

# 基于 KAUTZ 模型的预测函数控制及其稳定条件

许鸣珠 刘贺平 李晓理 王允建

北京科技大学信息工程学院, 北京 100083

**摘要** 对模型未知的系统采用 Kautz 函数逼近得到系统的近似模型. 基于所得到的 Kautz 模型设计了一种预测函数控制器. 对该算法进行了稳定性分析, 依据 Lyapunov 稳定性定理得到了保证闭环控制系统稳定的充分条件. 仿真实验证明, 该算法能够准确逼近真实系统模型, 实现自适应控制, 得到满意的控制效果.

**关键词** 预测函数控制; Kautz 模型; 最小二乘辨识; Lyapunov 稳定性

**分类号** TP273.2

预测函数控制(predictive functional control, PFC)<sup>[1-2]</sup>是在预测控制的基础上发展起来的一种快速算法, 以其算法简单、计算量小、跟踪快速准确等特点吸引了众多研究者, 成为研究的热点. 目前, 多数 PFC 是利用参数模型作为预测模型, 在设计控制方案时需要预先知道被控对象的模型结构. 然而在实际应用中模型阶次和时延的辨识比较麻烦, 针对这个问题有许多学者进行了研究. 文献[3-4]基于神经网络研究了模型未知的情况. 文献[5-8]研究了利用正交函数逼近来建立未知系统模型的方法, 其中 Laguerre 模型是单极点网络, 能够成功逼近过阻尼系统, 避免了辨识模型结构的麻烦, 但是对于欠阻尼系统或特性变化较大的情况逼近效果很差. 拥有两个极点的 Kautz 滤波网络能够有效地克服 Laguerre 模型的缺点, 其辨识算法简单、适用范围广、逼近精度高. 本文提出了一种基于 Kautz 模型的预测函数控制算法, 并对系统进行了稳定性分析, 依据 Lyapunov 稳定性理论得到了闭环控制系统稳定的充分条件. 仿真实验表明该算法对结构和参数未知的系统能够准确辨识, 实现了稳定控制.

## 1 Kautz 模型

Kautz 函数是平方可积函数空间上的一组正交基, 定义为:

$$\psi_{2n-1}(z, b, c) = \frac{\sqrt{1-c^2}(z-b)z}{z^2+b(c-1)z-c} \left[ \frac{-cz^2+b(c-1)z+1}{z^2+b(c-1)z-c} \right]^{n-1} \quad (1)$$

$$\psi_n(z, b, c) =$$

$$\frac{\sqrt{(1-c^2)(1-b^2)}z}{z^2+b(c-1)z-c} \left[ \frac{-cz^2+b(c-1)z+1}{z^2+b(c-1)z-c} \right]^{n-1} \quad (2)$$

其中,  $b$  和  $c$  是参数, 满足条件  $|b| < 1$  和  $|c| < 1$ ,

$$c = -\xi\xi^*, b = \frac{\xi + \xi^*}{1 + \xi\xi^*} \quad (3)$$

$\xi$  是 Kautz 滤波器的极点, 具体取值方法见文献[7],  $\xi^*$  是它的共轭. 系统的传递函数  $G(z)$  可以写成 Kautz 函数的线性组合形式:

$$G(z) = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \psi_i(z, b, c) \quad (4)$$

其中,  $g_i$  是 Kautz 函数基的组合系数. 实际应用组合系数  $g_i$  取有限项  $N$ ,  $N$  称为截断阶次, 取值跟极点的选择有关, 具体方法见文献[8]. 则式(4)改写为:

$$G(z) = \sum_{i=1}^N g_i \psi_i(z, b, c) \quad (5)$$

实际系统的输入输出模型可以用图 1 所示的 Kautz 滤波网络来表示.

