

改进的广义最小方差自校正解耦 控制器及其在造纸工业中的应用*

吴天福 陈益州 耿 直

(郑州工学院计算机与自动化系)

摘 要: 本文讨论了造纸过程自校正控制系统的设计与仿真。其一是把文^[1]的SISO系统自校正前馈控制器与文^[2]的多变量广义最小方差自校正解耦控制器结合起来根据造纸过程的动态特性,提出了一种基于输出预报的新的自校正前馈补偿解耦控制器(STFCDC)。仿真结果表明,这种控制器对MISO系统仍具备文^[1]的特点,其二是对控制器参数辨识方法进行了有效的改进,提出了一种实用的递推增广最小二乘算法(PREIS算法),仿真结果表明,该算法收敛速度较文^[1]快,而且克服了常规REIS算法中 $P(K)$ 阵出现负定的情况。

关键词: 最小方差, 自校正解耦控制器, 造纸机

中图分类号: TM571

1 造纸机工艺流程及模型特点

造纸过程流程图如图1所示。我们知道:衡量成品纸质量的两个重要指标是纸的定量和水分。由于定量是由纸纤维、填料和水分三者合成,其湿度自然要受到蒸气压力的牵制,我们选取纸的绝干量和水分作为控制目标,选送浆阀门和烘缸的蒸气阀开度为控制变量,造纸机造纸过程控制系统框图如图2所示。

由此可见,把定量回路与水分回路间的两两耦合、转化为绝干量回路与水分回路间的单一耦合,使得解耦简单化,从而启发我们提出了用前馈补偿的办法对多变量系统进行解耦的思想。纸机绝干量、水分系统可以用多输入多输出线性向量差分方程描述如下:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-k) + B_2(z^{-1})u_2(t-k_2) + d + C(z^{-1})\xi(t) \quad (1)$$

式中 u 、 y 、 u_2 分别是输入、输出和可测干扰信号; d 是零输入时系统的输出偏差; $\xi(t)$ 表示零均值白噪声系列; k 和 k_2 是与 u 和 u_2 有关的传输延时($k \leq k_2$); B 、 B_2

* 收稿日期: 1994--04--23

和 A 是 z^{-1} 的多项式, $A(0)=C(0)=1$, 其中 C 的零点在单位圆内。

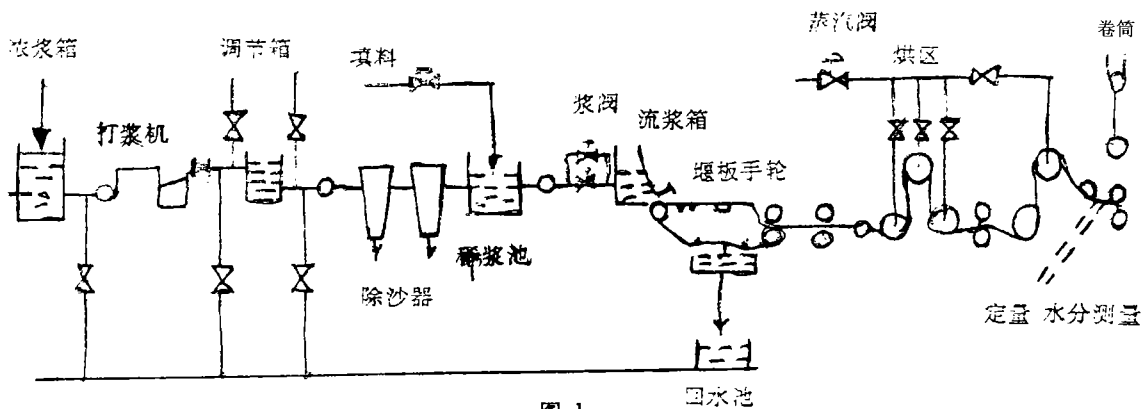


图 1

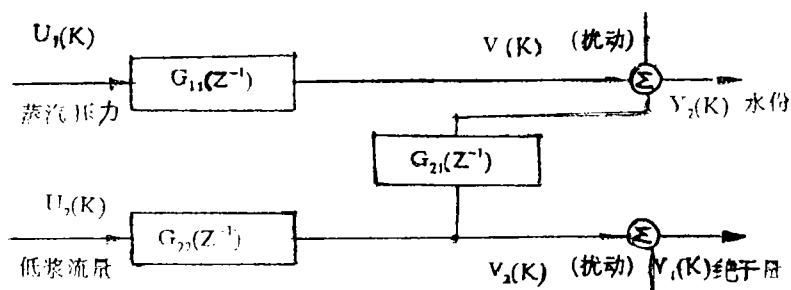


图 2

2 一种实用的递推增广最小二乘法—PRELS

对于 CARMA 模型: $A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-k) + C(z^{-1})\xi(t)$ (2)

