

超高层建筑脉动风速场模拟的改进谐波合成法

李锦华, 李春祥

(上海大学 土木工程系, 上海 200072)

摘 要: 针对传统的谐波合成法模拟超高层建筑脉动风速场存在计算量大的问题, 提出了考虑互谱密度矩阵为复数矩阵的一般情况, 使用插值精度较高的样条插值技术来减少 Cholesky 谱矩阵分解的次数, 再使用 FFT 技术进一步加快模拟计算速度的改进谐波合成法。为了阐明改进谐波合成法具有较好的模拟精度和较快的计算速度, 运用该方法模拟了一栋 225 m 高的超高层建筑脉动风速场, 并与仅使用 FFT 技术的谐波合成法即传统谐波合成法的模拟结果进行了对比分析。模拟结果的对比分析表明: 尽管改进后的谐波合成法对谱分解矩阵采用了插值近似措施, 但模拟的随机风速样本仍具有很好的精度, 计算效率比传统的谐波合成法有了较大的提高。

关键词: 数值模拟; 超高层建筑; 脉动风速; 谐波合成法; 样条插值; FFT 技术

中图分类号: TU 311 **文献标识码:** A

随着计算机技术的飞速发展, 基于 Monte Carlo 模拟的时域抖振分析方法已成为计算超高层建筑抖振响应的主要方法, 而时域方法中首先要解决的问题就是超高层建筑脉动风速场的随机模拟。运用 Monte Carlo 思想模拟多变量随机过程主要有两类方法, 即谐波合成法和线性滤波法。谐波合成法适合于任意指定谱特征的平稳高斯随机过程, 其特点是精度比较高, 算法简单直观, 数学基础严密, 但计算工作量大。

谐波合成法的基本思想首先由 Rice^[1] 提出, 当时他提出的方法只能模拟一维单变量的平稳高斯随机过程。为了模拟多维或多变量均匀高斯随机过程, Shinozuka^[2], Shinozuka 和 Jan^[3] 提出了使用 CAWS (Constant Amplitude Wave Superposition) 法和 WAWS (Waves with Weighted Amplitude) 法来模拟平稳随机场的一般理论。在此之后, 他们提出的方法得到了广泛应用, 并在应用中不断地进行改进。为了解决计算工作量大的问题, Yang^[4] 成功地引入快速傅里叶变换 (FFT) 技术以提高模拟计算效率。Paoli^[5] 提出了特征值分解功率谱矩阵法, 通过获取少量的前几阶模态来加快计算效率, 但是高阶模态的舍去将会低估局部风荷载^[6]。Yang^[7] 等显示表达了桥梁结构 Cholesky 谱矩阵分解, 使其成为代数式, 提高了模拟计算的效率。最近, Quanshun Ding 等^[8] 考虑脉动风速互谱密度矩阵为实对称矩阵的情况, 利用三次拉格朗日插值技术减少了计算 Cholesky 谱矩阵分解的次数。实际上, 当前通过减少 Cholesky 谱矩阵分解次数来达到提高计算效率的办法还是很少

见的。为了更加有效地提高风速模拟的计算效率, 本文考虑互谱密度矩阵为非实非对称矩阵即复数矩阵的一般情况, 采用精度较高的样条插值技术来减少 Cholesky 谱矩阵分解的次数, 然后再使用 FFT 技术进一步加快模拟计算速度, 并且通过模拟了一栋 225 m 高的超高层建筑脉动风速与仅使用 FFT 技术的谐波合成法即传统的谐波合成法进行了对比分析。

1 风的基本特性

在笛卡尔坐标系下, 三维风场中任一点的风速可以表示为:

$$\begin{cases} U = \bar{U}(z) + u(x, y, z, t) \\ v = v(x, y, z, t) \\ w = w(x, y, z, t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: x 轴为横向, 即风的主流方向; y 轴为纵向, 与风的主流方向垂直; z 轴为竖向, 亦与风的主流方向垂直; $\bar{U}(z)$ 为主流方向的平均风速; $u(x, y, z, t)$ 、 $v(x, y, z, t)$ 、 $w(x, y, z, t)$ 为脉动风速在三个方向上的投影, 大小随时间变化; t 表示时间。由于自然风在 x, y, z 三个方向上的脉动分量间的相关性较弱, 且目前对三个脉动分量之间的相关关系缺乏卓有成效的研究, 实际应用中通常不考虑风速在 x, y, z 三个方向之间的相关性, 而仅考虑风速在空间上的相关性, 从而在理论上将三维相关的风场简化为三个方向上独立的一维风速场, 亦即将三维相关的多变量随机过程简化为三个独立的一维多变量随机过程。

1.1 平均风速

平均风速沿着高度变化的规律即风速廓线是表征风特性的最重要指标之一。风速廓线可以用指数律或对数律表示:

$$\frac{\bar{U}}{\bar{U}_s} = \left(\frac{z}{z_s} \right)^{\alpha} \quad \text{或} \quad \frac{\bar{U}}{\bar{U}_s} = \frac{\ln(z/z_s)}{\ln(z_g/z_s)} \quad (2)$$

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 50578092) 和上海大学研究生创新基金 (No. A16-0118-08-002) 资助项目

