

动力波形计算机反演的研究

邓 斌 林继清

提 要

本文根据福里叶正反变换理论,对畸变了的波形进行频谱分析,分解出它的各个组成频率分量,然后根据测试系统的频响曲线对组成波形上的各对应值进行修正,最后把修正后的分频叠加起来,求得反演修正后比较接近真实的波形。本文既有理论上的分析,又有具体实现的方法。

一、前 言

在地震工程、爆破影响、机器振动以及各式各样的动荷作用下,都会遇到瞬态和稳态动力波形的测量问题。在测试波形中,由于传感器、放大器和记录系统的传递函数影响,往往使测得的复合波形与真实波形存在差异,这种现象就是所谓的波形畸变。

波形产生畸变的原因很多,有可以预知和计算的因素,即确定的因素,也有无法预知和计算的因素,即随机因素。属于可以预知的因素有:

1. 被测对象的物理和力学特性与测试仪器之间的相互关系;
2. 测试仪器的幅频特性;
3. 测试仪器的相频特性;
4. 测试仪器的初动特性。

由于上述原因产生的波形畸变是大量的,也是很重要的。

至于引起波形畸变的随机因素那就更多了,如仪器的噪音漂移,安装条件,环境条件等等都能引起波形畸变。

本文所要研究解决的主要是测试仪器的幅频特性和相频特性所引起的波形畸变问题。

所谓测试仪器的幅频特性引起测量波形的畸变,是指测试仪器的幅频特性满足不了被测复合波形高频和低频的需要而引起波形的畸变。

图1示出由于仪器受低频响应的限制,直流分量不能通过测量系统,所以脉冲峰值不能保持到终端,结果使终端处的幅值下降 $1 - e^{-T/RC}$ 。式中 T 为脉冲持续时间, RC 为仪器低频时间常数。

如果测量仪器的高频响应不够,同样会使波形产生畸变。图2为用有限的高频截止频率响应的仪器测量矩形波所产生的畸变现象。

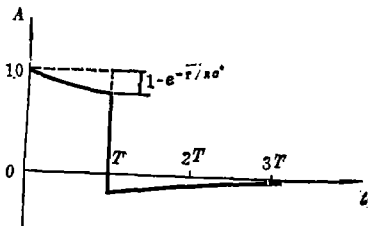


图1 有限低频响应对测量矩形波的畸变

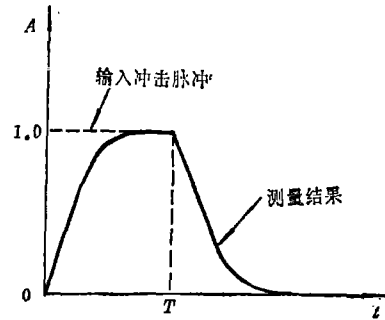


图2 有限高频响应引起矩形波的畸变

从图2可以看出,当测量仪器的频率响应不能完全通过高频成分时,脉冲上升及下降的时间都会产生延长。

测试仪器的相频特性,对波形畸变具有更严重的影响。这是由于输入波形一般都是复合波,包含许多频率成分,而测试仪器对各种频率的相位移反应不同,因此产生相位畸变,使被测波形产生严重的失真。相位畸变不仅使波形发生改变,而且还会引起复合波形总幅值发生变化。图3所示即为相位移引起复合振动波形畸变。

图3a中的实线所表示的是被测振动的原始波形,它是由两个谐波组成的复合周期波。虚线为组成它的一次谐波和二次谐波。在零相位时,仪器的记录波形不会产生畸变。

图3b由于测量仪器具有非线性的相频特性,致使两个谐波成分(虚线所示)产生不同的相位移和延迟时间,结果使仪器实测波形(实线所示)产生畸变,将它与图3a中的原始波形相比可以看出有明显的不同。

图3c为测量仪器具有较好的线性相频特性,这时两个谐波成分产生与频率成正比的相位移和同样的延迟时间 Δt ,使记录波形(实线所示)也只产生一个滞后时间 Δt ,而波形与原波形一样,不产生畸变。

特别是在振动位移测量时,更应注意相位畸变,这是因为位移计的相频特性都是非线性的,测试时的相位畸变是避免不了的。同时,振动测试经常要用到微积分放大器和滤波器,这时相位影响就更为复杂了。

所谓畸变波形的反演,就是把测试的畸变波形经过修正来求得真实波形的过程。波形畸变的修正和反演理论,主要是建立在福里叶分析基础上的。我们的具体作法是对畸变了波形进行频谱分析,分解出它的各个组成频率分量,然后根据测试系统的频响曲线对波形上的各对应值进行修正,最后把修正后的分频波形叠加起来,这样就得到反演修正后比较接近真实的波形。

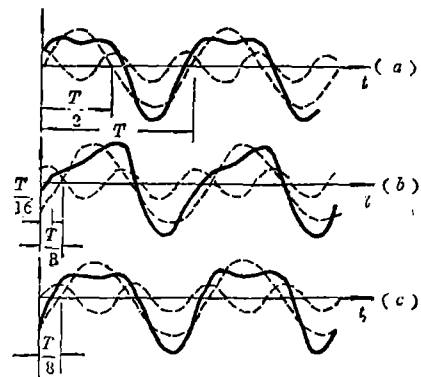


图3 相位移引起复合波形的畸变

二、理论基础

对于线性测量系统, 可用图4表示其输入输出关系, 输入函数 $x(t)$ 经过系统传递函数

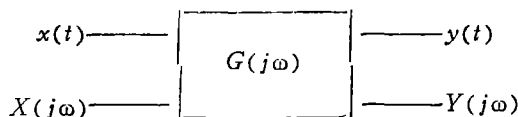


图4 线性测量系统输入输出关系

$G(j\omega)$, 得到输出响应 $y(t)$, 把 $x(t)$, $y(t)$ 从时间域变换到频率域可得 $X(j\omega)$, $Y(j\omega)$, 它们之间的关系可用以下公式表示

