

海洋平台地震响应的 LQG 控制*

张文首 林家浩 于 骁

(大连理工大学工业装备结构分析国家重点实验室, 大连 116024)

摘要 提出了将 LQG 控制及独立模态空间控制应用于结构主动控制的新方法. 该方法首先利用平衡降阶法对结构进行降阶, 然后在模态空间中采用 LQG 控制策略对结构进行控制; 同时结合复模态理论和虚拟激励法, 给出了系统分析的有效途径. 最后以海洋平台地震响应的主动控制为例, 验证了方法的有效性.

关键词 平衡降阶法, 独立模态空间控制, LQG 控制器, 海洋平台

引言

随着海洋油气资源的大量开发利用, 作为海上油气资源的开发工具, 桩基导管架式海洋平台的应用越来越广泛. 导管架平台造价很高, 其造价直接影响开采成本. 如何在保证平台正常工作、提高平台寿命和可靠性的前提下降低平台造价就显得很重要, 并将带来直接的经济效益. 为此, 运用主动控制方法增强导管架平台抵抗环境荷载的能力不失为一种合适的选择.

导管架平台的自由度较多, 但研究表明平台的振动主要由其前几阶模态控制, 甚至第一阶模态起主要作用. 对于由少数模态控制的结构, 采用模态控制法无疑是行之有效的. 独立模态空间控制 (IMSC)^[1] 可实现对所需控制的模态进行独立控制而不影响其它未控模态, 具有计算量小、设计方便的优点, 目前已成为柔性结构的主要控制方法. 有关柔性结构的降阶问题, 目前已提出多种方法, 如模态近似法、代价分析法^[2] 以及平衡降阶法^[3,4] 等. 平衡降阶法从系统内平衡实现的角度出发给系统降阶, 不但适用于稳定、可控、可观的系统, 而且对不稳定、不可控、不可观的系统也行之有效^[5]. 本文首先采用平衡降阶法对导管架平台进行降阶, 然后用独立模态空间控制法进行控制. 考虑到地震动的随机性, 本文在模态空间中采用 LQG 控制策略. 本文方法只需测量结构某些结点的绝对加速度而不需测量结构状态, 相对位移和相对速度, 也不需要传感器数及作动器数和所控模态数一样. 本文最后以渤海湾的

JZ20-2 MUQ 生活平台作为计算实例.

1 动力方程的建立

受控导管架平台在地震作用下的运动方程可写为如下形式

$$M\ddot{x}(t) + C\dot{x}(t) + Kx(t) = -ME\ddot{x}_g(t) + Hu(t) \quad (1)$$

式中 $u(t)$ 是 r 阶主动控制力向量, H 是 $n \times r$ 阶位置矩阵, n 为模型阶数, $\ddot{x}_g(t)$ 为地震地面加速度, 其功率谱密度为 $S_g(\omega)$, 通常采用有理函数形式, 可以用白噪声通过成形滤波器来表示, 即

$$\dot{\Gamma}(t) = A_c\Gamma(t) + D_cw(t) \quad (2a)$$

$$\ddot{x}_g(t) = C_c\Gamma(t) \quad (2b)$$

式中 $w(t)$ 为功率谱密度为 S_0 的白噪声过程.

令 $x(t) = \Phi\eta(t)$, 其中模态矩阵 Φ 已按质量归一化, 由式(1)可得

$$\ddot{\eta}_j(t) + 2\xi_j\omega_j\dot{\eta}_j(t) + \omega_j^2\eta_j(t) = -\gamma_j\ddot{x}_g(t) + f_j(t), \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

式中 γ_j 为 $\gamma = \Phi^TME$ 的第 j 个元素, $f_j(t) = b_j u(t)$ 为第 j 阶模态控制力, 其中 b_j 为 $b = \Phi^T H$ 的第 j 行元素. 式(3)可用状态空间方程和输出方程表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\ddot{\eta}}_j(t) \\ \dot{\eta}_j(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\xi_j\omega_j & -\omega_j^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\eta}_j(t) \\ \eta_j(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} f_j(t) + \begin{bmatrix} -\gamma_j \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{x}_g(t), \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

$$y(t) = \sum_{j=1}^n [c_{1j} \quad c_{2j}] \begin{bmatrix} \dot{\eta}_j(t) \\ \eta_j(t) \end{bmatrix} \quad (5)$$

2003-09-24 收到第一稿, 2003-10-21 收到修改稿.

