

基于极点配置的随机时延网络控制器设计

刘 斌^{1,2}, 毛 钦^{1,2}

(1. 武汉科技大学 信息科学与工程学院, 武汉 430081;

2. 冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心 冶金工业过程系统科学湖北省重点实验室, 武汉 430081)

摘 要: 针对网络控制系统(NCS)的随机短时延问题,在传感器和执行器由时间驱动、离散控制器由事件驱动方式下,将 NCS 描述为切换系统模型。结合极点配置和特征根连续变化原理,根据时延与增广矩阵特征根最大模长之间的关系,将切换系统进行简化并设计相应的状态反馈控制器。实验结果表明,该控制器求解简单、易于实现,且可根据实际系统性能要求选择控制参数。

关键词: 网络控制系统; 随机时延; 切换系统; 极点配置; 特征根

中文引用格式: 刘斌,毛钦. 基于极点配置的随机时延网络控制器设计[J]. 计算机工程,2019,45(5):66-71.

英文引用格式: LIU Bin, MAO Qin. Design of random delay network controller based on pole placement[J]. Computer Engineering, 2019, 45(5): 66-71.

Design of Random Delay Network Controller Based on Pole Placement

LIU Bin^{1,2}, MAO Qin^{1,2}

(1. College of Information Science and Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China;

2. Hubei Province Key Laboratory for Systems Science in Metallurgical Process, Engineering Research Center of Metallurgical Automation and Measurement Technology of Ministry of Education, Wuhan 430081, China)

[Abstract] To address the random short delay problem, this paper describes the Network Control System (NCS) as a switching system based on the combination of time-driven sensors and actuators and event-driven discrete controllers. By using the pole placement and the continuous change principle of the characteristic root, the switching system is simplified and the corresponding state-feedback controller is designed according to the relationship between delay and the maximum modulus length of the characteristic root of the augmented matrix. Experimental results show that the controller is simple and easy to implement, and can choose control parameters according to the actual system performance requirements.

[Key words] Network Control System (NCS); random delay; switching system; pole placement; characteristic root

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0050536

0 概述

网络控制系统 (Network Control System, NCS) 是控制理论、计算机技术和通信技术相结合的产物,具有布局方便、易于安装、成本低等优点,在生产和生活中具有广泛应用。由于 NCS 本身存在信息延时而到达、信号数据丢失等问题,严重时系统稳定性得不到保证,因此对网络控制系统进行分析、设计非常必要^[1-2]。对于存在随机短时延的 NCS,通常使用不确定方法^[3-4]将时延分为确定均值部分和不确定部分,将时延不确定部分单独分成一项,通过调节参数使不确定部分满足范数有界条件,利用矩阵放缩技术消除时延不确定项,最终将控制器的设计转化为

线性矩阵不等式 (Linear Matrix Inequalities, LMI) 的求解。基于随机系统的方法假设时延符合某一分布规律,且不同周期时延相互独立,并基于 Markov 的随机方法对系统进行分析、设计^[4]。文献[5-6]研究 Markov 转移概率全部已知和部分未知情况下的系统控制器求解问题,然而实际 Markov 转移概率需要进行大量实验才能获得,实现较困难。文献[7]设计系统自适应 LQR 控制器。对于同时存在时延和丢包的系统,文献[8-9]分别使用异步动态系统方法和随机最优方法对系统进行研究。文献[10-11]利用 MPC 策略解决时延问题,通过在滚动时域内极小化目标函数求得下一时刻的控制量。文献[12-13]对时延进行补偿,从而减少时延对系统的影响。文

基金项目: 国家自然科学基金(61104027)。

作者简介: 刘 斌(1972—),女,教授、博士、博士生导师,主研方向为网络控制系统、复杂系统建模、数据挖掘;毛 钦,硕士研究生。

收稿日期: 2018-02-27 **修回日期:** 2018-04-20 **E-mail:** 1033456303@qq.com

献[4]假设采样传感器和执行器由时间驱动、控制器由事件驱动,传感器采样周期是执行器工作周期的 N 倍(N 为正整数),将存在随机短时延的系统描述为在 N 个子系统间切换的模型,利用切换系统方法得到使系统稳定的条件,但对 N 的选取规则未进行讨论。上述方法最终都转化为求解 LMI 控制器,求解过程复杂,不便于在实际系统中实现。

