

— 院

○一三~○一四系



文章编号:1000-6893(2002)04-0294-04

采用频域多参考点模态识别法进行 工作状态下的模态识别

申凡¹, 郑敏², 陈怀海¹, 鲍明¹

(1. 南京航空航天大学 振动工程研究所, 江苏 南京 210016)

(2. 南京航空航天大学 民航学院, 江苏 南京 210016)

MODAL PARAMETER EXTRACTION USING FREQUENCY DOMAIN POLY-REFERENCE METHOD UNDER OPERATIONAL CONDITIONS

SHEN Fan¹, ZHENG Min², CHEN Huai-hai¹, BAO Ming¹

(1. Institute of Vibration Engineering Research, Nanjing University of Aeronautics and
Astronautics, Nanjing 210016, China)

(2. College of Civitation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

摘 要: 针对工程实际情况, 从实测响应间的互相关函数入手, 推导出适用于工作状态下的频域多参考点模态识别法, 然后采用一飞机模型对该方法进行了试验验证。

关键词: 模态识别; 工作状态; 互相关函数; 互功率谱密度; 未知激励

中图分类号: V214.3¹3 **文献标识码:** A

Abstract: It is difficult to measure the input forces of some operating structures. Only the operating response data can be used to identify modal parameters. A frequency domain poly-reference modal identification method under operational conditions was presented on the basis of the cross-correlation function of measured responses to solve the only-output problem. The proposed method in this paper was applied to an airplane model.

Key words: modal identification; operational conditions; cross-correlation function; cross-power spectral density; unknown excitation

在许多实际工程应用中, 如导弹、飞行器在飞行过程中所产生的振动; 航空发动机以及核反应堆中的部件在工作状态下的动态特性等, 都难以获得完整的输入信息; 对于一些大型结构, 如海洋平台、桥梁、摩天大楼等, 难以采用人工激励去进行模拟试验, 因为要使这些结构产生振动需要施加很大的力, 极易造成结构局部或整体损坏, 这时就只能在环境激励下测取响应数据, 单独利用响应信息进行模态识别。目前用于研究工作状态下的时域模态识别方法有很多, 例如 ITD/随机减量法^[1]、最大熵法^[2]、子空间实现算法^[3]、ARMA 模型^[4]等, 但是频域方法却很少, 如功率谱峰值法^[5]、最小平方曲线拟合法^[6]等。功率谱峰值法是利用工作状态下实测响应间的互功率谱曲线峰值来近似估计模态参数, 通常要求使用者具备丰富的实践经验, 而且当各阶模态频率较密、阻尼比较

大时, 这种方法就不适用了。最小平方曲线拟合法通常会遇到很强的非线性问题, 求解较复杂。本文从响应间的互相关函数入手, 推导出了适用于工作状态下的频域多参考点模态识别法, 它克服了功率谱峰值法和最小平方曲线拟合法的上述缺点。本文采用一飞机模型作为试件, 对该方法的有效性进行了试验验证。

1 理 论

1.1 互相关函数矩阵

定义点 l 激励 $f_l(t)$ 下, 在测点 n 产生的响应 $y_{nl}(t)$ 同在测点 p 产生的响应 $y_{pl}(t)$ 之间的互相关函数为

$$R_{npl}(T) = E[y_{nl}(t+T)y_{pl}(t)] \quad (1)$$

其中: $f_l(t)$ 是在点 l 处的激励; $R_{npl}(T)$ 是点 l 激励下, 在测点 n 和测点 p 产生的响应间的互相关函数; T 是时间间隔; E 表示数学期望值; $y_{nl}(t)$ 是点 l 激励下在测点 n 产生的响应; $y_{pl}(t)$ 是点 l 激励

下在测点 p 产生的响应。

假设在所有激励点的信号都为白噪声且彼此互不相关,考虑所有激励点 l ,即 $l=1,2,\dots,L$,对 l 求和,就可以得到测点 n 和测点 p 处实测响应间的互相关函数^[1]

$$R_{np}(T) = \sum_{r=1}^{2N} \Psi_{nr} Q_{pr} e^{\lambda_r T} \quad (2)$$

其中: $R_{np}(T)$ 为测点 n 和测点 p 处实测响应间的互相关函数; N 是模态数; Ψ_{nr} 是第 r 阶模态振型的第 n 个元素; λ_r 是第 r 个复特征值; Q_{pr} 是一个常数项,即

$$Q_{pr} = \sum_{s=1}^{2N} \sum_{l=1}^L \frac{-a_l \Psi_{lr} \Psi_{ps} \Psi_{ls}}{a_r a_s (\lambda_r + \lambda_s)} \quad (3)$$

其中: L 是激励的数目; a_l, a_r, a_s 都是常数。

如果定义 N 个测点的响应同 P 个参考点响应间的互相关函数矩阵为

$$R(T) = \begin{bmatrix} R_{11}(T) & R_{12}(T) & \cdots & R_{1P}(T) \\ R_{21}(T) & R_{22}(T) & \cdots & R_{2P}(T) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N1}(T) & R_{N2}(T) & \cdots & R_{NP}(T) \end{bmatrix} \quad (4)$$

那么根据式(2),就可以得到

$$R(T) = \Psi [e^{\Lambda T}] Q \quad (5)$$

其中: Ψ 为由 Ψ_{nr} 组成的 $N \times 2N$ 复特征向量矩阵; Λ 为由 λ 组成的 $2N \times 2N$ 复特征值矩阵; Q 为由 Q_{pr} 组成的 $2N \times P$ 常量矩阵。

1.2 频域多参考点模态识别法

下面就从方程(5)中互相关函数矩阵的表达式出发,推导出工作状态下的频域多参考点模态识别法。

将式(5)两边作拉氏变换得到

$$G(s) = \Psi (sI - \Lambda)^{-1} Q \quad (6)$$

其中: $G(s)$ 为互相关函数矩阵 $R(T)$ 的拉氏变换, I 为单位矩阵。

将式(5)对 T 求一阶导数可得

$$\dot{R}(T) = \Psi \Lambda [e^{\Lambda T}] Q \quad (7)$$

将上式变换到拉氏域得到

$$\dot{G}(s) = \Psi \Lambda (sI - \Lambda)^{-1} Q \quad (8)$$

其中: $\dot{G}(s)$ 为矩阵 $\dot{R}(T)$ 的拉氏变换。

将式(6)和式(8)组合成一个新的矩阵方程,即

$$\begin{bmatrix} G(s) \\ \dot{G}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi \\ \Psi \Lambda \end{bmatrix} O(s) \quad (9)$$

其中: $O(s) = (sI - \Lambda)^{-1} Q$ 。

对于特征值矩阵和特征向量矩阵,一定存在一个矩阵 $A^{[7]}$,使式

$$A\Psi + \Psi\Lambda = 0 \quad (10)$$

成立,将上式改写成

$$[A : I] \begin{bmatrix} \Psi \\ \Psi\Lambda \end{bmatrix} = 0 \quad (11)$$

方程两边右乘 $O(s)$, 可得

$$[A : I] \begin{bmatrix} \Psi \\ \Psi\Lambda \end{bmatrix} O(s) = 0 \quad (12)$$

将式(9)代入上式得到

$$[A : I] \begin{bmatrix} G(s) \\ \dot{G}(s) \end{bmatrix} = 0 \quad (13)$$

式(13)也可以写成如下形式

$$AG(s) + \dot{G}(s) = 0 \quad (14)$$

另外,由于

$$\dot{G}(s) = sG(s) - R(T)|_{T=0} \quad (15)$$

当 $T=0$ 时,由式(5)可得

$$R(T)|_{T=0} = \Psi Q \quad (16)$$

因此,式(15)就可以写成

$$\dot{G}(s) = s[G(s)] - \Psi Q \quad (17)$$

将式(17)代入式(14),得到

$$AG(s) + sG(s) - \Psi Q = 0 \quad (18)$$

令 $s=j\omega$, 上式变为

$$AG(j\omega) + j\omega G(j\omega) - \Psi Q = 0 \quad (19)$$

进而得到

$$AG(j\omega) - \Psi Q = -j\omega G(j\omega) \quad (20)$$

等间隔取 K 个频率,即 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_K$, 那么就可以得到 K 个方程

$$AG(j\omega_k) - \Psi Q = -j\omega_k G(j\omega_k), \quad k=1,2,\dots,K \quad (21)$$