收稿日期: 2008-01-03 修改稿收到日期: 2008-03-19

第一作者 李锦华 男, 博士生, 1981 年 12 月生

通讯作者 李春祥 男, 博士, 教授, 博士生导师 1964 年 12 月生

(C)1994-2021 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其中: \bar{U}_z 为标准高度 z 处平均风速; α 为地面粗糙度指数; β 为地面粗糙度。对于高耸建筑物通常用指数律表示。当用指数律表示时, 风速廓线指数与地面粗糙度有关。我国规范和国际 ISO 规范中将地面粗糙度分为四类, 欧洲和日本规范中分为五类。因此, 如何对地面粗糙度进行分类, 合理选取风速廓线指数值尚有待进一步研究。

1.2 脉动风速自功率谱

风速模拟之前必须确定其概率分布及功率谱密度。国内外学者根据 Kolmogorov 理论^[9]对现有的强风记录进行分析后直接得到相关曲线, 然后通过曲线拟合求得相关函数的具体表达式, 并将强风记录通过超低频滤波器直接得到谱曲线, 对谱曲线进行拟合求出谱密度表达式, 发表了各种脉动风速谱公式。

对于超高层或高耸结构, 风速谱须要考虑高度变化。Kaimal 等人 1972 年提出了沿着高度变化的双边风速谱^[10]:

$$S_z(\omega) = \frac{1}{2} \frac{200 u_*^3}{2\pi} \frac{z}{\bar{U}(z)} \frac{1}{\left[1 + 50 \frac{\omega z}{2\pi \bar{U}(z)}\right]^{5/3}} \quad (3)$$

式中: z 为高度 (m); $\bar{U}(z)$ 为任意高度 z 处的平均风速 (m/s); ω 是脉动风的圆频率 (rad/s); u_* 为流体剪切速度 (m/s)。

1.3 脉动风速互功率谱

为描述空间不同点之间的紊流速度关系, Davenport 提出了相干函数模型^[11]:

$$\text{Coh}(\xi) = \exp\left\{-\frac{2 C_z \Delta Z}{\bar{U}(z) + \bar{U}(z)}\right\} \quad (4)$$

式中: ω 为频率 (Hz); C_z 分别表示空间任意两点上下的衰减系数, 通常 $C_z = 10 \frac{\bar{U}(z)}{\bar{U}(z)}$, $\bar{U}(z)$ 分别表示沿着高度 z 和 z' 的平均风速; $\Delta z = |z - z'|$ 。由于脉动风速样本的互相关函数是非对称的, 既非偶函数, 亦非奇函数, 故互功率谱函数一般为复数, 可表示为:

$$S_{xy}(\omega) = \text{Coh}(\xi) \sqrt{S_{xx}(\omega) S_{yy}(\omega)} e^{i\phi(\omega)} \quad (5)$$

式中: $\phi(\omega)$ 为相位角。文献 [12] 给出了表达式:

$$\phi(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi \Delta z}{4 \bar{U}_z} & \frac{\Delta z}{\bar{U}_z} \leq 0.1 \\ -10\pi \frac{\Delta z}{\bar{U}_z} - 1.25 & 0.1 < \frac{\Delta z}{\bar{U}_z} \leq 0.125 \\ [-\pi, \pi] \text{ 的随机数} & \frac{\Delta z}{\bar{U}_z} > 0.125 \end{cases} \quad (6)$$

2 传统的谐波合成法

谐波合成法是通过一系列三角余弦函数的叠加来模拟随机过程样本。对于一维 n 变量的零均值高斯随

机过程 $\{f(t)\} = [f_1(t) \ f_2(t) \ \dots \ f_n(t)]^T$, 其互谱密度矩阵为:

$$S^0(\omega) = \begin{bmatrix} S_{11}(\omega) & S_{12}(\omega) & \dots & S_{1n}(\omega) \\ S_{21}(\omega) & S_{22}(\omega) & \dots & S_{2n}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1}(\omega) & S_{n2}(\omega) & \dots & S_{nn}(\omega) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $S_{ii}(\omega)$ 为实数形式的自谱密度函数; $S_{ik}(\omega)$

($i \neq k$) 一般为复数形式的互谱密度函数; ω 为圆频率。

按照 Cholesky 分解法, 正定的 Hermitian 矩阵 $S(\omega)$ 可以分解为

$$S(\omega) = H(\omega) H^T(\omega) \quad (8)$$

式中, $H(\omega)$ 是下三角矩阵, $H^T(\omega)$ 是其复共轭转置矩阵。

$$H(\omega) = \begin{bmatrix} H_{11}(\omega) & 0 & \dots & 0 \\ H_{21}(\omega) & H_{22}(\omega) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{n1}(\omega) & H_{n2}(\omega) & \dots & H_{nn}(\omega) \end{bmatrix} \quad (9)$$

考虑一般情况下 $S(\omega)$ 为复数矩阵, 因此 $H(\omega)$ 通常也是复数矩阵, 其对角线元素为非负实数, 非对角线元素为复数。矩阵 $H(\omega)$ 中的元素可以表示为

$$H_{jn}(\omega) = |H_{jn}(\omega)| e^{i\theta_{jn}(\omega)} \quad (10)$$

式中, $\theta_{jn}(\omega) = \tan^{-1} \{ \text{Im}[H_{jn}(\omega)] / \text{Re}[H_{jn}(\omega)] \}$ 为 $H_{jn}(\omega)$ 的幅角。

