

文章编号: 1001-0920(2004)02-0157-05

网络控制系统的能控性和能观性

朱其新^{1,2}, 胡寿松¹

(1 南京航空航天大学 自动化学院, 江苏 南京 210016; 2 南通工学院 自动化系, 江苏 南通 226007)

摘 要: 给出了网络控制系统的定义, 并基于线性时不变系统的被控对象, 建立了传感器为时钟驱动, 控制器和作动器为事件驱动时长时滞网络控制系统的数学模型, 对网络控制系统的均值能控、均方能控、均值能观及均方能观作了定义, 得到了网络控制系统能控的充分或必要条件及能观的充要条件。

关键词: 网络控制系统; 网络诱导时滞; 能控性; 能观性

中图分类号: TP393

文献标识码: A

Controllability and observability of networked control systems

ZHU Qi-xin^{1,2}, HU Shou-song¹

(1 College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China; 2 Department of Automation, Nantong Institute of Technology, Nantong 226007, China Correspondent: ZHU Qi-xin, E-mail: bob21_cn@163.com)

Abstract The mathematic model of networked control systems with long network-induced delay is set up based on the controlled process that is linear time-invariant system when the sensor is time driven, the controller and the actuator are event driven. The mean value controllability, mean square controllability, mean value observability and mean square observability of networked control systems are defined. The sufficient or necessary conditions for the controllability and the sufficient and necessary conditions for observability of networked control systems are presented.

Key words: networked control systems; network-induced delay; controllability; observability

1 引 言

通过网络形成闭环的反馈控制系统为网络控制系统(NCS). NCS 的主要优点是可以实现资源共享及远程操作与控制, 具有较高的诊断能力, 安装与维护简单, 能够提高系统的灵活性和可靠性^[1,2]. 将通讯网络引入控制系统, 增加了分析和设计的困难, 当 NCS 各组件之间通过网络传输信息时必然引起网络诱导时滞(包括传感器-控制器时滞 τ^c 和控制器-作动器时滞 τ^a), 从而降低了系统性能甚至引起系统不稳定. NCS 在遥操作及复杂的工业控制领域中

有着广泛的应用, 因此它已成为人们研究热点^[1~3]. NCS 研究中的基本问题是它的能控性和能观性. 虽然对 NCS 的研究已取得了较多成果, 但关于上述问题的研究尚未见报道. NCS 的建模问题作为 NCS 的分析、仿真和控制器的设计基础一直未能很好地解决, 已有的离散模型^[4]大多是在假设网络诱导时滞小于一个采样周期的前提下建立的, 但该假设在实际的 NCS 中常常不能满足. 文献[5]建立了传感器和控制器全为时钟驱动时长时滞 NCS 的数学模型, 但没有考虑控制器为事件驱动时的情况, 也没有

收稿日期: 2002-11-28; 修回日期: 2003-01-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60234010, 60174019); 南通工学院自然科学基金资助项目(院自 200231, 200303).

作者简介: 朱其新(1971—), 男, 安徽定远人, 讲师, 博士, 从事网络控制系统的研究; 胡寿松(1937—), 男, 江苏南京人, 教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制、非线性系统的自修复控制等研究.

考虑系统中的噪声

本文建立了传感器为时钟驱动、控制器和作动器为事件驱动时的长时滞NCS的数学模型,为长时滞NCS的分析、仿真和控制器的设计奠定了基础;并定义了网络控制系统的能控性和能观性,得到了NCS能控的充分或必要条件以及能观的充要条件。

2 符号与基本假设

本文所用的一些符号意义如下: h, i, j, k, l, m, n 表示非负整数; R^n 表示 n 维的欧几里德空间,在该空间内,内积 $(x, y) = x^T y$, 范数 $\|x\| = (x^T x)^{1/2}$, $x, y \in R^n$; 用 M^n 表示 n 维对称方阵所张成的Banach空间; S^{ij} 表示分块矩阵 S 的第 (i, j) 个分块; $\{a_i\}$ 表示矩阵或向量序列 $a_0, a_1, \dots$; $\text{tr} S$ 表示矩阵 S 的迹。

