

## 网络控制系统的滑模多步预估控制

熊远生, 俞立, 余世明

(浙江工业大学信息工程学院, 浙江杭州 310032)

**摘要:** 针对网络控制系统中出现的长时滞、网络诱导噪声和数据包丢失, 提出了滑模多步预估控制器的设计方法. 首先对提出的控制器进行了描述, 它利用滑模控制的强鲁棒性来克服网络诱导噪声, 采用多步预估的办法来处理网络中的时滞和数据包丢失. 进而对导出的闭环网络控制系统的稳定性进行了分析. 最后对通过网络控制的直流电机, 采用所提出的方法设计了控制器, 仿真结果验证了方法的有效性.

**关键词:** 网络控制系统; 滑模控制; 时滞; 数据包丢失

**中图分类号:** TP301 **文献标识码:** A

## Sliding mode multiple steps predictive control for networked control systems

XIONG Yuan-sheng, YU Li, YU Shi-ming

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou Zhejiang 310032, China)

**Abstract:** For the long communication delay, network-induced noise and data packet dropout in networked control systems (NCS), a design procedure is presented for sliding mode multiple steps predictive controllers. First, the controller is described, which takes advantage of robustness of sliding mode control to deal with the network-induced noise and multiple steps predictive way to deal with time-delay and data packet dropout. Furthermore, the stability of the resulting closed-loop system is analyzed. Finally, for a DC (direct current) motor controlled through a network, the controller is designed by using the proposed approach, and the simulation demonstrates the effectiveness of the proposed design.

**Key words:** networked control systems (NCS); sliding mode control; time delay; data packet dropout

### 1 引言 (Introduction)

随着网络技术的发展, NCS (Networked Control Systems) 已经成为一个研究热点<sup>[1]</sup>. 在网络控制系统中, 控制环是通过一个实时网络来闭合的, 因此在系统中就不可避免地存在着由于通信延迟而带来的时滞, 并且这个时滞是时变的. 当时滞远小于采样周期时, 它的影响可以忽略不计; 但当时滞相对于采样周期而言不能忽略时, 控制系统的分析和设计就必须考虑时滞的存在及其影响. 另外, 由于 NCS 是用通信网络来传送信号, 因此通信线路上的网络诱导噪声和数据包丢失是不可避免的. 典型的网络闭环控制系统如框图 1 所示, 其中,  $\tau_k^s$  表示传感器到控制器的时滞,  $\tau_k^a$  表示控制器到执行器的时滞,  $k$  表示采样时刻. 在闭环系统中, 时滞的引入会给系统带来相位上的滞后, 而相位滞后是导致系统不稳定的

一个重要因素. 因此, 在存在时变时滞和噪声的情况下, 如何设计高性能的控制器是一个非常重要且亟待解决的问题<sup>[2]</sup>.

在网络控制系统中, 出现了一系列处理不确定时滞的方法, 然而文献[1]所提出的随机控制方法只是在时滞小于一个采样周期下的结果. 通过引入信息接收缓冲区将不确定时滞确定化的方法因人为扩大了时滞, 可能使控制系统性能变得更差, 本文后面的仿真进一步验证了这一点.

滑模控制已被证明是运动控制中的一种有效方法<sup>[3]</sup>. 针对网络控制系统中的时变时延和网络诱导噪声, 本文将预估滑模变结构控制方法引入到网络控制器的设计中, 利用滑模控制的强鲁棒性来克服网络诱导噪声, 采用多步预估的办法来处理网络中的时延和数据包丢失问题, 提出了滑模多步预估控

制器的设计方法.

## 2 问题描述及控制器设计 (Problem statement and controller design)

在图1中,时滞  $\tau_k^{sc}$  和时滞  $\tau_k^{ca}$  的性质不一样. 时滞  $\tau_k^{sc}$  可以通过常规处理时滞的方法来处理,但时滞  $\tau_k^{ca}$  无法用常规的方法来补偿,因为这时的控制  $u$  已经求出. 因此,无论在控制器节点上对  $\tau_k^{ca}$  补偿得多么好,但最终的控制性能由于  $\tau_k^{ca}$  的存在却不一定好. 本文提出的方法是在控制器节点上对这两个时滞进行预补偿,最终在执行器侧对两者的和进行补偿.

