

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2208928

一种变采样周期的网络控制系统控制与调度协同设计新方法*

都业龙 时维国

(大连交通大学自动化与电气工程学院 大连 116028)

摘要: 针对存在时变时延与随机丢包的变采样周期网络控制系统,提出了一种鲁棒 H_∞ 控制与采样周期调度协同设计方法。运用模糊控制中的最大隶属度解模糊方法,依据系统误差大小使得采样周期在几个固定值之间切换。根据采样周期计算出满足 H_∞ 性能指标的状态反馈矩阵 \mathbf{K} ,并按照当前的采样周期选择相对应的 \mathbf{K} 来计算控制量。可以避免由同时考虑时变采样周期与时变时延所带来的强保守性。设计鲁棒 H_∞ 控制器时采用 Markov 链描述系统随机丢包,使得建模更贴近实际情况,运用标称点法确定由时延组成的系统不确定项的范数界,可以进一步减小保守性。最后,数值仿真结果验证了该协同设计方法的可行性与有效性。

关键词: 网络控制系统;变采样周期;协同设计;标称点法; H_∞ 控制

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8020

A new co-design method of control and scheduling for networked control systems with variable sampling period

Du Yelong Shi Weiguo

(School of Automation and Electronics Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: For variable sampling period networked control systems with time-varying delay and random packet-dropouts, a collaborative design method of robust H_∞ control and sampling cycle scheduling is proposed. Using the maximum membership degree defuzzification method in fuzzy control, the sampling period is switched between several fixed values according to the size of system error, and the state feedback matrix \mathbf{K} satisfying the H_∞ performance index under each sampling period is calculated respectively. The controller selects the corresponding feedback matrix according to the current sampling period to calculate the control quantity, which can avoid the strong conservatism caused by considering both time-varying sampling period and time-varying delay. When robust H_∞ controller is designed, Markov chain is used to describe the random packet-dropouts of the system, which makes the modeling closer to the actual situation. Using the nominal point method to determine the norm bound of the system uncertainty composed of time delay can further reduce the conservatism. Finally, numerical simulation results verify the feasibility and effectiveness of the cooperative design method.

Keywords: networked control systems (NCS); vary-period sampling; co-design; the nominal point method; H_∞ control

0 引言

网络控制系统(networked control systems, NCS)因其具有布线简单、灵活性高、可控性高等优点,已经广泛应用于工业控制^[1]、分布式发电^[2]、无人机等领域^[3]。与传统的控制系统不同, NCS 中的信息采用通信网络进行传输,这就使得同一时刻只能传输一个回路的一种信号,由此可见

网络的引入降低了系统的实时性,并且网络的引入也使得 NCS 中不可避免地存在着网络传输时延与丢包。为了降低时延与丢包对系统的影响,在设计合适的调度算法的同时充分考虑调度算法对系统建模的影响,从而设计合理的控制策略,实现控制与调度协同设计,在兼顾网络服务质量的同时,可以进一步提升系统的控制质量。

在现有的变采样周期网络控制系统的建模方法中,大

收稿日期:2022-01-24

* 基金项目:辽宁省教育厅科学研究项目(LJKZ0489, JDL2019011)、人工智能四川省重点实验室开放基金(2020RYJ04)项目资助

都将采样周期的变化转换成系统参数的变化,然后用鲁棒控制的方法设计控制器。这种方法看似可行,但是在同时考虑时变时延与随机丢包的变采样周期网络控制系统时,利用鲁棒控制所设计的控制器的保守性将大大增加,对于部分系统甚至无法得到可行解。文献[4]将网络控制系统建模为离散时间系统。时变采样周期与时变时延以状态转移矩阵中的参数与其积分的上下界中的参数的形式出现。同时考虑丢包,虽然得到了可行解,但是该方法要求系统矩阵的特征值必须为互异非零实数,并且因为考虑的不确定因素过多、不确定项中自由参数的选取过于随意,导致系统保守性很强,使得大部分系统不容易得到可行解。文献[5]对以上问题做了进一步的改进,只要求系统矩阵特征值为实数,但是依旧没有给出怎样选取参数可以减小系统保守性,而且现实中仍有许多特征根为复数的系统。文献[6-7]中采用区间系统理论来处理采样周期与时变时延的双重不确定性,虽然解决了系统矩阵特征值为复数的问题,但是对于复杂系统,其计算较为繁琐,而且在界定区间系统的上下界时只是单独对矩阵中的每一个不确定元素进行讨论,这样会使上下界的界定范围扩大,增加系统的保守性。

文献[8]对具有拒绝服务(denial of service, DoS)攻击和时变时延的网络控制系统进行了研究,并设计了保性能控制器。文献[9]提出了标称点法来界定离散时间网络控制系统指数不确定项的范数上界。文献[10]使用标称点法对广义 NCS 进行研究。在考虑固定采样周期、时变时延的网络控制系统时,运用标称点法可以减少系统的保守性,并且该方法对系统矩阵无特殊的要求。但是在考虑具有时变时延的变采样周期网络控制系统时,标称点法并不能寻找存在两个时变项的指数不确定项的范数上界。

文献[11]对无线网络控制系统建模时仅仅考虑时延而没有考虑丢包。文献[12]在对网络控制系统建模时将系统丢包转化为随机时延,并考虑该随机时延满足 Bernoulli 二区间分布。文献[13-14]使用 Markov 链对网络控制系统随机丢包进行建模,其中 Markov 链转移概率矩阵中元素为全部已知,最后使系统满足随机稳定。虽然许多文献已经对状态转移概率矩阵未知或部分已知的 Markov 链丢包模型进行了大量研究^[15-18],但这种方法势必会增加系统的保守性,某些系统将得不到可行解。所以,进行 Markov 链转移概率矩阵中元素全部已知的研究,仍具有实际意义。

综上,针对需要同时考虑时变时延与随机丢包的网络控制系统,提出一种主动变采样周期控制与调度协同设计方法,根据系统误差的大小使采样周期在几个固定值之间切换。在考虑时变时延与随机丢包的同时针对每个采样周期分别计算出相应的状态反馈矩阵 \mathbf{K} 。将这一系列采样周期与相应的反馈矩阵 \mathbf{K} 均存储在控制器中。传感器节点在向控制器节点发送系统状态的同时也将自身的采样周期发送给控制器。控制器根据接收到的采样周期选择相应的反馈矩阵 \mathbf{K} 来计算控制量。因为在计算反馈控制矩阵 \mathbf{K}