* 教育部留学回国人员科研启动基金资助项目(教外司留[2001]498号), 863《新型平台抗冰振技术》资助项目, 国家自然科学基金资助项目(10072015)和国家重点基础研究专项经费资助项目(G1999032805).

为实现系统的内平衡,引进变换

$$\begin{bmatrix} \bar{q}_1(t) \\ \bar{q}_2(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2\sqrt{\xi_j\omega_j}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega_j^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \nu_{1j} & -\nu_{2j} \\ \nu_{2j} & \nu_{1j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1(t) \\ q_2(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中

$$\sigma_{1j}^2 = \frac{1}{4\xi_j\omega_j} \{c_{1j}^T c_{1j} + \omega_j^{-2} c_{2j}^T c_{2j} \cdot [1 - 2\xi_j\chi_j + 2\xi_j(1 + \chi_j^2)^{1/2}]\}^{1/2}$$

$$\sigma_{2j}^2 = \frac{1}{4\xi_j\omega_j} \{c_{1j}^T c_{1j} + \omega_j^{-2} c_{2j}^T c_{2j} \cdot [1 - 2\xi_j\chi_j - 2\xi_j(1 + \chi_j^2)^{1/2}]\}^{1/2}$$

$$\nu_{1j} = [(1 + \nu_j)/2]^{1/2}, \quad \nu_{2j} = [(1 - \nu_j)/2]^{1/2}$$

$$\nu_j = \text{sgn}(\chi_j)(1 + \chi_j^2)^{-1/2}$$

$$\chi_j = \omega_j c_{2j}^T c_{2j} / (c_{2j}^T c_{2j}) - \xi_j$$

则式(4)和(5)变换为下列平衡系统

$$\dot{q}_j(t) = A_j q_j(t) + B_j f_j(t) + Z_j \ddot{x}_g(t) \quad (7)$$

$$y(t) = \sum_{j=1}^n C_j q_j(t) \quad (8)$$

式中 $A_j = \omega_j \begin{bmatrix} -2\xi_j\nu_{1j}^2 & -(1-2\xi_j\nu_{1j}\nu_{2j})\frac{\sigma_{1j}}{\sigma_{2j}} \\ (1+2\xi_j\nu_{1j}\nu_{2j})\frac{\sigma_{2j}}{\sigma_{1j}} & -2\xi_j\nu_{2j}^2 \end{bmatrix}$,

$$B_j = 2\sqrt{\xi_j\omega_j} \begin{bmatrix} \sigma_{1j}\nu_{1j} \\ -\sigma_{2j}\nu_{2j} \end{bmatrix}, \quad Z_j = 2\gamma_j\sqrt{\xi_j\omega_j} \begin{bmatrix} -\sigma_{1j}\nu_{1j} \\ \sigma_{2j}\nu_{2j} \end{bmatrix},$$

$$C_j = \frac{1}{2\sqrt{\xi_j\omega_j}} \begin{bmatrix} \sigma_{1j}^{-1}(\nu_{1j}c_{1j} + \omega_j^{-1}\nu_{2j}c_{2j}) \\ \sigma_{2j}^{-1}(-\nu_{2j}c_{1j} + \omega_j^{-1}\nu_{1j}c_{2j}) \end{bmatrix}^T, \quad q_j(t) =$$

$$\begin{bmatrix} \bar{q}_1(t) \\ \bar{q}_2(t) \end{bmatrix}. \text{式(7)和(8)所示的模式子系统的可控、可$$

观格拉姆矩阵为 $\text{diag}[\sigma_{1j}^2, \sigma_{2j}^2]$, 其对角线元素代表了相应分量的可控制度大小. 如果 $\sigma_{1j}^2 = \sigma_{2j}^2 = 0$, 则第 j 个模式既不可控也不可观, 忽略这样的模式对系统的输入-输出特性没有影响. 假定按可控制度从大到小对式(7)和(8)重新排列, 取排列后的前 p 阶模式进行控制, 忽略后 $n-p$ 个可控制度较小的模式, 则受控结构就得到了降阶. 将排列后的式(7), (8)和(2)组装为下列状态方程

$$\dot{q}(t) = Aq(t) + Bf(t) + Gw(t) \quad (9)$$

$$y(t) = C_p q(t) \quad (10)$$

式中 $A = \begin{bmatrix} \tilde{A} & ZC_c \\ 0 & A_c \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} \tilde{B} \\ 0 \end{bmatrix}$, $G = \begin{bmatrix} 0 \\ D_c \end{bmatrix}$,

