

文章编号: 1001-0920(2009)08-1273-04

基于 GPC 的 NCS 非整数倍采样周期时延补偿方法

庄玲燕, 张文安, 俞立

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310032)

摘要: 研究具有非整数倍采样周期时延的网络控制系统(NCS)的时延补偿问题. 针对 NCS 中的非整数倍采样周期时延, 基于广义预测控制算法并结合线性插值方法, 提出一种新的网络时延补偿方法. 该方法能得到非整数倍采样周期的控制预测值, 同时通过减小执行器读取缓冲区的周期, 可有效减少由于执行器时间驱动而引起的等待时延, 解决了非整数倍采样周期时延的补偿问题. 最后通过仿真验证了该方法的有效性.

关键词: 状态方程; 广义预测控制; 网络诱导时延; 线性插值法

中图分类号: TP273

文献标识码: A

GPC-based delay compensation approach for NCS with delays of non-integral multiple of sampling period

ZHUANG Ling-yan, ZHANG Wen-an, YU Li

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310032, China. Correspondent: YU Li, E-mail: lyu@zjut.edu.cn)

Abstract: The delay compensation problem is investigated for networked control system (NCS) with delay of non-integral multiple of sampling period. A new delay compensation approach is proposed based on the state-space-based generalized predictive control (GPC) strategy and the linear interpolation method. The control sequences of non-integral multiples of sampling period can be derived by using the newly proposed approach. Moreover, the waiting delay is efficiently reduced by decreasing the actuator's reading period. Finally, a simulation example shows the effectiveness of the proposed method.

Key words: State-space; Generalized predictive control; Network-induced delays; Linear interpolation method

1 引言

网络诱导时延是网络控制系统(NCS)分析和设计中的主要问题之一. 目前针对网络时延的主要方法有: 随机系统方法^[1,2]、时滞系统方法^[3]、采样系统方法^[4]、混杂系统方法^[5,6]等. 在网络控制系统中, 传感器到控制器的时延可通过控制器补偿, 但控制器到执行器的时延却难以在控制器端预先补偿. 预测控制的多步预测功能, 能一次计算未来多个控制量, 不存在时延的系统往往只采用第 1 个数据, 而在系统出现延迟、执行器无法得到最新控制量时, 可采用已有数据包中的预测值. 然而, 预测控制只能计算出整数倍采样周期的控制量, 对于具有整数倍采样周期的时延, 它能起到很好的补偿作用; 对于非整数倍采样周期的时延, 直接应用预测控制会导致其性能的下降.

文献[7,8]采用广义预测控制(GPC)算法对网络时延和丢包问题进行研究. 在这两篇文献中, 控制器和执行器均采用时间驱动模式, 节点接收到数据包后, 等到本周期结束再采取相应的动作, 这样可将非整数倍采样周期时延转化为整数倍采样周期时延, 简化了算法, 但人为增加的时延是很可观的. 一种有效的方法是直接对非整数倍时延进行补偿, 但现有的 MPC 算法均不适用.

本文提出一种新的方法, 用于解决 NCS 中非整数倍采样周期时延的补偿问题. 在执行器为时间驱动的工作模式下, 可提高读取缓冲区的频率, 减少等待时延; 控制器端将 GPC 算法与线性插值原理相结合, 对传感器到控制器的时延进行补偿并计算, 得到与执行器数据读取周期对应的预测控制序列, 从而有效地解决了非整数倍采样周期的时延问题. 最后

收稿日期: 2008-08-30; 修回日期: 2008-11-24.

基金项目: 国家杰出青年科学基金项目(60525304).

作者简介: 庄玲燕(1983—), 女, 浙江海宁人, 硕士生, 从事网络控制、预测控制的研究; 俞立(1961—), 男, 浙江富阳人, 教授, 从事网络控制、鲁棒控制等研究.

通过仿真示例验证了所提出方法的有效性和优越性.

2 问题描述

本文考虑的网络控制系统结构如图 1 所示,其中被控对象由如下状态空间模型描述:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{b}\Delta u(k) + \mathbf{g}\omega(k), \\ y(k) = \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k) + \omega(k). \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}(k) \in R^n$ 为系统状态, $\Delta u(k) \in R$ 为控制输入增量, $y(k) \in R$ 为测量输出, $\omega(k) \in R$ 为系统白噪声, \mathbf{A} 为状态矩阵, \mathbf{b} 为控制输入矩阵, \mathbf{c} 为输出矩阵, \mathbf{g} 为扰动输入矩阵.

