第25卷第2期 控 制 理 论 与 应 用 Vol. 25 No. 2
2008年4月 Control Theory & Applications Apr. 2008

文章编号: 1000−8152(2008)02−0217−06

网络控制系统补偿器设计及稳定性分析

聂雪媛[1], 王 恒[2]

(1. 中国科学院 力学研究所, 北京 100190; 2. 北京交通大学 机械与电子控制工程学院, 北京 100044)

摘要: 为解决网络延时对网络化控制系统性能的影响, 从控制的角度提出基于系统模型的补偿器设计方案以解决网络延时问题. 通过对广义预测控制算法GPC状态空间形式的推导, 设计具有多步预测功能的网络控制器, 实现前向通道的延时补偿; 构造具有延时补偿功能的状态观测器以补偿反馈通道延时. 分析了使用上述延时补偿策略所构成的闭环网络控制系统的稳定性. 通过对不同网络延时补偿的仿真实验, 证实了该补偿算法能有效改善控制系统性能并保持系统的稳定.

关键词: 网络化控制系统; 广义预测控制算法; 状态观测器; 延时补偿

中图分类号: TP13 **文献标识码**: A

Compensator design and stability analysis for networked control systems

NIE Xue-yuan[1], WANG Heng[2]

(1. Institute of Mechanics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. School of Mechanical, Electronic and Control Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract: Time delays in networked control systems degrade the performance of the controlled systems. A model-based compensation algorithm is proposed to alleviate the adverse effect of network-induced delay on the networked control systems. The multi-step predictive controller using generalized predictive control in a state space form is designed to compensate the delays in the forward channel. The state predictor with the ability to compensate for the time delay in feedback channel is also reconstructed to predict the plant states. In addition, the stability of closed-loop networked control system with the mentioned compensation strategy is analyzed. Finally, simulation results of different time delays demonstrate that the scheme with the designed compensator can effectively improve the control performance and keep the system stable.

Key words: networked control systems; GPC control algorithm; state observer; delay compensation

1 引言(Introduction)

网络化控制系统NCS(networked control systems)是将网络通信技术, 计算机技术和控制技术融为一体的开放式分布控制系统. 它通过网络, 将控制系统中分布在不同地域空间的各智能节点即传感器, 控制器和执行器连接构成闭环反馈控制回路, 各节点间数据和信息的交换借助网络实现. 网络化控制系统具有简单快捷, 费用降低, 易于扩展和维护, 可靠性提高, 容易实现资源共享等优点[1]. 但由于网络带宽有限, 网络上的信息源很多, 使得信息传输过程中不可避免的存在网络延时. 网络延时的存在增加了分析和设计网络化控制系统的难度, 降低了系统的控制性能[2], 甚至引起系统的不稳定.

对网络化控制系统的延时补偿近年来引起了众多国内外学者的关注. 文献[3]提出观测器延时补偿方法, 使用队列通过开辟缓存区, 将随机时变延时系统转换成定常系统. 文献[4]使用基于概率预报器的时延补偿但只考虑了传感器到控制器之间的时延. 文献[5]所设计的观测器补偿方案虽消除了文献[3]中使用队列带来的额外延时, 但仍未考虑前向通道存在延时的情况. 文献[6～8]从随机控制和动态规划的角度对网络延时进行了研究分析, 但需要事先知道延时概率统计特性, 计算较复杂. 而且对大时延网络控制系统很少有人研究.

本文对时延大于一个采样周期的网络控制系统进行了研究, 从控制角度提出了基于系统模型的网络延时补偿方法, 并对具有延时的控制系统进行分析, 根据文中所设计的补偿策略, 给出使闭环网络控制系统渐近稳定的充要条件.

2 问题描述(Problem description)

本文所研究的闭环网络控制系统如图1所示.

收稿日期: 2006−05−18; 收修改稿日期: 2007−04−17.
基金项目: 中国海洋石油总公司与中国科学院技术合作项目“海上平台优化设计与关键技术研究”资助项目(KJCX2-SW-L03-01).

