

自适应鲁棒控制算法

刘新平 刘宏才

(北京科技大学自动化系)

摘要 本文根据内模原理⁽¹⁾提出了三种新的自适应鲁棒控制器,克服了 Song 等人⁽²⁾提出的鲁棒控制器的缺点.本文提出的算法适用于跟踪任何参考信号,当系统的阶次发生变化时均能跟踪与调节,具有较强的鲁棒性.

关键词: 自适应控制, 自适应鲁棒控制, 鲁棒自适应控制, 反馈控制

1 前言

应用自适应控制时常做一些假设,例如已知被控系统的阶次、时延及有关扰动特性等.但实际系统的复杂性,加上工况和环境的变化,系统特性的非线性和随机干扰,就可能使原系统发散,控制算法失效. Goodwin 等人⁽³⁾认为其根本原因在于现存的自适应算法都没有从鲁棒控制器出发,因此要获得鲁棒性强的自适应控制算法,应先考虑一个具有鲁棒性的控制器,然后再设法使它自适应.所以,鲁棒性自适应控制算法就可由一个具有鲁棒性的参数估计器加上一个具有鲁棒性的控制器组成.

Francis 和 Wonham^(4,5)提出了内模原理,他们认为鲁棒性控制应是反馈控制,在反馈回路中应含有参考输入和扰动的动态模态. Davison⁽⁶⁾指出:鲁棒控制器可分为伺服机构和稳定补偿机构两部分,当系统存在未建模误差或外界干扰时稳定补偿机构维持整个系统的稳定性而伺服机构保持参考信号的跟踪和调节. Goodwin 和 Sin⁽⁷⁾提出:如果采用非最小系统能增强系统的鲁棒性,基于上述思想 Silveira 和 Doraiswami⁽⁸⁾提出了一种新的自适应鲁棒控制策略. Song 等人⁽¹⁾在此基础上进一步改进,提出一种鲁棒控制器,然后用确定性等价原理再使它自适应化,并采用死区法进行参数估计,他们证明了算法的收敛性,并成功地应用于蒸馏塔的控制上.

但 Song 等人提出的算法有不足之处:第一,要求被估计后的系统总是逆稳定的,只适用于最小相位系统,第二,内模原理需要一个多项式 $D(z^{-1})$,它需满足两个条件: $D(z^{-1})y_r(k) = 0$, $D(z^{-1})w(k) = 0$, $y_r(k)$ 为给定信号, $w(k)$ 为系统不可测的确定性干扰,实际上要找到这样的 $D(z^{-1})$ 是十分困难的,该算法对有些给定信号不适用,第三,该算法是从考虑系统建模误差出发,而未考虑时延变化的影响.

本文首先提出了一种适合于跟踪任何参考信号的新算法,且 $D(z^{-1})$ 多项式选择容易,然后再将它推广到非最小相位系统.最后利用 Clarke⁽⁹⁾ 多步预测 GPC 的思想把 Song 等人提出的算法改进,使适用于时延变化的情况.

2 鲁棒控制器(算法一)

2.1 系统模型

假设一个单输入单输出系统如下

$$A_m(z^{-1})y(k) = B_m(z^{-1})z^{-d}u(k) + \frac{\gamma(k)}{\Delta} \quad (1)$$

式中

$$\begin{aligned} A_m(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n} \\ B_m(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m} \\ \Delta &= 1 - z^{-1}, z^{-1} \text{ 为后移算子} \end{aligned}$$

$y(k)$, $u(k)$ 分别为系统的输出和输入, $\gamma(k)$ 为随机干扰, n , m 分别为 $A_m(z^{-1})$, $B_m(z^{-1})$ 的阶次, d 为纯时延.

①收到本文的时间是1988年8月3日.