利用 RELS 算法可对参数进行无偏估计, 但实际辨识中由于计算误差的原因, 协方差阵 $P(t)$ 可能会出现负定, 我们通过原理分析及实验找到了一种简单可靠的处理方法, 即 PRELS 算法, 就是量在每次辨识中都加入一个判断, 若 $\Phi^T(t)P(t-1)\Phi(t) < 0$, 则这次辨识作废, 仍保留上一次的辨识结果。同时这一步的控制动作仍由前次辨识结果产生, 这种方法对未知参数的定常或慢时变系统几乎不影响其精度, 且提高了收敛速度。针对 (2) 式, PRELS 算法可归纳为:

$$\Phi^T(t) = [-y(t-1) \cdots -y(t-n_a) u(t-k-1) u(t-k-n_b) \bar{V}^T(t-1) \cdots \bar{V}^T(t-n_c)]$$

若 $\Phi^T(t)P(t-1)\Phi(t) > 0$, 则计算:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + k(t)[y(t) - \Phi^T(t)\hat{\theta}(t-1)]$$

$$K(t) = (t-1)\Phi(t)[\Phi^T(t)P(t-1)\Phi(t) + \beta]^{-1}$$

$$P(t) = \frac{1}{\beta} [I - K(t)\Phi^T(t)]P(t-1) \quad \text{遗忘因子 } 0.9 < \beta \leq 1$$

$$\hat{V}(t) = y(t) - \Phi^T(t-1)\hat{\theta}(t-1) \quad (3)$$

采用该辨识算法对下述模型(1)、(2)进行仿真, 结果如下:

$$(1) \quad y(t) = 0.5y(t-1) + 0.25u(t) + 0.1u(t-1) + \xi(t) + 0.15\xi(t-1)$$

仿真结果见图3, 从中看出, $\hat{\theta}_{PRELS}$ 是渐近无偏的。

$$(2) \quad y(t) - a_1 y(t-1) + 0.25u(t) + 0.15u(t-1) + \xi(t)$$

在 $t = 1; 101; 201; 301$ 步时, 分别取 $a_1 = 0.45; 0.6; 0.8$ 进行仿真, $\hat{\theta}_{PRELS}$ 结果见图4。

从中可见, 慢时变参数跟踪速度在20步内将趋于稳定, 比文收敛速度快近20步。

$$PRELS(a_1 = 0.5; b_0 = 0.25; b_1 = 0.1; c_1 = 0.15) \quad PRELS(a_1 = 0.45; 0.5; 0.6; 0.8; b_0 = 0.25; b_1 = 0.35)$$

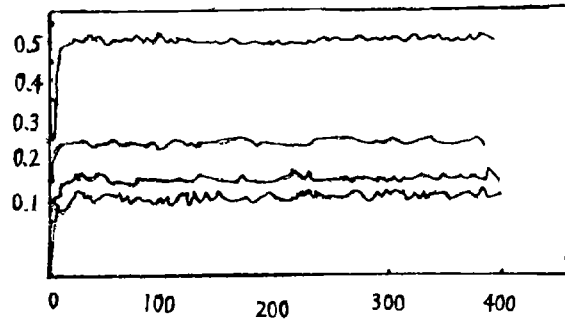


图 3

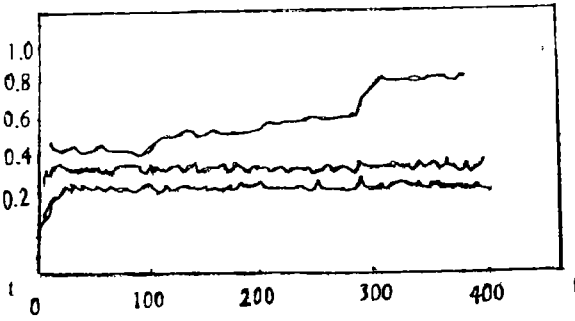


图 4

3 广义最小方差自校正前馈补偿控制器的设计

对于式(1), 目标函数为:

$$I = E[e(t+k)]^2$$

$$e(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})y_r(t) + S(z^{-1})u_2(t+K-K_2) + Q(z^{-1})u(t) + r \quad (4)$$