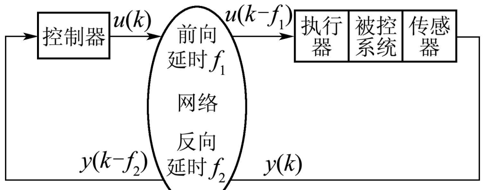

图 1 具有传输延时的闭环网络控制系统结构

Fig. 1 Structure of closed-loop networked control system with time delay

由图可看出, 在闭环回路中控制器, 执行器和传感器分布在不同物理空间. 被控对象的状态不能直接测量, 可利用过程的输出构造一个状态观测器, 该观测器在控制器中采用数值算法来实现. 为分析网络时延, 对延时和网络化控制系统作出如下合理假设:

1) 网络中的各节点是时钟同步的, 这可通过网络上定时发送高优先级的同步信号实现[9];

2) 控制器, 执行器和传感器是时钟驱动的, 且具有相同采样周期;

3) 在网络间发送的信息均带有时间信息标志;

4) 在前向通道和反馈通道存在网络延时f_1和f_2(均大于一个采样周期, 由假设3控制信号和传感器信号均带有时间标志, 可将收到该信号时的本地时钟与时间戳对比, 得到该信号的延时f_1或f_2), 它们可以是恒定或随机的, 但具有延时上界, 设$f_1 \leqslant N_u$, $f_2 \leqslant N_2$ (f_1, N_u, f_2和N_2 均为采样周期的整数倍).

在上述假设下, 对基于模型的补偿器进行设计. 因被控对象的状态不能直接测量, 利用过程的输入输出信息和模型参数设计状态观测器以重构系统状态. 补偿器主要由两部分组成: 位于前向通道网络环节前、后的预测控制器和前馈补偿器; 位于反馈通道网络环节前、后的状态预估器和状态延时补偿器.

3 延时补偿器设计(Design of compensator for time delay)

3.1 多步预测网络控制器(Multi-step predictive network controller)

广义预测控制(GPC)是针对随机离散系统提出的自校正控制算法, 具有较强的鲁棒性. 它常采用CARIMA模型通过求解Diphantine方程建立多步预测输入输出模型, 再用系统现时刻已知输入输出值来计算系统未来多步预测输出, 在线计算量较大, 算法表示不够简明. Shi[10]推导出预测状态空间形式算法, 具有多步迭代预测的功能, 易于计算机实现, 本文在此基础上设计出具有前向延时补偿功能的网络预测控制器.

不失一般性, 文献[10]考虑具有p个输入q个输出的MIMO线性时不变系统, 其状态空间描述为

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1) = A\boldsymbol{x}(k) + B\Delta\boldsymbol{u}(k), \\ \boldsymbol{y}(k) = C\boldsymbol{x}(k). \end{cases} \tag{1}$$

其中: n维状态向量$\boldsymbol{x}(k) = \begin{bmatrix}\boldsymbol{\zeta}(k)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{u}(k-1)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$是由被控对象当前状态$\boldsymbol{\zeta}(k)$和被控对象上一时刻输入$\boldsymbol{u}(k-1)$构成的增广向量, 系数矩阵$A$, B和C的维数分别为$n\times n$, $n\times p$, 和$q\times n$, $\Delta = 1 - z^{-1}$为后移算子.

模型预测输出方程为

$$\boldsymbol{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} CA^{N_1-1}B & CA^{N_1-2}B & CA^{N_1-3}B & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_2-1}B & CA^{N_2-2}B & CA^{N_2-3}B & \cdots & CA^{N_2-N_u}B \end{bmatrix}}_{G} \Delta u + \underbrace{\begin{bmatrix} CA^{N_1} \\ \vdots \\ CA^{N_2}B \end{bmatrix}}_{f} \boldsymbol{x}(k) = G\Delta u + f\boldsymbol{x}(k). \tag{2}$$

最优预测控制序列为

$$\Delta\boldsymbol{u}^* = (G^{\mathrm{T}}G + \lambda I)^{-1}[G^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{\omega} - f\boldsymbol{x}(k))]. \tag{3}$$

