

多变量双环自校正动态解耦控制器

韩志军 吴智铭
(上海交通大学自控系)

摘要 本文提出一种多变量双环自校正动态解耦控制器,该控制器采用在零极点配置基础上叠加最小方差控制的结构,既能实现动态解耦,又改善了伺服跟踪性能.该控制器采用隐式递推算法,参数估计数目少,在线计算量小,仿真结果表明控制效果良好.

关键词: 多变量系统;自校正;解耦;极点配置;最小方差

1. 引言

在多变量过程控制理论与实践,一个突出的问题是研究如何实现解耦控制.由于多变量自校正控制不需要精确的数学模型,并能适用于参数时变系统,因此,用自校正控制来实现多变量系统的解耦,受到了广泛的重视.文献[1]最先提出自校正解耦算法,但其算法不能实现完全的动态解耦,只能减小动态时耦合项的影响;文献[2]采用显式极点配置自校正方法,提出了一种动态解耦控制器.本文提出了一种在零极点配置基础上叠加最小方差控制的隐式自校正控制器,在线计算量小,控制效果良好.

2. 参数已知时的控制器结构设计

被控多变量系统由如下线性向量差分方程描述:

$$A(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t), \quad (2.1)$$

式中 $u(t)$ 和 $y(t)$ 分别为 m 维输入向量和输出向量. $\{e(t)\}$ 是零均值的 m 维高斯白噪声序列. $A(q^{-1})$ 、 $B(q^{-1})$ 、 $C(q^{-1})$ 和 $D(q^{-1})$ 是单位后移算子 q^{-1} 的多项式矩阵,且 $A(q^{-1})$ 和 $B(q^{-1})$ 互质.在噪声信号对系统的各个输出无交叉干扰时,不失一般性,可设

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= \text{diag}[A_1(q^{-1}), \dots, A_m(q^{-1})], \\ B(q^{-1}) &= [B_{ij}(q^{-1})]_{m \times m}, \\ C(q^{-1}) &= \text{diag}[C_1(q^{-1}), \dots, C_m(q^{-1})], \\ D(q^{-1}) &= \text{diag}[q^{-n_{d1}}, \dots, q^{-n_{dm}}] \quad n_{di} \geq 1, i = 1, \dots, m, \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} A_i(q^{-1}) &= 1 + a_i^{(1)}q^{-1} + \dots + a_i^{(n_{ai})}q^{-n_{ai}}, \\ B_{ij}(q^{-1}) &= b_{ij}^{(0)} + b_{ij}^{(1)}q^{-1} + \dots + b_{ij}^{(n_{bij})}q^{-n_{bij}}, \\ C_i(q^{-1}) &= 1 + c_i^{(1)}q^{-1} + \dots + c_i^{(n_{ci})}q^{-n_{ci}} \quad i, j = 1, 2, \dots, m. \end{aligned}$$

$\forall i, b_{i1}, \dots, b_{im}$ 不全为零,且对所有 $|q| \geq 1$, 有 $\det B(q^{-1}) \neq 0$, $\det C(q^{-1})$ 的零点在 q^{-1} 复平面的单位圆外.

由极点配置控制律的一般形式^[3],取解耦控制律为

$$L(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})w(t) - S(q^{-1})y(t), \quad (2.2)$$

其中 $w(t)$ 为解耦控制系统的 m 维输入向量, $L(q^{-1})$ 、 $S(q^{-1})$ 和 $T(q^{-1})$ 是单位后移算子 q^{-1} 的多项式矩阵. 解耦控制系统如图 1 中内环所示.

定理 1 若控制规律 (2.2) 中的参数按以下规律选取

$$A(q^{-1})\bar{L}(q^{-1}) + D(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})S(q^{-1}) = \bar{A}(q^{-1}), \quad (2.3)$$

$$\bar{B}(q^{-1})T(q^{-1}) = \bar{B}(q^{-1}), \quad (2.4)$$

$$\bar{L}(q^{-1})B(q^{-1}) - \bar{B}(q^{-1})L(q^{-1}) = 0, \quad (2.5)$$

则系统能实现动态解耦, 且解耦后的系统闭环方程为

$$\bar{A}(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})w(t) + \bar{C}(q^{-1})e(t), \quad (2.6)$$