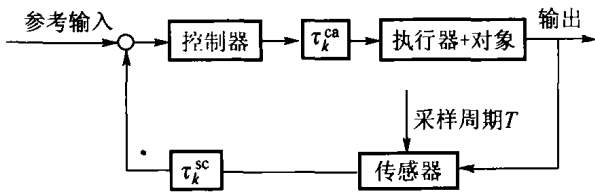


图1 具有时滞的网络控制系统框图  
Fig. 1 Scheme of NCS with time delay

假设 NCS 中的被控对象为线性时不变单输入系统,考虑网络的诱导时滞  $\tau$  ( $\tau = \tau_k^{sc} + \tau_k^{ca}$ ) 和一类干扰后的 NCS 可表示如下:

$$\dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t - \tau) + v(t). \quad (1)$$

其中:  $\tau = dT + \tau' T, 0 \leq \tau' < 1, d$  是非负有界整数,  $T$  为采样周期,  $v(t)$  为一类满足匹配条件的有界干扰,即  $v(t) = B_1 h(t), |h(t)| \leq \beta, B_1$  为列向量,考虑到网络控制系统中的时滞不可避免,所以有  $\tau > 0$ ,即  $d$  和  $\tau'$  不同时为 0.

假设对一个采样信号经过变换后,可得到系统的一个状态  $x(k)$ . 对每一个  $x(k)$ ,经控制器计算出的  $u$ ,到达执行器侧后,如果时滞  $\tau$  不是采样周期  $T$  的整数倍(即  $\tau'$  不等于 0),延迟一段,使  $d = d + 1, \tau' = 0$ . 对式(1)进行零阶保持采样,可得其相应的离散化状态方程

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k - d) + Bh(k). \quad (2)$$

其中:  $A = e^{A_1 T}, B = \int_0^T e^{A_1 s} ds B_1. d$  有界,设上界为  $N, |h(k)| \leq \beta$ .

由于  $d$  有界,假设信号从采样时刻到控制  $u$ ,再到达执行器侧可能的最大时滞为  $NT$ ,在执行器侧开辟长度为  $N$  的缓冲区  $uu$ ,记为  $[uu(0), uu(1), \dots, uu(N - 1)]$ ,其初始值全为 0. 传感器节点和执行器节点采用时间驱动的工作方式,而控制器节点采用事件驱动的工作方式,每隔周期  $T$  的时间,对对象采

样一次,同时执行器从缓冲区把  $uu(0)$  作为控制输入  $u$  送到对象上,并保持一个周期  $T$  的时间. 同时,执行器缓冲区中  $uu$  的序列向左移动一位,  $uu(1)$  进入  $uu(0)$  的位置,  $\dots$ , 进入  $uu(N - 2)$  的位置,  $uu(N - 1)$  的位置上补 0.

第 1 步 通过一个采样信号求得系统的一个状态  $x(k)$ ,利用下式向前预测  $N$  步:

$$\hat{x}_k(k + j) = A \hat{x}_k(k + j - 1) + B u_{p1}(j), 1 \leq j \leq N. \quad (3)$$

其中:  $\hat{x}_k(k + j)$  表示由状态  $x(k)$  向前预测  $j$  步求得状态  $x(k + j)$  的估计值,  $u_{p1}$  和  $u_{p2}$  序列初始值全为 0,长度为  $N$ .  $u_{p1}$  序列中存放的是上次求得的控制序列  $u$ ,  $u_{p2}$  序列中存放的是前  $N$  次求得的控制序列中  $u(N)$  的集合.

第 2 步 对第 1 步预测得到的系统的  $N$  个状态,求出将要施加在对象上的  $N$  步控制量  $u$ . 构造  $N$  个切换超平面( $j$  从 1 到  $N$ ):

$$s_k(k + j) = C \hat{x}_k(k + j) = 0, 1 \leq j \leq N. \quad (4)$$

行向量  $C$  的选取可以按照对应连续系统的方法,如可用极点配置法或二次型最优控制方法. 为了后面问题讨论的方便,假设  $CB > 0$ .

