第13卷 第3期　　自 动 化 学 报　　Vol. 13, No. 3
1987 年 5 月　　ACTA AUTOMATICA SINICA　　May, 1987

弹性飞行器姿态控制系统的反馈控制

叶小叶　　何湘伟
（北京信息控制研究所）

摘　　要

本文应用控制器通频带的有限带宽性质，讨论了弹性飞行器姿控系统降阶模型，得出控制系统的一种设计方法．这种方法可使降阶系统的所有本征模态都得以控制，且控制器参数设计与闭环系统本征值有简捷明确的关系．

一、飞行器弹性振动降阶描述

细长飞行器横向的弹性振动，易被量测元件敏感，从而被馈送入控制系统产生耦合，严重影响了飞行器的姿态控制．尤其是振频接近系统元器件工作固有频率时，可能引起共振现象，使元器件失灵．甚至还可能使飞行器断裂解体．宋健、关肇直等同志对此问题进行过许多理论分析，并且在文献[1]中指出寻找闭环本征值与反馈环节参数之间更简单直接的关系，对实际问题非常有意义．本文则从工程实践特点出发得出系统的降阶模型，由此得到一种系统闭环本征值与反馈网络参数的关系式．

细长飞行器横向弹性振动，可由自由端弹性梁振动偏微分方程描述，是一无限维系统．它在工程上有如下主要特点：

1）作为系统控制执行机构的制动器如舵、喷管和对系统状态进行量测的传感器如陀螺、加速度计等，只可能安装有限个，而且往往是很少几个；

2）系统中控制器、观测器、补偿器本身作为子系统来说是有限维的，其维数一般很小；

3）控制器、观测器作为有限维系统来说，其频带宽度是有限的；

4）系统具有气动及结构等带来的阻尼．

有限维系统的本质特性之一是其只有有限的频带宽度，无法在无穷频率范围内响应输入信号．因此，用有限维观测器对系统进行观测时所获得的状态反馈信号不可能包含系统状态的全部本征模态的信息．用有限维控制器对系统进行控制时也不可能控制系统的全部本征模态．因此，根据系统的特点并考虑计算机计算的需要，采用有限维降阶模型来近似描述系统是非常必要和自然的．

在气动力作用下飞行器振动方程为

本文于 1985 年 1 月 30 日收到．

$$m(x)\frac{\partial^2 w}{\partial t^2}+\frac{\partial^2}{\partial x^2}EJ(x)\frac{\partial^2 w}{\partial x^2}-N(x)\frac{\partial w}{\partial x}+\frac{N(x)}{V_0}\frac{\partial w}{\partial t}=b(x)u(t),$$
$$x\in[0,l],t\geqslant 0. \tag{1.1}$$

两端自由边界条件为

$$\left.\frac{\partial^2 w}{\partial x^2}\right|_{x=0,l}=0,\ \left.\frac{\partial}{\partial x}EJ(x)\frac{\partial^2 w}{\partial x^2}\right|_{x=0,l}=0. \tag{1.2}$$

初始条件设为

$$w|_{t=0}=w_0(x),\ \left.\frac{\partial w}{\partial t}\right|_{t=0}=w_1(x). \tag{1.3}$$

无损问题本质设 $m(x)\equiv 1$，方程中各符号意义与假设参见文献[2]．记

$$A_0 w\triangleq\frac{d^2}{dx^2}EJ(x)\frac{d^2 w}{dx^2}-N(x)\frac{dw}{dx},\ C_0 w=\frac{N(x)}{V_0}w,$$

而设 $D(A_0)=\{w\in H^4(0,l),w,w_x,w_{xx},(EJw_{xx})_x,A_0w\in L^2(0,l)$ 及边界条件 $(1.2)\}$，$D(C_0)\supset D(A_0)$． 为简便我们只限于考虑小迴路俯仰角姿态控制．设状态由阻尼陀螺量测，其敏感信号为

$$\omega(t)=\frac{d}{dt}\int_0^l a(x)\frac{\partial w}{\partial x}(t,x)dx\triangleq S_0\frac{dw}{dt}. \tag{1.4}$$