式中 $\bar{A}(q^{-1})$ 、 $\bar{B}(q^{-1})$ 和 $\bar{C}(q^{-1})$ 为多项式矩阵, 且

$$\bar{A}(q^{-1}) = \text{diag}[\bar{A}_1(q^{-1}), \dots, \bar{A}_m(q^{-1})],$$

$$\bar{B}(q^{-1}) = \text{diag}[\bar{B}_1(q^{-1}), \dots, \bar{B}_m(q^{-1})],$$

$$\bar{C}(q^{-1}) = \text{diag}[\bar{C}_1(q^{-1}), \dots, \bar{C}_m(q^{-1})],$$

其中

$$\bar{A}_i(q^{-1}) = 1 + \bar{a}_i^{(1)}q^{-1} + \dots + \bar{a}_i^{(n_i)}q^{-n_i},$$

$$\bar{B}_i(q^{-1}) = \bar{b}_i^{(0)} + \bar{b}_i^{(1)}q^{-1} + \dots + \bar{b}_i^{(n_i)}q^{-n_i} \quad \bar{b}_i^{(0)} \neq 0,$$

$$\bar{C}_i(q^{-1}) = 1 + \bar{c}_i^{(1)}q^{-1} + \dots + \bar{c}_i^{(n_i)}q^{-n_i} \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

$B(q^{-1})$ 和 $\bar{B}(q^{-1})$ 为多项式矩阵, 且满足

$$B(q^{-1}) = \bar{B}(q^{-1}) + \bar{B}(q^{-1}), \quad (2.7)$$

式中

$$\bar{B}(q^{-1}) = \text{diag}[\bar{B}_1(q^{-1}), \dots, \bar{B}_m(q^{-1})],$$

$$\bar{B}(q^{-1}) = [\bar{B}_{ij}(q^{-1})]_{m \times m} \quad i, j = 1, 2, \dots, m,$$

其中

$$\bar{B}_i(q^{-1}) = \bar{b}_i^{(0)} + \bar{b}_i^{(1)}q^{-1} + \dots + \bar{b}_i^{(n_i)}q^{-n_i} \quad \bar{b}_i^{(0)} \neq 0.$$

$L(q^{-1})$ 和 $\bar{L}(q^{-1})$ 为多项式矩阵, 且满足

$$L(q^{-1}) = \bar{L}(q^{-1}) + \bar{L}(q^{-1}), \quad (2.8)$$

式中

$$L(q^{-1}) = [L_{ij}(q^{-1})]_{m \times m},$$

$$\bar{L}(q^{-1}) = \text{diag}[\bar{L}_1(q^{-1}), \dots, \bar{L}_m(q^{-1})],$$

$$\bar{L}(q^{-1}) = [\bar{L}_{ij}(q^{-1})]_{m \times m},$$

其中

$$L_{ij}(q^{-1}) = l_{ij}^{(0)} + l_{ij}^{(1)}q^{-1} + \dots + l_{ij}^{(n_{ij})}q^{-n_{ij}},$$

$$\bar{L}_i(q^{-1}) = 1 + \bar{l}_i^{(1)}q^{-1} + \dots + \bar{l}_i^{(n_i)}q^{-n_i} \quad i, j = 1, 2, \dots, m,$$

且

$$S(q^{-1}) = \text{diag}[S_1(q^{-1}), \dots, S_m(q^{-1})],$$

$$T(q^{-1}) = \text{diag}[T_1(q^{-1}), \dots, T_m(q^{-1})],$$

其中

$$S_i(q^{-1}) = s_i^{(0)} + s_i^{(1)}q^{-1} + \dots + s_i^{(n_i)}q^{-n_i},$$

$$T_i(q^{-1}) = t_i^{(0)} + t_i^{(1)}q^{-1} + \dots + t_i^{(n_i)}q^{-n_i} \quad i = 1, 2, \dots, m.$$

$\bar{C}(q^{-1})$ 满足如下关系式

$$\bar{C}(q^{-1}) = \bar{L}(q^{-1})C(q^{-1}). \quad (2.9)$$

证 用 $\bar{L}(q^{-1})$ 左乘 (2.1) 两边, 并以 (2.7) 代入, 可得

$$A(q^{-1})\bar{L}(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})\bar{L}(q^{-1})u(t) + D(q^{-1})\bar{L}(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})u(t) + \bar{L}(q^{-1})C(q^{-1})e(t). \quad (2.10)$$