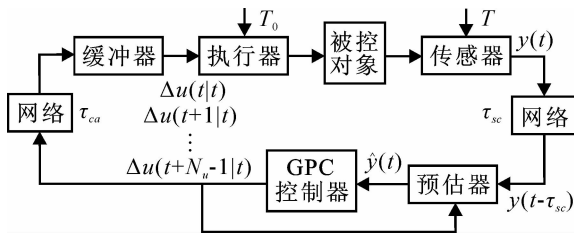


图 1 网络预测控制系统结构

对于图 1 所示的网络控制系统,作如下假设:

1) 全局时钟同步,传感器由时间驱动,采样周期为 T ;控制器由事件驱动;执行器也采用时间驱动,但以更高的频率读取缓冲区,读取周期 $T_0 = T/N$,其中 N 是一个正整数,为可调参数.

2) 网络传输存在时变时延 τ_{sc} 和 τ_{ca} ,它们分别表示传感器到控制器和控制器到执行器的时延,且这两个时延未必为采样周期的整数倍.

3) 所有的数据包均带有时戳.

在以上假设下,系统的信号时序如图 2 所示.

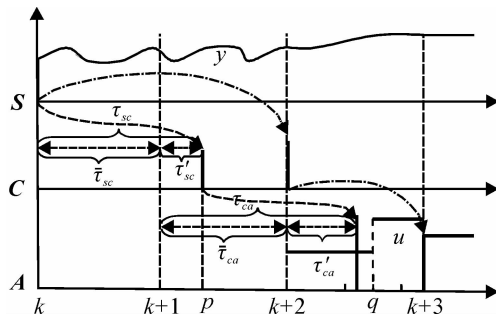


图 2 网络控制系统时序

1) 在 k 时刻,传感器对被控对象采样,并将输出 $y(k)$ 发送给控制器.

2) 在 p 时刻,控制器收到该数据包,时延 $\tau_{sc} = p - k$.从图 2 可以看出,此时数据包到达时刻处于一个采样周期中间,因此 τ_{sc} 为非整数倍采样周期时延.控制器对该时延进行补偿,并计算 $p - \tau'_{sc}$ (即图 1 中 $k + 1$) 时刻及以后的控制量,其中 $\tau'_{sc} = \tau_{sc} - \bar{\tau}_{sc}$, $\bar{\tau}_{sc} = \lceil \tau_{sc} \rceil$ ($\lceil \cdot \rceil$ 表示向下取整),具体意义参见图

2.考虑执行器数据读取周期 T_0 ,运用线性插值原理计算相应控制量并发往执行器.

3) 在 q 时刻,执行器接收到控制器发来的数据包,并将其存于缓冲区.本周期结束后(以 T_0 为周期),执行器读取缓冲区,根据数据包所带时戳判断时延大小,据此取出相应的数据作为控制量.

3 网络环境下的 GPC 算法

GPC 算法的预测性使它要对未来的输出进行预测,这便提供了补偿 τ_{sc} 的方法. $p - \tau'_{sc}$ (即图 1 中 $k + 1$) 时刻及以后,输出预测可表示为

$$\begin{aligned} \hat{y}(p - \tau_{sc} + j) = & \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{j-1} (\mathbf{A} - \mathbf{g}\mathbf{c}^T) \hat{\mathbf{x}}(p - \tau_{sc}) + \\ & \sum_{i=1}^j \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{j-i} \Delta u(p - \tau_{sc} + i - 1) + \\ & \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{j-1} \mathbf{g} y(p - \tau_{sc}). \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $j = 1, \dots, \bar{\tau}_{sc}, \bar{\tau}_{sc} + 1, \dots, \bar{\tau}_{sc} + N_1, N_1$ 表示预测时域.该输出可分为两部分: $j = 1, \dots, \bar{\tau}_{sc}$ 表示对时延 $\bar{\tau}_{sc}$ 进行补偿; $j = \bar{\tau}_{sc} + 1, \dots, \bar{\tau}_{sc} + N_1$ 是输出 y 的 N_1 个预测值. $\hat{\mathbf{x}}(p - \tau_{sc})$ 是 $\mathbf{x}(p - \tau_{sc})$ 的估计值,可通过修正的 Kalman 滤波方法计算如下:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(p - \tau_{sc} + 1) = & (\mathbf{A} - \mathbf{g}\mathbf{c}^T) \hat{\mathbf{x}}(p - \tau_{sc}) + \\ & \mathbf{b}\Delta u(p - \tau_{sc}) + \mathbf{g}y(p - \tau_{sc}). \end{aligned} \quad (3)$$

