

基于小波理论的悬臂板压电动力控制模式¹⁾

周又和 王记增

(兰州大学力学系, 兰州 730000)

摘要 采用 Daubechies 小波理论的尺度函数变换, 建立了由压电片感应器 (sensors) 的观测电量识别悬臂板结构变形的一一对应显式关系, 从而克服了传统模态方法因逆矩阵求解在某些情形下得不到保证而导致观测失效的不足. 随后基于小波尺度函数变换, 对于悬臂板建立了具有位移与速度信号反馈的压电致动控制动力模式. 由于小波尺度函数逼近具有自动滤除高频分量的能力, 建立的控制模式将不会出现由观测溢出与控制溢出耦合造成的不稳定性. 数值结果表明: 控制方法在抑制外界干扰方面要快于传统方法.

关键词 小波理论, 尺度函数变换, 压电结构, 动力控制, 数值仿真

引 言

近年来, 利用压电材料在外加电场下引起变形与变形引起电场改变的特性, 将压电膜片材料粘附在结构表面或嵌入结构内部构成感应器 (sensors) 和致动器 (actuators) 来观测变形信号与施加控制电压, 并与外界控制电路一道来制成抑制外界干扰的智能控制结构, 在工程理论界受到广泛重视^[1~5]. 这种智能控制结构在航天结构、机器人操作和大型发射天线等领域有着重要的应用背景.

在压电智能结构的理论分析与设计中, 控制律多采用结构位移信号和速度信号的负反馈方式. 为了达到快速抑制外界干扰的控制目的, 如何从观测电量 (或电流) 信号识别出结构的变形模式以及如何施加控制电压就成为关注的重点. 目前, 多数采用模态方法, 如文 [1] 的压电有限元, 文 [3] 的分布压电有限单元法等. 由于这一方法涉及到求解连接测量电量信号与模态位移之间的逆矩阵, 这样, 在逆矩阵不存在的某些场合就会导致其位移与速度信号观测的失败, 进而致使控制失效. 另外, 在传统模态法中, 由于实际存在所谓的观测溢出与控制溢出, 它们的耦合有时会导致这一方法的控制失稳, 即在抑制低阶扰动时激发高频 (阶) 扰动^[1]. 目前, 这一问题也是压电动力控制研究与设计中高度重视的课题.

本文运用小波理论的尺度函数变换, 建立了由压电片观测电量识别结构变形模式的一一对应显示关系, 给出了分布电压压电智能控制的基本模型和控制电压施加方式的压电控制模式. 最后, 对于悬臂板表面粘贴分段压电片, 对本文模型的控制效果进行了数值仿真. 结果显示: 本文控制方式是有效的, 且抑制外界干扰所需的时间比传统模态法要少得多.

1997-11-09 收到第一稿, 1998-04-01 收到修改稿.

¹⁾ 国家自然科学基金 (No.19772014) 和国家教委留学回国人员基金资助项目.

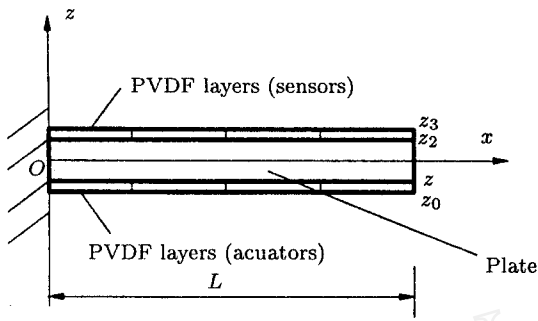


图1 压电悬臂板智能结构动力控制示意图
Fig.1 Schematic drawing of dynamic control of a cantilevered beam-plate with piezoelectric sensors and actuators

1 压电板的基本方程

对于图1所示的梁式板,考虑中间层为被控结构,其长为 L ,在其上下表面粘有很薄的压电膜片(如PVDF)分别用于感应器和致动器.取坐标面 xoy 位于板的中面, z 方向为垂直于板面的横向.记板宽为单位1时,由复合材料层合板理论不难得到板的动力方程为

$$D \frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \rho h \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} = -e_{31} r_a \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \quad (1)$$

$$0 < x < L$$

$$w|_{x=0} = 0, \quad \frac{\partial w}{\partial x}|_{x=0} = 0 \quad (2)$$

其中

$$\rho h = \sum_{i=1}^3 \rho_i (z_i - z_{i-1}), \quad D = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \frac{Y_i}{1 - \mu_i^2} (z_i^3 - z_{i-1}^3) \quad (3)$$