以(2.8)代入控制律(2.2)中,可得

$$\bar{L}(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})w(t) - S(q^{-1})y(t) - \bar{L}(q^{-1})u(t). \quad (2.11)$$

以(2.11)代入(2.10),整理得系统闭环方程

$$[A(q^{-1})\bar{L}(q^{-1}) + D(q^{-1})]\bar{B}(q^{-1})S(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})T(q^{-1})w(t) + D(q^{-1})[\bar{L}(q^{-1})\bar{B}(q^{-1}) - \bar{B}(q^{-1})\bar{L}(q^{-1})]u(t) + \bar{L}(q^{-1})C(q^{-1})e(t). \quad (2.12)$$

由(2.12)可见,输入耦合项为等式右边第二项. 令

$$\bar{L}(q^{-1})\bar{B}(q^{-1}) - \bar{B}(q^{-1})\bar{L}(q^{-1}) = 0, \quad (2.13)$$

且取多项式矩阵 $S(q^{-1})$ 和 $T(q^{-1})$ 为对角阵,则可按(2.3)和(2.4)选取 $L(q^{-1})$ 、 $S(q^{-1})$ 和 $T(q^{-1})$,得系统闭环方程为

$$\bar{A}(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})w(t) + \bar{L}(q^{-1})C(q^{-1})e(t). \quad (2.14)$$

由于 $\bar{A}(q^{-1})$ 、 $\bar{B}(q^{-1})$ 、 $C(q^{-1})$ 、 $D(q^{-1})$ 和 $\bar{L}(q^{-1})$ 均为对角阵,故实现了动态解耦的目的.

以(2.7)和(2.8)代入(2.13),即得(2.5).

定理证毕.

定理 2 解耦控制系统(2.6)能准确跟踪恒值输入信号.

证 由(2.6)得

$$y(t) = \bar{A}^{-1}(q^{-1})\bar{B}(q^{-1})D(q^{-1})w(t) + \bar{A}^{-1}(q^{-1})\bar{C}(q^{-1})e(t). \quad (2.15)$$

取 $w(t) = w^*$ 为恒值信号向量,代入(2.15),则在动态响应过程结束后,有

$$y(t) = \bar{A}^{-1}(1)\bar{B}(1)w^* + \bar{A}^{-1}(q^{-1})\bar{C}(q^{-1})e(t).$$

取闭环方程(2.6)中参数,满足 $\bar{A}(1) = \bar{B}(1)$,代入上式得

$$y(t) = w^* + \bar{A}^{-1}(q^{-1})\bar{C}(q^{-1})e(t). \quad (2.16)$$

于是实现了系统对恒值输入信号的准确跟踪.

定理证毕.

定理 3

1) (2.3)所表示的 Diophantine 方程有唯一解的条件为

$$\left. \begin{aligned} n_i &= n_{a_i} + n_{b_i} - 1 \\ n_{e_i} &= n_{a_i} - 1 \\ n_{\bar{a}_i} &\leq n_{a_i} + n_{a_i} + n_{b_i} - 1 \end{aligned} \right\} \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (2.17)$$

2) 多项式矩阵 $L(q^{-1})$ 和 $T(q^{-1})$ 中各无素的阶次为

$$\left. \begin{aligned} n_{l_{ij}} &= n_{l_i} + n_{b_{ij}} - n_{b_i} \\ n_{t_i} &= n_{b_i} - n_{b_i} \end{aligned} \right\} \quad i, j = 1, 2, \dots, m. \quad (2.18)$$

证 1) 证明见文献[5].

2) 由(2.4)(2.5)显见(2.18)成立.

定理证毕.

为进一步提高解耦控制系统(2.6)抑制噪声干扰的能力,可对解耦控制系统进行最小方差控制,从而构成双环控制系统,如图1所示. 图中内环为解耦控制环,外环为最小方差控制环.