从图 1 第 1 支路得

$$x_1(k) = \frac{\sqrt{1-c^2}(z-b)z}{z^2+b(c-1)z-c} u(k),$$

展开得:

$$x_1(k+1) = -b(c-1)x_1(k) + cx_1(k-1) +$$

$$\sqrt{1-c^2}u(k+1) - b\sqrt{1-c^2}u(k).$$

同理, 由第 2 支路得

$$x_1(k) \frac{\sqrt{1-b^2}}{z-b} = x_2(k),$$

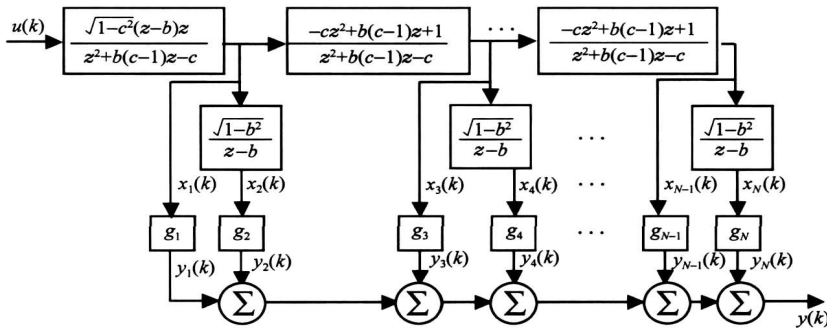


图 1 Kautz 滤波网络结构图

Fig 1 Structure of Kautz filter networks

展开得:

$$x_2(k) = \sqrt{1-b^2} x_1(k) + b x_2(k).$$

由第 3 支路得

$$x_3(k) = \frac{-cz^2 + b(c-1)z + 1}{z^2 + b(c-1)z - c} x_1(k),$$

展开为:

$$x_3(k+1) = b(c^2-1)x_1(k) + [1-c^2]x_1(k-1) - b(c-1)x_2(k) + cx_3(k-1) - c\sqrt{1-c^2}[u(k+1) - bu(k)].$$

以此类推, 归纳可以得到如下的关系式<sup>[9-10]</sup>:

$$\begin{cases} x_1(k+1) = \alpha_{11}x_1(k) + \beta_{11}x_1(k-1) + \sqrt{1-c^2}(\sigma_{11}u(k-1) + \sigma_{12}u(k)) \\ x_2(k+1) = \alpha_{21}x_1(k) + \alpha_{22}x_2(k) \\ x_3(k+1) = \alpha_{31}x_1(k) + \alpha_{33}x_3(k) + \beta_{31}x_1(k-1) + \beta_{33}x_3(k-1) + \sqrt{1-c^2}(\sigma_{31}u(k-1) + \sigma_{32}u(k)) \\ x_4(k+1) = \alpha_{41}x_1(k) + \alpha_{42}x_2(k) + \alpha_{44}x_4(k) + \beta_{42}x_2(k-1) + \beta_{44}x_4(k-1) \\ \vdots \\ x_1(k+1) = \alpha_{i1}x_1(k) + \alpha_{i3}x_3(k) + \dots + \alpha_{ii}x_i(k) + \beta_{i1}x_1(k-1) + \beta_{i3}x_3(k-1) + \dots + \beta_{ii}x_i(k-1) + \sqrt{(1-c^2)}[\sigma_{i1}u(k-1) + \sigma_{i2}u(k)] \end{cases} \quad (6)$$

其中, 变量  $i$  的取值等于截断级数  $N$ , 对于一般对象取  $N=4 \sim 6$  就可以满足要求; 参数  $\alpha_{i1} = (-c)^{\frac{i-1}{2}} \times (-b)$ ,  $\sigma_{i2} = (-c)^{\frac{i-1}{2}}$ ;  $\alpha_{ij}$  和  $\beta_{ij}$  的变化也是有规律的, 以  $N=6$  为例, 其定义如下:

$$\begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & \alpha_{13} & \alpha_{14} & \alpha_{15} & \alpha_{16} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \alpha_{24} & \alpha_{25} & \alpha_{26} \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & \alpha_{35} & \alpha_{36} \\ \alpha_{41} & \alpha_{42} & \alpha_{43} & \alpha_{44} & \alpha_{45} & \alpha_{46} \\ \alpha_{51} & \alpha_{52} & \alpha_{53} & \alpha_{54} & \alpha_{55} & \alpha_{56} \\ \alpha_{61} & \alpha_{62} & \alpha_{63} & \alpha_{64} & \alpha_{65} & \alpha_{66} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b(c-1) & & & & & \\ \sqrt{1-b^2} & b & & & & \\ b(c^2-1) & 0 & -b(c-1) & & & \\ -c\sqrt{1-b^2} & -b & 0 & -b(c-1) & & \\ -cb(c^2-1) & 0 & b(c^2-1) & 0 & -b(c-1) & \\ c^2\sqrt{1-b^2} & cb & 0 & b(c^2-1) & 0 & -b(c-1) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} & \beta_{15} & \beta_{16} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} & \beta_{25} & \beta_{26} \\ \beta_{31} & \beta_{32} & \beta_{33} & \beta_{34} & \beta_{35} & \beta_{36} \\ \beta_{41} & \beta_{42} & \beta_{43} & \beta_{44} & \beta_{45} & \beta_{46} \\ \beta_{51} & \beta_{52} & \beta_{53} & \beta_{54} & \beta_{55} & \beta_{56} \\ \beta_{61} & \beta_{62} & \beta_{63} & \beta_{64} & \beta_{65} & \beta_{66} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c & & & & & \\ 0 & 0 & & & & \\ 1-c^2 & 0 & c & & & \\ 0 & 1 & 0 & c & & \\ -c(1-c^2) & 0 & 1-c^2 & 0 & c & \\ 0 & -c & 0 & 1-c^2 & 0 & c \end{bmatrix}.$$

结合图 1 和式(6)可以得到系统模型的状态空间方程:

$$\begin{cases} X(k+1) = A_1 X(k) + A_2 X(k-1) + BU(k) \\ y(k+1) = CX(k+1) \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $X(k)$ 、 $X(k-1)$ 、 $U(k)$  和  $C$  的表达式如下:

$$\begin{aligned} X(k) &= [x_1(k) \quad x_2(k) \quad \cdots \quad x_N(k)]^T, \\ X(k-1) &= [x_1(k-1) \quad x_2(k-1) \quad \cdots \quad x_N(k-1)]^T, \\ U(k) &= [u(k-1) \quad u(k)]^T, \\ C &= [g_1 \quad g_2 \quad \cdots \quad g_j \quad \cdots \quad g_N]. \end{aligned}$$

其中  $A_1$  和  $A_2$  是  $N \times N$  下三角矩阵,  $B$  是  $N \times 2$  矩阵, 具体形式如下所示:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} \alpha_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N1} & \alpha_{N2} & \cdots & \alpha_{NN} \end{bmatrix}, \\ A_2 &= \begin{bmatrix} \beta_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{N1} & \beta_{N2} & \cdots & \beta_{NN} \end{bmatrix}, \\ B &= \sqrt{1-c^2} \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} \\ \vdots & \vdots \\ \sigma_{N1} & \sigma_{N2} \end{bmatrix} = [B_1 \quad B_2]. \end{aligned}$$

由式(7)可知, 当极点  $\xi$  和截断阶次  $N$  确定以后, 所表征对象的变化可以通过 Kautz 模型的系数向量  $C$  的变化来反映, 由于  $X(k+1)$  可以由式(7)通过  $U(k)$  计算得到, 则系数  $C$  可以方便地应用式(8)的最小二乘辨识算法在线获得.

$$\begin{cases} C(k) = C(k-1) + \left\{ \frac{P(k-1)X(k)[y(k) - C(k)X(k)]}{\gamma + X^T(k)P(k-1)X(k)} \right\}^T \\ P(k) = \frac{1}{\gamma} [P(k-1) - \frac{P(k-1)X(k)X^T(k)P(k-1)}{\gamma + X^T(k)P(k-1)X(k)}] \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $\gamma$  为遗忘因子.

## 2 基于 Kautz 模型的预测函数控制

预测函数控制的特点在于将输入结构化, 认为每一时刻的控制输入  $u$  是事先选定的基函数  $u_{bj}$  的线性组合, 即:

$$u(k+i) = \sum_{j=1}^{n_b} \mu_j(k) u_{bj}(i) \quad (9)$$

式中,  $u_{bj}(i)$  是基函数在第  $k+i$  采样周期的取值,  $n_b$  是基函数个数,  $\mu_j(k)$  是对应基函数的线性加权系数. PFC 中基函数的选择依赖于设定值和对象本身的性质, 通常可取为阶跃、斜坡、指数函数等. 对于一般对象取两个基函数, 阶跃及斜坡函数来构造控制量均能满足要求. 本文中控制量取为如下形式:

$$u(k+i) = \mu_1(k) + i\mu_2(k) \quad (10)$$

利用线性状态反馈预测理论, 可以从式(7)和(10)得出未来  $k+i$  时刻的系统模型预测输出:

$$\begin{aligned} y_m(k+i) &= CQ_i X(k) + C\bar{Q}_i X(k-1) + CQ_{0i} u(k-1) + \\ & C \sum_{j=1}^i Q_{ji} \mu_1(k) + C \sum_{j=2}^i (j-1) Q_{ji} \mu_2(k) \end{aligned} \quad (11)$$