令 $D = [G(j\omega_1) \quad G(j\omega_2) \quad \cdots \quad G(j\omega_K)]$, $\Omega = -\text{diag}[j\omega_1 I \quad j\omega_2 I \quad \cdots \quad j\omega_K I]$, 那么这 K 个方程就可以写成

$$[A : -\Psi Q] \begin{bmatrix} D \\ I \quad I \quad \cdots \quad I \end{bmatrix} = D\Omega \quad (22)$$

D 和 Ω 都是实测互功率谱密度及离散频率 ω_k 的函数,是已知矩阵,因此可以通过求解式

$$[A : -\Psi Q] = D\Omega \begin{bmatrix} D \\ I \quad I \quad \cdots \quad I \end{bmatrix}^+ \quad (23)$$

得到矩阵 A ,它是矩阵 $[A : -\Psi Q]$ 的前 N 列。其中, $+$ 表示广义逆。

根据式(10),对矩阵 A 求解特征值问题就可以得到系统的特征值矩阵 Λ 和特征向量矩阵 Ψ ,

从而得到系统的全部模态参数。系统的第 r 阶模态振型 Ψ_r 为矩阵 Ψ 的第 r 列向量,第 r 阶自然频率 ω_{nr} 和阻尼比 ξ_r 分别为

$$\omega_{nr} = \sqrt{\operatorname{Re}(\lambda_r)^2 + \operatorname{Im}(\lambda_r)^2}, \xi_r = -\frac{\operatorname{Re}(\lambda_r)}{\omega_{nr}}$$

其中: $\operatorname{Re}(\lambda_r)$ 是 λ_r 的实部, $\operatorname{Im}(\lambda_r)$ 是 λ_r 的虚部。

2 试验验证

为了验证提出的方法是否切实可行,采用一飞机模型进行试验验证,如图1所示。

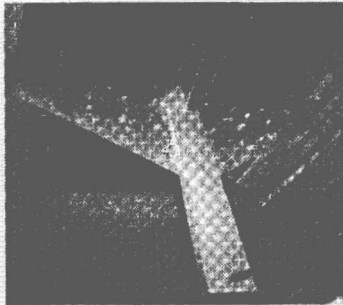


图1 飞机模型

Fig. 1 The airplane model

该模型为铝制,机长1000mm,翼展1100mm。通过3个悬挂点用橡皮绳将它悬挂起来,采用HP3562信号发生器来产生白噪声激励信号,使用两个HEV-20型激振器在两侧机翼进行激振,在飞机模型上布置24个加速度传感器测量各点响应信号,采用64通道MVMA-3多点激振和测量分析系统进行数据采集。

首先采用适调激振法得到它的18阶模态参数(不包括刚体模态),模态频率和阻尼比如表1所示,各阶模态振型如图2所示。以此作为参考数据,以便同频域多参考点识别法得到的结果进行比较。

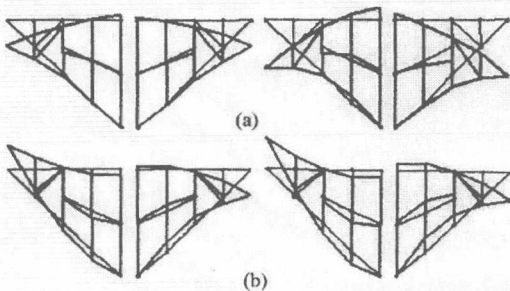


图2 飞机模型的前两阶模态振型

(a)第一阶模态振型;(b)第二阶模态振型

(左:适调激振法,右:频域识别法)

Fig. 2 The 1st and 2nd mode shapes of airplane model
(left: Pure mode method; right: Frequency-domain method)

然后同时对各测点进行数据采集,采样频率

取512Hz。以机翼两端的测点1,2作为参考点,采用频域多参考点识别法提取试验件的模态频率和阻尼比,结果如表1所示,其中也给出了两种方法所得模态振型之间的MAC值。频域多参考点识别法所得各阶模态振型如图2所示。从表1的结果还可以看出,这种方法也识别出了两阶密集模态,即170Hz和173Hz。

对飞机模型的试验结果表明,本文提出的工作状态下的频域多参考点模态识别法能够较好地单独利用实测响应数据提取结构的模态参数。

表1 适调激振法和频域识别法所得
飞机模型模态参数

Table 1 Modal parameters from two methods

模态 阶次	对称/ 反对称	适调激振法		频域识别法		
		频率 /Hz	阻尼比 /%	频率 /Hz	阻尼比 /%	MAC /%
1	对称	14.8	5.14	15.3	4.76	98.2
2	反对称	23.6	0.86	24.2	0.36	99.1
3	反对称	35.1	4.25	36.2	4.05	98.6
4	对称	45.0	1.67	44.9	2.01	99.2
5	反对称	52.5	3.11	52.4	3.53	98.4
6	对称	63.4	1.50	64.7	1.61	99.0
7	反对称	69.2	1.45	69.6	1.70	96.7
8	对称	74.8	6.56	75.3	5.05	83.2
9	反对称	91.5	1.02	92.3	1.35	92.1
10	对称	98.7	1.36	97.6	0.92	98.8
11	反对称	107.3	0.93	107.3	0.96	89.3
12	反对称	112.9	1.58	111.7	1.05	90.9
13	对称	143.5	0.70	143.4	0.82	96.5
14	对称	151.5	0.39	150.7	0.54	98.8
15	反对称	158.3	0.48	158.2	0.39	99.0
16	对称	170.2	1.05	170.8	0.88	97.6
17	反对称	173.3	0.54	173.4	0.52	82.5
18	对称	185.5	0.50	186.2	0.67	96.8

3 结论

提出的模态分析方法克服了功率谱峰值法和频域最小平方曲线拟合法的诸多缺点,相比之下,它具有以下优点:

(1) 是一种多参考点模态识别法。

(2) 同时利用所有测点的实测响应数据,得到的模态参数具有整体性,因此它是一种完全的总体频域模态识别法。

(3) 能够识别出较密集的模式。

(4) 通过求解特征值问题,可以同时得到系统极点和模态振型矩阵。

(5) 求解过程简单易行,并且计算量较小。

(6) 便于将实测互功率谱密度函数曲线同合成的互功率谱密度函数曲线绘制在一起进行比较,验证所得模态参数是否可靠。

参 考 文 献

- [1] Chiang D Y, Cheng M S. Modal parameter identification from ambient response[J]. AIAA J, 1999, 37(4): 513—515.
- [2] Desforges M J, Cooper J E, Wright J R. Spectral and modal parameter estimation from output-only measurements[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 1995, 9(2): 169—186.
- [3] Lardies J. A stochastic realization algorithm with application to modal parameter estimation[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2001, 15(2): 275—285.
- [4] Hermans L, Auweraer H V, Mathieu L. Modal parameter extraction from in-operation data[A]. Proceedings of the 15th SEM IMAC[C]. 1997. 531—539.
- [5] Luz E, Wallaschek J. Experimental modal analysis using ambient vibration[J]. The International Journal of Analytical and Experimental Modal Analysis, 1992, 7(1): 29—39.
- [6] Chalko T J, Haritos N. Scaling eigenvectors obtained from ambient excitation modal testing[A]. Proceedings of the 15th SEM IMAC[C]. 1997. 13—19.
- [7] 郑敏, 申凡, 陈怀海, 等. 利用互相关函数进行环境激励下的模态分析[J]. 航空学报, 2000, 21(6): 535—537.