考虑如下性能指标:

$$\begin{aligned} J = E \{ & \sum_{j=1}^{N_1 + \bar{\tau}_{sc}} (y(p - \tau_{sc} + j) - \\ & r(p - \tau_{sc} + j))^2 + \\ & \sum_{j=1}^{N_u} \lambda (\Delta u(p - \tau_{sc} + j))^2 \}, \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $r(p - \tau_{sc} + j)$ 为设定值.定义

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} &= [\hat{y}(p - \tau_{sc}) \quad \dots \quad \hat{y}(p - \tau'_{sc} + N_1)]^T; \\ \mathbf{u}_1 &= \begin{cases} [\Delta u(p - \tau_{sc}) \quad \dots \quad \Delta u(p - \tau'_{sc} - 1)]^T, \\ \bar{\tau}_{sc} > 0; \\ 0, \bar{\tau}_{sc} = 0; \end{cases} \end{aligned}$$

$$\mathbf{u}_2 = [\Delta u(p - \tau'_{sc}) \quad \dots \quad \Delta u(p - \tau'_{sc} + N_u - 1)]^T;$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{\bar{\tau}_{sc}} \mathbf{b} & \dots & \mathbf{c}^T \mathbf{A} \mathbf{b} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{\bar{\tau}_{sc} + N_1 - 1} \mathbf{b} & \dots & \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{N_1} \mathbf{b} \end{bmatrix}, \bar{\tau}_{sc} > 0; \\ 0, \bar{\tau}_{sc} = 0; \end{cases}$$

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \mathbf{b} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{c}^T \mathbf{A} \mathbf{b} & \mathbf{c}^T \mathbf{b} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{N_1 - 1} \mathbf{b} & \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{N_1 - 2} \mathbf{b} & \dots & \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{N_1 - N_u} \mathbf{b} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{f} = [\mathbf{c}^T \mathbf{A}^{\bar{\tau}_{sc}} \quad \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{\bar{\tau}_{sc} + 1} \quad \dots \quad \mathbf{c}^T \mathbf{A}^{\bar{\tau}_{sc} + N_1 - 1}]^T \times$$

$$[(\mathbf{A} - \mathbf{g}\mathbf{c}^T)\hat{\mathbf{x}}(p - \tau_x) + \mathbf{g}y(p - \tau_x)];$$

$$\mathbf{r} = [r(p - \tau_x) \quad \cdots \quad r(p - \tau'_x + N_1)]^T.$$

其中： N_u 表示控制时域。则式(2)和(4)可分别写成如下向量形式：

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}_1\mathbf{u}_1 + \mathbf{G}_2\mathbf{u}_2 + \mathbf{f}, \quad (5)$$

$$J = E\{(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r})^T(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r}) + \lambda\mathbf{u}_2^T\mathbf{u}_2\}. \quad (6)$$

式(5)代入式(6)并对 \mathbf{u}_2 求导,可得使 J 最小的控制律

$$\mathbf{u}_2 = (\mathbf{G}_2^T\mathbf{G}_2 + \lambda\mathbf{I})^{-1}\mathbf{G}_2^T(\mathbf{r} - \mathbf{f} - \mathbf{G}_1\mathbf{u}_1), \quad (7)$$

式(7)即为 $p - \tau'_x$ 时刻的预测控制序列。该控制序列以 T 为周期,而执行器读取缓冲区周期为 T_0 ,需要采用线性插值原理,计算与之对应的控制差值。控制器到执行器的时延为 $\tau_{ca} = iT + jT_0$ 。其中

$$i = \bar{\tau}_{ca}/T, \quad j = \lfloor \tau'_{ca}/T_0 \rfloor,$$

$$\bar{\tau}_{ca} = \lceil \tau_{ca} \rceil, \quad \tau'_{ca} = \tau_{ca} - \bar{\tau}_{ca},$$

$\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。则实际所需控制量计算如下：

$$\Delta u(p - \tau'_x + i + jT_0) =$$

$$\mathbf{u}_2(i, 1) + \frac{jT_0}{T}(\mathbf{u}_2(i + 1, 1) - \mathbf{u}_2(i, 1)),$$

$$i = 0, \dots, N_u - 1, j = 0, \dots, N - 1.$$

根据上式对 \mathbf{u}_2 中每个控制量进行计算并存入控制矩阵 \mathbf{U} ,其中

$$\mathbf{U}(i, j) = \Delta u(p - \tau'_x + i + jT_0). \quad (8)$$

因此 $\mathbf{U}(1, 1) = \Delta u(p - \tau'_x)$,即控制矩阵中第 1 个值为 $p - \tau'_x$ 时刻所需控制量。与之对应,将时戳 $p - \tau'_x$ 与控制矩阵一起打包发送给执行器。在执行器端,由于数据读取周期改变,实际被控对象的状态方程为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}((k + 1)T_0) = \\ e^{AT_0}\mathbf{x}(kT_0) + \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{B}\Delta u(kT_0). \end{aligned} \quad (9)$$