离散变结构控制为

$$u_k(k + j) = u_{keq}(k + j) + u_{knl}(k + j), \quad (5)$$

$$u_{keq}(k + j) = -(CB)^{-1} C A - I \hat{x}_k(k + j), \quad (6)$$

$$u_{knl}(k + j) = -(\alpha(k + j) + \lambda \beta) \text{sgn}(s_k(k + j)). \quad (7)$$

其中:  $\alpha(k + j) = \eta \frac{|s_k(k + j)|}{CB}, 0 < \eta < 1, \lambda \geq 0$ . 设计时,通过仿真来选取适当的  $\eta$  和  $\lambda$ . 每得到一个采样信号,就可以计算出  $N$  个控制量  $u$  (控制序列  $u$ ),  $u_{p1}$  序列的值用控制序列  $u$  的值来更新,即  $u_{p1}(j) = u(j), 1 \leq j \leq N$ .  $u_{p2}$  序列中的值左移一位,即  $u_{p2}(2)$  进入  $u_{p2}(1)$  的位置,  $\dots$ ,  $u_{p2}(N)$  进入  $u_{p2}(N - 1)$  的位置,  $u_{p2}(N)$  则用  $u(N)$  代替.

第 3 步 将求得的控制序列  $u$  作为一个数据包一次全部传到执行器侧,根据到达执行器侧  $u$  的时滞,来更新执行器侧缓冲区的值. 同时,从每一个采样计算出来的  $u$ ,在它到达执行器后,设时滞为  $\tau = dT + \tau' T, 0 \leq \tau' < 1, (0 \leq d \leq N)$ ,那么用  $u$  中的  $N - d$  个控制量(从  $u(d + 1)$  到  $u(N)$ )来更新缓冲区  $uu$  序列中  $N - d$  个的值(从  $uu(0)$  到  $uu(N - d - 1)$ ).

然后,重复上述步骤,一旦有采样信号到达控制

器,重复进行.

### 3 稳定性分析(Stability analysis)

首先来讨论  $d$  恒定,即相当于开辟缓冲区的办法,由  $up_2$  序列的构成易知它就是执行侧将要送到对象上的  $u(k-d), \dots, u(k-1)$ . 预测  $x_k(k+d)$  可以在  $x(k)$  的基础上,结合  $u(k-d), \dots, u(k-1)$  (即  $up_2(1), \dots, up_2(d)$ ) 利用式(2)向前递推  $d$  步,求得状态的估计值  $x_k(k+d)$ .

$e_k(d) = x(k+d) - x_k(k+d)$  表示在  $x(k)$  的基础上,利用式(3)(其中的  $up_1$  序列改为  $up_2$  序列)向前预测  $d$  步时真实值和估计值之间的误差.因此有下式成立:

$$\begin{aligned} e_k(d) &= x(k+d) - x_k(k+d) = \\ &A^d x(k) + A^{(d-1)} Bu(k-d) + \dots + \\ &ABu(k-2) + Bu(k-1) + A^{(d-1)} Bh(k) + \dots + \\ &ABh(k+d-2) + Bh(k+d-1) - A^d x(k) - \\ &A^{(d-1)} Bu(k-d) - \dots - ABu(k-2) - Bu(k-1) = \\ &A^{(d-1)} Bh(k) + \dots + ABh(k+d-2) + Bh(k+d-1). \end{aligned}$$

**定理 1**  $d$  恒定且没有数据包丢失时,预测  $up_1$  序列用  $up_2$  序列代替,取  $\lambda = b$ ,能使系统滑模  $s_k(k)$  在有限时间内到达  $s_k(k) = 0$  的邻域  $s^\Delta = \{s_k(k+d) | -\Delta \leq s_k(k+d) \leq \Delta\}$ , 其中,

$$\Delta = \frac{2CBb\beta}{(\sqrt{2\eta} - \eta)},$$

$$b =$$

$$\sum_{j=1}^d |CA^{j1}B| + \sum_{j=2}^d |CA^{(j2-1)}B| + |CB| \frac{1}{CB}.$$

**证** 注意到  $d$  恒定且没有数据包丢失时,由  $x(k)$  计算出的滑模控制律实际作用到对象上只有  $u_k(k+d)$ ,相应的滑模面为  $s_k(k+d)$ .

设  $v(k) = s^2(k)$ ,只需证明在这个领域以外,  $\Delta v(k) < 0$ ,便可证明上述定理.由于

$$\begin{aligned} \Delta v(k) &= v(k+1) - v(k) = \\ &s_{k+1}^2(k+1+d) - s_k^2(k+d), \end{aligned}$$