其中:  $Q_1 = A_1$ ,  $Q_2 = A_1 Q_1 + A_2$ ,  $Q_3 = A_1 Q_2 + A_2 Q_1$ ,  $\cdots$ ,  $Q_i = A_1 Q_{i-1} + A_2 Q_{i-2}$ ;  $\bar{Q}_1 = A_2$ ,  $\bar{Q}_2 = A_1 \bar{Q}_1$ ,  $\bar{Q}_3 = A_1 \bar{Q}_2 + A_2 \bar{Q}_1$ ,  $\cdots$ ,  $\bar{Q}_i = A_1 \bar{Q}_{i-1} + A_2 \bar{Q}_{i-2}$ ; 如果  $j=i$ , 则  $Q_{ji} = B_2$ ; 如果  $j=i-1$ , 则  $Q_{ji} = A_1 Q_{j(i-1)} + B_1$ ; 如果  $j < i-1$ ,  $Q_{ji} = A_1 Q_{j(i-1)} + A_2 Q_{j(i-2)}$ .

PFC 是一种闭环控制算法, 在实际情况下由于二次噪声、系统时变等原因而引起模型预测输出与对象输出之间存在一定的预测误差. 将预测误差通过一个预估器, 对未来优化时域中的误差加以补偿, 可以提高控制精度, 取未来预测误差为:

$$e(k+i) = y(k) - y_m(k) \quad (12)$$

式中,  $y(k)$  和  $y_m(k)$  为  $k$  时刻的系统输出与模型输出.

控制系统的参考轨迹取值如下:

$$y_r(k+i) = \alpha^i y(k) + (1-\alpha^i) w(k) \quad (13)$$

式中,  $\alpha = \exp(-T_s/T_r)$ ,  $T_s$  是采样周期,  $T_r$  是闭环系统期望响应时间,  $w(k)$  是设定值.

本文采用下面的二次型性能指标计算控制量  $u(k)$ :

$$J = \sum_{i=H_1}^{H_2} [y_m(k+i) + e(k+i) - y_r(k+i)]^2 + \sum_{i=H_1}^{H_2} \lambda_i [u(k+i-1)]^2 \quad (14)$$

式中,  $[H_1, H_2]$  是优化时域,  $\lambda_i$  是控制量的加权系数.

为了从式(14)得到未知参数  $\mu_1(k)$  和  $\mu_2(k)$ , 只需要两个优化点  $H_1$  和  $H_2$ , 则式(14)改写为:

$$J = [y_m(k+H_1) + e(k+H_1) - y_r(k+H_1)]^2 + [y_m(k+H_2) + e(k+H_2) - y_r(k+H_2)]^2 + \lambda_{H_1} [\mu_1(k) + (H_1 - 1)\mu_2(k)]^2 + \lambda_{H_2} [\mu_1(k) + (H_2 - 1)\mu_2(k)]^2 \quad (15)$$

将式(11)、(12)和(13)分别带入式(15)可得:

$$J = [L_1(k) + M_{11}\mu_1(k) + M_{12}\mu_2(k)]^2 + [L_2(k) + M_{21}\mu_1(k) + M_{22}\mu_2(k)]^2 + \lambda_{H_1} [\mu_1(k) + (H_1 - 1)\mu_2(k)]^2 + \lambda_{H_2} [\mu_1(k) + (H_2 - 1)\mu_2(k)]^2 \quad (16)$$

