第 11 卷第 2 期
1994 年 4 月

控制理论与应用
CONTROL THEORY AND APPLICATIONS

Vol. 11, No. 2
Apr., 1994

关于不确定的对称组合系统的稳定化控制器与观测器的设计*

杨光红 张嗣瀛

(东北大学自动控制系·沈阳，110006)

摘要：本文研究了不确定的对称组合系统的稳定化控制器与观测器的设计问题，给出一种设计稳定化控制器与观测器的方法. 在这种设计方法中，使给定的带有不确定性的对称组合系统稳定的状态反馈增益矩阵和观测器增益矩阵可由低阶代数 Riccati 方程的解导出.

关键词：对称组合系统；稳定化控制器；观测器；代数 Riccati 方程；分散控制

1 引 言

近年来，一些作者研究了对称组合系统的结构性质和某些控制问题，得到了一些有趣的结果[1~3]，对称组合系统是指由若干个相同的子系统通过对称地内联所组成的系统，很多实际的系统是以这类系统作为模型的[4~6]. 本文将研究不确定的对称组合系统的稳定化控制器与观测器的设计问题.

2 问题的叙述

考虑不确定的对称组合系统 Σ，它由 N 个子系统组成，整个系统由状态方程描述如下：

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u(t), \tag{2.1a}$$

$$y(t) = (C + \Delta C)x(t). \tag{2.1b}$$

这里

$$x = x(t) = (x_1' \cdots x_N')', \quad x_i = x_i(t) \in \mathrm{R}^n, \quad (i = 1, \cdots, N),$$

$$y = y(t) = (y_1' \cdots y_N')', \quad y_i = y_i(t) \in \mathrm{R}^q, \quad (i = 1, \cdots, N),$$

$$u = u(t) = (u_1' \cdots u_N')', \quad u_i = u_i(t) \in \mathrm{R}^m, \quad (i = 1, \cdots, N).$$

$$A = \begin{bmatrix} A_0 & L_0 & \cdots & L_0 \\ L_0 & A_0 & \cdots & L_0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_0 & L_0 & \cdots & L_0 \end{bmatrix} \in \mathrm{R}^{Nn \times Nn}, \tag{2.2a}$$

$$B = \mathrm{diag}[B_0 \cdots B_0] \in \mathrm{R}^{Nn \times Nn}, \tag{2.2b}$$

$$C = \mathrm{diag}[C_0 \cdots C_0] \in \mathrm{R}^{Nq \times Nn}, \tag{2.2c}$$

* 国家自然科学基金资助项目.
本文于1993年1月9日收到. 1993年5月3日收到修改稿.

$$\Delta A=\begin{bmatrix}\sum_{j=1}^{K}A_jr_{1j}(t) & \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{12}^j(t) & \cdots & \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{1N}^j(t)\\ \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{21}^j(t) & \sum_{j=1}^{K}A_jr_{2j}(t) & \cdots & \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{2N}^j(t)\\ \vdots & \vdots & & \vdots\\ \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{N1}^j(t) & \sum_{j=1}^{K_0}L_jv_{N2}^j(t) & \cdots & \sum_{j=1}^{K}A_jr_{Nj}(t)\end{bmatrix}, \tag{2.2d}$$

$$\Delta B=\mathrm{diag}\Big[\sum_{j=1}^{l}B_js_{1j}(t)\ \sum_{j=1}^{l}B_js_{2j}(t)\ \cdots\ \sum_{j=1}^{l}B_js_{Nj}(t)\Big], \tag{2.2e}$$

$$\Delta C=\mathrm{diag}\Big[\sum_{j=1}^{l_0}C_jw_{1j}(t)\ \sum_{j=1}^{l_0}C_jw_{2j}(t)\ \cdots\ \sum_{j=1}^{l_0}C_jw_{Nj}(t)\Big]. \tag{2.2f}$$