其中: N_1是最小预测时域, N_2是最大预测时域, N_u为控制时域($N_u \leqslant N_2$), λ为控制加权系数, $\boldsymbol{\omega}$为参考轨迹, 这里

$$\boldsymbol{y} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{y}(k+N_1) \\ \vdots \\ \boldsymbol{y}(k+N_2) \end{bmatrix},\ \boldsymbol{\omega} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\omega}(k+N_1) \\ \boldsymbol{\omega}(k+N_1+1) \\ \vdots \\ \boldsymbol{\omega}(k+N_2) \end{bmatrix},$$

$$\Delta\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} \Delta\boldsymbol{u}(k|k) \\ \Delta\boldsymbol{u}(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta\boldsymbol{u}(k+N_u-1|k) \end{bmatrix}.$$

根据向量$\boldsymbol{x}$的组成, 可将(3)式中的矩阵向量$\boldsymbol{f}$分解成$\boldsymbol{f} = [\boldsymbol{f}_\zeta \boldsymbol{f}_u]$, 系统最优控制序列为

$$U(k) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}(k|k) \\ \boldsymbol{u}(k+1|k) \\ \vdots \\ \boldsymbol{u}(k+N_u-1|k) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ I \\ \vdots \\ I \\ I \end{bmatrix}}_{h} \boldsymbol{u}(k-1|k-1) + \underbrace{\begin{bmatrix} I & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ I & I & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ I & I & \cdots & I & 0 \\ I & I & I & \cdots & I \end{bmatrix}}_{R} \times ((G^{\mathrm{T}}G + \lambda I)^{-1}G^{\mathrm{T}}(\omega - f\boldsymbol{x}(k))) =$$

$$
\begin{aligned}
&h\boldsymbol{u}(k-1|k-1)+R((G^{\mathrm{T}}G+\lambda I)^{-1}G^{\mathrm{T}}(\omega-\\
&f_\zeta\zeta(k)-f_u\boldsymbol{u}(k-1|k-1)))=\\
&h\boldsymbol{u}(k-1|k-1)-\underbrace{R(G^{\mathrm{T}}G+\lambda I)^{-1}G^{\mathrm{T}}f_\zeta}_{M_\zeta}\boldsymbol{\zeta}(k)-\\
&\underbrace{R(G^{\mathrm{T}}G+\lambda I)^{-1}G^{\mathrm{T}}f_u}_{M_u}\boldsymbol{u}(k-1|k-1)\\
&+\underbrace{R(G^{\mathrm{T}}G+\lambda I)^{-1}G^{\mathrm{T}}}_{M}\omega=\\
&\underbrace{(h-M_u)}_{Q}\boldsymbol{u}(k-1|k-1)-M_\zeta\zeta(k)+M\omega=\\
&Q\boldsymbol{u}(k-1|k-1)-M_\zeta\zeta(k)+M\omega.
\end{aligned}\tag{4}
$$

利用网络可一次发送多个数据的特性, 设计具有多步预测功能的网络控制器, 采用式(4)所示预测控制算法, 为补偿前向通道网络延时, 在当前k时刻, 网络控制器利用经网络馈送来的系统预估状态信息$\hat{\zeta}(k|k-f_2)$, 根据式(4)计算出包括当前时刻在内的N_u个控制量预测值, 即

$$
\begin{aligned}
U(k)=\;&Qu(k-1|k-1)-\\
&M_\zeta\hat{\zeta}(k|k-f_2)+M\omega.
\end{aligned}\tag{5}
$$

通过网络发送给前馈补偿器. 前馈补偿器将收到信息中所附时间标志与当前时刻比较, 得到前向通道延时步数, 从预测控制序列中选择出相应步数的预测值作用到执行器. 例如前向通道延时为f_1, 则作用到执行器端的控制量为$\boldsymbol{u}(k|k-f_1)$, 根据式(5)有

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{u}(k|k-f_1)=\\
&Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1|k-f_1-1)-\\
&M_{\zeta_{f_1}}\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1|k-f_1-f_2)+M_{f_1}\omega.
\end{aligned}\tag{6}
$$

这里: $Q_{f_1}, M_{\zeta_{f_1}}$和M_{f_1}分别是矩阵Q, M_ζ和M第f_1行分块矩阵(行数序号从0开始).

