

基于预报器的综合 LQG 自校正控制器*

王维民 袁著社

(南开大学计算机与系统科学系, 天津)

摘要: 本文推导了一类多项式 LQG 自校正控制算法, 采用了增量和非增量两种模型形式. 全面考虑了权 $P(z^{-1}), Q(z^{-1})$ 和滤波多项式 $T(z^{-1})$ 的作用, 能控制存在有色噪声和前馈干扰的复杂过程. 与广义预测控制仿真比较, 结果表明这两种控制器均有良好的适应能力和强的鲁棒性.

关键词: 自校正; 最优控制; 谱分解

1 引言

确定性等价原理, 实现了自校正控制算法辨识与控制的分离. 本文采用线性定长输出预报器实时估计参数, 基于多项式谱分解方法最小化损失函数, 分别用增量和非增量的形式实现了 LQ 最优自校正控制算法, 文[3]为它的特例. 算法把[3]中的白噪声干扰驱动的随机模型, 推广为有色噪声情况, 扩大了控制器的使用范围. 在此基础上, 又增加了权 $P(z^{-1}), Q(z^{-1})$ 和滤波多项式 $T(z^{-1})$, 改善了闭环系统的动态性能, 使该种控制器适用于存在有色噪声和前馈干扰的不稳定或非最小相位系统.

用增量和非增量两种自校正控制器与递推综合广义预测控制器^[5]进行仿真比较表明: 它们对系统的时滞和阶次变化均有强的鲁棒性, 前者的调节时间少于后者, 但比后者费机时.

2 问题的描述

用下面数学模型描述实际对象:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + D(z^{-1})v(k) + C(z^{-1})\xi(k), \quad (1)$$

$$A_v(z^{-1})v(k) = \xi_v(k). \quad (2)$$

其中 $y(k), u(k), v(k)$ 分别为过程的输出、输入和可测前馈干扰. $\{\xi(k)\}, \{\xi_v(k)\}$ 是互不相关的平稳随机噪声序列, $E\xi(k) = 0, Eu(k)\xi(l) = 0, k < l$. $A(z^{-1}), B(z^{-1})$ 均可为不稳定的多项式, $(A(z^{-1}), B(z^{-1}))$ 中没有不稳定公因式. $C(z^{-1})$ 和 $A_v(z^{-1})$ 是稳定的多项式, z^{-1} 为后移算子.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_mz^{-m},$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_nz^{-n},$$

$$D(z^{-1}) = d_1z^{-1} + \dots + d_ndz^{-nd},$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + \dots + c_{nc}z^{-nc},$$

$$A_v(z^{-1}) = 1 + a_{v1}z^{-1} + \dots + a_{vna_v}z^{-na_v}.$$

* 国家自然科学基金资助项目.

本文于1990年3月26日收到.

考虑辅助输出 $\psi(k) = P(z^{-1})y(k)$, $P(z^{-1}) = P_n(z^{-1})/P_d(z^{-1})$ 是辅助输出传递函数, $P_n(z^{-1})$ 和 $P_d(z^{-1})$ 均是首一多项式, 为了在稳态时有 $\psi(k) = y(k)$, 要求 $P(1) = 1$.

定义跟踪误差:

$$e(k) = \psi(k) - w(k), \quad (3)$$

损失函数:

$$J = \frac{1}{2\pi i} \oint_{|z|=1} (\Phi_{ee}(z^{-1}) + \rho R_c(z^{-1}) \Phi_{uu}(z^{-1})) \frac{dz}{z}, \quad (4)$$

其中 $\Phi_{ee}(z^{-1})$ 和 $\Phi_{uu}(z^{-1})$ 分别表示 $e(k)$ 和 $u(k)$ 的谱密度. $w(k)$ 是跟踪信号, $w(k) = (1-\gamma)y_r(k) + \gamma y_r(k-1)$, $0 \leq \gamma \leq 1$, $y_r(k)$ 是参考信号, 可为常值、已知序列、随机伺服和模型跟踪等等. $\rho > 0$ 控制加权因子, $R_c(z^{-1}) = Q(z^{-1})Q^*(z^{-1})$, $Q(z^{-1}) = Q_n(z^{-1})/Q_d(z^{-1})$, $Q_n(z^{-1})$ 、 $Q_d(z^{-1})$ 均为首一多项式, $Q_n(z^{-1})$ 中含有因子 $(1-z^{-1})$. 多项式的上标 * 是表示共轭的, 即 $Q^*(z^{-1})$ 为 $Q(z^{-1})$ 的共轭多项式.

