

文章编号: 1001-0920(2012)08-1231-06

网络控制系统的自整定PID控制器设计

付伟, 杨先一, 柴毅, 刘国权

(重庆大学自动化学院, 重庆 400030)

摘要: 结合广义预测控制(GPC)方法和PID反馈结构, 设计了一种具有预测功能的PID控制器, PID参数根据未来时刻的预计输出误差进行整定. 控制器导出多步控制序列, 置于执行器端的延迟补偿器根据网络时延从控制序列中选择控制信息并作用于控制对象, 从而对时延进行补偿, 使控制性能得到极大改善. 控制器结合了PID控制和预测控制的优点, 具有较强的鲁棒性和工程意义. 最后通过构造Lyapunov函数对闭环系统的稳定性进行了分析, 并通过仿真验证了该算法的有效性.

关键词: 网络控制系统; PID控制; 预测控制; 随机时延

中图分类号: TP273

文献标识码: A

Design of self-adjusting PID controller for networked control systems

FU Wei, YANG Xian-yi, CHAI Yi, LIU Guo-quan

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400030, China. Correspondent: FU Wei, E-mail: linefw@163.com)

Abstract: Combined with generalized predictive control(GPC) method and PID feedback structure, a PID controller which has predictive function is presented. The PID parameters can be adjusted according to the future output error. The controller outputs a series of multi-step control sequence. According to network time delay, the delay compensator picks out control signal from the sequence to compensate time delay, so the system performance can be improved greatly. Combining the advantages of PID control and predictive control, the controller has strong robustness. Finally, the stability of the closed-loop system is analyzed, and simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm.

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

1 引言

网络控制系统(NCS)代替传统的点对点控制方式使信息资源得到共享, 减少连接线数, 提高了可靠性, 同时易于维护. 但网络诱导时延和数据包丢失等问题会影响控制系统的性能, 甚至使系统变得不稳定. 网络时延问题备受关注, 许多研究者提出了多种控制方法. 文献[1]将NCS建模为具有不确定性的线性离散系统, 并给出了闭环系统渐近稳定的充分条件, 但模型局限于时延小于一个采样周期的情况. [2]根据历史时延值采用时间戳BP神经网络来预测下一个时延值, 结合内模控制原理设计NCS, 同样也局限于网络时延小于一个采样周期. [3]将PID与智能算法相结合, 设计了一种智能控制器, 能有效减小不确定时延对控制性能的影响, 但由于目前智能控制方法在理论研究上尚不完善, 难以进行深入的理论分析.

[4-8]主要集中于寻找传统的状态反馈控制器并使系统性能稳定, 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^[9]. 其他方法还有马尔可夫跳变系统方法^[10]、鲁棒控制方法^[11-12]等. 这些方法对研究对象作了过多理想化假设, 参数确定困难, 方法比较单一, 网络模型和控制算法过于细化, 很难在实际控制中直接应用. 由于受到网络所采用的通信协议、网络的负荷状况、传输速率和信息包大小等诸多因素的影响, NCS中的传输时延呈现出或固定或随机、或有界或无界的特征, 使得现有方法一般不能直接应用, 几乎没有一种网络时延模型可以适用于大部分网络情况的分析.

目前工业现场使用较多的仍是PID控制器和PID自适应控制器, 但在网络环境下, 传统PID控制器显然不适用. 本文采用带有时间戳的数据传输方式,

收稿日期: 2010-12-10; 修回日期: 2011-04-12.

基金项目: 国家自然科学基金项目(60974090).

作者简介: 付伟(1974-), 男, 博士生, 从事信息感知与控制的研究; 杨先一(1965-), 男, 教授, 博士生导师, 从事信息感知与控制、无线传感网络等研究.

结合预测控制的方法构造滚动优化目标函数, 获得具有预测功能的PID网络控制器以补偿网络时延带来的影响, 改善系统性能. 该方法结合了PID反馈结构和广义预测控制方法的优点, 使控制器具有良好的控制效果. 仿真结果表明了该方法的有效性.