3.2 延时补偿状态观测器(State observer with compensation for time delay)

设具有p个输入q个输出MIMO被控系统, 状态方程为

$$
\begin{cases}
\boldsymbol{\zeta}(k+1)=A_p\boldsymbol{\zeta}(k)+B_p\boldsymbol{u}(k),\\
y(k)=C_p\boldsymbol{\zeta}(k).
\end{cases}\tag{7}
$$

当输出信息无延迟时, 在$k-f_2$时刻根据已有的系统输入输出数据对状态重构, 设计状态观测器为

$$
\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2+1|k-f_2)=\\
&(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1)+\\
&B_p\boldsymbol{u}(k-f_2)+F\boldsymbol{y}(k-f_2).
\end{aligned}\tag{8}
$$

F为观测器增益矩阵.

当反馈通道存在延迟时, 设计具有延时补偿功能的状态观测器为

$$
\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2+1|k-f_2)=\\
&(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1)+\\
&B_pu(k-f_2)+Fy(k-f_2),\\
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2+2|k-f_2)=\\
&A_p\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2+1|k-f_2)+B_pu(k-f_2+1)=\\
&A_p(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1)+\\
&A_pB_pu(k-f_2)+B_pu(k-f_2+1)+A_pFy(k-f_2),\\
&\qquad\vdots\\
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-f_2)=\\
&A_p^{f_2-1}(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1)+\\
&\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_pu(k-j)+A_p^{f_2-1}Fy(k-f_2)=\\
&A_p^{f_2}\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1)+A_p^{f_2-1}F(C_p\boldsymbol{\zeta}(k-f_2)-\\
&C_p\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1))+\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_pu(k-j).
\end{aligned}\tag{9}
$$

由式(7)可知

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{\zeta}(k)=\\
&A_p\boldsymbol{\zeta}(k-1)+B_p\boldsymbol{u}(k-1)=\\
&A_p(A_p\boldsymbol{\zeta}(k-2)+B_p\boldsymbol{u}(k-2))+B_p\boldsymbol{u}(k-1)=\\
&A_p^2\boldsymbol{\zeta}(k-2)+A_pB_p\boldsymbol{u}(k-2)+B_p\boldsymbol{u}(k-1)=\\
&A_p^2(A_p\boldsymbol{\zeta}(k-3)+A_p^3B_p\boldsymbol{u}(k-3))+\\
&A_pB_p\boldsymbol{u}(k-2)+B_p\boldsymbol{u}(k-1)=\\
&\qquad\vdots\\
&A_p^{f_2}\boldsymbol{\zeta}(k-f_2)+\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-j).
\end{aligned}\tag{10}
$$

式(10)减式(9)得

$$
\begin{aligned}
&\boldsymbol{e}(k)=\boldsymbol{\zeta}(k)-\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-f_2)=\\
&A_p^{f_2}(\boldsymbol{\zeta}(k-f_2)-\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1))-\\
&A_p^{f_2-1}F(C_p\zeta(k-f_2)-C_p\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_2|k-f_2-1))=\\
&A_p^{f_2}\boldsymbol{e}(k-f_2)-A_p^{f_2-1}FC_p\boldsymbol{e}(k-f_2)=\\
&(A_p^{f_2}-A_p^{f_2-1}FC_p)\boldsymbol{e}(k-f_2).
\end{aligned}\tag{11}
$$

定理 1 对式(7)所描述的系统, 若(A_p,C_p)可观, 则对任意延时f_2, $A_p^{f_2}-A_p^{f_2-1}FC_p$可以实现极点的任意配置.