整个系统 Σ 满足下面两个基本假定：

1）系统的不确定参数 $r_{ij}(t)$，$v_{ij}^p(t)$，$s_{ij}(t)$和 $w_{ij}(t)$都是 Lebesgue 可测函数，且

$$|r_{ij}(t)|\leqslant r\quad (i=1,\cdots,N;\ j=1,\cdots,k), \tag{2.3a}$$

$$|v_{ij}^p(t)|\leqslant v\quad (i,j=1,\cdots,N;\ i\neq j;\ p=1,\cdots,k_0), \tag{2.3b}$$

$$|s_{ij}(t)|\leqslant s\quad (i=1,\cdots,N;\ j=1,\cdots,l), \tag{2.3c}$$

$$|w_{ij}(t)|\leqslant w\quad (i=1,\cdots,N;\ j=1,\cdots,l_0). \tag{2.3d}$$

2）矩阵 A_j，L_j，B_j 和 C_j 都是秩 1 的，且

$$A_j=a_{1j}a_{2j}'\quad (i=1,\cdots,k),\quad L_j=d_{1j}d_{2j}'\quad (j=1,\cdots,k_0), \tag{2.4a}$$

$$B_j=b_{1j}b_{2j}'\quad (i=1,\cdots,l),\quad C_j=C_{1j}C_{2j}'\quad (j=1,\cdots,l_0), \tag{2.4b}$$

对于不确定的多变量线性系统，文献[7]给出了一种设计稳定化控制器与观测器的方法，这一设计方法要求求解两个代数 Riccati 方程，由于组合系统的高维性，求解高阶代数 Riccati 方程可能是非常困难的．这就产生下面的问题：对于不确定的对称组合系统 Σ，是否存在一种容易实现的稳定化控制器与观测器的设计方法？下一节，我们将回答这个问题．

下面给出一些在后面的讨论中使用的记号．

$$Z_1=r\sum_{j=1}^{K}a_{1j}a_{1j}',\quad Z_2=r\sum_{j=1}^{K}a_{2j}a_{2j}', \tag{2.5a}$$

$$X_1=v\sum_{j=1}^{K_0}d_{1j}d_{1j}',\quad X_2=v\sum_{j=1}^{K_0}d_{2j}d_{2j}', \tag{2.5b}$$

$$V_1=s\sum_{j=1}^{l}b_{1j}b_{1j}',\quad V_2=s\sum_{j=1}^{l}b_{2j}b_{2j}', \tag{2.5c}$$

$$W_1=w\sum_{j=1}^{l_0}c_{1j}c_{1j}',\quad W_2=w\sum_{j=1}^{l_0}c_{2j}c_{2j}', \tag{2.5d}$$

$$T_1=Z_1+(N-1)X_1,\quad U_1=Z_2+(N-1)X_2, \tag{2.6a}$$

$$T=\mathrm{diag}[T_1\cdots T_1]\in \mathrm{R}^{Nn\times Nn},\quad U=\mathrm{diag}[U_1\cdots U_1]\in \mathrm{R}^{Nn\times Nn}, \tag{2.6b}$$

$$V_0 = \mathrm{diag}[V_1 \cdots V_1] \in \mathrm{R}^{Nn\times Nn},\quad V_{01} = \mathrm{diag}[V_2 \cdots V_2] \in \mathrm{R}^{Nm\times Nm}, \tag{2.6c}$$

$$W_0 = \mathrm{diag}[W_1 \cdots W_1] \in \mathrm{R}^{Nq\times Nq},\quad W_{01} = \mathrm{diag}[W_2 \cdots W_2] \in \mathrm{R}^{Nn\times Nn}, \tag{2.6d}$$

$$A_m = A_0 - L_0,\quad A_p = A_0 + (N-1)L_0, \tag{2.6e}$$

3 主要结果

考虑系统 Σ 的状态观测器

$$\dot z(t) = Az(t) + Bu(t) - L(Cz(t) - y(t)). \tag{3.1}$$

这里 $z=z(t)\in\mathrm{R}^{Nn}$是观测状态，$L\in\mathrm{R}^{Nn\times Nq}$是观测器增益矩阵. 对系统 Σ 使用观测的状态反馈 $u(t)=Kz(t)$. 这里 $K\in\mathrm{R}^{Nm\times Nn}$是反馈增益矩阵. 令误差向量 $e=e(t)=x(t)-z(t)$. 则由方程(2.1)和(3.1)可得下面的状态和误差方程

$$\dot x(t) = [A + \Delta A + (B+\Delta B)K]x(t) - [B+\Delta B]Ke(t), \tag{3.2a}$$

$$\dot e(t) = [\Delta A + \Delta BK - L\Delta C]x(t) - [A - LC - \Delta BK]e(t), \tag{3.2b}$$

我们的目的就是要设计观测器增益矩阵 L 和反馈增益矩阵 K，使得系统(3.2)是渐近稳定的.