本文控制器与文献[4]控制器采用相同的假设条件,结合极点配置和特征根连续变化原理,根据时延与增广矩阵特征根最大模长之间的关系,将切换子系统个数简化为 1 个 ~ 3 个,并给出相应的子系统个数选取规则。

1 系统建模及控制器设计

1.1 系统建模

由于传感器、执行器可按预先设定的时间间隔工作,控制器计算时间相对较小可忽略,实际中部分系统状态可测量且采用状态反馈控制,因此对图 1 所示双边存在随机时延的网络控制系统进行如下假设:

1) 传感器采样周期为 h ,离散控制器由事件驱动,执行器由时间驱动,且执行器工作周期为 t_1, t_2, \dots, t_N (N 为正整数),记 $h_i = \sum_{j=1}^i t_j$ ($t_j > 0, j = 1, 2, \dots, N, h_N = h$)。

2) 考虑传感器到控制器(S-C)和控制器到执行器(C-A)的随机时延 τ_{sc}, τ_{ca} ,控制器和执行器均采用零阶保持输入策略。由于离散控制器计算时间 τ_c 相对较小,忽略不计,因此第 k 个采样周期的闭环回路时延 $\tau_k \approx \tau_{sc} + \tau_{ca} \leq h$ 。

3) 状态全部可测,并采用状态反馈 $u_k = Kx_k$ 。

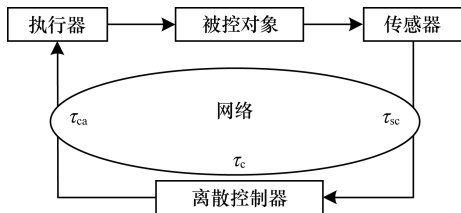


图 1 网络控制系统结构

在第 k 个 ~ 第 $(k+1)$ 个采样周期内,由于执行器由时间驱动,当时延 $\tau_k \in (h_{i-1}, h_i]$ 时,虽然执行器收到了最新的控制信号,但要等到新的执行器周期 (h_i) 开始才能执行新的控制动作,之前保持控制动作 u_{k-1} ,如图 2 所示。

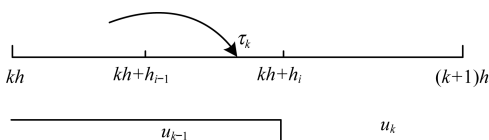


图 2 随机时延与执行周期的关系

线性系统控制理论是从实际和工程问题的需求中产生和发展起来,线性系统是较简单和基本的一类动态系统,是控制系统中研究较充分、发展较成熟且应用较广泛的一个分支,其中的很多方法和概念是研究非线性系统理论、最优控制理论、鲁棒控制理论的基础^[14]。考虑以下线性时不变系统:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{1}$$

当 $\tau_k \in (h_{i-1}, h_i]$ 时,线性时不变系统式(1)可离散化为:

$$x_{k+1} = e^{Ah}x_k + \int_0^{h-h_i} e^{As}dsBu_k + \int_{h-h_i}^h e^{As}dsBu_{k-1} \tag{2}$$

取 $z_k = [x_k^T, u_{k-1}^T]^T$,增广系统描述为:

$$z_{k+1} = \begin{bmatrix} e^{Ah} + \int_0^{h-h_i} e^{As}dsBK & \int_{h-h_i}^h e^{As}dsB \\ K & 0 \end{bmatrix} z_k = \Phi_{h_i} z_k \tag{3}$$