$\Delta v(k) < 0$  等价于

$$\begin{aligned} &2s_k(k+d)[s_{k+1}(k+1+d) - s_k(k+d)] + \\ &[s_{k+1}(k+1+d) - s_k(k+d)]^2 < 0. \end{aligned}$$

记  $\Delta s(k+1) = s_{k+1}(k+1+d) - s_k(k+d)$ ,上式变为

$$\begin{aligned} &2s_k(k+d)\Delta s(k+1) + \Delta s(k+1)^2 < 0, \\ &\Delta s(k+1) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &s_{k+1}(k+1+d) - s_k(k+d) = \\ &Cx_{k+1}(k+1+d) - Cx_k(k+d) = \\ &C[x(k+1+d) - e_{k+1}(d) - x(k+d) + e_k(d)] = \\ &C[Ax(k+d) + Bu_k(k+d) + Bh(k+d) - \\ &x(k+d) + e_k(d) - e_{k+1}(d)] = \\ &C(A-I)x(k+d) + CBu_k(k+d) + \\ &CBh(k+d) + Ce_k(d) - Ce_{k+1}(d) = \\ &C(A-I)x(k+d) - C(A-I)x_k(k+d) + \\ &CBu_{knd}(k+d) + CBh(k+d) + Ce_k(d) - Ce_{k+1}(d) = \\ &CAe_k(d) - Ce_{k+1}(d) + CBh(k+d) + CBu_{knd}(k+d). \end{aligned}$$

当  $s_k(k+d) > 0$  时,

$$\begin{aligned} &2s_k(k+d)\Delta s(k+1) + \Delta s(k+1)^2 = \\ &2s_k(k+d)[CAe_k(d) - Ce_{k+1}(d) + CBh(k+d) + \\ &CBu_{knd}(k+d)] + [CAe_k(d) - Ce_{k+1}(d) + \\ &CBh(k+d) + CBu_{knd}(k+d)]^2 \leq \end{aligned}$$

$$2s_k(k+d) \left[ \sum_{j=3}^d |CA^{j3}B\beta| + \right.$$

$$\left. \sum_{j=4}^d |CA^{(j4-1)}B\beta| + |CB\beta| + CBu_{knd}(k+d) \right] +$$

$$\left[ - \sum_{j=3}^d |CA^{j3}B\beta| - \sum_{j=4}^d |CA^{(j4-1)}B\beta| - \right.$$

$$\left. |CB\beta| + CBu_{knd}(k+d) \right]^2.$$

其中在不等式放大过程中应用了  $|h(k)| \leq \beta$  和  $s_k(k+d) > 0$ .在上式中代入  $u_{knd}(k+d)$  的表达式,可得

$$\Delta v(k) \leq -2\eta s_k^2(k+d) + (-\eta s_k(k+d) - 2CBb\beta)^2.$$

由  $-2\eta s_k^2(k+d) + (-\eta s_k(k+d) - 2CBb\beta)^2 < 0$  可推出  $\Delta v(k) < 0$ .解前面的不等式,得  $s_k(k+d) >$

$$\frac{2CBb\beta}{(\sqrt{2\eta} - \eta)}.$$

当  $s_k(k+d) < 0$  时,考虑  $u_{knd}(k)$  的表达式,有

$$\begin{aligned} &2s_k(k+d)\Delta s(k+1) + \Delta s(k+1)^2 = \\ &2s_k(k+d)[CAe_k(d) - Ce_{k+1}(d) + \\ &CBh(k+d) + CBu_{knd}(k+d)] + [CAe_k(d) - \\ &Ce_{k+1}(d) + CBh(k+d) + CBu_{knd}(k+d)]^2 \leq \end{aligned}$$

$$2s_k(k+d) \left[ - \sum_{j=3}^d |CA^{j3}B\beta| - \right.$$

$$\left. \sum_{j=4}^d |CA^{(j4-1)}B\beta| - |CB\beta| + CBu_{knd}(k+d) \right] +$$

$$\left[ \sum_{j=3}^d |CA^{j3}B\beta| + \sum_{j=4}^d |CA^{(j4-1)}B\beta| + \right.$$

$$|CB\beta| + CBu_{knl}(k+d)]^2.$$

代  $u_{knl}(k+d)$  到上式中,解不等式得  $s_k(k+d) < -\frac{2CBb\beta}{(\sqrt{2\eta} - \eta)}$ . 综合以上两方面的讨论,得证定理.