证 因为式(7)为离散化后的过程描述, 所以A_p可逆, 即$\mathrm{rank}A_p=p$, 所以$\mathrm{rank}A_p^{f_2}=\mathrm{rank}A_p^{f_2-1}=p$

因为(A_p, C_p)可观, 有rank$\begin{bmatrix} C_p \\ C_pA_p \\ \vdots \\ C_pA_p^{p-1} \end{bmatrix} = p$, 可知构成上述矩阵的向量组的秩为$p$, 由向量组极大线性无关组定义知, 该向量组具有$p$个线性无关的向量, 由: 整体线性无关则部分线性无关的性质, 可得rank$C_p = p$, 根据矩阵理论中满秩矩阵与矩阵相乘, 不会改变矩阵的秩, 可知: $\mathrm{rank}\, C_pA_p^{f_2} = \mathrm{rank}\, C_pA_p^{2f_2} = \cdots = \mathrm{rank}\, C_pA_p^{(p-1)f_2} = p$, 即: 分别构成矩阵$C_pA_p^{f_2}$, $C_pA_p^{2f_2}, \ldots, C_pA_p^{(p-1)f_2}$的$p$个$p$维向量组均为极大线性无关向量组.

根据定理: 若r维向量组的每一个向量添加$n-r$个分量成为n维向量, 如果r维向量组线性无关, 则n维向量组也线性无关, 可知$\begin{bmatrix} C_p \\ C_pA_p^{f_2} \\ \vdots \\ C_pA_p^{(p-1)f_2} \end{bmatrix} = p$的极大线性无关组中向量个数为$p$, 亦即该矩阵的秩为$p$, 所以$(A_p^{f_2}, C_p)$可观, 所以$A_p^{f_2} - A_p^{f_2-1}FC_p$可以实现极点的任意配置. 证毕.

由定理证明可见, 对任意延时f_2, 给定误差系统(11)的期望极点, 总可以得到相应阵$A_p^{f_2-1}F$, 又因$A_p^{f_2-1}$为可逆阵, 所以总可以得到反馈阵F, 因此(9)所提出的观测器可以实现极点的任意配置, 使$A_p^{f_2} - A_p^{f_2-1}FC_p$的特征根均在单位圆内, 误差会趋于零, 状态观测器实现了对给定系统状态的跟踪.

该观测器将状态预估序列和时间信息通过网络发送到位于反馈通道的状态延时补偿器, 该补偿器把收到的时间信息和当前时刻比较, 得到反馈通道的延时f_2, 从状态量预测序列选择合适步长的状态预测值馈送到网络控制器. 例如反馈通道延时为f_2, 状态延时补偿器从预测状态中选取$\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-f_2)$送给预测控制器.

图2为采用上述补偿策略所构成的闭环网络控制系统框图.

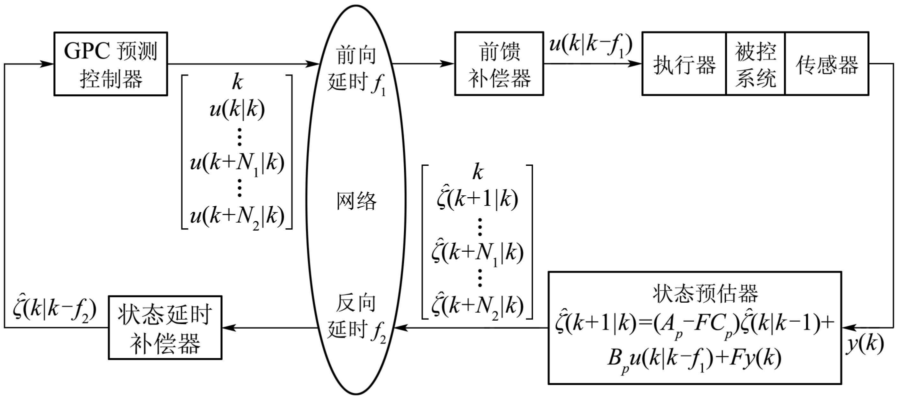

图2 网络延时补偿器结构

Fig. 2 Structure of compensator for network-induced time delay

4 网络控制系统的稳定性分析(Analysis of Networked control system stability)

对控制系统而言, 设计控制律的首要目的是保证系统的稳定性. 本节将对上节提出的延迟补偿策略构成的闭环系统的稳定性进行分析. 考虑到系统稳定性与参考输入无关, 在下面的分析中, 假设参考输入ω =0, $\boldsymbol{u}(k)$代表在k时刻, 作用在被控对象上的控制量.