其中, Φ_{h_i} 为增广系统的状态转移矩阵。

增广系统在第 k 个 ~ 第 $(k+1)$ 个采样周期,时延 $\tau_k \in (h_{i-1}, h_i]$ 对应子系统 Φ_{h_i} 。若在第 $(k+1)$ 个 ~ 第 $(k+2)$ 个采样周期,时延 $\tau_k \in (h_{j-1}, h_j]$,则对应子系统 Φ_{h_j} ($j=1, 2, \dots, N$)。依此类推,网络控制系统可以被描述为在 N 个子系统 ($\Phi_{h_1}, \Phi_{h_2}, \dots, \Phi_{h_n}$) 中随机切换的模型。

1.2 系统控制器设计

考虑存在短时延的子系统 Φ_{h_i} ($i=1, 2, \dots, N$), 对其进行分析:

$$\Phi_{h_i} = \begin{bmatrix} e^{Ah} + \int_0^h e^{As}dsBK + \int_h^{h-h_i} e^{As}dsBK & \int_{h-h_i}^h e^{As}dsB \\ K & 0 \end{bmatrix} \tag{4}$$

当随机时延 $\tau_k = 0$ (即 $h_i = 0$) 时:

$$x_{k+1} = \left(e^{Ah} + \int_0^h e^{As}dsBK \right) x_k \tag{5}$$

对于能控系统,极点可以任意配置,保证 x_k 收敛,同时使 $u_k = Kx_k$ 收敛,即 $\Phi_{h_i=0}$ 的特征值均在复平面单位圆以内。

当随机时延 τ_k 从 0 连续增大到 h 时 (h_i 也从 h_1 逐渐增大到 h_N),在此过程中, Φ_{h_i} 的特征值将连续变化而不发生突变^[13],即在一定的时延范围内或整个时延范围内 Φ_{h_i} 的特征值依然在复平面单位圆以内。据此可知,系统将在稳定子系统和不稳定子系统之间切换,其中不稳定子系统含临界稳定子系统。

根据极点配置原理,对同一个线性系统,将 $\tau_k = 0$ (即 $h_i = 0$) 时的极点配置距离原点越近,控制器增益矩阵 K 的数值相对越大。 K 参数越大,随着 h_i 逐渐增大, Φ_{h_i} 的特征根变化越明显。为避免 Φ_{h_i} 特征

根随时延增大出现剧烈变化,同时保证 Φ_{h_t} 特征根尽可能在复平面单位圆内,控制器 K 的参数应使式(5)中系统的特征根适度远离原点。一般将系统式(5)的极点配置在半径为 0.5 ~ 0.75 的复平面圆环内。下文以一个开环临界稳定系统和一个开环不稳定系统为例,说明极点配置在半径为 0.5 ~ 0.75 的复平面圆环内的合理性。

考虑如下临界稳定系统:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -5 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0 \\ 108.75 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = [1 \ 0] \mathbf{x} \end{cases} \quad (6)$$

传感器采样周期为 0.01 s,系统离散化为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0.009\ 8 \\ 0 & 0.951\ 2 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} 0.005\ 3 \\ 1.060\ 8 \end{bmatrix} \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k = [1 \ 0] \mathbf{x}_k \end{cases} \quad (7)$$

对式(7)进行极点配置,得到如表 1 所示的配置极点与相应的控制器参数。

表 1 配置极点与相应的控制器参数 1

配置极点		控制器参数		标记
维度为 1	维度为 2	维度为 1	维度为 2	
0.10	0.20	-67.875 9	-1.214 4	K_1
0.10	0.30	-59.391 4	-1.162 9	K_2
0.20	0.30	-52.792 3	-1.101 9	K_3
0.30	0.40	-39.594 3	-0.979 9	K_4
0.30	0.50	-32.992 3	-0.918 9	K_5
0.40	0.50	-28.281 6	-0.848 4	K_6
0.50	0.70	-14.140 8	-0.636 9	K_7
0.60	0.70	-11.312 6	-0.556 9	K_8
0.70	0.75	-7.070 4	-0.436 9	K_9
0.80	0.90	-1.884 5	-0.227 3	K_{10}
0.80	0.95	-0.942 7	-0.185 0	K_{11}

