

具有随机通讯延迟和噪声干扰的网络系统控制*

于之训 陈辉堂 王月娟
(同济大学电气工程系 上海 200092)

摘要 针对网络控制系统中普遍存在的通讯延迟问题,在有动态噪声及测量噪声存在的情况下,提出一种延迟补偿器结构,实现了对随机通讯延迟的补偿和对信号的最小方差预测。分析了闭环系统的稳定性,并给出实验结果,证实了所提出理论的正确性。

关键词 控制网络,延迟补偿,最小方差

分类号 TP 393

Control of Network System with Random Communication Delay and Noise Disturbance

Yu Zhixun, Chen Huitang, Wang Yuejuan
(Tongji University)

Abstract To the communication delay existing commonly in the network control system, a delay compensator under the existence of dynamic noise and measurement noise is presented. This compensator can realize the compensation to the random communication delay and the forecast of minimum variance. The stability of the closed loop is also analyzed. The experimental results show the validity of the theoretical result.

Key words control network, delay compensate, minimum variance

1 引言

随着控制系统规模的不断扩大,控制网络的应用越来越广泛。控制网络的种类很多,如 CAN 局域控制网、各种现场总线等。应用控制网络构造控制系统,具有简单、快捷、连线大为减少、可靠性高、系统中各部分容易实现信息资源的共享等优点。但对多数采用总线结构的控制网络而言,由于网络中的信息传输采用分时传送的方式,这就不可避免地在控制环路中引入了通讯延迟,而且随着网络中传输量的变化,该通讯延迟的长短是随机变化的。这样,原来确定性的闭环系统就转变为随机性的闭环系统。对该随机闭环系统,可以采用随机控制的方法进行状态估计和控制^[1-7]。然而这种方法要求通讯延迟的统计特性必须已知,否则该控制方法便不可行。

对于控制网络而言,要获取其通讯延迟的统计特性非常困难,目前还没有系统的方法,只能采用实验方法先获取大量的延迟样本,然后利用概率统计的方法对这些样本进行分析,得出其近似的统计特性^[8]。已有的随机控制方案中,都是假定最多只有一步采样周期的延迟,当延迟时间多于一个采样周期时,则无法建立其数学模型,也得出其解析结果。在已有的关于延迟控制的文献中,基本上都没考虑系统中的噪声问题,而在实际系统中,噪声问题是肯定存在的。

针对上述延迟的随机性和系统噪声问题,本文利用在控制器和执行器接收端设置接收缓冲区的方法,将随机通讯延迟转化成固定延迟,提出一种延迟补偿器结构,该结构可以同时实现对噪声的滤波处理。文中还对所得闭环系统的稳定性做了详细分析,并给出了实验结果。

* 1999-06-03 收稿,1999-09-23 修回

2 网络控制系统中延迟补偿器的设置

设被控对象的状态方程为

$$\begin{cases} X_{k+1} = AX_k + BU_k + \omega \\ y_k = CX_k + v_k \end{cases} \quad (1)$$

其中, (A, B) 可控, (A, C) 可观测; $E\{\omega\omega^T\} = Q\delta_{kl}$, $E\{v_k v_l^T\} = R\delta_{kl}$, 即 ω, v_k 为相互独立的白噪声序列, 且 $Q > 0, R > 0$ 。

对于控制网络中的闭环系统, 可用图 1 来表示其典型结构。图中, Z_{CA} 表示控制器到执行器的通讯延迟, Z_{SC} 表示传感器到控制器的通讯延迟, 这两部分延迟分别位于系统的前向通道和反馈通道。由于 Z_{CA} 与 Z_{SC} 都是时变的, 因此图 1 所示系统是一个随机的时变系统。