其中: $y_r(t)$ 表示有界已知的参考输入信号, r 是一常数。

定义一辅助输出变量: $\Phi(t-k) = P(z^{-1})y(t+k)$ 。式(1)两边同乘 $z^k F(z^{-1})$, 并引入丢番方程:

$$P(z^{-1})C(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^k G(z^{-1})$$

$$n_f = k-1; n_g = \max(n_a-1, n_p + n_c - k)$$

得, 对 $t+k$ 时刻 $\Phi(t+k)$ 的广义最小方差预测值为:

$$\Phi^*(t+k/t) = \frac{G(z^{-1})y(t) + H(z^{-1})u(t) + D(z^{-1})u_2(t+k-k_2) + \bar{d}}{C(z^{-1})} \quad (5)$$

式中: $H(z^{-1}) = F(z^{-1}) \cdot B(z^{-1})$; $D(z^{-1}) = F(z^{-1})B_2(z^{-1})$; $\bar{d} = F(1)d$

预报误差为:

$$\Phi(t+k/t) = \Phi(t+k) - \Phi^*(t+k/t) = F(z^{-1})\xi(t+k) \quad (6)$$

把(3-3)代入到(3-1)得最优控制律方程:

$$\Phi^*(t+k/t) = R(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})u_2(t+k-k_2) - \theta(z^{-1})u(t) - r \quad (7)$$

参数估计模型:

$$\begin{aligned} \Phi^*(t/t-k) &= G(z^{-1})y(t-k) + H(z^{-1})u(t-k) + \bar{d} + D(z^{-1})u(t-k_2) \\ &\quad - C^*(z^{-1})\Phi^*(t-1/t-k-1) \end{aligned}$$

式中: $C^*(z^{-1}) = z \cdot [C(z^{-1}) - 1] = C_1 + C_2z^{-1} + \dots + C_{nc}z^{-nc}$

控制律方程为:

$$\begin{aligned} G(z^{-1})y(t) + H(z^{-1})u(t) + D(z^{-1})u_2(t+k-k_2) + \bar{d} &= C^*(z^{-1})\Phi^*(t+k-1/t-1) \\ &= R(z^{-1})y_r(t) - S(z^{-1})u_2(t+k-k_2) - Q(z^{-1})u(t) - r \end{aligned}$$

数据向量及参数向量为:

$$\begin{aligned} X^T(t) &= [y(t) \dots y(t-n_g), u(t) \dots u(t-n_h), u_2(t+k-k_2) \dots (u_2(t+k-k_2) \\ &\quad - n_d), \Phi^*(t+k-1/t-1), \dots, \Phi^*(t+k-n_c/t-n_c), 1] \\ \theta^T &= [g_o, \dots, g_{ng}; h_o, \dots, h_{nh}; d^o, \dots, d_{nd}; C_1, \dots, C_{nc}; \bar{d}] \end{aligned}$$

式中: $\Phi^*(t+k-i/t-i) = X^T(t-i) \cdot \hat{\theta}(t-i)$

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + k(t)[\Phi(t) - X(t-k)\hat{\theta}(t-1)]$$

$$k(t) = P(t-1)X^T(t-k)[\beta + X(t-k)P(t-1)X^T(t-k)]$$

$$P(t) = [P(t-1) - k(t)X(t-k)P(t-1)] / \beta$$

$0.9 \leq \beta \leq 1$, 加权因子 R 、 S 、 r 的取法同文^[1]。采用(二)中介绍的 *PRELS* 方法辨识参数, 得控制律:

$$u(t) = \frac{M - N}{h_o + \lambda}$$

式中: $M = Ry_r(t) - Su_2(t+k-k_2) - r$

$$\begin{aligned} N &= \sum_{i=0}^{n_g} g_i y(t-i) + \sum_{i=1}^{n_h} h_i u(t-i) + \sum_{i=0}^{n_d} d_i u_2(t+k-k_2-i) - \sum_{i=0}^{n_c} C_i \Phi^*(T+k \\ &\quad - i/t-i) + \bar{d} \end{aligned}$$