$$\tilde{A} = \text{diag}[A_1, A_2, \dots, A_p],$$

$$\tilde{B} = \text{diag}[B_1, B_2, \dots, B_p],$$

$$Z = [Z_1^T, Z_2^T, \dots, Z_p^T]^T,$$

$$q(t) = [q_1^T(t), q_2^T(t), \dots, q_p^T(t), \Gamma^T(t)]^T,$$

$$C_p = [C_1, C_2, \dots, C_p, 0],$$

$$f(t) = [f_1(t), f_2(t), \dots, f_p(t)]^T.$$

采用独立模态空间控制法时, 模态控制力与其它模态无关, 每个模态的控制律设计是独立的. 考虑到地震动的随机性, 采用 LQG 控制, 即设计最优的 $f_j(t)$ 使 LQG 目标函数 J 达到最小

$$J = \sum_{k=1}^p J_k \quad (11)$$

式中 J_k 为 LQG 模态目标函数

$$J_k = \lim_{T_f \rightarrow \infty} \frac{1}{2T_f} E \left[\int_{T_f}^{T_f+T_f} [q_j^T(t) Q_j q_j(t) + R_j f_j^2(t)] dt \right] \quad (12)$$

对应的模态控制力为

$$f_j(t) = -K_{c_j} \hat{q}_j(t) \quad (13)$$

$$K_{c_j} = R_j^{-1} B_j^T X_{2j} \quad (14)$$

式中 $\hat{q}_j(t)$ 为模态坐标的估计值. 矩阵 X_{2j} 由下面的代数 Riccati 方程求出

$$-X_{2j} A_j - A_j^T X_{2j} + X_{2j} B_j R_j^{-1} B_j^T X_{2j} - Q_j = 0 \quad (15)$$

模态控制力 $f(t)$ 和控制输入 $u(t)$ 具有关系

$$f(t) = \Phi_p^T H u(t) = L u(t) \quad (16)$$

式中 Φ_p 由前 p 列模态组成. 当作动器数 r 等于受控模态数 p 时, 有

$$u(t) = L^{-1} f(t) \quad (17)$$

若作动器数 r 小于受控模态数 p , 则

$$u(t) = L^+ f(t) \quad (18)$$

式中 $L^+ = (L^T L)^{-1} L^T$.

输出方程中的 C_p 与具体测量的量有关. 实际应用中, 绝对加速度比相对位移和相对速度往往更易测量. 绝对加速度可由下式与相对速度和相对位移联系起来

$$\ddot{x}_a(t) = -M^{-1}C\dot{x}(t) - M^{-1}Kx(t) + M^{-1}Hu(t) \quad (19)$$

如果输出量取为 $m(t) = \ddot{x}_a(t) - M^{-1}Hu(t)$, 则

$$m(t) = [-M^{-1}C \quad -M^{-1}K] \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ x(t) \end{bmatrix} \quad (20)$$

通常只需测量 $m(t)$ 的一个子集 $y(t)$, 即

$$y(t) = C_p q(t) + n(t) \quad (21)$$

式中 $y(t)$ 为 m 维向量, $n(t)$ 为测量噪音. 假定测量噪音 $n(t)$ 为零均值随机过程, 每个测量噪音相互独立, 即 $E[n(t)] = 0, E[n(t)n^T(t+\tau)] = IS_\eta\delta(\tau)$.

为了进行模态坐标估计, 引入卡尔曼滤波器作为模态观测器

$$\dot{\hat{q}}(t) = A\hat{q}(t) + Bf(t) + K_f(y(t) - C_p\hat{q}(t)) \quad (22)$$

式中 $K_f = Y_2 C_p^T S_0^{-1}, Y_2$ 是下面代数 Riccati 方程的解

$$AY_2 + Y_2 A^T - Y_2 C_p^T C_p Y_2 S_0^{-1} + GG^T S_0 = 0 \quad (23)$$

2 动力方程的求解

式(9), (13), (21)和(22)可以合并为 $2N$ 阶系统

$$\dot{p}(t) = \hat{A}p(t) + F(t) \quad (24)$$

$$\text{式中 } \hat{A} = \begin{bmatrix} A - BK_c & BK_c \\ 0 & A - K_f C_p \end{bmatrix}, \quad K_c = [\tilde{K}_c \quad 0]$$

$$\tilde{K}_c = \text{diag}[K_{c1} \quad K_{c2} \quad \dots \quad K_{c\rho}],$$

$$F(t) = \begin{bmatrix} G & 0 \\ G & -K_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w(t) \\ n(t) \end{bmatrix}, \quad p(t) = \begin{bmatrix} q(t) \\ e(t) \end{bmatrix}$$

$$e(t) = q(t) - \hat{q}(t).$$

假定 $w(t)$ 和测量噪音 $\eta(t)$ 相互独立, 即 $E[w(t)\eta^T(t+\tau)] = 0$, 则有

$$S_{w\eta} = \begin{bmatrix} S_0 & 0 \\ 0 & S_\eta I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \mu^2 I \end{bmatrix} S_0 =$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \mu I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \mu I \end{bmatrix} S_0,$$