3 控制器设计

符号说明: 在不混淆情况下, 用 A 表示多项式 $A(z^{-1})$. 时间下标 k 也被省略.

定理 3.1 (非自校正控制器)

在(1)、(2)式描述的系统下, 最小化损失函数(4)式的控制器:

$$\begin{aligned} u &= Q_d u', \\ R u' &= K w - S y - L v, \quad r_0 = \delta. \end{aligned} \quad (5)$$

其中 K_r 、 R 、 S 、 L 均是多项式, 从下列式中得到

$$B B^* Q_d Q_d^* P_n P_n^* + \rho \Lambda \Lambda^* Q_n Q_n^* P_d P_d^* = \delta \varphi \varphi^*, \quad (6)$$

$$B^* Q_d^* P_n^* P_n C = \varphi^* S + F^* \Lambda P_d, \quad (7)$$

$$B^* Q_d^* P_n^* P_n D = \varphi^* H + G^* \Lambda A_n P_d, \quad (8)$$

$$\varphi^* R = F^* B P_d Q_d + \rho P_d P_d^* Q_n Q_n^* A^* C, \quad (9)$$

$$\varphi^* L = F^* D P_d - G^* \Lambda_r P_d C, \quad (10)$$

$$\varphi^* K_r = B^* Q_d^* P_n^* P_n C. \quad (11)$$

φ 是首一的 Hurwitz 多项式, $S(0) = H(0) = 0$, (7)、(8)式有解条件为: $\partial S = \max(\partial A + \partial P_d, \partial C + \partial P_n)$, $\partial G = \partial F = \max(\partial \varphi, n)$, $n = \partial B + \partial Q_d + \partial P_n$, $\partial H = \max(\partial A + \partial A_r + \partial P_d, \partial D + \partial P_n)$.

闭环系统的特征多项式为

$$A R + B S Q_d = \delta \varphi C. \quad (12)$$

损失函数的最小值为

$$\begin{aligned} J_{\min} &= \frac{1}{2\pi i} \oint_{|z|=1} \left(\frac{\rho \Lambda \Lambda^* Q_n Q_n^* P_d P_d^*}{\delta \varphi \varphi^*} \Phi_w + \frac{\rho C C^* Q_n Q_n^* P_n P_n^* + F F^*}{\delta \varphi \varphi^*} \Phi_\xi \right. \\ &\quad \left. + \frac{\rho D D^* Q_n Q_n^* P_n P_n^* + G G^* \Lambda_r \Lambda_r^*}{\delta \varphi \varphi^* A_r A_r^*} \Phi_{\xi_v} \right) \frac{dz}{z}. \end{aligned}$$

Φ_w 、 Φ_ξ 和 Φ_{ξ_v} 分别表示 w 、 ξ 、 ξ_v 的谱密度.

证 把(5)代入(1)得:

$$y = \frac{D R - B L Q_d}{A R + B S Q_d} \frac{1}{A_r} \xi_v + \frac{B K_r Q_d}{A R + B S Q_d} w + \frac{R C}{A R + B S Q_d} \xi, \quad (13)$$

$$u = \frac{AK_r Q_d}{AR + BSQ_d} w - \frac{ALQ_d + SDQ_d}{AR + BSQ_d} \frac{1}{A_v} \xi_v - \frac{SQ_d C}{AR + BSQ_d} \xi, \quad (14)$$

$$e = \frac{PBK_r Q_d - AR - BSQ_d}{AR + BSQ_d} w + \frac{P(DR - BLQ_d)}{AR + BSQ_d} \frac{1}{A_v} \xi_v + \frac{PRC}{AR + BSQ_d} \xi. \quad (15)$$