令 $\frac{\partial w}{\partial t}=w_1$，$\boldsymbol{v}=[w,w_1]^T$，并引入乘积空间 $\mathscr{H}\triangleq L_2(0,l)\times L_2(0,l)$，则可把系统写成 $\mathscr{H}$ 上的发展方程

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{v}(t)=\begin{bmatrix}0 & I\\ -A_0 & -C_0\end{bmatrix}\boldsymbol{v}(t)+\begin{bmatrix}0\\ b\end{bmatrix}u(t)\triangleq A_1\boldsymbol{v}+B_1u, \tag{1.5}$$

$$\omega(t)=[0,S_0]\boldsymbol{v}(t)\triangleq C_1\boldsymbol{v}(t). \tag{1.6}$$

根据文献[2]，零是 A_0 的本征值，相应零本征子空间仅由常数构成，相应 A_1 的零本征子空间 $\mathscr{N}$ 维数为 2，表征飞行器刚体重心的平移运动． 由式(1.4)知刚体重心平移是不可观测量．因为我们只讨论俯仰角姿态控制，故可借助商空间方法排除刚体重心平移运动，而采用状态空间 $\tilde{\mathscr{H}}=\mathscr{H}/\mathscr{N}$．以上诸算子在 $\tilde{\mathscr{H}}$ 上的作用仍用原符号表示．设 A_1 为离散谱算子，$\sigma(A_1)=\{\lambda_k\}_1^\infty$，$\lambda_k$ 是 A_1 的代数单重本征值，且按模由小到大排列．设 φ_k 为相应的本征元，即有 $A_1\varphi_k=\lambda_k\varphi_k$．$\tilde{\mathscr{H}}$ 中任元 φ 可展成按 $\tilde{\mathscr{H}}$ 中范数绝对收敛的无穷级数 $\varphi=\sum\xi_k\varphi_k$．显然 A_1 为 $\tilde{\mathscr{H}}$ 中的纯量谱算子． 按文献[6]存在 $\tilde{\mathscr{H}}$ 中自伴同胚 H，使得 HA_1H^{-1} 是 $\tilde{\mathscr{H}}$ 中正规算子且 $\sigma(A_1)=\sigma(HA_1H^{-1})$．引入 $\mathscr{H}$ 为 $\tilde{\mathscr{H}}$ 对新等价内积 $(\varphi,\psi)_{\mathscr{H}}\triangleq\langle H\varphi,H\psi\rangle_{\tilde{\mathscr{H}}}$ 所构成的 Hilbert 空间为状态空间．根据文献[6]知 A_1 为 $\mathscr{H}$ 中的正规算子，相应本征元组 $\{\varphi_k\}$ 构成 $\mathscr{H}$ 中规格化正交基 $(\varphi_i,\varphi_j)_{\mathscr{H}}=\delta_{ij}$． 采用这组基可把系统由位移坐标转化成广义的模态坐标． 令 $Q_i\triangleq(\cdot,\varphi_i)_{\mathscr{H}}\varphi_i$，设 $\mathscr{H}_k$，$k=1,2,3$ 为 $\mathscr{H}$ 的一个分解，其相应的投影算子 P_k 可如下构造：对正整数 m_1，m_2，$1<m_1\leqslant m_2<\infty$，$P_1\triangleq\sum_{l=1}^{m_1}Q_l$，$P_2=\sum_{l=m_1+1}^{m_2}Q_l$（对 $m_2>m_1$），$P_2=0$（对 $m_2=m_1$），$P_3=\sum_{l>m_2}Q_l$．显然 P_k 相互正交．令 $\boldsymbol{v}_1\triangleq P_1\boldsymbol{v},\boldsymbol{v}_2=P_2\boldsymbol{v},\boldsymbol{v}_3=P_3\boldsymbol{v},\boldsymbol{v}=\sum_{k=1}^{3}P_i\boldsymbol{v}=\boldsymbol{v}_1+\boldsymbol{v}_2+\boldsymbol{v}_3$．按此分解，可把式(1.5)和(1.6)写成如下形式：

$$\frac{d\boldsymbol{v}_i}{dt}=\sum_{j=1}^{3}A_{ij}\boldsymbol{v}_j+B_iu(t),\quad i=1,2,3,\tag{1.7}$$