2.2 控制器的结构

根据内模原理，控制器的结构由两部分组成。

$$u(k) = \frac{p(z^{-1})c(k)}{D(z^{-1})} + \frac{\eta(k)}{\Delta D(z^{-1})} \quad (2)$$

式中

$P(z^{-1})$ 为一稳定的多项式

$c(k)$ 为控制误差， $c(k) = y_r(k) - y(k)$ ， $y_r(k)$ 为参考信号， $y(k)$ 为系统的实际输出， $\eta(k)$ 为一辅助信号，它是由最优性能指标求得的

$$D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + \dots + d_r z^{-r}$$

r 为 $D(z^{-1})$ 的阶次

当控制过程的不确定性干扰为未知时，则选 $D(z^{-1})$ 为一稳定多项式，也可选 $D(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ 。当控制过程的不确定性干扰已知时，则选 $D(z^{-1})$ 满足 $D(z^{-1})w(k) = 0$ ， $w(k)$ 为确定性干扰。

由式(2)可知，控制器是由误差驱动的，等式右边第一项为伺服机构，第二项为稳定补偿机构，系统的框图如图1所示。

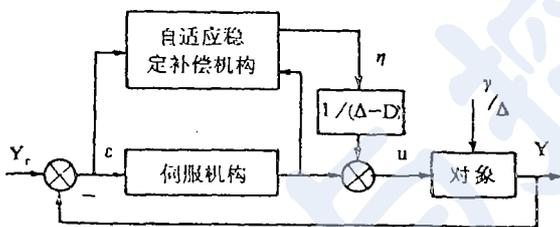


图1 自适应鲁棒控制系统框图

2.3 辅助系统

辅助信号 $\eta(k)$ 的获取是关键，可认为控制误差 $c(k)$ 是由 $\eta(k)$ 产生的。下面来推导 $c(k)$ 与 $\eta(k)$ 的关系式

$$-A_m D c(k) = -A_m D (y_r(k) - y(k)) = A_m D y(k) - A_m D y_r(k) \quad (3)$$

式中

A_m 为 $A_m(z^{-1})$ 多项式，省略了 (z^{-1}) 算子；

D 为 $D(z^{-1})$ 多项式，省略了 (z^{-1}) 算子由式(1)和式(3)得

$$-A_m D c(k) = D B_m z^{-d} u(k) + \frac{D \gamma(k)}{\Delta} - A_m D y_r(k) \quad (4)$$

由式(4)和式(2)得

$$A c(k) = B z^{-d} \eta(k) + D \gamma(k) - \Delta A_m D y_r(k) \quad (5)$$

式中

$$A = -(A_m D + B_m P z^{-d}) \Delta$$

$$B = B_m$$

式(5)即为辅助系统，收敛性要求式(5)为最小相位系统。

2.4 性能指标的极小化

$\eta(k)$ 是根据下列性能指标极小化来求得

$$J = E \{ [P c(k+d)]^2 + [\lambda D(z^{-1}) \Delta u(k)]^2 \}$$

$$P(z^{-1}) = \frac{P_a(z^{-1})}{P_d(z^{-1})}, \quad P(z^{-1}) \text{为一稳定多项式, } \lambda \text{为控制因子, 可取其} \text{为常数或多项式。}$$

为了得到 $P c(k+d)$ 的预报值，先考虑下列恒等式

$$\frac{P D}{A} = G + \frac{F z^{-d}}{P_d A} \quad (6)$$

式中

$G = g_0 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{d-1} z^{-d+1}$; $F = f_0 + f_1 z^{-1} + \dots + f_r z^{-r}$; $S = \max(n_{pa} + r - d, n_a + n_{pd} - 1)$; n_a 为 A 的阶次, n_{pa} , n_{pd} 分别为 $p_a(z^{-1})$, $p_d(z^{-1})$ 的阶次。

由式(6)和式(5)得

$$Pc(k+d) = \frac{GB}{D} \eta(k) + G\gamma(k+d) - \Delta A_m G y_r(k+d) + \frac{F}{P_d D} c(k)$$

因此可得 $Pc(k+d)$ 的预报值为

$$c^*(k+d|k) = \frac{GB}{D} \eta(k) + \frac{F}{P_d D} c(k) - \Delta A_m G y_r(k+d) \quad (7)$$