设
$$M = \frac{1}{AR + BSQ_d} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \Phi_w + \rho R_c \Phi_w = & \Phi_w M M^* [(PBK_r Q_d - \frac{1}{M})(PBK_r Q_d - \frac{1}{M})^* + \rho Q Q^* (AK_r Q_d)(AK_r Q_d)^*] \\ & + \Phi_w M M^* C C^* (P P^* R R^* + \rho Q Q^* Q_d Q_d^* S S^*) \\ & + \Phi_w \frac{M M^*}{A_v A_v^*} [P P^* (DR - BLQ_d)(DR - BLQ_d)^* \\ & + \rho Q Q^* Q_d Q_d^* (AL + SD)(AL + SD)^*]. \end{aligned} \quad (17)$$

(17)式右边三项分别用 I、II、III 表示.

$$\begin{aligned} \text{I} = \Phi_w \frac{M M^*}{P_d P_d^*} [& K_r K_r^* (B B^* P_n P_n^* Q_d Q_d^* + \rho A A^* P_d P_d^* Q_n Q_n^*) + \frac{P_d P_d^*}{M M^*} \\ & - \frac{K_r B Q_d P_n P_d^*}{M^*} - \frac{K_r^* B^* Q_d^* P_n^* P_d}{M}]. \end{aligned} \quad (18)$$

谱分解:

$$B B^* P_n P_n^* Q_d Q_d^* + \rho A A^* P_d P_d^* Q_n Q_n^* = \delta \varphi \varphi^*. \quad (18)$$

其中 $\delta > 0$, φ 为首一的严格 Hurwitz 多项式.

$$\begin{aligned} \text{I} = \Phi_w \frac{1}{P_d P_d^*} [& (\sqrt{\delta} K_r \varphi M - \frac{B^* P_n^* Q_d^* P_d}{\sqrt{\delta} \varphi^*})(\sqrt{\delta} K_r \varphi M - \frac{B^* P_n^* Q_d^* P_d}{\sqrt{\delta} \varphi^*})^* \\ & + P_d P_d^* (1 - \frac{B B^* P_n P_n^* Q_d Q_d^*}{\delta \varphi \varphi^*})]. \end{aligned} \quad (19)$$

令

$$K_r = \frac{B^* P_n^* Q_d^* P_d}{\delta \varphi \varphi^* M}, \quad (19)$$

$$\text{I}_{\min} = \Phi_w \frac{\rho A A^* P_d P_d^* Q_n Q_n^*}{\delta \varphi \varphi^*}. \quad (20)$$

由(16)式 $R = \frac{1 - BMSQ_d}{AM}$ 代入 II 中.

$$\begin{aligned} \text{II} = \Phi_w \frac{1}{A A^* P_d P_d^*} [& C C^* P_n P_n^* + \delta M M^* S S^* \varphi \varphi^* C C^* \\ & - P_n P_n^* C C^* (BMSQ_d + B^* M^* S^* Q_d^*)]. \end{aligned} \quad (21)$$

令

$$B^* P_n^* Q_d^* P_d C = \varphi^* S + F^* A P_d. \quad (21)$$

(21)式是丢番图分解的一种变形,解的存在条件为

$$\partial S = \max(\partial A + \partial P_d, \partial C + \partial P_n), \quad \partial F = \max(\partial \varphi, n), \quad n = \partial B + \partial Q_d + \partial P_d.$$

$$\begin{aligned} \text{II} = \Phi_w \frac{1}{A A^* P_d P_d^*} [& P_n P_n^* C C^* + S S^* (\sqrt{\delta} M \varphi C - \frac{1}{\sqrt{\delta}})(\sqrt{\delta} M \varphi C - \frac{1}{\sqrt{\delta}})^* \\ & - \frac{S S^*}{\delta} - S^* M^* C^* F^* A P_d - S M C F A^* P_d^*]. \end{aligned}$$