这里 $w(x, t)$ 为板中面的横向挠度, e_{31} 为致动压电片的压电常数, $V = V(x, t)$ 为致动压电片上的控制电压, r_a 为致动压电片中面的 z 坐标, ρh 和 D 分别为等效线密度和等效弯曲刚度, $Y_1 = Y_3$ 和 $\mu_1 = \mu_3$ 分别为压电片的弹性模量与泊松比, Y_2 和 μ_2 分别为被控结构的弹性模量与泊松比.

设第 k 片压电感应器对应的区域为 $\Omega_k = [x_{k-1}, x_k]$.则当板挠曲变形后,其测量的电量信号 q_k 与电流信号 I_k 分别为^[2]

$$q_k(t) = -e_{31}^s \int_{\Omega_k} r_s \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} dx, \quad I_k(t) = \dot{q}_k(t) = -e_{31}^s \int_{\Omega_k} r_s \frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial t} dx \quad (4)$$

其中 e_{31}^s 为压电传感器的压电常数, r_s 为第 k 个感应压电片的中面 z 坐标.在通过(4)式的测量信号按一定方式识别出结构变形模式与运动状态后,经过一定的控制规律确定作用在致动压电片上的控制电压,以达到抑制外界干扰的目的.

为了以后讨论的方便,我们首先对(1),(2)和(4)式进行无量纲化.取无量纲参数

$$\left. \begin{aligned} \bar{w} &= w/L, \quad \bar{x} = x/L, \quad \bar{t} = t/(\sqrt{\rho h L^4/D}), \\ \bar{V} &= V / \left(\frac{D}{e_{31}^a r_a L} \right), \quad \bar{q} = q / (e_{31}^s r_s), \quad \bar{\Omega}_k = [\bar{x}_{k-1}, \bar{x}_k] \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

则(1)和(4)式可以分别化为

$$\frac{\partial^4 \bar{w}}{\partial \bar{x}^4} + \frac{\partial^2 \bar{w}}{\partial \bar{t}^2} = -\frac{\partial^2 \bar{V}}{\partial \bar{x}^2}, \quad 0 < \bar{x} < 1 \quad (6)$$

$$\bar{q}_k(\bar{t}) = - \int_{\bar{\Omega}_k} \frac{\partial^2 \bar{w}}{\partial \bar{x}^2} d\bar{x}, \quad \bar{I}_k(\bar{t}) = - \int_{\bar{\Omega}_k} \frac{\partial^3 \bar{w}}{\partial \bar{x}^2 \partial \bar{t}} d\bar{x} \quad (7)$$

在不引起混淆的情形下, 以后我们将略去各无量纲量记号的“-”, 如 \bar{w} 仍记为 w 等等.

2 函数逼近的小波尺度函数变换

这里, 我们将应用 Daubechies 小波函数变换来进行本文的讨论. 在 Daubechie 小波理论中, 其尺度函数 $\phi_N(x)$ 的支撑域为^[6,8]: $\text{Supp } \phi_N(x) = [0, 2N - 1]$; 在数值构造出尺度函数 $\phi_N(x)$ 后, 定义小波尺度函数基函数为

$$\phi_{m,k}(x) = 2^{m/2} \phi_N(2^m x - k) \quad (8)$$

它相应的支撑域为 $\text{Supp } \phi_{m,k}(x) = [k2^{-m}, (k + 2N - 1)2^{-m}]$. 于是对于定义在 $[a, b]$ 上的任一连续函数 $f(x)$, 其小波尺度函数变换为

$$A_m f(x) = \sum_{k=k_1}^{k_2} a_k \phi_{m,k}(x) \quad (9)$$

$$a_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \phi_{m,k}(x) dx = \int_{k2^{-m}}^{(k+2N-1)2^{-m}} f(x) \phi_{m,k}(x) dx \quad (10)$$