根据 Shinozuka^[3]的研究, 采用脉动风速单边功率谱, 随机过程 $\{f(t)\}$ 的样本 $\{f(t)\}$ 可以通过下式来模拟

$$f(t) = \sqrt{2\Delta\omega} \sum_{m=1}^n \sum_{l=1}^N |H_{lm}(\omega_{ml})| \cos[\omega_{ml}t - \theta_{lm}(\omega_{ml}) + \Phi_{lm}], \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad (11)$$

其中, N 为一个充分大的正整数; $\Delta\omega = \omega_u/N$ 为频率增量; ω_u 为上限截止频率, 即当 $\omega > \omega_u$ 时, $S(\omega) = 0$; ω_{ml} 为双索引频率, $\omega_{ml} = \Delta\omega - \frac{N-m}{N}\Delta\omega = (l-1)\Delta\omega + \frac{m}{N}\Delta\omega$; Φ_{lm} 为均匀分布于 $[0, 2\pi]$ 区间的独立相位角。

使用 Fast Fourier Transform (FFT) 技术, 上述风速时程模拟公式 (11) 可被写成下式:

$$f(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{m=1}^j h_m(t) \exp \left[i \frac{m\Delta\omega}{n} t \right] \right\} \quad (12)$$

式中: $p=0, 1, \dots, n \times M-1$; $M=2N$

$$h_m(t) = \begin{cases} g_m(t) & p=0, 1, \dots, M-1 \\ g_m[(p-M)\Delta t], & p=M, M+1, \dots, 2M-1 \\ \vdots & \vdots \\ g_m[(p-(n-1)M)\Delta t], & p=(n-1)M, (n-1)M+1, \dots, nM-1 \end{cases}$$

$$g_p(\Delta t) = \sum_{l=1}^{M-1} B_{pl} \exp\left[-i p \frac{2\pi}{M}\right], \quad p=0, 1, \dots, M-1$$

$$B_{pl} = \begin{cases} \sqrt{2\Delta\omega} |H_{jn}(\omega_{ml})| \exp[-i\theta_{jn}(\omega_{ml})] \exp(i\Phi_{ml}), & 1 \leq l \leq N \\ 0, & N < l \leq M-1 \end{cases}$$

上述描述的方法是采用快速傅里叶变换技术的谐波合成法, 即传统的谐波合成法。虽然快速傅里叶变换技术使谐波合成法的计算速度大大提高了, 但仍然需要对每个频率 ω_m 都要进行一次 $S(\omega)$ 的 Cholesky 分解, 共需要进行 $n \times N$ 次分解。当模拟点数较多时, 该方法计算量是相当大的。

3 改进的谐波合成法

一般情况下 $S(\omega)$ 为复数矩阵, 因此谱分解的下三角矩阵 $H(\omega)$ 也是复数矩阵。通过 $H(\omega)$ 的分析发现, 可以通过仅计算少量频率点的 $|H_{jn}(\omega)|$, 然后利用精度较高的三次样条插值函数得到其他频率点 ω_{ml} 处的 $|H_{jn}(\omega)|$ 的近似值。实际应用表明, 这种插值近似能够在保证模拟精度的同时, 大大提高计算效率。

样条函数具有光滑连续的特点, 因而在工程应用及数据插值拟合中应用非常广泛。将频率区间 $[0, \omega_u]$ 平均分成少量的 r 等份, 对 $r+1$ 个频率点 ($0=\omega_0 < \omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_{r-1} < \omega_r=\omega_u$) 的 $H_{jn}(\omega)$ 进行三次样条插值, 设 $\tilde{H}_{jn}(\omega_i) = |H_{jn}(\omega_i)|$, $\tilde{H}_{jn}''(\omega_i) = M_i$, 其插值方程为:

$$\tilde{H}_{jn}(\omega) = \begin{cases} \frac{r}{6\omega_u} [(\omega_1 - \omega)^3 M_0 + (\omega - \omega_0)^3 M_1] + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_0)| - \frac{\omega_u^2}{6} M_0 \right\} \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_u} r + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_1)| - \frac{\omega_u^2}{6} M_1 \right\} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_u} r, & \omega_0 \leq \omega \leq \omega_1 \\ \frac{r}{6\omega_u} [(\omega_2 - \omega)^3 M_1 + (\omega - \omega_1)^3 M_2] + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_1)| - \frac{\omega_u^2}{6} M_1 \right\} \frac{\omega_2 - \omega}{\omega_u} r + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_2)| - \frac{\omega_u^2}{6} M_2 \right\} \frac{\omega - \omega_1}{\omega_u} r, & \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \\ \vdots, & \vdots \\ \frac{r}{6\omega_u} [(\omega_r - \omega)^3 M_{r-1} + (\omega - \omega_{r-1})^3 M_r] + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_{r-1})| - \frac{\omega_u^2}{6} M_{r-1} \right\} \frac{\omega_r - \omega}{\omega_u} r + \\ \left\{ |H_{jn}(\omega_r)| - \frac{\omega_u^2}{6} M_r \right\} \frac{\omega - \omega_{r-1}}{\omega_u} r, & \omega_{r-1} \leq \omega \leq \omega_r \end{cases} \quad (13)$$