2 NCS的PID控制器设计

NCS的PID控制结构如图1所示. 图1中, τ_{sc} 和 τ_{ca} 分别为传感器到控制器的时延(反馈时延)和控制器到执行器的时延(前向时延), $\tau = \tau_{sc} + \tau_{ca}$ 为网络时延.

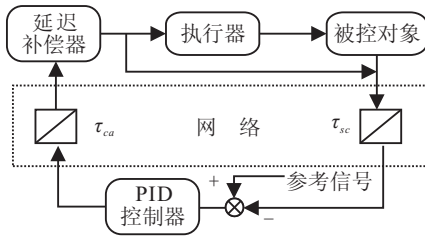


图1 NCS预测控制结构

系统主要由PID控制器和延迟补偿器两部分构成. PID控制器根据 τ_{sc} 计算输出一系列未来控制信号, 延迟补偿器根据计算出的未来控制信号补偿时延 τ_{sc} 和 τ_{ca} 的影响. 补偿器所选择的实际作用于被控对象的控制量将与传感器采集的系统输出数据一同打包, 并通过网络传递给PID控制器, 用于被控对象的模型参数辨识. 数据包在网络传输中带有时间标签, 因此, 相对于预测控制器而言, τ_{sc} 是可测量的和已知的, 可以通过文献[13]提出的在线估计技术获取, 无需时钟的同步. 数据包到达控制器和补偿器后, 会被判断其时间标签, 若新到数据比现有数据旧则丢弃. 针对本文设计, 作如下假设:

1) τ_{sc} 和 τ_{ca} 均大于一个采样周期 T_s 且有界, 即 $\tau_{sc} \leq \bar{f}$, $\tau_{ca} \leq \bar{d}$, 网络传输过程中连续丢包数不大于 N_c .

2) 传感器和执行器均采用相同周期的时间驱动, 控制器为事件驱动, 接收到传感数据后立刻执行控制算法, 并忽略控制器计算时延.

2.1 控制器设计

被控对象采用如下模型描述:

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

其中: $y(k)$ 为系统输出, $u(k)$ 为控制量; $A(z^{-1})$ 和 $B(z^{-1})$ 为系统的系数多项式, 有

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

系统输出数据经过反馈延时 τ_{sc} 后在 T 时刻到达控制器端, 当有 n 个数据包同时到达时, 选取最小时延数据包, 即 $f = \min\{\tau_{sc,1}^T, \tau_{sc,2}^T, \dots, \tau_{sc,n}^T\}$.

将式(1)两边同乘差分算子 $\Delta = 1 - z^{-1}$, 得到

$$A(z^{-1})\Delta y(k) = B(z^{-1})\Delta u(k). \quad (2)$$

并引入一组Diophantine方程

$$\begin{cases} 1 = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j-f}F_j(z^{-1}), \\ E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = z^{-1}G_j(z^{-1})z^{-j-1}H_j(z^{-1}). \end{cases} \quad (3)$$

其中: $j = 1, 2, \dots, P$; $E_j(z^{-1}), F_j(z^{-1}), G_j(z^{-1}), H_j(z^{-1})$ 阶次分别为 $j+f, n_a-1, j, n_b+f-1$. 为了书写方便, 用 E_j, F_j, G_j, H_j 分别代替 $E_j(z^{-1}), F_j(z^{-1}), G_j(z^{-1}), H_j(z^{-1})$. 联立式(2)和(3)可得 k 时刻的 j 步最优输出预测为

$$y(k+j|k) = G_j\Delta u(k+j-1) + H_j\Delta u(k-1) + F_j y(k-f), \quad (4)$$

其中 $j = 1, 2, \dots, P$, P 为预测时域长度. 根据广义预测控制(GPC)方法, 考虑如下目标函数:

$$J = E \left\{ \sum_{j=1}^P [y_r(k+j) - y(k+j|k)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^M \Delta u(k+j-1)^2 \right\}. \quad (5)$$

其中: $y_r(k+j)$ 为未来输出参考轨迹; λ 为控制加权系数; M 为控制时域长度; $P > M \geq \tau_{sc} + \bar{d} + N_c$; 参数 P, M, λ 的选择参见文献[14].

