

多变量自校正前馈控制器及其应用

柴天佑 郎世俊 顾兴源
(东北工学院)

摘 要

本文提出了一种新的多变量自校正前馈控制器。该控制器不仅能完全消除可测干扰的影响,而且能应用到多变量系统,实现自适应解耦控制。本文还介绍了该控制器如何实现多变量解耦控制及其在多变量电加热炉上的应用。

一、前 言

由于多变量自校正控制不需要准确的被控对象的数学模型,而且易于在微型机上实现,所以越来越引起人们的注意。Keviczky, L.^[1] 和 Borisson, U.^[2] 提出了基于最小方差控制策略的多变量自校正调节器 (MVSTRs), 为了克服 MVSTRs 不能控制非最小相位系统的缺点。Koivo, H. N.^[3] 和 Keviczky, L.^[4] 提出了基于广义最小方差控制策略的多变量自校正控制器 (MVSTCs)。Morris, A. J.^[5] 在 Clarke 的自校正前馈控制器^[6] 的基础上,提出了多变量自校正控制器。该控制器同 Clarke 的自校正控制器一样,不加积分作用不能完全消除可测干扰的影响。上述多变量自校正控制器既不能控制具有不同传输延时的系统也不能实现解耦控制。

用本文提出的多变量自校正前馈控制器来实现解耦控制就能得到一种比广义自校正解耦控制器^[7] 简单的自校正解耦控制算法,与一般的 MVSTCs 相比,该算法具有独特的优点。

二、自校正前馈控制器

设被控对象可用线性向量差分方程

$$A(z^{-1})\mathbf{y}(t) = B(z^{-1})\mathbf{u}(t-k) + B_2(z^{-1})\mathbf{v}(t-k_2) + C(z^{-1})\boldsymbol{\xi}(t) \quad (2.1)$$

描述。其中 \mathbf{u} , \mathbf{v} 和 \mathbf{y} 分别是 n 维输入、可测干扰和输出向量; $\{\boldsymbol{\xi}(t)\}$ 是零均值协方差阵为 R 的 n 维高斯白噪声序列; k 和 k_2 是与 \mathbf{u} 和 \mathbf{v} 相应的系统的传输延时 (假定 $k_2 \geq k$); A , B , B_2 和 C 是后移算子 z^{-1} 的多项式矩阵:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= I + A_1 z^{-1} + \cdots + A_{n_a} z^{-n_a}, \\ B(z^{-1}) &= B_0 + B_1 z^{-1} + \cdots + B_{n_b} z^{-n_b}, \quad B_0 \text{ 为非奇异阵,} \end{aligned}$$

$$B_2(z^{-1}) = B_{20} + B_{21}z^{-1} + \cdots + B_{2n_b2}z^{-n_b2},$$

$$C(z^{-1}) = I + C_1z^{-1} + \cdots + C_{n_c}z^{-n_c},$$

要求 $\det C(z^{-1})$ 所有根在 z 平面的单位圆内。设性能指标为

$$I = E(\|P(z^{-1})\mathbf{y}(t+k) + S(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2) - R(z^{-1})\mathbf{w}(t)\|^2 + \|Q'(z^{-1})\mathbf{u}(t)\|^2). \quad (2.2)$$

其中 \mathbf{w} 是已知 n 维参考输入向量; P, Q' 和 R 为 $n \times n$ 多项式矩阵。定义

$$\boldsymbol{\phi}(t+k) = P(z^{-1})\mathbf{y}(t+k)$$

$\boldsymbol{\phi}(t+k)$ 的最优 k 步向前预报为

$$\boldsymbol{\phi}^*(t+k/t) = \tilde{C}^{-1}(z^{-1})(\tilde{G}(z^{-1})\mathbf{y}(t) + \tilde{F}(z^{-1})B(z^{-1})\mathbf{u}(t) + \tilde{F}(z^{-1})B_2(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2)). \quad (2.3)$$

式中多项式矩阵 $\tilde{F}(z^{-1})$ 和 $\tilde{G}(z^{-1})$ 满足下式

$$\begin{aligned} \tilde{C}(z^{-1})P(z^{-1}) &= \tilde{F}(z^{-1})A(z^{-1}) + z^{-k}\tilde{G}(z^{-1}), \\ \tilde{C}(z^{-1})F(z^{-1}) &= \tilde{F}(z^{-1})C(z^{-1}). \end{aligned} \quad (2.4)$$

其中 $F(z^{-1})$ 是 $k-1$ 阶多项式矩阵^[8]。预报误差为

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(t+k) &= \boldsymbol{\phi}(t+k) - \boldsymbol{\phi}^*(t+k/t) \\ &= F_0\xi(t+k) + \cdots + F_{k-1}\xi(t+1). \end{aligned} \quad (2.5)$$