(Zheng M, Shen F, Chen H H, *et al.* Modal parameters extraction with cross-correlation function under ambient excitation[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2000, 21(6): 535—537.)

作者简介:



申 凡(1971—) 男,江西瑞金人,讲师,现于南京航空航天大学振动工程研究所工作。主要研究方向:振动测试及控制,数字信号处理。联系电话:025-4893082, Email: shen-fanzm@163.com



郑 敏(1972—) 女,山东阳谷人,现于南京航空航天大学民航学院从事研究工作。主要研究方向:振动测试及数字信号处理。联系电话:025-4893501, Email: zhengminsf@163.com

陈怀海(1965—) 男,江苏泗洪人,副教授,现于南京航空航天大学振动工程研究所工作。主要研究方向:振动测试。联系电话:025-4893082。

鲍明(1939—) 男,江苏苏州人,博士生导师,现于南京航空航天大学振动工程研究所工作。

MODAL IDENTIFICATION FROM OUTPUT-ONLY IN FREQUENCY-DOMAIN

Shen Fan¹, Zheng Min² and Chen Huaihai¹

¹ Institute of Vibration Engineering Research

² College of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics,
Nanjing, China, 210016, E-mail: ShenFanZM@hotmail.com

Abstract The conventional modal parameter identification is usually based on frequency response functions that require measurements of both the input force and the resulting response. However, in many cases, only response data are available while the actual excitations (such as wind/wave load) are unknown. Modal parameters estimation must base itself on response-only data.

The problem of output-only modal analysis has gained considerable attention in recent years. The Natural Excitation Technique (NExT) using cross-correlation functions instead of impulse response functions in time domain becomes a very powerful tool for the modal analysis of structures under the assumption of white-noise random inputs. However, currently there are only a few approaches in frequency-domain to identify modal parameters of structures from output-only, such as peak-picking from power spectral density functions, and seeking optimal modal parameters by fitting measured data.

This paper presents a poly-reference frequency-domain modal identification scheme from output-only by coupling the correlation technique with conventional modal parameter extraction when the excitation forces are not measured. This method is based on the theory that cross-correlation functions have the same form as impulse response functions of the original system under the assumption of white-noise excitation. The outlined technique was applied to an airplane model to estimate modal parameters from response-only data.

Keywords: modal analysis, modal identification, signal processing

1. Introduction

In some practical cases, only response data are available while the actual excitations are not measurable. Modal parameters estimation must base itself on output-only data. Over the past years, many time-domain modal parameter identification methods from output-only have been proposed. They include autoregressive moving average (ARMA) models^[1-2], the stochastic subspace methods^[3], and the natural excitation technique (NExT)^[4] by coupling cross-correlation functions with some time-domain modal identification methods such as the Ibrahim time domain (ITD)^[5], the eigensystem realization algorithm (ERA)^[2], and the polyreference least square complex exponential (PRLSCE) method^[1].

However, there are only a limited number of approaches in frequency domain to estimate modal parameters on response-only data, such as the peak-picking method^[6] applied to the auto - and cross-power spectral density (PSD) functions of the operational responses, and the curve-fitting method^[7] to seek optimal modal parameters in frequency-domain. The peak-picking method has been a typical frequency-domain method on response-only, but it suffers from a lot of disadvantages such as the modes of the structure are sufficiently far apart and the system should possess very

small damping. The curve-fitting method often meets the minimization problem that is strongly non-linear and methods of linear algebra are not directly applicable to get the solution.

A frequency-domain poly-reference modal analysis method from response-only measurements is presented in this paper. It is based on coupling cross-correlation function with conventional frequency-domain modal parameter identification under the assumption of white-noise excitation.

2. Cross-Correlation Function Between Outputs

The following derivation holds for a general class of stationary random inputs. We can define the cross-correlation function $R_{np}(T)$ of two stationary responses ($y_n(t)$ and $y_p(t)$) due to a white-noise input $f_l(t)$ at a particular input point l as:

$$R_{np}(T) = E[y_n(t+T)y_p(t)] \quad (1)$$

where E is the expectation operator, T is a time separation, $y_n(t)$ is the response at the n th point due to the input at the l th point, $y_p(t)$ is the response at the p th point due to the input at the l th point.

Summing over all the inputs $f_l(t)$, $l=1, 2, \dots, L$, which are assumed to be uncorrelated with one another, then we can get the cross-correlation function $R_{np}(T)$ between the output n and the output p

$$R_{np}(T) = \sum_{r=1}^{2N} \psi_{nr} Q_{pr} e^{\lambda_r T} \quad (2)$$

where N is the mode number, ψ_{nr} is the n th component of the r th mode shape, λ_r is the r th complex eigenvalue, and Q_{pr} is a new constant defined by

$$Q_{pr} = \sum_{i=1}^{2N} \sum_{j=1}^L \frac{-b_i \psi_{ir} \psi_{pr} \psi_{jr}}{a_r a_s (\lambda_r + \lambda_s)} \quad (3)$$

where L is the number of inputs, b_i , a_r , a_s are constants.

It shows that the cross-correlation function in Eq.(2) is a sum of complex exponential functions of the same form as the impulse response function of the original system in the following:

$$h_n(t) = \sum_{r=1}^{2N} \psi_{nr} W_{lr} e^{\lambda_r t} \quad (4)$$

where $h_n(t)$ is the impulse response at point n due to the input force at point l . W_{lr} is the modal participation factor. Each complex exponential function $e^{\lambda_r t}$ has an eigenvalue λ_r implying a natural frequency and damping ratio identical to a structural mode. The term $\psi_{nr} Q_{pr}$ in Eq.(2) can be used to derive the mode shape by selecting a common reference station p to eliminate the term Q_{pr} .

Consequently, some classical time-domain modal identification methods have been used to extract modal parameters under ambient excitation by using cross-correlation functions instead of impulse response functions. The proposed frequency-domain method in this paper is also based on the same form of cross-correlation function in Eq.(2) as the impulse response function in Eq.(4). It can be derived from coupling cross-correlation function matrix with classical frequency-domain poly-reference modal parameter extraction method^[8].

3. Frequency-Domain Modal Identification from Outputs

According to Eq.(2), the auto-and cross-correlation function matrix $[R(T)]$ between N responses and P responses can be expressed as

$$[R(T)] = [\psi] e^{\Lambda T} [Q] \quad (5)$$

where $[\psi]$ is the $N \times 2N$ complex eigenvector matrix, $[\Lambda]$ is the $2N \times 2N$ complex eigenvalue matrix, $[Q]$ is a $2N \times P$ constant matrix filled up with the term Q_{pr} . The Laplace transform of Eq.(5) can be written as

$$[G(s)] = [\psi] [sI] - [\Lambda]^{-1} [Q] \quad (6)$$

where $[G(s)]$ is the Laplace transform of the auto-and cross-correlation function matrix $[R(T)]$, $[I]$ is a unit matrix.

Modal parameters can be extracted from response-only by using matrix $[G(s)]$ instead of transfer function matrix $[H(s)]$ in the classical frequency-domain poly-reference modal identification^[8]. We can get

$$[\Lambda] [G(s)] + s[G(s)] - [\psi] [Q] = [0] \quad (7)$$

where $[A]$ is a system matrix that satisfies the following relationship

$$[A][\psi] + [\psi][\Lambda] = [0] \quad (8)$$

Let $s = j\omega$, Eq.(7) becomes

$$[A][G(j\omega)] + j\omega[G(j\omega)] - [\psi][Q] = [0] \quad (9)$$

For all discrete frequencies $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_K$ in the frequency range of measurement, we have

$$[A; -[\psi][Q]] \begin{bmatrix} [D] \\ [I] \end{bmatrix} = [D][\Omega] \quad (10)$$

where $[D] = [[G(j\omega_1)] \quad [G(j\omega_2)] \quad \dots \quad [G(j\omega_K)]]$

$$[\Omega] = -\text{diag}[j\omega_1[I] \quad j\omega_2[I] \quad \dots \quad j\omega_K[I]]$$

and $[G(j\omega)]$ is the auto- and cross-power spectral density function matrix of measured responses. The matrix $[A]$ can be obtained from Eq.(10) in a least-squares sense by considering all available of the measured power spectral densities.