从定理1可得:  $s_k(k+d)$  有界. 根据式(4), 易知  $x_k(k+d)$  有界. 由于  $x_k(k+d)$  是由  $x(k)$  利用式(3)预测得到, 所以系统状态有界, 系统在 Lyapunov 意义下稳定.

事实上, 本文设计的控制器中, 由于  $d(1 \leq d \leq N)$  是时变的, 按上述最大  $d$  设计的能使固定时滞系统稳定的控制器并不一定能保证由本文设计的控制器所导出系统的稳定性. 当时滞为长时滞时, 按本文设计的控制器经常需要由一个  $x(k)$  计算出的控制序列的多个分量作用到对象上. 按照上面类似的讨论方法, 同时假设  $x_k(k+j) = x_{k-1}(k+j)$ , 易知有系统滑模  $s(k)$  在有限时间内到达  $s(k) = 0$  的邻域

$$s^\Delta = \{s(k) | -\Delta \leq s(k) \leq \Delta\}, \text{ 其中 } \Delta = \frac{2\sqrt{\lambda}\beta}{(2-\eta)}.$$

显然, 要求  $\lambda, \eta$  的取值尽可能小.

但通过仿真研究表明, 如果  $d$  和  $\beta$  都在可以接受的范围内, 首先设计使最大固定时滞的系统稳定的控制器, 然后来调节  $\eta$  和  $\lambda$  的值, 可以使设计的控制器保证系统稳定. 本文提出的控制器设计方法, 在执行器节点, 如果几乎同时有多个控制序列到来时, 尽可能利用对象的最新信息, 那些时滞较大的信息被丢弃. 从这一点上说, 这个控制器允许一定数量的数据包丢失和允许有一定数量的控制信号时滞大于设计的最大时滞  $N$ . 而对于采用缓冲区的办法, 如果数据包丢失, 则意味着时滞为无穷大, 显然无法进行控制. 如果一段时间内没有控制序列到来时, 则多次利用上次的采样信息. 仿真结果表明, 这种设计方法由于利用网络控制系统本身的特点, 比起固定时滞的方法, 具有更好的控制性能.

#### 4 示例 (Illustrative example)

考虑通过网络来控制一直流电机, 电机模型参数与文献[4]仿真研究中的数值相同, 设定采样周期  $T = 10 \text{ ms}$ , 假定网络控制系统中的最大时滞为  $90 \text{ ms}$ , 将时滞考虑在对象中, 对象的传递函数为

$$G(s) = \frac{32e^{-0.01d_1}}{s(0.05s + 1)}.$$

其中:  $0 < d_1 \leq 9$ , 取角位移  $\theta$  (记为  $x_1$ ) 和角速度  $v$  (记为  $x_2$ ) 为系统状态, 得其状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -20 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 640 \end{bmatrix} u(t - 0.01d_1).$$

在执行器侧把时滞处理为  $T$  的整数倍, 因此  $d_1$  变为满足  $0 < d_1 \leq 9$  的整数, 对系统进行零阶保持采样, 根据式(2), 并考虑由于电压波动、负载扰动、环境温度变化等引起的参数变化, 以及网络诱导噪声对系统的干扰, 假设干扰是满足匹配条件的有界干扰,  $v(t) = Bh(t)$ ,  $|h(t)| \leq 0.001$ , 得离散状态方程为

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.0091 \\ 0 & 0.8187 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.03 \\ 5.8006 \end{bmatrix} u(k-d) + \begin{bmatrix} 0.03 \\ 5.8006 \end{bmatrix} h(k).$$

其中  $d$  为大于或等于1且小于或等于9的整数. 假定电机初始状态为  $[x_1 \ x_2]^T = [0 \ 4]^T$ , 控制目的是使系统达到平衡状态 (本例中为  $[x_1 \ x_2]^T = [0 \ 0]^T$ ). 采用本文提出的方法来设计控制器, 经过计算知, 可选  $C = [10 \ 1]$ , 此时选择  $T = \begin{bmatrix} 1 & -0.005172 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ , 经  $x = T^{-1}\bar{x}$  变换后, 可使  $B = [0.03 \ 5.8006]^T$  变为  $B_1 = [0 \ 5.8006]^T$ . 易知系统进入滑模平面后, 系统的闭环特征值  $0.9135$ , 即在单位圆内, 因此系统是稳定的. 本例中的切换平面为  $S(k+j) = 10x_{1k}(k+j) + x_{2k}(k+j)$ ,  $1 \leq j \leq 9$ . 按上述方法, 选取变结构控制律为