由上述表达式可知, 只需要确定 M_r ($r=0, 1, 2, \dots, r$), 三次样条插值函数便完全确定。通常情况下, 三次样条都是采用分段表示的方法, 即利用它具有二阶连续导数的特点, 通过建立三弯矩方程求得各频率点上的

二阶导数, 进而得到样条多项式在每一段上的系数 M_i 。

引入 $|H_{jn}(\omega)|$ 的插值近似之后, 脉动风速样本的模拟公式 (11) 可改写为

$$f(\Delta t) = \sqrt{2\Delta\omega} \sum_{m=1}^n \sum_{l=1}^N \tilde{H}_{jn}(\omega_{ml}) \cdot \cos[\omega_{ml} t - \theta_{jn}(\omega_{ml}) + \Phi_{ml}], \quad (j=1, 2, \dots, n) \quad (14)$$

然后使用 Fast Fourier Transform (FFT) 技术, 上述风速时程模拟公式 (14) 可被改写成:

$$f(\Delta t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^j \tilde{h}_{jn}(\Delta t) \exp \left[i \frac{m\Delta\omega}{n} (\Delta t) \right] \right\} \quad (15)$$

式中: $p=0, 1, \dots, n \times M-1$; $M=2N$

$$\tilde{h}_{jn}(\Delta t) = \begin{cases} \tilde{g}_{jn}(\Delta t), & p=0, 1, \dots, M-1 \\ \tilde{g}_{jn}[(p-M)\Delta t], & p=M, M+1, \dots, 2M-1 \\ \vdots, & \vdots \\ \tilde{g}_{jn}[(p-(n-1)M)\Delta t], & p=(n-1)M, (n-1)M+1, \dots, nM-1 \\ \tilde{g}_{jn}(\Delta t) = \sum_{l=1}^{M-1} \tilde{B}_{jl} \exp \left[-i p \frac{2\pi}{M} \right], & p=0, 1, \dots, M-1 \\ \tilde{B}_{jl} = \begin{cases} \sqrt{2\Delta\omega} H_{jn}(\omega_{ml}) \exp[-i\theta_{jn}(\omega_{ml})] \exp(i\Phi_{ml}), & 1 \leq l \leq N \\ 0, & N < l \leq M-1 \end{cases} \end{cases}$$

值得指出的是, $\tilde{g}_{jn}(\Delta t)$ 是通过 \tilde{B}_{jn} 的逆 FFT 得到的。为了避免模拟结果的失真现象, 时间增量必须满足 $\Delta t \leq 2\pi / (2\omega_u)$ 。公式 (15) 模拟的随机过程的周期为 $T_0 = 2\pi n / \Delta\omega = 2\pi n N / \Delta\omega$ 。

4 数值算例

本文将使用上述改进方法与传统的谐波合成法 (Fast Fourier Transform Harmony Superposition Method) 模拟一座坐落于城市中心的超高层建筑脉动风速进行两种方法的耗时和精度对比。该超高层建筑高度为 255 m, 模拟的风速点沿超高层建筑高度 10 m 到 255 m 均匀分布 50 个点, 10 m 处的平均风速取为 25 m/s。由于模拟跨度较大, 因此本文采用随高度变化的单边 Kaiman 谱模拟脉动风速场。

$$G(z, \omega) = 2 S(z, \omega) = \frac{200}{2\pi} \frac{z}{U(z)} \frac{1}{\left[1 + 50 \frac{\omega^2}{2\pi U(z)} \right]^{5/3}} \quad (16)$$

模拟相关函数只考虑高度方向的相关性, 即取 $C_z=10$ 。平均风速沿着高度变化的规律采用指数律表示, 其地面粗糙度指数取为 $\alpha=0.22$ 。流体剪切速度取 $u_* =$

1.76 (m/s)。模拟时间间隔 0.785 s, 上截止频率为 4 rad/s , $N=2048$, $\Delta\omega = \frac{4}{2048} = 0.00195$, $M=2N=$

4096 模拟的时间间隔 $\Delta t = \frac{2\pi}{M\Delta\omega} = 0.785$

图 1 和图 2 分别给出了两种方法模拟的风速样本的均值和方差。从图中可知, 改进后的模拟方法获得的风速样本均值和方差接近于传统的谐波合成法。为了进一步说明改进的谐波合成法同样具有较高精度, 需要进行模拟功率谱与目标功率谱的比较, 模拟自、互相关函数与目标自、互相关函数的比较。限于文章篇