由(2.2),(2.5)式可以求得最优控制律

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\phi}^*(t+k/t) - R(z^{-1})\mathbf{w}(t) + S(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2) \\ + Q(z^{-1})\mathbf{u}(t) = 0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

式中

$$Q(z^{-1}) = (P_0B_0)^{-T}(Q'(0))^TQ'(z^{-1}).$$

由(2.3),(2.6)式

$$\begin{aligned} \tilde{G}(z^{-1})\mathbf{y}(t) + H(z^{-1})\mathbf{u}(t) + D(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2) \\ = E(z^{-1})\mathbf{w}(t). \end{aligned} \quad (2.7)$$

式中

$$H(z^{-1}) = \tilde{F}(z^{-1})B(z^{-1}) + \tilde{C}(z^{-1})Q(z^{-1}), \quad (2.8)$$

$$D(z^{-1}) = \tilde{F}(z^{-1})B_2(z^{-1})^1 + \tilde{C}(z^{-1})S(z^{-1}), \quad (2.9)$$

$$E(z^{-1}) = \tilde{C}(z^{-1})R(z^{-1}). \quad (2.10)$$

由(2.1),(2.7)–(2.10)式可得闭环系统方程

$$\begin{aligned} (B(z^{-1}) + \lambda A(z^{-1}))\mathbf{y}(t) &= B(z^{-1})R(z^{-1})\mathbf{w}(t-k) \\ &+ (\lambda B_2(z^{-1}) - B(z^{-1})S(z^{-1}))\mathbf{v}(t-k_2) \\ &+ (B(z^{-1})F(z^{-1}) + \lambda C(z^{-1}))\boldsymbol{\xi}(t). \end{aligned} \quad (2.11)$$

式中 $P = I, Q = \lambda I$, 在 Morris, A. J. 提出的控制器中 $S = 0$, 显然不加积分器 ($Q = \lambda(1 - z^{-1})I$) 是不能完全消除可测干扰的影响。为了保证系统稳定, 消除稳态误差和可测干扰的影响, 加权项选择为

$$R = I + \lambda B^{-1}(1)A(1), \quad (2.12)$$

$$S = \lambda B^{-1}(1)B_2(1). \quad (2.13)$$

式中 λ 满足

$$\det(B(Z^{-1}) + \lambda A(z^{-1})) \neq 0, \text{ 对于 } |z| \geq 1.$$

由(2.3)和(2.5)式可求得控制器参数的辨识方程

$$\begin{aligned} \phi(t) = & \bar{G}(z^{-1})\mathbf{y}(t-k) + \bar{F}(z^{-1})\mathbf{u}(t-k) + \bar{D}(z^{-1})\mathbf{v}(t-k_2) \\ & - \bar{C}^*(z^{-1})\phi^*(t/t-k) + \mathbf{e}(t). \end{aligned} \quad (2.14)$$

式中

$$\begin{aligned} \bar{G}(z^{-1}) = & \tilde{C}_0^{-1}\tilde{G}(z^{-1}), \quad \bar{F}(z^{-1}) = \tilde{C}_0^{-1}\tilde{F}(z^{-1})B(z^{-1}), \\ \bar{D}(z^{-1}) = & \tilde{C}_0^{-1}\tilde{F}(z^{-1})B_2(z^{-1}), \quad \bar{C}^*(z^{-1}) = \tilde{C}_0^{-1}\tilde{C}(z^{-1}) - I. \end{aligned}$$

定义 $\bar{F}_0\mathbf{u}'(t)$ 为

$$\bar{F}_0\mathbf{u}'(t) = R(z^{-1})\mathbf{w}(t) - \phi^*(t+k/t) + \bar{F}_0\mathbf{u}(t). \quad (2.15)$$

由(2.3),(2.15)式

$$\begin{aligned} \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) = & R(z^{-1})\mathbf{w}(t) + \bar{C}^*(z^{-1})\phi^*(t+k/t) - \bar{G}(z^{-1})\mathbf{y}(t) \\ & - (\bar{F}(z^{-1}) - \bar{F}_0)\mathbf{u}(t) - \bar{D}(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2). \end{aligned} \quad (2.16)$$

由(2.6),(2.15)式

$$(\bar{F}_0 + \lambda I)\mathbf{u}(t) = \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) - S(z^{-1})\mathbf{v}(t+k-k_2), \quad (2.17)$$

$$\phi^*(t+k/t) = R(z^{-1})\mathbf{w}(t) - \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) + \bar{F}_0\mathbf{u}(t). \quad (2.18)$$

(2.12),(2.13)式可以变换为

$$R = I + \lambda \bar{F}^{-1}(1)\bar{F}A(1), \quad \bar{F}A(1) = \bar{C}(1) - \bar{G}(1), \quad (2.19)$$

$$S = \lambda \bar{F}^{-1}(1)\bar{D}(1). \quad (2.20)$$

于是(2.14),(2.16)–(2.20)式组成自校正控制算法.

