第6卷 第1期　　控制理论与应用　　Vol.6, No.1
1989年3月　　CONTROL THEORY AND APPLICATIONS　　Mar., 1989

控制通道的移模能力分析与分散控制系统的信息结构问题

陈浩勋　李人厚　胡保生

（西安交通大学系统工程研究所）

摘　　要

一个控制系统所能期望的最佳设计性能很大程度取决于控制通道对系统极点（模）的移动能力．本文通过引入可控锥、可观锥概念，提出了一套分析系统控制通道对系统极点移动能力的方法，并用于综合分散控制系统的经济合理信息结构，以克服单纯用“无不稳定固定模”为准则来选择信息结构所存在的缺点．

一、引言：一个可行但并非满意的控制结构的例子

对大部分实际系统采用完全分散控制在理论上的可能性已被许多学者证实，比较著名的是Corfmat和Morse[1]的结论。但正如Sandell指出的那样，理论上可能，并非总是实践上可行的（合理的），如果单纯追求最少信息交换，实际结果很可能得不偿失，即用系统设计性能大幅度下降来换取通信的经济。下面就是一个简单的例子：

设S是一个由二个单维子系统所组成的系统：

$$S:\quad \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_1 + 10x_2 + 0.1u_1 + u_2 \\ \dot{x}_2 &= 0.1x_1, \\ y_1 &= 0.1x_1, \qquad y_2 = x_2 \end{aligned} \tag{1.1}$$

其中，$y_i(i=1,2)$是第i个控制站的观察输出。

若用0-1 矩阵$E=(e_{ij})_{N\times N}$表示分散控制系统的信息结构（$e_{ij}=1$表示第j个控制站向第i个控制站发讯)。显然，系统(1.1)在完全分散控制结构$E^0=\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$下无固定模，但要在结构$E^0$下（用静态输出反馈）镇定整个系统，控制站$u_1$的局部反馈增益必须大于100.

如果增加一条非局部控制通道（信道），即改取控制结构为$E'=\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$，用较小的反馈增益阵$K=\begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 3 & 2 \end{pmatrix}$就可镇定这个系统。

本文于1987年3月27日收到．1988年5月4日收到修改稿．

因此，不能认为控制结构选取E^0是合理的，除非控制站间通信不可能、不可靠或代价很大，因此有必要改变非用完全分散型控制不可的观念。我们发现，若去掉对系统主模（对系统镇定不利的坏模）有较大移动能力的所有控制通道，整个系统可能达到的最佳性能就会明显下降。这样，有必要研究通道对移动系统极点的能力（贡献），在分散控制信息结构选择中保留对系统主模有较大移动能力的控制通道。本文在第二节提出可控錐、可观錐概念。第三节提出单控制通道移模能力分析方法。第四节讨论多通道移模能力分析并用于选择分散控制系统的信息结构。

二、可控锥可观锥

对状态空间中某些直线（超平面）上点的控制"强度"和我们所关心的"移模能力"有很大的关系。由于可控（不可控）子空间概念并没有提供"强度"上的隐含，故转而引入可控錐和可观錐概念。

对控制系统（C, A, B）

记 $P=[B, AB, \cdots, A^{n-1}B]$，$Q=[C^T, A^TC^T, \cdots, A^{Tn-1}C^T]^T$ (2.1)

其中，P、Q为可控性判断阵和可观性判断阵。

记

$$\mathrm{Cone}_c \triangleq \{x\in R^n \mid x^TP\neq 0\}\cup\{0\} \quad (2.2.1)$$
$$\mathrm{Cone}_{\bar{c}} \triangleq \{x\in R^n \mid x^TP=0\} \quad (2.2.2)$$
$$\mathrm{Cone}_o \triangleq \{x\in R^n \mid Qx\neq 0\}\cup\{0\} \quad (2.2.3)$$
$$\mathrm{Cone}_{\bar{o}} \triangleq \{x\in R^n \mid Qx=0\} \quad (2.2.4)$$

定义 2.1 分别称Cone_c、$\mathrm{Conc}_{\bar{c}}$ 、Conc_o、$\mathrm{Cone}_{\bar{o}}$为可控、不可控、可观、不可观錐。