时采样周期相当于已知,这样可以大大减少系统的保守性,并且该方法对系统矩阵无任何特殊的要求,可以适用于更多的被控对象。最后通过 MATLAB 中的 Truetime2.0 工具箱搭建了与本文相对应的网络控制系统仿真环境,并将文献[15]所提出的控制方法作为对比实验,最终验证了本文所提出的协同设计方法的可行性与有效性。

1 系统结构

传统的固定带宽分配技术是基于经验或者系统要求已知,当采样周期与系统各个回路的优先级一旦确定下来,那么它们将作为离线数据保存进 NCS 的各个节点,在系统运行期间,它们将无法改变。这种离线分配方法无法适应网络控制系统变化的不确定性,如时延与丢包,可能会导致系统的不稳定。而采用网络监测器的网络控制系统,网络监测器与调度器将作为网络控制系统的—个主节点,占用—定的网络带宽。为节约有限的网络资源,本文设计的模糊变采样周期调度器内置于控制器节点。控制器监听网络中各个回路的信息,回路信息的监听可以通过—点对多点的通讯协议实现,如控制器局域网络(controller area network, CAN)。

系统结构如图 1 所示, NCS 共有 n 个控制回路,传感器节点采用时间驱动,控制器与执行器采用事件驱动,假设信息均以单包传送并且都能在一个周期内完成(如截止期等于采样周期)。采样周期调度器内置于控制器中,该控制器监听网络中各个回路的节点信息,并同时计算各个回路的采样周期,在该控制器发送控制信息时,调度信息也一并发送至网络中,并且调度器能在每个截止期内实现对控制回路的带宽分配。

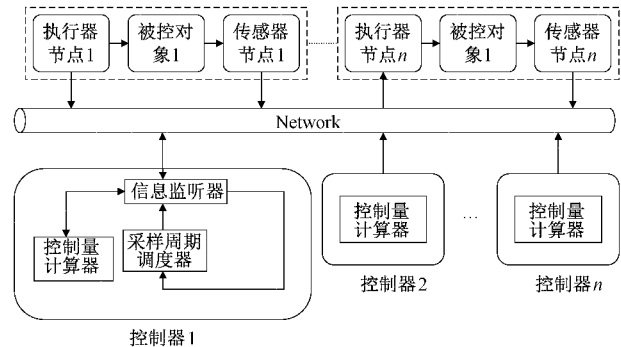


图 1 多回路采样周期调度 NCS 结构

2 采样周期调度器设计

2.1 基于模糊逻辑的采样周期调度器

第 i 个控制回路的被控对象如式(1)所示。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_i(t) &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}_i(t) + \mathbf{W}_i \mathbf{w}_i(t) \\ \mathbf{z}_i(t) &= \mathbf{C}_i \mathbf{x}_i(t) + \mathbf{D}_i \mathbf{w}_i(t) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{x}_i(t) \in \mathbf{R}^n$ 表示系统状态向量, $\mathbf{u}_i(t) \in \mathbf{R}^m$ 表示控制向量, $\mathbf{w}_i(t) \in \mathbf{R}^r$ 为能量有界的外部扰动, $\mathbf{z}_i(t) \in$

R^r 为被调输出, A, B, W, C, D 为适维的常数矩阵。

假设系统稳定的平衡点为原点, 定义第 i 个控制回路的误差 e 为该回路的 n 维状态变量在线性空间 R^n 中的欧几里得范数:

$$e_i = \|x_i\| \quad (2)$$

基于模糊逻辑的采样周期调度器内嵌于控制器。将回路误差 e 与误差的变化量 ec 作为模糊控制器的输入, 将采样周期 h 作为输出。经过模糊化、模糊推理和解模糊化后, 得到各个控制回路的优化采样周期, 随控制量一起发送至网络中, 传感器接收到此条消息后, 更新采样周期。

e 的实际输入范围为: $[0, 0.25]$, 定义 e 的模糊论域为 $\{0, 0.0625, 0.125, 0.1875, 0.25\}$, ec 的实际输入范围为: $[-0.0015, 0.0015]$, 定义 ec 的模糊论域为 $\{-0.0015, -0.00075, 0, 0.00075, 0.0015\}$ 。 e 的模糊子集 E 取 $\{ZE, PS, PM, PB, PH\}$, ec 的模糊子集 EC 取 $\{NB, NS, ZE, PS, PB\}$ 。定义输出 h 的范围为 $[h_1, h_5]$ 模糊论域为 $\{h_1, h_2, h_3, h_4, h_5\}$ 。其中 h_i 的确定方法如式(3)所示。

$$\begin{cases} h_1 = h_{\min} \\ h_2 = (h_{\max} + 3h_{\min})/4 \\ h_3 = (h_{\max} + h_{\min})/2 \\ h_4 = (3h_{\max} + h_{\min})/4 \\ h_5 = h_{\max} \end{cases} \quad (3)$$

式中: h_{\min}, h_{\max} 分别是回路采样周期上下界。 h 的模糊子集 H 取 $\{SM, MD, BG, VB, HG\}$ 。输入与输出变量的隶属度函数如图 2~4 所示。

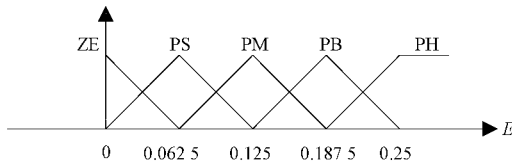


图 2 E 的隶属度函数

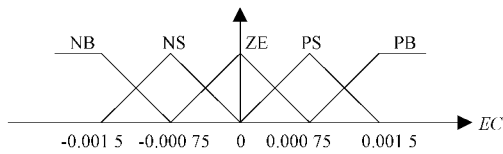


图 3 EC 的隶属度函数

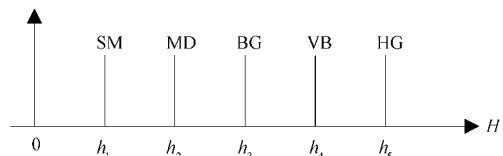


图 4 H 的隶属度函数

这里 H 采用特殊的三角隶属度函数, 即形状为一条直线, 解模糊化方法采用最大隶属度法, 这样可以使得模糊控制的输出在 h_1, h_2, h_3, h_4, h_5 这 5 个固定值之间切换。在