三、自校正解耦控制器

用自校正前馈控制器来实现解耦控制的基本思想是将第 i 个输入输出通道中的 u_j ($j = 1, \dots, n, j \neq i$) 当作可测干扰加以抵消.

设被控对象可以用线性向量差分方程

$$A(z^{-1})\mathbf{y}(t) = D(z^{-1})B(z^{-1})\mathbf{u}(t) + C(z^{-1})\xi(t) \quad (3.1)$$

描述,可设 $A(z^{-1}), C(z^{-1})$ 为对角多项式矩阵^[5], $D(z^{-1})$ 为

$$D(z^{-1}) = \text{diag}(z^{-k_{ii}}), \quad k_{ii} \geq 1,$$

其余各项定义同(2.1)式. (3.1)式可以写成

$$A(z^{-1})\mathbf{y}(t) = D(z^{-1})\bar{B}(Z^{-1})\mathbf{u}(t) + D(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})\mathbf{u}(t) + C(z^{-1})\xi(t). \quad (3.2)$$

式中

$$B(z^{-1}) = \bar{B}(z^{-1}) + \bar{B}(z^{-1}),$$

$$\bar{B}(z^{-1}) = \text{diag}(B_{ii}(z^{-1})),$$

$$\bar{B}(z^{-1}) = (B_{ij}(z^{-1})), \quad i = 1, \dots, n, \quad j = 1, \dots, n, \quad B_{ii}(z^{-1}) = 0.$$

其中

$$B_{ij}(z^{-1}) = \sum_{l=0}^{n_{bij}} z^{-k_{ij}l} b_{ijl} z^{-l}, \quad k_{ij} > k_{ii}, \quad k_{ii} = 0, \quad b_{ii0} \neq 0.$$

引入新的性能指标

$$I = E(\|P(z^{-1})\mathbf{y}(t) + D(z^{-1})S(z^{-1})\mathbf{u}(t) - D(z^{-1})R(z^{-1})\mathbf{w}(t)\|^2 + \|D(z^{-1})Q'(z^{-1})\mathbf{u}(t)\|^2). \quad (3.3)$$

其中 P, R, Q' 为对角多项式矩阵, $n \times n$ 多项式矩阵 S 为

$$S(z^{-1}) = (z^{-k_{ii}}S_{ii}(z^{-1})), \quad S_{ii}(z^{-1}) = 0.$$

引入等式

$$C(z^{-1})P(z^{-1}) = F(z^{-1})A(z^{-1}) + D(z^{-1})G(z^{-1}), \quad (3.4)$$

式中

$$\begin{aligned} F(z^{-1}) &= \text{diag}(F_{ii}(z^{-1})), \\ F_{ii}(z^{-1}) &= f_{ii}^0 + f_{ii}^1 z^{-1} + \cdots + f_{ii}^{k_{ii}-1} z^{-(k_{ii}-1)}, \\ G(z^{-1}) &= \text{diag}(G_{ii}(z^{-1})), \\ G_{ii}(z^{-1}) &= g_{ii}^0 + g_{ii}^1 z^{-1} + \cdots + g_{ii}^{n_{g_{ii}}} z^{-n_{g_{ii}}}, \\ n_{g_{ii}} &= \max(n_{a_{ii}} - 1, n_{c_{ii}} + n_{p_{ii}} - K_{ii}). \end{aligned}$$

由(3.2),(3.4)式得

$$\begin{aligned} C(z^{-1})P(z^{-1})\mathbf{y}(t) &= D(z^{-1})G(z^{-1})\mathbf{y}(t) + D(z^{-1})F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})\mathbf{u}(t) \\ &+ D(z^{-1})F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})\mathbf{u}(t) + F(z^{-1})C(z^{-1})\xi(t). \end{aligned}$$

$(\phi_i(t + k_{ii}))$ 的最优 k_{ii} 步同前预报为

$$\begin{aligned} (\phi_i^*(t + k_{ii}/t)) &= C^{-1}(z^{-1})(G(z^{-1})\mathbf{y}(t) + F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})\mathbf{u}(t) \\ &+ F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})\mathbf{u}(t)). \end{aligned} \quad (3.5)$$