$$u_k(k+j) = u_{keq}(k+j) + u_{knl}(k+j),$$

$$u_{keq}(k+j) = -(CB)^{-1}C(A-I)x_k(k+j), \quad 1 \leq j \leq 9.$$

其中:  $A = \begin{bmatrix} 1 & 0.0091 \\ 0 & 0.8187 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0.03 \\ 5.8006 \end{bmatrix}$ ,  $C = [10 \ 1]$ . 通过仿真可选取  $u_{knl}(k)$  中的  $\eta$  为  $0.2$ , 在执行器侧开辟长度为  $9$  的缓冲区, 并按上述办法来更新其中的值.

设  $d$  恒等于1和  $d$  恒等于9时(确定性的方法), 以及  $d$  是时变的(为了和实际情况更接近, 假设得到  $d$  的统计特性为,  $d$  等于1的概率为5%,  $d$  等于2的概率为10%,  $d$  等于3的概率为20%,  $d$  等于4的概率为15%,  $d$  等于5的概率为15%,  $d$  等于6的概率为10%,  $d$  等于7的概率为10%,  $d$  等于8的概率为5%,  $d$  等于9的概率为5%, 丢包概率为5%), 采用本文所述的方法设计3个控制器, 得到仿真结果如图2~4所示.

从图2和图3可以看出, 随着时滞的加大, 即使

在有补偿的情况下控制系统的性能也变差. 如果取消网络控制, 系统没有时滞、丢包等问题, 则性能比图 2 还要好, 但同时由于使用网络控制的一系列优

点也不存在. 仿真结果图 4 同图 3 相比, 具有更好的性能. 另外从最终施加到执行器上的控制量也可以看出抖动更小, 更易物理实现.

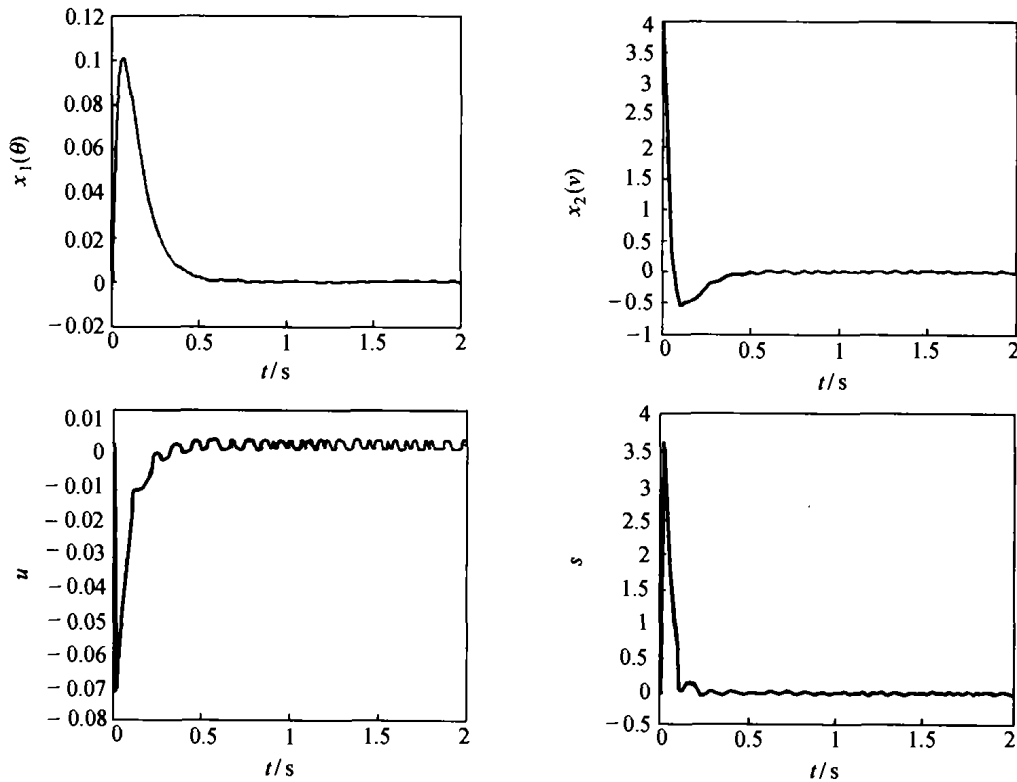


图 2  $d$  恒等于 1 时的响应曲线 ( $\lambda = 1, \eta = 0.2$ ), 无丢包情况  
 Fig. 2 Response curves ( $\lambda = 1, \eta = 0.2$ ) when  $d$  is equal to 1 and no data packet dropout