将式(5)写成矩阵形式为

$$J = E \{ [Y_r(k+1) - Y(k+1)]^T [Y_r(k+1) - Y(k+1)] + \Delta U^T(k) \lambda \Delta U(k) \}. \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} Y(k+1) &= [y(k+1), y(k+2), \dots, y(k+P)]^T, \\ Y_r(k+1) &= [y_r(k+1), y_r(k+2), \dots, y_r(k+P)]^T, \\ \Delta U(k) &= [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)]^T, \\ \lambda &= \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M). \end{aligned}$$

使性能指标(6)最小即可得到最优解, 为此求解 $\partial J / \partial \Delta U = 0$, 得到GPC控制律为

$$\Delta U(k) = (G^T G + \lambda)^{-1} G^T [Y_r(k+1) - H \Delta U(k-1) - F y(k-f)]. \quad (7)$$

其中

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

$$F = [f_1(z^{-1}), f_2(z^{-1}), \dots, f_P(z^{-1})]^T,$$

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

$$H = \begin{bmatrix} g_{1,n_b} & g_{1,n_b-1} & \cdots & g_{1,1} \\ g_{2,n_b+1} & g_{2,n_b-1} & \cdots & g_{2,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{P,n_b+P-1} & g_{P,n_b+P-2} & \cdots & g_{P,P} \end{bmatrix}_{P \times n_b}$$

为了将 GPC 与 PID 控制方法相结合, 构造具有预测功能的 PID 控制器, 考虑经典 PID 控制结构

$$\Delta U(k) = k_p \Delta e(k) + k_i e(k) + k_d [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)] = [(k_p + k_i + k_d) + (-k_p - 2k_d)z^{-1} + k_i z^{-1}]e(k). \quad (8)$$

其中: $e(k) = y_r(k) - y(k)$; k_p, k_i, k_d 分别为比例增益、积分增益和微分增益. 则经典 PID 控制器可以改写为如下差分方程形式:

$$\Delta u(k) = w_0 e(k) + w_1 e(k-1) + w_2 e(k-2) = W^T(k)E(k). \quad (9)$$

其中: $w_0 = k_p + k_i + k_d, w_1 = -k_p - 2k_d, w_2 = k_d, W(k) = [w_0(k), w_1(k), w_2(k)]^T, E(k) = [e(k), e(k-1), e(k-2)]^T$.

将式 (9) 代入 (4), 得到

$$y(k+j|k) = G_j \sum_{l=0}^2 w_l(kf)e(kf-l) + H_j \Delta u(k-1) + F_j y(k-f), \quad (10)$$

其中 $kf = k + j - 1$. 从而性能指标函数 (5) 可重写为

$$J = E \left\{ \sum_{j=1}^P \left[b_j - G_j \left(\sum_{l=0}^2 w_l(kf)e(kf-l) \right) \right]^2 + \sum_{j=1}^M \lambda \left[\sum_{l=0}^2 w_l(kf)e(kf-l) \right]^2 \right\}, \quad (11)$$

其中 $b_j = y_r(k+j) - H_j \Delta u(k-1) - F_j y(k-f)$. 式 (11) 改写成向量形式, 有

$$J = E \{ [B - GEW]^T [B - GEW] + [EW]^T \lambda [EW] \}. \quad (12)$$

其中

$$B = [b_1, b_2, \dots, b_P]^T,$$

$$E =$$

$$\begin{bmatrix} e_k & e_{k-1} & e_{k-2} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \hat{e}_{k+P-1} & \hat{e}_{k+P-2} & \hat{e}_{k+P-3} \end{bmatrix},$$

$$E \in \mathbf{R}^{P \times 3P},$$

$$W = [w_0(k), w_1(k), w_2(k), \dots, w_0(k+P-1),$$

$$w_1(k+P-1), w_2(k+P-1)]^T.$$

求解 $\partial J / \partial W = 0$, 得到 k_p, k_i, k_d 整定公式为

$$W = [E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T B, \quad (13)$$

则 PID 控制律为

$$\Delta U' = EW = E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T B. \quad (14)$$