式中

$$\begin{aligned} (\phi_i(t + k_{ii})) &= (P_{11}(z^{-1})y_1(t + k_{11}), \cdots, P_{nn}(z^{-1})y_n(t + k_{nn}))^T, \\ (\phi_i^*(t + k_{ii}/t)) &= [\phi_1^*(t + k_{11}/t), \cdots, \phi_n^*(t + k_{nn}/t)]^T. \end{aligned}$$

预报误差

$$\begin{aligned} (e_i(t + k_{ii})) &= (\phi(t + k_{ii})) - (\phi^*(t + k_{ii}/t)) \\ &= F(z^{-1})(\xi_i(t + k_{ii})) \\ &= (F_{ii}(z^{-1})\xi_i(t + k_{ii})). \end{aligned} \quad (3.6)$$

式中

$$\begin{aligned} (e_i(t + k_{ii})) &= [e_1(t + k_{11}), \cdots, e_n(t + k_{nn})]^T, \\ (\xi_i(t + k_{ii})) &= [\xi_1(t + k_{11}), \cdots, \xi_n(t + k_{nn})]^T, \\ (F_{ii}(z^{-1})\xi_i(t + k_{ii})) &= [F_{11}\xi_1(t + k_{11}), \cdots, F_{nn}\xi_n(t + k_{nn})]^T, \\ F_{ii}(z^{-1})\xi_i(t + k_{ii}) &= f_{ii}^0 \xi_i(t + k_{ii}) + f_{ii}^1 \xi_i(t + k_{ii} - 1) + \cdots \\ &+ f_{ii}^{k_{ii}-1} \xi_i(t + 1). \end{aligned}$$

由(3.3),(3.6)式得

$$\begin{aligned} (\phi_i^*(t + k_{ii}/t)) + S(z^{-1})\mathbf{u}(t) + Q(z^{-1})\mathbf{u}(t) \\ - R(z^{-1})\mathbf{w}(t) = 0. \end{aligned} \quad (3.7)$$

式中

$$Q(z^{-1}) = (P_0 \bar{B}_0)^{-T} (Q'(0))^T Q'(z^{-1}).$$

由(3.5),(3.7)式得

$$G(z^{-1})\mathbf{y}(t) + H(z^{-1})\mathbf{u}(t) + \bar{D}(z^{-1})\mathbf{u}(t) = E(z^{-1})\mathbf{w}(t). \quad (3.8)$$

式中

$$\begin{aligned} H(z^{-1}) &= F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) + C(z^{-1})Q(z^{-1}), \\ \bar{D}(z^{-1}) &= F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) + C(z^{-1})S(z^{-1}). \end{aligned}$$

由(3.2),(3.8)可得闭环系统方程

$$\begin{aligned} &(P(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}))\mathbf{y}(t) \\ &= D(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})R(z^{-1})\mathbf{w}(t) + D(z^{-1})(Q(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) \\ &\quad - \bar{B}(z^{-1})S(z^{-1}))\mathbf{u}(t) + (F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) \\ &\quad + Q(z^{-1})C(z^{-1}))\boldsymbol{\xi}(t). \end{aligned} \quad (3.9)$$

如果选择 $S(z^{-1})$ 满足

$$Q(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}) = \bar{B}(z^{-1})S(z^{-1}),$$

则因 $(P\bar{B} + QA)$, $D\bar{B}R$, $(F\bar{B} + QC)$ 是对角多项式矩阵, 所以实现了对参考输入向量 \mathbf{w} , 随机噪声向量 $\boldsymbol{\xi}$ 的解耦控制. 加权项 P, Q, R, S 选择为

$$P = I, \quad (3.10)$$

$$Q = \lambda I, \quad (3.11)$$

$$R = I + \lambda\bar{B}^{-1}(1)A(1), \quad (3.12)$$

$$S = (z^{-k_{ij}}S_{ij}), \quad S_{ij} = \lambda\bar{B}_{ii}^{-1}(1)\bar{B}_{ij}(1). \quad (3.13)$$

式中 λ 按下式确定:

$$\det(\bar{B}(z^{-1}) + \lambda A(z^{-1})) \neq 0, \quad \text{对于 } |z| \geq 1.$$

这样既保证了闭环系统稳定, 又消除了稳态误差, 实现了静态解耦. 采用与本文第二部份同样的处理方法可得控制器参数的辨识方程:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\phi}(t) &= D(z^{-1})G(z^{-1})\mathbf{y}(t) + D(z^{-1})\bar{F}(z^{-1})\mathbf{u}(t) + D(z^{-1})\bar{D}(z^{-1})\mathbf{u}(t) \\ &\quad - C^*(z^{-1})(\phi_i^*(t/t - k_{ii})) + \mathbf{e}(t). \end{aligned} \quad (3.14)$$