式中

$$\mu^2 = S_\eta / S_0 \quad (25)$$

令 $T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \mu I \end{bmatrix}$, 则可构造虚拟激励向量^[6]

$$\begin{bmatrix} w(t) \\ \eta(t) \end{bmatrix}_k = T_k \sqrt{S_0} \exp(i\omega t) \quad (26)$$

$k = 1, 2, \dots, m+1$

式中 T_k 为 T 的第 k 列. 于是第 k 个方程为

$$\dot{p}_k(t) = \hat{A}p_k(t) + F_k \sqrt{S_0} \exp(i\omega t) \quad (27)$$

式中 $F_k = \begin{bmatrix} G & 0 \\ G & -K_f \end{bmatrix} T_k$. 由式(24)可得 \hat{A} 的特征方程

$$\begin{vmatrix} \lambda I - (A - BK_c) & -BK_c \\ 0 & \lambda I - (A - K_f C_p) \end{vmatrix} = 0$$

$$|\lambda I - (A - BK_c)| |\lambda I - (A - K_f C_p)| = 0 \quad (28)$$

该式表明 \hat{A} 的特征值由状态反馈部分和观测器部分特征值组合而成, 且两部分特征值相互独立, 彼此互不影响. 由于状态反馈部分和观测器部分具有这种分离特性, 所以状态反馈部分和观测器部分可以独立设计.

利用复模态理论, 可求出 \hat{A} 的模态矩阵 Ψ . 记 Ψ_j 为 Ψ 的第 j 列特征向量, λ_j 为相应的特征值. 在欠阻尼情况下, 其特征向量和特征值成对出现, 可表示为

$$\Psi_j = \Psi_{j+N}^*, \quad \lambda_j = \lambda_{j+N}^* = -\omega_j \xi_j + i\omega_{d_j} \quad (29)$$

其中

$$\omega_j = |\lambda_j|, \xi_j = -\text{Re}(\lambda_j)/|\lambda_j|, \omega_{d_j} = \omega_j \sqrt{1 - \xi_j^2}$$

ω_j 为频率, ξ_j 为阻尼比, ω_{d_j} 为有阻尼频率, * 表示共轭.

采用变换 $p_k(t) = \Psi \delta_k(t)$, 可将式(27)解耦, 从而求得 $p_k(t)$ 为

$$p_k(t) = \sum_{j=1}^{2N} \Psi_j \frac{\gamma_{kj}}{i\omega - \lambda_j} \sqrt{S_0} \exp(i\omega t) \quad (30)$$

式中 γ_{kj} 为 $\gamma_k = \Psi^{-1} F_k$ 的第 j 个元素. 由于特征值和特征向量共轭成对出现, 式(30)可进一步简化为

$$p_k(t) = \sum_{j=1}^N H_j(\omega) (i\omega \alpha_{kj} + \beta_{kj}) \sqrt{S_0} \exp(i\omega t) \quad (31)$$

式中 $\alpha_{kj} = 2\text{Re}(\Psi_j \gamma_{kj}), \beta_{kj} = -2\text{Re}(\Psi_{k_j} \gamma_{kj} \lambda_j^*)$. $H_j(\omega)$ 为频响函数, 可表示为

$$H_j(\omega) = \frac{1}{\omega_j^2 - \omega^2 + i2\xi_j \omega_j \omega} \quad (32)$$

于是

$$p(t) = \sum_{k=1}^{m+1} p_k(t) \quad (33)$$

由虚拟激励法可知 $v(t)$ ($v(t)$ 为 $p(t)$ 的任一分量) 的谱密度为

$$S_{vv}(\omega) = v^* v \quad (34)$$

$v(t)$ 的方差为

$$\sigma_w^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_w(\omega) d\omega \quad (35)$$