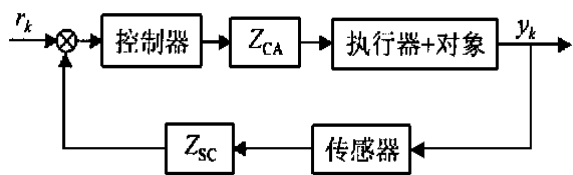


图 1 控制网络中闭环系统结构

通过在控制器和执行器接收端分别设置队列型接收缓冲区, 将两缓冲区进行合并, 可得等价的确定性系统如图 2 所示。图中, $P = Z_{SCM} + Z_{CAM}$, 其中, Z_{SCM} 表示传感器到控制器的最大通讯延迟, Z_{CAM} 表示控制器到执行器的最大通讯延迟。

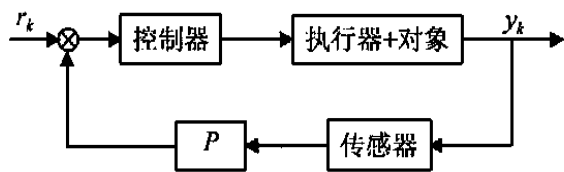


图 2 确定性系统的等价结构

图 2 所示转化后的确定性延迟系统中, 在每个采样时刻 k , 控制器输入端所获得的对象输出信息为 y_{k-P} 。对此, 我们提出如下的延迟补偿器结构

$$U_k = -FZ_{k|P}, \quad P \geq 2 \quad (2)$$

$$Z_{k+1|P} = AZ_{k|P} + BU_k, \quad P \geq 2 \quad (3)$$

$$Z_{k+1|1} = AZ_{k|1} + BU_k + L(y_k - CZ_{k|1}) \quad (4)$$

其中, $Z_{k|r} = \hat{X}_{k|k-r}$, 即 X_k 的 k 步预测估计; F 为状态反馈增益矩阵; L 为延迟补偿器的观测器增益矩阵。

利用该补偿器进行延迟补偿时, 首先利用式(4)进行一步延迟预测, 然后利用式(3)进行递推, 得到系统状态的 P 步预测值, 最后利用式(2)计算反馈

控制量。采用上面给出的延迟补偿器结构, 在实现延迟补偿的同时, 也实现了对噪声的滤波, 而且物理概念清晰, 递推计算比较方便。为了有效地滤除噪声, 对式(4)中 L 的选取不能任意, 下面将给出其选取方法。

对于被控对象(1)和上述延迟补偿器, 有如下引理:

引理 1 定义 $e_{k|P} = X_k - Z_{k|P}$, 则

$$E\{e_{k|P} e_{k-P}^T\} = A^{P-1} \left[\sum_{i=0}^{P-1} (A-LC)^i (Q + LRL^T) \right] \times [(A-LC)^i]^T (A^{(P-1)})^T + M(P) \quad (5)$$

其中

$$M(P) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{P-2} A^i Q (A^i)^T, & P \geq 2 \\ 0, & P = 1 \end{cases}$$

证明 由对象状态方程(1)得

$$X_k = A^{P-1} X_{k-P+1} + \sum_{i=0}^{P-2} A^i B U_{k-i-1} + \sum_{i=0}^{P-2} A^i \omega_{k-i-1}, \quad P \geq 2 \quad (6)$$

由延迟补偿器结构(3)得

$$Z_{k|P} = A^{P-1} Z_{k-P+1|1} + \sum_{i=0}^{P-2} A^i B U_{k-i-1}, \quad P \geq 2 \quad (7)$$

(6) - (7) 得

$$e_{k|P} = A^{P-1} (X_{k-P+1} - Z_{k-P+1|1}) + \sum_{i=0}^{P-2} A^i \omega_{k-i-1}, \quad P \geq 2$$

将 $X_{k-P+1}, Z_{k-P+1|1}$ 展开后代入上式, 经整理得

$$e_{k|P} = \sum_{i=0}^{P-2} A^{P-1} (A-LC)^i (\omega_{k-P-i} - L v_{k-P-i}) + \sum_{i=0}^{P-2} A^i \omega_{k-i-1}, \quad P \geq 2$$

则

$$E\{e_{k|P} e_{k-P}^T\} = A^{P-1} \left[\sum_{i=0}^{P-1} (A-LC)^i (Q + LRL^T) \right] \times [(A-LC)^i]^T (A^{(P-1)})^T + \sum_{i=0}^{P-2} A^i Q (A^i)^T \quad P \geq 2$$

