时变的。则系统的离散时间模型为 $X(k+1) = G_d X(k) + H_{d0}(\tau_{ij}) u(k) + H_{d1}(\tau_{ij}) u(k-1)$, 经过

相应计算可以得到 $G_d = \begin{bmatrix} 1 & 0.0101 & 0 \\ 0 & 1.0101 & 0 \\ 0 & 0.0198 & 0.9704 \end{bmatrix}$,

$$B_0 = \begin{bmatrix} -1.01 \\ -1 \\ -1.3333 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1.0101 \\ 1.0101 \\ 1.3137 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 0.0033 & 0 & 0.67 \\ 0 & 0 & 0.67 \\ 0 & -0.33 & 0.335 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} -1 \\ -2.5 \\ 1.5 \end{bmatrix}.$$

利用 MATLAB 中的 LMI 工具箱^[17], 同时根据式 (16) 可以得出系统的状态反馈控制律为 $K = [-0.0935 \quad -1.5731 \quad 0.1948]$, 则通过仿真可以绘出系统的状态响应曲线, 如图 2 所示。

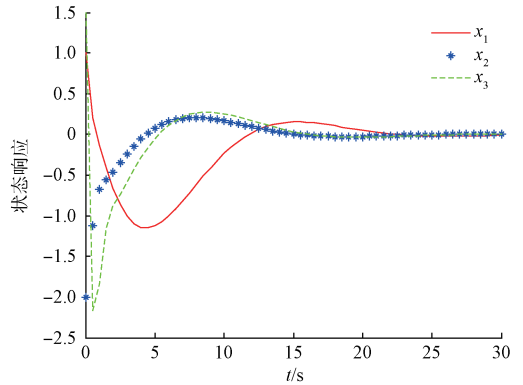


图 2 闭环系统的状态响应曲线
Fig. 2 State response curve of the closed-loop system

该实例是对于利用无线网络通讯的直流电机电枢控制系统带有多路径时延的情况下, 给该系统设计状态反馈控制器。给定系统的初始状态 $X_0 = [1 \quad -2 \quad 1.5]^T$, 由图 2 可以看出, 经过 25 s 后设计的状态反馈控制器使得带有不同信道不确定时延的控制系统的 3 个状态变量能够逐渐趋于稳定, 即能够使得闭环系统稳定, 所以验证了本文针对无线网络多路径传输带来的多时延问题所提出方法的有效性。

5 结 论

本文研究了具有多路径传输环境下多时延不确定的无线网络控制系统稳定性。针对无线网络控制系统的时延稳定性问题, 前人的研究多是时延固定或者不确定的情况, 且并未考虑状态分量之间时延的不同。由于无线网络控制系统信号传输方式是多径传输, 所以本文考虑了 WNCs 信号远距离传输时不同路径下不同状态分量间的传输时延不

确定性问题。利用不确定理论把无线网络控制系统建模为一个具有多时延的不确定参数系统,设计了状态反馈控制律以保证闭环系统稳定,并给出了系统稳定的充分条件。最后给出仿真实例,验证了本文提出方法的有效性。

参考文献

- [1] WANG F Y, LIU D. Networked Control Systems[M]. Berlin: Springer, 2008.
- [2] ZHANG L, GAO H, KAYNAK O. Network-induced constraints in networked control systems: A survey[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(1): 403-416.
- [3] 边海龙, 苏义脑, 李永威, 等. 基于时延差分的连续波随钻测量信号提取算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(5): 669-675.
- BIAN L H, SU Y N, LI Y W. Continuous-wave measurement while drilling signal extraction method based on time-delay differentiation algorithm [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2015, 29(5): 669-675.
- [4] WANG M, GE S S, HONG K S. Approximation-based adaptive tracking control of pure-feedback nonlinear systems with multiple unknown time-varying delays[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 2010, 21(11): 1804-1816.
- [5] WANG X, SABERI A, STOOBVOGEL A. Stabilization of discrete-time linear systems subject to input saturation and multiple unknown constant delays[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2014, 59(6): 1667-1672.
- [6] DENG W, LU J, LI C. Stability of N-dimensional linear systems with multiple delays and application to synchronization[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2006, 19(2): 149-156.
- [7] WANG Q, WANG Z, DONG C, et al. Fault detection and optimization for networked control systems with uncertain time-varying delay [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2015, 26(3): 544-556.
- [8] AKYILDIZ I F, VURAN M C. Wireless Sensor Networks[M]. Newyork: John Wiley & Sons, 2010.
- [9] BHUSHAN N, LI J, MALLADI D. Network densification: the dominant theme for wireless evolution into 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 82-89.
- [10] YUE D, TIAN E, HAN Q L. A delay system method for designing event-triggered controllers of networked control systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(2): 475-481.
- [11] 魏振春, 吴亚伟, 张本宏. 一种用于多信道无线 Mesh 网络的信道分配方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(8): 1144-1150.
- WEI ZH CH, WU Y W, ZHANG B H. Channel assignment method for multi-channel wireless mesh networks[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29(8): 1144-1150.
- [12] 陈志刚, 曾锋, 李庆华. 无线 mesh 网中时延约束抖动优化的多路径流量分配算法[J]. 通信学报, 2011(1): 1-8.
- CHEN ZH G, ZENG F, LI Q H. Delay-constrained and jitter optimized traffic allocation for multipath routing in wireless mesh networks[J]. Journal of Communication, 2011(1): 1-8.
- [13] GARCIA E, ANTSAKLIS P J. Model-based event-triggered control for systems with quantization and time-varying network delays [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2013, 58(2): 422-434.
- [14] ORTEGA J M. Matrix Theory: A Second Course[M]. Berlin: Springer Science & Business Media, 2013.
- [15] HELTON J W, VINNIKOV V. Linear matrix inequality representation of sets[J]. Communications on Pure and Applied Mathematics, 2007, 60(5): 654-674.
- [16] BRIGGS A H, WEINSTEIN M C, FENWICK E A L, et al. Model parameter estimation and uncertainty: A report of the ISPOR-SMDM modeling good research practices task force-6 [J]. Value in Health, 2012, 15(6): 835-842.
- [17] 郑长波, 高杰. 应用线性矩阵不等式解决控制问题[J]. 沈阳师范大学学报: 自然科学版, 2009, 27(4): 396-400.
- ZHENG CH B, GAO J. Solving control theory problems with linear matrix inequality [J]. Journal of Shenyang Normal University: Nature Science, 2009, 27(4): 396-400.