为避免图形密集不易区分,仅选取 K_1, K_3, \dots, K_{11} 等 6 组控制器增益,当时延在一个采样周期内从 0 逐渐增大时,时延与 Φ_{h_t} 的特征根最大模长的关系如图 3 所示。

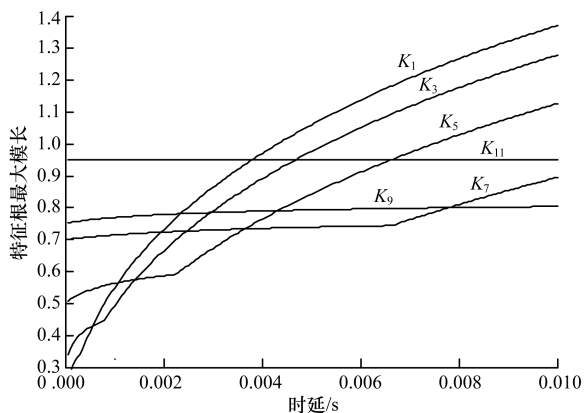


图 3 时延与特征根最大模长的关系 1

开环不稳定系统具体如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.12 \\ 0.2 & -0.15 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.1 \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = [1 \ 0] \mathbf{x} \end{cases} \quad (8)$$

当传感器采样周期为 0.3 s 时,系统离散化为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1.031\ 5 & 0.035\ 8 \\ 0.059\ 6 & 0.957\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} 0.061\ 5 \\ 0.031\ 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k = [1 \ 0] \mathbf{x}_k \end{cases} \quad (9)$$

对式(9)系统进行极点配置,得到如表 2 所示的配置极点与相应的控制器参数。

表 2 配置极点与相应的控制器参数 2

配置极点		控制器参数		标记
维度为 1	维度为 2	维度为 1	维度为 2	
0.10	0.20	375.647 5	-795.799 5	K_1
0.10	0.30	322.761 0	-688.184 4	K_2
0.20	0.30	282.870 2	-606.224 1	K_3
0.30	0.40	203.088 6	-442.303 4	K_4
0.30	0.50	163.197 9	-360.343 1	K_5
0.40	0.50	136.302 7	-304.037 6	K_6
0.50	0.70	55.617 4	-135.121 2	K_7
0.60	0.70	41.717 9	-104.470 6	K_8
0.70	0.75	20.868 8	-58.494 7	K_9
0.80	0.90	-0.884 2	-7.523 0	K_{10}
0.80	0.95	-4.585 0	1.388 6	K_{11}

为避免图形密集不易区分,仅选取 K_1, K_3, \dots, K_{11} 等 6 组控制器增益,当时延在一个采样周期内从 0 逐渐增大时,时延与 Φ_{h_t} 特征根最大模长的关系如图 4 所示。

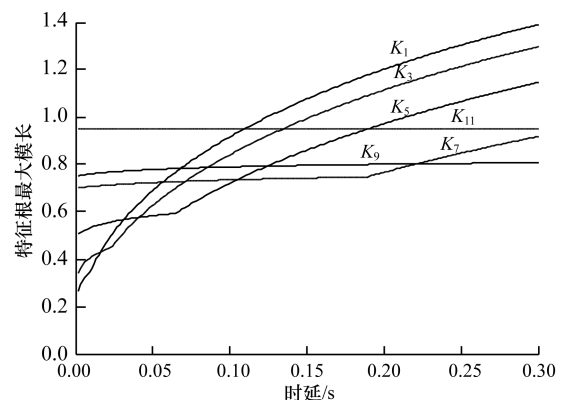


图 4 时延与特征根最大模长的关系 2

综合以上分析,若极点配置距离圆点太近,控制器增益参数值偏大,导致子系统随时延变大,容易变得不稳定(图 3、图 4 中的 K_1 和 K_3);若极点配置距离远点太远,系统始终处于接近临界稳定的状态(图 3、图 4 中的 K_{11})。因此,本文选择将系统式(5)的极点配置在 0.5 ~ 0.75 的复平面圆环内(图 3、图 4 中的 K_7 和 K_9)。