为讨论问题方便,本文不考虑NCS中数据包丢失和数据包的时序错乱问题,并作以下合理的假设。

假设1 传感器为时钟驱动,控制器和作动器为事件驱动;

假设2 随机序列 $\{v_k\}, \{w_k\}, \{t_i^k\}$ 全为独立同分布序列且两两之间相互独立;

假设3 网络诱导时滞有界且服从某一确定分布;

假设4 系统的初态为确定值

3 控制器为事件驱动时长时滞NCS的模型

假设NCS中的被控对象为线性时不变系统,考虑了系统中的噪声后其可表示为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + v(t), \\ y(t) = Cx(t) + w(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x(t) \in R^n; u(t) \in R^m; y(t) \in R^q; A, B, C$ 为适维矩阵; $v(t)$ 和 $w(t)$ 为零均值白噪声向量。由于网络诱导时滞有界,可假设 $0 \leq \tau \leq hT$ (其中 $h > 1$ 且为整数),在作动器为事件驱动的情况下,于一个采样周期 $[kT, (k+1)T)$ 内加到被控对象上的控制量 $u(t)$ 分段连续且最多有 $h+1$ 个不同的值,并且假设 $u(t)$ 的变化发生在随机瞬时 $kT + t_i^k (i = 0, 1, \dots, h)$ 且 $t_i^k > t_{i+1}^k, t_1^k = T, t_h^k = 0$, 如图1所示。由于控制器为事件驱动,所以可用 u_{X_k} 表示传感器信

号 X_k 到达控制器时控制器所产生的输出,若将 u_{X_k} 简记为 u_k ,则对于系统(1)在 $[kT, (k+1)T)$ 内积分可得其离散化方程为

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_s X_k + \sum_{i=0}^h B_i^k u_{k-i} + v_k, \\ y_k = C X_k + w_k. \end{cases} \quad (2)$$

其中

$$x_k = x(kT), y_k = y(kT), A_s = e^{AT},$$

$$B_i^k = \int_0^1 e^{A(T-s)} ds B, v_k = \int_T^{(k+1)T} e^{A[(k+1)T-s]} v(s) ds,$$

$$w_k = w(kT).$$

由于 $v(t)$ 和 $w(t)$ 为零均值白噪声向量,易知 v_k, w_k 依然为零均值白噪声向量,且 $E(v_k v_k^T) = R_1 \geq 0$, $E(w_k w_k^T) = R_2 > 0$ 。

注1 当 $h=1$ 时,模型(2)为网络诱导时滞小于一个采样周期时NCS的模型,即为文献[4]的模型。

注2 本文的长时滞NCS是指在NCS中网络诱导时滞分布于区间 $[0, hT)$ ($h > 1, h$ 为整数),而不是说网络诱导时滞一定大于一个采样周期,因为这与NCS中网络诱导时滞的实际情况不符。

在式(2)中假设 $z_k = [X_k^T | u_{k-1}^T | \dots | u_{k-h}^T]^T \in R^{n+hm}$, 则式(2)可表示为

$$\begin{cases} z_{k+1} = \Phi_k z_k + \Gamma_k u_k + H v_k, \\ y_k = C_0 z_k + w_k. \end{cases} \quad (3)$$

其中

$$\Phi_k = \begin{bmatrix} A_s & B_1^k & B_2^k & \dots & B_{h-1}^k & B_h^k \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & I_m & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & I_m & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_k = \begin{bmatrix} B_0^k \\ I_m \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} I_m \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, C_0 = [C \ 0 \ \dots \ 0]$$