系统建模时, 只有时变时延作为系统不确定项的参数, 可以减少设计鲁棒控制器时的保守性。

为了节省网络带宽资源, 模糊控制规则如下: 当某个回路误差较大, 不论其误差变化量多大, 都应该赋予较小的采样周期。当某个回路误差较小, 并且其误差的差分较小时, 说明状态量趋于稳定点, 此时为节约网络带宽资源, 应该赋予该回路较大的采样周期, 模糊规则表如表 1 所示。

表 1 模糊控制规则

H	EC				
	NB	NS	ZE	PS	PB
E	ZE	VB	HG	HG	VB
	PS	BG	VB	HG	BG
	PM	MD	BG	VB	MD
	PB	SM	MD	BG	MD
	PH	SM	SM	MD	SM

2.2 采样周期的上下界确定

在 NCS 中, 系统的稳定性依赖于采样周期的选取。假设某一控制回路信息的传输时间为 c_i (包括传感器到控制器和控制器到执行器的传输时间), 则回路的带宽 b_i 由式(4)决定。

$$b_i = c_i/h_i \quad (4)$$

由于网络带宽有限, 当采样过于频繁时, 将会导致该回路占用带宽过大, 造成数据拥塞、排队等待时间过长, 甚至导致系统不稳定。所以采样周期下界应考虑带宽约束进行确定。当所有回路误差均为最大时, 每个回路应均分可用带宽, 故第 i 个控制回路的最大可用带宽 $b_{i, \max}$ 可由式(5)决定。

$$b_{i, \max} = B_a/N \quad (5)$$

式中: B_a 为各个控制回路总的可用带宽, N 为网络控制系统中控制回路总数, 故最小采样周期 ($h_{i, \min}$) 可以用式(6)决定。

$$h_{i, \min} = c_i/b_{i, \max} \quad (6)$$

采样周期过大, 会导致消息传输不及时, 控制量长时间得不到更新, 难以应对系统突发的变化与干扰, 易造成系统不稳定。当采样周期增大到一定程度时, 虽然会牺牲一定的系统性能, 但是系统依然能达到既定的性能指标, 将这个上界作为最大采样周期。这里将利用下一节提出的定理 2, 在事先给定扰动抑制比的情况下, 利用定理 2 中的线性矩阵不等式, 带入不同的采样周期 h , 运行 LMI, 通过查看是否有可行解来确定最大采样周期。

3 鲁棒 H_{∞} 控制器设计

3.1 考虑时延丢包的 NCS 建模

假设被控对象状态方程为:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + Ww(t) \\ z(t) &= Cx(t) + Dw(t) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{x}(t) \in \mathbf{R}^n$ 表示系统状态向量, $\mathbf{u}(t) \in \mathbf{R}^m$ 表示控制向量, $\mathbf{w}(t) \in \mathbf{R}^q$ 为能量有界的外部扰动, $\mathbf{z}(t) \in \mathbf{R}^r$ 为被调输出, $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{W}, \mathbf{C}, \mathbf{D}$ 为适维的常数矩阵。

传感器节点采用时间驱动, 并且可以将系统状态信息、系统当前使用的控制量以及传感器当前的采样周期一并打包发送给控制器。控制器与执行器使用事件驱动方式。

假设网络传输时变时延 $\tau(k) = \tau_{sc}(k) + \tau_{ca}(k)$ 小于采样周期, 其中 $\tau_{sc}(k), \tau_{ca}(k)$ 分别表示传感器到控制器与控制器到执行器的传输时延, 控制器与传感器计算时间忽略不计, 并且 $\tau(k)$ 满足以下条件:

$$0 \leq \tau_m \leq \tau(k) \leq \tau_M \leq h_k \quad (8)$$

其中, τ_m 表示最小时延, τ_M 表示最大时延, h_k 表示第 k 个采样时刻的采样周期。

由于时变时延 $\tau(k)$ 影响, 系统在第 k 个采样周期内, 将会分时受到两个控制量的作用, 分别为 $\mathbf{u}(k)$ 与 $\mathbf{u}(k-1)$ 。设第 k 个采样时刻的时间点为 t_k , 所以可得:

$$\mathbf{u}(t) = \begin{cases} \mathbf{u}(k-1), t \in (t_k, t_k + \tau(k)) \\ \mathbf{u}(k), t \in (t_k + \tau(k), t_k + h_k) \end{cases} \quad (9)$$

本文采用的变采样周期调度方案使得采样周期在几个固定值之间切换, 所以在计算反馈控制矩阵 \mathbf{K} 时, 可以把 h_k 看作常数, 为方便表示, 后文中用 h 代表 h_k 。可以得到被控对象式(7)的离散时间模型:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_{d0}(\tau(k)) \mathbf{u}(k) + \\ &\mathbf{B}_{d1}(\tau(k)) \mathbf{u}(k-1) + \mathbf{R} \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{z}(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}(k) + \mathbf{D} \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}h}, \mathbf{B}_{d0}(\tau(k)) = \int_0^{h-\tau(k)} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B}, \mathbf{B}_{d1}(\tau(k)) = \int_{\tau(k)}^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B}, \mathbf{R} = \int_0^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{W}$, 记 $\mathbf{B}_d = \mathbf{B}_{d0}(\tau(k)) + \mathbf{B}_{d1}(\tau(k)) = \int_0^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B}$ 。

采用标称点法^[9]将网络诱导时延转化为系统参数的不确定性, 并求出不确定项的范数上界。令 $\tau \in [\tau_m, \tau_M]$ 是一个标称点, 定义 $\delta(\tau(k), \bar{\tau})$ 为:

$$\delta(\tau(k), \bar{\tau}) = \tau(k) - \bar{\tau} \quad (11)$$

根据上式易得 $\tau_m - \bar{\tau} \leq \delta(\tau(k), \bar{\tau}) \leq \tau_M - \bar{\tau}$, 将 $\delta(\tau(k), \tau)$ 用 δ 表示, 将式(11)代入 $\mathbf{B}_{d0}(\tau(k))$ 与 $\mathbf{B}_{d1}(\tau(k))$ 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{d0}(\tau(k)) &= \int_0^{h-\tau(k)} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \int_0^{h-\bar{\tau}} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} + \\ &\int_{h-\bar{\tau}}^{h-\tau} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \int_0^{\bar{\tau}} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} + e^{\mathbf{A}(h-\bar{\tau})} \int_0^{\delta} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \\ &\mathbf{B}_0 + \mathbf{D}\mathbf{F}(\delta)\mathbf{B} \\ \mathbf{B}_{d1}(\tau(k)) &= \int_{\tau(k)}^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \int_{h-\bar{\tau}}^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} - \\ &\int_{h-\bar{\tau}}^{h-\tau} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \int_{h-\bar{\tau}}^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} - e^{\mathbf{A}(h-\bar{\tau})} \int_0^{\delta} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B} = \\ &\mathbf{B}_1 - \mathbf{D}\mathbf{F}(\delta)\mathbf{B} \end{aligned}$$