当 $P = 1$ 时, 由式(1)和(4)得

$$e_{k|1} = (A-LC)^0 (\omega_{k-1} - L v_{k-1})$$

则

$$E\{e_{k|1}e_{k|1}^T\} = \sum_{i=0}^{j-1} (A - LC)^i (Q + LRL^T) [(A - LC)^i]^T$$

综上可得式(5)。(证毕)

在引理1的基础上,有如下定理:

定理1 使P步延迟补偿器的预测误差方差 $E\{e_{k|P}^T e_{k|P}\}$ 最小的观测器增益矩阵 L_{min} 即为 $P = 1$ 时的一步预测最小方差增益矩阵 K_P , 即 $L_{min} = K_P$ 。

为了证明定理1, 首先提供以下几个关于矩阵的引理:

引理2 若 $M, N \in \Phi$, 其中 Φ 表示 $n \times n$ 维的实对称矩阵空间, 则 $\text{trace}M < \text{trace}N$ 的充要条件为 $M < N$ 。

引理3 若 $M, N \in \Phi$ 且 $M < N$, 则对任意的 n 维实矩阵 $P_{n \times n}$, 有 $PMP^T < PNP^T$ 。

关于以上两个引理, 可参阅有关文献, 这里不详细证明。

定理1证明 因为 $E\{e_{k|P}^T e_{k|P}\} = \text{trace}[E \times \{e_{k|P} e_{k|P}^T\}]$, $P = 1$, 所以由引理2知

$$E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\} \Big|_{L=L_{min}} = \min_L E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\}, \quad P = 2 \tag{8}$$

$$E\{e_{k|1} e_{k|1}^T\} \Big|_{L=K_P} = \min_L E\{e_{k|1} e_{k|1}^T\}, \quad P = 1 \tag{9}$$

只要证明 $E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\} \Big|_{L=K_P} = \min_L E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\}$, $P = 2$,

则可得 $L_{min} = K_P$ 。由式(5)得

$$E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\} \Big|_{L=L} = A^{P-1} E\{e_{k|1} e_{k|1}^T\} \Big|_{L(A^{P-1})^T} + M(P)$$

上式中 $M(P)$ 与 L 无关, 则由式(9)并借助于引理3, 可得

$$E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\} \Big|_{L=K_P} = \min_L E\{e_{k|P} e_{k|P}^T\}, \quad P = 2$$

所以 $L_{min} = K_P$ 。

3 网络控制系统的稳定性分析

上节提出一种延迟补偿器结构, 并求得其最小方差观测器增益矩阵。那么由此所获得的闭环系统的稳定性如何? 显然, 如果从特征多项式出发来考虑是很困难的, 因为这样很难得到其特征值的分布情况。下面通过引入一步预测误差 $e_{k-P|1}$ 获得闭环系统的状态方程, 然后通过该状态方程分析系统的稳定性。

为了获得闭环系统的状态方程, 首先引入以下定义和引理:

定义1

$$f_k := Z_{k|1}, \quad g_k := Z_{k|2} \tag{10}$$

$$G(k, j) := \begin{cases} A^i g_{k-i+1}, & k - j = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \tag{11}$$

$$F(k, j) := \begin{cases} A^j f_{k-i+1}, & k - j = 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \tag{12}$$

引理4

$$G(k, j+1) - G(k, j) = A[G(k-1, j) - G(k-1, j-1)]$$

$$F(k, j+1) - F(k, j) = A[F(k-1, j) - F(k-1, j-1)]$$

证明 由式(11), (12)得

$$G(k, j+1) - G(k, j) = \sum_{i=0}^j A^i g_{k-i+1} - \sum_{i=0}^{j-1} A^i g_{k-i+1} = A^j g_{k-j+1}$$

$$G(k-1, j) - G(k-1, j-1) = \sum_{i=0}^{j-1} A^i g_{k-i} - \sum_{i=0}^{j-2} A^i g_{k-i} = A^{j-1} g_{k-j+1}$$