引入可控和可观錐的意义在于它们与系统通过动态输出反馈移模（移动极点）有密切关系，这种关系由以下定理给出：

定理 2.1 若约定系统的多重开环极点被移去是指不复存在这样的极点，并非仅是重数下降，则（C, A, B）能用动态输出反馈移去开环极点λ_i的充分必要条件是：

$$X_i^l\subset \mathrm{Cone}_c,\quad X_i^r\subset\mathrm{Cone}_o \quad (2.3)$$

其中，X_i^l、X_i^r为对应λ_i的左、右特征向量空间(特征子空间)。

证 只要证（2.3）$\Longleftrightarrow \mathrm{rank}(\lambda_iI-A,\ B)=\mathrm{rank}\begin{pmatrix}\lambda_iI-A\\ C\end{pmatrix}=n$

$\Longrightarrow$：若右边不真，则存在$\eta\neq 0$（或$\xi\neq 0$）使$\eta^T(\lambda_iI-A,\ B)=0$（或$\begin{pmatrix}\lambda_iI-A\\ C\end{pmatrix}\xi=0$）$\Longrightarrow \eta^TA=\lambda_i\eta^T$，$\eta^TB=0$（或$A\xi=\lambda_i\xi$，$C\xi=0$）$\Longrightarrow \eta^TP=(\eta^TB,\ \eta^TAB,\ \cdots,\ \eta^TA^{n-1}B)=(\eta^TB,\ \lambda_i\eta^TB,\ \cdots,\ \lambda_i^{n-1}\eta^TB)=0$（或$Q\xi=0$），而$\eta(\xi)$是对应于$\lambda_i$的左（右）特征

向量矛盾. $\Longleftarrow$的证明同理.

定理2.1说明对系统某极点的"可移性"对应于某些特殊状态(左右特征子空间中的状态)的"可控、可观"性. 由此得到启发，我们对状态可控引入"强度"的概念，其基本思想是认为在Cone_c(Cone_o)中有一个由"强可控(强可观)"状态所形成的子錐，当系统某极点对应的X_i^l(X_i^r)属于这个"强子錐"时，它确实具有某种意义下的"强可移"特征。因而，

对$\sigma_c \geqslant 0$，$\sigma_o \geqslant 0$，记

$$\text{Cone}_c^{+\sigma_c} \triangleq \left\{x \in R^n \,\middle|\, \frac{\|x^T P\|}{\|x\|} > \sigma_c\right\} \cup \{0\} \tag{2.4.1}$$

$$\text{Cone}_c^{-\sigma_c} \triangleq \left\{x \in R^n \,\middle|\, \frac{\|x^T P\|}{\|x\|} \leqslant \sigma_c\right\} \tag{2.4.2}$$

$$\text{Cone}_o^{+\sigma_o} \triangleq \left\{x \in R^n \,\middle|\, \frac{\|Q x\|}{\|x\|} > \sigma_o\right\} \cup \{0\} \tag{2.4.3}$$

$$\text{Cone}_o^{-\sigma_o} \triangleq \left\{x \in R^n \,\middle|\, \frac{\|Q x\|}{\|x\|} \leqslant \sigma_o\right\} \tag{2.4.4}$$

定义 2.2 称上述四个錐为上σ_c可控錐、下σ_c可控錐、上σ_o可观錐和下σ_o可观錐.

推论 2.1 (1)若$X_i^l \subset \text{Cone}_c^{+\sigma_c}$，$X_i^r \subset \text{Cone}_o^{+\sigma_o}$，则对任何$\eta_i \in X_i^l$，$\xi_i \in X_i^r$，有

$$\|\eta_i^T B\| \Big/ \|\eta_i^T\| > \frac{\sigma_c}{\Delta_i}, \quad \|C\xi_i\| \Big/ \|\xi_i\| > \frac{\sigma_o}{\Delta_i};$$

(2)若$X_i^l \subset \text{Cone}_c^{-\sigma_c}$，$X_i^r \subset \text{Cone}_o^{-\sigma_o}$，则对任何$\eta_i \in X_i^l$，$\xi_i \in X_i^r$，

有
$$\|\eta_i^T B\| \Big/ \|\eta_i^T\| \leqslant \frac{\sigma_o}{\Delta_i}, \quad \|C\xi_i\| \Big/ \|\xi_i\| \leqslant \frac{\sigma_o}{\Delta_i};$$

其中，$\Delta_i = (1 + |\lambda_i|^2 + \cdots + |\lambda_i|^{2(n-1)})^{\frac{1}{2}} > 0$. (2.5)