Solving an eigenvalue problem of Eq.(8) results in the system characteristic values λ_r from the diagonal of $[\Lambda]$. And the r th mode shape of the original vibrating system is just the r th eigenvector $\{\psi_r\}$ of the matrix $[\psi]$. The damped natural frequency ω_{nr} and the damping ratio ξ_r of the r th mode are given by

$$\omega_{nr} = \sqrt{R_e(\lambda_r)^2 + I_m(\lambda_r)^2}$$

$$\text{and } \xi_r = -\frac{R_e(\lambda_r)}{\omega_{nr}}, \text{ respectively.}$$

Where $R_e(\lambda_r)$ is the real part of λ_r , $I_m(\lambda_r)$ is the imaginary part of λ_r .

In addition, Eq.(9) can be expressed as following

$$([A] + j\omega[I])[G(j\omega)] = [\psi][Q] \quad (11)$$

Let $[V] = [\psi][Q]$, the auto- and cross-power spectral density matrix $[G(j\omega)]$ between the outputs can be written as

$$[G(j\omega)] = ([A] + j\omega[I])^+ [V] \quad (12)$$

It can be easily shown that matrix $[G(j\omega_1)]$, $[G(j\omega_2)]$, ..., $[G(j\omega_K)]$ can be derived from equation (12) by considering all frequencies in the selected frequency interval. Therefore, it can be used to graphically check the

quality of the output-only modal model by overlaying the actual test data with the synthesized data.

4. Experimental Set-up and Results

In this context, a case study was performed employing data acquired from a test conducted on an airplane model in order to assess the usefulness of the algorithm described above.

The airplane model is made of aluminum and the fuselage is 1000mm long and the wingspan 1100mm wide. It was suspended on three flexible threads at the fuselage. The responses were measured only in the vertical direction at 24 points for vertical excitation at two symmetrical excitation points. Fig. 1 shows the distribution of the 24 acceleration transducers, the shaker attachment points and the suspending locations.

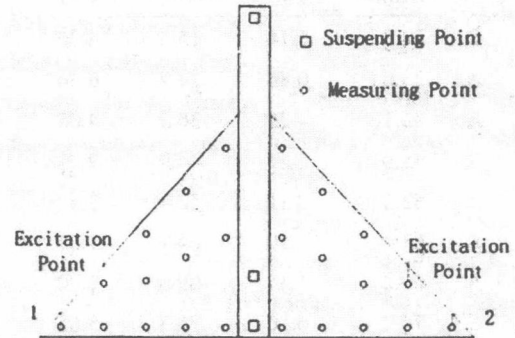


Fig. 1 The airplane model with indication of the distribution of transducers.

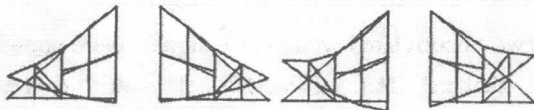
Two uncorrelated white noise signals were applied to the 2 shakers. The MVMAS - 3 multi - vibration measurement and analysis system with 64 channels was used to acquire the response data at the 24 locations with a sampling rate of 512Hz, which results in a bandwidth of 0~200 Hz. In this paper, all the responses were chosen as reference points and the auto- and cross-power spectral densities of all the responses were calculated. The modal parameters were obtained using multi-point pure mode excitation method, yielding the baseline model for comparison purposes.

Table 1 lists the results for the first 10 modes from both multi-point pure mode excitation method and the

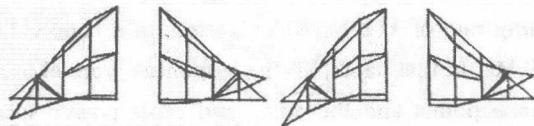
frequency-domain poly-reference modal identification with power spectral densities. Addition to the frequencies and damping ratios, the MAC-value between the mode shapes extracted by multi-point pure mode excitation method and the mode shapes extracted by the method described above are given. A good agreement can be seen with the baseline model in table 1 except the damping ratio of the 2nd mode is different significantly. Fig. 2 contains the first 4 mode shapes obtained from two different modal identification approaches.

Table 1 Comparison of modal parameters from two different methods

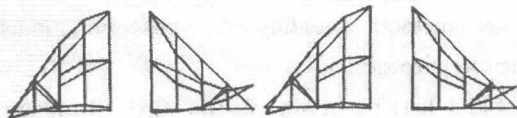
Mode No.	S / A	Multi-point pure mode excitation method		Frequency-domain modal identification method from output-only		MAC (%)
		Freq.	Damping	Freq.	Damping	
		(Hz)	(%)	(Hz)	(%)	
1	S	14.8	5.14	15.3	4.76	98.2
2	A	23.6	0.86	24.2	0.36	99.1
3	A	35.1	4.25	36.2	4.05	98.6
4	S	45.0	1.67	44.9	2.01	99.2
5	A	52.5	3.11	52.4	3.53	98.4
6	S	63.4	1.50	64.7	1.61	99.0
7	A	69.2	1.45	69.6	1.70	96.7
8	S	74.8	6.56	75.3	5.05	83.2
9	A	91.5	1.02	92.3	1.35	92.1
10	S	98.7	1.36	97.6	0.92	98.8



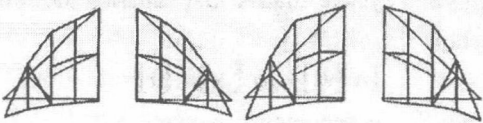
(a) The first mode shape



(b) The second mode shape



(c) The third mode shape

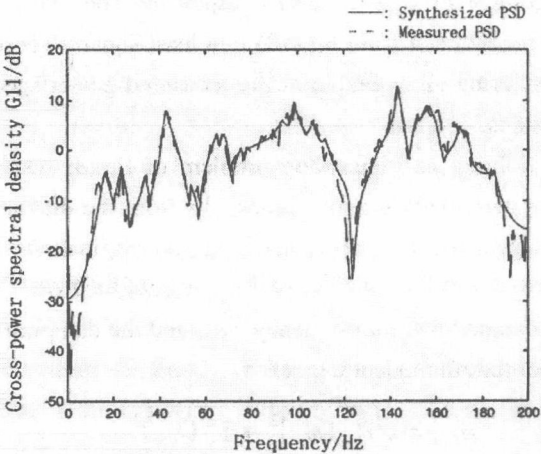


(d) The fourth mode shape

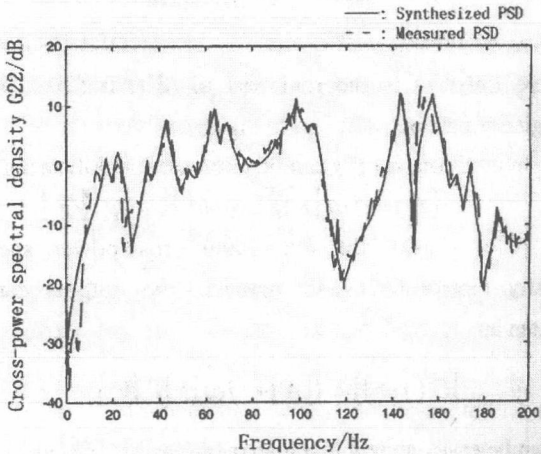
(Left: Multi-point pure mode excitation method
Right: Presented frequency-domain method)

Fig. 2 Comparison of mode shapes from two different methods

The auto- and cross-power spectral densities between responses were fitted according to equation (12). Clearly, a good fit is obtained. Fig. 3 shows a comparison between measured and synthesized auto-power spectral densities data.