所以

$$G(k, j+1) - G(k, j) = A[G(k-1, j) - G(k-1, j-1)]$$

同理

$$F(k, j+1) - F(k, j) = A[F(k-1, j) - F(k-1, j-1)]$$

引理5 $Z_{k|2} = Z_{k|1} - LCe_{k-1|1} - Lv_{k-1}$

或

$$g_k = f_k - LCe_{k-1|1} - Lv_{k-1}$$

证明 由式(1), (4)及 $e_{k|1} = X_k - Z_{k|1}$ 得

$$Z_{k|1} = AZ_{k-1|1} + BU_{k-1} + LCe_{k-1|1} + Lv_{k-1} \tag{13}$$

由式(3)得

$$Z_{k|2} = AZ_{k-1|1} + BU_{k-1} \tag{14}$$

由式(13), (14)即得该引理。

引理6

$$Z_{k+r|r} = G(k, r-1) - F(k, r-2), \quad r = 2$$

根据式(10) ~ (12)及式(1), (3), (4)即可证得。

$$\text{引理7 } Z_{k|r} = Z_{k|1} - \sum_{i=0}^{r-2} A^i LCe_{k-i-1|1} - \sum_{i=0}^{r-2} A^i Lv_{k-i-1}, \quad r = 2$$

由引理5, 6及 $G(\cdot, \cdot)$ 的定义即可证得。

借助于以上定义和引理, 现在讨论闭环系统的

稳定性。首先对闭环系统的状态方程进行推导。由式(1), (4) 得

$$X_{k+1} - Z_{k+1} = (A - LC)(X_k - Z_k) + \omega - Lv_k$$

$$e_{k+1} = (A - LC)e_k + \omega - Lv_k \quad (15)$$

即将式(2) 代入(1) 并利用引理 7, 得

$$X_{k+1} = (A - BF)X_k + BF \left(e_k + \sum_{i=0}^{P-2} A^i LC e_{k-i} + \sum_{i=0}^{P-2} A^i L v_{k-i} \right) + \omega \quad (16)$$

由式(15) 得

$$e_{k+q} = (A - LC)^q e_k + \sum_{i=0}^{q-1} M_i (\omega_{k+i} - L v_{k+i}) \quad (17)$$

其中 M_i 为相应的系数矩阵。将式(17) 代入(16), 整理得

$$X_{k+1} = (A - BF)X_k + BF \Lambda e_{k-P} + \sum_{i=0}^P (D_i \omega_{k-i} + E_i v_{k-i}) \quad (18)$$

其中 D_i, E_i 为系数矩阵, 而

$$\Lambda = (A - LC)^P + \sum_{i=0}^{P-2} [A^i LC (A - LC)^{P-i-1}]$$

由式(15) 得

$$e_{k-P+1} = (A - LC)e_{k-P} + \omega_{k-P} - L v_{k-P} \quad (19)$$

由式(18), (19) 可得闭环系统的状态方程为

$$\begin{bmatrix} X_{k+1} \\ e_{k-P+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BF & BF \Lambda \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_k \\ e_{k-P} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_0 & D_1 & \dots & D_P & E_0 & E_1 & \dots & E_P \\ 0 & 0 & \dots & I & 0 & 0 & \dots & -L \end{bmatrix} \Omega \quad (20)$$

其中噪声输入向量 Ω 为

$$\Omega = [\omega_k^T \ \omega_{k-1}^T \ \dots \ \omega_{k-P}^T \ v_k^T \ v_{k-1}^T \ \dots \ v_{k-P}^T]^T$$

由式(20) 可以看出, 闭环系统的极点为 $(A - BF)$ 与 $(A - LC)$ 的极点之和, 即闭环系统满足控制器与延迟补偿观测器的分离定理。因此, 只要矩阵 $(A - BF)$ 与 $(A - LC)$ 都稳定, 闭环系统就是稳定的。为此, 有如下定理:

定理 2 若被控系统(1) 一致完全可控和一致完全可观测^[10], 且系统 (A, B) 可控, 则整个闭环系统可以实现稳定。

证明 因为 (A, B) 可控, 所以 $(A - BF)$ 的极

点可以任意配置, 即 $(A - BF)$ 可以实现稳定。因此, 只要 $(A - LC)$ 稳定, 整个闭环系统就稳定。根据以上结论, 延迟补偿器的观测器增益 $L = K_P$, 其中 K_P 为最小方差一步预测增益矩阵。根据 Kalman 滤波理论^[9], 有 $K_P = AK_f$, 其中 K_f 为最小方差 Kalman 滤波增益。由 Kalman 滤波的稳定性定理知^[10], 如果被控系统(1) 一致完全可控和一致完全可观测, 则 $(I - K_f C)A < 1$ 。由矩阵理论知

$$\rho[A(I - K_f C)] = \rho[(I - K_f C)A] < 1$$

其中 $\rho(\cdot)$ 表示谱半径。因此, 矩阵 $(A - LC) = [A(I - K_f C)]$ 稳定。相应地, 整个闭环系统也稳定。(证毕)

若被控系统(1) 不满足一致完全可控和一致完全可观测的条件, 则所获得的 L 是否使得 $(A - LC)$ 稳定, 还要进行验证。若 $(A - LC)$ 不稳定, 则要重新选取观测器增益矩阵 L , 使得 $(A - LC)$ 稳定, 只是这时的 L 不再满足延迟补偿器预测误差的最小方差特性。

4 实验研究

为对所提出的延迟补偿器设计方法进行验证, 我们对一位置伺服系统进行了实验研究。该系统的执行机构为一时间常数是 50ms 的电机, 系统的开环传递函数为

$$\frac{\theta}{u} = \frac{32}{s(0.05s + 1)}$$

其中, θ 为电机的角位移, u 为电机的输入控制电压。取角位移 θ 和角速度 v 为系统状态, 得其状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -20 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 640 \end{bmatrix} u$$

对系统进行离散化, 取采样周期 $T = 5\text{ms}$, 得其离散状态方程为

$$\begin{bmatrix} \theta_{k+1} \\ v_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.0048 \\ 0 & 0.9048 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_k \\ v_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.0079 \\ 3.0452 \end{bmatrix} u_k$$

实验中控制器节点采用美国 IMI 公司研制的开发的 MX31 系统, 这是基于 DSP 芯片 TMS320C31 的开发系统。该系统本身带有码盘脉冲输入端口, 所以位移测量采用安装在电机上的同轴光电码盘, 并以此作为系统的输出。其输出方程为