式中,

$$L_1(y) = y_m H_1 + e(k+H_1) - y_r(k+H_1),$$

$$y_m H_1 =$$

$$CQ_{H_1}X(k) + C\bar{Q}_{H_1}X(k-1) + CQ_{0uH_1}u(k-1),$$

$$L_2(k) = y_m H_2 + e(k+H_2) - y_r(k+H_2),$$

$$y_m H_2 =$$

$$CQ_{H_2}X(k) + C\bar{Q}_{H_2}X(k-1) + CQ_{0uH_2}u(k-1),$$

$$M_{11} = C \sum_{j=1}^{H_1} Q_{juH_1}, \quad M_{12} = C \sum_{j=2}^{H_1} (j-1) Q_{juH_1},$$

$$M_{21} = C \sum_{j=1}^{H_2} Q_{juH_2}, \quad M_{22} = C \sum_{j=2}^{H_2} (j-1) Q_{juH_2}.$$

令  $\frac{\partial J}{\partial \mu_1(k)} = 0, \frac{\partial J}{\partial \mu_2(k)} = 0,$

可求得:

$$\mu_1(k) = S_x X(k) + S_{x-1} X(k-1) + S_y y(k) + S_w w(k) + S_0 u(k-1) \quad (17)$$

式中:

$$S_x = V_1(Q_{H_1} - C) + V_2(Q_{H_2} - C),$$

$$S_{x-1} = V_1\bar{Q}_{H_1} + V_2\bar{Q}_{H_2},$$

$$S_0 = V_1Q_{0uH_1} + V_2Q_{0uH_2},$$

$$S_y = V_1(1 - \alpha^{H_1}) + V_2(1 - \alpha^{H_2}),$$

$$S_w = V_1\alpha^{H_1} + V_2\alpha^{H_2}, \quad V_1 = R(R_2M_{21} - R_3M_{11}),$$

$$V_2 = R(R_2M_{22} - R_3M_{12}),$$

$$R_1 = M_{11}^2 + M_{12}^2 + \lambda_{H_1} + \lambda_{H_2},$$

$$R_2 = M_{11}M_{21} + M_{12}M_{22} + \lambda_{H_1}(H_1 - 1) + \lambda_{H_2}(H_2 - 1),$$

$$R_3 = M_{21}^2 + M_{22}^2 + \lambda_{H_1}(H_1 - 1) + \lambda_{H_2}(H_2 - 1),$$

$$R = 1/(R_1R_3 - R_2).$$

则当前控制量:

$$u(k) = \mu_1(k) \quad (18)$$

从式(17)知, 加权系数  $\mu_1(k)$  存在的条件是  $R$  存在, 因此在选择控制器参数  $H_1, H_2, \lambda_{H_1}$  和  $\lambda_{H_2}$  时应保证此条件满足. 实际中使得  $R = 1/(R_1R_3 - R_2)$  存在, 即  $R_1R_3 - R_2 \neq 0$  的条件很容易满足, 只要在控制器调节时选择合适的参数即可.

### 3 稳定性分析

假设 Kautz 模型能够准确逼近真实模型, 利用公式(18)和系统状态方程(7)可得控制系统的闭环状态空间方程如下:

$$X(k+1) = A_f X(k) + A_s X(k-1) + B_2 S_w w(k) + B_0 u(k-1) \quad (19)$$

式中,  $A_f = A_1 + B_2 S_x + C B_2 S_y, A_s = A_2 + B_2 S_{x-1}, B_0 = B_1 + B_2 S_0$ . 由公式(7)、(18)和(19)得:

$$u(k) = (S_x + S_y C) X(k) + S_{x-1} X(k-1) + S_w w(k) + S_0 u(k-1) \quad (20)$$

定理 1 设矩阵

$$M = \begin{bmatrix} A_f & A_s & B_0 \\ I & 0 & 0 \\ S_x + S_y C & S_{x-1} & S_0 \end{bmatrix},$$

如果满足条件  $|\lambda_i(M)| < 1$ , 则闭环控制系统稳定.

证明: 由于设定值的引入不会影响所设计控制系统的稳定性, 所以在分析闭环控制系统稳定之前令  $w(k) = 0$ , 此时式(19)和(20)变为:

$$X(k+1) = A_f X(k) + A_s X(k-1) + B_0 u(k-1) \quad (21)$$

$$u(k) = (S_x + S_y C) X(k) + S_{x-1} X(k-1) + S_0 u(k-1) \quad (22)$$

将式(21)和(22)写成增广矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ X(k) \\ u(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_f & A_s & B_0 \\ I & 0 & 0 \\ S_x + S_y C & S_{x-1} & S_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ X(k-1) \\ u(k-1) \end{bmatrix} \quad (23)$$

简记为:

$$Z(k+1) = MZ(k) \quad (24)$$

依据 Lyapunov 稳定性定理得到闭环系统稳定条件:

$$|\lambda_i(M)| < 1 \quad (25)$$

定理 1 证毕.