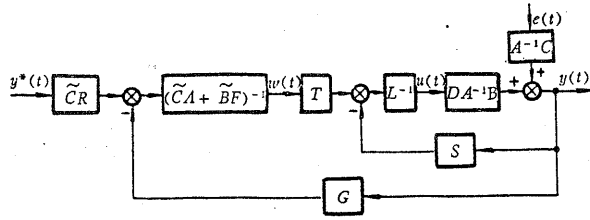


图 1 多变量双环动态解耦控制器框图

定理 4 对解耦控制系统(2.6)进行最小方差控制.若取最小方差控制性能指标函数为

$$J = E\{\|Q(q^{-1})D(q)y(t) - R(q^{-1})y^*(t)\|^2 + \|\Lambda'(q^{-1})w(t)\|^2\}, \quad (2.19)$$

则最小方差控制律为

$$w(t) = [\tilde{C}(q^{-1})\Lambda(q^{-1}) + \tilde{B}(q^{-1})F(q^{-1})]^{-1}[\tilde{C}(q^{-1})R(q^{-1})y^*(t) - G(q^{-1})y(t)], \quad (2.20)$$

其中 $y^*(t)$ 为 m 维伺服参考输入向量, $Q(q^{-1})$ 、 $R(q^{-1})$ 和 $\Lambda'(q^{-1})$ 为加权对角多项式矩阵.

$$\Lambda(q^{-1}) = [\Lambda'(0)\tilde{B}^{-1}(0)]^T \Lambda'(q^{-1}),$$

$$D(q) = D^{-1}(q^{-1}) = \text{diag}[q^{a_1}, \dots, q^{a_m}].$$

$F(q^{-1})$ 和 $G(q^{-1})$ 为多项式矩阵, 且满足

$$Q(q^{-1})\tilde{C}(q^{-1}) = \tilde{A}(q^{-1})F(q^{-1}) + D(q^{-1})G(q^{-1}), \quad (2.21)$$

$$\text{式中 } F(q^{-1}) = \text{diag}[F_1(q^{-1}), \dots, F_m(q^{-1})],$$

$$G(q^{-1}) = \text{diag}[G_1(q^{-1}), \dots, G_m(q^{-1})],$$

$$\text{其中 } F_i(q^{-1}) = 1 + f_i^{(1)}q^{-1} + \dots + f_i^{(n_i)}q^{-n_i}, \quad n_{f_i} = n_{d_i} - 1,$$

$$G_i(q^{-1}) = g_i^{(0)} + g_i^{(1)}q^{-1} + \dots + g_i^{(n_i)}q^{-n_i},$$

$$n_{g_i} = \max(n_{d_i} - 1, n_{q_i} + n_{c_i} - n_{d_i}),$$

n_{q_i} 为 $Q(q^{-1})$ 各对角元的阶次, $i=1, 2, \dots, m$.

证 由文献[4]中单变量最小方差控制律, 不难推广至已分解为多个独立单变量系统的解耦控制系统(2.6).

定理证毕.

一般地, 取 $Q(q^{-1})=I$, $R(q^{-1})=\text{diag}[r_1, \dots, r_m]$, $\Lambda(q^{-1})=\text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_m]$, 则(2.20)可写为分量式

$$w_i(t) = \frac{r_i \tilde{C}_i(q^{-1})y_i^*(t) - G_i(q^{-1})y_i(t)}{\lambda_i \tilde{C}_i(q^{-1}) + \tilde{B}_i(q^{-1})F_i(q^{-1})} \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (2.22)$$

3. 参数未知时的自校正控制器设计

为了避免在解耦控制器中求解 Diophantine 方程(2.3), 本文采用隐式递推算法, 直接递推估计解耦控制器参数.

