

文章编号:1007-4708(2009)05-0633-05

海洋平台地震响应的 H_∞ 控制

张文首*, 张 力, 岳前进, 张向锋

(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 H_∞ 控制及平衡降阶法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, 然后利用降阶模型构造出 H_∞ 控制器和 H_∞ 观测器对结构进行控制; 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。本文最后以海洋平台地震响应的 ATMD 主动控制为例, 验证了本文方法的有效性。

关键词:平衡降阶法; H_∞ 控制; 地震响应; 海洋平台

中图分类号:TE952 **文献标识码:**A

1 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。处于海洋环境中的导管架平台, 承受风、波浪、海流、地震以及船舶撞击等各种环境动力荷载的作用, 其中地震为主要控制荷载之一。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地震荷载的能力不失为一种合适的选择。

主动调频质量阻尼器(ATMD)作为一种有效的控制装置, 已得到了广泛的研究和实际应用。ATMD 通过引入主动控制克服了被动 TMD 对受窄带激励的结构响应控制效果较佳, 而对地震这种宽带激励不能取得很好控制效果的固有缺陷, 提高了控制性能^[1]。由于平台结构的物理参数无法精确获得, 采用可考虑系统不确定性影响的 H_∞ 算法进行 ATMD 控制器的设计无疑是合适的。导管架平台的自由度数较多, 难以直接用来进行控制器设计, 因此平台结构模型降阶是十分重要的。另外, 在平台结构上只能在有限位置上安装传感器也是进行控制器设计时必须考虑的因素。

平衡降阶法^[2]从系统的可控性、可观性出发, 在实现系统的内平衡基础上来进行降阶, 不但适用于稳定、可控、可观的系统, 而且对不稳定、不可控及不可观的系统也行之有效^[3-5]。本文首先采用平衡降阶法对导管架平台模型进行降阶, 然后用降阶模型构造 H_∞ 控制器和观测器。考虑到地震动的随机性, 采用虚拟激励法^[6]对结构进行了有控和无控随机振动分析。本文最后以渤海湾的 MSW20-2 平台作为计算实例证明了本文方法的有效性。

2 H_∞ 控制问题

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:

$$M\ddot{\mathbf{x}}(t) + C\dot{\mathbf{x}}(t) + K\mathbf{x}(t) = -M\mathbf{E}\ddot{\mathbf{x}}_g(t) + \mathbf{H}u(t) \quad (1)$$

式中 $u(t)$ 是 r 阶主动控制力向量, $\mathbf{H}$ 为 $n \times r$ 阶位置矩阵, n 为模型阶数, $\ddot{\mathbf{x}}_g(t)$ 为地震地面加速度, $\mathbf{E}$ 为惯性指示向量。

式(1)的状态反馈的 H_∞ 控制问题由下式给出:

$$\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{A}\mathbf{q} + \mathbf{B}_1\mathbf{w} + \mathbf{B}_2\mathbf{u} \quad (2a)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{C}_1\mathbf{q} + \mathbf{D}_{12}\mathbf{u}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{q} + \mathbf{D}_{21}\mathbf{w} \quad (2b, 2c)$$

式中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} & -\mathbf{M}^{-1}\mathbf{C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{E} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}^{-1}\mathbf{H} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \dot{\mathbf{x}} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}(t) = \begin{bmatrix} \ddot{\mathbf{x}}_g(t) \\ \mathbf{w}_m(t) \end{bmatrix}$$

式中 $\mathbf{z}$ 为可控输出, $\mathbf{y}$ 为测量输出, $\mathbf{w}_m(t)$ 为 m 维测

收稿日期:2007-10-24;修改稿收到日期:2008-07-04.

基金项目:国家 863 计划(2001AA02015)资助项目.

作者简介:张文首(1963-),男,博士,教授

(E-mail:wszhang@dl.cn).