$$\begin{aligned}\boldsymbol{u}(k) = {} & Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1) - \\ & M_{\zeta_{f_1}}\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1|k-f_1-f_2) = \\ & Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1) - M_{\zeta_{f_1}}(A_p^{f_2-1}(A_p - \\ & FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1) + \\ & \sum_{j=1}^{f_2} A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j) + \\ & A_p^{f_2-1}FC_p\zeta(k-f_1-f_2)) = \\ & (Q_{f_1} - M_{\zeta_{f_1}}B_p)u(k-f_1-1) - \\ & M_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}(A_p - FC_p) \times \\ & \hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1) - \\ & M_{\zeta_{f_1}}\sum_{j=2}^{f_2} A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j) - \\ & M_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}FC_p\boldsymbol{\zeta}(k-f_1-f_2).\end{aligned} \tag{12}$$

此时, 闭环网络控制系统的方程为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\zeta}(k+1) = {} & A_p\boldsymbol{\zeta}(k) + B_pu(k|k-f_1) = \\ & A_p\boldsymbol{\zeta}(k) + B_p(Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1) - \\ & M_{\zeta_{f_1}}\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1|k-f_1-f_2)) = \\ & A_p\boldsymbol{\zeta}(k) + B_p(Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1) -\end{aligned}$$

$$
\begin{aligned}
&M_{\zeta_{f_1}}(A_p^{f_2-1}(A_p-FC_p)\times\\
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1)+\\
&\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j)+\\
&A_p^{f_2-1}FC_P\boldsymbol{\zeta}(k-f_1-f_2)))=\\
&A_p\zeta(k)+B_pQ_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1)-\\
&L\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1)-\\
&B_pM_{\zeta_{f_1}}\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j)-\\
&N\boldsymbol{\zeta}(k-f_1-f_2)
\end{aligned}
\tag{13}
$$

其中:

$$
\begin{aligned}
&L=B_pM_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}(A_p-FC_p),\\
&N=B_pM_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}FC_p.
\end{aligned}
$$

状态观测器方程为

$$
\begin{aligned}
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k+1|k)=\\
&(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-1)+\\
&B_pu(k|k-f_1)+Fy(k)=\\
&(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-1)+FC_p\boldsymbol{\zeta}(k)+\\
&B_p(Q_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1)-\\
&M_{\zeta_{f_1}}(A_p^{f_2-1}(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}\times\\
&(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1)+\\
&\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j)+\\
&A_p^{f_2-1}FC_p\boldsymbol{\zeta}(k-f_1-f_2)))=\\
&(A_p-FC_p)\hat{\boldsymbol{\zeta}}(k|k-1)+FC_p\boldsymbol{\zeta}(k)+\\
&B_pQ_{f_1}\boldsymbol{u}(k-f_1-1)-L\hat{\boldsymbol{\zeta}}\times\\
&(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1)-\\
&B_pM_{\zeta_{f_1}}\sum_{j=1}^{f_2}A_p^{j-1}B_p\boldsymbol{u}(k-f_1-j)-\\
&N\zeta(k-f_1-f_2).
\end{aligned}
\tag{14}
$$

定义增广向量

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{\xi}(k)=[&\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}(k)\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}(k-1)\cdots\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}(k-f_1-\\
&f_2+1)\boldsymbol{\zeta}^{\mathrm{T}}(k-f_1-f_2)\times\\
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}(k|k-1)\hat{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}(k-1|k-2)\cdots\\
&\hat{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}(k-f_1-f_2+1|k-f_1-f_2)\hat{\boldsymbol{\zeta}}^{\mathrm{T}}\times\\
&(k-f_1-f_2|k-f_1-f_2-1)\times\\
&\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(k-1)\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(k-2)\cdots\\
&\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(k-f_1-1)\cdots\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}(k-f_1-f_2)]^{\mathrm{T}}.
\end{aligned}
$$