$$\omega(t)=\sum_{j=1}^{3}C_j\boldsymbol{v}_j(t).\tag{1.8}$$

其中 $A_{ij}=P_iA_1P_j$, $B_i=P_iB_1$, $C_i=C_1P_i$, $i,j=1,2,3$. 选取 m_2 使得系统的前 m_2 阶振频位于其控制装置通频带内,其余高阶振频在通带外,而 m_1 则由降阶需要来确定.我们可称 B_3u 为控制信息缺漏; $C_3\boldsymbol{v}_3$ 为观测信息缺漏; $A_{ij}(i\neq j)$ 为模型误差; $C_2\boldsymbol{v}_2$ 为降阶观测误差; B_2u 为降阶控制误差; $\boldsymbol{v}_3$ 为状态剩余; $\boldsymbol{v}_2$ 为降阶剩余.

由 P_i 的构造和性质知 $A_{ij}\boldsymbol{v}_j=0(i\neq j)$, 且由 m_2 的选取, 按通频带物理意义可令 $C_3\boldsymbol{v}_3$ 和 B_3u 为零. $\boldsymbol{v}_3$ 表征系统的不可控不可观测的高频振动, 由前面 4) 依赖自然阻尼来稳定. 这样就把系统转化为有限维的完全可控可观测降阶系统:

$$\frac{d\boldsymbol{v}_i}{dt}=A_{ii}\boldsymbol{v}_i(t)+B_iu(t),\quad i=1,2,\tag{1.9}$$

$$\omega(t)=C_1\boldsymbol{v}_1(t)+C_2\boldsymbol{v}_2(t).\tag{1.10}$$

二、补偿网络设计

本节对用降阶模型

$$\frac{dV_M}{dt}=A_MV_M+B_Mu(t),\tag{2.1}$$

$$y(t)=C_MV_M\tag{2.2}$$

近似描述的飞行器弹性振动系统,进行其控制系统的网络设计. 在姿态控制系统设计中,希望镇定飞行器弹性振动的各阶振型, 而对系统实行线性状态反馈来配置闭环系统的极点,是非常有效的控制手段. 为此需要从量测输出信号中检测分离出各阶振型独立分量. 根据前面 1)、2)所述原因, 为了获得元件尽可能少, 结构尽可能简单, 从而阶数尽可能低的控制器系统,希望采用 Luenberger 观测器的设计思想, 获得易于实现且满足控制要求的设计方案.

系统状态的量测信息由结构已定的量测元件取得. 设其动力学方程为

$$\frac{dz_1}{dt}=J_{11}z_1+H_1y(t)+E_1u(t).\tag{2.3}$$

量测输出信号送入补偿网络,其方程为

$$\frac{dz_2}{dt}=J_{22}z_2+J_{21}z_1+E_2u(t).\tag{2.4}$$

补偿网络输出连同量测输出送入控制执行机构,其方程为

$$\frac{dz_3}{dt}=J_{33}z_3+J_{32}z_2+J_{31}z_1+E_3u(t).\tag{2.5}$$

整个控制器观测器系统方程可写成

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{11} & 0 & 0 \\ J_{21} & J_{22} & 0 \\ J_{31} & J_{32} & J_{33} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} y(t) + \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} u(t) \tag{2.6}$$

$$\triangleq JZ + HY(t) + Eu(t).$$

控制执行机构输出信号

$$u(t) = D_3 z_3 = [0,0,D_3]Z \triangleq DZ. \tag{2.7}$$

式中 J_{ij} 为 $s_i \times s_j$ 维阵；H_1 为 $s_1 \times p$，D_3 为 $q \times s_3$ 维阵；E_j 为 $s_j \times q$ 维阵；z_1,z_2,z_3 为相应维数向量．根据工程实际可假设控制器信号输出维数 q 不大于控制器维数，即 $q \leqslant s_3$.