式中

$$\begin{aligned} \bar{F}(z^{-1}) &= F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}), \quad \bar{D}(z^{-1}) = F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1}), \\ C^*(z^{-1}) &= C(z^{-1}) - I, \quad \mathbf{e}(t) = F(z^{-1})\boldsymbol{\xi}(t). \end{aligned}$$

求控制输入 $\mathbf{u}(t)$ 和最优预报 $(\phi_i^*(t + k_{ii}/t))$ 的方程为

$$(\bar{F}_0 + \lambda I)\mathbf{u}(t) = \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) - S\mathbf{u}(t), \quad (3.15)$$

$$(\phi_i^*(t + k_{ii}/t)) = R\mathbf{w}(t) - \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) + \bar{F}_0\mathbf{u}(t). \quad (3.16)$$

式中

$$\begin{aligned} \bar{F}_0\mathbf{u}'(t) &= R\mathbf{w}(t) + C^*(z^{-1})(\phi_i^*(t + k_{ii}/t)) - G(z^{-1})\mathbf{y}(t) \\ &\quad - (\bar{F}(z^{-1}) - \bar{F}_0)\mathbf{u}(t) - \bar{D}(z^{-1})\mathbf{u}(t). \end{aligned}$$

由(3.12),(3.13)式知

$$\begin{aligned} R &= \text{diag}(R_{ii}), \quad R_{ii} = 1 + \lambda\bar{F}_{ii}^{-1}(1)\bar{F}_{ii}A_{ii}(1), \\ \bar{F}_{ii}A_{ii}(1) &= C_{ii}(1) - G_{ii}(1), \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$S = (z^{-k_{ij}}S_{ij}), \quad S_{ij} = \lambda\bar{F}_{ii}^{-1}(1)\bar{D}_{ij}(1). \quad (3.18)$$

定义数据向量 $\hat{\mathbf{x}}_i(t)$ 和参数矩阵 Θ :

$$\hat{\mathbf{x}}_i(t) = [y_i(t), y_i(t-1), \dots; u_i(t), u_i(t-1), \dots; (u_j(t+k_{ii}-k_{ij})), (u_j(t+k_{ii}-k_{ij}-1)), \dots; -\hat{\phi}_i^*(t+k_{ii}-1/t-1), \dots, -\hat{\phi}_i^*(t+k_{ii}-n_c/t-n_c)],$$

式中

$$(u_j(t+k_{ii}-k_{ij})) = [u_1(t+k_{ii}-k_{i1}), \dots, u_{i-1}(t+k_{ii}-k_{ii-1}), u_{i+1}(t+k_{ii}-k_{ii+1}), \dots, u_n(t+k_{ii}-k_{in})],$$

$$\Theta = [\theta_1, \dots, \theta_n] = [G_0, G_1, \dots; \bar{F}_0, \bar{F}_1, \dots; \bar{D}_0, \bar{D}_1, \dots; C_1, \dots, C_{n_c}]^T,$$

式中

$$\theta_i = [g_{ii}^0, g_{ii}^1, \dots; \bar{f}_{ii}^0, \bar{f}_{ii}^1, \dots; \bar{d}_{ii}^0, \dots, \bar{d}_{ii-1}^0, \bar{d}_{ii+1}^0, \dots, \bar{d}_{in}^0, \bar{d}_{ii}^1, \dots, \bar{d}_{ii-1}^1, \bar{d}_{ii+1}^1, \dots, \bar{d}_{in}^1, \dots; C_{ii}^1, \dots, C_{ii}^{n_c}]^T.$$

于是(3.14)式可以表示为

$$\phi_i(t) = x_i(t-k_{ii})\theta_i + e_i(t), \quad i = 1, \dots, n.$$

这里 $x_i(t-k_{ii})$ 与 $e_i(t)$ 不相关, 因此当系统的模型参数未知或慢时变时可采用如下自校正控制算法:

$$\hat{\theta}_i(t) = \hat{\theta}_i(t-1) + K_i(t)(\phi_i(t) - \hat{\mathbf{x}}_i(t-k_{ii})\hat{\theta}_i(t-1)), \quad (3.19)$$

$$K_i(t) = P_i(t-1)\hat{\mathbf{x}}_i(t-k_{ii})(\beta_i + \hat{\mathbf{x}}_i(t-k_{ii})P_i(t-1)\hat{\mathbf{x}}_i^T(t-k_{ii})), \quad (3.20)$$