证 (1)对$\forall \eta_i \in X_i^l$，$\eta_i^T P = (\eta_i^T B, \eta_i^T AB, \cdots, \eta_i^T A^{n-1} B) = (\eta_i^T B, \lambda_i \eta_i^T, \cdots,$

$$\lambda_i^{n-1} \eta_i^T B) \Longrightarrow \frac{\|\eta_i^T P\|}{\|\eta_i^T\|} = \frac{\Delta_i \|\eta_i^T B\|}{\|\eta_i^T\|} > \sigma_c \Longrightarrow \frac{\|\eta_i^T B\|}{\|\eta_i^T\|} > \frac{\sigma_c}{\Delta_i}，\text{其余同.}$$

三、单控制通道系统能力分析

根据推论 2.1，有

定理 3.1 设λ_i是开环系统阵A的一个极点(特征值)，当$A \to A + B\Delta KC$时，$\lambda_i \to$

$\lambda_i+\Delta\lambda_i$（若$\lambda_i$为多重特征值，则视$\lambda_i$为多个（支）特征值，$\lambda_i+\Delta\lambda_i$为某支$\lambda_i$变化后的值），则有

（i）当$X_i^l\subset \mathrm{Cone}_c^{+\sigma_c}$，$X_i^r\subset \mathrm{Cone}_o^{+\sigma_o}$时，存在$\Delta K$非零充分小，使$\dfrac{\|\Delta\lambda_i\|}{\|\Delta K\|}>\dfrac{\sigma_c\sigma_o}{\Delta_i^2}$；

（ii）当$X_i^l\subset \mathrm{Cone}_c^{-\sigma_c}$，$X_i^r\subset \mathrm{Cone}_o^{-\sigma_o}$时，对任意充分小的$\Delta K$，都有$\dfrac{\|\Delta\lambda_i\|}{\|\Delta K\|}\leqslant\dfrac{\sigma_c\sigma_o}{\Delta_i^2\cdot\theta_i}$；$\theta_i\triangleq\dfrac{\|\eta_i^T\xi_i\|}{\|\eta_i^T\|\|\xi_i\|}$，$\eta_i\in X_i^l$，$\xi_i\in X_i^r$.

其中，Δ_i同（2.5）.

证　(i)设$\eta_i\in X_i^l$,$\xi_i\in X_i^r$,对充分小的ΔK,利用微元公式$\Delta\lambda_i=\dfrac{\eta_i^T\Delta(A+BKC)\xi_i}{\eta_i^T\xi_i}=\dfrac{\eta_i^TB\Delta KC\xi_i}{\eta_i^T\xi_i}$，只要取$\Delta K=B^T\eta_i\xi_i^TC^T\cdot\Delta\alpha$，$\Delta\alpha$为标量充分小，再利用上节推论2.1的结论即证.

（ii）对充分小ΔK，根据$\Delta\lambda_i=\dfrac{\eta_i^TB\Delta KC\xi_i}{\eta_i^T\xi_i}$得$\dfrac{\|\Delta\lambda_i\|}{\|\Delta K\|}\leqslant\dfrac{\|\eta_i^TB\|\ \|C\xi_i\|}{\|\eta_i^T\|\ \|\xi_i\|\cdot Q_i}$，再利用推论2.1即得.

定理3.1对$A+BKC$在$K=0$附近的“移模速率”（$\|\Delta\lambda_i\|/\|\Delta K\|$）与$X_i^l\subset \mathrm{Cone}_c^{+\sigma_c}$或$X_i^l\subset \mathrm{Cone}_c^{-\sigma_c}$，$X_i^r\subset \mathrm{Cone}_o^{+\sigma_o}$或$X_i^r\subset \mathrm{Cone}_o^{-\sigma_o}$间的关系作了描述，对一般$K$点附近的移模速率，我们也能得到相应的描述，这只要把P、Q变成$P_K=[B,(A+BKC)B,\cdots(A+BKC)^{n-1}B]$，$Q_K=[C^T,(A+BKC)^TC^T,\cdots,(A+BKC)^{T\,n-1}C^T]^T$即可. 因为我们关心的是用适中的反馈增益把系统的极点配置到理想位置，故原点（$K=0$点）附近的“移模速率”对我们有特别重要的意义.