用 $L(q^{-1})$ 左乘系统方程(2.1)两边, 并以(2.3)、(2.5)和(2.9)代入, 可得

$$\tilde{A}(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})\tilde{B}(q^{-1})S(q^{-1})y(t) + D(q^{-1})\tilde{B}(q^{-1})L(q^{-1})u(t) + \tilde{C}(q^{-1})e(t). \quad (3.1)$$

取 $\tilde{B}(q^{-1})=I$, 代入(3.1)得

$$\tilde{A}(q^{-1})y(t) = D(q^{-1})S(q^{-1})y(t) + D(q^{-1})L(q^{-1})u(t) + \tilde{C}(q^{-1})e(t). \quad (3.2)$$

$$\text{令} \quad \psi(t) = \tilde{A}(q^{-1})y(t), \quad (3.3)$$

代入(3.2),并写成分量式

$$\psi_i(t) = S_i(q^{-1})y_i(t - n_{d_i}) + \sum_{j=1}^m L_{ij}(q^{-1})u_j(t - n_{d_i}) + \tilde{C}_i(q^{-1})e_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} \text{令} \quad \varphi_i(t) = & [y_i(t - n_{d_i}), \dots, y_i(t - n_{d_i} - n_{e_i}); u_1(t - n_{d_i}), \dots, u_1(t - n_{d_i} - n_{i_1}); \\ & \dots; u_j(t - n_{d_i}), \dots, u_j(t - n_{d_i} - n_{i_j}); \dots; \\ & u_m(t - n_{d_i}), \dots, u_m(t - n_{d_i} - n_{i_m}); e_i(t - 1), \dots, e_i(t - n_{d_i})]^T, \\ \theta_i = & [s_i^{(0)}, \dots, s_i^{(n_{d_i})}; l_{i_1}^{(0)}, \dots, l_{i_1}^{(n_{i_1})}; \\ & \dots; l_{i_j}^{(0)}, \dots, l_{i_j}^{(n_{i_j})}; \dots; l_{i_m}^{(0)}, \dots, l_{i_m}^{(n_{i_m})}; \tilde{c}_i^{(1)}, \dots, \tilde{c}_i^{(n_{d_i})}]^T, \end{aligned}$$

则(3.4)可写为

$$\psi_i(t) = \varphi_i^T(t)\theta_i + e_i(t) \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (3.5)$$

用递推增广矩阵法,可对参数向量 θ_i 作出递推估计

$$\hat{\theta}_i(t+1) = \hat{\theta}_i(t) + K_i(t+1)[\psi_i(t+1) - \varphi_i^T(t+1)\hat{\theta}_i(t)], \quad (3.6)$$

$$K_i(t+1) = P_i(t)\varphi_i(t+1)[\rho_i(t+1) + \varphi_i^T(t+1)P_i(t)\varphi_i(t+1)]^{-1}, \quad (3.7)$$

$$P_i(t+1) = \rho_i^{-1}(t+1)[P_i(t) - K_i(t+1)\varphi_i^T(t+1)P_i(t)], \quad (3.8)$$

其中, $\rho_i(t)$ 为遗忘因子,初始值取为 $0 < \rho_i(0) < 1$,对于定常系统,其变化规律可取为

$$\rho_i(t+1) = 0.99\rho_i(t) + 0.01. \quad (3.9)$$

观测向量 $\varphi_i^T(t)$ 中残差向量序列 $\{e_i(t)\}$ 由下式估计

$$\hat{e}_i(t) = \psi_i(t) - \varphi_i^T(t)\hat{\theta}_i(t). \quad (3.10)$$

由上述取 $\bar{B}(q^{-1}) = I$,代入(2.4)得

$$T(q^{-1}) = \bar{B}(q^{-1}). \quad (3.11)$$

这样就得到了多变量双环自校正动态解耦控制器算法:

- 1) 读取新的伺服参考输入向量 $y^*(t)$ 和输出向量 $y(t)$;
- 2) 应用参数递推估计公式(3.6)–(3.8)直接得到多项式矩阵 $L(q^{-1})$ 、 $S(q^{-1})$ 和 $\tilde{C}(q^{-1})$ 中各参数的估计值;
- 3) 求解矩阵方程(2.21),得到多项式矩阵 $F(q^{-1})$ 和 $G(q^{-1})$;
- 4) 由最小方差控制律(2.22)计算得最小方差控制向量 $w(t)$;
- 5) 由解耦控制律(2.2)计算得解耦控制向量 $u(t)$;
- 6) 对于采样时刻 $t+1$,重复(1)–(5)的过程.