令

$$\sqrt{\delta} M \varphi C - \frac{1}{\sqrt{\delta}} = 0, \quad \delta \varphi M C = 1. \quad (22)$$

$$\begin{aligned} \text{II} &= \Phi_z \frac{1}{AA^*P_dP_d^*} \left[P_nP_n^*CC^* - \frac{SS^*}{\delta} - \frac{S^*F^*AP_d}{\delta\varphi^*} - \frac{SFA^*P_d^*}{\delta\varphi} \right] \\ &= \Phi_z \frac{1}{AA^*P_dP_d^*} \left[P_nP_n^*CC^* - \frac{1}{\delta\varphi\varphi^*} (\varphi^*S + F^*AP_d)(\varphi^*S + F^*AP_d)^* + \frac{P_dP_d^*AA^*FF^*}{\delta\varphi\varphi^*} \right]. \\ \text{II}_{\min} &= \Phi_z \frac{\rho CC^*P_nP_n^*Q_nQ_n^* + FF^*}{\delta\varphi\varphi^*}. \end{aligned} \quad (23)$$

$$\text{由(22)式} \quad AR + BSQ_d = \frac{1}{M} = \delta\varphi C, \quad R(0) = r_0 = \delta. \quad (24)$$

$$\text{令} \quad N = AL + SD, \quad L = \frac{N - SD}{A}. \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \text{III} &= \Phi_z \frac{MM^*}{A_rA_r^*} \left[\frac{PP^*}{AA^*} (\delta\varphi CD - BNQ_d)(\delta\varphi CD - BNQ_d)^* + \rho Q_nQ_n^*NN^* \right] \\ &= \Phi_z \frac{\delta MM^*}{AA^*A_rA_r^*P_dP_d^*} \left[P_nP_n^* (\delta\varphi\varphi^*CC^*DD^* - \varphi CDB^*N^*Q_d^* - \varphi^*C^*D^*BNQ_d + \delta\varphi\varphi^*NN^*) \right]. \end{aligned}$$

$$\text{类似(21)式令} \quad B^*P_n^*Q_d^*P_nD = \varphi^*H + G^*AA_rP_d. \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \text{III} &= \Phi_z \frac{\delta MM^*}{AA^*A_rA_r^*P_dP_d^*} \left[\delta\varphi\varphi^*CC^*DD^*P_nP_n^* + \varphi\varphi^*(N - HC)(N - HC)^* \right. \\ &\quad \left. - \varphi\varphi^*H^*H^*CC^* - \varphi CN^*G^*AA_rP_d - \varphi^*C^*NGA^*A_rP_d^* \right]. \end{aligned}$$

$$\text{令} \quad N - HC = 0, \quad \text{即} \quad AL + SD = HC. \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \text{III}_{\min} &= \Phi_z \frac{\delta MM^*}{AA^*A_rA_r^*P_dP_d^*} \left[\delta\varphi\varphi^*DD^*P_nP_n^* - (\varphi^*H + G^*AA_rP_d)(\varphi^*H + G^*AA_rP_d)^* \right. \\ &\quad \left. + GG^*AA^*A_rA_r^*P_dP_d^* \right] \\ &= \Phi_z \frac{\rho DD^*P_nP_n^*Q_nQ_n^* + GG^*A_rA_r^*}{\delta\varphi\varphi^*A_rA_r^*}. \end{aligned}$$

由(18)、(21)式代入(24)式得到(9)式,由(21)、(26)式代入(25)式得到(10)式,由(22)式代入(19)式得到(11)式.

$$J_{\min} = \frac{1}{2\pi i} \oint_{|z|=1} (\text{I}_{\min} + \text{II}_{\min} + \text{III}_{\min}) \frac{dz}{z}.$$

至此定理 3.1 完全得到证明.

如果 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 、 $D(z^{-1})$ 未知,由估计模型

$$\hat{A}(z^{-1})\hat{y}(k) = \hat{B}(z^{-1})\hat{u}(k) + \hat{D}(z^{-1})\hat{v}(k) + \eta(k). \quad (28)$$

其中, $\hat{y}(k) = y(k)/T(z^{-1})$ 、 $\hat{u}(k) = u(k)/T(z^{-1})$ 、 $\hat{v}(k) = v(k)/T(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ 为给定的稳定多项式,理想的 $\{\eta(k)\}$ 为白噪声. 如果 $C(z^{-1})$ 已知,取 $T(z^{-1}) = C(z^{-1})$; 一般地 $C(z^{-1})$ 未知,适当选取 $T(z^{-1})$ 代替 $C(z^{-1})$,克服辨识算法中噪声项系数收敛速度慢的缺点,也可以直接估计(1)式得到 $C(z^{-1})$. 用 $\hat{A}(z^{-1})$ 、 $\hat{B}(z^{-1})$ 、 $\hat{D}(z^{-1})$ 代替(6)~(11)中的 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 、 $D(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ 代替 $C(z^{-1})$,即得到了次最优自校正控制器.