3 算例

本文以 JZ20-2MUQ 平台为背景给出导管架平台结构的 LQG 主动控制减震方案. 此平台是 JZ20-2 油气田工程的生活动力平台, 位于渤海辽东湾北部, 见图 1. 平台结构部分参数为: 钢材的弹性模量

$E=210 \text{ MPa}$, 波松比 $\nu=0.3$, 质量密度 $\rho=7800 \text{ kg/m}^3$. 平台上的全部质量平均加在顶层横梁的四个结点上(每个集中质量块重 400 t). 计算中采用瑞雷阻尼假定 $C=\alpha M+\beta K$, 其中 α 和 β 由结构前 2 阶模态阻尼比确定. 结构前 2 阶模态阻尼比采用实测值 0.04. 由计算得到平台前 5 阶自振频率为 0.883,

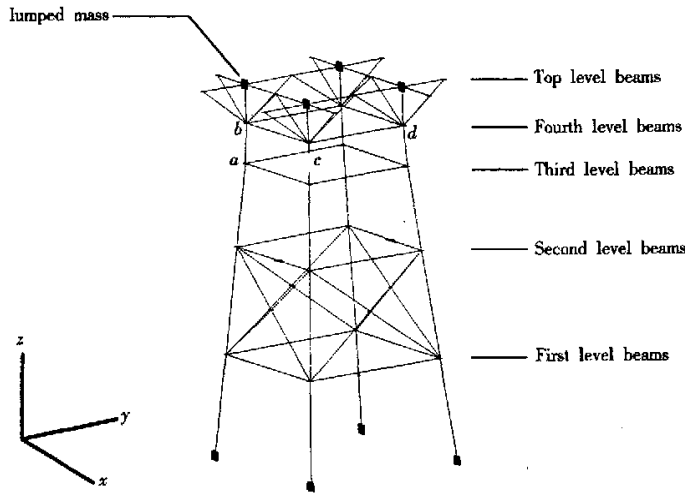


图 1 结构模型简图

Fig.1 Schematic of structure

0.883, 0.961, 2.431, 4.393(Hz). 式(25)的 μ 取为 1/7. 传感器安装在图中的 a, b 点, 输出为 ax, ay, bx 和 by 方向. 作动器位于 cx 和 dy 方向. 表 1 为经过平衡降阶法计算得到的 σ_i 值. 从表中可以看到前 3 阶模态的 σ_i 较大, 故在本文中取前 3 阶模态进行控制.

取地震波传播方向为沿 x 轴, 其加速度功率谱 $S_g(\omega)$ 采用 Kanai-Tajimi 过滤白噪声,

$$S_g(\omega) = \frac{1 + 4\xi_g^2(\omega/\omega_g)^2}{[1 - (\omega/\omega_g)^2]^2 + 4\xi_g^2(\omega/\omega_g)^2} S_0 \quad (36)$$

式中 $\omega_g=15.0 \text{ rad/s}$, $\xi_g=0.65$, $S_0=4.65 \times 10^{-4} \text{ m}^2 \cdot \text{s}^{-3}/\text{rad}$. 将式(36)的 $S_g(\omega)$ 用式(2)的成型滤波器来表示, 则 A_c , D_c 和 C_c 可表示如下:

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_g^2 & -2\xi_g\omega_g \end{bmatrix}, \quad D_c = [0 \quad 1]^T, \\ C_c = [\omega_g^2 \quad 2\xi_g\omega_g].$$

由于控制效果取决于式(12)的权矩阵 Q_i 和

R_i , 下面就权矩阵对系统响应性能指标的影响进行研究. 取 $R_1=R_2=R_3=0.01$, $Q_1=Q_2=QI$, 这里 I 为单位阵. 图 2 给出了平台最大位移响应标准偏差对