4. 仿真结果

设被控系统由(2.1)描述,其中

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) = & \text{diag}[1 - 1.5432q^{-1} + 0.5974q^{-2}, 1 - 1.8023q^{-1} + 0.7145q^{-2}], \\ B(q^{-1}) = & \begin{bmatrix} -0.2505 + 0.08253q^{-1} & 0.01242q^{-1} + 0.1522q^{-2} \\ -0.0651q^{-2} + 0.02834q^{-3} & -0.3054 + 0.2096q^{-1} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$C(q^{-1}) = \text{diag}[1 - 0.25q^{-1}, 1 - 0.25q^{-1}], D(q^{-1}) = \text{diag}[q^{-2}, q^{-1}].$$

系统噪声协方差阵为 $E[e(t)e^T(t)] = \text{diag}[0.25, 0.25]$.

将系统的闭环极点和零点分别配置为

$$\tilde{A}(q^{-1}) = \text{diag}[1 - 0.85q^{-1}, 1 - 0.85q^{-1}],$$

$$\tilde{B}(q^{-1}) = \text{diag}[1, 1].$$

根据本文自校正算法(1)–(6)对上述系统进行动态解耦和跟踪方波信号的控制. 仿真中遗忘因子初始值取为 $\rho_1(0) = \rho_2(0) = 0.96$, 系统动态响应如图 2 所示. 由图可见, 经过约 35 步的自适应初始过程中, 系统实现了完全的动态解耦并且良好地跟踪了输入参考信号, 且有效地抑制了噪声.

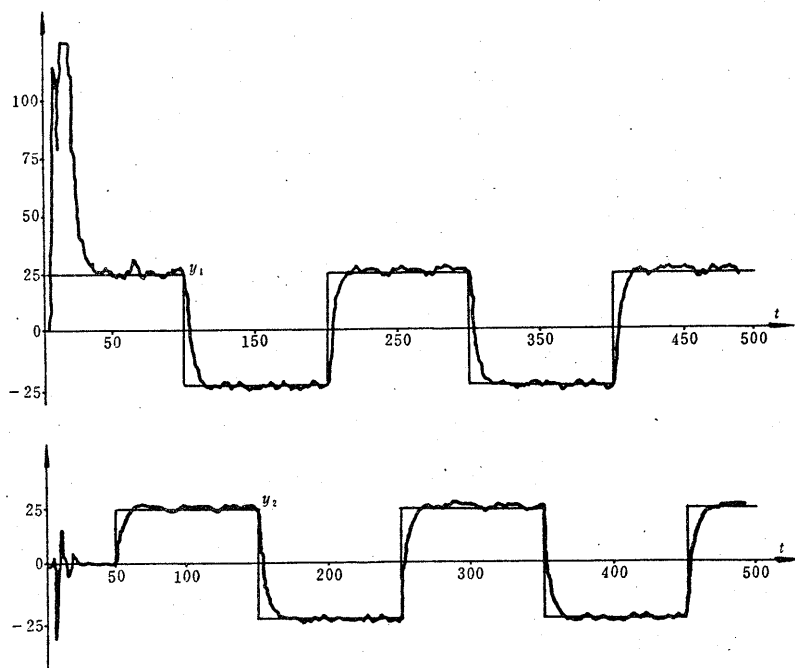


图 2 双环自校正动态解耦控制下系统的动态响应

5. 结 论

本文提出一种隐式多变量双环自校正动态解耦控制器, 该控制器能根据需要任意配置闭环零点, 并利用内环解耦控制中所估计出的参数对解耦系统进行最小方差控制, 从而既实现了完全的动态解耦, 又有效地改善了系统的伺服跟踪能力. 该控制器还能使时变系统保持恒定的闭环动态特性. 由于该控制器采用隐式递推算法, 结构简单, 在线计算量小, 参数估计收敛快, 因而是一种性能较优越的控制器.

参 考 文 献

- [1] Modermott, P. E., Mellichamp, D. A., A Decoupling pole Placement Self-tuning Controller for a Class of Multivariable Processes, IFAC 9th Triennial World Congress, Budapest, Hungary, (1984), 893–898.