(a) Auto-power spectral density of point 1



(b) Auto-power spectral density of point 2

Fig. 3 Comparison between measured and synthesized power spectral density

5. Conclusions

A frequency-domain poly-reference modal identification method from output-only data has been presented in this paper. It is based on the theory that the cross-correlation function can be expressed as a sum of complex exponential functions. Modal parameters can be extracted from response-only data by using the auto- and cross-power spectral densities calculated between all responses and a set of responses that serve as references in this paper. It is different from the conventional frequency-domain modal identification because the conventional one utilizes frequency response functions which require measurements of both the excitation force and the resulting responses. The main features of this outlined frequency-domain system identification method can be summarized as follows:

(1) This method is a frequency-domain poly-reference modal identification.

(2) This frequency-domain method can obtain the global estimate of modal parameters by using all measured data simultaneously.

(3) Overlaying the synthesized auto- and cross-powers with the measured data is a useful graphical check for the quality of the modal parameters derived from output-only data.

(4) Sometimes the damping ratio of some modes from the presented method is different significantly from the baseline model.

The proposed frequency-domain modal extraction method on output-only has been successfully applied to the experimental data sets. The results shows using the

described method in this paper can give a good agreement with the baseline model.

References

- [1] Hermans L, Auweraer H V, Mathieu L. Modal Parameter Extraction from In-Operation Data. In Proceedings of the 15th IMAC, 1997: 531-539
- [2] Larbi N, Lardies J. Experimental Modal Analysis Of A Structure Excited By A Random Force. Mechanical Systems And Signal Processing, 2000, 14(2):181-192
- [3] Lardies J. A Stochastic Realisation Algorithm with Application to Modal Parameter Estimation. Mechanical Systems and Signal Processing, 2001, 15(2):275-285
- [4] James III G H, Carne T G and Lauffer J P. The Natural Excitation Technique (NExT) for Modal Parameter Extraction from Operating Structures. Modal Analysis, 1995, 10(4):260-277
- [5] Chiang D Y, Cheng M S. Modal Parameter Identification from Ambient Response. AIAA Journal, 1999, 37(4):513-515
- [6] Luz E, Wallaschek J. Experimental Modal Analysis Using Ambient Vibration. The International Journal of Analytical and Experimental Modal Analysis, 1992, 7(1):29-39
- [7] Chalko T J, Haritos N. Scaling Eigenvectors Obtained from Ambient Excitation Modal Testing. In Proceedings of the 15th IMAC, 1997: 13-19
- [8] Zhang L M, Kanda H and Lembregts F. Some Applications of Frequency Domain Polyreference Modal Parameter Identification Method. In Proceedings of the 4th IMAC, 1986:1237-1245

机械振动载荷识别研究的现状与未来

许 锋 陈怀海 鲍 明

摘要:回顾了机械振动中动态载荷识别研究的发展历程,对该技术的国内外研究现状及存在的问题作了综述。针对动态载荷所具有的短时、非平稳性等特点,指出可以利用模态滤波器、小波分析和分形过程分析等当前信号分析与处理前沿理论所具备的各自优点,构造高精度动态载荷识别模型,并对该领域今后的研究方向作了前瞻。

关键词:载荷识别;小波分析;模态滤波器;分形

中图分类号:TH113;TB122

文献标识码:A



许 锋 博士

机械结构动力学范畴内的载荷有周期性、冲击型和随机性载荷等多种。工程实际中,如导弹在空中飞行、海洋平台等大型建筑物受风浪及交通激励作用等情况下,很难对作用于结构的外载荷特别是冲击载荷作直接测量或计算,甚至有时因载荷作用点的不可达使这种动态载荷不可测,因而必须利用载荷识别(或称载荷重构)技术来确定^[1]。动载荷的确定在机械结构的分析与研究中意义重大,准确地识别动载荷是确保工程结构可靠性与安全性的重要保证。

载荷识别即根据已知结构的动态特性和实测的动力响应求解结构的动态载荷,在结构动力学中属于第二类逆问题^[2]。动载荷识别的重点在于对系统与信号的非平稳特性及其反演进行研究,涉及线性与非线性系统理论、结构振动分析、信号分析与处理、数值计算方法与计算机仿真等技术。

针对动态载荷信号的非平稳特性,长期以来人们发展了多种识别技术,部分满足了机械工程领域内载荷确定的需要。然而这些方法存在的各自适用范围局限及识别精度上的种种不足,更加激起了科学工作者寻求精度更高、适用更广泛的识别理论和方法的研究热情。随着我国现代化建设的飞速发展,对动态载荷识别开展研究的呼声日高。

1 动态载荷识别方法综述

20世纪70年代以来,人们对动态载荷识别的研究倾注了大量的心血,主要发展了频域与时域2类载荷识别技术,对于系统的线性特征与系统辨识的研究则产生了逆系统法。此外由于小波分析等新概念的引入,人们对基于时—频分析、时间—尺度

空间的动载荷识别技术的研究亦方兴未艾。

1.1 动载荷识别的频域法

频域内,线性结构的动载荷列阵 F 与变换函数矩阵 H 、响应列阵 x 间满足关系 $x = HF$ 则可得识别载荷为

$$F = H^+ x = \begin{cases} (H^H H)^{-1} H^H x & H \text{ 列满秩} \\ U \Sigma^{-1} V^H x & H \text{ 列亏损} \end{cases}$$

式中, U 、 V 分别为2个酉矩阵。

对角阵 $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n)$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_n \geq 0$ 为变换矩阵的所有奇异值,当 $\text{rank}(H) = n < N$ 时,其 $N - n$ 个奇异值为零,即 $\sigma_{n+1} = \dots = \sigma_N = 0$ 。这3个矩阵分别来源于矩阵 H 的奇异值分解。

动载荷识别的频域法是在频域内建立系统的频率响应函数模型,进而通过系统的输出识别动态输入的过程。它可分为3个阶段:动态标定,即试验模型的建立;实际状态响应的测量,即响应信息的获取;载荷识别,即确定动载幅值与相位差过程。频域法的关键在于变换矩阵的获得,其性态直接影响动载荷识别的结果。频域内系统的数学模型呈现出输入输出关系的线性算子,其线性算子逆运算易于处理,因而频域载荷识别技术已取得很大进展。

1979年,Bartlett和Flannelly^[3]对直升机桨毂中心动态载荷识别方法作了模型验证,以解决桨毂中心主要谐波频率下动态载荷的幅值与相位识别问题。1982年,Giansante^[4]等解决了该原理实际应用中的轻度非线性问题。中国直升机研究所于1984年在武装直升机模型上对该原理作了验证,并对结构的轻度非线性给出了修正方案。1984年,Hillary和Ewins^[5]以动应变测量为已知输出,提高了低频段的动态载荷识别精度。Okubo

等^[6]则研究了所含噪声对于载荷识别的影响,并应用于切削状态下切削力的识别。1989年,Starkey等^[7]与Hollandsworth等^[8]、1990年,Hansen等^[9]发现伪逆方法在共振区附近是病态条件的,以最大列和范数去估计条件数,表明载荷识别的误差随载荷数目增加而加大。1995年,瑞典Karlsson^[10]对变换矩阵 H 的性态及计算稳定性作了分析,研究了噪声条件下的载荷识别问题。

1.2 动载荷识别的时域法

动载荷识别的时域法是利用结构的模态参数建立结构系统在时域内的逆向模型,进而通过系统的动态响应识别输入的动态载荷的过程。对于具有 n 个自由度的线性系统,设在已知位置上作用有 r 个未知动载荷 F_r ,若可测得 R 个响应位移 $x_R(R > r)$,将动载荷与动响应离散化,并使离散间距尽可能地小,则系统的输入与输出有近似关系

$$\begin{Bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ \vdots \\ x_R(n) \end{Bmatrix} = \sum_{i=1}^{n-1} \begin{bmatrix} a_{11}(s,n) & \cdots & a_{1r}(s,n) \\ \vdots & & \vdots \\ a_{R1}(s,n) & \cdots & a_{Rr}(s,n) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} F_1(s) \\ \vdots \\ F_r(s) \end{Bmatrix} = \sum_{i=1}^{n-1} [A(s,n)] \{F(s)\}_{r \times 1}$$