写成向量形式

$$c^*(k+d|k) = \theta_0^T \varphi(k) \quad (8)$$

式中

$$\begin{aligned} \theta_0^T &= (t_0 \dots t_x, v_0 \dots v_y, w_0 w_1 \dots w_z, c_1 \dots c_l) \\ \varphi(k)^T &= (\eta(k), \dots, \eta(k-x), \frac{1}{p_d} \varepsilon(k), \dots, \frac{1}{p_d} \varepsilon(k-y), y_r(k+d), \dots, y_r(k+d-z) - \\ &\quad - c^*(k+d-2|k-2), \dots, -c^*(k+d-l|k-l)) \end{aligned}$$

x 为 GB 的阶次, y 为 F 的阶次, z 为 $\Delta A_m G$ 的阶次, l 为 $r-1$, r 为 D 的阶次。

预报误差 $\xi(k+d) = G(z^{-1})y(k+d)$

由式(2)可进一步化简性能指标, 得

$$e^*(k+d|k)b_0 + \lambda^2 [P\Delta c(k) + \eta(k)] = 0 \quad (9)$$

由上式可求出 $\eta(k)$, 然后代入式(2)即可求出 $u(k)$ 。

自适应控制算法的步骤:

- (1) 根据式(8)辨识 θ_0^T ;
- (2) 再将 θ_0^T 代入式(8)求出 $c^*(k+d|k)$;
- (3) 由式(9)可求 $\eta(k)$;
- (4) 将 $\eta(k)$ 代入式(2)求 $u(k)$, 再重复(1)。

2.5 自适应 PID 鲁棒控制器

当下列条件满足时, 即可得到自适应控制器。

(1) 系统模型为

$$A_m(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \quad B_m(z^{-1}) = b_0 \quad d = 1$$

- (2) $p = 1$, $\lambda = 0$ 即最小方差控制;
- (3) 外部输入信号为一恒定值, $\Delta y_r(k) = 0$;
- (4) 选取 $D(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$ 。

则由式(6)得 $G = g_0 = -1$

$$f = (f_0 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}) \Delta$$

$$u(k) = \frac{(f_0 + b_0) + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2}}{b_0(1-z^{-1})} c(k) - \frac{(1-z^{-1})(1+a_1 z^{-1})}{b_0} y_r(k+d)$$

$u(k)$ 即为传统的 PID 形式。

3 扩展的鲁棒控制器(算法二)

上一节的算法需满足三个条件:

- (1) 辅助系统(5)是逆稳定的;
- (2) $A_m(z^{-1})$, $B_m(z^{-1})$ 和 $D(z^{-1})$ 没有公因子, 即互逆;
- (3) $P(z^{-1})$ 是稳定的。

条件 1 过于苛刻, 本节利用极点配置方法来求 $\eta(k)$.

对辅助系统(5)进一步改造, 使之扩展为最小相位系统.

设广义输出 $X(k)$ 为

$$X(k) = E(z^{-1})c(k) + z^{-d}Q(z^{-1})\eta(k) \quad (10)$$

式中

$E(z^{-1})$ 为一稳定多项式

适当选取 $E(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ 使

$$E(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) = T(z^{-1})$$

$T(z^{-1})$ 为所希望的稳定多项式, 为简单起见, 多项式中算子 z^{-1} 都省略.

由式(10)和(5)得:

$$AX(k) = z^{-d}(EB + QA)\eta(k) + ED\gamma(k) - E\Delta A_m D y_r(k) \quad (11)$$

$$\text{令 } \bar{A} = A$$

$$\bar{B} = EB + QA$$

$$\bar{C} = ED$$

则式(11)为

$$\bar{A}X(k) = z^{-d}\bar{B}\eta(k) + \bar{C}\gamma(k) - E\Delta A_m D y_r(k) \quad (12)$$

上式为扩展的系统, 通过适当的选取 E , Q 使 \bar{B} 稳定, 即上式为最小相位系统.

为了求得扩展系统(12)的预报值, 先考虑下列恒等式:

$$\bar{C} = \bar{G}\bar{A} + \bar{F}z^{-d} \quad (13)$$

式中

$$\begin{aligned} \bar{G} &= \bar{g}_0 + \bar{g}_1 z^{-1} + \cdots + \bar{g}_{d-1} z^{-d+1} \\ \bar{F} &= \bar{f}_0 + \bar{f}_1 z^{-1} + \cdots + \bar{f}_h z^{-h} \\ h &= \max(\bar{n}_c - d, \bar{n}_a - 1) \end{aligned}$$

\bar{n}_a , \bar{n}_c 分别为多项式 \bar{A} , \bar{C} 的阶次.