一般地,令 $P_n(z^{-1}) = 1 - \beta z^{-1}$, $P_d(z^{-1}) = 1 - \beta$, $0 \leq \beta < 1$, $P(z^{-1})$ 的作用是改善输出 $y(k)$ 跟踪 $w(k)$ 的动态特性,可抑制超调的产生. 令 $Q_n(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$, $Q_d(z^{-1}) = 1 - az^{-1}$, $0 \leq a < 1$, $Q(z^{-1})$ 可平滑控制行为并消除稳态偏差. 选 $T(z^{-1}) = 1 - tz^{-1}$, $-1 < t < 1$, 抑制噪声干扰.

注 1 谱分解算法在 $na \leq 1$, $nb \leq 2$ 的情况下,有显式计算公式:

$$\begin{aligned}\lambda &= m_0/2 - m_2 + \sqrt{(m_0/2 + m_2)^2 - m_1^2}, \\ \delta &= (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 4m_2^2})/2, \\ \varphi_0 &= 1, \quad \varphi_1 = m_1(\delta + m_2), \quad \varphi_2 = m_2/\delta, \\ M &= \delta\varphi\varphi^*.\end{aligned}$$

对于一般情况, Kučera(1979)给出了递推算法.

注 2 闭环系统的极点由 $\varphi(z^{-1})$ 、 $T(z^{-1})$ 决定, 由谱分解(6)式知, 适当选取 $P(z^{-1})$ 、 $Q(z^{-1})$ 可以修正闭环系统极点的位置, 使系统有好的闭环特性.

注 3 可以不解谱分解(6)式, 给定多项式 $\varphi(z^{-1})$, 算法转化为一种极点配置自校正控制算法.

注 4 从算式(6)~(11), 系统滞后和前馈滞后不影响它们的求解, 因此该算法对时滞具有鲁棒性.

如果(1)式改用增量形式描述:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})u(k) + D(z^{-1})v(k) + C(z^{-1})\xi(k)/\Delta. \quad (29)$$

其中 $\Delta = 1 - z^{-1}$. 那么类似地可得到增量次最优自校正控制器:

$$\Delta u = Q_d \Delta u', \quad (30)$$

$$R \Delta u' = K_r \Delta w - S \Delta y - L \Delta v, \quad (31)$$

$$BB^* Q_d Q_d^* P_n^* P_n^* + \rho \Lambda \Lambda^* Q_d Q_d^* P_d P_d^* = \delta \varphi \varphi^*, \quad (32)$$

$$B^* P_n^* Q_d^* P_n^* T = \varphi^* S + F^* \Lambda P_d \Delta, \quad (33)$$

$$B^* P_n^* Q_d^* P_n^* D = \varphi^* H + G^* \Lambda \Lambda^* P_d, \quad (34)$$

$$\varphi^* R = F^* B P_d Q_d \Delta + \rho P_d P_d^* Q_d Q_d^* \Lambda^* T, \quad (35)$$

$$\varphi^* L = F^* D P_d \Delta - G^* \Lambda P_d T, \quad (36)$$

$$\varphi^* K_r = B^* Q_d^* P_n^* P_d T. \quad (37)$$

推论 如果 $P(z^{-1}) = Q(z^{-1}) = C(z^{-1}) = 1$, 那么文献[3]中的算法即为该算法的特例.

4 仿真实验

本文对四个模型, 用增量和非增量两种 LQG 自校正器与递推综合广义预测自校正器进行了仿真比较. 验证了权 $P(z^{-1})$ 、 $Q(z^{-1})$ 和滤波多项式 $T(z^{-1})$ 的作用, 该自校正器适用于不稳定或非最小相位系统, 对欠参数控制和大滞后系统均有很强的鲁棒性.