量噪声,且满足

$$\mathbf{D}_{12}^T [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{D}_{12}] = [\mathbf{0} \quad \mathbf{I}], \left[\begin{array}{c} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{D}_{21} \end{array} \right] \mathbf{D}_{21}^T = \left[\begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{array} \right] \quad (2d)$$

式中 $\mathbf{I}$ 为单位阵。

H_∞ 控制问题的提法是寻找状态反馈 $\mathbf{u} = \mathbf{K}_f \mathbf{q}$ 使得闭环系统稳定,并且满足

$$\|\mathbf{G}_{zw}\|_\infty = \sup \frac{\|\mathbf{z}(t)\|_2}{\|\mathbf{w}(t)\|_2} < \gamma \quad (3)$$

式中 $\mathbf{G}_{zw}$ 为 $\mathbf{w}(t)$ 到 $\mathbf{z}(t)$ 的闭环传递函数,表示为

$$\mathbf{G}_{zw}(s) = \left[\begin{array}{ccc} \mathbf{A} + \mathbf{B}_2 \mathbf{K} & \cdots & \mathbf{B}_1 \\ \hline \mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12} \mathbf{K} & \cdots & \mathbf{0} \end{array} \right] \quad (4)$$

对于式(2)的系统,用估计状态 $\hat{\mathbf{q}}$ 代替 $\mathbf{q}$,可求得

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_f \hat{\mathbf{q}} = -\mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{q}} \quad (5)$$

式中 $\mathbf{P}$ 为正定对称矩阵,且满足如下矩阵 Riccati 方程:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{P}(\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{P} + \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 = \mathbf{0} \quad (6)$$

由于式(3)的 γ 系人工设定,故这里的 H_∞ 控制问题又称为 H_∞ 次优控制问题。次优控制器比最优控制器具有更好的性质,例如较低的带宽。

在状态反馈 H_∞ 控制中,要求系统的全部状态信息可测,这在工程实际中是不现实的。为了从测量输出中估计出系统的状态信息,需采用状态观测器。状态观测器方程为

$$\dot{\hat{\mathbf{q}}} = \mathbf{A} \hat{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} + \mathbf{K}_f (\mathbf{y} - \mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{q}}) \quad (7)$$

式中 $\mathbf{K}_f$ 为反馈增益矩阵。由式(2a)减去式(7),得

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_f \mathbf{C}_2) \mathbf{e}(t) + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{K}_f \mathbf{D}_{21}) \mathbf{w}(t) \quad (8a)$$

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}_2 \mathbf{e} \quad (8b)$$

式中 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{q}(t) - \hat{\mathbf{q}}(t)$ 。由 $\mathbf{w}(t)$ 到 $\Delta \mathbf{y}(t)$ 的传递函数为

$$\mathbf{G}_{\Delta y w}(s) = \left[\begin{array}{ccc} \mathbf{A} - \mathbf{K}_f \mathbf{C}_2 & \cdots & \mathbf{B}_1 - \mathbf{K}_f \mathbf{D}_{21} \\ \hline \mathbf{C}_2 & \cdots & \mathbf{0} \end{array} \right] \quad (9)$$

满足 $\|\mathbf{G}_{\Delta y w}\|_\infty < \gamma$ 的反馈增益矩阵 $\mathbf{K}_f$ 为

$$\mathbf{K}_f = \mathbf{Q} \mathbf{C}_2^T \quad (10)$$

式中 $\mathbf{Q}$ 为正定对称矩阵,且满足如下矩阵 Riccati 方程:

$$\mathbf{A} \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}(\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2) \mathbf{Q} + \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T = \mathbf{0} \quad (11)$$

3 模型降阶

式(2)的系统通常阶数很高,这里采用平衡降阶法降阶。引进变换 $\mathbf{q}(t) = \mathbf{T} \tilde{\mathbf{q}}(t)$, 式中 $\mathbf{T}$ 为非奇异矩阵, $\tilde{\mathbf{q}}(t)$ 为平衡坐标,则式(2)可变换为下列平衡系统:

$$\dot{\tilde{\mathbf{q}}}(t) = \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{q}}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_1 \mathbf{w}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_2 \mathbf{u}(t) \quad (12a)$$

$$\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{C}}_1 \tilde{\mathbf{q}} + \mathbf{D}_{12} \mathbf{u}, \quad \mathbf{y} = \tilde{\mathbf{C}}_2 \tilde{\mathbf{q}} + \mathbf{D}_{21} \mathbf{w} \quad (12b, c)$$