这里 k_1 与 k_2 分别为与端点 a, b 值有关的数. 对于 $[0, 1]$ 区间, 有 $k_1 = -(2N - 1)$, $k_2 = 2^m$. 公式 (9) 为函数 $f(x)$ 的小波理论用尺度函数变换表示的函数逼近式, 即 $f(x) \approx A_m f(x)$. 由小波理论知^[6,8]: 尺度函数是一种低通滤波器 (low pass filter), 即对应的尺度函数变换具有自动滤除高频分量的能力, 其被滤掉的高频分量与小波尺度函数的分解水平 (resolution level) m 有关, 对应的区域划分 2^{-m} 相当于短时傅氏变换滤波器的窗口. 为了有效地计算 (10) 的分解系数 a_k , 文 [7] 给出了广义小波高斯积分公式

$$\int_0^{2N-1} f(x) \phi_N(x) dx \approx \sum_{k=0}^n A_k f(x_k^*) \quad (11)$$

式中 A_k, x_k^* 分别为广义高斯积分公式的权系数和广义高斯积分点, 它们与 $f(x)$ 的函数形式无关. 特别对于三次代数精度情形 ($n = 1$), 计算得到

$$A_0 \approx 0, \quad A_1 \approx 1, \quad x_1^* \approx \int_0^{2N-1} x \phi_N(x) dx \quad (12)$$

因此, 基于小波尺度函数变换 (9) 的函数逼近公式可以表示为

$$f(x) \approx \sum_{k=k_1}^{k_2} 2^{-m/2} f\left(\frac{x_1^* + k}{2^m}\right) \phi_{m,k}(x) \quad (13)$$

有关这一广义小波高斯积分计算的误差估计已由作者给出^[10], 结果表明其误差随分解水平 m 以指数 $2^{-(m+1/2)}$ 衰减. 基于这一函数展开式, 文 [7] 给出了有关复合函数或泛函与函数的微分运算或积分运算下其小波函数展开的两运算规则, 它们将是本文研究的基础.

3 小波压电观测器设计

假定感应压电片与致动压电片的分段与小波网格划分相一致, 对于 $[0, 1]$ 区域, 其结点坐标为 $x_k = k2^{-m}$ ($k = 0, 1, 2, \dots, 2^m$). 设第 k 压电片的区域为 Ω_k , 并记

$$H(x, t) = -\left[\frac{\partial w(x, t)}{\partial x} - \frac{\partial w(0, t)}{\partial x}\right] \quad (14)$$

则由 (7) 式的前一式子可得

$$H(x_k, t) = \sum_{j=1}^k q_j(t) \quad (15)$$

对 (14) 式从 0 到 x 进行积分运算后得到

$$w(x, t) = w(0, t) + x \frac{\partial w(0, t)}{\partial x} - \int_0^x H(x, t) dx \quad (16)$$

对于 $x = 0$ 端固定夹紧的悬臂梁, 有 $w(0, t) = 0$ 和 $\frac{\partial w(0, t)}{\partial x} = 0$.

对于函数 $H(x, t)$ 应用前节的小波尺度函数近似公式 (13) 及其相应的规则一^[7], 不难得到

$$H\left(x - \frac{x_1^* - [x_1^*]}{2^m}, t\right) \approx 2^{-m/2} \sum_{j=1-2N}^{2^m} H\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right) \phi_{m,j}(x) \quad (17)$$

式中 $[x_1^*]$ 表示为 x_1^* 的整数部分. 再对 (17) 作变量变换后得到

$$H(x, t) \approx \sum_{j=1-2N}^{2^m} H\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right) \phi_N(2^m x + x_1^* - [x_1^*] - j) \quad (18)$$

于是 (16) 式可改写为

$$w(x, t) = w(0, t) + x \frac{\partial w(0, t)}{\partial x} - \sum_{j=1-2N}^{2^m} H\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right) \int_0^x \phi_N(x') dx \quad (19)$$

式中 $x' = 2^m x + x_1^* - [x_1^*] - j$. 当 x 取在结点 x_k 时, (19) 式右边的积分可以由连接系数法获得^[8]. 又因 $\frac{[x_1^*] + j}{2^m}$ 为二分点上的值, 当其位于 $[0, 1]$ 内时, 必为 x_k ($k = 0, 1, 2, \dots, 2^m$) 中的某一点, 这时, 函数值 $H\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right)$ 可由感应压电片上的测量电量 (15) 式给出. 当其位于 $[0, 1]$ 以外时, 补充虚拟测量电量为零的感应压电片即可. 从而 (19) 式给出了由感应压电片识别出结构变形模式的直接计算式, 它没有求逆矩阵过程中遇到奇异的失效问题. 对于结点速度 $\dot{w}(x_k, t)$, 由 (19) 式不难得到

$$\dot{w}(x, t) = \frac{\partial w(x, t)}{\partial t} = \dot{w}(0, t) + x \frac{\partial \dot{w}(0, t)}{\partial x} - \sum_{j=1-2N}^{2^m} \dot{H}\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right) \int_0^x \phi_N(x') dx \quad (20)$$