从定理3.1的证明过程可看出，“移模速率”与$\dfrac{\|\eta_i^TP\|}{\|\eta_i^T\|}$、$\dfrac{\|Q\xi_i\|}{\|\xi_i\|}$有关，故引入下

列数值指标：

$$\nu_i^- \triangleq \min_{\substack{\eta_i \in X_i^l \\ \xi_i \in X_i^r}} \frac{\|\eta_i^T P\| \, \|Q\xi_i\|}{\|\eta_i^T\| \ \ \|\xi_i\|},$$

$$\nu_i^+ \triangleq \max_{\substack{\eta_i \in X_i^l \\ \xi_i \in X_i^r}} \frac{\|\eta_i^T P\| \cdot \|Q\xi_i\|}{\|\eta_i^T\| \ \ \|\xi_i\|} \cdot \frac{1}{Q_i}, \qquad Q_i = \frac{\|\eta_i^T \xi_i\|}{\|\eta_i^T\| \ \ \|\xi_i\|}$$

$$\bar{\nu}_i^+ = \nu_i^+ / \Delta_i^2, \qquad \bar{\nu}_i^- = \nu_i^- / \Delta_i^2$$

（当 λ_i 为单重极点时，以上定义中 min，max 可省掉）

我们称 ν_i^+（ν_i^-）为单控制通道系统（C，A，B）的控制通道对模 λ_i 的最大（最小可实现）移模能力，$\bar{\nu}_i^+$（$\bar{\nu}_i^-$）为归一化最大（最小可实现）移模能力。

推论 3.1　ν_i^+、ν_i^-（$\bar{\nu}_i^+$、$\bar{\nu}_i^-$）在保距（正交）坐标变换下保持不变。

推论 3.2　若 $\nu_i^+ = 0$，则 λ_i 为（C、A，B）的不可观或不可控模（固定模）。

讨 论　（i）下一节的数值例子说明 ν_i^+、ν_i^-（$\bar{\nu}_i^+$、$\bar{\nu}_i^-$）能很好地反映一个控制通道对移动系统开环极点 λ_i 的"能力"。

（ii）ν_i^+、ν_i^-（$\bar{\nu}_i^+$、$\bar{\nu}_i^-$）的值与控制律无关。

（iii）定理3.1仅对静态输出反馈描述了"移模速率"与 ν_i^+、ν_i^-（$\bar{\nu}_i^+$、$\bar{\nu}_i^-$）间的关系。对动态输出反馈，它等价于一个增广系统（$\tilde{C}$、$\tilde{A}$、$\tilde{B}$）的静态输出反馈，其中，$\tilde{A} = \begin{pmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$，$\tilde{B} = \begin{pmatrix} B & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}$，$\tilde{C} = \begin{pmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}$。令 $\tilde{P} = [\tilde{B}, \ \tilde{A}\tilde{B}, \ \cdots, \ \tilde{A}^{n-1}\tilde{B}]$，$\tilde{Q} = [\tilde{C}^T, \ \tilde{A}^T\tilde{C}^T, \cdots, \tilde{A}^{T}_{n-1}\tilde{C}^T]^T$，可推得对 $\lambda_i \in \sigma(\tilde{A}) \cap \sigma(A)$ 有 $\tilde{\nu}_i^+ = \nu_i^+$（$\tilde{\nu}_i^- = \nu_i^-$），故在 $\tilde{K} = \mathbf{0}$ 附近动态输出反馈对原系统的"移模能力"和静态输出反馈在 $K = 0$ 的附近的"移模能力"基本一致。这也说明使用动态输出反馈的最大好处在于增加移动极点的自由度，使之能任意配置极点，而不是增其"移模能力"。

四、多通道系统移模能力分析与分散控制信息结构选择

本节考察多个（N个）控制站的线性时不变系统：

$$S: \quad \dot{x} = Ax + \sum_{i=1}^{N} B_i u_i \tag{4.1}$$

$$y = (y_1^T,\ y_2^T,\ \cdots,\ y_N^T)^T = (C_1^T,\ C_2^T,\ \cdots,\ C_N^T)^T x$$

我们称 $j \to i$ 为一控制通道(信道)，记为 ij 或 $(i,\ j)$，它代表第 j 个控制站向第 i 个控制站发讯的信道。这样，整个系统 S 共有 N^2 条控制通道，且第 ij 个控制通道所对应的单通道系统为

$$S_{ij}: \quad \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + B_i u_i \\ y_j &= C_j x \end{aligned} \tag{4.2}$$

对每个 S_{ij} 进行单通道系统移模能力分析，可得移模能力指标 $v_k^+(i,\ j)$、$v_k^-(i,\ j)$ $(\overline{v}_k^+(i,\ j)$、$\overline{v}_k^-(i,\ j))$，其中 $v_k^+(i,\ j)$，$v_k^-(i,\ j)$ 表示控制通道 ij 对系统开环极点 λ_i 的最大，最小可实现移模能力。