λ —是离线试凑因子, 应满足使特征方程为 $B(z^{-1}) + \lambda A(z^{-1}) = 0$ 的闭环系统稳定。

4 多变量系统解耦控制器 STF CDC 设计

本解耦控制的基本思想是: 用主通道的控制作用去抵消其他通道的耦合作用, 也就是将其他通道对主通道的耦合作用视为一可测干扰。将(3)中介绍的方法推广至造纸过程控制中就可得到一种新的解耦控制器。

对于用 CARMA 模型描述的多输入多输出系统:

$$A(z^{-1})Y(t) = M(z^{-1})B(z^{-1}) + C(z^{-1})\xi(t) + M \cdot D \quad (8)$$

这里 $C(z^{-1})$ 的零点都是稳定的, $\{\xi(t)\}$ 是 $N(0, Re)$ 的白噪声向量系列。

$$M(z^{-1}) = \text{diag}\{(z^{-k_i}), i = 1, \dots, L\} \quad k_i \text{ 是正整数}$$

$$A(z^{-1})\text{diag}\{(A_i(z^{-1}), i = 1, \dots, L\}$$

$$B(z^{-1})\text{diag}\{B_{ij}(z^{-1}), i, j = 1, \dots, L\} \quad B_{ij}(0) \neq 0$$

$$C(z^{-1}) = \text{diag}\{C_i(z^{-1}), i = 1, \dots, L\}$$

式(8)亦可表示为:

$$A_{ii}(z^{-1})y_i(t) = B_{ii}(z^{-1})u_i(t - k_2) + \sum_{j=1, j \neq i}^L B_{ij}(z^{-1})u_j(t - k_j) + C_{ii}(z^{-1})\xi_i(t) + d_i \quad i = 1, \dots, L \quad (9)$$

结合(3)并采用如下的性能指标:

$$I_i = E[P_i(z^{-1})y_i(t+k) - R_i(z^{-1})W_i(t) + Q_{ii}(z^{-1})u_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^L Q_{ij}(z^{-1})u_j(t) + r_i] \quad i = 1, \dots, L \quad (10)$$

用同样的方法可得最优控制律方程:

$$H_i(z^{-1})u_i(t) + G_i(z^{-1})y_i(t) + \sum_{j=1, j \neq i}^L D_j(z^{-1})u_j(t) + \bar{r}_i = E_i(z^{-1})W_i(t) \quad (11)$$

式中: $H_i(z^{-1}) = F_i(z^{-1})B_{ii}(z^{-1}) + C_{ii}(z^{-1})Q_{ii}(z^{-1})$

$$D_i(z^{-1}) = F_i(z^{-1})B_{ij}(z^{-1}) + C_{ii}(z^{-1})Q_{ij}(z^{-1}) \quad (i \neq j)$$

$$E_i(z^{-1}) = C_{ii}(z^{-1})R_i(z^{-1}) \quad \bar{r}_i = C_{ii}(z^{-1})r_i + F_i d_i$$

$F_i(z^{-1})C_i(z^{-1})$, 满足:

$$P_i(z^{-1})C_{ii}(z^{-1}) = A_{ii}(z^{-1})F_i(z^{-1}) + z^{-k_i}G_i(z^{-1})$$

$$n_{fi} = k_i - 1, n_{gi} = \max[n_{aii} - 1; n_{pi} + n_{cii} - k_i] \quad (12)$$

控制器参数辨识方程:

$$\Phi_i(t) = H_i(z^{-1})u_i(t - k_i) + G_i(z^{-1})y_i(t - k)$$

$$+ \sum_{j=1, j \neq i}^L D_j(z^{-1})u_j(t-k) + \bar{d}_i - C_{ii}^* \Phi_i^*(t/t-k) + e_i(t)$$