记

$$Y_1(D,P_C) = D'P_C + P_CD - P_C\Big[\frac{2}{\varepsilon_1}\{B_0(R_1^{-1} - R_1^{-1}V_2R_1^{-1} - \frac{1}{2}I_m)B_0' - V_1\} - T_1\Big]P_C + 2U_1 + \frac{1}{\varepsilon_2}W_2 + \varepsilon_1Q_1 \tag{3.3a}$$

$$Y_2(D,P_0) = D'P_0 + P_0D - \frac{1}{\varepsilon_2}C_0'(2R_2^{-1} - R_2^{-1}W_1R_2^{-1})C_0 + \frac{1}{\varepsilon_1}P_CB_0R_1^{-1}(2V_2 + I_m)R_1^{-1}B_0'P_C + P_0\Big[T_1 + \frac{2}{\varepsilon_1}V_1 + \varepsilon_2Q_2\Big]P_0 \tag{3.3b}$$

这里 $D,P_C,P_0\in\mathrm{R}^{n\times n}$，$\varepsilon_1$ 和 ε_2 是正的常数，I_m 为 $m\times m$ 单位矩阵，R_1,R_2,Q_1,Q_2 都是由设计者选择的正定矩阵.

定理 3.1 如果存在正定矩阵 P_{1C},P_{10},P_{2C}和 P_{20}，使得

1) $Y_1(A_m,\ P_{1C})=0,\quad Y_2(A_m,\ P_{10})=0,$ (3.4a)

2) $Y_1(A_p,\ P_{2C})=0,\quad Y_2(A_p,\ P_{20})=0.$ (3.4b)

则取 $K=-\frac{1}{\varepsilon_1}\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C$ 和 $L=\frac{1}{\varepsilon_2}\overline{P}_0^{-1}C'\overline{R}_2^{-1}$ 可使系统(3.2)是渐近稳定的，这里

$$\overline{R}_1 = \mathrm{diag}[R_1\cdots R_1],\quad \overline{R}_2 = \mathrm{diag}[R_2\cdots R_2], \tag{3.5a}$$

$$\overline{P}_C = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} & \cdots & K_{12} \\ K_{12} & K_{11} & \cdots & K_{12} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ K_{12} & K_{12} & \cdots & K_{11} \end{bmatrix},\quad \overline{P}_0 = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{12} \\ L_{12} & L_{11} & \cdots & L_{12} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ L_{12} & L_{12} & \cdots & L_{12} \end{bmatrix}. \tag{3.5b}$$

其中

$$K_{11} = \frac{1}{N}[P_{2C} + (N-1)P_{1C}],\quad K_{12} = \frac{1}{N}[P_{2C} - P_{1C}],$$

$$L_{11} = \frac{1}{N}[P_{20} + (N-1)P\ \ ],\quad L_{12} = \frac{1}{N}[P_{20} - P_{10}].$$

定理 3.2 如果存在正定矩阵 P_C 和 P_0，使得矩阵 $Y_1(A_m,\ P_C)$，$Y_2(A_m,\ P_0)$，$Y_1(A_p,$

P_C)和 $Y_2(A_P,\ P_0)$ 均为半负定矩阵，则取 $K=-\frac{1}{\varepsilon_1}\mathrm{diag}[R_1^{-1}B_0'P_C\cdots R_1^{-1}B_0'P_C]$ 和 $L=\frac{1}{\varepsilon_2}\mathrm{diag}[P_0^{-1}C_0'R_2^{-1}\cdots P_0^{-1}C_0'R_2^{-1}]$ 可使系统(3.2)是渐近稳定的.