仿真模型:

$$\begin{aligned}A \quad (1 + 0.8z^{-1})(1 + 0.9z^{-1})y(k) &= (1 + 0.9z^{-1})u(k-1) \\ &\quad + v(k-1) + (1 + 1.5z^{-1} + 0.9z^{-2})\xi(k),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}B \quad (1 - 0.8z^{-1})(1 - 0.9z^{-1})y(k) &= (0.4 + 0.8z^{-1})u(k-1) \\ &\quad + (1 + 0.6z^{-1})v(k-1) + \xi(k),\end{aligned}$$

$$C \quad (1 - z^{-1} - 0.25z^{-2})y(k) = z^{-4}u(k) + v(k-1) + \xi(k),$$

$$D \quad (1 + 2z^{-1})(1 + 0.5z^{-1})y(k) = (1 + 3z^{-1})u(k-1) + \xi(k).$$

在仿真中参考信号 $y_r(k)$ 取方波序列, 振幅 20, 周期 80. 前馈干扰用随机游动模型产生, $v(k) = v(k-1) + \xi_v(k)$, $\xi_v(k)$ 为零均值、方差 0.1 的白噪声, 初值 $v(0) = 5.0$, $\gamma = 0.85$, $y_0 = u_0 = 1.0$. 在广义预测控制中输出前位 $n = 8$, 控制前位 $n_c = 2$. 图 1a、b 是对模型 A 的仿

真, $T(z^{-1})$ 的作用使图 1b 的噪声干扰减小了. 曲线表示输出值 $y(k)$ 跟踪参考信号 $y_r(k)$.

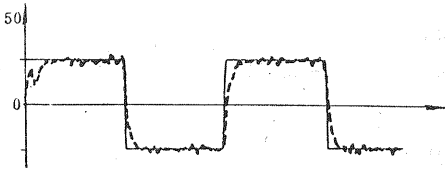


图 1a LQG 自校正控制
 $\beta = \alpha = t = 0$

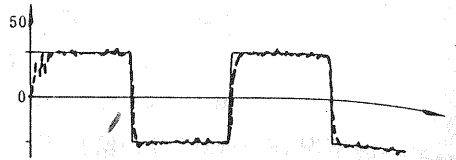


图 1b LQG 自校正控制
 $\beta = 0.3 \alpha = 0.1 t = 0.5$

图 2a, 2b 是对模型 B 的仿真, $P(z^{-1})$ 、 $Q(z^{-1})$ 的作用使图 2a 中的超调在图 2b 中消失.

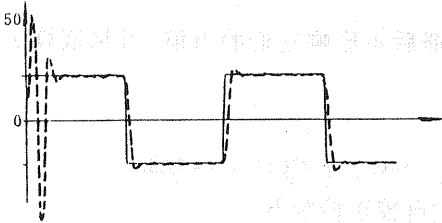


图 2a LQG 自校正控制
 $\beta = \alpha = t = 0$

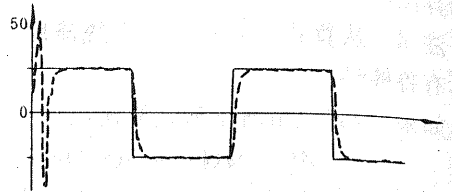


图 2b LQG 自校正控制
 $\beta = 0.5 \alpha = 0.3 t = 0$

图 3a, 3b 是对模型 C 的仿真, 从图中看出增量 LQG 控制比广义预测控制的跟踪快.

