

文章编号: 1000-582X(2012)10-130-06

网络控制系统反馈和前向通道的随机时延补偿

付 伟, 杨先一, 刘国权

(重庆大学 自动化学院, 重庆 沙坪坝 400044)

摘 要: 针对网络化控制系统的网络诱导时延, 提出了一种改进的补偿时延的预测控制方法。对于反馈通道, 根据测量的反馈时延设置预测步长, 采用柔性控制增量算法设计预测控制器对时延进行补偿。对于前向通道, 前向时延相对控制器来说是未知的, 为此在系统输出端和前向通道间添加一个反馈补偿环节, 设计一个控制补偿器估算出历史时刻实际作用于被控对象的控制量与控制器在此时刻输出的控制量之间的误差, 用该误差来补偿前向时延的影响。当被控对象参数缓慢变化或未知时, 给出了渐消记忆递推最小二乘辨识算法的网络化反馈修正算法。最后对闭环系统的稳定性做了分析并通过仿真验证了该策略的有效性, 保证了网络化控制系统的良好性能。

关键词: 网络化控制系统; 随机时延; 广义预测控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

The compensation method for the random time-delay of the feedback channel and the forward channel in the networked control system

FU Wei, YANG Xianyi, LIU Guoquan

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: An improved predictive control method is presented to compensate the random time delay in the networked control system. The feedback time delay is compensated by predictive controller based on softened increment input strategy. The forward time delay is unknown for controller, so an extra feedback loop is added to compensate the delay by estimating the error between the actual control signal effected on plant and the output of controller in historical moment. For the controlled system with unknown or slowly varying parameters, the networked feedback correction algorithm is discussed based on a modified recursive least-squares identification algorithm. The system stability is analyzed and the simulation results show that the time delay in the networked control system can be accurately compensated. The excellent network performance is ensured with this strategy.

Key words: networked control system; random time delay; generalized predictive control

用网络代替传统点对点连接方式所构成的闭环网络化控制系统(NCS)与传统控制系统相比主要优点是可以实现资源共享、具有高的诊断能力、安装与维护简单及增加了系统的灵活性。但网络的引入也

带来新问题, 比如网络传输时延及数据包丢失等影响控制性能, 甚至系统稳定性的问题^[1], 从而使得控制系统的分析和设计更加复杂。目前 NCS 的研究中基本都是网络时延符合某一分布的有界序列, 但

收稿日期: 2012-01-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60974044)

作者简介: 付伟(1974-), 男, 重庆大学博士研究生, 主要从事信息感知与控制研究, (Tel) 15802338069; (E-mail) linefw@163.com。

在实际网络中,时延是没有界限的,是不符合某一种分布的随机序列^[2]。文献[3]研究了网络时延小于一个采样周期 T 的情况,也有一些研究的是 $2T$ 时间内的时延^[4],应用范围比较小。文献[4-10]主要集中于寻找传统的状态反馈控制器并使系统能稳定,但这类问题的解不易获得。相比之下,采用适当的时延补偿策略更容易实现系统的稳定^[11]。文献[12]在执行器采用分时控制模式下提出一种模型预测的控制补偿方法,根据历史控制值采用加权平均算法获得预测值,其预测精确度不是太理想。文献[13]根据历史总时延,采用 AR 模型和 LMS 算法对随机时延进行预估。反馈时延和前向时延是彼此独立且时变的,文中并没有给出如何获取时延测量值的方法。文献[14]提出了一种采用最小预测步长和预测控制增量向量分别补偿补偿网络诱导时延和数据包丢失对系统性能影响的方法,但文中的假设前提是网路时延是预先可知的,而时延往往是随机且无法预知的,因此也存在一定的局限性。

分析了网络时延产生的机理,对于从传感器到控制器端的通道(可称为反馈通道),应用广义预测控制(GPC)方法设计预测控制器对反馈通道时延 τ_{sc} 进行补偿。预测控制器根据 τ_{sc} 的大小适时调整预测步长,采用柔性控制增量算法计算当前时刻控制增量。对于从控制器到执行器端的通道(可称为前向通道),前向通道时延 τ_{ca} 相对控制器来说是还没发生的,是未知的,为减小这部分时延的影响,添加一个额外的反馈环节,设计出控制补偿器对预测控制器的控制输出值进行修正,从而补偿了 τ_{ca} 的影响。对于被控对象参数缓慢变化或未知的情况,给出了渐消记忆递推最小二乘辨识算法的网络化反馈修正算法。最后通过仿真验证了方法的有效性以及相对于传统控制算法的优越性,说明提出的控制策略可以对网络时延实现补偿,使系统具有良好的控制品质。相对文献[14]来说,控制方法具有更小的预测步长。