其中, 易观察得: $\mathbf{B}_0 = \int_0^{h-\bar{\tau}} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B}, \mathbf{D} = e^{\mathbf{A}(h-\bar{\tau})}, \mathbf{F}(\delta) = \int_0^{\delta} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s, \mathbf{B}_1 = \int_{h-\bar{\tau}}^h e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \mathbf{B}$ 。

$\mathbf{F}(\delta)$ 作为范数有界不确定部分, 定义 $\mathbf{F}(\delta)$ 的二范数上确界为:

$$\sup \|\mathbf{F}(\delta)\|_2 = \min_{\tau_m \leq \tau \leq \tau_M} \max_{\bar{\tau} \leq \delta \leq \tau_M - \bar{\tau}} \|\mathbf{F}(\delta)\|_2 \quad (12)$$

计算区间 $\tau \in [\tau_m, \tau_M]$ 内每个标称点 τ 下 $\mathbf{F}(\delta)$ 的二范数最大值, 这些二范数最大值中的最小值即为 $\mathbf{F}(\delta)$ 的上确界, 对应的标称点即为要寻找的标称点。

记 $\bar{\sigma}(\delta)$ 为 $\mathbf{F}(\delta)$ 的一个范数边界值。

$$\|\mathbf{F}(\delta)\|_2 = \left\| \int_0^{\delta} e^{\mathbf{A}s} \mathbf{d}s \right\|_2 \leq \bar{\sigma}(\delta) \quad (13)$$

$\bar{\sigma}(\delta)$ 的值由式(14)给出:

$$\bar{\sigma}(\delta) = \frac{e^{\delta \|\mathbf{A}\|_2} - 1}{\|\mathbf{A}\|_2} \quad (14)$$

对于实际系统, $\mathbf{A} = 0$ 无意义。当给定 $\bar{\tau}$, $|\delta|$ 增加时, $\bar{\sigma}(\delta)$ 是单调递增函数, 式(14)可以被简化为:

$$\bar{\sigma}_{\min} = \min_{\tau_m \leq \tau \leq \tau_M} \max \{ \bar{\sigma}(\tau_m - \tau), \bar{\sigma}(\tau_M - \tau) \} \quad (15)$$

此外, $\bar{\sigma}(\tau) = \bar{\sigma}(-\tau)$ 。因此, 可以直接得到:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{2}(\tau_m + \tau_M) \quad (16)$$

$$\sigma = \bar{\sigma}_{\min} = \bar{\sigma}(\tau_m - \bar{\tau}) = \bar{\sigma}(\tau_M - \bar{\tau}) \quad (17)$$

$$\sigma = \frac{e^{\frac{1}{2}(\tau_M - \tau_m) \|\mathbf{A}\|_2} - 1}{\|\mathbf{A}\|_2} \quad (18)$$

并且满足:

$$\sup \|\mathbf{F}(\delta)\|_2 \leq \sigma, \quad \tau_m - \bar{\tau} \leq \delta \leq \tau_M - \bar{\tau} \quad (19)$$

定义增广向量 $\tilde{\mathbf{x}}(k) = [\mathbf{x}^T(k) \quad \mathbf{U}^T(k-1)]^T$, 并且采用状态反馈控制律 $\mathbf{U}(k) = \mathbf{K}\tilde{\mathbf{x}}(k)$, 则闭环系统的状态空间表达式为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k+1) &= \Phi_1 \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{R}_1 \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{z}(k) &= \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{D}_1 \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $\Phi_1 = \hat{\Phi}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} + \hat{\mathbf{D}}\theta(\delta)(\hat{\mathbf{E}}_1 + \mathbf{B}\mathbf{K}), \hat{\Phi}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \hat{\Gamma}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_0 \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} \sigma \mathbf{D} \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{E}}_1 = [0 \quad -\mathbf{B}]$, $\theta(\delta) = \sigma^{-1} \mathbf{F}(\delta)$, 并且 $\theta(\delta)$ 满足 $\theta^T(\delta)\theta(\delta) = \sigma^{-2} \mathbf{F}^T(\delta)\mathbf{F}(\delta) \leq \mathbf{I}, \mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{R} \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_1 = [\mathbf{C} \quad 0], \mathbf{D}_1 = \mathbf{D}$ 。

对于部分传输协议, 如 UDP 协议, 除了会出现时变时延之外, 还会出现数据包丢失的现象。当发生数据包丢失时, 由于执行器为事件触发, 执行器输出的控制量将不会被刷新, 即 $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1)$, 则闭环网络控制系统的状态空间表达式为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}(k+1) &= \Phi_2 \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{R}_2 \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{z}(k) &= \mathbf{C}_2 \tilde{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{D}_2 \mathbf{w}(k) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\Phi_2 = \begin{bmatrix} A_d & B_d \\ 0 & I \end{bmatrix}, R_2 = R_1 = \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = C_1 = \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix}, D_2 = D_1 = D$.

在节点向网络传输数据包的过程中,当丢失一个数据包后,丢失下一个数据包的概率会更大。本文考虑双边丢包,即传感器到控制器发生丢包与控制器到执行器发生丢包,执行器都将沿用上一轮的收到的控制量。经实验验证,这种满足一定规律的随机丢包现象可以用 Markov 链来描述,其中 $\sigma(k) = 1$ 表示数据没有丢失, $\sigma(k) = 0$ 表示数据丢失, Markov 链的状态转移概率矩阵为 $P = [P_{ij}]$, $P_{ij} \geq 0$ 其中 P_{ij} 满足:

$$\begin{cases} P_{ij} = \Pr\{\sigma(k+1) = j \mid \sigma(k) = i\} \quad \forall i, j \in \{1, 2\} \\ \sum_{j=1}^2 P_{ij} = 1 \quad \forall i \in \{1, 2\} \end{cases}$$