2 系统稳定性分析与控制器设计

2.1 系统稳定性分析

引理 1 系统状态方程为 $x_{k+1} = Gx_k, x_e = 0$ 为平衡态,其平衡态是渐进稳定的充分必要条件为:对任意给定的正定矩阵 Q ,都存在一个正定矩阵 P 为李雅普诺夫矩阵代数方程 $G^T P G - P = -Q$ 的解,且 $V_k = x_k^T P x_k$ 为系统的一个李雅普诺夫函数^[15]。

当时延 τ_k 一直处于 $(h_{i-1}, h_i]$ 之间,子系统 Φ_{h_i} 稳定的充分必要条件为存在正定对称矩阵 P_i ,使得李雅普诺夫函数差分项满足如下不等式:

$$\Delta V_k = V_{k+1} - V_k = x_{k+1}^T P_i x_{k+1} - x_k^T P_i x_k = x_k^T (\Phi_{h_i}^T P_i \Phi_{h_i} - P_i) x_k < 0 \quad (10)$$

当时延 τ_k 处于稳定子系统对应的时延范围内时,对所有稳定子系统 $\Phi_{h_j} (j = 1, 2, \dots, m, m \leq N)$ 都存在 P_i ,使得不等式(10)成立,从而保证各个子系统稳定。但是,不一定存在公共正定对称矩阵 P 可保证式(10)对于每个子系统均成立,也就是说,子系统稳定,不能保证组成的切换系统稳定。为增加 P 存在的概率,需要将稳定子系统个数减少为 1 个 ~ 3 个,从而保证子系统组成的切换系统稳定。

2.2 执行器工作周期选择

对系统式(5)进行极点配置,通常将极点配置在半径为 0.5 ~ 0.75 的复平面圆环内,得到控制器增益矩阵 K ,观察时延与 Φ_{h_i} 特征根的最大模长之间的关系,并按以下规则选取子系统个数。

1) 为系统留有一定的稳定裕度,若 $\Phi_{h_i=h}$ 特征根最大模长小于 0.9,则执行器工作周期为 $t_1 = h (N = 1)$,即系统可用一个稳定的 $\Phi_{h_i=h}$ 模型表示。

2) 若 $\Phi_{h_i=h}$ 特征根最大模长大于 0.9 小于 1,执行器工作周期为 $t_1 = t_2 = 0.5h (N = 2)$,此时系统在 $\Phi_{h_i=0.5h}$ 和 $\Phi_{h_i=h}$ 这 2 个稳定子系统间进行模型切换。将系统描述为 2 个子系统组成的切换系统,切换系统可在保证 2 个子系统系统稳定的同时,较 $\Phi_{h_i=h}$ 子系统收敛更快。

3) 由图 3 和图 4 可看出,若极点配置在 0.5 ~ 0.75 之间, $\Phi_{h_i=h}$ 的特征根最大模长一般不会超过 1。若出现大于 1 情况,也只是末端一小段时延区间超出,则此时设置执行器工作周期为 $t_1 = t_2 = t_3 = h/3 (N = 3)$,即系统被描述为在 $\Phi_{h_i=h/3}$ 、 $\Phi_{h_i=2h/3}$ 和 $\Phi_{h_i=h}$ 这 3 个子系统间切换模型。若子系统 $\Phi_{h_i=h/3}$ 、 $\Phi_{h_i=2h/3}$ 稳定,则 $\Phi_{h_i=h}$ 可能是不稳定子系统。基于上文分析可知,如果合理选择配置极点,那么特征值最大模长只有在时延接近采样周期时存在小概率大于 1,因此当时延在 0 ~ h 间随机变化时系统整体趋于稳定。

2.3 系统控制器设计与实现

本文提出控制器的设计过程具体如下:

步骤 1 在系统采样周期为 h 且时延为 0 时,对系统式(1)进行离散化,得到式(5)。

步骤 2 对式(5)进行极点配置,得到不同极点配置条件下的控制器参数表,例如表 1 和表 2。

步骤 3 在不同控制器参数下,绘制时延 h_i 从 0 逐渐增大到 h 的过程中 h_i 与增广系统转移矩阵 Φ_{h_i} 最大特征根模长的关系,例如图 3 和图 4。