1 网络时延分析

从时延的性质来看,可将时延分为 2 类:执行过程时延和传输时延。执行过程时延产生于传感器、控制器、执行器的运行过程,传输时延包括反馈时延 τ_{sc} 和前向时延 τ_{ca} 。为讨论方便,执行过程时延可根据节点性质归入 τ_{sc} 或 τ_{ca} 中,图 1 表示了网络化控制系统的基本结构。值得注意的是,控制算法在控制器中执行时, τ_{sc} 可通过测量得到,是已知的,而 τ_{ca} 是还未发生的是不可测的,只能估算,是影响系统的主

要不不确定因素。

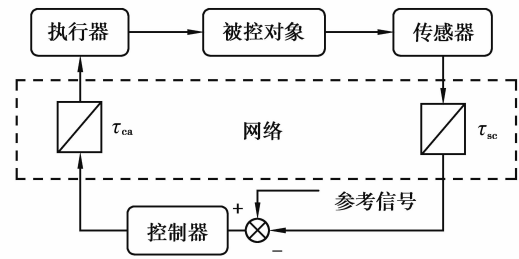


图 1 网络控制系统结构示意图

时延是随机变量,所以 NCS 是一随机系统,控制起来比较困难。针对研究作如下假设:

假设 1 反馈时延 τ_{sc} 和前向时延 τ_{ca} 均有界,即 $\tau \leq T_{max}$ 。且网络传输过程中连续丢包数不大于 δ_{max} 。

将数据丢包问题归化为时延问题,对于反馈通道或前向通道,若新数据到达前数据丢包数为 δ ,则相应通道的时延将更新为 τ_{sc} (或 τ_{ca}) = τ_{sc} (或 τ_{ca}) + δT ,其中 T 为时间驱动周期,见假设 2。

假设 2 传感器和执行器采用时间驱动,设时间周期为 T 。控制器采用事件—时间驱动,在正常情况下控制器采用事件驱动方式,控制器接收到传感数据立刻执行控制算法。当 τ_{ca} 大于 $T_{max} + \delta_{max}$ 时,控制器采用时钟驱动方式自动运行控制算法并输出控制量。 T_{max} 和 δ_{max} 的选择首先要满足信号不失真和网络承载能力的双重限制。 T_{max} 和 δ_{max} 取得越大,网络中传输的信息量越少,拥塞发生机率越小,但信号失真度也越大。

在控制器节点和执行器节点设置缓冲区,数据包到达缓冲区后根据数据包包头(类似于时间戳)自动更新排序,这样便很好地解决了时序错乱的问题。

2 NCS 的控制器结构设计

NCS 预测控制系统由图 2 表示。系统控制器由预测控制器和控制补偿器构成,分别补偿时延 τ_{sc} 和 τ_{ca} 的影响。 τ_{sc} 可以通过文献[15]提出的在线估计技术获取,无需时钟的同步。在 k 时刻,预测控制器获得传感器送来的被控对象输出信号 $y(k)$,但由于 τ_{sc} 的存在, $y(k)$ 并不能反映当前时刻的被控对象输出。因此预测控制器需根据 $y(k)$ 和 τ_{sc} ,预测出 $k+d$ 时刻的被控对象输出 $y(k+d)$, ($d = \tau_{sc}/T$, $\tau_{sc} > T$),并由此计算出当前控制量。同时,控制补偿器根据信号 $y(k)$,估算出在 $k-d$ 时刻实际作用于被控对象的控制量与控制器在 $k-d$ 时刻输出的

控制量之间的误差。用该误差来补偿时延 τ_{ca} 的影响。

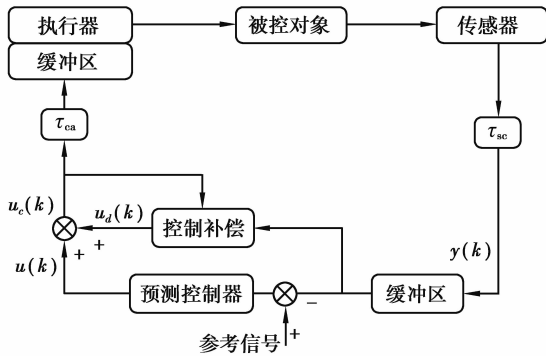


图 2 网络预测控制系统模型结构

2.1 预测控制器设计

被控对象采用具有随机阶跃扰动非平稳噪声的受控自回归积分滑动平均模型(CARIMA)描述 $A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k-1) + C(z^{-1})\xi(k)/\Delta$, (1)