因为系统 S 也可看成是一个单控制通道系统，故也可对其进行单通道移模能力分析，得(总体)移模能力指标 v_k^+、v_k^- $(\overline{v}_k^+$、$\overline{v}_k^-)$，它们代表系统在集中控制时的移模速率估计。

$v_k^+(i,\ j)$、$v_k^-(i,\ j)$ 与 v_k^+、v_k^- 之间的关系由以下推论给出：

推论 4.1　对系统的单重开环极点 λ_k 有

$$\left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} v_k^+(i,\ j)^2\right)^{\frac{1}{2}} = v_k^+, \quad \left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} v_k^-(i,\ j)^2\right)^{\frac{1}{2}} = v_k^-$$

对系统的多重开环极点 λ_k 有

$$\left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} v_k^+(i,\ j)^2\right)^{\frac{1}{2}} \geqslant v_k^+, \quad \left(\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} v_k^-(i,\ j)^2\right)^{\frac{1}{2}} \leqslant v_k^-$$

若用0-1矩阵 $E = (e_{ij})_{N\times N}$ 表示控制结构，$e_{ij} = 1$ 表示第 j 控制站向第 i 控制站发讯，则 E 的非零元素位置对应于一条控制通道。用 $\overline{K_E}$ 表示满足控制结构 E 约束的 S 的静态输出反馈增益阵全体。

对控制结构受约束的系统通过静态输出反馈的移模速率，我们有如下结论：

推论 4.2　记 λ_i 为开环系统阵 A 的一个极点(特征值)，设当 $A \to A + B\Delta KC$ $(\Delta K \in \overline{K_E})$ 时，$\lambda_i \to \lambda_i + \Delta\lambda_i$ (多重特征值的处理同定理3.1)，则

(i) 存在 ΔK 非零充分小 $(\Delta K \in \overline{K_E})$，使 $\dfrac{\|\Delta\lambda_i\|}{\|\Delta K\|} \geqslant \max\limits_{i,\ j} \overline{v}_k^-(i,\ j)$

(ii) 对任意充分小的 ΔK $(\Delta K \in \overline{K_E})$，有 $\dfrac{\|\Delta\lambda_i\|}{\|\Delta K\|} \leqslant \left(\sum\sum\limits_{e_{ij}=1} \overline{v}_k^+(i,\ j)^2\right)^{\frac{1}{2}}$

推论4.2的证明仿定理3.1，略.

对某个给定的系统开环极点 λ_k，我们把全体控制通道划分成两个子集 $CC_s(\lambda_k)$和 $CC_w(\lambda_k)$，并假定$CC_s(\lambda_k)$的控制通道对移动 λ_k 的能力明显比$CC_w(\lambda_k)$中的通道强，即 $\max\limits_{ij\in CC_W(\lambda_k)} \bar{v}_k^+(i,j) \ll \min\limits_{ij\in CC_s(\lambda_k)} \bar{v}_k^-(i,j)$，则从推论 4.2 可知，若我们在选择控制结构时，去掉对移动 λ_k 有较大能力的控制通道集合$CC_s(\lambda_k)$全体，则系统在这种控制结构下通过静态输出反馈移动 λ_k 模的速率（能力）比没有去掉 $CC_s(\lambda_k)$中某些通道前有明显下降. 这验证了我们在引言中提出的看法.

有了以上关于多通道系统移模能力分析的结果，就可以讨论分散控制系统的经济合理信息结构的综合问题了. 这里“经济合理”是指所选择的信息结构，不但具有较小的通信费用、满足可镇定条件，而且保留了对移去系统坏模有关键作用的控制通道.

结合文〔2〕中关于综合最小（最经济）分散可镇定结构的结果、算法，经济合理信息结构综合问题可转化为如下一类特殊 0-1 规划问题：

P01S：
$$\min \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}\rho_{ij}e_{ij}$$

$$\text{s.t}\begin{cases} \sum\limits_{\substack{i\in I(\lambda_k)\\ ij\in CC_s(\lambda_k)}}\ \sum\limits_{j\in J(\lambda_k)} e_{ij}\geqslant 1, & \text{若 } \lambda_k\in\wedge^b \text{单重} \\ \left.\begin{aligned} &\bigvee_{(i_1,\cdots,j_p)\in I(\lambda_k)}\left(\sum_{\substack{j=1\\ i_rj\in CC_s(\lambda_k)}}^{N} e_{i_rj}\geqslant 1,\ r=1,\ 2,\ \cdots,\ p\right) \\ &\bigvee_{(j_1,\cdots,j_p)\in J(\lambda^q)}\left(\sum_{\substack{i=1\\ ij_s\in CC_s(\lambda_k)}}^{N} e_{ij_s}\geqslant 1,\ S=1,\ 2,\cdots,q\right)\end{aligned}\right\} & \text{若 } \lambda_k\in\wedge^b \text{多重} \\ E\supseteq E_0,\ e_{ij}=0\text{或}1 \end{cases}$$