步骤 4 根据步骤 3 中得到的时延 h_i 与 Φ_{h_i} 最大特征根模长的关系,结合实际控制效果选择最佳控制器参数。

3 实验验证

本文以 Quanser Qube-servo 2 系统为实验对象验证控制器设计方案。Quanser Qube-servo 2 系统俯视图见图 5。



图 5 Quanser Qube-servo 2 系统俯视图

Quanser Qube-servo 2 为一个直接驱动旋转伺服系统,其主回路和负载原理见图 6。直流电机轴与负载轮轴相连,负载轮轴与金属负载靠磁铁吸附,直流电机轴的转动惯量为 J_m ,负载轮轴的转动惯量为 J_h ,金属负载的转动惯量为 J_d 。

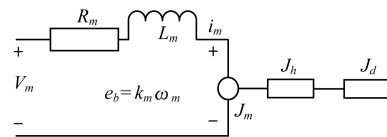


图 6 Quanser Qube-servo 2 主回路和负载原理

在图 6 中, V_m 为输入信号, R_m 为主回路电阻, i_m 为电流, L_m 为电感(很小,可忽略不计), e_b 为电机电压, ω_m 为电机转速, k_m 为电机的反电势常数, k_t 为扭矩常数,具体参数如表 3 所示。

表3 参数符号及对应设置

符号	名称	标记
R_m	电阻	K_1
k_m	电机反电动势常数	K_2
$J_m + J_b + J_d$	电机负载总转动惯量	K_3
k_t	扭矩常数	K_4

以逆时针方向为正, θ 为电机转动的角度, 根据表3参数并结合实际单位阶跃响应曲线, 最终得到如下微分方程:

$$0.2 \ddot{\theta} + \dot{\theta} = 21.75u \quad (11)$$

其中, u 为系统输入量, 即控制电压 V_m 。

将式(11)中的微分方程转化为状态空间方程得到式(6)中的系统, 其中 $x = [\theta \quad \dot{\theta}]^T$ 。显然, 系统式(6)完全能控, 且电机转过的弧度和速度均可测, 从而验证本文提出的控制器设计方法的正确性与可行性。

实验1 取采样周期 $h = 0.01$ s, 得到式(7)中的离散状态空间模型。通过分析图2中时延与 Φ_{h_i} 特征根最大模长关系, 从表1中选择控制器 K_9 , 当参考输入信号为 $10\sin t$ 时, 系统参考输入与实际输出的对比结果、系统实际输出与参考输入的误差结果如图7、图8所示。

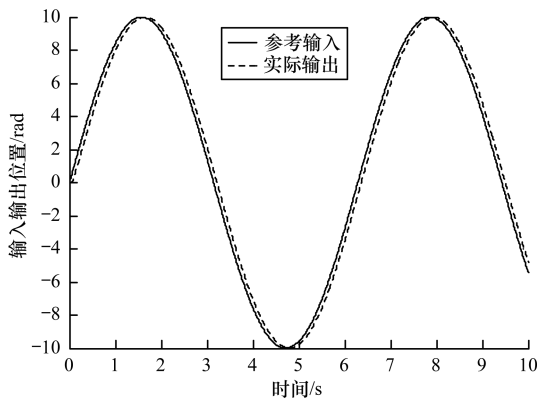


图7 系统参考输入与实际输出的对比结果1

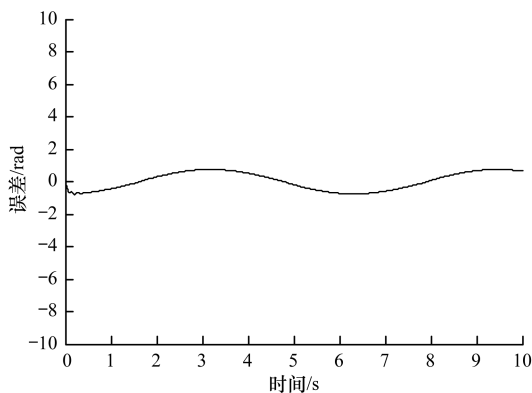


图8 系统实际输出与参考输入的误差结果1

实验2 取采样周期 $h = 0.1$ s, 将式(6)离散化为式(12), 从而得到如表4所示的配置极点与相应的控制器参数。

$$\begin{cases} x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 0.0787 \\ 0 & 0.6065 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 0.4634 \\ 8.5580 \end{bmatrix} u_k \\ y_k = [1 \quad 0] x_k \end{cases} \quad (12)$$