其中 $y(k)$ 为被控对象的输出, $u(k-1)$ 为控制量, z^{-1} 为后移算子, $\Delta = 1 - z^{-1}$ 为差分算子, $\xi(k)$ 为不相关零均值随机噪声序列, $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 和 $C(z^{-1})$ 为系统的系数多项式, 分别为

$$A(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_a} a_i z^{-i}; B(z^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_b} b_i z^{-i},$$

为简化求解, 取 $C(z^{-1}) = 1$ 。可以得到 $k+j$ 时刻的预测输出

$$y(k+j | k) = \bar{G}_j(z^{-1})\Delta u(k+j-1) + S_j(z^{-1})y(k) + R_j(z^{-1})\xi(k+j), \quad (2)$$

式中 $\bar{G}_j(z^{-1}) = R_j(z^{-1})B(z^{-1})$;

$$R_j(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{j-1} r_{j,i} z^{-i}, S_j(z^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_a} s_{j,i} z^{-i}.$$

式(2)的右边最后一项是预测误差项, 因此 $k+j$ 时刻的最优预测为

$$y(k+j | k) = \bar{G}_j(z^{-1})\Delta u(k+j-1) + S_j(z^{-1})y(k). \quad (3)$$

取目标函数

$$J = E\left\{ \sum_{j=1}^P q_j [y(k+j) - y_r(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^M \lambda_j [\Delta u(k+j-1)]^2 \right\}, \quad (4)$$

式中, $y_r(k+j)$ 为参考轨迹。 P 为预测时域长度, $P \geq \tau_{sc}/T, \tau_{sc} > T$ 。 M 为控制时域长度, $M < P$ 。 q_j 、 λ_j 分别为预测误差和控制增量加权系数。

将式(4)写成矩阵形式

$$J = E\{[\mathbf{Y}(k+1) - \mathbf{Y}_r(k+1)]^T \mathbf{Q} [\mathbf{Y}(k+1) - \mathbf{Y}_r(k+1)] + \Delta \mathbf{U}^T(k) \boldsymbol{\lambda} \Delta \mathbf{U}(k)\}, \quad (5)$$

式中 $\mathbf{Y}(k+1) = [y(k+1), y(k+2), \dots, y(k+P)]^T$;

$$\mathbf{Y}_r(k+1) = [y_r(k+1), y_r(k+2), \dots, y_r(k+P)]^T;$$

$$\Delta \mathbf{U}(k) = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)]^T;$$

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(q_1, q_2, \dots, q_P);$$

$$\boldsymbol{\lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M).$$

将式(5)对 $\Delta \mathbf{U}$ 求导, 并令其为零, 即得最优控制律

$$\Delta \mathbf{U}(k) = (\mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{G} + \boldsymbol{\lambda})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q} [\mathbf{Y}_r(k+1) - \mathbf{F}_0 \Delta \mathbf{U}(k-1) - \mathbf{S}(z^{-1})y(k)], \quad (6)$$

式中 $\Delta \mathbf{U}(k-1) = [\Delta u(k-n_b), \Delta u(k-n_b+1), \dots, \Delta u(k-1)]^T$

$$\mathbf{S}(z^{-1}) = [S_1(z^{-1}), S_2(z^{-1}), \dots, S_P(z^{-1})]^T,$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{1,0} & & & \\ g_{2,1} & g_{1,0} & & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{P,P-1} & g_{P-1,P-2} & \cdots & g_{P-M+1,P-M} \end{bmatrix}_{P \times M},$$

$$\mathbf{F}_0 = \begin{bmatrix} g_{1,n_b} & g_{1,n_b-1} & \cdots & g_{1,1} \\ g_{2,n_b+1} & g_{2,n_b} & \cdots & g_{2,2} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{P,n_b+P-1} & g_{P,n_b+P-2} & \cdots & g_{P,P} \end{bmatrix}_{P \times n_b}.$$