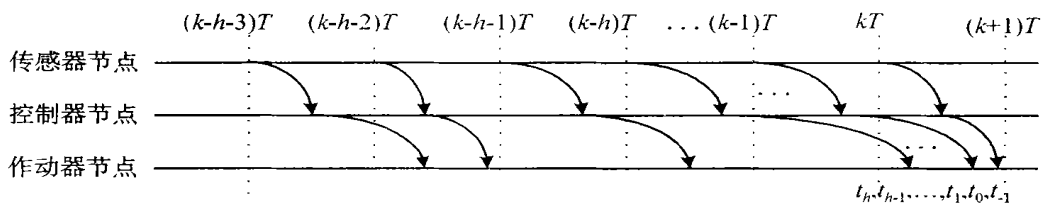


图1 NCS中信号传输的时间序列

设系统的确定性控制律为 $u_k = -L_k z_k$, 则系统

(3) 又可表示为

$$\begin{cases} z_{k+1} = (\Phi_k - \Gamma_k L_k) z_k + H v_k = \\ \Psi_{L,k} z_k + H v_k, \\ y_k = C_0 z_k + w_k \end{cases} \quad (4)$$

在系统(3)的离散状态方程中, $u_k = -L_k z_k$ 为确定性控制律, 即 L_k 为确定性矩阵, 故可知 z_k 只与 $z_j, \Phi_j, \Gamma_j, v_j, j < k$ 及其他常数矩阵有关, 又 $\{\Phi_k\}, \{\Gamma_k\}, \{v_k\}$ 皆为独立同分布序列, 所以当 $k \leq l$ 时, z_k 与 Φ_l, Γ_l, L_l 独立, z_k 也与 $\Psi_{L,l}$ 独立

4 NCS 的能控性

定义 1 系统(2)的初态 x_0 称为关于一特定的状态 x_f 均值 ϵ 能控, 如果对于任意给定 $\epsilon > 0$, 存在一控制序列 $u_{[0,N]} = \{u_k, k = 0, 1, \dots, N-1\}$ 使得 $E \|x_N - x_f\| \leq \epsilon \|x_0 - x_f\|$; 系统(2)称为完全均值 ϵ 能控, 如果系统(2)的任一初态都关于一特定的状态 x_f 均值 ϵ 能控; 系统(3)的初态 z_0 称为关于一特定的状态 z_f 均值 ϵ 能控, 如果对于任意给定 $\epsilon > 0$, 存在一控制序列使得 $E \|z_N - z_f\| \leq \epsilon \|z_0 - z_f\|$; 系统(3)称为完全均值 ϵ 能控, 如果系统(3)的任一初态都关于一特定的状态 z_f 均值 ϵ 能控

定义 2 系统(2)的初态 x_0 称为关于一特定的状态 x_f 均方 ϵ 能控, 如果对于任意给定 $\epsilon > 0$, 存在一控制序列 $u_{[0,N]} = \{u_k, k = 0, 1, \dots, N-1\}$ 使得 $E \|x_N - x_f\|^2 \leq \epsilon \|x_0 - x_f\|^2$; 系统(2)称为完全均方 ϵ 能控, 如果系统(2)的任一初态都关于一特定的状态 x_f 均方 ϵ 能控; 系统(3)的初态 z_0 称为关于一特定的状态 z_f 均方 ϵ 能控, 如果对于任意给定 $\epsilon > 0$, 存在一控制序列使得 $E \|z_N - z_f\|^2 \leq \epsilon \|z_0 - z_f\|^2$; 系统(3)称为完全均方 ϵ 能控, 如果系统(3)的任一初态都关于一特定的状态 z_f 均方 ϵ 能控

定理 1 对于系统(2), 使 $E \|x_N - x_f\|^2 |x_0\|$ 极小的控制律由 $u_k = -L_k z_k$ 给出, 且极小值为

$$J^* = \min_{u_{[0,N]}} E \|x_N - x_f\|^2 |x_0\| = x_0^T S_0^{11} x_0 + \sum_{k=0}^{N-1} \text{tr}(S_{k+1}^{11} R_1). \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} L_k &= (E \{\Gamma_k^T S_{k+1} \Gamma_k\})^{-1} E \{\Gamma_k^T S_{k+1} \Phi_k\}, \\ S_k &= E [(\Phi_k - \Gamma_k L_k)^T S_{k+1} (\Phi_k - \Gamma_k L_k)], \\ S_N &= Q_0 = \begin{bmatrix} I_n & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