其中，$\wedge^b$表示开环系统坏模集，它包括固定模集. $I(\lambda_k)$,$J(\lambda_k)$的含义见〔2〕, $\bigvee\limits_{(i_1,\cdots i_p\in(\lambda_k)}(\quad)$ 表示对某个$(i_1,\ \cdots i_p)\in I(\lambda_k)$括号内的不等式约束满足.

若 P01S有解，则求解P01S即得经济合理信息结构. 若原P01S无解，则可增大集合$CC_s(\lambda_k)$，直至P01S有解. 限于篇幅，不再详述.

最后，我们对引言中的例子进行分通道移模能力分析：

这个系统有两个不稳定的互异开环极点1，0.1，记 $\lambda_1=1$，$\lambda_2=0.1$. 通过多通道移模分析计算得：

通道11： $v_1^+(1.1)\doteq 0.02$，$v_2^+(1,1)\doteq 0.0$，$v_1^-(1,1)\doteq 0.0018$，$v_2^-(1,1)\doteq 0.0$

通道12： $v_1^+(1,2)\doteq 0.2$，$v_2^+(1,2)=0.0$，$v_1^-(1,2)\doteq 0.018$，$v_2^-(1,2)\doteq 0.0$

通道21： $v_1^+(2,1)\doteq 20/9$，$v_2^+(2,1)=\dfrac{10\sqrt{2}}{9}$，$v_1^-(2,1)=0.2$，$v_2^-(2.1)\doteq\sqrt{2}/10$

通道22：　$v_1^+(2,2)=0.0$，$v_2^+(2,2)=1.0$，$v_1^-(2,2)=0.0$，$v_2^-(2,2)\doteq 0.09$

上述分析结果说明：在4条通信通道（包括局部2条）中，以通道21和22的价值为最大，并且只有通道21对移动 $\lambda_1=1.0$ 有较大的能力。这验证了我们在引言中的分析，即控制结构选 $E^0=\begin{pmatrix}1&0\\0&1\end{pmatrix}$ 不一定合理，应选 $E^1=\begin{pmatrix}1&0\\1&1\end{pmatrix}$。

五、结　论

本文第四节在分析多通道系统移模能力时采用了"逐一单通道分析"的方式，这是一种"分解然后征服"解决复杂问题的方式。虽然各控制通道对移动系统极点存在着交互影响，但数值例子验证，本文提出的方法能很好地帮助我们解决经济合理信息结构综合问题。

参 考 文 献

〔1〕 Corfmat, J.P. and Morse, A.S., Decentralised Control of Linear Multivariable Systems, IFAC J. Automatica, 12, (1976), 479－496.

〔2〕 陈浩勋、李人厚，关于最小分散镇定结构的研究，自动化学报（待发表）.

〔3〕 Wu－S Lu and Lee, E.B., Model Reduction Via Quasi-Kalman Decomposition, IEEE Trans. on Aut. Contr., AC－30: 8, (1985), 786－790.

〔4〕 旺纳姆，W.M.，姚景尹、王恩平译，线性多变量控制，科学出版社，北京，（1984）

〔5〕 Wang.S.H. and Davision, E.J., On the Stabilization of Decentrlised Control Systems, IEEE Trans. on Aut. Contr., AC－18, (1973), 473－478.

The Moving Mode Capacity Analysis of Control Channels and the Information Structure Problem of Decentralized Control

Chen Haoxun, Li Renhou, Hu Baosheng

(Institute of Systems Engineering, Xi an Jiaotong University)

Abstract

The best design performance of which a control system is expected to have largely depends on the moving mode (pole) capacity of control channels of the system. In the paper, we propose a method to analyse the moving mode capacity of control channels of systems through introducing a concept of controllable and observable cones, and apply it to systhesize economical reasonable information structure for decentralized control systems so as to get rid of the imperfection that information structures are selected only under the rule of "Nounstable fixed modes".