通常取当前时刻的控制增量 $\Delta u(k)$ 一步, 对于 $k+1$ 及其以后时刻的控制增量则重新计算。令 $f = (1, 0, \dots, 0) [(\mathbf{G}^T \mathbf{Q} \mathbf{G} + \boldsymbol{\lambda})^{-1} \mathbf{G}^T \mathbf{Q}]$, 当前控制增量为

$$\Delta u(k) = f \times [\mathbf{Y}_r(k+1) - \mathbf{F}_0 \Delta \mathbf{U}(k-1) - \mathbf{S}(z^{-1})y(k)], \quad (7)$$

由此就可以得到当前控制量 $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$ 。

由式(7)可知, 求解 $\Delta u(k)$ 时需求解 f 中的逆矩阵, 在线计算量大。为提高实时性, 采用柔性控制增量的广义预测算法。设柔化系数 $\beta^i (0 < \beta^i < 1)$, 则有

$$\Delta u(k+j) = \sum_{i=0}^j \beta^i \Delta u(k), j = 0, 1, \dots, M-1. \quad (8)$$

系统控制增量为

$$\Delta \mathbf{U}(k) = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)] = [1, 1 + \beta, \dots, \sum_{i=0}^{M-1} \beta^i]^T \Delta u(k). \quad (9)$$

由于引入了柔化系数,向量 $\Delta U(k)$ 已经考虑了对控制增量的约束,因此可以忽略目标函数 J 中的控制增量的约束项,即 $\lambda_j = 0$, 同时取 $q_j = 1$, 则可以重写式(5)为

$$J = E\{[\mathbf{Y}(k+1) - \mathbf{Y}_r(k+1)]^T \times [\mathbf{Y}(k+1) - \mathbf{Y}_r(k+1)]\}. \quad (10)$$

极小化性能指标 J , 可得当前控制增量

$$\Delta u(k) = (\mathbf{G}_2^T \mathbf{G}_2)^{-1} \mathbf{G}_2^T \times [\mathbf{Y}_r(k+1) - \mathbf{F}_0 \Delta U(k-1) - \mathbf{S}(z^{-1})y(k)]. \quad (11)$$

式中 $\mathbf{G}_2 = \mathbf{G} \times [1, 1 + \beta, \dots, \sum_{i=0}^{M-1} \beta^i]^T$. $\mathbf{G}_2^T \mathbf{G}_2$ 是一标量, 采用该算法避免了求逆矩阵, 极大地减少了在线计算量。

2.2 控制补偿

控制器根据反馈时延 τ_{sc} 预估了系统输出并计算出控制增量 $\Delta u(k)$ 。若控制器与执行器间不存在网络连接, 即没有时延 τ_{ca} , 执行器直接将控制信号 $u(k-1) + \Delta u(k)$ 作用于被控对象将会得到理想的控制效果。但由于 τ_{ca} 的存在, 若执行器直接将控制信号作用于被控对象必定带来较大误差, 从而影响系统性能甚至引起不稳定。对控制器来说 τ_{ca} 是未知的, 因此引入一个控制补偿环节以减小前向通道时延的影响(如图 2 所示)。

当 k 时刻控制补偿器接收到传感器输出信号 $y(k)$ 时, 由下式估算出 $k-d$ 时刻 ($d = \tau_{sc}/T, \tau_{sc} > T$), 执行器实际作用于被控对象的控制增量 $\Delta \bar{u}(k-d)$ 。

$$A(z^{-1})\Delta y(k) = B(z^{-1})\Delta u(k-1), \quad (12)$$

$A(z^{-1}), B(z^{-1}), \Delta$ 由式(1)定义, 因此可得

$$\Delta \bar{u}(k-d) = M/b_d。$$

$$M = y(k) + (a_1 - 1)y(k-1) + (a_2 - a_1)y(k-2) + \dots + (a_{n_a} - a_{n_a-1})y(k-n_a) - b_0 \Delta \bar{u}(k-1) - b_1 \Delta \bar{u}(k-2) - \dots - b_{n_b} \Delta \bar{u}(k-n_b-1), \quad (13)$$