式中 $\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{A} \mathbf{T}, \tilde{\mathbf{B}}_1 = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{B}_1, \tilde{\mathbf{B}}_2 = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{B}_2$

$$\tilde{\mathbf{C}}_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{T}, \tilde{\mathbf{C}}_2 = \mathbf{C}_2 \mathbf{T}.$$

式(12)的可控性矩阵 $\mathbf{W}_c$ 与可观测性矩阵 $\mathbf{W}_o$ 相等,即

$$\mathbf{W}_c = \mathbf{W}_o = \text{diag}[\sigma_1 \quad \sigma_2 \quad \cdots \quad \sigma_n] \quad (13)$$

对于式(12)的平衡系统,可忽略 $\tilde{\mathbf{q}}(t)$ 中与较小 $\sigma_i (i = 1, 2, \cdots, n)$ 对应的部分,得到降阶模型。将式(12)写成分块矩阵形式:

$$\left\{ \begin{array}{c} \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_1(t) \\ \dot{\tilde{\mathbf{q}}}_2(t) \end{array} \right\} = \left[\begin{array}{cc} \tilde{\mathbf{A}}_{11} & \tilde{\mathbf{A}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{A}}_{21} & \tilde{\mathbf{A}}_{22} \end{array} \right] \left\{ \begin{array}{c} \tilde{\mathbf{q}}_1(t) \\ \tilde{\mathbf{q}}_2(t) \end{array} \right\} + \left[\begin{array}{c} \tilde{\mathbf{B}}_{11} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{12} \end{array} \right] \mathbf{w}(t) + \left[\begin{array}{c} \tilde{\mathbf{B}}_{21} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{22} \end{array} \right] \mathbf{u}(t) \quad (14a)$$

$$\mathbf{z} = [\tilde{\mathbf{C}}_{11} \quad \tilde{\mathbf{C}}_{12}] \left\{ \begin{array}{c} \tilde{\mathbf{q}}_1(t) \\ \tilde{\mathbf{q}}_2(t) \end{array} \right\} + \mathbf{D}_{12} \mathbf{u} \quad (14b)$$

$$\mathbf{y} = [\tilde{\mathbf{C}}_{21} \quad \tilde{\mathbf{C}}_{22}] \left\{ \begin{array}{c} \tilde{\mathbf{q}}_1(t) \\ \tilde{\mathbf{q}}_2(t) \end{array} \right\} + \mathbf{D}_{21} \mathbf{w} \quad (14c)$$

忽略对应于较小 σ_i 的值的 $\tilde{\mathbf{q}}_2(t)$, 得到降阶模型 $\tilde{\mathbf{A}}_{11}, \tilde{\mathbf{B}}_{11}, \tilde{\mathbf{B}}_{21}, \tilde{\mathbf{C}}_{11}, \tilde{\mathbf{C}}_{21}$ 。

基于降阶模型的状态观测器为

$$\dot{\hat{\tilde{\mathbf{q}}}}_1 = \tilde{\mathbf{A}}_{11} \hat{\tilde{\mathbf{q}}}_1 + \tilde{\mathbf{B}}_{21} \mathbf{u} + \tilde{\mathbf{K}}_f (\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{C}}_{21} \hat{\tilde{\mathbf{q}}}_1) \quad (15)$$

式中 $\tilde{\mathbf{K}}_f = \tilde{\mathbf{Y}}_\infty \tilde{\mathbf{C}}_{21}^T$, 且 $\tilde{\mathbf{Y}}_\infty$ 满足如下矩阵 Riccati 方程:

$$\tilde{\mathbf{A}}_{11} \tilde{\mathbf{Y}}_\infty + \tilde{\mathbf{Y}}_\infty \tilde{\mathbf{A}}_{11}^T + \tilde{\mathbf{Y}}_\infty (\tilde{\gamma}^{-2} \tilde{\mathbf{C}}_{11}^T \tilde{\mathbf{C}}_{11} - \tilde{\mathbf{C}}_{21}^T \tilde{\mathbf{C}}_{21}) \tilde{\mathbf{Y}}_\infty + \tilde{\mathbf{B}}_{11} \tilde{\mathbf{B}}_{11}^T = \mathbf{0} \quad (16)$$