注 从定理3.1可以看出，对于维数为 Nn 的系统 Σ，只需解四个 n 阶代数Riccati方程即可确定出整个系统的反馈增益矩阵 K 与观测器增益矩阵 L，这使得对整个系统的反馈控制与状态估计得到极大地简化. 定理3.2给出了一种设计分散控制器与观测器的方法，这对于组合系统 Σ 而言，具有更重要的意义. 下面说明在(3.3)式中引进常数 ε_1 和 ε_2 的必要性. 事实上，为了使得(3.4)有正定的解，通常要求选取 R_1 使得 $R_1^{-1}-R_1^{-1}V_2R_1^{-1}-\frac{1}{2}I_m>0$. 这样，必存在常数 λ 使得 $R_1^{-1}\leqslant\lambda I_m$. 由于 R_1 的选取受到了限制以及在(3.3a)式中存在半负定矩阵 $-T_1$，所以只有通过选取常数 ε_1 才能增大矩阵 $\frac{2}{\varepsilon_1}\{B_0(R_1^{-1}-R_1^{-1}V_2R_1^{-1}-\frac{1}{2}I_m)B_0'-V_1\}$ 的特征值，进而改善方程(3.4a)的正定解的存在性. 常数 ε_1 和 ε_2 的选取范围通常为：$0<\varepsilon_1<\lambda_1$，$0<\varepsilon_2<\lambda_2$($\lambda_1,\lambda_2$ 为常数). 从后面定理3.1的证明中可以看出：在 ε_1 和 ε_2 的容许范围内，选较大的 ε_1 可以增强闭路系统(3.2)的稳定性，ε_2 的选取由矩阵 $\varepsilon_2P_{10}Q_2P_{10}$ 和 $\varepsilon_2P_{20}Q_2P_{20}$ 的特征值所决定.

为了证明定理3.1，我们先给出两个引理.

引理3.1 设

$$x,y\in\mathrm{R}^{Nn},\quad E,E_1\in\mathrm{R}^{Nn\times Nn},\quad E_2\in\mathrm{R}^{Nm\times Nm},E_3\in\mathrm{R}^{Nn\times Nq}.$$

则有

1) $|x'E\Delta AE_1y|\leqslant\frac{1}{2}x'ETE'x+\frac{1}{2}y'E_1'UE_1y$；

2) $|x'E\Delta BE_2y|\leqslant\frac{1}{2}x'EV_0E'x+\frac{1}{2}y'E_2'V_{01}E_2y$；

3) $|x'E_3\Delta CEy|\leqslant\frac{1}{2}x'E_3W_0E_3'x+\frac{1}{2}y'E'W_{01}Ey$.

这个引理可由(2.2)，(2.3)，(2.4)，(2.5)和(2.6)推出，证明的细节从略.

考虑矩阵 $T(n,s)\in\mathrm{R}^{sn\times sn}$ 定义为：$T(n,1)=I_n$，

$$T(n,s)=\begin{bmatrix}I_n&0&\cdots&0&I_n\\0&I_n&\cdots&0&I_n\\\vdots&\vdots&&\vdots&\vdots\\0&0&\cdots&I_n&I_n\\-I_n&-I_n&\cdots&-I_n&I_n\end{bmatrix},\quad(s>1).$$

这里 I_n 为 $n\times n$ 单位矩阵. 记

$$T(i)=\mathrm{diag}[T(n,N-i)I_n\cdots I_n]\in\mathrm{R}^{Nn\times Nn},\quad(i=0,\cdots,N-1),\tag{3.6a}$$

$$G=T(0)T(1)\cdots T(N-1).\tag{3.6b}$$

通过直接计算，可得下面的引理.

引理3.2 设矩阵 A 由(2.2a)式给出，$E=\mathrm{diag}[E_0\cdots E_0]\in\mathrm{R}^{Nn\times Nn}(E_0\in\mathrm{R}^{n\times n})$. 则下列等式成立：

1) $G^{-1}AG=\mathrm{diag}[A_m\cdots A_mA_P]$ (A_m, A_P 由(2.6e)式给出);

2) $G'AG=\mathrm{diag}[2A_m 6A_m\cdots N(N-1)A_m NA_P]$;

3) $G^{-1}E(G^{-1})'=\mathrm{diag}[\frac{1}{2}E_0\ \frac{1}{6}E_0\cdots\ \frac{1}{N(N-1)}E_0\ \frac{1}{N}E_0]$;

4) $G'EG=\mathrm{diag}[2E_0 6E_0\cdots N(N-1)E_0 NE_0]$.