其中 $\Delta \bar{u}(k-1), \Delta \bar{u}(k-2), \dots, \Delta \bar{u}(k-n_b-1)$ 为控制补偿器估算的在 $k-1$ 时刻及以前作用于被控对象的控制增量信号, 存储于控制补偿器中。因此在 k 时刻, 可以计算出 $k-d$ 时刻实际作用于被控对象的控制增量与控制器计算输出的控制增量之间的误差

$$u_e(k-d) = \Delta \bar{u}(k-d) - \Delta u(k-d). \quad (14)$$

然后按下式计算出图 2 中的补偿控制信号

$$u_d(k) = \gamma \sum_{j=1}^{k-2} u_d(j) + k_f(1-\gamma)u_e(k-d), \quad (15)$$

式中 $0 < \gamma < 1$ 为加权常数, $0 < k_f < 1$ 为增益常数。

因此在 k 时刻发送给执行器的控制信号变为

$$u_c(k) = u(k-1) + \Delta u(k) + u_d(k). \quad (16)$$

3 反馈校正

在预测控制器和控制补偿器的设计中都依赖于 CARIMA 模型, 因此反馈校正必不可少的一步, 它可及时修正模型误差, 提高预测精度, 保证控制效果最佳。

对于参数缓慢时变或未知的被控对象(1), 采用渐消记忆递推最小二乘辨识算法进行模型校正

$$\boldsymbol{\theta}(k) = \boldsymbol{\theta}(k-1) + \mathbf{L}(k)[y(k) - \boldsymbol{\Phi}(k)\boldsymbol{\theta}(k-1)], \quad (17)$$

式中 $y(k)$ 是 k 时刻控制器接收到的测量值, $\boldsymbol{\theta}(k-1)$ 为 $k-1$ 时刻对应于 $y(k-1)$ 的渐消记忆递推最小二乘估计值。

$$\boldsymbol{\theta}(k) = [-\hat{a}_1^k, -\hat{a}_2^k, \dots, -\hat{a}_{n_a}^k, \hat{b}_0^k, \hat{b}_1^k, \dots, \hat{b}_{n_b}^k]^T;$$

$$\boldsymbol{\Phi}(k) = [y(k-1), \dots, y(k-n_a), u(k-1), \dots, u(k-n_b-1)];$$

$$\mathbf{L}(k) = \mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k)/[\rho + \boldsymbol{\Phi}^T(k)\mathbf{P}(k-1)\boldsymbol{\Phi}(k)];$$

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\rho}[I - \mathbf{L}(k)\boldsymbol{\Phi}^T(k)]\mathbf{P}(k-1),$$

其中 ρ 为遗忘因子, 一般取 $0.95 < \rho < 0.99$, 参数变化快时取值低, 变化慢时取值高。 \mathbf{L} 为引进的增益矩阵; \mathbf{I} 为单位阵; \mathbf{P} 为对称阵。

$$\mathbf{P}(k) = [\boldsymbol{\Psi}_k^T \mathbf{W}_k \boldsymbol{\Psi}_k]^{-1}, \quad \boldsymbol{\Psi}_k = [\boldsymbol{\Phi}(1), \boldsymbol{\Phi}(2), \dots, \boldsymbol{\Phi}(k)]^T,$$

$$\mathbf{W}_k = \begin{bmatrix} \rho^{k-1} & 0 & \dots \\ 0 & \ddots & \\ \vdots & & \rho \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}。$$

以上基于渐消记忆递推最小二乘辨识的网络化参数估计, 理论上能够有效地逼近被控对象的实际参数, 结合预测控制器和控制补偿器就构成了网络化预测控制系统。

4 稳定性

对于图 2 所示的系统模型, 反馈时延 τ_{sc} 可在线测量得到, 并通过预测控制器进行补偿。不考虑 τ_{ca} 时, 预测控制器对系统稳定性的影响, 有如下定理

定理 1

在不考虑噪声影响时, 被控对象(1)变为式(12)所示。若

1) $A(z^{-1})\Delta$ 与 $B(z^{-1})$ 不可约;

2) $P=M, \lambda > 0$, 则必存在一个有限的 P , 使控制系统闭环稳定。

若使用比实际对象阶次高的辨识模型, 辨识出来的输入输出模型 $\hat{A}(z^{-1})$ 、 $\hat{B}(z^{-1})$ 可能有公因子, 若此公因子是稳定的, 即系统是能稳定能检测的。

定理 2

1) 若系统方程式(12)能稳定能检测;

2) $P > M$, $P - M$ 是一个有限数, $\lambda > 0$, 则必存在一个有限的 M , 使控制系统闭环稳定。

以上 2 个定理的证明参见文献[16]。定理表明, 当取 $\lambda > 0$ 时, 对于 $P = M$ 和 $P > M$ 2 种情况, 均可通过适当调整预测控制器的 P 和 M , 使 $\tau_{ca} = 0$ 时的闭环控制系统渐进稳定。