式中: $e_i(t) = F_i(z^{-1})\xi_i(t) = \xi_i(t) + F_1\xi_i(t-1) + \dots + F_{k-1}\xi_i(t-k-1)$

$$\begin{aligned} \Phi_i^*(t/t-k) &= R_i(z^{-1})W_i(t) - \sum_{j=1, j \neq i}^L B_{ij}(z^{-1})u_j(t) - Q_{ii}(z^{-1})u_i(t) - r_i \\ C_{ii}^* &= C_{ii} - 1 \\ \bar{d}_i &= F_i(1)d_i \end{aligned} \quad (13)$$

控制器的参数辨识算法如下:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_i(t) &= \hat{\theta}_i(t-1) + k_i(t)[\Phi_i(t) - x_i(t-k_i)\hat{\theta}_i(t-1)] \\ K_i(t) &= P_i(t-1)X_i^T(t-k_i)[\beta + X_i(t-k_i)P_i(t-1)X_i^T(t-k_i)] \\ P_i(t) &= [P_i(t-1) - k_i(t)X_i(t-k_i)P_i(t-1)] / \beta_i \end{aligned} \quad (14)$$

其中: β_i 为主通道的指数遗忘因子, 取值为:

$$\begin{aligned} 0.9 < \beta_i &\leq 1 \quad i = 1, \dots, L \\ X_i(t-k_i) &= [y_i(t-k_i), y_i(t-k_i-1), \dots; u_i(t-k_i), u_i(t-k_i-1), \dots; \\ &u_{i-1}(t-k_i), u_{i-1}(t-k_i-1), \dots; \dots; \dots; \\ &u_{i-1}(t-k_i), u_{i-1}(t-k_i-1), \dots; \\ &u_{i+1}(t-k_i), u_{i+1}(t-k_i-1), \dots; \dots; \dots; \\ &u_L(t-k_i), u_L(t-k_i-1), \dots; \\ &\Phi_i^*(t-1/t-k_i-1), \Phi_i^*(t-2/t-k_i-2), \dots; 1] \\ \hat{\theta}_i(t) &= [g_{i0}, g_{i1}, \dots; h_{i0}, h_{i1}, \dots; d_{i0}, d_{i1}, \dots; \dots; d_{i-10}, d_{i-11}, \dots; d_{i+10}, d_{i+11}, \dots; \\ &\dots; \dots; d_{L0}, d_{L1}, \dots; C_1, \dots, C_{nc}; \bar{d}] \\ R_i(z^{-1}) &= 1 + \lambda F_i(1)A_{ii}(1)/H_i(1) \\ F_i(1)A_{ii}(1) &= C_{ii}(1) - G_i(1) \\ P_i(z^{-1}) &= 1; \quad Q_{ii}(z^{-1})\lambda_i; \\ Q_{ij}(z^{-1}) &= \lambda_i D_{ij}(1)/H_i(1) \quad i \neq j \\ r_i &= \bar{d}_i / H_i(1) \end{aligned}$$

代入最优控制律(11), 得闭环系统方程为:

$$\begin{aligned} (P_i B_{ii} + A_{ii} Q_{ii})y_i(t) &= B_{ii} R_i W_i(t-k_i) + \sum_{j=1, j \neq i}^L (B_{ij} Q_{ii} - B_{ii} Q_{ij})u_j(t-k_i) \\ &+ Q_{ii}(1)d_i - B_{ii}(1)r_i + (F_i B_{ii} + C_{ii} Q_{ii})\xi_i(t) \end{aligned} \quad (15)$$

显然此方法不仅消除了跟踪误差, 而且实现了解耦控制。

自校正算法如下:

- 1) 取当前输出值和第 j 个输入值 $u_j(t)$ $j = 1, \dots, L, j \neq i$
- 2) 利用式(14)辨识控制器参数 θ_i 。
- 3) 利用式(11)计算新的控制输入 $u_j(t)$

5 仿真实验

给出一多变量耦合的稳定非最小相位系统:

$$A(z^{-1})Y(t) = M(z^{-1})B(z^{-1})u(t) + D + \delta C(z^{-1})\xi(t)$$

式中: $A(z^{-1}) = \text{diag}\{1 - 0.9z^{-1} + 0.18z^{-2}, 1 - 0.7z^{-1} + 0.1z^{-2}\}$

$$C(z^{-1}) = \text{diag}\{1 - z^{-1} + 0.12z^{-2}, 1 - 0.6z^{-1} + 0.05z^{-2}\}$$

$$M(z^{-1}) = \text{diag}\{z^{-3}, z^{-3}\}; \quad \xi(t) \in N(0, 0.5z^{-2})$$

$$D = [-0.4, -0.2]^T$$

$$B(z^{-1}) = \begin{bmatrix} 1 + 1.35z^{-1} + 0.18z^{-2} & 0.05 + 0.02z^{-1} \\ 0 & 1 + 2.5z^{-1} + z^{-2} \end{bmatrix}$$