降阶模型的 $\mathbf{u}(t)$ 有与式(5)类似的表达式:

$$\mathbf{u} = \tilde{\mathbf{K}}_c \hat{\tilde{\mathbf{q}}} \quad (17)$$

式中 $\tilde{\mathbf{K}}_c = -\tilde{\mathbf{B}}_{11}^T \tilde{\mathbf{X}}_\infty$, 且 $\tilde{\mathbf{X}}_\infty$ 满足如下矩阵 Riccati 方程:

$$\begin{aligned} & \tilde{\mathbf{A}}_{11}^T \tilde{\mathbf{X}}_\infty + \tilde{\mathbf{X}}_\infty \tilde{\mathbf{A}}_{11} + \tilde{\mathbf{X}}_\infty (\tilde{\gamma}^{-2} \tilde{\mathbf{B}}_{11} \tilde{\mathbf{B}}_{11}^T - \tilde{\mathbf{B}}_{21} \tilde{\mathbf{B}}_{21}^T) \tilde{\mathbf{X}}_\infty + \\ & \tilde{\mathbf{C}}_{11}^T \tilde{\mathbf{C}}_{11} = 0 \end{aligned} \quad (18)$$

4 动力方程的求解

式(14a)、(8a) 和式(13) 可以合并为

$$\dot{\mathbf{p}} = \mathbf{\Xi} \mathbf{p} + \mathbf{F} \mathbf{w}(t) \quad (19)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{\Xi} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_{11} + \tilde{\mathbf{B}}_{21} \tilde{\mathbf{K}}_c & \tilde{\mathbf{A}}_{12} & -\tilde{\mathbf{B}}_{21} \tilde{\mathbf{K}}_c \\ \tilde{\mathbf{A}}_{21} + \tilde{\mathbf{B}}_{22} \tilde{\mathbf{K}}_c & \tilde{\mathbf{A}}_{22} & -\tilde{\mathbf{B}}_{22} \tilde{\mathbf{K}}_c \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{A}}_{12} & \tilde{\mathbf{A}}_{11} - \tilde{\mathbf{K}}_f \tilde{\mathbf{C}}_{21} \end{bmatrix} \\ \mathbf{F} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{B}}_{11} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{12} \\ \tilde{\mathbf{B}}_{11} - \tilde{\mathbf{K}}_f \mathbf{D}_{21} \end{bmatrix}, \mathbf{p} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}}_1 \\ \tilde{\mathbf{q}}_2 \\ \tilde{\mathbf{e}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

矩阵 $\mathbf{\Xi}$ 包含了系统的动力特性,其特征值对应于系统的频率和阻尼,特征向量则代表结构的模态。利用复模态理论,可求出其右模态矩阵 Φ 和左模态矩阵 Ψ ,且有关系 $\Psi = \Phi^T$ 成立。设系统的自由度为 $2N$,相应的 $2N$ 个特征值记为 λ_j 。在欠阻尼情况下,其特征向量与特征值成对出现,可表示为

$$\begin{aligned} \phi_j &= \phi_{j+N}^*, \quad \psi_j = \psi_{j+N}^* \\ \lambda_j &= \lambda_{j+N}^* = -\omega_j \xi_j + i\omega_{dj} \end{aligned} \quad (21)$$

式中

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

式中 ω_j 为频率, ξ_j 为阻尼比, ω_{dj} 为有阻尼频率, ϕ_j 和 ψ_j 分别为 Φ 和 Ψ 的第 j 列特征向量, $*$ 表示共轭。

假定地震输入 $\ddot{x}_g(t)$ 与测量噪声 $\mathbf{w}_m(t)$ 相互独立,可得谱密度矩阵 $S_{\ddot{x}_g \mathbf{w}_m}$:

$$S_{\ddot{x}_g \mathbf{w}_m} = \begin{bmatrix} S_{\ddot{x}_g} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & S_{\mathbf{w}_m} \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中 $S_{\ddot{x}_g}$ 为 $\ddot{x}_g(t)$ 的功率谱密度, $S_{\mathbf{w}_m}$ 为 $\mathbf{w}_m(t)$ 的功率谱密度矩阵。注意到