由式(12)和(13)得

$$\begin{aligned} X(k+d) &= \frac{\bar{G}\bar{B}}{\bar{C}}\eta(k) + \bar{G}\gamma(k+d) - \\ &\quad - \frac{\bar{G}}{\bar{C}}E\Delta A_m D y_r(k+d) + \frac{\bar{F}}{\bar{C}}X(k) \end{aligned}$$

则 $X(k+d)$ 广义输出的预报值为

$$X(k+d|k) = \frac{\bar{G}\bar{B}}{\bar{C}}\eta(k) + \frac{\bar{F}}{\bar{C}}X(k) - \frac{\bar{G}}{\bar{C}}E\Delta A_m D y_r(k+d) \quad (14)$$

同样上式也可写成向量形式.

定义广义输出误差 $e'(k)$ 和估计误差 $\xi'(k)$ 如下:

$$e'(k) = X(k) - R(z^{-1})y_r(k)$$

$$\xi'(k) = X(k) - X(k|k-d)$$

式中

$y_r(k)$ 为参考信号,

$R(z^{-1})$ 为可选择的稳定多项式.

控制辅助信号 $\eta(k)$ 由下式给出

$$R(z^{-1})y_r(k+d) = X(k+d|k)$$

仿第二节方法同样可求出 $u(k)$.

本算法适用于非最小相位系统, 但需满足:

(1) $E(z^{-1})$ 是稳定多项式;

(2) 离线选择 $E(z^{-1})$ 和 $Q(z^{-1})$, 使 $E(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1})$ 为一稳定多项式.

本算法的缺点是选择的项数多, E , Q 的选择较困难.

4 多步预测的自适应鲁棒控制(算法三)

当系统的时延发生较大变化时,上述两种算法是不适用的,Clarke等人⁽⁹⁾提出了一种多步预测 GPC 控制思想,其关键是采用滚动式性能指标,在时刻 k 求得的控制量就考虑了 $k+d$ 时刻后 M 步的控制误差,由此增强了鲁棒性, GPC 控制适用于变时延、变结构和非最小相位系统。

算法三与算法一不同之处在于性能指标的不同。

考虑如下性能指标

$$J = E \left\{ \sum_{i=d}^{d+n-1} [pe(k+i)]^2 + \sum_{j=d}^{d+N-1} [\lambda D \Delta u(k-d+j)]^2 \right\}$$

其中

M 为预测长度; N 为控制长度, $M > N$

为了求 $pe(k+i)$ 多步的预报值,将辅助系统(5)式重写如下:

$$Ac(k) = Bz^{-d}\eta(k) + D\gamma(k) - \Delta A_m D y_r(k) \quad (5)$$

考虑下列恒等式

$$\frac{PD}{A} = G_i + \frac{F_i z^{-l}}{P_d A} \quad (15)$$

式中

$$\begin{aligned} i &= d, \dots, d+M-1 \\ G_i &= g_{i0} + g_{i1}z^{-1} + \dots + g_{i,i-1}z^{-i+1} \\ F_i &= f_{i0} + f_{i1}z^{-1} + \dots + f_{il}z^{-l} \\ l &= \max(n_{p_a} + r - i, n_{p_d+n_a-1}) \end{aligned}$$

由式(15)和(5)得

$$\begin{aligned} Pc(k+i) &= \frac{G_i B}{D} \eta(k-d+i) + G_i \gamma(k+i) + \frac{F_i}{P_d D} \varepsilon(k) \\ &\quad - \Delta A_m G_i y_r(k+i) \end{aligned}$$

由上式得 $Pc(k+i)$ 的估计值

$$\hat{c}^*(k+i|k) = \frac{G_i B}{D} \eta(k-d+i) + \frac{F_i}{P_d D} \varepsilon(k) - \Delta A_m G_i y_r(k+i)$$

估计误差 $\xi(k) = G_i \gamma(k)$

令

$$\begin{aligned} G_i B &= e_{i0} + e_{i1}z^{-1} + \dots + e_{i,i-1+n_a}z^{-i+1-n_a} \\ \eta'(k) &= \frac{1}{D} \eta(k) \end{aligned}$$

将 M 预报值写成矩阵形式

$$\begin{bmatrix} \hat{c}^*(k+d|k) \\ \hat{c}^*(k+d+1|k) \\ \dots \\ \hat{c}^*(k+d+M-1|k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{d,0} & & & \\ e_{d+1,1} & e_{d+1,0} & & 0 \\ \dots & & & \\ e_{d+N-1,N-1} & \dots & & e_{d+N-1,0} \\ \dots & & & \\ e_{d+M-1,M-1} & \dots & & e_{d+M-1,M-N} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \eta'(k) \\ \eta'(k+1) \\ \dots \\ \eta'(k+N-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_M(k,d) \\ f_M(k,d+1) \\ \dots \\ f_M(k,d+M-1) \end{bmatrix} \quad (16)$$