$$y_k = [325.949 \ 3 \ 0] [\theta \ v]^T$$

传感器到控制器和控制器到执行器的通讯延迟在 DSP 中用软件来模拟实现, 并假定 $Z_{\text{SM}} =$

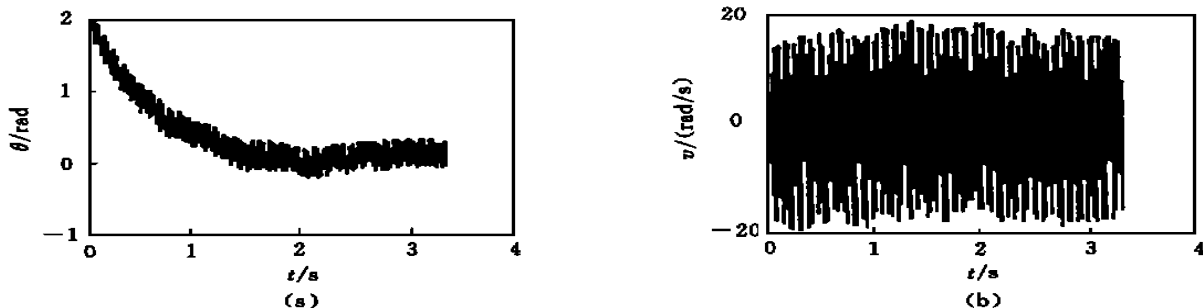


图3 常规控制律下实验结果曲线

(a) 角位移曲线

(b) 角速度曲线

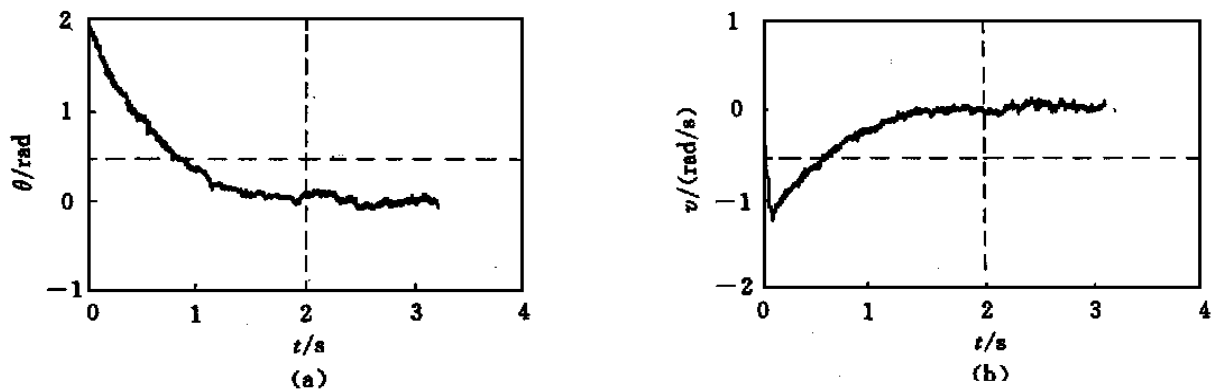


图4 延迟补偿器下实验结果曲线

(a) 角位移曲线

(b) 角速度曲线

$Z_{CAM} = 2$ 个采样周期, 即 $P = 4$ 。实验中取初始状态 $[\theta_0 \ v_0] = [2 \ 0]$, $Q = [0.02 \ 0; 0 \ 0.02]$, $R = 0.03$ 。若不考虑通讯延迟和噪声, 根据控制器和观测器的分离定理进行设计, 取反馈控制律 $F = [0.2191 \ 0.2798]$ 和观测器增益矩阵 $L = [0.0062 \ 0.4533]$ 。此时系统极点为 $z_1 = 0.9964$, $z_2 = 0.0546$, 观测器极点为 $p_1 = -0.5248$, $p_2 = 0.4087$ 。所得结果如图3所示。实验曲线之所以没有无限发散, 是由于驱动电机的力矩有限所致。

采用本文提出的设置延迟补偿器的方法进行设计, 反馈控制律 F 相同, 通过计算, $L = [0.0031 \ 0.0001]$, 实验结果如图4所示。可见, 采用本文提出的设置延迟补偿器的设计方法是非常有效的。

5 结论

通讯延迟是网络控制系统中普遍存在的问题, 另外, 系统中的噪声问题也是不可避免的。对此, 本文提出一种延迟补偿器结构, 在实现对随机通讯延

迟补偿的同时, 也实现了对信号的最小方差预测。在系统满足一定条件的情况下, 该延迟补偿器可以保证闭环系统的稳定性。

参考文献

- 1 A Ray, L W Liou, J H Shen. State estimation using randomly delayed measurements. J of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1993, 115: 19~26
- 2 A Ray, J H Shen. Control of output feedback systems under randomly varying distributed delays. In: Proc of the ACC. San Francisco, 1993. 1731~1735
- 3 Nilsson J, B Bernhardsson, B Wittenmark. Stochastic analysis and control of real-time systems with random time delays. Automatica, 1998, 34(1): 57~64
- 4 Luen Woei Liou, Asok Ray. A stochastic regulator for integrated communication and control systems—Part I: Formulation of control law. J of Dynamic Systems Measurement and Control, 1991, 113: 604~611

(下转第526页)