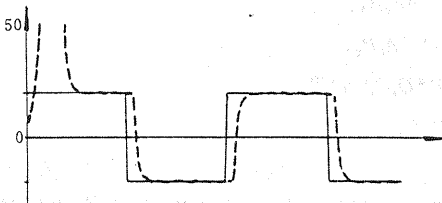


图 3a 增量 LQG 自校正控制
 $\beta = 0.5 \alpha = 0.3 t = 0$

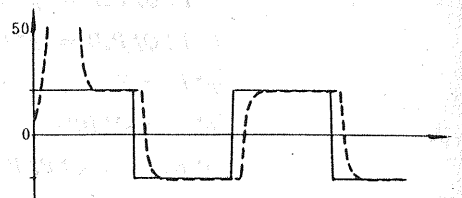


图 3b 广义预测自校正控制
 $\beta = 0.6 \alpha = 0.6 t = 0$

图 4a, 4b, 4c 是对模型 D 的仿真, 图 4b, 4c 是降阶控制.

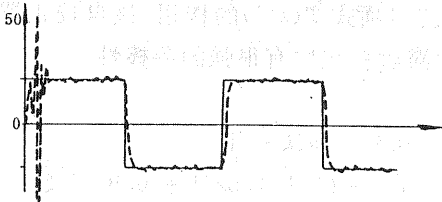


图 4a 增量 LQG 自校正控制
 $\beta = 0.5 \alpha = 0.3 t = 0 \quad n_a = 2 \quad n_b = 2$

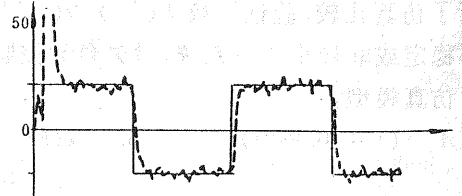


图 4b LQG 自校正控制
 $\beta = 0.3 \alpha = 0.1 t = 0 \quad n_a = 1 \quad n_b = 2$

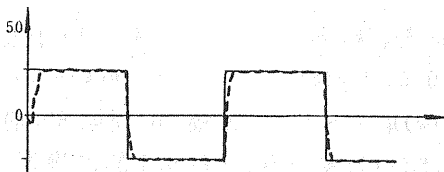


图 4c LQG 自校正控制
 $\beta = 0.5 \alpha = 0.3 t = 0 \quad n_a = 2 \quad n_b = 1$

由于两种控制算法的目标函数取法不同,导致 LQG 控制的跟踪比广义预测控制的跟踪快,广义预测中的多步预报和滚动控制,致使跟踪和控制行为比较平缓,LQG 是牺牲控制行为,换取快速跟踪。

5 结 论

用多项式方法设计的 LQG 自校正器,多项式谱分解和多项式分解是该算法的基本方程。算法从谱能方面,考虑了损失函数的优化问题,算法含有极点配置思想,改善了系统的动态特性,增加了系统的稳定性。这种多项式谱分解和多项式分解方法,直接可用于 $A(z^{-1})$ 、 $B(z^{-1})$ 含有稳定公因式情况,推广到多变量情况,存在着多项式矩阵的可交换问题。

参 考 文 献

- [1] Grimble, M. J.. Implicit and Explicit LQG Self-tuning Controller. *Automatics*, 1984, 20:661—669
- [2] Kucera, V.. *Discrete Linear Control. The Polynomial Equation Approach.* (J. Willy; London, 1979)
- [3] Peterka, V.. Predictor-based Self-tuning Control. *Automatics* 1984, 20:39—50
- [4] Sternad, M., Soderstrom, T.. LQG-optimal Feedforward Regulators. *Automatics*, 1988, 24:557—561
- [5] Yuan, Z. Z., Liu, R. H.. *Recursive Synthetic Generalized Predictive Control. IFAC Sump, on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, 1988*

Predictor-Based Synthetic LQG Self-Tuning Controller

Wang Weimin, Yuan Zhuzhi

(Department of Computer and System Sciences, Nankai University, Tianjin)

Abstract: A sort of polynomial LQG self-tuning control algorithm is expanded in this paper. Both increment model and non-increment model are adopted. It has considered the function of the weighted $P(z^{-1})$, $Q(z^{-1})$ and the filter polynomial $T(z^{-1})$. It can control the complicated plant with the colour noise and feedforward. Compared with the recursive synthetic generalized predictive control (RSGPC), The simulations show that the two kinds of controllers have a good adaptability and strong robustness. The LQG self-tuning controller needs less adjustive time than RSGPC, but it needs more calculation time.

Key words: self-tuning; optimal control; spectral factorization