定义 当 $d > N$ $\eta(k+i) = 0$

$$f_M(k,i) = \begin{cases} \frac{F_i}{P_d D} \varepsilon(k) - G_i \Delta A_m y_r(k+i) + \sum_{j=i-d+1}^{i-1} e_{ij} z^{-j} \eta'(k+i-d) & \text{当 } n_b \geq 2-d \\ \frac{F_i}{P_d D} \varepsilon(k) - G_i \Delta A_m y_r(k+i) & \text{当 } n_b < 2-d \end{cases}$$

$i = d, \dots, d+M-1$

$f_M(k,i)$ 均为 k 时刻的已知值。

$$\text{令 } \varepsilon^* = [\varepsilon^*(k+d|k), \dots, \varepsilon^*(k+d+M-1|k)]^T$$

$$\eta' = [\eta'(k), \dots, \eta'(k+N-1)]^T$$

$$f_M = [f_M(k,d), \dots, f_M(k,d+M-1)]^T$$

$$G_M = \begin{bmatrix} e_{d,0} & & & & & \\ & \dots & & & & \\ & & e_{d+N-1,N-1} & \dots & e_{d+N-1,0} & \\ & & & \dots & & \dots \\ & & & & e_{d+M-1,M-N} & \end{bmatrix}$$

则式(16)为

$$\varepsilon^* = G_M \eta' + f_M$$

现在考察性能指标

$$J = E \left\{ \sum_{i=d}^{d+M-1} [P\varepsilon(k+i)]^2 + \sum_{j=d}^{d+N-1} [\lambda p \Delta \varepsilon(k+i-d) + \lambda \eta(k+i-d)]^2 \right\} \quad (17)$$

为了将性能指标化成关于 η' 的形式, 对上式中的第二项和第三项也写成矩阵形式, 并经定义可得第二项 $P\Delta\varepsilon(k+i-d)$ 为

$$\varepsilon_1^* + \varepsilon_2^* = (G_{N1} \eta' + f_{N1}) + G_{N2} \eta' + f_{N2} \quad (18)$$

式中

$$\varepsilon_1^* = [P\varepsilon(k), \dots, P\varepsilon(k+N-1)]^T$$

$$\varepsilon_2^* = [P\varepsilon(k-1), \dots, P\varepsilon(k+N-2)]^T$$

$$G_{N1} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & & & \dots & \dots & & \\ 0 & & & 0 & 0 & \dots & 0 \\ e_{2d,0} & & & & & & \\ \dots & & & \dots & & & \dots \\ e_{d+N-1,N-d-1} & \dots & e_{d+N-1,0} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$$G_{N2} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & & & & & & \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ e_{2d+1,0} & & & & & & \\ \dots & & & & \dots & & \dots \\ e_{d+N-1,N-2-d} & \dots & e_{d+N-1,0} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

$$f_{N1} = [f_{N1}(k,d), \dots, f_{N1}(k,d+N-1)]^T$$

$$f_{N1}(k,i) = \begin{cases} Pc(k) \\ \sum_{j=0}^{i-1+n_0} e_{ij} z^{-j} \eta'(k+i-2d) + \frac{F_i}{p_d D} \varepsilon(k-d) - G_i \Delta A_m y_r(k-d+i) & d < i \leq 2d-1 \\ \sum_{j=i-2d+1}^{i-1+n_0} e_{ij} z^{-j} \eta'(k+i-2d) + \frac{F_i}{p_d D} \varepsilon(k-d) - G_i \Delta A_m y_r(k-d+i) & i \geq 2d \end{cases}$$

$$i = d, \dots, d+N-1$$

$f_{N1}(k,i)$ 为 k 时刻的已知值

$$f_{N2}(k,i) = \begin{cases} Pc(k-1) & i = d \\ Pc(k) & i = d+1 \\ \sum_{j=0}^{i-1+n_0} e_{ij} z^{-j} \eta'(k+i-2d) + \frac{F_i}{p_d D} \varepsilon(k-d) - G_i \Delta A_m y_r(k-d+i) & d+1 < i \leq 2d \\ \sum_{j=i-2d}^{i-1+n_0} e_{ij} z^{-j} \eta'(k+i-2d) + \frac{F_i}{p_d D} \varepsilon(k-d) - G_i \Delta A_m y_r(k-d+i) & 2d < i \leq d+N-1 \end{cases}$$