- [2] 钟嘉良、苏春翌,多变量极点配置自校正动态解耦控制器,控制理论与应用,5,1,(1988),25—32.
- [3] Åström, K. J., Wittenmark, B., Computer Controlled Systems: Theory and Design, Prentice-Hall, Inc., (1984).
- [4] Harris, C. J., Billings, S. A (Ed.), Self-tuning and Adaptive Control: Theory and Applications, Peter Peregrinus Ltd., (1981).
- [5] Kucera, V., Stochastic Multivariable Control: A Polynomial Equation Approach, IEEE Trans., AC-25, 5, (1980), 913—919.

Multivariable Double-loop Self-tuning Dynamic Decoupling Controller

Han Zhijun, Wu Zhiming

(Department of Automatic Control, Shanghai Jiaotong University)

Abstract: This paper presents a Multivariable double-loop self-tuning dynamic decoupling controller, it adopts structure in which minimum variance control is superimposed on the base of pole-zero placement. The controller not only can realize dynamic decoupling but also improve servo tracking capability of the system, and it takes the advantages of an implicit recursive algorithm with fewer estimating parameters and smaller amount of on-line computations. Simulation results show good control effects.

Key words: multivariable system; self-tuning; decoupling; pole-zero placement; minimum variance

第 11 届国际自动控制联盟(IFAC)世界大会

三年一届的国际自动控制联盟(IFAC)世界大会于 1990 年 8 月 13 日至 17 日在苏联爱沙尼亚首府塔林市举行了第 11 届会议。会议是由国际自动控制联盟(IFAC)、国际数字和计算机仿真协会(IFIP)、国际运筹学联盟(IFORS)和国际测量联盟(IMEKO)等组织联合举办,苏联塔林工业大学 Boris Tamm 院士任本届大会主席。

大会共收到了 2700 多篇论文摘要,1462 篇论文全文,涉及到 37 个专题领域,通过评审,选出 525 篇论文参加大会,我国有 60 篇论文被采纳,占会议论文总数的 11.4%。全世界有 39 个国家派出 1072 名代表参加本届大会,我国派出了 53 名代表,占代表总数的 4.9%。参加会议的论文涉及到四个方面:控制的数学工具;用于控制设计与实施的非数学工具(包括控制系统的 CAD 软件与硬件);应用于各个领域中的控制设计和实施;以及控制工程在人类社会中的应用(教育、自动化对社会等的影响,控制的社会作用等)。

按会议议程安排,除了开幕式和闭幕式外,还安排了四次全体会议,邀请专家介绍了自动控制的技巧和未来的发展,包括了离散事件动态系统理论、自动化的社会和文化的的影响、控制工程教育、控制理论的发展等内容。此外,会议还安排了技术会议,八次讨论会和四次案例会议。

IFAC 世界大会是自动控制领域的主要国际会议之一,能够反映国际上自动控制技术的最新进展、主要成果和发展总趋势。从本届大会来看,有以下几个方面值得引起注意。人们对自适应控制的兴趣趋于稳定,但仍是大会的主要议题;非线性控制理论和 H^∞ 理论的发展,离散事件动态系统理论引人注目;新的数学和非数学工具(CAD、软件、硬件技术)更为有效;计算机规模(size)技术、人工智能和专家系统方法学用于控制系统,黑箱模型和调节器结构在中性网中的应用,以及鲁棒控制、非线性时变系统用于非健全结构系统等都引起了兴趣和提出了新的问题。约有一半的论文(230 篇)是应用性的论文,其中不少论文没有借助于现成的所谓“基于模型的控制”方法,而是直接运用各种模拟的简化模型和物理概念来解决问题。大会十分重视自动控制在工业界的应用。

会议通过了本届大会选出的新的 IFAC 委员会,由澳大利亚的 Brian D. O. Anderson 任下一届大会主席,美国的 Stephen Kahne 任下一届(1990—1993)IFAC 主席,瑞典的 Lennart Ljung 和中国的 Lu Yongzai(吕勇哉)任副主席。会上还颁发了三篇 IFAC 会刊《Automatica》论文奖、二篇应用论文奖、一名年青作者奖和一个控制教育教材奖。

大会决定第 12 届 IFAC 世界大会将于 1993 年 7 月 19 日至 23 日在澳大利亚的悉尼市举行。下一届大会主席 Brian D. O. Anderson 教授在闭幕式上作了今后三年(1990—1993)计划纲要的报告。

(华南理工大学 蔡明南)