按照 Luenberger 观测器的设计思想，需要寻求矩阵 T 满足矩阵方程

$$JT - TA_M + HC_M = 0, \tag{2.8}$$

由此就有 $Z(t) = TV_M(t)$．事实上，对此式微分且把方程(2.1)，(2.2)，(2.6)代入，有

$$JZ + HC_MV_M + Eu = TA_MV_M + TB_Mu.$$

因此，当 T 为(2.8)式之解且选择 $E = TB_M$，即可使控制输出 $u(t)=DZ(t) = DTV_M(t)$．这样，问题就成为能否设计出补偿网络参数，使得(2.8)式成立且有 $DT = K$．此处 K 为所希望实现的线性状态反馈增益矩阵．我们有如下命题：

命题 1. 记 $T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix}$，$T_i$ 分别为 $s_i \times M$ 维阵 $(i = 1,2,3)$，为方程(2.8)之解．如果量测元件系统维数 s_1 与补偿网络维数 s_2 之和与系统方程 (2.1) 的维数 M 相同，即有 $s_1 + s_2 = M$，且 $\operatorname{rank} T_1 = s_1$，则对任意反馈增益阵 K，可选出补偿网络参数 J_{21}，J_{22}，J_{31}，J_{32}，使得

$$DT = K. \tag{2.9}$$

证明．根据 J,H,D 的结构，把 $T = [T_1^T, T_2^T, T_3^T]^T$ 代入方程(2.8)和(2.9)有

$$J_{11}T_1 - T_1A_M + H_1C_M = 0, \tag{2.10}$$

$$J_{21}T_1 + J_{22}T_2 - T_2A_M = 0, \tag{2.11}$$

$$J_{31}T_1 + J_{32}T_2 + J_{33}T_3 - T_3A_M = 0, \tag{2.12}$$

$$D_3T_3 = K. \tag{2.13}$$

首先因 $q \leqslant s_3$，故对任意阵 K，存在 T_3 满足(2.13)式．再考虑(2.10)式．根据文献[7]，当 J_1 与 A_M 无共同本征值时，有唯一确定的解 T_1．由假定有 $s_1 + s_2 = M$ 且 $\operatorname{rank} T_1 = s_1$，故可选取 T_2 阵使得 $\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix}$ 满秩．于是其逆阵存在．设 $\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix}^{-1} = [Q_1, Q_2]$，由(2.12)式有

$$[J_{31}, J_{32}] = (T_3A_M - J_{33}T_3)[Q_1, Q_2].$$

再由(2.11)式有

$$[J_{21}, J_{22}] = T_2A_M[Q_1, Q_2].$$

由此得出补偿网络参数设计公式

$$J_{31} = (T_3A_M - J_{33}T_3)Q_1, \tag{2.14}$$

$$J_{32} = (T_3A_M - J_{33}T_3)Q_2, \tag{2.15}$$

$$J_{21} = T_2 A_M Q_1, \tag{2.16}$$

$$J_{22} = T_2 A_M Q_2. \tag{2.17}$$

这就证明了命题.

考查某型号小迴路姿态控制系统. 降阶模型只包含刚体绕重心旋转与一阶弹性振动. 刚体运动传递函数为

$$W_g(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi_0\omega_0 s + \omega_0^2}. \tag{2.18}$$

一阶振动传递函数

$$W_F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi_1\omega_1 s + \omega_1^2}. \tag{2.19}$$

量测器为阻尼陀螺,其传递函数为

$$W_T(s) = \frac{K_T}{s^2 + 2\xi_T\omega_T s + \omega_T^2}. \tag{2.20}$$

舵系统传递函数为

$$W_d(s) = \frac{58.4727}{s + 45.4545}. \tag{2.21}$$

式中 $\xi_0 = 0.6997$, $\omega_0 = 1.8603$, $\xi_1 = 0.039$, $\omega_1 = 19.1448$, $\xi_T = 0.45$, $\omega_T = 71.4286$, $K_T = 2857.143$. 如取校正网络为

$$W_b(s) = \frac{K(0.0224s + 1)}{(0.0375s + 1)}, \tag{2.22}$$

系统可写成

$$\frac{dV_M}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_0^2 & -2\xi_0\omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 & -2\xi_1\omega_1 \end{bmatrix} V_M + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t), \tag{2.23}$$