将式(17)中的第三项 $\eta(k+i-d)$ 也写成矩阵形式, 然后也可得

$$\varepsilon_3^* = G_{N3} \eta' + f_{N3}$$

式中

$$G_{N3} = \begin{cases} \begin{bmatrix} d_0 & & & & & & \\ \dots & & & & & & 0 \\ d_r & \dots & d_0 & & & & \\ 0 & & & & & & \\ \dots & & & & & & \\ 0 & \dots & 0 & d_r & \dots & d_0 \end{bmatrix} & \text{当 } N > r+1 \text{ 时} \\ \begin{bmatrix} d_0 & & & & & & \\ & & & & & & 0 \\ \dots & & & & & & \\ d_{N-1} & \dots & \dots & d_0 \end{bmatrix} & \text{当 } N \leq r+1 \text{ 时} \end{cases}$$

$$f_{N3} = [f_{N3}(k,d), \dots, f_{N3}(k,d+N-1)]^T$$

这样性能指标 J 可写成

$$\begin{aligned} J &= \varepsilon^{*T} \varepsilon^* + (\varepsilon_1^* + \varepsilon_2^* + \varepsilon_3^*)^T (\varepsilon_1^* + \varepsilon_2^* + \varepsilon_3^*) \\ &= (G_M \eta' + f_M)^T (G_M \eta' + f_M) + [(G_{N1} + G_{N2} + G_{N3}) \eta' + (f_{N1} + f_{N2} + f_{N3})]^T [(G_{N1} + G_{N2} + G_{N3}) \eta' \\ &\quad + (f_{N1} + f_{N2} + f_{N3})] \end{aligned}$$

令

$$G_N = G_{N1} + G_{N2} + G_{N3}$$

$$f_N = f_{N1} + f_{N2} + f_{N3}$$

则

$$J = (G_M \eta' + f_M)^T (G_M \eta' + f_M) + (G_N \eta' + f_N)^T (G_N \eta' + f_N) \quad (19)$$

对式(19) $\frac{\partial J}{\partial \eta'} = 0$ 得辅助信号 η' 为

$$\eta' = -(G_M^T G_M + G_N^T G_N)^{-1} (G_M^T f_M + G_N^T f_N) \quad (20)$$

由式(20)可求得 k 时刻的 $\eta'(k)$, 由 $\eta = D\eta'$ 可得 $\eta(k)$, 代入式(2)可得 $u(k)$.

本算法适用于变结构、变时延和最小相位系统。如仿照算法二对辅助系统进行改造, 仍可适用于非最小相位系统。

本算法计算量大, 当 M, N 值较大时, 计算时间更长。

5 仿真结果

5.1 对参考信号的跟踪性能

某加热炉为最小相位系统, 其模型如下:

$$y(k) = y(k-1) - 0.632y(k-2) + 0.368u(k-2) + 0.264u(k-3)$$

当给定信号为阶跃、斜坡、抛物线、正弦、方波及指数等, $P(z^{-1}) = \frac{1-0.15z^{-1}}{1-0.15}$, $\lambda = 0.1$,

$D(z^{-1}) = 1-z^{-1}$, 给定信号的幅度最大为 10。用递推最小二乘法估计参数, 噪声方差 $\sigma^2 = 1.0$, 算法一的仿真结果如图 2 所示(限于篇幅仅以方波为例), 该算法对任何参考信号均能跟踪。