其中: $\Delta U' = [\Delta u'(k), \Delta u'(k+1), \dots, \Delta u'(k+M-1)]^T, E$ 为未来时刻的预计误差. 将式 (7) 代入 (4), 对于 $j > M+1$, 取 $u(k+j-1) = 0$. 最后与参考轨迹 $y_r(k+j)$ 相比较即可得到 $E' = [\hat{e}_{k+1}, \hat{e}_{k+2}, \dots, \hat{e}_{k+P}]^T$. 由 E' 可得到式 (12) 中的 E , 最后由式 (13) 和 (14) 导出具有预测功能的自整定 PID 控制器.

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, 即

$$\theta(k) = \theta(k-1) + D(k)[y(k) - \varphi(k)\theta(k-1)]. \quad (15)$$

其中: $y(k)$ 为 k 时刻控制器接收到的测量值; $\theta(k-1)$ 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; 且有

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

$$\Phi(k) = [y(k-1), y(k-2), \dots, y(k-n_a), u(k-1), u(k-2), \dots, u(k-n_b-1)];$$

$$D(k) = C(k-1)\Phi(k)/[\rho + \Phi^T(k)C(k-1)\Phi(k)];$$

$$C(k) = [I - D(k)\Phi^T(k)]C(k-1)/\rho;$$

I 为单位阵; D 为增益矩阵; ρ 为遗忘因子且一般取 $0.95 < \rho < 0.99$, 参数变化快时取值低, 变化慢时取值高. 以上基于渐消记忆递推最小二乘辨识的参数估计理论上能够有效地逼近被控对象的实际参数.

2.2 网络延迟补偿器设计

充分利用网络可以同时传送一系列数据包的特征, 控制器在某一时刻将所有预测控制信息打到一个“块包”中, 通过网络发送至网络延迟补偿器端. 接收到该块包后, 延迟补偿器选择最新信号对系统进行控制. 例如, 接收到如下预测控制序列:

$$\begin{bmatrix} \Delta u(k-d_1|k-d_1) \\ \Delta u(k-d_1+1|k-d_1) \\ \vdots \\ \Delta u(k|k-d_1) \\ \vdots \\ \Delta u(k-d_1+M-1|k-d_1) \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} \Delta u(k-d_n|k-d_n) \\ \Delta u(k-d_n+1|k-d_n) \\ \vdots \\ \Delta u(k|k-d_n) \\ \vdots \\ \Delta u(k-d_n+M-1|k-d_n) \end{bmatrix}.$$

其中: $\Delta u(k|k-d_i), i = 1, 2, \dots, n$ 为 k 时刻的候选控制增量信号. 延迟补偿器将选择

$$\Delta u(k) = \Delta u(k|k - \min\{d_1, d_2, \dots, d_n\}) \quad (16)$$

作为 k 时刻的控制增量信号, 同时将此增量所在的序列作为最新预测控制增量序列, 并存储于延迟补偿器中. 如果下一时刻出现丢包, 则挑选序列的下一个信号, 即

$$\Delta u(k+1) = \Delta u(k+1|k - \min\{d_1, d_2, \dots, d_n\})$$

作为下一时刻的控制增量.

令 $d = \min\{d_1, d_2, \dots, d_n\}$, 补偿器利用接收到的控制增量序列可计算出 k 时刻对系统的控制输入为

$$u(k) = u(k-1) + \sum_{i=0}^d \Delta u(k-d+i). \quad (17)$$

3 稳定性分析

注1 设 $x(\cdot|\cdot)$ 为某一预测变量, 则 $z^{-1}x(i|j) = x(i-1|j)$, $i > j > 0$, $z^{-1}x(i|i) = x(i-1|i-1)$. 不失一般性, 假定参考输出 Y_r 为零, 由式(12)中 B 的定义可知