$$\begin{aligned} S_{\ddot{x}_g \mathbf{w}_m} &= \begin{bmatrix} \sqrt{S_{\ddot{x}_g}(\omega)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sqrt{S_{\mathbf{w}_m}} \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{S_{\ddot{x}_g}(\omega)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sqrt{S_{\mathbf{w}_m}} \mathbf{I} \end{bmatrix} \\ \text{记 } \mathbf{L} &= \begin{bmatrix} \sqrt{S_{\ddot{x}_g}(\omega)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \sqrt{S_{\mathbf{w}_m}} \mathbf{I} \end{bmatrix}, \text{则可构造下列虚拟} \end{aligned}$$

激励^[6]:

$$\begin{aligned} f_k &= \mathbf{L}_k S_k(\omega) \exp(i\omega t) \\ (k &= 1, 2, \dots, m+1) \end{aligned} \quad (23)$$

式中 $\mathbf{L}_k$ 为第 k 个元素为 1 其余元素为 0 的列向量,且

$$S_k(\omega) = \begin{cases} \sqrt{S_{\ddot{x}_g}(\omega)}, & k = 1 \\ \sqrt{S_{\mathbf{w}_m}}, & k = 2, 3, \dots, m+1 \end{cases} \quad (24)$$

由式(19),得第 k 个虚拟激励作用下的方程为

$$\dot{\mathbf{p}} = \mathbf{\Xi} \mathbf{p} + \mathbf{F} \mathbf{L}_k S_k(\omega) \exp(i\omega t) \quad (25)$$

采用变换 $\mathbf{p}(t) = \Phi \mathbf{z}(t)$,由式(17) 可得

$$\dot{z}_j(t) = \lambda_j z_j(t) + r_j S_k(\omega) \exp(i\omega t) \quad (26)$$

式中 $r_j = \Psi_j^T \mathbf{F} \mathbf{L}_k$,式(26) 的解为

$$z_j(t) = \frac{r_j}{i\omega - \lambda_j} S_k(\omega) \exp(i\omega t) \quad (27)$$

从而求得 $\mathbf{p}(t)$ 为

$$\mathbf{p}(t) = \sum_{j=1}^{2N} \phi_j z_j(t) = \sum_{j=1}^{2N} \phi_j \frac{r_j}{i\omega - \lambda_j} S_k(\omega) \exp(i\omega t) \quad (28)$$

$\mathbf{p}(t)$ 的前 $2n$ 个元素即为 $\tilde{\mathbf{q}}(t)$ 。于是

$$\begin{aligned} \mathbf{q}(t) &= \mathbf{T} \tilde{\mathbf{q}}(t) = \mathbf{T} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{q}}_1 \\ \tilde{\mathbf{q}}_2 \end{bmatrix} = \\ &= \sum_{j=1}^{2N} \chi_j \frac{r_j}{i\omega - \lambda_j} S_k(\omega) \exp(i\omega t) \end{aligned} \quad (29)$$

式中 $\chi_j = \mathbf{T} \phi_j^q$, ϕ_j^q 为 ϕ_j 前 $2n$ 个元素组成的列向量。于是考虑到特征向量和特征值成对出现,式(29) 可进一步简化为

$$\mathbf{q}(t) = \sum_{j=1}^N H_j(\omega) (i\omega \alpha_j + \beta_j) \sqrt{S_{\mathbf{w}_m}(\omega)} \exp(i\omega t) \quad (30)$$

式中 $H_j(\omega)$ 为频响函数,可表示为

$$H_j(\omega) = \frac{1}{\omega_j^2 - \omega^2 + i2\xi_j \omega \omega_j} \quad (31)$$

$$\alpha_j = 2\text{Re}(\mathbf{T}_b \phi_j r_j), \beta_j = -2\text{Re}(\mathbf{T}_b \phi_j r_j \lambda_j^*) \quad (32)$$