证明略

定理 2 若 $x_f = 0$, 系统(2)的初态 x_0 均方 ϵ 能控, 若

$$x_0^T (E S_0^{11} - \epsilon I) x_0 + \sum_{k=0}^{N-1} \text{tr}(S_{k+1}^{11} R_1) \leq 0 \quad (6)$$

证明 由假设 4 可知 x_0 为确定值, 由式(6)可得

$$E (x_0^T S_0^{11} x_0) + \sum_{k=0}^{N-1} \text{tr}(S_{k+1}^{11} R_1) \leq \epsilon x_0^T x_0, \quad (7)$$

由定理 1 可知

$$\min_{u_{[0,N]}} E \|x_N - x_f\|^2 |x_0\| \leq \epsilon x_0^T x_0 = \epsilon \|x_0\|^2,$$

由定义 2 可知系统(2)的初态 x_0 均方 ϵ 能控 $\square$

定理 3 设 $z_f = 0$, 则系统(3)完全均值 ϵ 能控的必要条件是存在一反馈增益矩阵序列 $\{L_k\}$ 使得 $[(E \Psi_{L,0})^N]^{11} = 0$

证明 由系统(3)可知 $z_{k+1} = \Psi_{L,k} z_k + H v_k$, 对系统(3)的任一初态 z_0 , 考虑假设 4 易得 $E(z_N) = \left(\prod_{k=0}^{N-1} E \Psi_{L,k} \right) z_0$, 而由定理 3 的假设可知, 系统(3)完全均值 ϵ 能控 $\Leftrightarrow E \|z_N\| = 0$, 而

$$E \|z_N\| = 0 \Rightarrow E z_N = 0 \Rightarrow \left[\prod_{k=0}^{N-1} (E \Psi_{L,k}) \right] z_0 = 0 \Rightarrow \left[\prod_{k=0}^{N-1} (E \Psi_{L,k}) \right]^{11} = 0,$$

又因 $\Psi_{L,k} = \Phi_k - \Gamma_k L_k$, 且 L_k 为确定性矩阵, 而 $\{\Phi_k\}, \{\Gamma_k\}$ 皆为独立同分布矩阵序列, 所以得 $E \Psi_{L,k} = E \Psi_{L,0}$, 则由

$$\left[\prod_{k=0}^{N-1} (E \Psi_{L,k}) \right]^{11} = 0 \Rightarrow [(E \Psi_{L,0})^N]^{11} = 0 \quad \square$$

定理 4 系统(2)完全均方 ϵ 能控则一定完全均值 $\sqrt{\epsilon}$ 能控; 系统(3)完全均方 ϵ 能控则一定完全均值 $\sqrt{\epsilon}$ 能控

证明 根据定义 2 可知, 系统(2)完全均方 ϵ 能控 $\Leftrightarrow E \|x_N - x_f\|^2 \leq \epsilon \|x_0 - x_f\|^2$, 系统(2)完全均值 ϵ 能控 $\Leftrightarrow E \|x_N - x_f\| \leq \epsilon \|x_0 - x_f\|$. 利用不等式 $E \|x_N - x_f\|^2 \geq (E \|x_N - x_f\|)^2 \geq 0$, 可得 $(E \|x_N - x_f\|)^2 \leq E \|x_N - x_f\|^2 \leq \epsilon \|x_0 - x_f\|^2$, 从而有 $E \|x_N - x_f\| \leq \sqrt{\epsilon} \|x_0 - x_f\|$, 根据定义 1 定理的前半部分得证 同理可证定理的后半部分 $\square$