其中

$$\dot{H}\left(\frac{[x_1^*] + j}{2^m}, t\right) = \sum_{j=1}^k \dot{q}_j(t) = \sum_{j=1}^k I_j(t) \quad (21)$$

4 控制律与致动器设计

这里, 我们取如下位移和速度信号的负反馈控制律

$$-\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = -G_1 w^*(x, t) - G_2 \dot{w}^*(x, t) \quad (22)$$

这里 G_1 和 $G_2 (> 0)$ 为增益系数, $w^*(x, t)$ 和 $\dot{w}^*(x, t)$ 分别为由前节观测方式获得的位移与速度观测信号. (22) 式给出了连续分布控制电压的方程, 为了由 (22) 给出确定的控制电压 $V(x, t)$, 不妨取其边值条件为

$$V(0, t) = V(1, t) = 0 \quad (23)$$

这一点不难由两端致动片上不加控制电压来实现. 为了求得 $V(x, t)$, 应用 (13) 式有

$$V(x, t) \approx 2^{-m/2} \sum_{k=k_1}^{k_2} V_k(t) \phi_{m,k}(x) \quad (24)$$

$$w^*(x, t) \approx 2^{-m/2} \sum_{k=k_1}^{k_2} w_k^*(t) \phi_{m,k}(x) \quad (25)$$

$$\dot{w}^*(x, t) \approx 2^{-m/2} \sum_{k=k_1}^{k_2} \dot{w}_k^*(t) \phi_{m,k}(x) \quad (26)$$

这里, $V_k(t) = V\left(\frac{x_1^* + k}{2^m}, t\right)$, $w_k^*(t) = w^*\left(\frac{x_1^* + k}{2^m}, t\right)$ 和 $\dot{w}_k^*(t) = \dot{w}^*\left(\frac{x_1^* + k}{2^m}, t\right)$. 将 (24)~(26) 式代入 (22) 中, 并取 Haar 小波尺度函数为权函数在 $[0, 1]$ 上进行加权积分后, 得到

$$\begin{aligned} \sum_{k=k_1}^{k_2} 2^m \{ \phi'_N(j-k) - \phi'_N(j-k-1) \} V_k(t) = \\ \sum_{k=k_1}^{k_2} \frac{1}{2^m} \{ G_1 w_k^*(t) + G_2 \dot{w}_k^*(t) \} \{ \phi_N^j(j-k) - \phi_N^j(j-k-1) \} \end{aligned} \quad (27)$$

其中 $j = k_1 + 1, k_1 + 2, \dots, k_2 - 1$, 和 $\phi_N^j(x) \equiv \int_{-\infty}^x \phi_N(x) dx$. 对于 $\phi_N^j(x)$ 在整数点上的值, 可以由连接系数法得到^[8]. 再由边界条件 (23) 式得到

$$\sum_{k=k_1}^{k_2} V_k(t) \phi_N(-k) = 0, \quad \sum_{k=k_1}^{k_2} V_k(t) \phi_N(2^m - k) = 0 \quad (28)$$

式 (27), (28) 为关于 $V_k(t)$ 为未知量的代数方程. 求解这组代数方程组可以得到 $V_k(t)$, 然后由式 (24) 便可以获得分布的控制电压.

由于在实际控制中施加于每片压电致动器上的控制电压为常数, 为此, 我们取各压电片对应段上连续控制电压的平均值作为该致动器上的控制电压, 即有

$$V_k^*(t) = 2^m \int_{\frac{k-1}{2^m}}^{\frac{k}{2^m}} V(x, t) dt = \sum_{j=k_1}^{k_2} V_j(t) \left[\phi_N^j(k-j) - \phi_N^j(k-j-1) \right] \quad (29)$$

值得指出的是, 尽管前面观测器中所识别到的位移与速度信号有观测溢出成份, 然而由于小波尺度变换具有自动滤除高频信号的功能, 即当分解水平指标 m 给定后, 有关的高频信号不会出现在其尺度函数变换的重构函数中. 于是当我们在控制器设计中用到 (25) 和 (26) 式的测量信号小波尺度函数变换后, 其高频 (或高阶) 振动信号就自动被滤掉. 这样, 尽管在取 (29) 式分段平均的控制电压时造成控制溢出, 整个控制回路中的观测溢出与控制溢出不再耦合, 所以不会造成控制溢出失稳.