定理 3.1 的证明　设在系统(3.2)中,取 $K=-\frac{1}{\varepsilon_1}\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C$, $L=\frac{1}{\varepsilon_2}\overline{P}_0^{-1}C'\overline{R}_2^{-1}$(其中 $\overline{R}_1$, $\overline{R}_2$, $\overline{P}_C$ 和 $\overline{P}_0$ 分别由(3.5)式和(3.6)式给出). 则系统(3.2)变为

$$\dot{x}(t)=[A+\Delta A-\frac{1}{\varepsilon_1}(B+\Delta B)\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C]x(t)$$

$$+\frac{1}{\varepsilon_1}(B+\Delta B)\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_Ce(t), \tag{3.7a}$$

$$\dot{e}(t)=[\Delta A-\frac{1}{\varepsilon_1}\Delta B\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C-\frac{1}{\varepsilon_2}\overline{P}_0^{-1}C'\overline{R}_2^{-1}\Delta C]x(t)$$

$$+[A-\frac{1}{\varepsilon_2}\overline{P}_0^{-1}C'\overline{R}_2^{-1}+\frac{1}{\varepsilon_1}\Delta B\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C]e(t). \tag{3.7b}$$

设 Lyapunov 函数 $V=V(x,e,t)=x'\overline{P}_Cx+e'\overline{P}_0e$,则 V 关于系统(3.7)的 Lyapunov 导数为

$$\dot{V}(x,e,t)=2x'\overline{P}_C[A+\Delta A-\frac{1}{\varepsilon_1}(B+\Delta B)\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C]x$$

$$+\frac{2}{\varepsilon_1}x'\overline{P}_C[B+\Delta B]\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_Ce(t)$$

$$+2e'\overline{P}_0[\Delta A-\frac{1}{\varepsilon_1}\Delta B\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C]x-\frac{2}{\varepsilon_2}e'C'\overline{R}_2^{-1}\Delta Cx$$

$$+2e'\overline{P}_0[A_0+\frac{1}{\varepsilon_1}\Delta B\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C]e-\frac{2}{\varepsilon_2}e'C'\overline{R}_2^{-1}Ce.$$

由引理 3.1 可推出

$$\dot{V}(x,e,t)\leqslant x'[A'\overline{P}_C+\overline{P}_CA-\frac{2}{\varepsilon_1}\overline{P}_CB\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C+\frac{2}{\varepsilon_1}\overline{P}_CB\overline{R}_1^{-1}V_{01}\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C$$

$$+\frac{1}{\varepsilon_1}\overline{P}_CBB'\overline{P}_C+\frac{2}{\varepsilon_1}\overline{P}_CV_0\overline{P}_C+\overline{P}_CT\overline{P}_C+2U+\frac{1}{\varepsilon_2}W_{01}]x$$

$$+e'[A'\overline{P}_0+\overline{P}_0A-\frac{2}{\varepsilon_2}C'\overline{R}_2^{-1}C+\frac{1}{\varepsilon_2}C'\overline{R}_2^{-1}W_0\overline{R}_2^{-1}C+\overline{P}_0T\overline{P}_0$$

$$+\frac{1}{\varepsilon_1}\overline{P}_CB\overline{R}_1^{-1}(2V_{01}+I_{Nm})\overline{R}_1^{-1}B'\overline{P}_C+\frac{2}{\varepsilon_2}\overline{P}_0V_0\overline{P}_0]e.$$

令 $x=G\bar{x}$, $e=G\bar{e}$,则由引理 3.2 和(3.3)式可得

$$\dot{V}(x,e,t)=\dot{V}(G\bar{x},G\bar{e},t)\leqslant\bar{x}'\mathrm{diag}[2\Delta_1\ 6\Delta_1\cdots\ N(N-1)\Delta_1\ N\Delta_2]\bar{x}$$

$$+\bar{e}'\mathrm{diag}[2\Delta_{10}\ 6\Delta_{10}\cdots\ N(N-1)\Delta_{10}\ N\Delta_{20}]\bar{e}.$$

这里　$\Delta_1=Y_1(A_m,P_{1C})-\varepsilon_1Q_1$, 　$\Delta_2=Y_1(A_P,P_{2C})-\varepsilon_1Q_1$,

$\Delta_{10}=Y_2(A_m,P_{10})-\varepsilon_2P_{10}Q_2P_{10}$, 　$\Delta_{20}=Y_2(A_P,P_{20})-\varepsilon_2P_{20}Q_2P_{20}$.