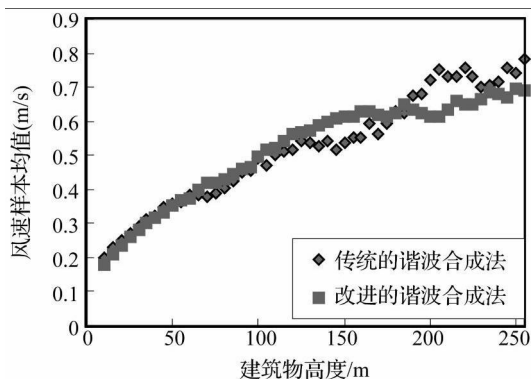


图 1 不同高度的模拟风速样本均值

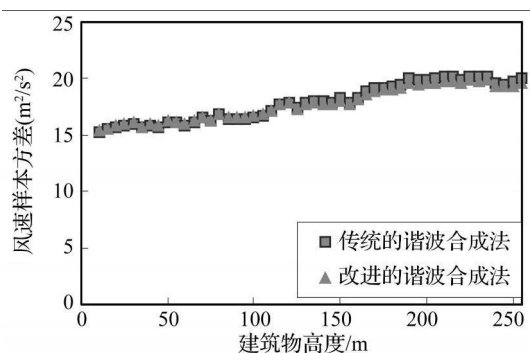


图 2 不同高度的模拟风速样本方差

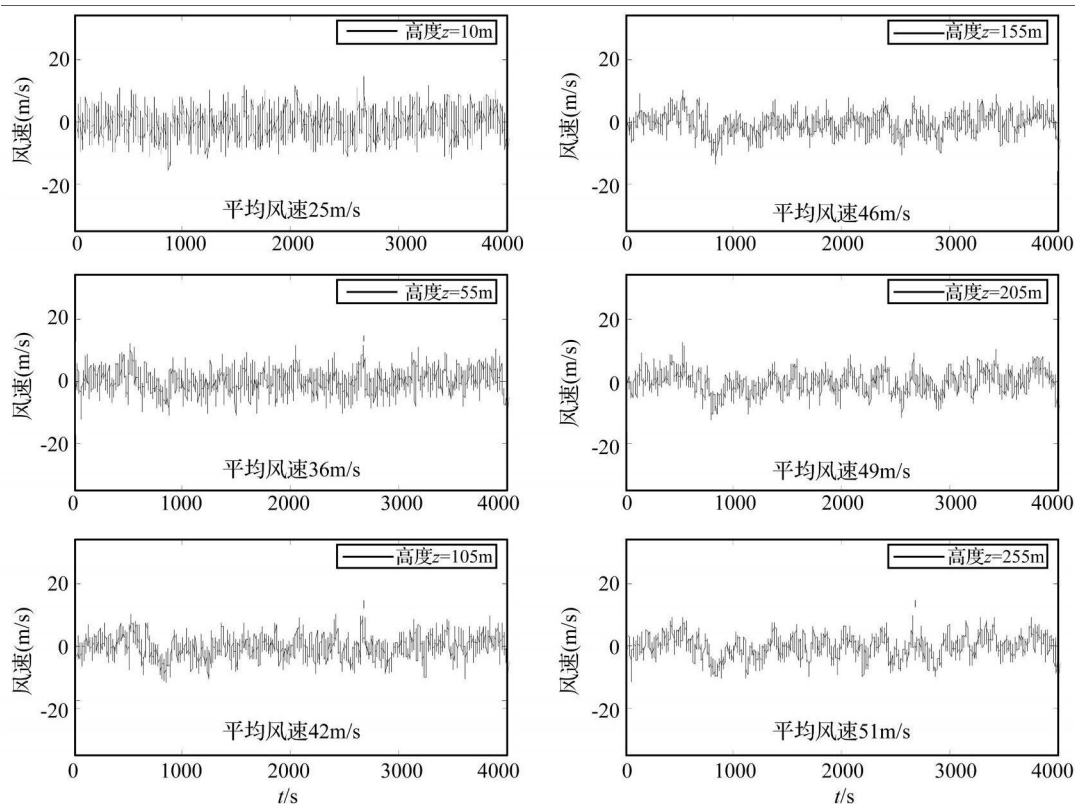


图 3 不同位置的模拟生成的风速样本函数

幅, 下面给出了沿超高层建筑高度 10 m 、 55 m 、 105 m 、 155 m 、 205 m 、 255 m 模拟风速, 如图 3 所示。这六点风速样本的模拟功率谱与目标功率谱的对比和模拟自、互相关函数与目标自、互相关函数的对比分别如图 4 和图 5 所示。从图 3 和图 5 中可以观察出, 不同高度之间的风速不仅大小不同, 而且具有相位差, 且具有明显的相关性; 不同风速样本相关性随距离的增加而减弱。从图 4 和图 5 中可以看出, 模拟功率谱与目标功率谱非常吻合; 模拟的自相关函数和互相关函数与目标自相关函数和互相关函数也非常吻合。因此, 与传统的谐波合成法一样, 改进的谐波合成法模拟的随机风速样本也具有较高精度。