### 4 仿真

为了验证算法的有效性进行了大量的仿真实

验. 本文所提算法在被控对象模型结构和参数未知的情况下, 能够准确逼近真实系统模型, 实现自适应控制得到满意的控制效果. 给出例子如下.

例 控制对象为离散系统:

$$G(z) = \frac{z^{-1} - 2z^{-2}}{1 + 0.6z^{-1} + 0.009z^{-2} - 0.15z^{-3} + 0.2z^{-4}} \quad (26)$$

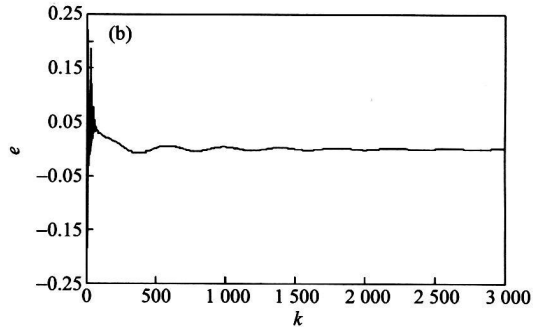
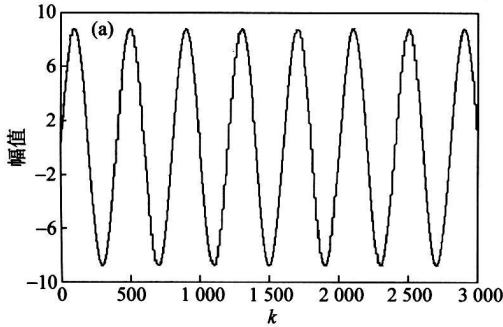


图 2 Kautz 模型逼近. (a) 跟踪曲线; (b) 误差曲线

Fig 2 Kautz model and real system: (a) tracking curve (b) error curve

仿真中 Kautz 模型截断级数  $N=4$ , 滤波器极点  $\xi=0.16+0.52i$ , 控制器参数取  $H_1=4, H_2=8$ , 遗忘因子,  $\gamma=0.99$ , 参考输入值取 1, 控制量加权系数取 16 和 160, 利用控制对象  $G(z)$  产生的数据, 用本文算法在线辨识, 实现自适应控制.

图 2 是使用正弦输入信号离线测试模型辨识误差. 在辨识初期由于数据不准确造成误差稍大, 当

系统稳定后辨识误差非常小, 可以准确逼近真实系统. 图 3 是参考输入为阶跃信号时的仿真图形. 由于本文选择 Kautz 模型的截断级数  $N=4$ , 图 3(b) 中的参数辨识曲线为四条. 图 4 是参考输入为方波信号时的仿真图形. 从图 3 和图 4 中可以看出, 本

文方法在输入为阶跃和方波信号时, 系统都能够实现稳定控制. 本文算法能够进行在线辨识, 通过参数的变化来跟随状态变化. 由式(7)可知, 当控制输入信号发生变化时, 参数向量  $C$  随之发生变化, 从而降低了控制系统的输出超调量, 提高了控制品质.

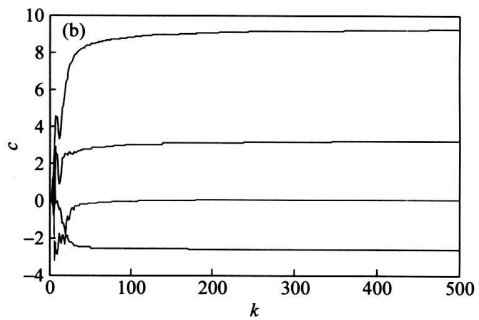
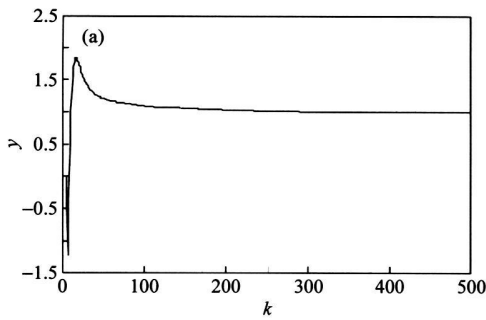