绝干量 STFCDG

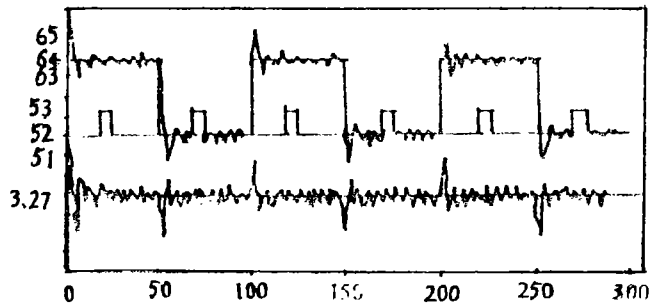


图5 绝干量系统输出量和控制量仿真曲线图

水份 STFCDC

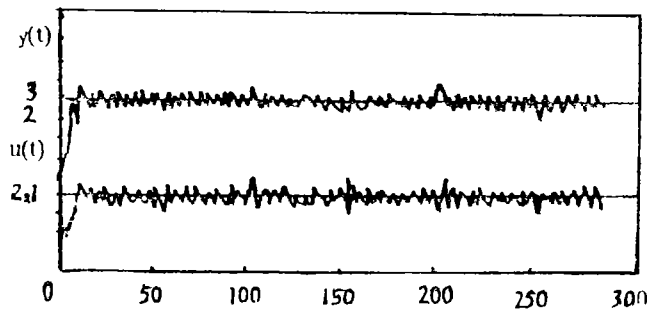


图6 水分系统输出量和控制量仿真曲线图

经试凑找到控制算法中离线试凑因子 λ_1 、 λ_2 分别为 0.25 和 0.1 此时跟踪效果较优。

在上述模型中,当参数慢变、有可测干扰以及给定值改变时,通过仿真试验可看出,本文提出的 STF CDC 不加积分作用很快就能消除可测干扰,而且消除了稳态跟踪误差。另外,跟踪速度亦有所提高,与文^[1]相比,在给定值突变时,输出由原来的 15 步减小到现在的 8 步以下即可平稳下来。输出和控制曲线见图 5 和图 6,该控制器有很好的控制效果。

参 考 文 献

- 1 柴天佑.“一种新的自校正控制器”.控制理论与应用.Vol. 5, No.3, Sep, 1988
- 2 Kevicaky, L. and Hettessy, J. Self-tuning Minimum Variance of MIMO Discrete Time Systems Automatic Control Theory and Applications, 5,1, (1977)
- 3 许小平.“一种多变量广义最小方差自校正解耦控制器”.信息与控制.NO.1, 1988
- 4 Sh. Y. Li, P.He, H.Z.Hu, Intelligent Hierarchical Control of A Paper Machine IFAC Workshop on AIRTC(1988)

Generalized Minimum Variance Self-tuning Decoupling Controller And application In Paper-making Industry

Wu Tianfu Chen Yizhou Geng Zhi
(Zhengzhou Institute of Technology)

Abstract: This Paper discusses the design and Simulation of Self-tuning control System for an Paper-making process. Combining Paper[1]—Selftuning Feedforward Controller of SISO System with Paper[3]—Multivariable Generalized Minimum Variance Self-tuning Decoupling Controller. According to the dynamic Properties of the Process, a new Selftuning Feedforward Compensated Decoupling Controller (STFCDE) based on output predication is presented. Simulation results illustrate that the controller has the same characteristics as Paper[1]. Moreover Effective improvement about Identification method of the Parameters is presented. Simulation results make clear that the Convergence speed of this scheme is faster than that in Paper[1], and avoids the situation that the Matrix $P(k)$ often becomes negative in Conventional RELS Scheme.

Keywords: Minimum Variance; Self-Tuning decoupling; Controller; Paper-making