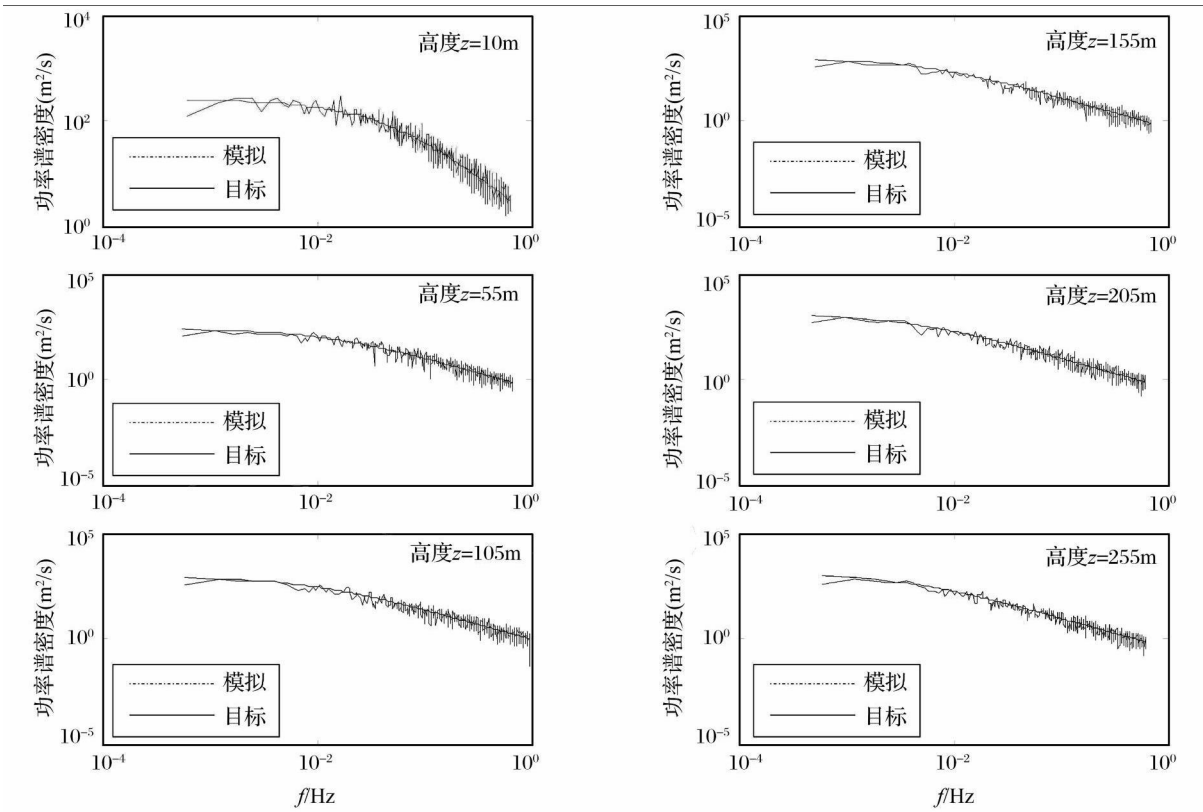
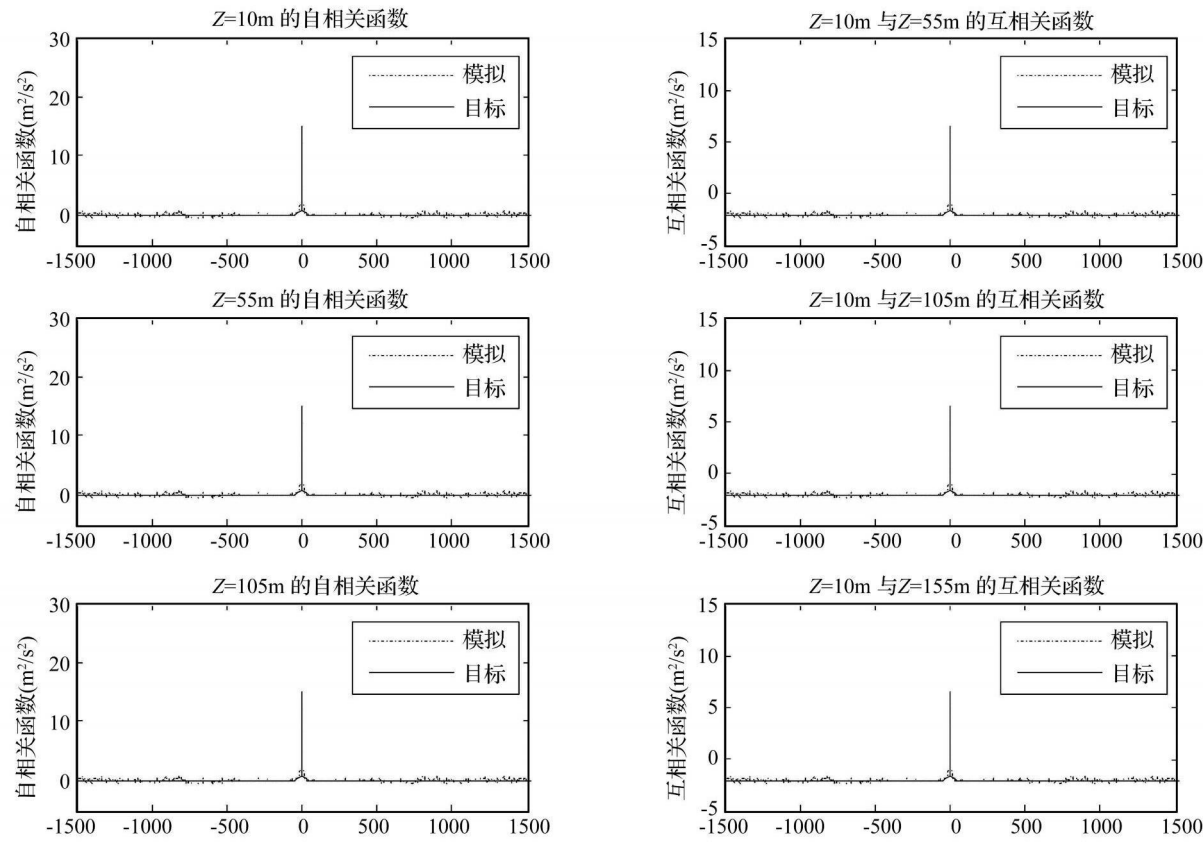