$$\begin{aligned} & [b(1) \ b(2) \ \dots \ b(p)]^T = \\ & \begin{bmatrix} H_1(z^{-1}) \\ H_2(z^{-1}) \\ \vdots \\ H_P(z^{-1}) \end{bmatrix} \Delta u(k-1) + \begin{bmatrix} F_1(z^{-1}) \\ F_2(z^{-1}) \\ \vdots \\ F_P(z^{-1}) \end{bmatrix} y(k-f) = \\ & \bar{H} \begin{bmatrix} \Delta u(k-1|k-1) \\ \Delta u(k-2|k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-f-n_b|k-f-n_b) \end{bmatrix} + \\ & \bar{F} \begin{bmatrix} y(k-f) \\ y(k-f-1) \\ \vdots \\ y(k-f-n_a+1) \end{bmatrix}, \quad (18) \end{aligned}$$

其中 $\bar{H} \in \mathbf{R}^{P \times (n_b+f)}$ 和 $\bar{F} \in \mathbf{R}^{P \times n_a}$ 分别为多项式向量 $[H_1(z^{-1}) \ H_2(z^{-1}) \ \dots \ H_P(z^{-1})]^T$ 和

$$[F_1(z^{-1}) \ F_2(z^{-1}) \ \dots \ F_P(z^{-1})]^T$$

的系数矩阵. 则式(14)变为

$$\begin{aligned} \Delta \bar{U}(k) &= E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T B = \\ & - E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T \times \\ & \bar{H} \begin{bmatrix} \Delta u(k-1|k-1) \\ \Delta u(k-2|k-2) \\ \vdots \\ \Delta u(k-f-n_b|k-f-n_b) \end{bmatrix} - \end{aligned}$$

$$E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T \bar{F} \begin{bmatrix} y(k-f) \\ y(k-f-1) \\ \vdots \\ y(k-f-n_a+1) \end{bmatrix}.$$

令

$$\begin{aligned} R_1 &= -E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T \bar{H}, \\ N_1 &= -E[E^T(G^T G + \lambda)E]^{-1} E^T G^T \bar{F}, \\ R_1 &\in \mathbf{R}^{M \times (f+n_b)}, \quad N_1 \in \mathbf{R}^{M \times n_a}, \end{aligned}$$

则有

$$\Delta \bar{U}(k) = R_1 \Delta \tilde{U}(k-1) + N_1 \tilde{Y}(k-f). \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta \bar{U}(k) &= [\Delta u(k|k), \Delta u(k+1|k), \dots, \\ & \Delta u(k+M-1|k)]^T, \\ \Delta \tilde{U}(k-1) &= [\Delta u(k-1|k-1), \Delta u(k-2|k-2), \dots, \\ & \Delta u(k-f-n_b|k-f-n_b)]^T, \\ \tilde{Y}(k-f) &= [y(k-f), y(k-f-1), \dots, \\ & y(k-f-n_a+1)]^T. \end{aligned}$$

若 T 时刻同时到达延迟补偿器的各数据包的时延分别为 $d_1^T, d_2^T, \dots, d_n^T$, 设 $d = \min\{d_1^T, d_2^T, \dots, d_n^T\}$, 则最新的控制增量预测序列为

$$\begin{aligned} \Delta \bar{U}(k-d) &= \\ R_1 \Delta \tilde{U}(k-1-d) + N_1 \tilde{Y}(k-f-d) &= \\ [0_{M \times d} \ R_1 \ 0_{M \times (\bar{d}-d)}] \Delta \hat{U}(k-1) + \\ [0_{M \times (f+d)} \ N_1 \ 0_{M \times (\bar{d}-d)}] Y(k-1). \quad (20) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} \Delta \hat{U}(k-1) &= [\Delta u(k-1|k-1), \Delta u(k-2|k-2), \dots, \\ & \Delta u(k-f-n_b-\bar{d}|k-f-n_b-\bar{d})]^T, \\ Y(k-1) &= [y(k-1), y(k-2), \dots, \\ & y(k-f-n_a-\bar{d})]^T. \end{aligned}$$