式中, $a_{ij}(s,n) = \sum_{k=1}^n \frac{T_k(s,n)}{m_k^* \omega_{kt}} \varphi_{ki} \varphi_{kj}; i=1,2,\dots,R; j=1,2,\dots,r; m_k^*$ 和 ω_{kt} 分别为第 k 阶模态质量与自然频率; φ_{ki} 、 φ_{kj} 分别为响应测量点和载荷激励点的第 k 阶模态向量。

设 $\epsilon_k = \zeta_k \omega_k$ 表示复特征值实部,则 $T_k(s,n) = \frac{\epsilon_k}{\epsilon_k^2 + \omega_{kt}^2} (e^{-\epsilon_k \tau_2} \sin \omega_{kt} \tau_2 - e^{-\epsilon_k \tau_1} \sin \omega_{kt} \tau_1) + \frac{\omega_{kt}}{\epsilon_k^2 + \omega_{kt}^2} (e^{-\epsilon_k \tau_2} \cos \omega_{kt} \tau_2 - e^{-\epsilon_k \tau_1} \cos \omega_{kt} \tau_1)$ 。

其中时间间隔为

$$\tau_1 = t_n - t_s, \tau_2 = t_n - t_{s+1} \quad (1 \leq s \leq n-1)$$

则相应的识别载荷为

$$\{F(n-1)\}_{r \times 1} = [A(n-1,n)]^+ (\{x(n)\}_{R \times 1} - \sum_{i=1}^{n-2} [A(s,n)] \{F(s)\}_{r \times 1})$$

1985年,Desanghere等^[11]将模态坐标变换方法引入动态载荷识别过程,建立载荷识别的时域方法。Ory等^[12]则提出了离散系统的动载荷识别的时域方法,即采用模态坐标变换使运动微分方程转化为非耦合方程形式,并假定在微小时间间隔内动态载荷为一阶跃函数,建立相应的非耦合逆模型以获得从已知加速度、速度及位移响应下动态载荷的计算模型。1986年,他们又给出了使用刚度、质量凝聚方法作模态截断后载荷识别的修正方法^[13]。1987年,唐秀近^[14]在Ory的方法

的基础上展开工作,基于模态解耦技术,对运动方程的解形式作时域离散,得到Duhamel积分逆问题的近似解。1990年,他对该方法的识别精度、模态截断的影响与修正作进一步研究,给出了提高识别精度的几条途径^[15]。1990年,Kreitinger^[16]提出了时域动载荷识别的SWAT(sum of weighted acceleration)方法,即对测得的加速度动响应应用加权求和的方法进行识别。该方法适用于具有刚体振型的实际结构,但其识别精度取决于加速度动响应的测试部位与加权系数的选取。

对比例阻尼系统,以往的求解过程都要求 $v \geq r \geq k$ (v 为实测响应的自由度数; r 为参与运算的模态数; k 为待识别载荷的个数)。1995年,时战等^[17]利用脉冲响应函数发展了一种载荷识别的时序分析方法,采用Duhamel积分求解比例阻尼离散结构系统的动载荷识别,使结构分析反问题化为正分析处理,当实测自由度数不低于待识别载荷自由度数时,克服了识别精度受实测信号数目限制的缺点,识别精度较高。

1992年,南京航空航天大学振动工程研究所从幂级数展开出发,得到了模态空间内输入输出级数系数的线性关系式,简化了Duhamel积分的逆过程,并应用仿真技术的离散相似法,导出了时域离散后动载荷识别逆过程的计算公式。1996年,张方等^[18]基于广义正交多项式理论,在这种广义正交域内研究了线性动力学系统输入输出时域卷积关系变换到该域的线性算子,并指出由其构造的载荷识别模型尤其适用于短样本冲击载荷。1998年,他们利用广义正交多项式作为时间有限元的形函数,导出基于多节点时间有限元的载荷识别模型,从而将时域下的复杂逆卷积关系转变为广义正交域的线性算子逆运算^[19]。

1.3 动载荷识别的逆系统法

基于系统辨识理论,1992年南京航空航天大学利用系统的输入输出信息对系统作自回归滑动平均(ARMA)模型辨识,并建立逆ARMA动载荷识别模型。山东工业大学将控制论中的逆系统理论应用于动载荷识别,使这种逆问题转化为建立原系统的逆系统,并在该逆系统中求解输出,即归结为正问题的处理,而得到离散系统的动载荷识别模式。该方法基于现代控制理论,对线性系统可逆的充分必要条件、系统的稳定性、能控性与能观性作了研究,形成了逆系统的状态方程。

2 动载荷识别技术存在的问题

尽管国内外研究者作了大量的理论与应用研

究,目前动载荷识别技术的应用仍存在许多问题。频域法是比较成熟的识别方法,其动态标定简单、识别精度较高,但要求信号样本具有一定的长度,故一般只适用于稳态动载荷或随机载荷,应用于冲击型瞬态载荷的识别有较大局限性。

时域动载荷识别技术尚不完善,因其对结构的边界条件和初值条件比较敏感,识别精度不甚理想,而且稳定性、鲁棒性均有待提高。时域识别模型与实际模型存在着差异,在模态空间下离散卷积关系式较复杂,使计算工作量很大。在识别精度方面,模态参数的确定和高阶模态截断会带来识别或计算误差,以其进行载荷识别时则引起误差积累。

级数展开法由于所选用的幂级数的收敛性、稳定性差,具有明显的缺点。动载荷识别的 SWAT 方法可以同时用于稳态动载荷与冲击型载荷的识别,但仅适用于具有刚体模态的结构,所求的又是载荷合力,应用上大打折扣。基于系统辨识的逆 ARMA 动载荷识别技术,对稳态动载荷和随机载荷的识别有较好的结果,但对于冲击型瞬态载荷有较大误差,并且带来误差积累问题。脱胎于控制理论的逆系统正解法,则由于逆系统存在的条件较苛刻,应用受到极大的限制。

因动载荷识别过程呈现着强烈的非线性,本身十分复杂,再加入结构非线性将使识别的难度大幅度增加,加之由于非线性系统较线性系统的适定性问题更为突出。因此,目前的动载荷识别方法的研究对象仍停留在以线性系统为主的水平上,这与工程实际中的需要相差较远。

3 载荷识别技术前沿要览

上述分析表明,必须发展既适用于确定性动载荷,尤其是冲击型瞬态载荷,又对稳态和随机动载荷有良好精度的识别方法。这些方法要求能实现简单而实用的直接动态标定,数学模型可控和有较好的逆向稳定性,并要求有一定的抗干扰能力。纵观载荷识别自身和系统控制、系统辨识、模式识别等其它领域的研究进展,当前载荷识别理论与应用研究正在并将结合信号分析与处理的前沿理论,在以下几个方面开展工作:

3.1 基于模态滤波器的载荷识别模型

20 世纪 80 年代中期,为解决分布参数系统控制中的控制外溢问题,即应导入控制模态的能量外溢到非控模态的现象,人们提出了模态滤波器的概念^[20]。偶发的非控制模态不但会降低控制性能,而且会削减控制系统的稳定性。利用独立模

态空间控制技术则可防止能量向非控模态的泄漏,从而消除控制外溢。

1990 年, Zhang 等^[21,22]基于反模态同量概念构造了离散模态滤波器模型并指出它可以应用在 3 个方面:受弯结构的振动主动控制、计算与实验模态向量的相关性分析以及振源识别问题。1997 年, Shelley 等^[23]将模态滤波器理论应用于系统的辨识,对于飞行颤振中频率、阻尼等参数进行估计,取得了良好的效果。同年,韩国的 Kim 等^[24]利用激振点与非工作状态下的响应点间频率响应函数的伪逆方法研究工作条件下载荷识别的可能性,重点分析了模态模型法中的误差传播问题,指出用离散的模态滤波器来计算模态坐标,可以减小识别误差。