$$P_i(t) = (P_i(t-1) - K_i(t)\hat{\mathbf{x}}_i(t-k_{ii})P_i(t-1))/B_i. \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \hat{f}_{ii}^0 u_i^1(t) &= R_{ii} w_i(t) + C_{ii}^*(z^{-1})\hat{\phi}_i^*(t+k_{ii}/t) - G_{ii}(z^{-1})y_i(t) \\ &\quad - (\hat{F}_{ii}(z^{-1}) - \hat{f}_{ii}^0) u_i(t) - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} \bar{D}_{ij}(z^{-1}) u_j(t+k_{ii}-k_{ij}), \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$(\hat{f}_{ii}^0 + \lambda) u_i(t) = \hat{f}_{ii}^0 u_i^1(t) - \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i} S_{ij} u_j(t+k_{ii}-k_{ij}), \quad (3.23)$$

$$\phi_i^*(t+k_{ii}/t) = R_{ii} w_i(t) - \hat{f}_{ii}^0 u_i^1(t) + \hat{f}_{ii}^0 u_i(t), \quad i = 1, \dots, n. \quad (3.24)$$

式中 λ, R, S 由 (3.12), (3.13) 式选取. 显然上述自校正算法避免了矩阵实时求逆运算, 算法要求 $k_{ij} > k_{ii}$, 但当 $k_{ii} > k_{ij}$ 时, 只要 k_{ii} 与 k_{ij} 相差不大, 令 $k_{ij} = k_{ii} + 1$, 仿真和实验表明, 采用本文提出的自校正控制算法仍然可以获得好的控制效果.

四、自校正控制电加热炉

用本文所提出的自校正解耦控制算法来控制双输入双输出电加热炉, 并用 Koivo 的自校正控制器^[3]进行控制所得到的结果进行了对比实验.

炉子上部和下部各有一组电热丝和测温电偶, 由于两组炉丝靠得很近, 因此存在严重耦合. 这种电加热炉用于加热金属材料.

自校正解耦算法是在 IBM PC 个人计算机上执行, 输入模拟量是热电偶测得的经过温度变送器转换的 0—5V 电压信号, 计算机输出的控制信号的数字量经过模出通道转换为 0—10mA 的电流信号, 然后去控制向电热丝供电的可控硅调功器.

当采样周期选为 20s 时, 辨识得电加热炉模型是

$$\mathbf{y}(t) = A_1 \mathbf{y}(t-1) + A_2 \mathbf{y}(t-2) + B_0 \mathbf{u}(t-2) + B_1 \mathbf{u}(t-3) + \boldsymbol{\xi}(t). \quad (4.1)$$

式中

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0.73188 & 0 \\ 0 & 1.04611 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0.25178 & 0 \\ 0 & -0.05868 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0.03568 & 0.00558 \\ -0.00964 & 0.03710 \end{bmatrix},$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0.05083 & 0.00688 \\ 0.00012 & 0.02282 \end{bmatrix}.$$

其中 \mathbf{y} 和 \mathbf{u} 是两维向量, 分别表示 A/D 转换器的输出值和 D/A 转换器的输入值。

显然模型 (4.1) 是非最小相位系统, 不能采用 MVSTRs。由于电网电压波动等原因, 电加热炉模型参数是时变的, 采用两个模拟 PID 调节器控温时, 温度波动较大, 有时达 $\pm 5^\circ\text{C}$, 因此用自校正控制器控制电加热炉是合适的。为了跟踪模型参数的变化, 自校正算法中的指数遗忘因子 β 经实验选定为 0.978。