图 4 不同位置的模拟功率谱与目标功率谱对比



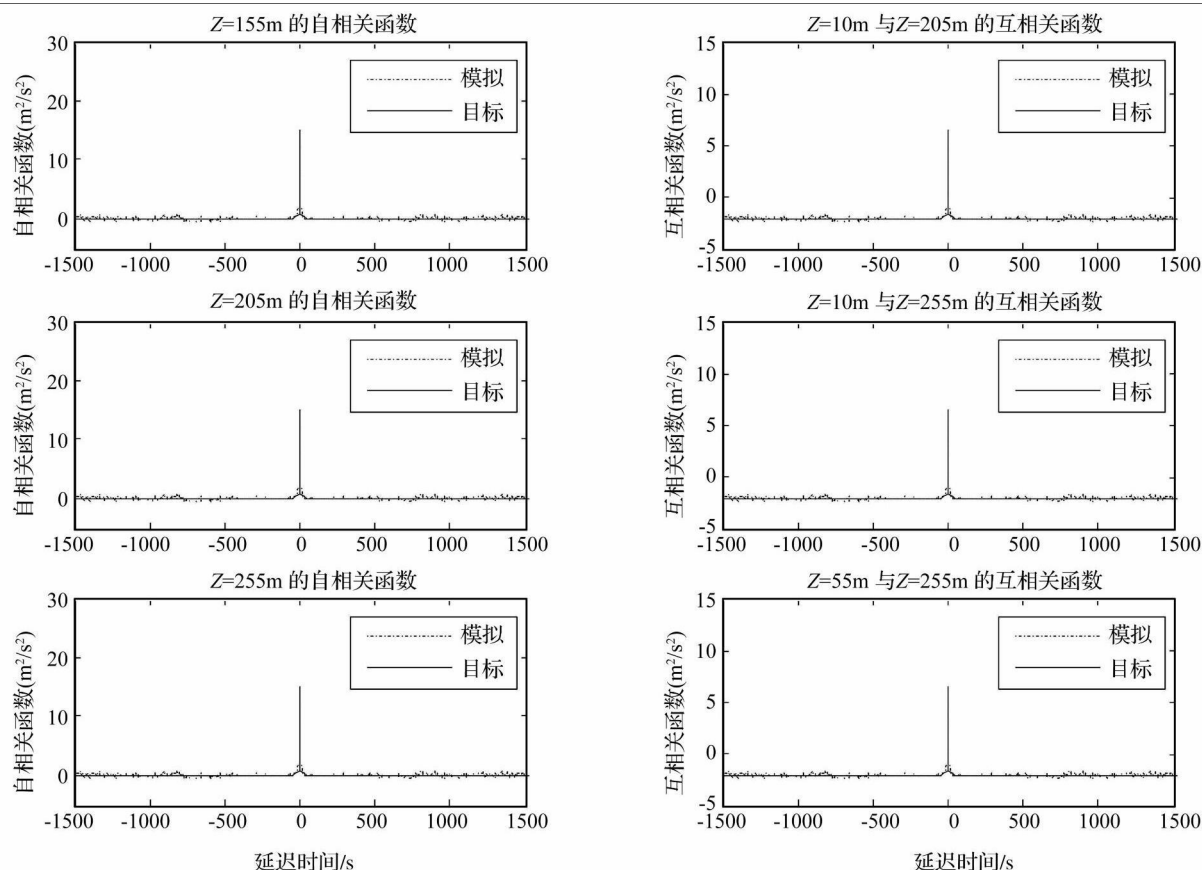


图 5 不同位置的模拟自、互相关函数与目标自、互相关函数对比

通过模拟该超高层建筑脉动风速发现: 当采用传统的谐波合成法对上述超高层建筑脉动风速进行模拟时, 计算机耗时 12.06 min; 当采用改进的谐波合成法模拟时, 计算机耗时 1.01 min。这是因为改进的谐波合成法仅进行 128 次的谱分解, 而传统的谐波合成法的谱分解需要进行 50 N 次。因此, 改进的谐波合成法可以大大提高计算机模拟效率。

5 结 论

以上针对空间脉动风速模拟中存在的计算量问题, 通过对谱分解矩阵引入精度较高的三次样条插值近似, 大大减少了谱分解的次数, 从而提高该方法的计算效率, 能够实现对三维空间脉动风场的有效模拟。通过对一座 255 m 高的超高层建筑脉动风速的模拟, 结果表明: 尽管改进后的谐波合成法对谱分解矩阵采用了插值近似, 但模拟的随机风速样本仍具有很好的精度; 计算效率比传统的谐波合成法有了较大的提高。