下面分析当 $\tau_{ca} \neq 0$ 时控制补偿器对系统稳定性的影响。由于前向时延 $nm = \tau_{ca}/T$ 的存在, 将模型(1)改写为

$$A(z^{-1})y(k) = z^{-nm-1}B(z^{-1})u(k) + \xi(k)/\Delta, \quad (18)$$

令 $\alpha = [1, 1 + \alpha, \dots, \sum_{i=0}^P \alpha^i]^T$, 则

$$Y_r(k+1) = [y_r(k+1), y_r(k+2), \dots, y_r(k+P)]^T = \alpha y(k).$$

令 $\beta' = [1 - \sum_{i=1}^{n_b} \beta^i, 1 - \sum_{i=1}^{n_b-1} \beta^i, \dots, 1 - \beta']^T$, 则

$$\Delta U(k-1) = [\Delta u(k-n_b), \Delta u(k-n_b+1), \dots, \Delta u(k-1)]^T = \beta'^\Delta u(k)$$

在式(11)中, 令 $G' = (G_2^T G_2)^{-1} G_2^T$, 将 $Y_r(k+1)$ 、 $\Delta U(k-1)$ 代入式(11), 得

$$\Delta u(k) = \frac{G' \alpha y_r(k) - G' S(z^{-1}) y(k)}{1 - G' F_0 \beta'}$$

令式(16)中的 $u_d(k) = \sum_{i=1}^{nm} d_i \Delta u_d(k+i)$ ($0 < d_i < 1$), 则实际作用于被控对象的控制增量为

$$\Delta u_c(k) = \Delta u(k) + \sum_{i=1}^{nm} d_i \Delta u_d(k+i) = \Delta u(k + nm | k) = z^{nm} \Delta u(k) = \frac{G' \alpha y_r(k) - G' S(z^{-1}) y(k)}{1 - G' F_0 \beta'} z^{nm}.$$

将 $\Delta u_c(k)$ 代入式(18), 得到闭环系统输出方程

$$y(k) = \frac{z^{nm-1} B(z^{-1}) G' \alpha y_r(k) + (1 - G' F_0 \beta') \xi(k)}{\Delta A(z^{-1}) (1 - G' F_0 \beta') + z^{nm-1} B(z^{-1}) G' S(z^{-1})}.$$

因而闭环系统特征方程可写为

$$\Delta A(z^{-1}) (1 - G' F_0 \beta') + z^{nm-1} B(z^{-1}) G' S(z^{-1}) = 0.$$

由于 $\omega = z^{-1} B(z^{-1}) / A(z^{-1}) = \sum_{i=1}^N g_i z^{-i}$, 其中 g_i 为被控对象脉冲响应的第 i 个采样值^[17]。因此, 特征方程改写为

$$\Delta (1 - G' F_0 \beta') + z^{nm-1} \omega G' S(z^{-1}) = 0.$$

由此可知, 当 $nm = n$ 时, 表示模型匹配, 影响闭环系统稳定性的 τ_{ca} 被消除。当 $nm \neq n$ 时, 若特征方程全部零点在单位圆内, 闭环系统是渐进稳定的。

5 仿真研究

采用 Matlab/Truetime 构造网络控制系统模型, 设定网络速率为 10 M/s。由于 PID 调节仍然应用于绝大多数实际工程中, 所以首先在没有网络延迟的情况下设定 PID 控制器, 然后再采用所提的补偿方法设定控制器, 最后通过仿真结果对 2 种方法进行比较。设被控对象为

$$G(s) = \frac{400}{s^2 + 5s + 200}. \quad (19)$$

无网络时延情况下, 满足性能要求的 PID 控制器为

$$G_c(s) = \frac{1.821s^2 + 1.883s + 105.5}{s^2 + 10s}. \quad (20)$$

在采样周期为 $T = 0.05$ s 的情况下, 模型(19)和模型(20)分别离散化为

$$G(z^{-1}) = \frac{0.4422z + 0.4063}{z^2 - 1.355z + 0.7788};$$

$$G_c(z^{-1}) = \frac{1.821z^2 - 3.456z + 1.842}{z^2 - 1.355z + 0.7788}.$$

在随机时延网络环境下, 系统模型由 CARIMA 模型描述为

$$(1 + 1.355z^{-1} + 0.7788z^{-2})y(k) = (0.4422 + 0.4063z^{-1})u(k-1) + \xi(k)/\Delta,$$