网络闭环方程等价于下面的增广对象:

$$
\boldsymbol{\xi}(k+1)=\Omega\boldsymbol{\xi}(k). \tag{15}
$$

其中:

$$
\Omega=
$$

$$
\left[\begin{array}{cccccccccccccccc}
A_p & 0 & \cdots & 0 & -N & 0 & 0 & \cdots & 0 & -L & 0 & 0 & \cdots & B_p(Q_{f_1}-M_{\zeta_{f_1}}B_p) & \cdots & -B_pM_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}B_p\\
I & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0\\
\vdots & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & \cdots & I & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
FC_p & 0 & \cdots & 0 & -N & A_p-FC_p & 0 & \cdots & 0 & -L & 0 & 0 & \cdots & B_p(Q_{f_1}-M_{\zeta_{f_1}}B_p) & \cdots & -B_pM_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}B_p\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & I & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\
\vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & I & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\
0 & 0 & \cdots & 0 & -M_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}FC_p & 0 & 0 & \cdots & 0 & -M_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}(A_p-FC_p) & 0 & 0 & \cdots & Q_{f_1}-M_{\zeta_{f_1}}B_p & \cdots & -M_{\zeta_{f_1}}A_p^{f_2-1}B_p\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & I & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\
\vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0\\
\vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots\\
0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & I & 0
\end{array}\right],
\tag{16}
$$

$$
\Omega\in\mathbb{R}^{(2n\times(f_1+f_2+1)+p\times(f_1+f_2))\times(2n\times(f_1+f_2+1)+p\times(f_1+f_2))}.
$$

对系统(15)描述的线性时不变离散系统, 由李雅普诺夫稳定性判据可知, 矩阵Ω的特征根在单位圆内是系统(15)渐近稳定的充要条件. 因此, 有以下定理存在:

定理 2　对于前向通道延时为f_1, 反馈通道延时为f_2的闭环网络控制系统(15), 其渐近稳定的充要条件是矩阵(16)的全部特征根在单位圆内.

5　实验仿真(Experiment simulation)

为验证所提出的延时补偿器设计方法, 对一位置伺服系统进行了实验研究. 该系统为

时间常数是40 ms的二阶交流伺服电机, 其输出功率为500 W, 额定转矩为2.39 N·m, 额定转速为3000 r/min. 取采样周期$T = 5\,\mathrm{ms}$, 电机离散状态方程为

$$\boldsymbol{\zeta}(k+1) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.658009 & 1.66168 \end{bmatrix} \boldsymbol{\zeta}(k) + \begin{bmatrix} -0.0007 \\ 0.0978 \end{bmatrix} \boldsymbol{u}(k).$$

实验中控制器节点和测量节点采用中科院自动化所研发的Netcon系统, 这是基于ARM芯片的开发系统可实现与Simulink软件的无缝结合[11]. 该系统带有AD接口, 可将传感器电压信号转换为电机角位移, 并以此作为系统的输出. 其输出方程为

$$\boldsymbol{y}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \boldsymbol{\zeta}(k).$$

传感器到控制器和控制器到执行器的延迟在Netcon中用Simulink软件模拟实现. 观测器极点配置在$p_1 = 0.0001$, $p_2 = 0.001$, 增益矩阵$F = [1.6616 \;\; 2.103]$. 分别对前向和反馈通道延时为$f_1 = 2T, f_2 = 2T; f_1 = 4T, f_2 = 4T; f_1 = 5T, f_2 = 5T$下的电机进行实验, 如图3所示.

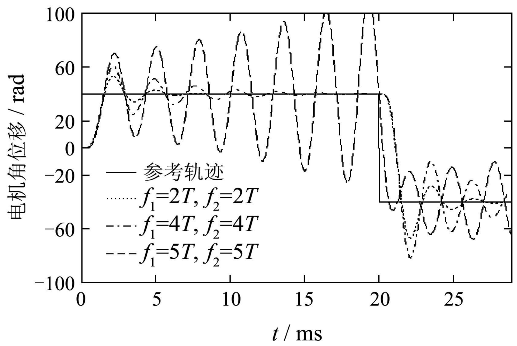

图 3 无延时补偿电机角位移网络控制实验

Fig. 3 Curves of motor angular displacement in networked control system without compensation for time delay

图4为采用本文所提出的补偿策略对上述几种情况的延时补偿后的实验曲线.