5.2 对系统结构变化时的性能

在 100 步以前系统结构为实际值, 以后系统结构变为 $n_a = 1, n_b = 0$ 。算法一仍能跟踪调节, 仿真结果如图 3 所示。

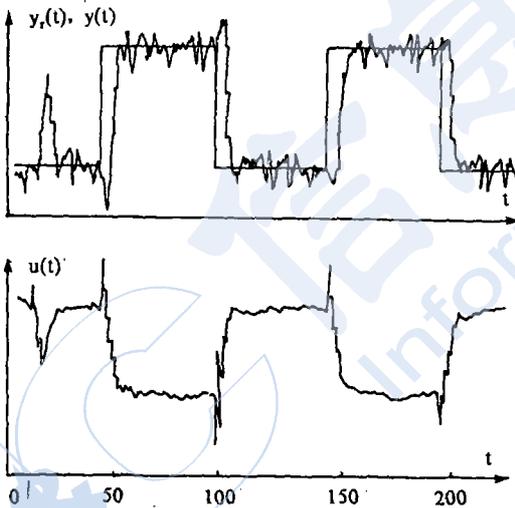


图 2 给定信号为方波时的仿真曲线

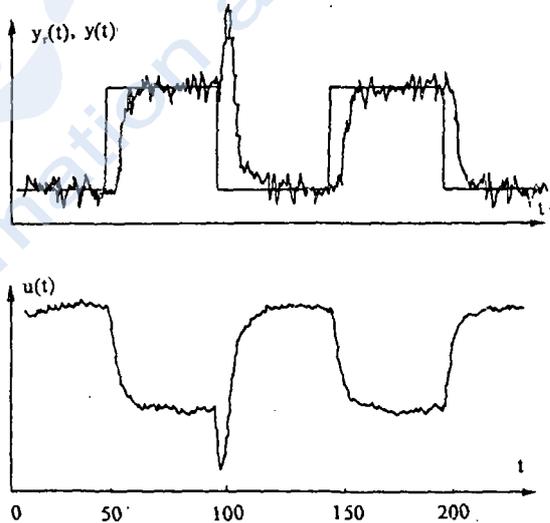


图 3 结构变化时的仿真曲线

5.3 非最小相位系统(算法二)性能

设一非最小相位系统如下

$$y(k) = 1.5y(k-1) - 0.7y(k-2) + u(k-2) + 1.5u(k-3)$$

取 $E = 1 - 0.2z^{-1}$, $Q = 0.7 + 0.2z^{-1}$, $R(z^{-1}) = 1 - 0.8z^{-1}$

方波信号幅值为 10, 噪声方差 $\sigma^2 = 0.75$, 用递推最小二乘法估计系统参数。算法二仍能跟踪调节, 仿真结果如图 4 所示。

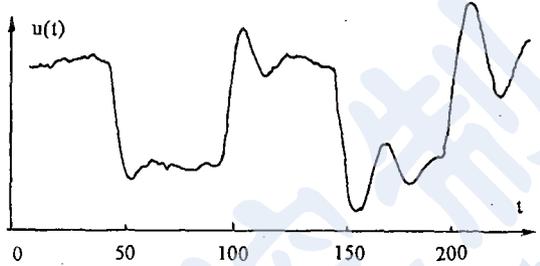
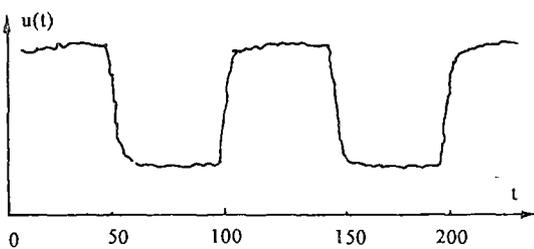
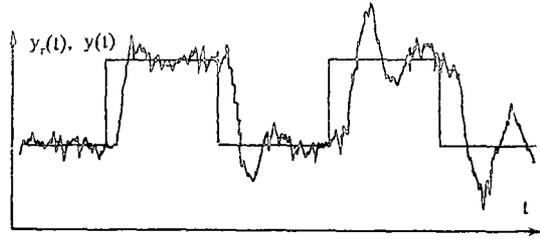


图4 非最小相位系统时的仿真曲线

图5 时滞变化时的仿真曲线

5.4 系统时延变化时(算法三)性能

设系统模型为最小相位系统

$$y(k) = y(k-1) - 0.532y(k-2) + 0.368u(k-2) + 0.264u(k-3)$$

给定信号为方波信号, 其幅值为10, 用RLS法估计参数, 噪声方差 $\sigma^2 = 1.0$

取

$$P(z^{-1}) = \frac{1 - 0.15z^{-1}}{1 - 0.15}, \quad \lambda = 0.1$$

$$D(z^{-1}) = 1 - z^{-1}, \quad M = 10, \quad N = 1$$

当100步以前 $d=2$, 当100步到200步到 $d=3$, 当200步以后 $d=4$, 算法仍能跟踪调节, 仿真曲线如图5所示。

6 结论

本文提出的三种算法具有较强的鲁棒性, 通过仿真表明, 算法一适用于最小相位系统, 能跟踪任何参考信号, 也适用于结构变化的情况, 算法二适用于非最小相位系统, 算法三适用于时延变化的情况, 当稍加改变也可用于非最小相位系统。