在 $(k + N)T_0$ 时刻,有

$$\begin{aligned} \mathbf{x}((k + N)T_0) = \\ (e^{AT_0})^N\mathbf{x}(kT_0) + \sum_{i=0}^{N-1} (e^{AT_0})^{N-1-i} \times \\ \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{B}\Delta u((k + i)T_0) = \\ e^{AT}\mathbf{x}(kT) + \int_0^T e^{A(t-T)} dt\mathbf{B}\Delta u(kT) = \\ \mathbf{x}((k + 1)T). \end{aligned}$$

由上可知,执行器以更高的频率读取缓冲区,不改变传感器采样时刻的输出值。减小读取缓冲区的周期,能有效减小等待时延,并且 N 值越大,等待时间越短。

本文用线性插值方法计算以 T_0 为周期的控制量,这是一种近似算法,存在一定的误差。为了避免误差积累,由插值方法计算得到的控制量只在数据

包到达的周期被采用。具体描述如下：

传感器在一个新的周期开始时,执行器读取缓冲区,同时开始计数,如果没有新的数据包到达,则执行器选取缓冲区中下一个数据作为控制量。若 $N - 1$ 个周期均无有效数据包到达,则此 $N - 1$ 个周期均采用上一时刻的控制量;若在第 n 个周期有新数据包到达($n = \lfloor \tau'_{ca}/T_0 \rfloor$),则计算时延后选取相应的数据作为控制输入,并且此数据继续保持,不更新控制量,直到有新的控制量到达或计数值为 N 。随后清零并重新开始计数。该方法可通过在执行器端加一个计数器来实现。

在 q 时刻,执行器收到控制器发来的数据包,到本周期结束,根据当前时刻 q 及数据包所带时戳 $p - \tau'_x$,计算出 $\tau_{ca} = q - p - \tau'_x, \bar{\tau}_{ca}, \tau'_{ca}$ 和 n ,选取相应的数据作为本周期的控制量。即

$$\Delta u(q - \tau'_{ca} + nT_0) = \Delta u'(k + 2) = \mathbf{h}_1\mathbf{U}\mathbf{h}_2. \quad (10)$$

其中

$$\mathbf{h}_1 = [\mathbf{0}_{1 \times \bar{\tau}_{ca}} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{1 \times (N_u - \bar{\tau}_{ca} - 1)}],$$

$$\mathbf{h}_2 = [\mathbf{0}_{(n+1) \times 1} \quad 1 \quad \mathbf{0}_{(N-n-2) \times 1}]^T.$$

在本采样周期 T 结束时,状态量更新为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k + 1) = \\ e^{AT}\mathbf{x}(k) + \sum_{i=0}^{n-1} (e^{AT_0})^{N-2-i} \times \\ \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{B}\Delta u(k + 2) + \\ \sum_{i=0}^{N-n-1} (e^{AT_0})^{N-n-1-i} \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{B}\Delta u'(k + 2). \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\Delta u(k + 2)$ 为更新前的控制量,即 $k + 2$ 时刻执行器从缓冲区选取的控制量。输出

$$y(k + 1) = \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k + 1) + \omega(k + 1). \quad (12)$$

定义

$$\mathbf{B} = \begin{cases} \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{n-1} (e^{AT_0})^{N-2-i} \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{b} \\ \sum_{i=0}^{N-n-1} (e^{AT_0})^{N-1-i} \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{b} \end{bmatrix}^T, & n \neq 0; \\ \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{N-1} (e^{AT_0})^{N-1-i} \int_0^{T_0} e^{A(t-T_0)} dt\mathbf{b} \\ 0 \end{bmatrix}^T, & n = 0; \end{cases}$$

$$\mathbf{A}' = e^{AT}; \quad \mathbf{U}(k) = \begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta u(k + 2) \\ \Delta u'(k + 2) \end{bmatrix}, & n \neq 0; \\ \begin{bmatrix} \Delta u(k + 2) \\ 0 \end{bmatrix}, & n = 0. \end{cases}$$