由虚拟激励法可知 $q_j(t)$ ($q_j(t)$ 为 $\mathbf{q}(t)$ 的某一分量) 的谱密度为

$$S_{q_j q_j}(\omega) = q_j^* q_j \quad (33)$$

$q_j(t)$ 的方差为

$$\sigma_{q_j q_j}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{q_j q_j}(\omega) d\omega \quad (34)$$

5 算 例

本文以位于渤海辽东湾北部的 JZ202-MSW 平台为背景给出导管架平台结构的控制方案,如图 1 所示。平台结构参数:钢材的弹性模量 $E = 2.07 \times 10^{11}$ Pa,泊松比 $\nu = 0.3$,质量密度 $\rho = 7800$ kg/m³。平台顶层甲板上质量共 200 吨,计算时按在甲板上均匀分布处理。阻尼矩阵采用瑞雷阻尼假定 $C = \alpha M + \beta K$,其中 α 和 β 由结构前 2 阶模态阻尼比确定。结构阻尼分两种情况考虑:前 2 阶模态阻尼比 ξ 为 0.01 的轻阻尼情况和模态阻尼比 ξ 为 0.04 的较高阻尼情况。由计算得到平台前 5 阶自振频率为 1.30 Hz,1.34 Hz,1.99 Hz,5.07 hz,5.13 Hz。传感器安装在图中的 A、B 点,用来测量 A、B

两点 x 和 y 方向的速度和位移。AMD 装置由质量块、弹簧、阻尼器及直线导轨组成。质量块质量为 6 吨,安装于平台顶层,可在 x 和 y 两个方向上运动。作动器最大出力为 100 kN。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:

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

式中 $\omega_g = 15.0$ rad/s, $\xi_g = 0.65$, $S_0 = 4.65 \times 10^{-4}$ m² · s⁻³/rad。假定测量噪声 $w_m(t)$ 为白噪声,其功率谱密度 S_{w_m} 与 S_0 具有关系 $S_{w_m}/S_0 = \eta^2$,这里取 $\eta = 1/7$,式(3)中令 $\gamma = 1$ 。

表1为经过平衡降阶法计算得到的阻尼比 ξ 取

表 1 各阶平衡坐标的 σ_j 值

Tab.1 Values of σ_j for different balanced coordinates

平衡坐标	1	2	3	4	5	6	7	8
$\sigma_j(\xi = 0.01)$	2617.5	2617.4	1868.0	1867.9	0.9895	0.9479	0.4904	0.4532
$\sigma_j(\xi = 0.04)$	794.3	793.1	269.6	268.4	0.2654	0.2171	0.1282	0.0951

0.01 和 0.04 两种情况下的前 8 阶 σ_j 值。从表中可以看到前 4 阶 σ_j 值较大,故在降阶模型中只取前 4 阶 σ_j 值对应的平衡坐标而忽略其后与较小的 σ_j 值对应的平衡坐标。

式(2b)的 C_1 和 D_{12} 通常取如下形式:

$$C_1 = \begin{bmatrix} Q^{1/2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, D_{12} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ R^{1/2} \end{bmatrix}$$

式中 $Q^{1/2}$ 和 $R^{1/2}$ 分别为 Q 和 R 的平方根矩阵,即 $(Q^{1/2})^T(Q^{1/2}) = Q, (R^{1/2})^T(R^{1/2}) = R$ 。为使 C_1 和 D_{12} 满足式(2d),取 $R^{1/2} = I$ 。 Q 为对称半正定矩阵,这里取 $Q = \mu I$,控制效果取决于 μ 值的选择。通过进行参数分析,可以发现,取 μ 值为 10^8 时位移和加速度的控制效果最佳;所以在本算例中, μ 值取为 10^8 。

对于轻阻尼($\xi = 1\%$)和较高阻尼($\xi = 4\%$)两种情况,表 2 给出了无控和有控时平台的顶层位移和顶层加速度反应标准偏差。从表中可以看到,对于轻阻尼结构,减震效果较好,此时顶层位移减小约 50%,顶层加速度减小约 49%。而对于较高阻尼结构,减震效果较差,此时顶层位移减小约 21%,顶层加速度减小约 20%。