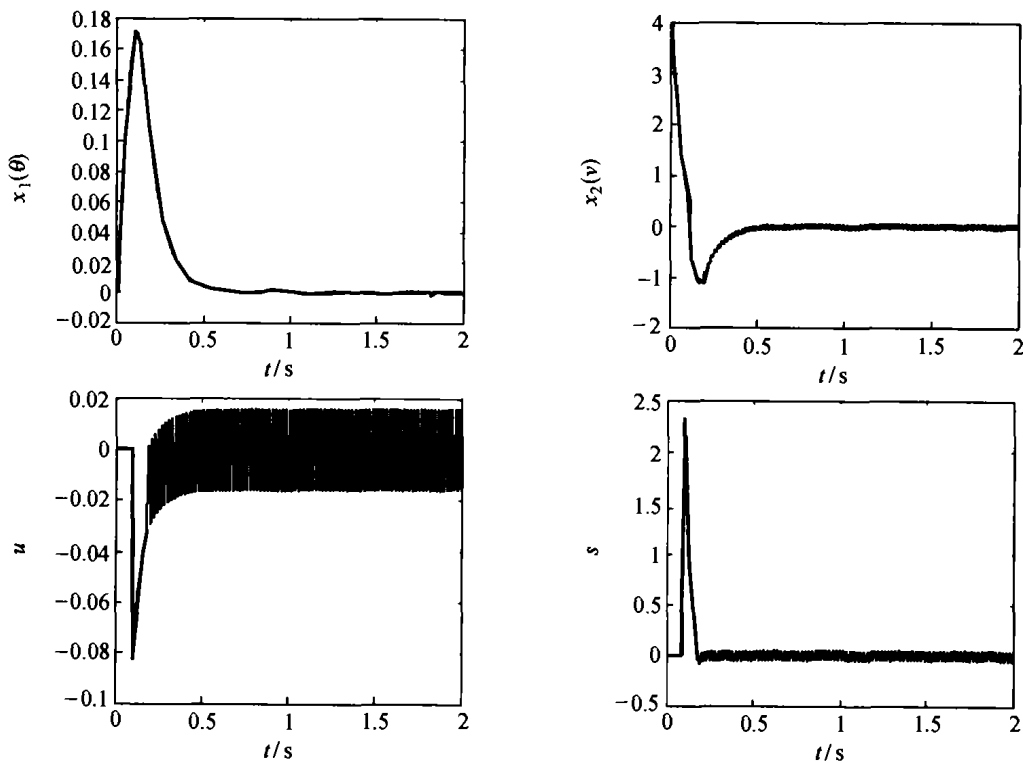


图 3  $d$  恒等于 9 时的响应曲线 ( $\lambda = b, \eta = 0.2$ ), 无丢包情况  
 Fig. 3 Response curves ( $\lambda = b, \eta = 0.2$ ) when  $d$  is equal to 9 and no data packet dropout