$$\omega(t) = (0,1,0,1)V_M, \tag{2.24}$$

$$\frac{dZ}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_T^2 & -2\xi_T\omega_T & 0 & 0 \\ \dfrac{K}{0.0375} & \dfrac{0.0224}{0.0375}K & \dfrac{-1}{0.0375} & 0 \\ 0 & 0 & 58.4727 & -45.4545 \end{bmatrix} Z + \begin{bmatrix} 0 \\ K_T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \omega(t), \tag{2.25}$$

$$u(t) = (0,0,0,1)Z. \tag{2.26}$$

刚体旋转是小迴路系统的主要控制对象. 按此方案, 取 $K = 0.11$, 相应一阶振动的闭环本征值为 $-0.752 \pm j19.73$, 阻尼比 $\xi = 0.03927$. 其品质没有改善,且计算表明变化 K 值不能兼顾刚体旋转与一阶振动. 当一种特性变好时另一种必然恶化. 据分析认为这是此型号靶场, 经试验多次出现折断的原因. 但按本文方法, 校正网络取为二阶, 取反馈阵 $K = (0,0,0,-26.8027)$ 可把一阶振动阻尼比改善到 0.739. 从方程(2.13)得 $T_3 = K$,再由方程(2.10)求出阵 T_1

$$T_1 = \begin{bmatrix} 0.02455 & -0.5415 & 2.3873 & -0.5414 \\ -1.8735 & -1.3849 & -198.4315 & 1.573 \end{bmatrix}.$$

取 $T_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1, & 0 & 0 \end{bmatrix}$，则可求出 $[Q_1, Q_2] = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix}^{-1}$.

$$Q_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -0.0152 & -0.0052 \\ -1.914 & -0.023 \end{bmatrix},\quad Q_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -0.0094 & -0.01545 \\ 0.0038 & -1.0683 \end{bmatrix}.$$

故由式(2.14)—(2.17)和 $TB_M = E$ 得

$$J_{31} = [2105.904,\ -23.9834],\quad J_{32} = [-96.8213,\ 1106.9775],$$

$$J_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},\quad J_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_0^2 & -2\xi_0\omega_0 \end{bmatrix},\quad E_1 = \begin{bmatrix} -1.0829 \\ 0.1881 \end{bmatrix},$$

$$E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},\quad E_3 = -26.8027.$$

这样设计的控制系统用一个陀螺和一个二阶校正网络，可控制刚体旋转与一阶振动．同样方法可用两个独立量测迴路与两个二阶校正网络，就可在稳定刚体振型的同时对前三阶弹性振型实现主动控制．

本方法还有一些好处，如模型给出是一般形式，可包含多种量测控制的方式和布局；反馈阵 K 可根据各种要求按某二次最优指标确定；阵 T 的选取还有相当大的自由度可资利用；网络设计本身只要求 C_M 的行线性无关，即只要求几个量测元件不安放于同一位置，易于适应总体设计要求的约束条件等等．

三、闭环系统分析

上节模型只考虑了第一节中 $m_1 = m_2$ 情形． 如果 $m_1 < m_2$，则还需考虑系统闭合后观测误差与控制误差项带来的影响

把上节模型写成如下闭环形式：

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} V_M \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_M & B_M D \\ HC_M & J + ED \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_M \\ Z \end{bmatrix} \triangleq A_2 \begin{bmatrix} V_M \\ Z \end{bmatrix}. \tag{3.1}$$

对此系统有

命题 2. 如果 J 与反馈增益阵 K 按命题 1 确定，则闭环系统算子 A_2 的本征值由 $A_M + B_M K$ 和 J 的本征值所组成．

本命题的证明是熟知的．即作变换阵

$$S = \begin{bmatrix} I & 0 \\ T & I \end{bmatrix},\quad S^{-1} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -T & I \end{bmatrix},$$

由 T 的选取有

$$S^{-1}A_2 S = \begin{bmatrix} A_M + B_M K & B_M D \\ 0 & J \end{bmatrix}.$$

如果 $m_1 < m_2$，则产生观测误差 HC_2 与控制误差 B_2D，此时闭环系统方程为

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} V_1 \\ Z \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & B_1D & 0 \\ HC_1 & J+ED & HC_2 \\ 0 & B_2D & A_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_1 \\ Z \\ V_2 \end{bmatrix}. \tag{3.2}$$