发酵溶解氧将保持在较好的水平。这样就能达到既节省供氧消耗又避免出现氧限制的目的,使发酵过程始终处于较优的状态。

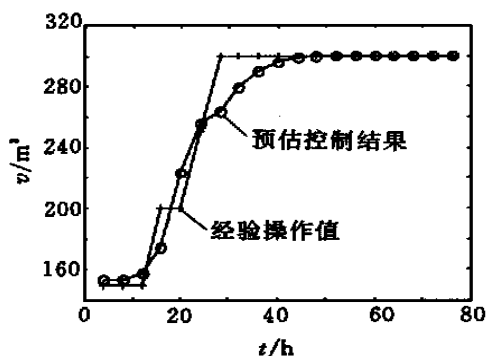


图4 通风量操作曲线

5 结 论

本文提出基于模糊神经网络的L-异亮氨酸发酵溶解氧预估控制方法,利用模糊神经网络实现了模糊间接预估规则,通过这些规则预估出发酵通风量的操作值,进而控制溶解氧水平,获得了满意的结果。该方法无需知道发酵过程的复杂机理和模型结构,只需一些输入输出量测值,并具有较强的鲁棒性和容错能力。本文方法为发酵过程控制提供了一条新的途径。

参 考 文 献

1 王树青. 发酵过程控制——“国际第4届计算机在发酵工

程中应用大会”论文综述. 见:1990中国第2届生化过程模型化与控制学术报告会论文集. 杭州:浙江大学出版社,1990. 29~35

- 2 Lixin Wang. Adaptive fuzzy systems and control——Design and stability analysis. New Jersey: PTR Prentice Hall, 1994
- 3 张兴华. 基于神经网络的L-异亮氨酸发酵过程的状态估计与优化控制. 无锡轻工大学硕士学位论文, 1998
- 4 Yihguang Len, T T Lee, W Y Wang. On-line tuning of fuzzy-neural networks for adaptive control of nonlinear dynamical systems. IEEE Trans on SMC, 1997, 27(6): 1034~1042
- 5 孙增圻, 张再兴, 邓志东. 智能控制理论与技术. 北京:清华大学出版社, 1997
- 6 张伟国, 刘飞. 神经网络在异亮氨酸发酵建模中的应用. 无锡轻工大学学报, 1996, 15(2): 121~124

作 者 简 介

殷 铭 男, 1974年生. 1998年于合肥工业大学获硕士学位, 现为东南大学自动控制系博士研究生. 研究方向为生产过程自动化, 智能控制, 信号处理与智能测量等。

张兴华 男, 1963年生. 1998年于无锡轻工大学获硕士学位, 现为东南大学自动控制系博士研究生. 研究方向为非线性系统控制, 神经网络控制, 生化过程控制等。

戴先中 男, 1954年生. 1986年于清华大学获博士学位, 现为东南大学自动控制系教授, 博士生导师. 主要研究方向为神经网络, 非线性控制, 计算机控制, 机器人控制等。

(上接第522页)

- 5 Luen Woei Liou, Asok Ray. A stochastic regulator for integrated communication and control systems— Part 1: Numerical analysis and simulation. J of Dynamic Systems Measurement and Control, 1991, 113: 612~617
- 6 A Ray. Integrated communication and control systems— Part I: Analysis. J of Dynamic Systems Measurement and Control, 1988, 110: 367~373
- 7 R Luck, A Ray. An observer-based compensator for distributed delays. Automatica, 1990, 26(5): 903~908
- 8 Johan Nilsson. Real-time control systems with delays. Ph D Thesis. Lund Institute of Technology, Sweden, 1998
- 9 Karl J Astrom. Introduction to stochastic control

theory. New York, San Francisco, London: Academic Press, 1970

10 郑政谋. 最佳线性滤波. 西安: 西北工业大学, 1983

作 者 简 介

于之训 男, 1972年生. 1995年毕业于同济大学电气工程系, 同年保送攻读硕士研究生, 1996年转为博士研究生. 研究领域为基于通讯网络的控制系统。

陈辉堂 男, 1933年生. 1953年毕业于上海交通大学, 现为同济大学电气工程系教授, 博士生导师. 研究方向为机器人控制与智能控制。

王月娟 女, 1935年生. 1958年毕业于西安交通大学, 现为同济大学电气工程系教授, 博士生导师. 研究方向为机器人控制与智能控制。