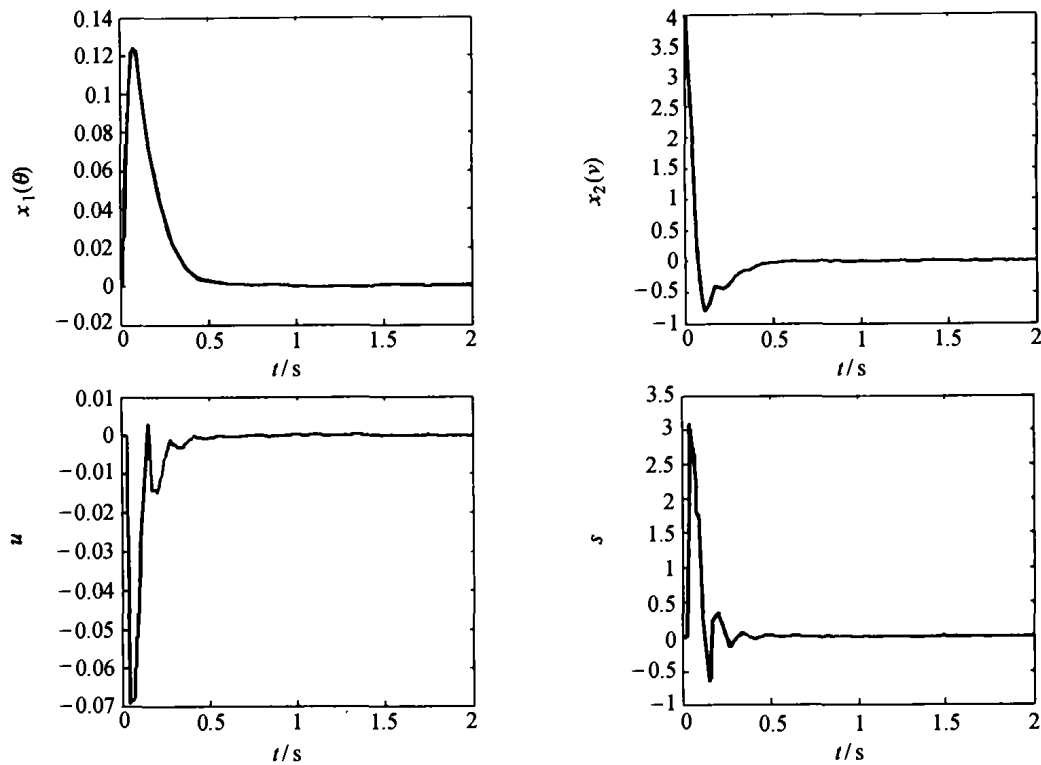


图4  $d$  依上面的概率出现时的响应曲线 ( $\lambda = 0, \eta = 0.2$ ), 5% 的丢包概率

Fig. 4 Response curves ( $\lambda = 0, \eta = 0.2$ ) when  $d$  is emerged according to the above probability and the probability of data packet dropout is 5%

需要指出的是:在网络控制系统中,控制、通信、计算是内在耦合的,本文采用的设计方法同常规方法相比,增加了网络上的通信量和控制器的计算量。但目前由于以太网向工业自动化领域的进军,以太网的每一个数据包长度都要求很长,如果信息不够长,只好插入填充数据,本文的方法相当于使以太网数据包中有用的数据增加了,基本上可以认为不会增加网络上传输的数据包的量。由于现有 CPU 运算速度的提高,计算量的增加不会导致过长的时滞,其影响基本上可以忽略。

## 5 结论(Conclusion)

本文根据网络控制系统的特点,提出了滑模多步预估控制器的设计方法。该方法不仅可较好地处理网络中的噪声,还可以较好地处理网络中的时滞和数据包丢失问题。仿真结果表明,设计的控制器是有效的。本研究为网络控制系统的控制器设计提供了一种新方法。

## 参考文献(References):

- [1] NILSSON J. *Real-time control systems with delays* [D]. Sweden: Lund Institute of Technology, 1998.
- [2] RAY A, HALEVI Y. Integrated communication and control systems: Part I-analysis [J]. *J of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 1988, 110(4): 367 - 373.
- [3] EDWARDS C, SPURGEON S K. *Sliding Mode Control: Theory and Applications* [M]. London: Taylor and Francis, 1998.
- [4] 于之训, 陈辉堂, 王月娟. 时延网络控制系统均方指数稳定的研究[J]. *控制与决策*, 2000, 15(3): 278 - 281.  
(YU Zhixun, CHEN Huitang, WANG Yuejuan. Research on mean square exponential stable of time-delayed networked control system [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(3): 278 - 281.)

## 作者简介:

熊远生 (1979—), 男, 嘉兴学院电气工程系教师, 2004 年毕业于浙江工业大学控制理论与控制工程专业, 研究领域为网络控制等, E-mail: xiongyuansheng@hotmail.com;

俞立 (1961—), 男, 浙江工业大学教授, 博士生导师, 研究领域为鲁棒控制、网络控制等, E-mail: lyu@hzcnc.com;

余世明 (1962—), 男, 浙江工业大学教授, 研究领域为预测控制、检测技术与信号处理等。