上述研究表明,模态滤波器方法可以用于构造动载荷识别模型,即首先将系统输出从物理坐标转换为模态坐标,利用加权压缩模态坐标确定不相关的系统输入的数目,进而与频域法结合识别载荷位置与幅值大小。

3.2 基于小波变换的载荷识别模型

分析和处理平稳信号的传统方法是 Fourier 变换及其逆变换,但其基于无穷区间的平稳基函数具有不能表现冲击载荷这类非平稳信号的局限性。其后发展的短时 Fourier 变换、时频分析、Gabor 变换等技术都可用来处理非平稳信号,但在寻找合适的短时窗函数及构造合理的时频联合函数(时频分布)时遭遇到的困难,又迫使人们去探索更好的分析途径。小波分析的出现及其广泛成功的工程应用无疑给人们带来了曙光。

小波分析思想来源于伸缩与平移,其核心是构造满足不同要求的小波基。1986 年秋, Mallat 与 Meyer 统一了小波正交基的构造方法,形成 Mallat 算法。Daubechies^[25]则于 1988 年构造了具有紧支集的正交小波。为克服正交小波变换不利于非平稳信号的时频特性分析与信号检出的缺点, Mallat 提出多分辨率分析概念,建立的二进小波变换理论适用于奇异信号检测、信噪分离及波形特性提取与识别。该算法在小波分析中的地位已被认为与 Cooley 和 Tukey 于 1965 年提出的 FFT 算法之于 Fourier 分析同等重要^[26]。

在动态载荷的确定等方面,小波变换也有一些初步应用。日本东京工业大学 Inoue 等^[27]于 1996 年应用 Gabor 小波分解将散射波在时域内变换为各频率分量,通过确定各频率弯曲波在梁内传播的时间来确定冲击位置。1997 年,美国 Purdue 大学的 Doyle^[28]应用基于 Fourier 变换与

小波变换反卷积方法,解决了梁和板的载荷重构问题。同年,韩国 Baik 等^[29]给出了应用小波变换从实测信号提取瞬态工作振型(ODS)的一般方法,并利用该原理研究了瞬态噪声源识别问题。1998年,德国 Stuttgart 大学 Gaul 等^[30]将小波变换应用于板的冲击特性分析,即确定不同频率弯曲波的到达时间再与优化方法相协同以识别冲击作用位置(即源位置),同时获得冲击时刻到信号记录的时延及散射波群速度,从而对应用小波变换确定载荷位置作了尝试。

3.3 基于分形过程分析的载荷识别模型

自 1982 年 Mandelbrot 确立分形理论以来,分形研究已从单纯的几何学概念发展为广泛应用于材料科学、图象处理、信号的时间序列分析等学科强有力的研究工具^[31]。分形几何中的结构自相似概念与系统论、控制论、信息论的相互融合,又大大拓宽了其应用范围。分形理论的应用也使得对于非线性动态载荷识别问题的研究成为可能,1993 年敖力布^[32]从分形与分数维数出发研究了声振动的混沌性质,指出这种倍频过渡混沌现象的奇异吸引子^[33]具备分形结构并具有分数维数。

1996 年, Wornell^[34]应用分形思想结合自回归滑动平均模型(ARMA)及小波构造模型,研究了信号分析中线性及非线性系统的一类重要的自相似随机过程—— $1/f$ 过程。该过程具有分维特征,其实测功率谱函数 S_x 与频率 ω 间满足 $S_x(\omega) \propto 1/|\omega|^7$ 。研究表明通过小波变换可以构造 $1/f$ 信号,且小波变换对具有自相似性的 $1/f$ 过程有很强的白化滤波作用,即经小波变换后其输出(小波变换的系数)在同一尺度下基本互不相关。因此,可以利用这类小波变换系数与小波函数的小波反演作白噪声背景与含噪声情况下的载荷信号提取。

此外,神经网络在机械故障诊断和在线实时监测等领域的成功应用,对动态载荷识别的研究有着较大的促进。有鉴于此,近年来 Liang 等^[35]和 Omkar 等^[36]分别对非线性振动系统恢复力识别及直升机桨毂剪切载荷控制进行研究,揭示了神经网络方法在动态载荷识别中的应有地位。由于神经网络的训练需依赖于大量的实验数据,并且不利于瞬态冲击载荷的在线识别,故在这一方面的应用发展较慢。

4 结语及展望

小波分析、模态滤波器和分形理论均是 20 世纪 80 年代兴起的新型分析技术。小波分析由于具

有多尺度、多分辨率特性,已在计算机视觉、图像处理、语音分析与合成、机械故障诊断等领域得到了成功应用,将其用于分析冲击信号可以发挥其多分辨率与时—频分析的优势,与遗传算法等优化方法相结合可以识别冲击的作用位置,加以利用小波变换对载荷信号进行重构,可以实现对未知载荷的识别。利用离散模态滤波器及其正交特性,突出各阶模态的独立贡献,使人们可以对感兴趣模态加以控制,并且基于线性系统假设,可以估测不可达激励点与响应点间的频率响应函数,从而得到对应的冲击载荷。分形理论的导入和与小波、模态滤波器等理论的联系给载荷识别技术带来了全新的研究途径,显示出其分析与应用能力上的勃勃生机。

载荷识别的研究遵循着从小规模到大规模系统、从线性到非线性系统、从弱非线性到严重非线性的发展准则。随着研究的不断深化与拓展,在对于不同的研究对象如非线性系统^[33,35]、线性时变系统^[37,38]、耦合结构以及复合材料结构系统^[39~41]等的研究中,已经出现了一些并将涌现出更多更好的理论模型与方法。其中模态滤波、小波、分形和神经网络等前沿理论在未来的非线性系统动载荷识别研究中必将取得更多的应用成果。

参考文献:

- [1] 傅志方. 振动模态分析与参数辨识. 北京:机械工业出版社,1990:1~464
- [2] Marchuk G I. Methods of Numerical Mathematics. Berlin: Springer-Verlag, 1975:16~18
- [3] Bartlett F D, Flannelly W D. Modal Verification of Force Determination for Measuring Vibration Loads. Journal of the American Helicopter Society, 1979:10~18
- [4] Giansante N, Jones R, Calapodas N J. Determination of in-flight Helicopter Loads. Journal of the American Helicopter Society, 1982:58~64
- [5] Hillary B, Ewins D J. The Use of Strain Gauges in Force Determination and Frequency Response Function Measurements. Proceedings of the 2nd International Modal Analysis Conference (IMAC), Florida, USA, 1984: 627~634
- [6] Okubo N, Tanabe S, Tatsuno T. Identification of Force Generated by a Machine under Operating Condition. Proceedings of the 3rd IMAC, Florida, USA, 1985: 920~927
- [7] Starkey J M, Merrill G L. On the Ill-conditioned Nature of Indirect Force Measurement Techniques. International Journal of Analytic and Experimental