NCS 可以用如下具有两种模态的离散时间不确定 Markov 切换系统来描述:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(k+1) &= \Phi_{\sigma(k)} \tilde{x}(k) + R_{\sigma(k)} w(k) \\ z(k) &= C_{\sigma(k)} \tilde{x}(k) + D_{\sigma(k)} w(k) \end{aligned} \quad (22)$$

3.2 鲁棒 H_∞ 控制器设计

给出网络控制系统鲁棒 H_∞ 控制器存在的充分条件。首先给出如下定义:

定义 1^[13] 当外部扰动 $w(k) = 0$ 时,如果对于每个初始状态 (\tilde{x}_0, σ_0) , 有

$$E \left[\sum_{k=0}^{\infty} \|\tilde{x}(k)\|^2 \right] < \infty \quad (23)$$

那么离散时间系统式(22)是鲁棒随机稳定的。

定义 2 对于给定的常数 γ , 对任意非零的能量有界干扰信号 $w(k) \in L_2[0, \infty)$ 。如果被调输出 $z(k)$ 满足 $\|z(k)\|_2 \leq \gamma \|w(k)\|_2$, 其中:

$$\|z(k)\|_2 = \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} E[z^T(k)z(k)] \right\}^{1/2} \quad (24)$$

则称系统满足 H_∞ 性能指标 γ 。

引理 1^[4] 设 W, M, N 为适当维数矩阵, 其中 W 为对称矩阵, 则 $W + N^T F^T(k) M^T + M F(k) N < 0$ 对所有满足 $F^T(k) F(k) \leq I$ 的 $F(k)$ 成立, 当且仅当存在一个常数 $\epsilon > 0$, 使得:

$$W + \epsilon M M^T + \epsilon^{-1} N^T N < 0. \quad (25)$$

当 $w(k) = 0$ 时, 对于闭环系统式(22)有定理 1。

定理 1^[13] 对于时延小于一个周期的网络控制系统, 考虑丢包时, 网络控制系统式(22)是随机稳定的, 如果存在正定矩阵 X, Y , 矩阵 Z , 正标量 ϵ 满足:

$$\begin{bmatrix} -p_{21}^{-1} X & 0 & \Phi_2 Y \\ * & -p_{22}^{-1} Y & \Phi_2 Y \\ * & * & -Y \end{bmatrix} < 0 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} -p_{11}^{-1} X + \epsilon \hat{D} \hat{D}^T & \epsilon \hat{D} \hat{D}^T \\ * & -p_{12}^{-1} Y + \epsilon \hat{D} \hat{D}^T \\ * & * \\ * & * \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1 X + \hat{\Gamma}_1 Z & 0 \\ \hat{\Phi}_1 X + \hat{\Gamma}_1 Z & 0 \\ -X & X \hat{E}_1^T + Z B^T \\ * & -\epsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (27)$$

其中, 状态反馈增益矩阵 $K = ZX^{-1}$ 。

定理 2 对于闭环系统式(22), 干扰输入 $w(t) \neq 0$ 且 $w(k) \in L_2[0, \infty)$, 给定 $\gamma > 0$, 若存在对称矩阵 $X > 0, Y > 0$, 以及 Z 满足:

$$\begin{bmatrix} -p_{11}^{-1} X + \epsilon \hat{D} \hat{D}^T & \epsilon \hat{D} \hat{D}^T & 0 \\ * & -p_{12}^{-1} Y + \epsilon \hat{D} \hat{D}^T & 0 \\ * & * & -I \\ * & * & * \\ * & * & * \\ * & * & * \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\Phi}_1 X + \hat{\Gamma}_1 Z & R_1 & 0 \\ \hat{\Phi}_1 X + \hat{\Gamma}_1 Z & R_1 & 0 \\ C_1 & D_1 & 0 \\ X & 0 & X \hat{E}_1^T + Z B^T \\ * & -\gamma^2 I & 0 \\ * & * & -\epsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (28)$$

$$\begin{bmatrix} -p_{21}^{-1} X & 0 & 0 & \Phi_2 Y & R_1 \\ * & -p_{22}^{-1} Y & 0 & \Phi_2 Y & R_1 \\ * & * & -I & C_1 & D_1 \\ * & * & * & -Y & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (29)$$

则称网络控制系统式(22)满足鲁棒随机稳定且具有 H_∞ 性能指标 γ 。其中状态反馈增益矩阵 $K = ZX^{-1}$ 。

证明: 当 $w(k) = 0$ 时, 易证得闭环系统式(22)随机稳定^[13]。

当 $w(k) \neq 0$ 时, 选择 Lyapunov 函数:

$$V(\tilde{x}(k), \sigma(k)) = \tilde{x}^T(k) P_{\sigma(k)} \tilde{x}(k) = \tilde{x}^T(k) P_i \tilde{x}(k) \quad (30)$$

当 $\sigma(k) = i \in \{1, 2\}$ 时, 记 $P_{\sigma(k)} = P_i$ 。

$$E\{\Delta V(\tilde{x}(k), \sigma(k))\} =$$

$$\begin{aligned} & E\{V(\tilde{x}(k+1), \sigma(k+1)) \mid \tilde{x}(k), \sigma(k) = i\} - \\ & V(\tilde{x}(k), \sigma(k) = i) = \\ & \sum_{j=1}^2 \Pr[\sigma(k+1) = j \mid \sigma(k) = i] \tilde{x}^T(k+1) P_j \tilde{x}(k+1) - \\ & \tilde{x}^T(k) P_i \tilde{x}(k) = \sum_{j=1}^2 p_{ij} \tilde{x}^T(k+1) P_j \tilde{x}(k+1) - \tilde{x}^T(k) P_i \tilde{x}(k) = \\ & \sum_{j=1}^2 p_{ij} (\Phi_i \tilde{x}(k) + R_i w(k))^T P_j (\Phi_i \tilde{x}(k) + R_i w(k)) - \\ & \tilde{x}^T(k) P_i \tilde{x}(k) \end{aligned}$$

在 0 初始条件下考虑性能指标:

$$J_N = E \left\{ \sum_{k=0}^N [\mathbf{z}^T(k)\mathbf{z}(k) - \gamma^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k)] \right\} \quad (31)$$

并且有:

$$E \left\{ \sum_{k=0}^N \Delta V[\tilde{\mathbf{x}}(k), \sigma(k)] \right\} = V[\tilde{\mathbf{x}}(N+1), \sigma(N+1)] > 0 \quad (32)$$