图 3 控制系统阶跃响应曲线. (a) 控制输出; (b) 参数辨识曲线

Fig. 3 Control output of step response: (a) control output (b) parameter identification curve

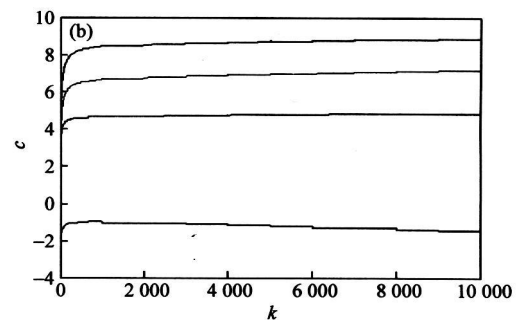
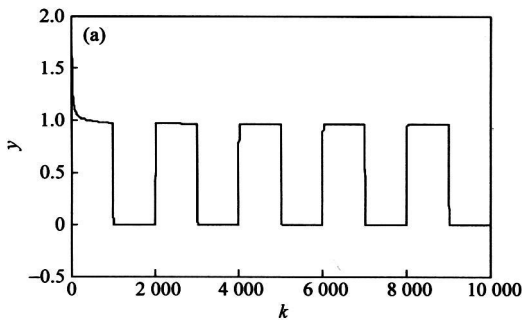


图 4 控制系统方波响应曲线. (a) 控制输出; (b) 参数辨识曲线

Fig. 4 Control output of square wave: (a) control output; (b) parameter identification curve

## 5 结论

本文提出的基于 Kautz 模型的自适应预测函数控制算法, 在实现控制方案时, 不需要事先知道系统的时延和阶次, 需要辨识的参数少, 比神经网络模型容易实现, 能够根据系统数据准确辨识模型、调整控制规律实现自适应控制, 在线计算量小、跟踪速度较快.

### 参 考 文 献

- [1] Richalet J, Abu El Ata-Doss S, Arber C. Predictive functional control: application to fast and accurate robots // Proceedings of 10th IFAC World Congress. Munich, 1987: 251
- [2] Kuntze H B, Jacobasch A, Hirsch U, On the application of a new method for fast and robust // 1988 IEEE International Conference on Robotics and Automation. Scottsdale, 1988: 1574
- [3] 张泉灵, 王树青. 基于神经网络模型的非线性预测函数控制. 信息与控制, 2001, 18(2): 497
- [4] 刘贺平, 张兰玲, 孙一康. 基于多层局部回归神经网络的多变量非线性系统预测控制. 控制理论与应用, 2001, 18(2): 298
- [5] Christos C, Zerovos, Dumout G A. Deterministic adaptive control based on Laguerre series representation. *Int J Control*, 1988, 48(6): 2333
- [6] Wahlberg B. System identification using Kautz models. *IEEE Trans Autom Control*, 1994, 39(6): 1276
- [7] Morvan R, Tanguy N, Vilbe P. Pertinent parameters for Kautz approximation. *Electron Lett*, 2000, 36(8): 769
- [8] Tanguy N, Morvan R, Vilbe P. Pertinent choice of parameters for discrete Kautz approximation. *IEEE Trans Autom Control*, 2002, 47(5): 783
- [9] 许鸣珠, 刘贺平. 基于 Kautz 模型的预测控制仿真研究. 系统仿真学报, 2007, 19(15): 3841
- [10] Mbarek A, Messaoud H, Favir G. Robust predictive control using Kautz model // Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems. Sharjah, 2003: 184

## Stability condition of predictive functional control based on Kautz model

XU Mingzhu, LIU Heping, LI Xiaoli, WANG Yunjian

Information Engineering School, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

**ABSTRACT** The orthogonal Kautz function was used to obtain the approximate model of a system. An adaptive predictive functional control algorithm using the Kautz model was designed. The stability of the algorithm was analyzed, and the sufficient condition to make a closed-loop system stable was presented based on the Lyapunov stability theory. Simulation results show that the proposed algorithm is effective, which can describe the system exactly and reach a high degree of control performance.

**KEY WORDS** predictive functional control; Kautz model; RLS; Lyapunov stability