取参数: $P = 8$, $M = 3$, $\beta = 0.02$, $\gamma = 0.5$, $k_f = 0.7$ 。参考信号为方波信号, 调整网络时延, 观察不同时延情况下系统性能的变化。在时延 τ ($\tau = \tau_x + \tau_{ca}$) 小于 1 个采样周期的条件下, 系统的响应输出如图 3 所示。图 4 为时延 τ 等于 3 个采样周期的条件下的系统响应输出。当时延 τ 等于 5 个采样周期时, 系统的响应输出如图 5 所示。

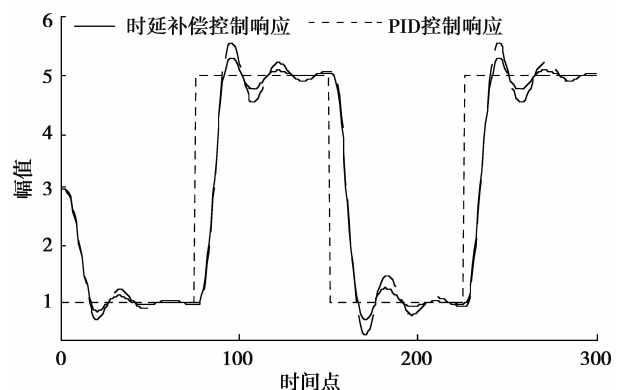
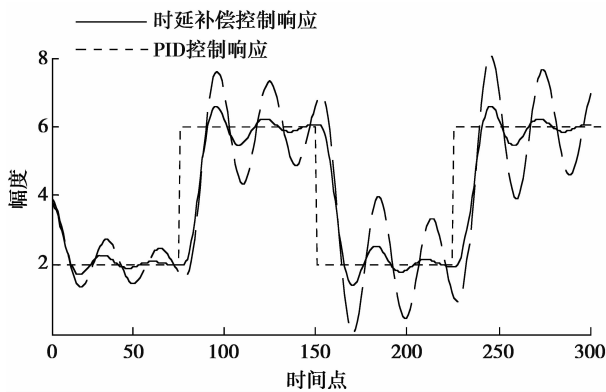
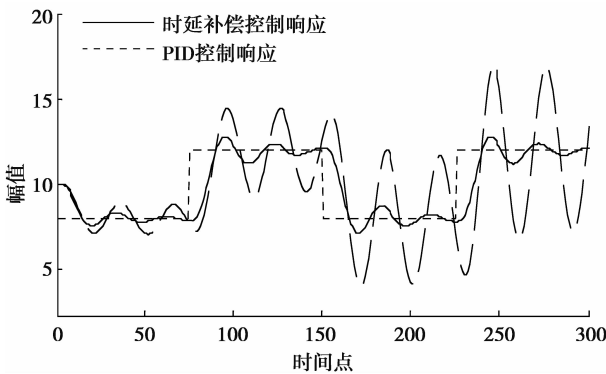


图 3 在 $\tau < T$ 时的系统响应

图 4 在 $\tau=3T$ 时的系统响应图 5 在 $\tau=5T$ 时的系统响应

仿真结果表明,在没有采用补偿策略的网络控制系统中,随着网络时延的增大,系统的振荡加剧,超调量显著增大,系统性能下降,甚至不稳定。采用提出的控制策略后,系统的性能得到大大改善。说明该方法在系统网络时延大于 l 个采样周期的情况下能有效地补偿网络时延对系统的影响。

6 结 论

针对网络化控制系统中网络诱导时延的补偿问题,提出了一种改进的补偿时延的预测控制方法,设计预测控制器和控制补偿器分别补偿反馈时延和前向时延,给出了网络化模型预测、控制补偿算法和反馈修正算法。该方法具有最小的预测步长,并且避免了在线求矩阵逆运算,同时控制补偿算法简单有效,因此该方法实时性强,具有一定的应用价值。仿真结果表明了该方法的有效性和相对于传统控制算法的优越性,该方法对受到随机时延影响的网络控制系统有很好的改善,能使系统输出更有效地跟踪参考输入信号。

参考文献:

[1] Fan W H, Cai H, chen Q W, et al. Stability of networked control systems with time-delay[J]. Control

Theory & Applications, 2004, 21(6): 880-884.

[2] 薛燕, 刘克. 基于预测值控制的变采样网络控制系统[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 657-660.

XUE Yan, LIU Ke. Variable-sampling-rate networked control systems based on prediction-value control[J]. Control Theory & Applications, 2009, 26(6): 657-660.

[3] 王柱锋, 李丽春, 黄杭美. 延时预测内模网络控制系统[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2008, 42(11): 1885-1888.