表4 配置极点与相应的控制器参数3

配置极点		控制器参数		标记
维度为1	维度为2	维度为1	维度为2	
0.10	0.20	-0.8413	-0.1071	K_1
0.10	0.30	-0.7362	-0.1011	K_2
0.20	0.30	-0.6544	-0.0939	K_3
0.30	0.40	-0.4908	-0.0794	K_4
0.30	0.50	-0.4090	-0.0721	K_5
0.40	0.50	-0.3506	-0.0636	K_6
0.50	0.70	-0.1753	-0.0380	K_7
0.60	0.70	-0.1402	-0.0282	K_8
0.70	0.75	-0.0876	-0.0135	K_9
0.80	0.90	-0.0234	0.0122	K_{10}
0.80	0.95	-0.0117	0.0174	K_{11}

选取 K_1, K_3, \dots, K_{11} 等6组控制器增益, 当时延在一个采样周期内从0逐渐增大时, 时延与 Φ_{h_i} 的特征根最大模长的关系如图9所示。

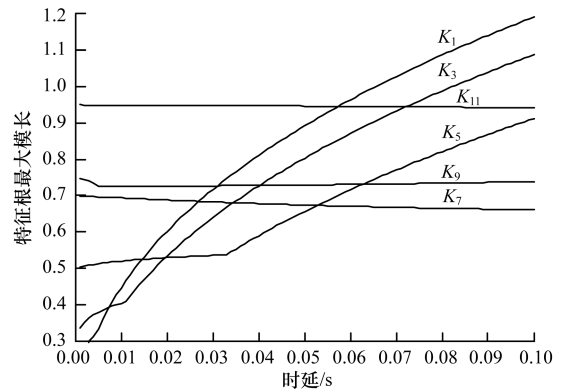


图9 时延与特征根最大模长的关系3

随机时延在 $0 \sim h$ 随机变化时, 选择控制器 K_3 , 参考输入信号为 $10\sin t$, 系统实际输出与参考输出的对比结果、系统实际输出与参考输入的误差结果如图10、图11所示。

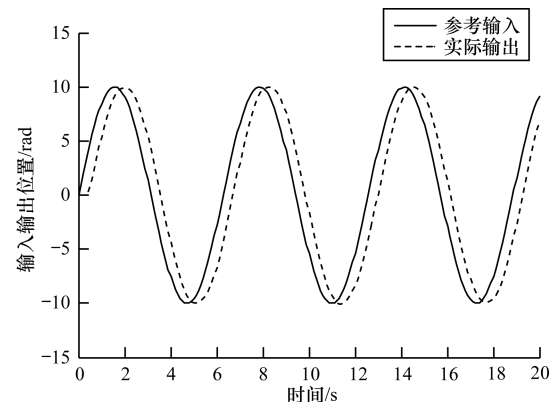


图10 系统参考输入与实际输出的对比结果2

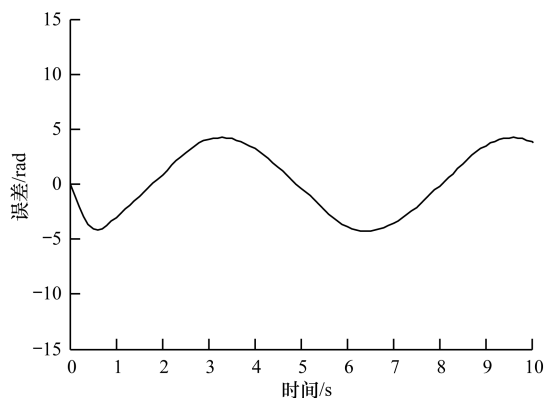


图 11 系统实际输出与参考输入的误差结果 2

从图 7、图 10 可看出,在 2 个实验中,控制系统都是稳定的。实际输出与参考输入呈现滞后效果,其原因是开始多个周期的控制量相对较小,负载没有明显变化,随着控制量的增大,实际输出逐渐接近参考输入。