表 2 无控和有控结果比较

Tab.2 Comparison of results with control and without control

阻尼比	无控顶层	有控顶层	无控顶层	有控顶层
	位移(m)	位移(m)	加速度(m/s ²)	加速度(m/s ²)
0.01	15.3×10^{-3}	7.7×10^{-3}	1.09	0.56
0.04	7.6×10^{-3}	6.0×10^{-3}	0.54	0.43

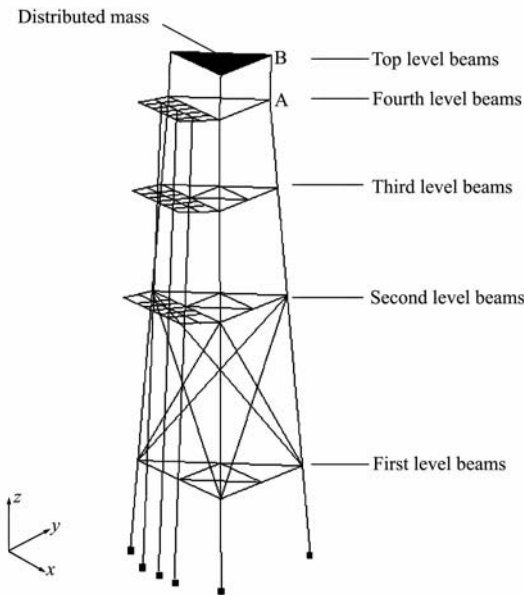


图 1 结构模型简图
Fig.1 Schematic of structure

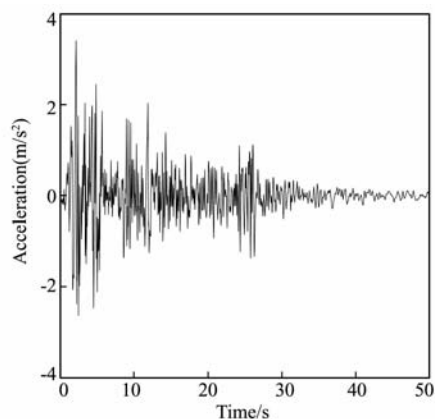


图2 EL Centro 地震波

Fig. 2 EL Centro earthquake wave

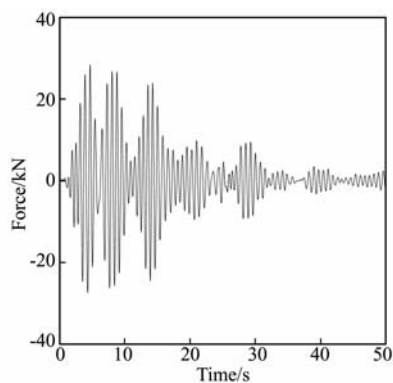


图4 控制力随时间变化曲线

Fig. 4 Control force response versus time

为了进一步检验 ATMD 的控制效果,下面采用 EL Centro 地震波对平台进行无控和有控的时程分析。EL Centro 地震波的地震加速度峰值为 3.417 m/s^2 ,时程记录间距为 0.02 s 如图 2 所示。图 3 是平台的顶层位移控制效果随时间变化的曲线。可以发现,控制效果开始时不显著,但在约 15 秒后控制效果随着时间明显增长。图 4 为控制力随时间变化曲线。可以看到,最大控制力约为 28.5 kN ,其变化趋势与地震波的变化基本相同。

6 结 论

本文给出了基于平衡降阶法的 H_{∞} 控制问题算法,研究了 ATMD 在海洋平台地震响应主动控制中的可行性。针对 JZ202-MSW 平台,讨论了 ATMD 的减震作用。从分析结果可以得到以下主要结论:

(1) 本文取前 4 个平衡坐标构造了 H_{∞} 控制器和 H_{∞} 观测器,并利用 ATMD 作为控制装置对海洋平台进行控制。结果表明对于具有不同阻尼的平台结构,其减震效果差异较大。分析结果表明 ATMD 仅对轻阻尼情况才有显著的控制效果。