WANG Zhufeng, LI Lichun, HUANG Hangmei. Internal model control with delay prediction for networked control systems[J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2008, 42(11): 1885-1888.

[4] 邱占芝, 张庆灵, 刘明. 不确定时延输出反馈网络化系统保性能控制[J]. 控制理论与应用, 2007, 24(2): 274-278.

QIU Zhazhi, ZHANG Qingling, LIU Ming. Guaranteed performance control for output feedback networked control systems with uncertain time-delay[J]. Control Theory & Applications, 2007, 24(1): 274-278.

[5] Liu G P, Rees D, Chai S C. Design and practical implementation of networked predictive control systems [C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, March 19-22, 2005, Arizona, USA. Piscataway: IEEE, 2005, 3(19): 336-341.

[6] Zhu Q X, Lu G P, Cao J Y, et al. State feedback control of deterministic networked control systems[C]//Proceedings of the Fifth International Conference on Control and Automation, June 26-29, 2005, Budapest, Hungary. Piscataway: IEEE, 2005: 725-729.

[7] Rivera M G, Barreiro A. Analysis of networked control systems with drops and variable delays [J]. Automatica, 2007, 43(12): 2054-2059.

[8] Zhang Y, Tian Y P. Stabilization of networked control systems with packet loss and delay[J]. Dynamics of Continuous, Discrete and Impulsive Systems, Series B: Applications and Algorithms, 2007, 14(6): 771-779.

[9] Zhang Q, Shi Y, Chen T W, et al. A new method for stabilization of networked control systems with random delays[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2005, 50(8): 1177-1181.

文章编号: 1000-582X(2012)10-159-06

正弦均匀磁场激励磁感应成像正问题的棱单元法

何 为¹, 宋晓栋¹, 张晓勇², 范昭勇³, 罗海军¹, 徐 征¹

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;

2. 重庆电力科学研究院, 重庆 400012; 3. 重庆市电力公司, 重庆 400015)

摘 要: 针对正弦均匀磁场激励磁感应成像(magnetic induction tomography, MIT)正问题, 进行了棱边有限元法和可视化成像的研究。建立了以电场强度为待求场矢量的正问题定解方程, 重点介绍了计算定解方程的棱边有限元方法, 并在 MATLAB 中建立了棱边有限元方程的计算流程。为实现 MIT 对颅内出血的可视化成像, 首先根据人体头部核磁共振图像数据生成了真实大脑有限元剖分模型, 在此基础上用 MATLAB 得到了 MIT 对颅内出血的三维可视化成像结果。研究结果证明了以电场强度为待求量的正弦均匀磁场激励 MIT 正问题定解方程和棱边有限元计算方法的正确性。基于真实大脑模型的三维可视化成像结果为 MIT 在颅内出血成像的应用研究奠定了基础。

关键词: 电阻抗成像; 磁感应; 正问题; 有限元; 可视化成像

中图分类号: TM152

文献标志码: A

The edge element method in the forward problem of magnetic induction tomography with homogeneous sinusoidal magnetic excitation

HE Wei¹, SONG Xiaodong¹, ZHANG Xiaoyong², FAN Zhaoyong³, LUO Haijun¹, XU Zheng¹(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and
New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. Chongqing Electric Power Research Institute, Chongqing 400012, China;

3 Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400015, China)

Abstract: The edge finite element method and the imaging visualization have been studied in the forward problem of magnetic induction tomography (MIT) with homogeneous sinusoidal magnetic excitation. The definite equations of the forward problem were established using the electric field intensity as the vector variable. The edge FE method for solving the definite equations was introduced in detail and realized as the MATLAB program. In order to realize the visualization of MIT in imaging the intracranial hemorrhage, a real human brain finite element model was created with the human head MRI data. On the basis of this model, we realized the 3D visualization of MIT imaging in MATLAB. The research results demonstrated the validity of the definite equations and the edge FE method in calculating the forward problem. And the 3D visualization of MIT imaging with real human brain model established a foundation for the application

收稿日期: 2012-03-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50877082); 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目(2007DA10512709305); 科技部科技人员服务企业行动项目(2009GJF10025); 重庆市自然科学基金(CSTC2009BB5204); 重庆大学“211 工程”三期创新人才培养计划建设项目(S-09111)

作者简介: 何为(1957-), 男, 重庆大学教授, 博士生导师, 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室学术委员会委员, 从事电工理论和新技术研究, (E-mail) hewei@cqu.edu.cn。