则对于任意的 $\mathbf{w}(k) \in L_2[0, \infty)$, 根据 Lyapunov 泛函的性质和 0 初始条件可得:

$$\begin{aligned} J_N &= E \left\{ \sum_{k=0}^N [\mathbf{z}^T(k)\mathbf{z}(k) - \gamma^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k) + \Delta V(\tilde{\mathbf{x}}(k), \sigma(k))] \right\} - E \left\{ \sum_{k=0}^N \Delta V[\tilde{\mathbf{x}}(k), \sigma(k)] \right\} = \\ &= \sum_{k=0}^N [E\{\mathbf{z}^T(k)\mathbf{z}(k)\} - E\{\gamma^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k)\} + E\{\Delta V(\tilde{\mathbf{x}}(k), \sigma(k))\}] - V[\tilde{\mathbf{x}}(N+1), \sigma(N+1)] = \\ &= \sum_{k=0}^N [(C_i \tilde{\mathbf{x}}(k) + D_i \mathbf{w}(k))^T (C_i \tilde{\mathbf{x}}(k) + D_i \mathbf{w}(k)) - \gamma^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k) + E\{\Delta V(\tilde{\mathbf{x}}(k), \sigma(k))\}] - \\ &= V[\tilde{\mathbf{x}}(N+1), \sigma(N+1)] = \\ &= \sum_{k=0}^N \boldsymbol{\varphi}^T(k) \mathbf{M}_i \boldsymbol{\varphi}(k) - V[\tilde{\mathbf{x}}(N+1), \sigma(N+1)] < \\ &= \sum_{k=0}^N \boldsymbol{\varphi}^T(k) \mathbf{M}_i \boldsymbol{\varphi}(k). \end{aligned}$$

其中, $\boldsymbol{\varphi}(k) = [\tilde{\mathbf{x}}^T(k) \quad \mathbf{w}^T(k)]^T$,

$$\mathbf{M}_i = \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^2 (\boldsymbol{\Phi}_i^T p_{ij} \mathbf{P}_j \boldsymbol{\Phi}_i) - \mathbf{P}_i + \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_i & * \\ * & * \\ \sum_{j=1}^2 (\boldsymbol{\Phi}_i^T p_{ij} \mathbf{P}_j \mathbf{R}_i) + \mathbf{C}_i^T \mathbf{D}_i & * \\ \sum_{j=1}^2 (\mathbf{R}_i^T p_{ij} \mathbf{P}_j \mathbf{R}_i) - \gamma^2 \mathbf{I} + \mathbf{D}_i^T \mathbf{D}_i & * \end{bmatrix} \quad (33)$$

当 $\mathbf{M}_i < 0, N \rightarrow \infty$ 时可得:

$$J_\infty = E \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} [\mathbf{z}^T(k)\mathbf{z}(k) - \gamma^2 \mathbf{w}^T(k)\mathbf{w}(k)] \right\} \leq 0 \quad (34)$$

即式(22)具有 H_∞ 性能指标 γ .

对式(33)使用舒尔补引理可得 $\mathbf{M}_i < 0$ 等价于:

$$\begin{bmatrix} -p_{i1}^{-1} \mathbf{P}_1^{-1} & 0 & 0 & \boldsymbol{\Phi}_i & \mathbf{R}_i \\ * & -p_{i2}^{-1} \mathbf{P}_2^{-1} & 0 & \boldsymbol{\Phi}_i & \mathbf{R}_i \\ * & * & -\mathbf{I} & \mathbf{C}_i & \mathbf{D}_i \\ * & * & * & -\mathbf{P}_i & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (35)$$

当 $i=1$ 时, 式(33)等价于:

$$\begin{bmatrix} -p_{i1}^{-1} \mathbf{P}_1^{-1} & 0 & 0 & \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 \\ * & -p_{i2}^{-1} \mathbf{P}_2^{-1} & 0 & \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 \\ * & * & -\mathbf{I} & \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 \\ * & * & * & -\mathbf{P}_1 & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}} \\ \hat{\mathbf{D}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\theta}(\delta) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & (\hat{\mathbf{E}}_1 + \mathbf{BK}) & 0 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}} \\ \hat{\mathbf{D}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & (\hat{\mathbf{E}}_1 + \mathbf{BK}) & 0 \end{bmatrix}^T \boldsymbol{\theta}(\delta) < 0$$

由引理 1, 上式可以等价于:

$$\begin{bmatrix} -p_{i1}^{-1} \mathbf{P}_1^{-1} & 0 & 0 & \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 \\ * & -p_{i2}^{-1} \mathbf{P}_2^{-1} & 0 & \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 \\ * & * & -\mathbf{I} & \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 \\ * & * & * & -\mathbf{P}_1 & 0 \\ * & * & * & * & -\gamma^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} +$$

$$\epsilon \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}} \\ \hat{\mathbf{D}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{D}} \\ \hat{\mathbf{D}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T + \epsilon^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ (\hat{\mathbf{E}}_1 + \mathbf{BK})^T \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & (\hat{\mathbf{E}}_1 + \mathbf{BK}) & 0 \end{bmatrix} < 0$$

根据舒尔补引理可得上式等价于:

$$\begin{bmatrix} -p_{i1}^{-1} \mathbf{P}_1^{-1} + \epsilon \hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{D}}^T & \epsilon \hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{D}}^T & 0 \\ * & -p_{i2}^{-1} \mathbf{P}_2^{-1} + \epsilon \hat{\mathbf{D}} \hat{\mathbf{D}}^T & 0 \\ * & * & -\mathbf{I} \\ * & * & * \\ * & * & * \\ * & * & * \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 & 0 \\ \hat{\boldsymbol{\Phi}}_1 + \hat{\Gamma}_1 \mathbf{K} & \mathbf{R}_1 & 0 \\ \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 & 0 \\ -\mathbf{P}_1 & 0 & \hat{\mathbf{E}}_1^T + \mathbf{K}^T \mathbf{B}^T \\ * & -\gamma^2 \mathbf{I} & 0 \\ * & * & -\epsilon \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad (36)$$

在上述矩阵两边同时乘矩阵：

$$\text{diag}\{\mathbf{I} \ \mathbf{I} \ \mathbf{I} \ \mathbf{P}_1^{-1} \ \mathbf{I} \ \mathbf{I}\} \quad (37)$$

然后令 $\mathbf{X} = \mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{Y}$, $\mathbf{Y} = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{Z}$, $\mathbf{Z} = \mathbf{K}\mathbf{X}$ 即可得式(28), 同理, 式(29)的证明过程与式(28)的证明过程类似。