结合式(10)~(12),对 τ_x 和 τ_{ca} 补偿后不含噪声的系统状态空间模型为

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}'\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{U}(k), \\ y(k) = \mathbf{c}^T\mathbf{x}(k). \end{cases} \quad (13)$$

4 仿真示例

考虑由如下状态空间模型描述的被控对象:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -3 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \\ & \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u + \begin{bmatrix} 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} \omega, \\ y &= [1 \ 0] \mathbf{x} + \omega. \end{aligned}$$

取 $T = 0.01 \text{ s}$, 系统的初始状态 $\mathbf{x}(1) = [1 \ 0]^T$, GPC 的参数选为 $N_1 = 7, N_u = 6$. 假设系统不存在白噪声, 时延服从正态分布.

当时延小于一个采样周期(即小时延)时, 仿真结果如图3所示. 从图中可以看出, 本文提出的算法实际输出能很快地跟踪设定值, 基本不存在稳态误差.

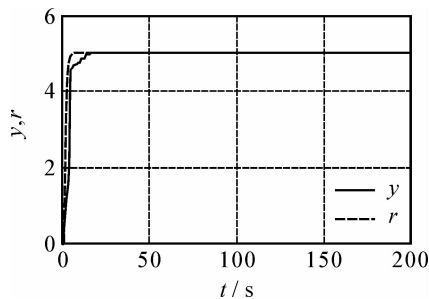


图3 小时延且系统不存在白噪声的输出响应

当时延大于一个采样周期(即大时延)时, 本文算法的仿真结果如图4所示. 同样是在大时延条件下, 采用文献[7]的工作模式(即控制器和执行器采用时间驱动)的仿真结果如图5所示. 从两幅图可以看出, 采用本文提出的算法, 输出能较好地跟踪设定值, 而在文献[7]的工作模式下, 出现了稳态误差, 说明本文算法较好地解决了非整数倍采样周期时延的补偿问题.

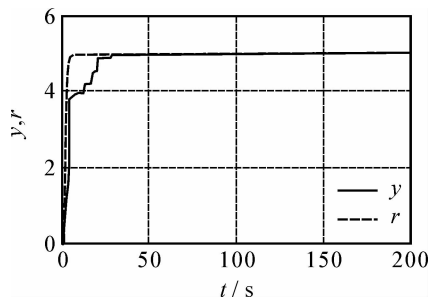


图4 大时延且不存在白噪声的输出响应

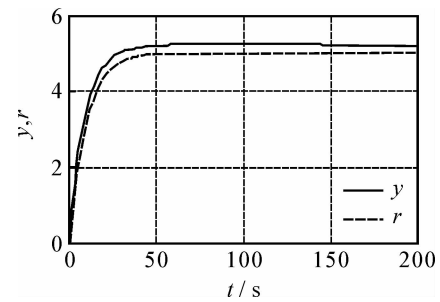


图5 大时延且系统不存在白噪声的输出响应
(控制器和执行器采用时间驱动)

5 结论

本文提出一种新的基于 GPC 的网络诱导时延补偿算法. 该算法在执行器为时间驱动的工作模式下, 能提高读取缓冲区的频率, 减少等待时延. 利用线性插值原理计算出与执行器对应的控制量, 从而解决了非整数倍采样周期时延的补偿问题.

参考文献 (References)

- [1] Nilsson J. Real-time control systems with delays[D]. Lund: Lund Institute of Technology, 1998.
- [2] Hu S S, Zhu Q X. Stochastic optimal control and analysis of stability of networked control systems with long delay[J]. Automatica, 2003, 39(11): 1877-1884.
- [3] Kim D S, Lee Y S, Kwon W H, et al. Maximum allowable delay bounds of networked control systems [J]. Control Engineering Practice, 2003, 11(2): 1301-1313.
- [4] Hu L S, Bai T, Shi P, et al. Sampled-data control of networked linear control systems [J]. Automatica, 2007, 43(5): 903-911.
- [5] Zhang W. Stability analysis of networked control systems[D]. Case Western Reserve University, 2001.
- [6] Zhang L Q, Shi Y, Chen T W, et al. A new method for stabilization of networked control systems with random delays[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 50(8): 1177-1181.
- [7] Liu G P, Mu J X, Rees D, et al. Design and stability analysis of networked control systems with random communication time delay using the modified MPC[J]. Int J of Control, 2006, 79(4): 288-297.
- [8] Tang P L, De Silva C W. Compensation for transmission delays in an ethernet-based control network using variable-horizon predictive control [J]. IEEE Trans on Control System Technology, 2006, 14(4): 707-718.