5 数值仿真算例

为了进行对比, 这里, 我们取文 [9] 压电单元模态控制法用到的算例. 除了在板的上下表面粘贴压电片的方式与本文的小波网格相一致外, 结构的所有其它参数均与文 [9] 相同, 其悬臂梁式板的材料与几何参数列于表 1 中.

表 1 压电控制悬臂板的材料常数与几何尺寸

Table 1 The material constants and geometric size of piezoelectric cantilevered beam-plates

Material	Young's modulus (GPa)	Density ($\text{kg}\cdot\text{m}^3$)	Poisson's ratio	Thickness (mm)	Length (mm)	Width (mm)	e_{31} ($\text{N}\cdot(\text{V}\cdot\text{m})^{-1}$)
stainless steel	210	8000	0.3	1	300	20	
PVDF	2	1780	0.3	0.12	300	20	6×10^{-2}

具体的仿真运算步骤如下:

(1) 由感应力电片的观测电量 $q(t)$ 和观测电流 $\dot{q}(t)$ 经式 (15) 与 (21) 可给出函数 $H(x, t)$ 与 $\dot{H}(x, t)$ 在小波网格节点即二分点 $k2^{-m}$ 上的值, 再由 (19) 与 (20) 式就得到了结构变形的构形与运动速度的状态, 此即为变形的模式识别部分;

(2) 根据步骤 (1) 所识别的结构变形的位移与速度信号, 在取 (22) 式的位移与速度负反馈控制律后, 经解算代数方程组 (27), (28), 就可以得到分布控制电压的小波尺度函数展开式 (24) 中的待定系数 $V_k(t)$, 进而得到了小波尺度函数表征的分布控制电压 $V(x, t)$, 再由 (29) 式就给出

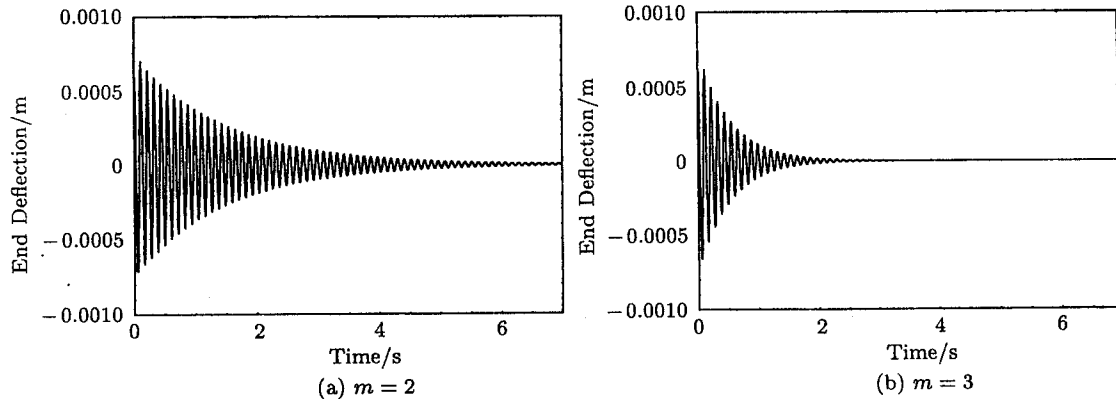
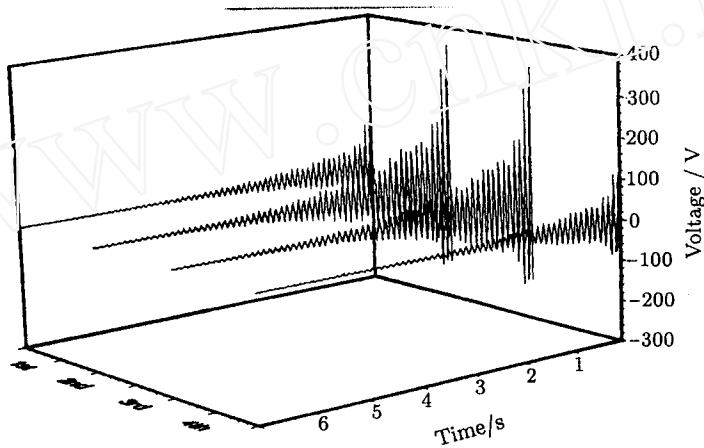