5 NCS 的能观性

定义 3 对于系统(2), (A_s, C) 称为均值能观的, 若存在 k , 当 $E y_i = 0 (i = 0, 1, \dots, k-1)$ 可导出 $x_0 = 0$; 对于系统(3), (Φ_k, C_0) 称为均值能观的, 若

存在 k , 当 $E y_i = 0 (i = 0, 1, \dots, k-1)$ 可以导出 $z_0 = 0$

定义 4 对于系统 (2), (A_s, C) 称为均方能观的, 若存在 k , 当 $E(y_i^T) = 0 (i = 0, 1, \dots, k-1)$ 可导出 $x_0 = 0$; 对于系统 (3), (Φ, C_0) 称为均方能观的, 若存在 k , 当 $E(y_i^T) = 0 (i = 0, 1, \dots, k-1)$ 可导出 $z_0 = 0$

在研究随机系统的能观性时, 始终保持系统的控制量为零^[6]. 由假设 3 可知, $E\Phi_k$ 为一定值, 由 $E\Phi$ 表示

定理 5 (Φ, C_0) 均值能观的充要条件是存在 k 使得矩阵 $[C_0^T \ (E\Phi)^T C_0^T \ \dots \ ((E\Phi)^{k-1})^T C_0^T]$ 的秩为 n 其亦为 (A_s, C) 均值能观的充要条件

证明 由系统 (3), 并利用本文的假设 4 可得

$$\begin{aligned} E y_i &= E(C_0 z_i + w_i) = \\ C_0 E(\Phi_{i-1} z_{i-1}) &= C_0 (E\Phi)^i z_0, \end{aligned} \quad (8)$$

则

$$\begin{aligned} E y_i &= 0 \Leftrightarrow \\ [C_0^T \ (E\Phi)^T C_0^T \ \dots \ ((E\Phi)^{k-1})^T C_0^T]^T z_0 &= 0, \\ i &= 0, 1, \dots, k-1 \end{aligned} \quad (9)$$

因为 $u_{-1} = u_{-2} = \dots = u_{-h} = 0$, 故由

$$[C_0^T \ (E\Phi)^T C_0^T \ \dots \ ((E\Phi)^{k-1})^T C_0^T]^T z_0 = 0,$$

即可得到 $z_0 = 0 \Leftrightarrow$ 矩阵

$$[C_0^T \ (E\Phi)^T C_0^T \ \dots \ ((E\Phi)^{k-1})^T C_0^T]$$

的秩为 n , 定理 5 的前半部分得证. 又由 z_0 的定义式可知 $z_0 = 0 \Leftrightarrow x_0 = 0$, 故定理的后半部分也成立. $\square$

为研究 NCS 的均方能观性, 引入线性变换 ζ :

$M^{n+hm} \rightarrow M^{n+hm}$ 并定义如下:

$$\zeta X = E\{\Psi_{L,0}^T X \Psi_{L,0}\}, X \in M^{n+hm}. \quad (10)$$

引理 1

$$E(z_i^T X z_i) = z_0^T \zeta X z_0 + \sum_{j=0}^i \text{tr}[(\zeta X)^{11} R_1]$$

证明 因 $\Psi_{L,k} = \Phi_k - \Gamma_k L_k$, 且 L_k 为确定性矩阵, 又因为 $\{\Phi_k\}, \{\Gamma_k\}$ 都为独立同分布序列, 所以

$$E\{\Psi_{L,k}^T X \Psi_{L,k}\} = E\{\Psi_{L,0}^T X \Psi_{L,0}\}, \quad (11)$$

$$E(z_i^T X z_i) =$$

$$E\{(\Psi_{L,i-1} z_{i-1} + H v_{i-1})^T X (\Psi_{L,i-1} z_{i-1} +$$

$$H v_{i-1})\} = E\{z_{i-1}^T \Psi_{L,i-1}^T X \Psi_{L,i-1} z_{i-1}\} +$$

$$E\{v_{i-1}^T H^T X H v_{i-1}\} =$$

$$E\{z_{i-1}^T E(\Psi_{L,i-1}^T X \Psi_{L,i-1}) z_{i-1}\} + \text{tr}(X^{11} R_1) =$$