根据式(17), 作用于被控对象的控制增量为向量 $\Delta \bar{U}(k-d)$ 的前 $d+1$ 个元素的累加, 即

$$\begin{aligned} u(k) &= \\ u(k-1) + [1_{1 \times (d+1)} \ 0_{1 \times (M-d-1)}] \Delta \bar{U}(k-d) &= \\ u(k-1) + [1_{1 \times (d+1)} \ 0_{1 \times (M-d-1)}] \times \\ \{[0_{M \times d} \ R_1 \ 0_{M \times (\bar{d}-d)}] \Delta \hat{U}(k-1) + \\ [0_{M \times (f+d)} \ N_1 \ 0_{M \times (\bar{d}-d)}] Y(k-1)\} &= \\ u(k-1) + l(d) \Delta \hat{U}(k-1) + v(d) Y(k-1). \quad (21) \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} l(d) &= \\ [1_{1 \times (d+1)} \ 0_{1 \times (M-d-1)}] [0_{M \times d} \ R_1 \ 0_{M \times (\bar{d}-d)}], \end{aligned}$$

$$v(d) = [1_{1 \times (d+1)} \quad 0_{1 \times (M-d-1)}][0_{M \times (f+d)} \quad N_1 \quad 0_{M \times (\bar{d}-d)}].$$

由式 (21), 控制增量向量可以描述为

$$U(k) = TU(k-1) + L(d)\Delta\hat{U}(k-1) + V(d)Y(k-1). \quad (22)$$

其中

$$U(k) = [u(k), u(k-1), \dots, u(k-n_b)]^T,$$

$$T = \begin{bmatrix} 0_{1 \times n_b} & 0_{1 \times 1} \\ I_{n_b \times n_b} & 0_{n_b \times 1} \end{bmatrix}, \quad L(d) = \begin{bmatrix} w(d) \\ 0_{n_b \times (f+n_b+\bar{d})} \end{bmatrix},$$

$$V(d) = \begin{bmatrix} v(d) \\ 0_{n_b \times (f+n_a+\bar{d})} \end{bmatrix}.$$

由式 (1) 构造输出向量方程表达式为

$$Y(k) = A_1Y(k-1) + B_1Y(k-1). \quad (23)$$

其中

$$A_1 = \begin{bmatrix} -a_1 - a_2 - \dots - a_{n_a} & 0_{1 \times (f+\bar{d})} \\ I_{(f+n_a+\bar{d}-1) \times (f+n_a+\bar{d}-1)} & 0_{(f+n_a+\bar{d}-1) \times 1} \\ \mathbf{R}^{(f+n_a+\bar{d}) \times (f+n_a+\bar{d})} \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(f+n_a+\bar{d}) \times (f+n_a+\bar{d})},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} b_0 b_1 \dots b_{n_b} \\ 0_{(n_a+f+\bar{d}-1) \times (n_b+1)} \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(f+n_a+\bar{d}) \times (n_b+1)}.$$

由于 $\Delta u(k|k)$ 是向量 $\Delta\bar{U}(k)$ 的第 1 行元素, 根据式 (19) 可得

$$\Delta u(k|k) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times M} R_1 \Delta\bar{U}(k-1) + [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times M} N_1 \tilde{Y}(k-f). \quad (24)$$

定义

$$[\bar{r}_0 \ \bar{r}_1 \ \dots \ \bar{r}_{n_b+f}] = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times M} R_1,$$

$$[\bar{n}_0 \ \bar{n}_1 \ \dots \ \bar{n}_{n_a}] = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times M} N_1,$$