图 2 在初始位移扰动下悬臂板由本文控制方法模拟的自由端位移响应

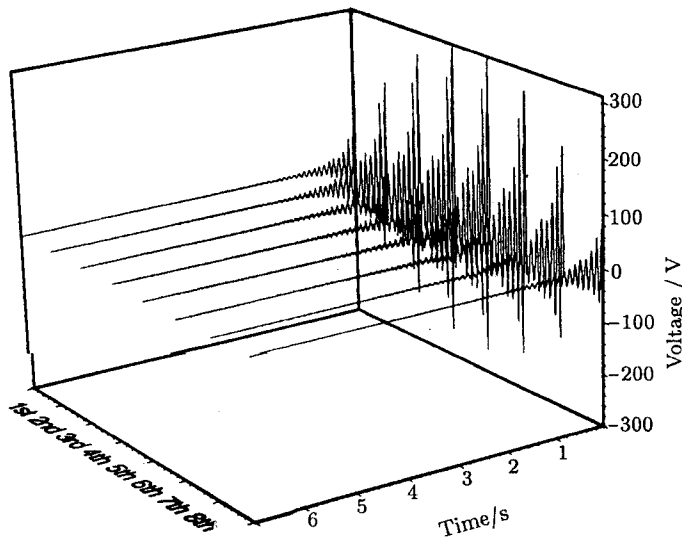
Fig.2 Responses of end-deflection of the cantilevered beam-plate controlled by piezoelectric method of this paper after an initial static deflection is excited

了基于小波算法施加于各致动压电片上的控制电压 $V_k^*(t)$;

(3) 利用压电控制的等效弯矩模式^[1,4], 其控制电压作用于被控结构的效果可以用于对应各致动压电片两端梁中面侧边的等效弯矩来代替, 进而就可以得到作用在板上的等效横向力, 然后计算出被控结构在 t 时刻压电控制力作用下于下一时刻的结构变形状态; 重复步骤 (1), (2), 就能给出基于小波算法的压电控制结构的控制历程仿真. 为了在仿真中反映板处在控制电压作用过程中的真实变形过程, 这里, 有关板变形计算的空间部分采用的是差分法而时间部分采用 Wilson- θ 法.



(a) $m = 2$



(b) $m = 3$

图 3 在初始位移扰动下本文控制方法模拟的各压电片上的控制电压曲线

Fig.3 Responses of control voltage on every piezoelectric actuators attached on the cantilevered beam-plate controlled by piezoelectric method of this paper after an initial static deflection is excited

在本文的仿真计算中,对于 $m = 2$ (对应于 4 片压电片) 的情形,所取的控制参数取为 $G_1 = 0$, $G_2 = 0.07$; 而对于 $m = 3$ (对应于 8 片压电片) 的情形,其控制参数取为 $G_1 = 0$, $G_2 = 0.1$. 图 2(a) 和图 2(b) 分别给出了分解水平参数 $m = 2$ 与 3 时悬臂梁端部在初始受到 $P = 0.03 \text{ N}$ 集中力作用的变形,撤除外载后悬臂板在控制过程中端部位移的响应曲线. 由图 2 可见,悬臂梁受到初位移扰动后,经本文的小波尺度函数控制方案进行的压电动力控制在 $m = 2$ 时扰动衰减到零的时间在 6s 左右; 而当 $m = 3$ (即板上下各贴 8 个压电片) 时在 3s 内扰动被抑制到零. 由文 [9] 的图 8 数值结果可知,当致动压电片为 7 片时,依模态方式的压电单元法模拟的控制衰减时间则超过 5s,这表明本文的控制方式优于传统方法. 图 3(a) 和图 3(b) 分别展示了各压电片致动器上控制电压的变化曲线,其压电片上施加的控制电压没有超过 400V,即没有超过 PVDF 膜片的击穿电压值 (多数在 1000V 左右). 这表明本文控制方式在实际中是可以实现的.