记 $X = \begin{bmatrix} V_1 \\ Z \end{bmatrix}$, $\bar{P} = \begin{bmatrix} 0 \\ HC_2 \end{bmatrix}$, $\bar{Q} = [0,\ B_2D]$,则可写成

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} X \\ V_2 \end{bmatrix} = \left\{\begin{bmatrix} A_2 & 0 \\ 0 & A_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \bar{P} \\ \bar{Q} & 0 \end{bmatrix}\right\}\begin{bmatrix} X \\ V_2 \end{bmatrix} \triangleq (A_3 + B_3)\begin{bmatrix} X \\ V_2 \end{bmatrix}. \tag{3.3}$$

假设 A_3 生成强连续半群 $U(t)$ 满足 $\|U(t)\| \leqslant M_2e^{-\beta t}$, $\beta > 0$. 事实上本假设可由对系统的条件与控制器构造推出. 类似于文献[3]可有

命题 3. 设 $\xi = \|HC_2\|$, $\eta = \|B_2D\|$, $\delta = \max\{\xi, \eta\}$ 称为降阶误差系数. 如果 $\delta < \beta$, 则系统(2.3)是稳定的. 事实上，因

$$\|B_3\| = \sup_{(\|X\|^2+\|V_2\|^2)^{1/2}=1} [\|\bar{P}V_2\|^2 + \|QX\|^2]^{1/2} = \sup[\|HC_2V_2\|^2 + \|B_2DZ\|^2]^{1/2}$$

$$\leqslant \sup[\|HC_2\|^2\|V_2\|^2 + \|B_2D\|^2\|Z\|^2]^{1/2} \leqslant \delta\sup[\|V_2\|^2 + \|Z\|^2]^{1/2} \leqslant \delta,$$

再由半群算子有界扰动定理(根据文献[5])知 $A_3 + B_3$ 生成强连续半群 $V(t)$ 有性质

$$\|V(t)\| \leqslant M_2e^{(\|B_3\|-\beta)t} \leqslant M_2e^{-(\beta-\delta)t}. \tag{3.4}$$

因此当 $\delta < \beta$ 时闭环系统稳定.

根据这些命题,在设计飞行器控制网络时,可根据系统量测元件和控制元件的频带宽度,总体设计能允许的控制系统阶数,降阶误差系数等因素综合考虑，选定适当的降阶模型并由此设计补偿网络,使整个系统的品质得以改善.

作者对于景元、朱广田、李致杰、孙连举等同志的热情指教表示感谢.

参 考 文 献

[1] 宋 健、于景元,带有常微分控制器的分布参数反馈系统,中国科学,1975 年 3 月,第二期.

[2] 宋 健、于景元、朱广田,毕大川,细长体飞行器自动驾驶仪设计的分布参数系统理论,宇航学报,1980 年 2 月.

[3] Balas. M. J., Feedback Control of Dissipative Hyperbolic Distributed Parameter Systems with Finite Dimensional Controllers *J. Math. Anal. Appl*, **98** (1984), No. 1.

[4] Balas. M. J., Trends in Large Space Structure Control Theory, *IEEE Trans. Auto. Cont.* AC-**27**, (1982) No. 3.

[5] Kato, Perturbation Theory for Linear Operators, Springer, 1982.

[6] 冯德兴、朱广田,胡顺菊,一类分布参数系统的极点配置问题,系统科学与数学,第 2 卷,(1982),第一期.

[7] ΓΑΗΤΜΑΧΕΡ. Φ. Ρ, 柯召译,矩阵论,高教出版社,1955.

FEEDBACK CONTROL FOR ATTITUDE CONTROL SYSTEM OF THE ELASTIC VEHICLE

YE XIAOYE HE XIANGWEI

(Beijing Information and Control Research Institute)

ABSTRACT

In this paper, the reduced-order model of attitude control system for elastic space vehicle is discussed by virtue of the finite band-width property of the controller. A design method of the control system is proposed. Taking advantage of this method, all eigenmodes of reduced-order model can be controlled and the relation between the parameters of controller and the eigenvalues of closed-loop system may become simple and obvious.