$$E\{z_{i-1}^T \zeta X z_{i-1}\} + \text{tr}(X^{11} R_1) =$$

$$E\{z_{i-2}^T \zeta X z_{i-2}\} + \text{tr}[(\zeta X)^{11} R_1] + \text{tr}(X^{11} R_1) =$$

$$z_0^T \zeta X z_0 + \sum_{j=0}^i \text{tr}[(\zeta X)^{11} R_1] \quad \square$$

定理 6 对于系统 (3), (Φ, C_0) 均方能观的充要条件是

$$\begin{aligned} z_0^T \left(\sum_{j=0}^{k-1} \zeta C_0^T C_0 \right) z_0 + \sum_{j=0}^{k-1} \sum_{i=j}^i [\text{tr}(\zeta C_0^T C_0)^{11} R_1] + \\ k(\text{tr} R_2) = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

证明 在线性变换 ζ 中使 $L = 0$, 取 $X = C_0^T C_0$ 并应用引理 1 可得

$$\begin{aligned} E(y_i^T) &= E(y_i^T y_i) = \\ E(z_i^T C_0^T C_0 z_i) + \text{tr} R_2 &= z_0^T [\zeta (C_0^T C_0)] z_0 + \\ \sum_{j=0}^i \text{tr}[(\zeta C_0^T C_0)^{11} R_1] &+ \text{tr} R_2, \end{aligned} \quad (13)$$

$$E(y_i^T) = 0 \Leftrightarrow \sum_{j=0}^{k-1} E(y_i^T) = 0 \Leftrightarrow$$

$$\begin{aligned} z_0^T \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} [\zeta (C_0^T C_0)] \right\} z_0 + \sum_{j=0}^{k-1} \sum_{i=j}^i [\text{tr}(\zeta C_0^T C_0)^{11} R_1] + \\ k(\text{tr} R_2) = 0, \quad i = 0, 1, \dots, k-1. \quad \square \end{aligned}$$

推论 1 若不考虑网络控制系统中的噪声, (Φ, C_0) 均方能观的充要条件是

$$\left\{ \sum_{j=0}^{k-1} [\zeta (C_0^T C_0)] \right\}^{11} > 0$$

证明略

推论 2 若不考虑网络控制系统中的噪声及网络诱导时滞, (Φ, C_0) 均方能观的充要条件是

$$\sum_{j=0}^{k-1} [\zeta (C^T C)] > 0$$

证明略

6 仿真示例

线性化后的倒立摆简化的状态方程近似为^[7]

$$\dot{x} = A x + B u = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u,$$

$$y = C x = [1 \ 0] x.$$

以此不稳定的倒立摆为对象组成一网络控制系统, 设网络诱导时滞小于两个采样周期即 $\tau < 2T$, 若要设计控制器使性能指标

$$J_N = E\{x_N^T Q_0 x_N + \sum_{k=0}^{N-1} [x_k^T Q_1 x_k + u_k^T Q_2 u_k]\}$$

极小, 其中: Q_0 和 Q_1 为对称非负定矩阵, Q_2 为对称正定矩阵. 若选择系统的控制器为

$$u_k = -L_k z_k,$$

$$L_k = (Q_2 + E\{\Gamma_k^T S_{k+1} \Gamma_k\})^{-1} E\{\Gamma_k^T S_{k+1} \Phi_k\},$$

$$S_k = E[(\Phi_k - \Gamma_k L_k)^T S_{k+1} (\Phi_k - \Gamma_k L_k)] +$$

$$L_k^T Q_1 L_k + Q_1,$$

$$S_N = Q_0' = \begin{bmatrix} Q_0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, Q_1' = \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

仿真过程中各参数选择如下: $T = 0.05 \text{ s}$, $Q_0 =$

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q_2 = 0.1, R_1 = \begin{bmatrix} 0.01 & 0 \\ 0 & 0.01 \end{bmatrix}. \text{ 假设}$$

网络诱导时延在 $[0, 2T]$ 范围内均匀分布. 在 $x_0 = [1 \quad -0.5]^T$ 的初值下系统的仿真结果如图 2 所示. 仿真结果表明, 系统是均值能控和均方能控的. 当被控对象为非线性系统时, NCS 的建模及其能控性和能观性分析有待于进一步研究.