4 数值仿真

4.1 仿真设置

为证明本文提出的协同设计方案在抗干扰的同时可以节约网络带宽资源, 设计了如下仿真实验。采用 MATLAB 中 Truetime2.0 工具箱搭建网络控制系统仿真模型。网络类型选择 CAN 总线; 网络传输速率设置为 16 000 bit/s; 数据包大小为 80 bit; 丢包率设置为 20%。仿真对象为三回路网络控制系统, 3 个回路的被控对象均如下所示：

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -0.1 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \end{bmatrix} \mathbf{u}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{w}(t)$$

$$\mathbf{z}(t) = [1 \ 0] \mathbf{x}(t)$$

经过实验测定, 马尔科夫数据丢包过程 $\sigma(k)$ 的状态转移概率矩阵为：

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0.675 & 0.325 \\ 0.66 & 0.34 \end{bmatrix}$$

为了模拟资源受限的网络控制系统, 设置一个具有最高优先级的干扰节点, 周期性向网络中发送数据包, 占用 70% 的带宽。3 个控制回路总的可用带宽 $B_a = 30\%$, 各个回路的初始状态为 0, 扰动 $\mathbf{w}(t) = 0.1/(t+1)$ 。

状态反馈控制器采用 3.2 节设计的鲁棒 H_∞ 控制器, 最高扰动抑制比设置为 $\gamma = 8.66$, 带入不同的采样周期 h 到定理二中, 可以得出最大采样周期为 0.6 s。最小采样周期发生在三回路误差均为最大的时刻, 由式(6)得 $h_{\min} = 0.1$ s。随着系统误差的改变, 网络控制系统的采样周期将在 $\{0.1 \text{ s}, 0.225 \text{ s}, 0.35 \text{ s}, 0.475 \text{ s}, 0.6 \text{ s}\}$ 之间切换。利用定理二分别计算出不同采样周期下的最小扰动抑制比 γ 和对应的系统状态反馈矩阵 \mathbf{K} 。计算结果如表 2 所示。

表 2 系统状态反馈矩阵 \mathbf{K}

	γ_{\min}	状态反馈矩阵 \mathbf{K}
0.1 s	3	$[-4.857 \ 2 \quad -8.669 \ 0.243 \ 9]$
0.225 s	4.12	$[-4.271 \ 1 \quad -8.746 \ 8 \ 0.099 \ 2]$
0.35 s	5.29	$[-3.332 \ 6 \quad -7.784 \ 0 \ 0.050 \ 4]$
0.45 s	6.85	$[-2.630 \ 9 \quad -6.852 \ 4 \ 0.031 \ 3]$
0.6 s	8.66	$[-2.086 \ 0 \quad -6.012 \ 5 \ 0.022 \ 0]$

对比实验选用文献[15]所提出的控制方法, 在相同的网络环境下使用相同的被控对象, 以此来说明本文提出的协同设计方法对系统控制性能的改善程度。

4.2 性能评价

在两种方法下, 网络控制系统三回路分别运行 100 s

的状态响应曲线分别如图 5~10 所示。从图中可以看出本文提出的协同控制方法与文献[15]提出的控制方法均使网络控制系统逐渐趋于稳定。但是文献[15]的控制方法会使得系统状态出现更大的波动。

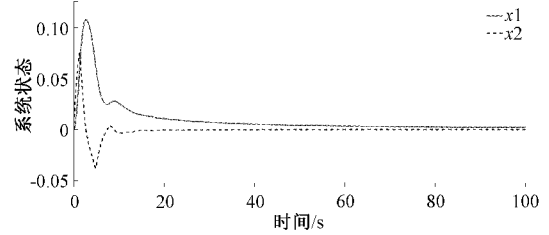


图 5 本文协同设计方案回路一的响应曲线

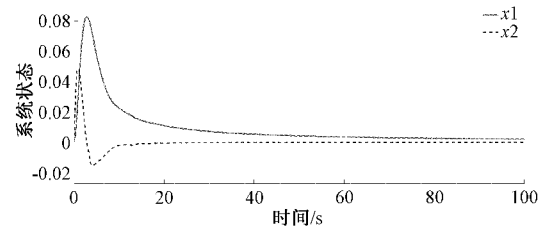


图 6 本文协同设计方案回路二的响应曲线

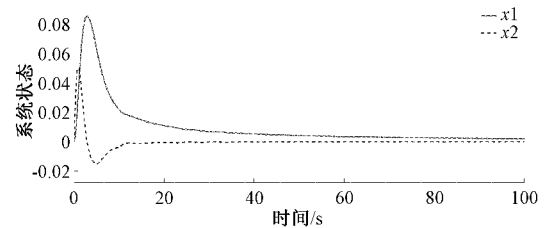


图 7 本文协同设计方案回路三的响应曲线

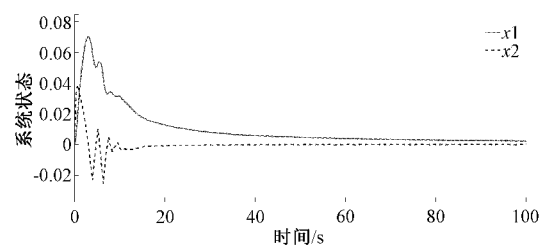


图 8 文献[15]设计方案回路一的响应曲线

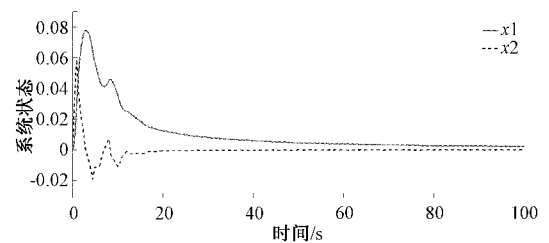


图 9 文献[15]设计方案回路二的响应曲线

三回路总的绝对误差积分 (integrated absolute error,

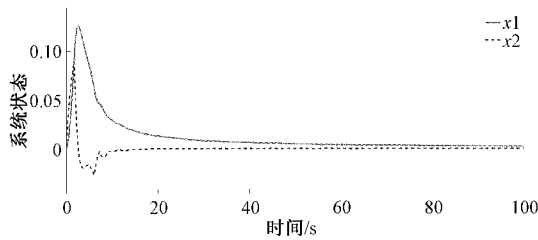


图 10 文献[15]设计方案回路三响应曲线

IAE)如图 11 所示,可以看出,本文提出的协同设计方案的总 IAE 要明显小于文献[15]的总 IAE。

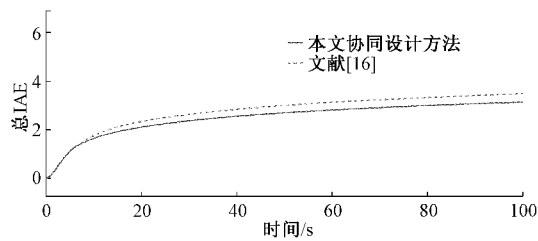


图 11 控制系统总的 IAE

各个回路的采样周期如图 12 所示。从图中可以看出,系统误差大时,采样周期将会变小,随着系统误差的逐渐变小,采样周期也将逐渐变大,并且采样周期在 {0.1 s, 0.225 s, 0.35 s, 0.475 s, 0.6 s} 这几个值之间切换。