- Modal Analysis, 1989, 4(3): 103~108
- [8] Hollandsworth P E, Bushby H R. Impact Force Identification Using the General Inverse Technique. *International Journal of Impact Engineering*, 1989, 8(4): 315~322
- [9] Hansen M, Starkey J M. On Predicting and Improving the Condition of Modal—Model—based Indirect Force Measurement Algorithms. *Proceedings of the 8th IMAC*, Kissimmee FL, USA, 1990: 115~120
- [10] Karlsson S E S. Identification of External Structural Loads from Measured Harmonic Responses. *Journal of Sound and Vibration*, 1996, 196(1): 59~74
- [11] Desanghere G, Snoeys R. Indirect Identification of Excitation Forces by Modal Coordinate Transformation. *Proceedings of the 3rd IMAC*, Florida, USA, 1985: 685~690
- [12] Ory H, Glaser H, Holzdeppe D. The Reconstruction of Forcing Function Based on Aeroelasticity and Structural Dynamics. *Proceedings of 2nd Int. Symp. on Aeroelasticity and Structural Dynamics*, Aschen, FRG, 1985: 164~168
- [13] Ory H, Glaser H, Holzdeppe D. Quality of Modal Analysis and Reconstruction of Forcing Function Based on Measured Output Data. *Proceedings of 4th IMAC*, Los Angeles CA, USA, 1986: 350~357
- [14] 唐秀近. 动态力识别的时域方法. *大连工学院学报*, 1987, 26(4): 21~27
- [15] 唐秀近. 时域识别动态载荷的精度问题. *大连理工大学学报*, 1990, 30(1): 31~37
- [16] Kreitinger T J. Non-parametric Force Identification from Structural Response. *Soil Dynamics and Earthquake Engineering*, 1992, 11(5): 269~277
- [17] 时战, 许士斌, 初良成等. 利用脉冲响应函数识别载荷的时序法. *振动工程学报*, 1995, 8(3): 235~242
- [18] 张方, 朱德懋. 动态载荷时域识别的级数方法. *振动工程学报*, 1996, 9(1): 1~8
- [19] 张方, 朱德懋, 张福祥. 动载荷识别的时间有限元模型理论及其应用. *振动与冲击*, 1998, 17(2): 1~4
- [20] Meirovitch L, Baruh H. Control of Self-adjoint Distributed-parameter Systems. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 1982, 5(1): 60~66
- [21] ZHANG Q, Allemang R J, Brown D L. Modal Filter: Concept and Application. *Proceedings of the 8th IMAC*, Kissimmee FL, USA, 1990: 487~496
- [22] Shih C Y, ZHANG Q, Allemang R J. Force Identification by Using Principle and Modal Coordinate Transformation Method. *American Society of Mechanical Engineers, Design Engineering Division (Publication)*, 1989, 18(4): 303~309
- [23] Shelley S J, Pickrel C R. New Concepts for Flight Flutter Parameter Estimation. *Proceedings of the 15th IMAC*, Orlando FL, USA, 1997: 490~496
- [24] Kim Y R, Kim K J. Indirect Input Identification by Modal Model Technique. *Proceedings of the 15th IMAC*, Orlando FL, USA, 1997: 1263~1269
- [25] Daubechies I. Orthonormal Bases of Compactly Supported Wavelets. *Communication on Pure and Applied Mathematics*, 1988, 41(7): 909~996
- [26] 李建平. 小波分析与信号处理——理论、应用及软件实现. 重庆: 重庆出版社, 1997: 1~392
- [27] Inoue H, Kishimoto K, Shibuya T. Experimental Wavelet Analysis of Flexural Waves in Beams. *Experimental Mechanics*, 1996, 36(3): 212~217
- [28] Doyle J F. A Wavelet Deconvolution Method for Impact Force Identification. *Experimental Mechanics*, 1997, 37(4): 403~408
- [29] Baik S H, Kim K J. Transient Operational Deflection Shape Analysis via Wavelet Transform. *Proceedings of 15th IMAC*, Orlando FL, USA, 1997: 1844~1850
- [30] Gaul L, Hurlbauss S. Identification of the Impact Location on a Plate Using Wavelets. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 1997, 12(6): 783~795
- [31] 汪富泉, 李后强. 分形几何与动力系统. 哈尔滨: 黑龙江教育出版社, 1993: 1~234
- [32] 敖力布. 分形与声振动. 见: 辛厚文. 分形理论及其应用. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1993: 146~148
- [33] Shin K, Hammond J K. Force—state Mapping Method of a Chaotic Dynamical System. *Journal of Sound and Vibration*, 1998, 218(3): 405~418
- [34] Wornell G. *Signal Processing with Fractals: A Wavelet—Based Approach*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall PTR, 1996: 1~177
- [35] LIANG Y C, ZHOU C G, WANG Z—S. Identification of Restoring Forces in Non-linear Vibration Systems Based on Neural Networks. *Journal of Sound and Vibration*, 1997, 206(1): 103~108
- [36] Omkar S N, Nagabhushanam J. Neural Network Controller for Minimizing Hub Shear Forces in Helicopter. *IEEE Proceedings of the International Symposium on Intelligent Control*, Los Angeles CA, USA, 1998: 354~358

数字制造的现状与发展

周祖德 李刚炎

摘要:在讨论数字制造的概念和总结数字技术在制造业中应用现状的基础上,给出了数字制造的现状、内涵和主要关键技术与内容结构,阐述了数字制造及其技术的发展。

关键词:数字制造;现状;关键技术;发展

中图分类号:TH16 **文献标识码:**A



周祖德 教授

20世纪中叶以来,微电子、自动化、计算机、通讯、网络、信息等科学技术的迅猛发展,掀起了以信息技术为核心的新浪潮。与此同时,数字作为计算机技术的基础,其概念近年来得到了广泛的应用,出现了诸如数字城市、数字化生存等以数字为前缀的新概念和新思想,这些为数字及数字技术的拓展和应用开辟了新的广阔空间。

数字化技术是以计算机软硬件、周边设备、协议和网络为基础的信息离散化表述、定量、感知、传递、存储、处理、控制、联网的集成技术^[1],将数字化技术用于支持产品全生命周期的制造活动和企业的全局优化运作就是数字制造技术。

目前制造业面临三大突出问题的挑战,即网络化、知识化和服务化,以及由此而带来的复杂化,进而导致对制造系统中的组织结构和功能的非线性、时变性、突发性和不平衡性难以用传统的运行模式和控制策略来驾驭。制造信息的表征、存储、处理、传递和加工的深刻变化,使制造业由传

统的能量驱动型逐步转向为信息驱动型^[2]。数字化已逐渐成为制造业中产品全生命周期不可缺少的驱动因素,数字制造也就成为一种用以适应日益复杂的产品结构、日趋个性化、多样化的消费需求和日益形成的庞大制造网络而提出的全新制造模式,并很自然地成为未来制造业发展的重要特征。

1 数字制造的概念和现状

1.1 数字制造的定义

数字制造是用数字化定量、表述、存储、处理和控制方法,支持产品全生命周期和企业的全局优化运作,以制造过程的知识融合为基础、以数字化建模仿真与优化为特征;它是在虚拟现实、计算机网络、快速原型、数据库等技术支撑下,根据用户的需求,对产品信息、工艺信息和资源信息进行分析、规划和重组,实现对产品设计和功能的仿真以及原型制造,进而快速生产出达到用户要求性能的产品的整个制造过程^[3]。按照产品的制造过

收稿日期:2001-11-19

- [37] Kujath M R, LIU K F. On Vibrations of a Class of Linear Time-varying Systems. *Journal of Sound and Vibration*, 1992, 156(3): 481~504
- [38] Johnson C D. Identification of Unknown, Time-varying Forces/moments in Dynamics and Vibration Problems Using a New Approach to Deconvolution. *Shock and Vibration*, 1998, 5(3): 181~187
- [39] Varoto P S, McConnell K G. On the Identification of Interface Forces and Motions in Coupled Structures. *Proceedings of the 17th IMAC*, Kissimmee FL, USA, 1999: 2031~2035
- [40] ZHAO Y, PANG S S, Griffin S A. Force-identification Study of Composite Materials Using a Conical-tip Indenter. *American Society of Me-*

chanical Engineers, Petroleum Division (Publication), 1991, 37: 117~123

- [41] WU E, Yeh J C, Yen C S. Identification of Impact Forces at Multiple Locations on Laminated Plates. *AIAA Journal*, 1994, 32: 2433~2439

(编辑 苏卫国)

作者简介: 许 伟,男,1964年生。南京航空航天大学(南京市210016)振动工程研究所博士。研究方向为机械振动机理、振动信号的分析与处理、模式识别与振动控制等。发表论文10余篇。陈怀涛,男,1965年生。南京航空航天大学振动工程研究所副教授、博士。施 明,1938年生。南京航空航天大学振动工程研究所教授、博士研究生导师。