对比实验 1 和实验 2,随着采样周期的增大,系统离散化后的参数也发生明显变化(见式(7)、式(12)),相同配置极点下控制器参数明显不同(见表 1、表 4)。对系统性能的影响主要表现在:系统实际输出与参考输入之间的滞后随采样周期增加而明显变大,且系统控制误差明显增加,但系统稳定。在实验 2 中,当控制器选择 K_3 时,存在 $\Phi_{h_i=h} > 1$,此时对应 2.2 节中的规则 3),从而证明 2.2 节分析的合理性,同时表明系统控制器参数无需严格保证式(5)的极点配置在 0.5 ~ 0.75 的复平面单位圆环内,而是需要结合实际控制效果选取控制器参数。

4 结束语

本文在采样传感器和执行器由时间驱动、离散控制器由事件驱动的工作方式下,结合极点配置和系统特征根连续变化原理,设计系统控制器。该控制器设计简单,且易于计算实现。通过 Quanser Qube-servo 2 系统验证了该设计方案的有效性。下一步将研究本文设计方案的适用范围及控制效果,从而使系统在长时延下依然保持稳定且满足相关性要求。

参考文献

- [1] ZHANG Xianming, HAN Qinglong, YU Xiaohuo. Survey on recent advances in networked control systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(5): 1740-1752.
- [2] 游科友,谢立华.网络控制系统最新综述[J].自动化学报,2013,39(2):101-118.
- [3] ZHANG Huaguang, ZHANG Zhao, WANG Zhiliang, et al. New results on stability and stabilization of networked control systems with short time-varying delay[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2016, 46(12): 2772-2781.
- [4] 张文安.网络化控制系统的时延与丢包问题研究[D].杭州:浙江工业大学,2008.
- [5] SHEN Mouquan, YE Dan. A finite frequency approach to control of Markov jump linear systems with incomplete transition probabilities[J]. Applied Mathematics and Computation, 2017, 295: 53-64.
- [6] 刘斌,刘义才.区间化时变时延的网络化切换系统建模与控制[J].控制理论与应用,2017,34(7):912-920.
- [7] SRINIVASAN S, VALLABHAN M, RAMASWAMY S, et al. Adaptive LQR controller for networked control systems subjected to random communication delays[C]//Proceedings of American Control Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2016: 78-94.
- [8] 冯广,王钦若,刘洪伟.不确定时延网络控制系统的优化控制实现[J].计算机工程,2010,36(8):27-29.
- [9] WANG Zhuwei, WANG Xiaodong, LIU Lihan. Stochastic optimal linear control of wireless networked control systems with delays and packet losses[J]. IET Control Theory and Applications, 2014, 10(7): 742-751.
- [10] LU Renquan, XU Yong, ZHANG Ridong. A new design of model predictive tracking control for networked control system under random packet loss and uncertainties[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(11): 6999-7007.
- [11] PANG Zhonghua, LIU Guoping, ZHOU Donghua. Data-based predictive control for networked nonlinear systems with network-induced delay and packet dropout[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(2): 1249-1257.
- [12] LAI C L, HSU P L. The butterfly-shaped feedback loop in networked control systems for the unknown delay compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(3): 1746-1754.
- [13] 田中大,高宪文,李琨.基于预测控制的NCS时延补偿算法[J].系统工程与电子技术,2013,35(10): 2165-2169.
- [14] 郑大钟.线性系统理论[M].北京:清华大学出版社,2002.
- [15] 孙继广.矩阵扰动分析[M].北京:科学出版社,2001.

编辑 陆燕菲