参 考 文 献

- [1] Rice S Q. Mathematical analysis of random noise [J]. Selected papers on noise and stochastic processes. N. Wax ed., Dover Publish. Inc., New York, N. Y., 1954: 133—294.
- [2] Shinozuka M. Simulation of multivariate and multidimensional random process [J]. Journal of the Acoustical society of America, 1971, 49 (1): 357—367.
- [3] Shinozuka M, Jan C M. Digital simulation of random process

- and its application [J]. Journal of Sound and Vibration, 1972, 25 (1): 111—128.
- [4] Yang J. Simulation of random envelope processes [J]. Journal of Sound and Vibration, 1972, 25 (1): 73—85.
- [5] Mario Di Paola. Digital simulation of wind field velocity [J]. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 1998, 74—76: 91—109.
- [6] Rocha M M, Cabral S V S, Riera J D. A comparison of proper orthogonal decomposition and Monte Carlo simulation of wind pressure data [J]. J. Wind Eng. Ind. Aerodyn., 2000, 84: 329—344.
- [7] Yang W W, Chang T Y P, Chang C C. An efficient wind field simulation technique for bridges [J]. Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 1997, 67: 697—708.
- [8] Ding Quanshun, Zhu Ledong, Xiang Haijian. Simulation of stationary Gaussian stochastic wind velocity field [J]. Wind and Structures, 2006, 9 (3): 231—243.
- [9] Simiu E. Wind spectra and dynamic along wind response [J]. J. Struct. Div., ASCE, 1974, 100 (9): 1897—1910.
- [10] Kaimal J C, Wyngaard J C, Izumi Y, et al. Spectral characteristics of surface layer turbulence [J]. Journal of Royal Meteorological Society, 1972, 98: 563—589.
- [11] Davenport A G. The dependence of wind load upon meteorological parameters [C]. Proceedings of the International Research Seminar on Wind Effects on Building and Structures. University of Toronto Press, Toronto, 1968: 19—82.
- [12] 王之宏. 风荷载的模拟研究 [J]. 建筑结构学报, 1994, 15 (1): 44—52.

demonstrate that the method can reliably detect weak signal with signal to noise ratio as small as -37.163 dB, and the method is feasible for feature detection of early faults such as rub-impact fault of rotor.

Key words: sparse symbolic time series analysis; rotor system; rub-impact fault; early detection

(PP: 148—150, 166)

IMPROVED HARMONY SUPERPOSITION METHOD (IHS) FOR SIMULATING THE FLUCTUATING WIND VELOCITY FIELDS OF SUPER TALL BUILDINGS

LI Jin-hua, LI Chun-xiang

(Department of Civil Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In order to cope with large computational efforts needed in traditional harmony superposition method (referred here to as THSM), an improved harmony superposition method (referred to as IHS) was proposed to simulate the fluctuating wind speed fields of super tall buildings. Taking into consideration that the elements of cross-power spectral density matrix are complex values, the proposed IHS introduces the spline interpolation technique to reduce the number of Cholesky decomposition of spectral density matrix, subsequently uses fast Fourier Transform (FFT) to further accelerate computation for simulating the fluctuating wind velocity fields. In order to demonstrate the superiority of the IHS, the simulations of the wind velocity fields for a super tall building with 255 m height were carried out using both IHS and THSM. The numerical results indicate that although IHS introduces the spline interpolation approximation in decomposing the cross-power spectral density matrix, the simulated wind velocity samples based on IHS are of very good precision with reference to THSM. Likewise, the computational efficiency based on IHS is much higher than that based on THSM.

Key words: numerical simulation; super tall buildings; fluctuating wind velocity fields; harmony superposition method (HSM); spline interpolation; FFT technique

(PP: 151—156)

REDUCING ANTIRESONANCE EFFECT WITH COHERENCE FUNCTION FOR LOAD IDENTIFICATION OF BURNING STREAM

ZHANG Ting, LIAN Ping

(1. Shijiazhuang railway institute, Shijiazhuang 050043, China)

2. Shijiazhuang Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: There is effect of system characteristics on the estimated result when a shock load of the burning stream is identified. When the load is identified by use of a forced response of the system, the effect of antiresonance of the system could not be eliminated. The antiresonance effect is better eliminated while the identification spectrum is revised by means of coherence function.

Key words: load identification; pole zeros; frequency response function; coherence function

(PP: 157—159)

MULTISCALE TIME-DELAY ESTIMATION OF MULTIMICROPHONES WITH CORRELATIVE NOISES

SUN Shu-xue, LIU Yan-xin, GU Xiao-hui, YIN Heng-gang

(Nanjing University of Science & Technology, School of Mechanical Engineering, Nanjing 210094, China)

Abstract: In order to improve the accuracy of time-delay estimation (TDE) when the signals are non-stationary with colored noise or the noises of some different channels are correlative, a new method for multiscale TDE based on wavelet decomposition was proposed and applied to source localization with the aid of acoustic array. The non-stationary signals can be decomposed into several stationary signals by fine time-frequency characteristics of wavelet decomposition. Multiscale time-delay value can be achieved by use of cross-correlation of stationary signals decomposed by wavelet at the same scale and it is proved the intrinsic time-delay values of signals in different channels will maintain unchanged after wavelet