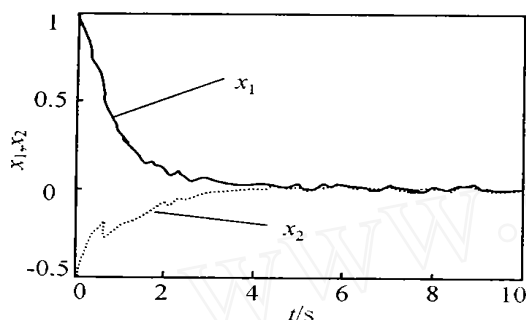


图 2 网络控制系统的闭环响应曲线

参考文献(References):

- [1] Wei Z, Michael S B, Philips S M. Stability of networked control systems[J]. *IEEE Control Systems Magazine*, 2001, 21(2): 84-99.
- [2] Walsh G C, Beldiman O, Bushnell L G. A asymptotic behavior of nonlinear networked control systems[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 2001, 46(7): 1093-1097.
- [3] J Nilsson. Real-time control systems with delays[D]. Lund: Lund Institute of Technology, 1998. 1-138.
- [4] 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.
- [5] Halevi Y, Ray A. Integrated communication and control systems: Part I—Analysis[J]. *J of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 1988, 110(12): 367-371.
- [6] Koning W L De. Infinite horizon optimal control of linear discrete time systems with stochastic parameters[J]. *Automatica*, 1982, 18(4): 443-453.
- [7] P Marti, R Villa, J M Fuertes, et al. On real-time control tasks schedulability[A]. *European Control Conf [C]*. Porto, 2001. 2227-2232.

(上接第 156 页)

参考文献(References):

- [1] Iseman R. Process fault diagnosis with parameter estimation observers[A]. *Proc IFAC Digital Computer Application to Process Control [C]*. Vienna, 1984. 51-60.
- [2] Chen J, Zhang H Y. Design of unknown input and robust detection filters[J]. *Int J of Control*, 1991, 22: 1829-1839.
- [3] Wang H, Daley S. Actuator fault diagnosis: An adaptive observer based technique[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1996, 41(7): 1073-1078.
- [4] Frank P M. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy—A survey and some new results[J]. *Automatica*, 1990, 26(3): 459-474.
- [5] Venuri A T, Polycarpou M M. Neural network based robust fault diagnosis systems[J]. *IEEE Trans on Neural Network*, 1997, 8(6): 1410-1419.
- [6] Wang H, Huang Z J, Daley S. On the use of adaptive updating rules for actuator and sensor fault diagnosis[J]. *Automatica*, 1997, 33(2): 217-225.
- [7] Yang H, Saif M. Fault detection and isolation for a class of nonlinear system using an adaptive observer[A]. *Proc of ACC [C]*. Albuquerque, 1997. 463-467.
- [8] Seliger R, Frank P M. Robust component fault detection and isolation in nonlinear dynamic systems using nonlinear unknown input observer[A]. *Proc of the IFAC/IMACS Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes, Safe process [C]*. Baden-Baden, 1991. 1: 313-317.
- [9] Venuri A T, Polycarpou M M. On-line approximation methods for robust fault detection[A]. *Proc 13th World Congr Int Fed Automatic Control [C]*. San Francisco, 1996. 319-324.
- [10] Michael A. Demetriou, Marios M Polycarpou. Incipient fault diagnosis of dynamical systems using online approximators[J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1998, 43(11): 1612-1617.