根据式 (24) 可构造如下方程:

$$\Delta\hat{U}(k) = R_2 \Delta\hat{U}(k-1) + N_2 Y(k-1). \quad (25)$$

其中

$$R_2 = \begin{bmatrix} \bar{r}_0 \bar{r}_1 \dots \bar{r}_{f+n_b} & 0_{1 \times \bar{d}} \\ I_{(f+n_b+\bar{d}-1) \times (f+n_b+\bar{d}-1)} & 0_{(f+n_b+\bar{d}-1) \times 1} \\ \mathbf{R}^{(f+n_b+\bar{d}) \times (f+n_b+\bar{d})} \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(f+n_b+\bar{d}) \times (f+n_b+\bar{d})},$$

$$N_2 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times f} \bar{n}_0 \bar{n}_1 \dots \bar{n}_{n_a} 0_{1 \times (\bar{d}-1)} \\ 0_{(f+n_b+\bar{d}-1) \times (f+n_a+\bar{d})} \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(f+n_b+\bar{d}) \times (f+n_a+\bar{d})}.$$

联立式 (22), (23) 和 (25) 构造如下的闭环系统:

$$X(k) = \Lambda(d)X(k-1). \quad (26)$$

其中

$$X(k) = \begin{bmatrix} Y(k) \\ U(k) \\ \Delta\hat{U}(k) \end{bmatrix},$$

$$\Lambda(d) = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 & 0_{(f+n_a+\bar{d}) \times (f+n_b+\bar{d})} \\ V(d) & T & L(d) \\ N_2 & 0_{(n_b+f+\bar{d}) \times (n_b+1)} & R_2 \end{bmatrix}.$$

定理 1 如果对于所有的 $d \in \{0, 1, \dots, \bar{d}\}$ 存在正定矩阵 P , 使得

$$\Lambda^T(d)P\Lambda(d) - P < 0, \quad (27)$$

则闭环控制系统 (26) 是稳定的.

证明 构造 Lyapunov 函数

$$Z(k) = X^T(k)PX(k),$$

于是有

$$Z(k+1) - Z(k) = X^T(k+1)PX(k+1) - X^T(k)PX(k) = X^T(k)\Lambda^T(d)P\Lambda(d)X(k) - X^T(k)PX(k) = X^T(k)[\Lambda^T(d)P\Lambda(d) - P]X(k).$$

如果对于任一 $X(k) \neq 0$ 式 (27) 成立, 则 $Z(k+1) - Z(k) < 0$, 因此闭环系统是稳定的. \square

4 算例仿真

本文采用 Matlab/Truetime 作为仿真工具, 以直流电机为仿真对象进行算法研究, 建立以输入电压为输入、转速为输出的被控对象系统模型为

$$\frac{y(k)}{u(k)} = \frac{0.00206 + 0.00169z^{-1}}{1 - 1.511z^{-1} + 0.5488z^{-2}}. \quad (28)$$

取 $\lambda = 0.2, P = 10, M = 6$. 采用 CSMA/CD 网络, 设定网络速率为 10M/s, 参考信号为方波信号, 调节网络时延在 5 个采样周期内随机变化. 仿真结果如图 2 所示, 实线为预测自整定 PID 控制响应, 虚线为 GPC 控制响应.

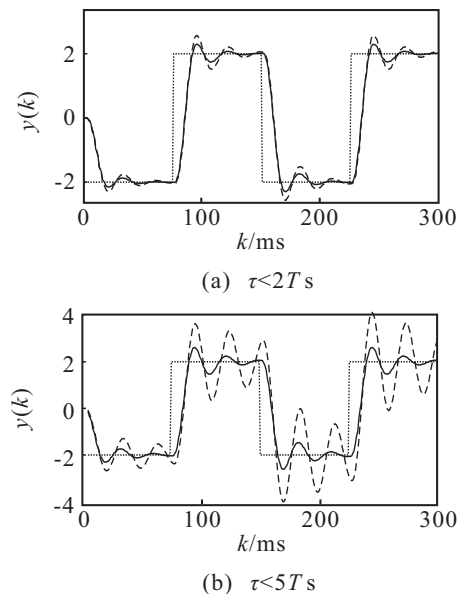


图 2 系统响应

由图2可知,对于网络中的随机时延,传统预测控制随着时延的增大系统响应振荡加剧,性能下降.与传统预测控制相比,采用本文提出的控制方法设计控制器,系统性能得到了较好改善,表明该方法在网络随机时延大于1个采样周期的情况下能有效补偿时延对系统的影响.