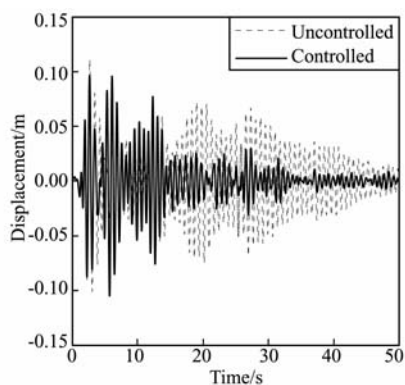


图3 顶层位移控制效果曲线

Fig. 3 Control effect on top displacement versus time

(2) 本文算法通过构造 H_{∞} 观测器,只需测量很少的状态量即可进行结构控制。由于 H_{∞} 观测器是基于降阶后的平衡坐标,其阶数通常很低,因此适于在计算机上实现。

(3) 本文作者已制作了 TMD 装置,并完成了实验室平台的准备工作。本文算法的实验验证将是下一步要开展的工作。

参考文献(References):

- [1] SOONG T T. *Active Structural Control: Theory and Practice*[M]. Longman Scientific & Technical, New York, 1990.
- [2] 胡明华,胡寿松. 平衡降阶方法及其进展[J]. 南京航空学院学报, 1990, **22**(4): 92-101. (HU Ming-hua, HU Shou-song. Balanced reduction method and its development[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics Astronautics*, 1990, **22**(4): 92-101. (in Chinese))
- [3] MOORE B C. Principal component analysis in linear system: controllability, observability, and model reduction[J]. *IEEE Trans. on Automatic Control*, 1981, **26**(1): 17-32.
- [4] GREGORY J R C Z. Reduction of large flexible spacecraft models using internal balancing theory[J]. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 1984, **7**(6): 725-732.
- [5] 顾仲权,马扣根,陈卫东. 振动主动控制[M]. 北京: 国防工业出版社, 1997. (GU Zhong-quan, MA Kou-gen, CHEN Wei-dong. *Active Control of Vibration* [M]. Beijing: Defense Industry Press, 1997. (in Chinese))
- [6] LIN J H, ZHANG W S, LI, J J. Structural responses to arbitrarily coherent stationary random excitations[J]. *Computers & Structures*, 1994, **50**(5): 629-633.

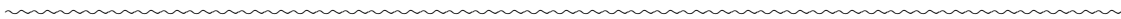
Research on an adaptive meshless thermo-elasto-plastic contact model

ZHANG Zheng, LIU Geng*, LIU Tian-xiang*, TONG Rui-ting

(School of Mechatronic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: An adaptive meshless model is proposed to solve two-dimensional thermo-elasto-plastic contact problems. The strain energy gradient-based error estimation and the local adaptive refinement strategy for the adaptive meshless element-free Galerkin-finite element (EFG-FE) coupling method are combined with linear programming technique-initial stiffness method for contact problem. The model's principle explanation, arithmetic analysis and numerical implementation are given. The example of rigid cylinder contacting with an elasto-plastic plane is analyzed to validate the adaptive meshless model. The thermal effects on the contact pressure, stresses distributions with different input parameters under the thermo-elasto-plastic contact conditions are discussed. The examples, which have considered the different conditions such as strain-hardening property of the materials, the frictional force and the frictional heat inputs and temperature-dependent yield strength, are also computed. According the two examples, the results of the contact pressures and the stresses distributions obtained from the last refinement stage nearly approach those from the uniformly refined solutions, while the cost of the CPU time for the adaptive refinement model is only about 7%-10% of that for the uniform refinement model. The results indicate that the adaptive refinement model is accuracy and efficient.

Key words: thermo-elasto-plastic contact; adaptive meshless method; temperature-dependent yield strength



(上接第 637 页)

Seismic response of offshore platform with H_∞ controllers

ZHANG Wen-shou*, ZHANG Li, YUE Qian-jin, ZHANG Xiang-feng

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

Abstract: A new method of active structural control which combines H_∞ controllers with balanced reduction method is presented in this paper. The model reduction is first carried out by balanced reduction method, then H_∞ controllers and H_∞ observers are used for structural control. 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 ATMD active control of seismic responses of offshore platform.

Key words: balanced reduction method; H_∞ control; seismic response; offshore platform