参 考 文 献

- 1 Tzou HS, Anderson GL (eds). Intelligent Structural Systems. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1992
- 2 Lee C K. Piezoelectric laminates: theory and experiments for distributed sensors and actuators, Intelligent Structural Systems, in Intelligent Structural Systems. Eds. Tzou and Anderson. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1992. 75~167
- 3 孙东昌, 王大钧, Xu ZL. 智能板振动控制的分布压电单元法. 力学学报, 1996, 28(6): 692~699 (Sun DC, Wang DJ, Xu ZL. Distributed piezoelectric element method for vibration control of smart plates. *Acta Mechanica Sinica*, 1996, 28(6): 692~699 (in Chinese))
- 4 Tzou HS, Zhou YH (周又和). Dynamics and control of piezoelectric circular plates with geometrical nonlinearity. *J Sound and Vibration*, 1995, 188(2): 189~207
- 5 周又和, 郑晓静. 非线性热弹性圆板结构的压电频率主动控制. 力学学报, 1998, 30(1): 58~64 (Zhou Youhe, Zheng Xiaojing. Effect of changing temperature on active control of vibrating frequency of piezoelectric circular plates. *Acta Mechanica Sinica*, 1998, 30(1): 58~64 (in Chinese))
- 6 William JR, Amaratunga K. Introduction to wavelet in engineering. *Int J for Numerical Methods in Engineering*, 1994, 37: 2365~2388
- 7 周又和, 王记增. 广义小波高斯积分法及其在微分方程求解中的应用. 第七届全国现代数学与力学会议论文集 (MMM-VII), 1997 年 11 月. 上海: 上海大学出版社出版. 464~467 (Zhou Youhe, Wang Jizeng. Generalized Gaussian method weighted by scaling functions of wavelets and its applications in solving differential equation(s). Proc. 7th National Modern Mathematics and Mechanics of China, Shanghai: Publishing House of Shanghai University, 1997. 464~467 (in Chinese))
- 8 Motard RL, Joseph B. Wavelet Applications in Chemical Engineering. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1994
- 9 孙东昌, 王大钧. 梁振动控制的分别压电单元法的溢出分析与仿真. 北京大学学报 (自然科学版), 1997, 33(3): 305~314 (Sun DC, Wang DJ. Spillover analysis and simulation for distributed piezoelectric element method. *Acta Scientiarum Naturalium, University Pekinensis*, 1997, 33(3): 305~314 (in Chinese))
- 10 王记增, 周又和. 广义小波高斯积分法的误差估计. 兰州大学学报 (自然科学版), 1998, 34(3) (Wang Jizeng, Zhou Youhe. Error estimation for the generalized Gaussian integral method weighted by scaling functions of wavelets. *Journal of Lanzhou University* (natural science edition), 1998, 34(3) (in Chinese))

A DYNAMIC CONTROL MODEL OF PIEZOELECTRIC CANTILEVERED BEAM-PLATE BASED ON WAVELET THEORY ¹⁾

Zhou Youhe Wang Jizeng

(Dept. of Mechanics, Lanzhou University, Lanzhou 730000, China)

Abstract Based on the scaling function transform of the Daubechies wavelet theory, an one-to-one explicit relation between electric signals measured in piezoelectric sensors and deflection of the plates is established in this paper, which overcomes the deficiency of conventional method of modal analysis which sometimes leads to failure of measuring deformation of the plate when the inverse matrix in the method does not exist. After that, a dynamic control model for the piezoelectric plates with feedback of negative deflection and negative velocity signals is formulated by the approximation of the scaling function transform of the wavelet. Due to that the reconstruction function of the scaling function transform has an ability of automatical filtering high order frequency signals of vibration or disturbance, it is found that the phenomenon of instability caused from the spilling over of measurement and controller, i.e., the controller for suppressing disturbance of low order frequencies excites some oscillations of higher order, does not occur in this control model. This merit has not been found in a conventional method. The numerical simulations exhibit that the suppression of a disturbance by the method suggested in this paper is faster than the conventional method of modal analysis.

Key words wavelet theory, scaling function transform, piezoelectric structures, dynamic control, numerical simulations

Received 9 November 1997, revised 1 April 1998.

¹⁾ The project supported by the National Natural Science Foundation of China (No.19772014) and by the Foundation of the State Education Commission of China for Oversea Returnees.