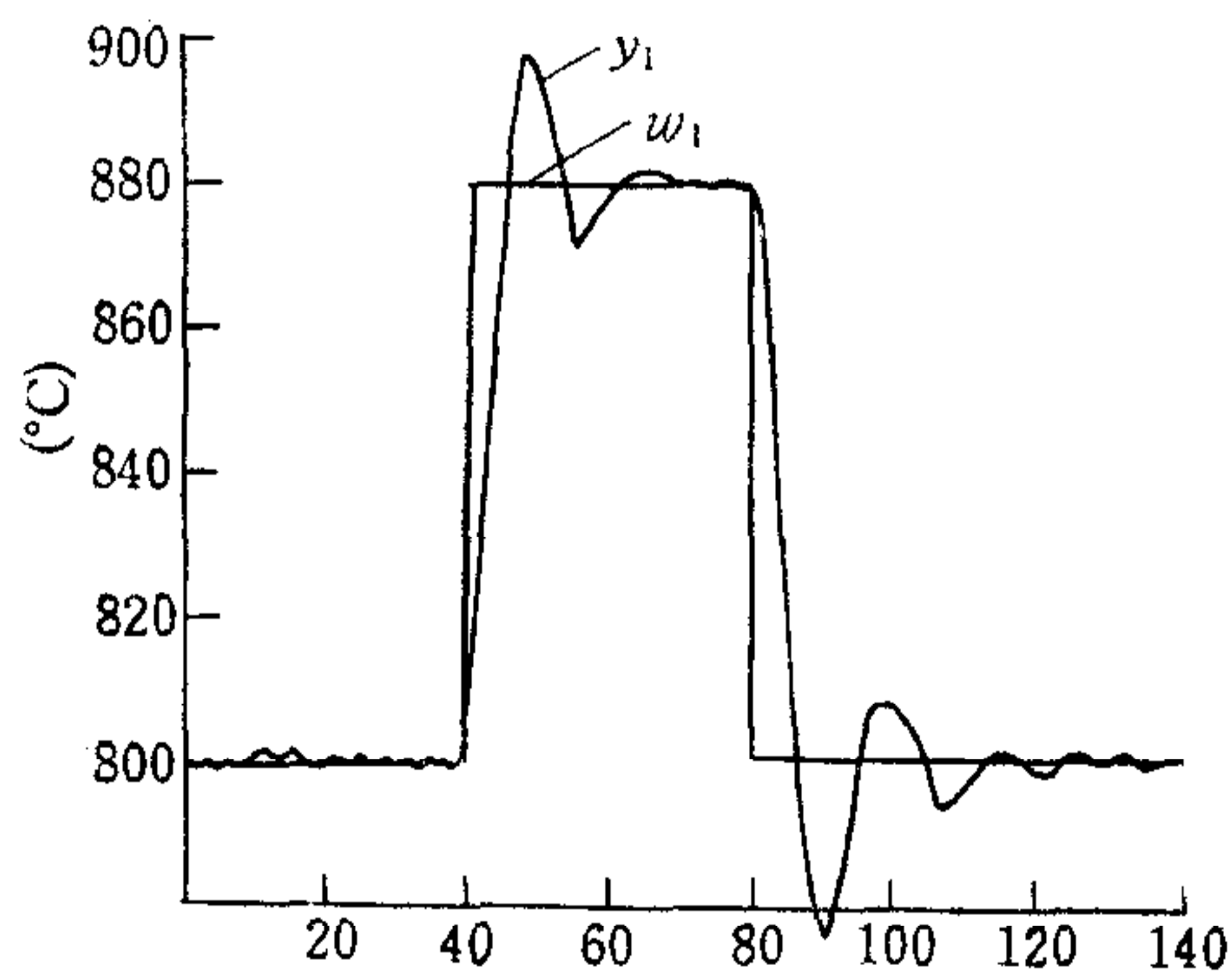


图1 Koivo 的 MVSTC 控温时温度设定值和输出曲线

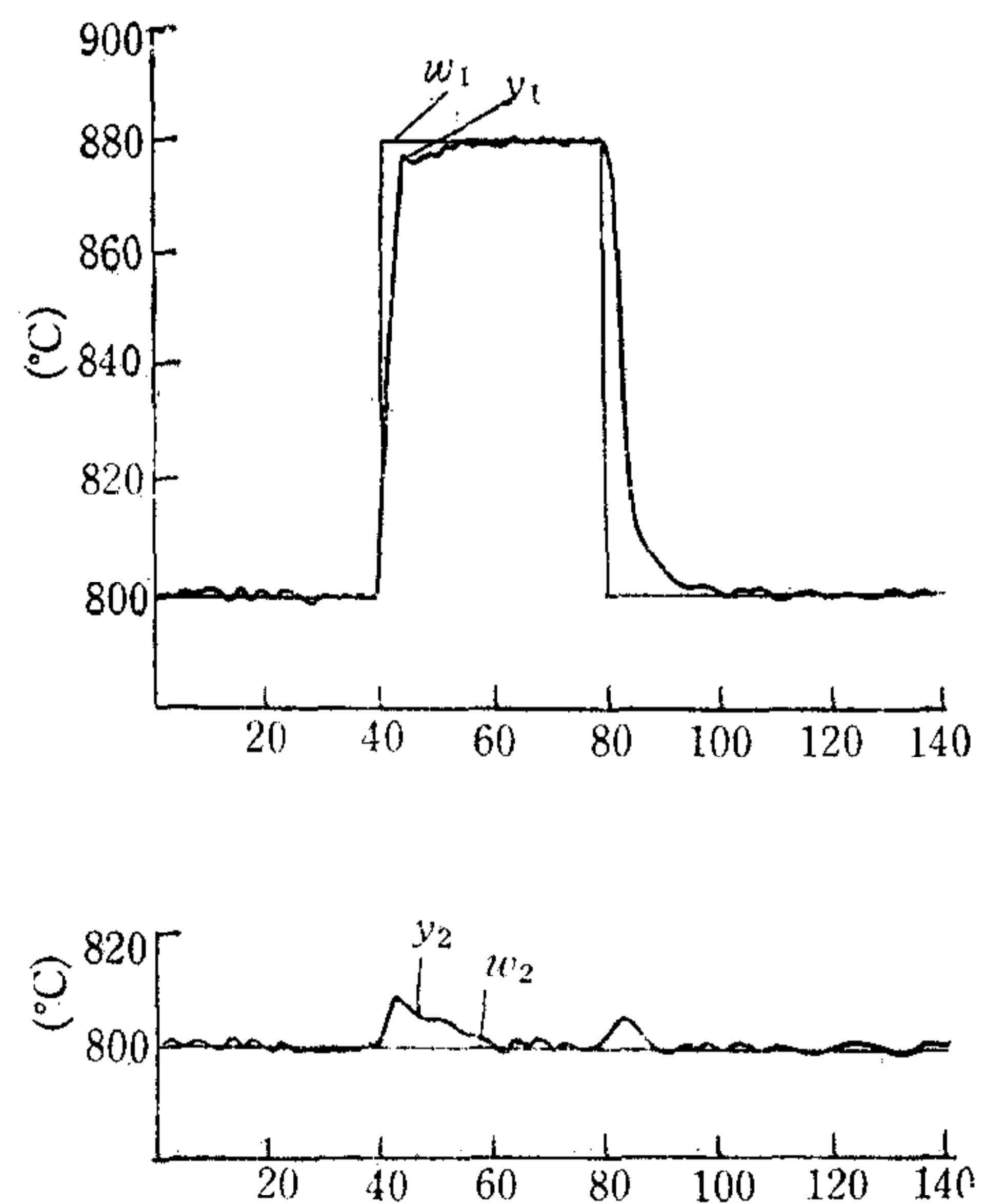


图2 自校正解耦算法控温时温度设定值和输出曲线

图1表示采用 Koivo 的 MVSTC^[3] 时, 电炉两段温度的设定值和输出曲线。加权阵 $Q(z^{-1})$ 选为 $0.6(1 - z^{-1})I$, 如果不加入积分器, 就存在稳态误差。图2表示采用自校正解耦控制算法时, 电炉温度的设定值和输出曲线, 加权阵选为 $0.6I$ 。实验结果表明: 采用 Koivo 的自校正控制器^[3] 时, 当一段炉温变化时, 严重影响另一段炉温; 采用自校正解耦算法不仅使温度的波动值减为 $\pm 1^\circ\text{C}$, 而且使炉内两段温度之间的影响大大减小。

五、结 束 语

本文提出的多变量自校正解耦控制算法具有下列优点：1) 实现了自适应解耦控制；2) 可以控制具有不同传输延时的多变量系统；3) 不加积分器可以消除稳态误差；4) 控制算法简单。

参 考 文 献

- [1] Keviczky, L., Hethessy, J., Hilger, M. and Kolostori, J., Self-tuning adaptive control of cement raw material blending, *Automatica*, **14**(1978), 528—532.
- [2] Borisson, U., Self-tuning Regulators for a Class of Multivariable Systems, *Automatica*, **15**(1979), 209—215.
- [3] Koivo, H. N., A Multivariable Self-tuning Controller, *Automatica*, **16**(1980), 351—366.
- [4] Keviczky, L. and Kumar, K. S. P., Multivariable Self-tuning Regulator with Generalized Cost Function, *Int. J. Control*, **33**(1981), 913—921.
- [5] Clarke, D. W. and Gawthrop, P. J., Self-tuning Control, *IEE Proc.*, **126**, (1979), 633—640.
- [6] Morris, A. J., Nazer, Y. and Wood, R. K., Multivariable Self-tuning Process Control, *Optimal Control Applications and Methods*, **3**(1982), 363—387.
- [7] Lang Shi Jun, Gu Xing Yuan and Chai Tian You, A Multivariable Generalized Self-tuning Controller with Decoupling Design, Proceedings of the 1985 American Control Conference.
- [8] Lang Shi Jun, Gu Xing Yuan and Chai Tian You, Preprints of 7th IFAC Conference on Digital Computer Applications to Process Control.

A MULTIVARIABLE SELF-TUNING FEEDFORWARD CONTROLLER AND ITS APPLICATION

CHAI TIANYOU LANG SHIJUN GU XINGYUAN

(Northeast University of Technology)

ABSTRACT

In this paper, a new multivariable self-tuning feedforward controller is presented. It can be used to cancel the effect of measurable disturbances completely, and applied to multivariable systems to realize adaptive decoupling control. One of the applications of such a controller to electric heater is also described.