5 结 论

本文针对NCS中随机时延的补偿问题,提出了一种自整定PID控制器设计方法.该方法引入GPC的思想,使PID控制器具有预测功能,从而导出多步未来控制信号以补偿网络时延的影响.PID参数根据未来时刻的多步输出误差进行自整定,具有明显的工程意义和较强的鲁棒性.仿真结果表明了该方法的有效性和相对于传统预测控制算法的优越性.该方法对受到随机时延影响的网络控制系统具有较好的改善,能使系统输出更有效地跟踪参考输入信号.

参考文献(References)

- [1] 谢成祥,樊卫华,胡维礼.一类短时延网络控制系统的建模和控制方法[J].南京理工大学学报:自然科学版,2009,33(2):156-160.
(Xie C X, Fan W H, Hu W L. Modeling and control method of a class of networked control system with short time-delay[J]. J of Nanjing University of Science and Technology: Nature Science, 2009, 33(2): 156-160.)
- [2] 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 Z F, Li L C, Huang H M. Internal model control with delay prediction for networked control system[J]. J of Zhejiang University: Engineering Science, 2008, 42(11): 1885-1888.)
- [3] Feng Guang, Liu Hong-wei. Internet-based intelligence time-delayed networked control systems[C]. Proc of ICCA'07. Guangzhou, 2007: 806-808.
- [4] Zhu Q X, Lu G P, Cao J Y, et al. State feedback control of deterministic networked control systems[C]. Proc of Conf on Control and Automation. Budapest: IEEE, 2005: 725-729.
- [5] Rivera M G, Barreiro A. Analysis of networked control systems with drops and variable delays[J]. Automatica, 2007, 43(12): 2054-2059.
- [6] Zhang Ya, Tian Yu-ping. Stabilization of networked control systems with packet loss and delay[J]. Dynamics of Continuous, Discrete and Impulsive Systems, 2007, 14(6): 771-779.
- [7] Zhang Li-qian, Shi Yang, Chen Tong-wen. A new method for stabilization of networked control systems with random delays[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 50(8): 1177-1181.
- [8] Liu Guo-ping, Xia Yuan-qing, David Rees, et al. Design and stability criteria of networked predictive control systems with random network delay in the feedback channel[J]. IEEE Trans on System, Man and Cybernetics, 2007, 37(2): 173-184.
- [9] 张亚,田玉平.带随机分布时延的网络控制系统预估补偿控制[J].东南大学学报:自然科学版,2009,39(2):309-314.
(Zhang Y, Tian Y P. Predictor-based compensator of networked control systems with random distributed delays[J]. J of Southeast University: Natural Science Edition, 2009, 39(2): 309-314.)
- [10] 朱其新,刘红俐,胡寿松.长时延Markov网络控制系统的随机最优控制[J].华北电力大学学报,2007,34(3):68-71.
(Zhu Q X, Liu H L, Hu S S. Stochastic optimal control of Markov networked control systems with long time delay[J]. J of North China Electric Power University, 2007, 34(3): 68-71.)
- [11] Gao H, Chen T. Network-based H_∞ output tracking control[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2008, 53(3): 655-667.
- [12] 姜培刚,姜偕富,李春文,等.基于LMI方法的网络化控制系统的 H_∞ 鲁棒控制[J].控制与决策,2004,19(1):17-21.
(Jiang P G, Jiang X F, Li C W, et al. Robust H_∞ control for the networked control systems based on LMI[J]. Control and Decision, 2004, 19(1): 17-21.)
- [13] 邵奇可,俞立,张贵军.网络时延的在线估计技术与控制器的协同设计[J].自动化学报,2007,33(7):781-784.
(Shao Q K, Yu L, Zhang G J. Online delay evaluation and controller codesign for networked control systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2007, 33(7): 781-784.)
- [14] 舒迪前.预测控制系统及其应用[M].北京:机械工业出版社,1996.
(Shu D Q. Predictive control systems and applications[M]. Beijing: China Machine Press, 1996.)