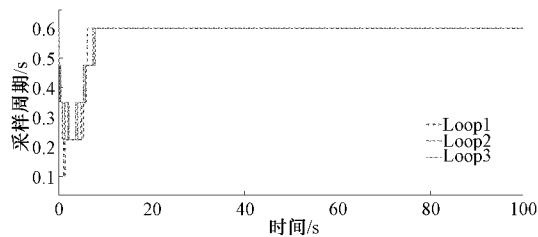


图 12 各回路采样周期变化曲线

在系统运行期间,计算两种方法下的带宽需求度 (requirement of bandwidth, RoB),带宽需求度 RoB 的值越小,说明该网络对带宽的依赖性越小,越能节省有限的网络资源。如图 13 所示,本文采用的协同控制方法的带宽需求度要小于文献[15]的带宽需求度。说明对于具有时变时延与随机丢包的 NCS,本文提出的协同控制方法在保证控制效果的同时可以节省有限的网络带宽资源。

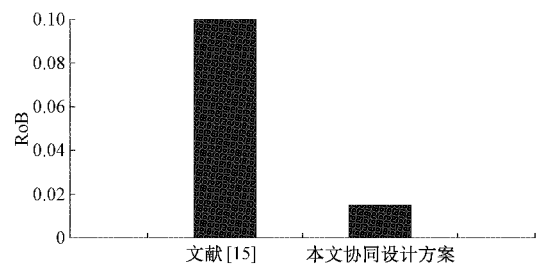


图 13 带宽需求度对比

5 结 论

对于资源受限的网络控制系统,本文提出了一种主动变采样周期控制与调度协同设计方法。利用模糊控制中的最大隶属度解模糊方法,使得采样周期在几个确定的值之间切换,并且控制器针对每个采样周期使用对应的反馈控制矩阵,在系统建模时考虑时变短时延与随机丢包,更加贴近真实网络情况。采用标称点法界定系统不确定项的范数上界,有效解决了以往的同时考虑时变时延与丢包的变采样周期网络控制系统控制算法的强保守性,并且对系统矩阵无特殊要求。另外,考虑将采样周期调度器内置于控制器,调度信息随着控制量一同发送到网络中,可以有效节省有限的网络带宽资源。

参 考 文 献

- [1] CAI H B, PING L I, CHENG L S, et al. Robust model predictive control with randomly occurred networked packet loss in industrial cyber physical systems [J]. Journal of Central South University, 2019, 26(7): 1921-1933.
- [2] DING L, HAN Q L, WANG L Y, et al. Distributed cooperative optimal control of DC microgrids with communication delays [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(9): 3924-3935.
- [3] WANG Y L, HAN Q L. Network-based modelling and dynamic output feedback control for unmanned marine vehicles in network environments [J]. Automatica, 2018, 91: 43-53.
- [4] 王艳, 纪志成, 谢林柏, 等. 基于变采样周期方法的网络控制系统协同设计[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(8): 2108-2114.
- [5] 李媛, 张庆灵, 邱占芝, 等. 具有时变采样周期网络控制系统的严格耗散控制(英文)[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(9): 1170-1177.
- [6] TANG X, XIE N, XIA B, et al. Non-fragile control for variable sampling period network control system with actuator failure [J]. Automation, Control and Intelligent Systems, 2018, 6(4): 38-46.
- [7] 李媛, 张国山, 孙琨秋. 时变有界变采样网络控制系统的保性能控制[J]. 沈阳化工大学学报, 2016, 30(4): 378-384.
- [8] SHEN Y, ZHANG W, NI H, et al. Guaranteed cost control of networked control systems with DoS attack and time-varying delay [J]. International Journal of Control, Automation and Systems, 2019, 17(4): 811-821.
- [9] ZHANG H, ZHAO Z, WANG Z, et al. New results on stability and stabilization of networked control

- systems with short time-varying delay [J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2017, 46 (12): 2772-2781.
- [10] 周红艳, 张钊, 陈雪波, 等. 短时延广义网络控制系统的指数保性能控制[J/OL]. 控制理论与应用: 1-7 [2021-12-07]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1240.TP.20210930.1856.002.html>.
- [11] 吴杰, 付敬奇. 网络控制系统的事件触发与量化控制协同设计[J]. 电子测量技术, 2017, 40(5): 80-86.
- [12] 时维国, 唐志瑶. 非线性网络控制系统的双通道时延和丢包鲁棒 H_∞ 控制[J]. 电子测量技术, 2021, 44(1): 7-14.
- [13] 马卫国, 邵诚. 网络控制系统随机稳定性研究[J]. 自动化学报, 2007, 33(8): 878-882.
- [14] QIU L, YAO F Q, XU G, et al. Output feedback guaranteed cost control for networked control systems with random packet dropouts and time delays in forward and feedback communication links[J]. IEEE Trans on Automation Science & Engineering, 2015, 13(1): 284-295.
- [15] 刘义才, 刘斌, 张永, 等. 具有双边随机时延和丢包的网络控制系统稳定性分析[J]. 控制与决策, 2017, 32(9): 1565-1573.
- [16] 李媛, 张鹏飞, 张庆灵. 丢包信息部分已知的变采样周期网络控制系统的 H_∞ 控制[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2014, 35(3): 305-308.

作者简介

都业龙, 硕士研究生, 主要研究方向为网络控制。

E-mail: 1143448732@qq.com

时维国, 博士, 教授, 主要研究方向为人工智能、网络控制、智能调度。

E-mail: swgdl@163.com