由(3.4)式及 $P_{1C}, P_{2C}, P_{10}, P_{20}$,的正定性推出,存在常数 $\alpha_1>0$ 使得

$$\dot{V}(G\bar{x},G\bar{e},t)\leqslant\bar{x}'\mathrm{diag}[-2\varepsilon_1Q_1-6\varepsilon_1Q_1\cdots-N(N-1)\varepsilon_1Q_1-N\varepsilon_1Q_1]\bar{x}$$

$$+\bar{e}'\mathrm{diag}[-2\varepsilon_2P_{10}Q_2P_{10}-6\varepsilon_2P_{10}Q_2P_{10}\cdots-N(N-1)\varepsilon_2P_{10}Q_2P_{10}-N\varepsilon_2P_{20}Q_2P_{20}]\bar{e}$$

$$\leqslant -\alpha_1(\|\bar{x}\|^2+\|\bar{e}\|^2)$$

由于矩阵 G 是非奇异的，所以存在常数 $\alpha_2>0$ 使得

$$\dot{V}(x,e,t)=\dot{V}(G\bar{x},G\bar{e},t)\leqslant -\alpha_1(\|\bar{x}\|^2+\|\bar{e}\|^2)\leqslant -\alpha_2(\|x\|^2+\|e\|^2).$$

从而系统(3.7)是渐近稳定的.

定理 3.2 的证明是类似的，从略.

参 考 文 献

[1] Bakule, L. and Rodellar, T.. Decentralized Control Design for Uncertain Symmetric Composite Systems. IFAC/IFORS/I-MACS Symposium Large Scale Systems: Theory and Applications, 1992, 79—84

[2] Lunze, J.. Dynamics of Strongly Coupled Symmetric Composite Systems. Int. J. of Control, 44(1986), 1657—1670

[3] Sundareshan, M. K. and Elbanna, R. M.. Qualitative Analysis and Decentralized Controller Synthesis for a Class of Large-Scale Systems with Symmetrically Interconnected Subsystems. Automatica, 1991, 27: 383—386

[4] Araujo, C. S. and Castro, J. C.. Application of Power System Stabilizers in a Plant with Identical Units. IEE Proc. Part C, 1991, 138: 11—18

[5] Bryson, A. E. and Ho, Y. C.. Applied Optimal Control. Blaisdell, Waltham, 1969

[6] Mohadjer, M. and Johnson, C. D.. Power System Control with Disturbance Accomodation. Proc. 22nd IEEE CDC Conf., 1983, 1429—1433

[7] Petersen, I. R.. A Riccati Equation Approach to the Design of Stabilizing Controllers and Observers for a Class of Uncertain Linear Systems. IEEE Trans. Automat. Contr., 1985, AC-30: 904—907

The Design of Stabilizing Controllers and Observers for Uncertain Symmetric Composite Systems

YANG Guanghong and ZHANG Siying

(Department of Automatic Control, Northeast University of Technology · Shenyang, 110006, PRC)

Abstract: This paper investigates the problem of designing stabilizing controllers and observers for uncertainly symmetric composite systems. A method of designing observers and feedback control laws is presented. By such a designing method, the state feedback gain matrix and the observer gain matrix which will stabilize a given symmetric composite system with uncertainty can be conducted by solving lower-order algebraic Riccati equations.

Key words: symmetric composite system; stabilizing controller; observer; algebraic Riccati equation; decentralized control

本文作者简介

杨光红 1963年生.分别于1983年和1986年在东北工学院数学系获学士和硕士学位，毕业后留校任教并于1988年晋升为讲师. 1991年后在东北大学自动控制系攻读博士学位. 从事复杂控制系统结构的研究.

张嗣瀛 1925年生. 1948 毕业于武汉大学，1957年至1959年在苏联莫斯科大学数学力学系进修运动稳定性及自动控制理论. 现任东北大学自动控制系教授，自动化研究所所长，中国自动化学会常务理事，《控制与决策》主编，《信息与控制》副主编. 目前主要从事微分对策，复杂控制系统的结构等方面的研究.