参 考 文 献

- 1 Davison E J, Goldenberg A. Robust Control of a General Servo Mechanism Problem: the Servo Compensator. *Automatica*, 1975; 11:461-471
- 2 Song H K, Shah S L, Fisher D G. A Self-tuning Robust Controller. *Automatica*, 1986; 5:521-531
- 3 Goodwin G C, Hill D J, Palaniswami M. Towards an Adaptive Robust Controller. *Proc IFAC Conference on Ident & Syst Para Estim*, 1985:997-1002
- 4 Francis B A, Wonham W M. The Internal Model Principle for Linear Multivariable Regulator. *J Appl Math Opt* 2, 1975:170-194
- 5 Francis B A, Wonham W M. The Internal Model Principle for Control Theory 2. *Automatica*, 1976; 12:457-465
- 6 Davison E J. The Robust Control of a General Servomechanism Problem for Linear Time-invariant Multivariable Systems. *IEEE Trans AUT Control*, AC-21, 1976:25-34
- 7 Goodwin G C, Sin K S. *Adaptive Filtering Prediction and Control* Prent-Hall, New Jersey, 1984
- 8 Silvera H M, Doraiswami R. New Structure for an Adaptive Servomechanism Controller. *IEE Proc*

131,1984:64-68

9 Clarke D W. (1987) Generalized Predictive Control: a Robust Self-tuning Algorithm Proc ACC: 990-995

10 袁焱东. 基于 ARMAX 模型的广义预测控制. 控制理论及其应用年会论文集. 1986(上)

ADAPTIVE ROBUST CONTROLLER ALGORITHMS

LIU Xinp ing LIU Hongcai

(University of Science and Technology, Beijing)

Abstract

Three adaptive robust controllers based on internal model principle are proposed in this paper. They are better than robust controller proposed by H.K.Song et al. The algorithms presented in this paper are suitable for tracking any reference signal. While the order of system changes, they may track and control all the same, and so, have got good robustness.

Keywords: adaptive control, adaptive robust control, feedback control

(上接第 56 页)

式中 x_1 为升温速率, x_2 为加压时的温度, x_3 为保压升温速率, x_4 为保温保压时压力, x_5 为保温保压时压力回升。

6 分析和讨论

(1)通过 K-L 变换降维, 提取较少的新变量——K-L 主分量, 而原来那些变量由这些主分量近似表示, 再对主分量与原始工艺参数之间的基本组合关系加以探讨, 可以发现运用这基本组合关系很可能与某个生产过程相联系。我们曾对不同行业不同类型的十二个工厂(或车间)的生产数据加以处理, 都获得令人满意的结果。所以本技术用于生产操作优化是有效的。

(2)各 K-L 分量的顺序是按其方差大小排列的, 方差最大的分量提取的信息也最多。方差累计百分比占 80% 以上的前 n 个 K-L 分量, 则可认为它们已提取了绝大部分信息。方差贡献收敛较慢时, 此界限可酌情降低, 并要与样本在空间的聚类分布情况结合起来加以考虑。

(3)用本技术获得的优化操作的数学模型, 对生产进行开环指导还是不够的, 因为这会受到操作人员素质和生产管理水平的影 响, 所以我们主张采用计算机进行自动控制。

采用上述优化的控制模型对生产过程自动控制, 经三个多月的生产实施, 至 1987 年 2 月, 已使该产品的合格率提高了 20% 以上, 成品合格率达 83.3%, 收到了显著的经济效益。

参 考 文 献

- 1 Kowalski B R et al. JACS, 1972; 94: 5632-5634
- 2 Wold S. Pattern Recognition, 1976; 8:127-130
- 3 Sammon J W. IEEE Trans Comput, 1969; C-18: 401-404
- 4 陈念贻, 谢雷鸣, 施天生. 模式识别在化学键研究中的应用. 中国科学, 1981;7:836-841