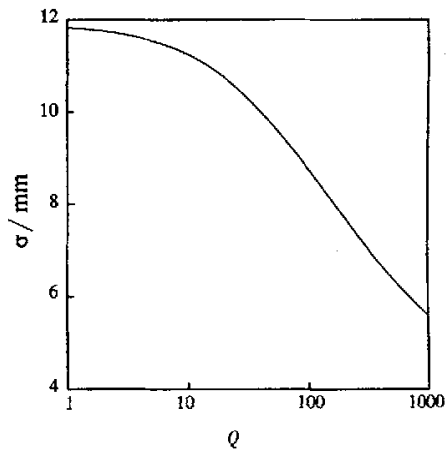


图 2 位移响应标准偏差与 Q 的关系

Fig.2 Standard deviation of displacement response versus Q

应于 Q 值的变化曲线。从图中可以看到,随着 Q 值的增加,平台最大位移响应单调减小,图 3 给出了结构的控制输入 $u(t)$ 的标准偏差对应于 Q 值的变

化曲线。可以看到,随着 Q 值的增加,所需控制力也增大。因此 Q 值的选择要综合考虑控制效果和所需代价两方面因素。

表 1 各阶模态 σ_j 计算值

Table 1 Computed values of σ_j for different modes

mode no.	σ_{1j}	σ_{2j}	mode no.	σ_{1j}	σ_{2j}
1	0.199	0.184	4	0.036	0.032
2	0.199	0.184	5	0.012	0.010
3	0.175	0.162	6	0.012	0.010

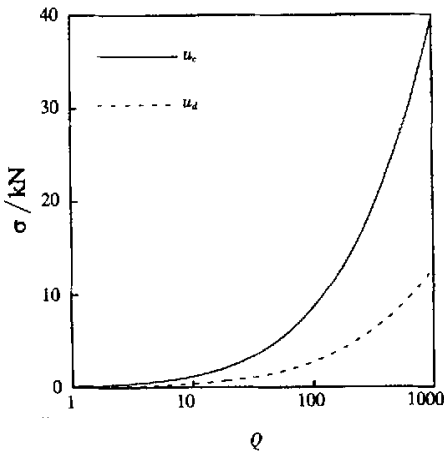


图 3 控制力响应标准偏差与 Q 的关系

Fig. 3 Standard deviation of control force responses versus Q

4 结论

本文将基于独立模态空间的 LQG 控制应用到海洋平台地震响应的主动控制中,并通过算例研究了本文方法的可行性。本文取前 3 阶具有较大可控度的模态进行控制,得到了较好的控制效果。作为一种方法的研究,本文没有考虑对高阶模态进行滤波,也没有对系统的超调量和过程过渡时间等进行研究。有关这两方面内容,可以参考有关文献^[7,8]。

参考文献

- 1 Soong TT. Active structural control; theory and practice. New York; Longman Scientific & Technical, 1990
- 2 Skelton RE, Hughes PC. Model cost analysis for linear matrix second order systems. *Journal of Dynamic System. Measurement and Control*, 1980,102:151~158
- 3 Moore BC. Principal component analysis in linear system; controllability, observability, and model reduction. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1981, 26 (1):17~32
- 4 Gregory Jr CZ. Reduction of large flexible spacecraft models using internal balancing theory. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 1984,7(6):725~732
- 5 胡明华,胡寿松. 平衡降阶方法及其进展. 南京航空学院学报,1990,22(4):92~101(Hu Minghua, Hu Shousong. Balanced reduction method and its development. *Journal of Nanjing Aeronautical Institute*, 1990,22(4):92~101 (in Chinese))
- 6 Lin JH, Zhang WS, Li JJ. Structural Responses to Arbitrarily Coherent Stationary Random Excitations. *Computers & Structures*, 1994, 50(5):629~633
- 7 顾仲权,马扣根,陈卫东. 振动主动控制. 北京:国防工业出版社,1997 (Gu Zhongquan, Ma Kougen, Chen Weidong. Active control of vibration. Beijing: National Defence Industry Press, 1997 (in Chinese))
- 8 胡中楫,邹伯敏,林冬青,等. 最优控制原理及应用,杭州:浙江大学出版社,1988 (Hu Zhongji, Zou Bomin, Lin Dongqing, et al. Optimal control principle and application. Hangzhou: Zhejiang University Press, 1988 (in Chinese))

SEISMIC RESPONSE OF OFFSHORE PLATFORM WITH LINEAR QUADRATIC GAUSSIAN CONTROLLERS*

Zhang Wenshou Lin Jiahao Yu Xiao

(*State Key Laboratory of Structural Analysis for Industrial Equipment,
Dalian University of Technology, Dalian 116024, China*)

Abstract A new method of active structural control which combines LQG controllers with independent modal space control is presented. The model reduction is first carried out by balanced reduction method, then LQG control strategy is used in modal space for control design. An effective analysis approach is given in terms of complex modal superposition method and pseudo-excitation method. The method is validated by an example of active control of seismic responses of offshore platform.

Key words balanced reduction method, independent modal space control, LQG controller, offshore platform

Received 24 September 2003, revised 21 October 2003.

- * The project sponsored by SRF for ROCS, SEM, 863 Program (2001AA602015), NSFC (10072015) and NKBRSC of China (G1999032805).