作者简介

张浩, 1993 年出生, 毕业于安徽理工大学, 现就读于上海大学攻读硕士学位。目前研究方向为网络化系统中的安全控制。

E-mail: zhyk1117@163.com

Zhang Hao was born in 1993, and graduated from Anhui University of Science and Technology. And he is M. Sc.

candidate in Shanghai University now. His present research interest includes safety control with networked system.

彭晨, 1972 年出生, 毕业于南京师范大学, 现任上海大学教授。目前研究方向为网络控制系统分析与综合、安全控制及稳定性分析、智能家居等。

E-mail: c. peng@shu.edu.cn

Peng Chen was born in 1972, and graduated from Nanjing Normal University. And he is professor in Shanghai University now. His present research interests include analysis and synthesis of networked control system, stability and

security of networked control systems, and smart home technology and so on.

孙洪涛, 1987 年出生, 上海大学机电工程与自动化学院在读博士, 主要研究方向为网络化系统的安全控制及其稳定性分析。

E-mail: sht371322@163.com

Sun Hongtao was born in 1987. Currently, he is a Ph. D. candidate at the School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University. His research interests include stability and security of networked control systems.

是德科技宣布中国首个移动校准实验室正式投入使用

是德科技(NYSE:KEYS)宣布, 秉承投资中国、插根中国的理念, 是德科技中国首个移动校准实验室正式投入使用。是德科技仪器管家服务事业部亚太区总经理魏伯骏先生, 出席了揭幕仪式, 并为实验室揭幕。

是德科技高级副总裁、服务解决方案事业综合部总裁 John Page 先生在先前的一次媒体见面会上说过, “为解决客户日益增长的电子设计和测试支持需要, 是德科技正加快速度, 给中国市场带去全新服务。”

由此, 这台中国电子仪器服务行业首创的移动校准实验室应运而生。服务范围将从华东地区开始, 以苏州为中心, 辐射至无锡、常熟、昆山、南京等地区。

实验室内部配备训练有素的工程师, 以及“模块化”的测试系统, 可灵活组合各种测试仪器, 确保实验室校准能力可覆盖是德或非是德的主流产品。并且, 实验室具备高度防震性能, 复制了与是德科技全球各地的服务中心完全一样的测试环境与测试流程, 包括温湿度控制, 防静电控制, 以及互联网接入, 确保服务质量与返回服务中心进行的校准服务完全一致。

实验室会驻扎在客户的厂区内或厂区附近, 通过减少仪器收发以及运输所需的时间, 客户停机时间可从 7 天缩短到几小时, 从而产线效率得以大大

提高。

魏伯骏先生表示, “移动校准实验室的正式投入使用, 是是德科技在中国市场的一次全新尝试。也是继今年三月在成都成立了亚洲最大、能力最强的仪器服务中心之后的又一重大决策与投资。是德科技希望打破以往的按需服务的模式, 用像移动校准实验室这样的新服务, 更为积极主动地帮助客户管理仪器使用中的所有问题, 让客户没有任何后顾之忧, 以加速应用新技术, 并降低拥有成本。”

关于是德科技

是德科技(NYSE:KEYS)帮助客户将具有突破性的电子产品和系统以更低的成本更快推向市场。从设计到仿真, 再到原型设计验证、生产测试以及网络中的优化, 是德科技提供全方位的电子信号测试与分析解决方案。我们的客户遍及全球通信、互联网基础设施、航空航天与国防、汽车、半导体和通用电子终端市场。2015 财年, 是德科技收入达 29 亿美元。更多信息, 请访问 www.keysight.com。

关于是德科技服务

是德科技服务是包含了一站式校准服务、维修、资产管理、技术更新、咨询、培训等等的一系列综合服务。在仪器的整个生命周期内, 从计划采购、集成装配、使用优化到更新换代, 帮助客户提升产品质量并降低成本。深入了解是德科技服务, 请访问 www.keysight.com/find/services。