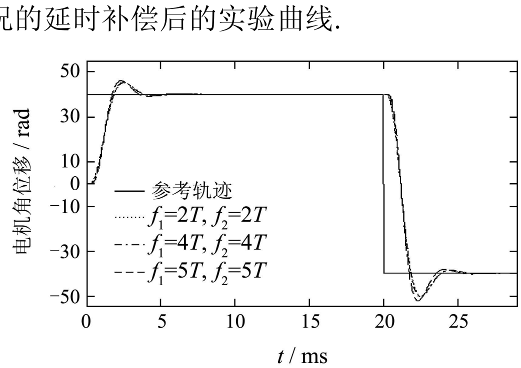

图 4 延时补偿后电机角位移网络控制实验

Fig. 4 Curves of motor angular displacement in networked control system with compensation for time delay

实验结果表明采用本文提出的延迟补偿器能够有效地补偿网络延时.

6 结论(Conclusion)

在网络控制系统中, 由信息传输所造成的延时是不可避免的. 针对这种现象, 本文研究了时延大于一个采样周期的网络控制系统的延时补偿和稳定性问题. 提出一种基于模型的补偿器设计方法, 以改善网络控制系统的性能. 在系统满足一定条件的情况下, 该补偿器能够保证闭环网络控制系统的稳定性. 实验表明了该补偿方法的有效性. 对延时为随机情况的理论研究将是下一步研究的目标.

参考文献(References):

[1] ZHANG W, BRANICKY M S, PHILIPS S M. Stability of networked control systems[J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2001, 21(2): 84 – 99.

[2] RAY A. Introduction to networking for integrated control systems[J]. *IEEE Control Systems Magzine*, 1989, 9(1): 76– 79.

[3] LUCK R, RAY A. An observer-based compensator for distributed delays[J]. *Automatica*, 1990, 26(5): 903 – 908.

[4] CHAN H, ÖZGÜNER U. Closed-loop control of systems over a communication network with queues[J]. *International Journal of Control*, 1995, 62(3): 493 – 510.

[5] 于之训, 蒋平, 陈辉堂, 等. 具有传输延迟的网络控制系统中状态观测器的设计[J]. 信息与控制, 2000, 29(2): 125 – 130.
(YU Zhixun, JIANG Ping, CHEN Huitang, et al. Design of status observer for network control system with transfer delay[J]. *Information and Control*, 2000, 29(2): 125 – 130.)

[6] RAY A, SHEN J H. Control of output feedback system under randomly varying distributed delays[C]//*Proceedings of American Control Conference*. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 1993: 1731 – 1735.

[7] NILSSON J, BERNHARDSSON B, WITTENMARK B. Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays[J]. *Automatica*, 1998, 34(1): 57 – 64.

[8] KRTOLICA R, ÖZGÜNER Ü, CHAN H, et al. Stability of linear feedback with random communication delays[J]. *International Journal of Control*, 1994, 59(4): 925 – 953.

[9] NILSSON J. *Real-time control systems with delays*[D]. Lund, Sweden: Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1998.

[10] SHI J J, KELKAR A G, SOLOWAY D. GPC-based stable reconfigurable control[C]//*Proceedings of International Mechanical Engineering Congress and Exposition(IMECE'03)*. Washington, DC, USA: IMECE2003, 2003, 11: 1 – 8.

[11] 聂雪媛, 刘国平. 基于Simulink/RTW的嵌入式远程监控仿真系统开发[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(7): 1613 – 1620.
(NIE Xueyuan, LIU Guoping. Realization of embedded networked control simulation based on Simulink[J]. *Journal of System Simulation*, 2005, 17(7): 1613 – 1620.)

作者简介:

聂雪媛 (1978—), 女, 助理研究员, 2005年获中国科学院自动化研究所控制理论与控制工程专业博士学位, 同年在中国科学院力学所从事博士后研究工作, 目前研究方向为智能控制、网络化控制、现场总线, E-mail: nie_xueyuan@yahoo.com.cn;

王 恒 (1975—), 男, 讲师, 2003年获山东大学机械制造及其自动化专业博士学位, 2004年在清华大学精仪系制造所从事博士后研究工作, 现为北京交通大学机电学院讲师, 目前研究方向为数字化制造及自动化、复杂制造系统建模与控制、机床与机器人数字控制系统等, E-mail: hwang1@bjtu.edu.cn.