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} y(t) \cos \omega t dt - j \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} y(t) \sin \omega t dt \\ &= A(\omega) - jB(\omega) = Y(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \\ &= X(j\omega) \cdot G(j\omega) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} X(j\omega) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} x(t) \cos \omega t dt - j \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} x(t) \sin \omega t dt \\ &= A_1(\omega) - jB_1(\omega) = X(\omega) e^{j\varphi_1(\omega)} \\ &= \frac{Y(j\omega)}{G(j\omega)} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = A_2(\omega) - jB_2(\omega) \\ &= G(\omega) e^{j\varphi_2(\omega)} \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $Y(j\omega)$, $X(j\omega)$ 分别为 $y(t)$, $x(t)$ 的复频谱, $Y(\omega)$, $X(\omega)$ 分别为 $y(t)$, $x(t)$ 的幅频谱, $\varphi(\omega)$, $\varphi_1(\omega)$ 分别为 $y(t)$, $x(t)$ 的相频谱. $G(\omega)$ 称为系统的幅频特性, $\varphi_2(\omega)$ 称为系统的相频特性. $G(\omega)$, $\varphi_2(\omega)$ 可用专用仪器测量出来.

前面谈过, 一般情况下, 响应波形畸变主要是由于测量仪器的 $G(\omega)$ 响应频率范围不够宽, 以及 $\varphi_2(\omega)$ 不为零或不线性所造成的. 为了使反演的波形恢复到真实的输入讯号, 需把 $G(\omega)$ 在低频段及高频段下跌的部分弥补回来, 弥补后的 $G(\omega)$ 与原来 $G(\omega)$ 乘积应等于 1.

下面是计算程序实现的具体方法: 设系统的 $G(\omega)$ 在高频段、低频段的下跌系数为 $K(f)$, 平坦部分 $G(\omega)$ 放大系数为 A , 则 $G(\omega) = A \times K(f)$, 为了反演出真实的输入波形, 需在原有 $G(\omega)$ 的基础上, 除以 $A \times K(f)$, 即新的 $G(\omega) = 1/A \times K(f)$.

系统的相频响应 $\varphi_2(\omega)$, 需变号后与原有的相频响应 $\varphi_2(\omega)$ 相加, 即新的 $\varphi_2(\omega) = -\varphi_2(\omega)$, 这样, 新的 $\varphi_2(\omega)$ 与原来的 $\varphi_2(\omega)$ 相加等于 0。

有了新的 $G(\omega)$ 及 $\varphi_2(\omega)$ 后, 再利用下面福里叶逆变换公式可求出输入讯号 $x(t)$ 。

$$\begin{aligned} x(t) &= -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} Y(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= -\frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [A(\omega) \cos \omega t + B(\omega) \sin \omega t] d\omega \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned} A(\omega) &= A_1(\omega) \cdot A_2(\omega) - B_1(\omega) \cdot B_2(\omega) \\ &= A_1(\omega) \cdot G(\omega) \cos \varphi_2(\omega) + B_1(\omega) G(\omega) \sin \varphi_2(\omega) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B(\omega) &= A_1(\omega) \cdot B_2(\omega) + A_2(\omega) \cdot B_1(\omega) \\ &= -A_1(\omega) G(\omega) \sin \varphi_2(\omega) + B_1(\omega) G(\omega) \cos \varphi_2(\omega) \end{aligned}$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) \quad (4)$$

三、计算机系统及其配套设备

所采用的计算机系统及其配套设备的方框图如图 5 所示。

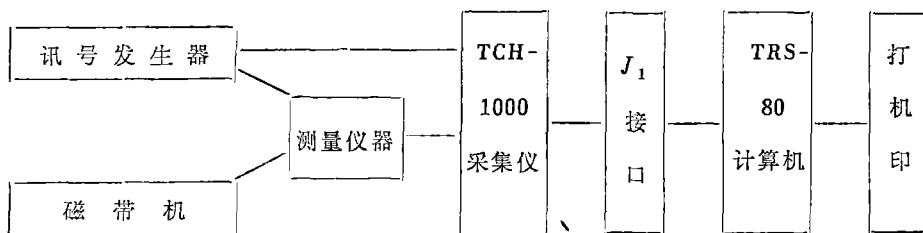


图5 计算机系统及其配套设备方框图

讯号发生器发出的标准讯号直接输到 TCH-1000 高速数字采集仪或经过测量仪器后才送到 TCH-1000 采集仪。磁带机是将野外记录到的被测讯号在实验室回放用的。TCH-1000 主要是把模拟讯号数字化, 通过采样、量化两个步骤, 使连续的模拟量变为离散的数字量, 经 J_1 接口, 以供计算机调用。 J_1 接口是为了使 TCH-1000 与 TRS-80 微机配套使用而设置的。输入计算的程序包括 FFT 及反演程序。微机在执行程序过程中, 通过接口 J_1 , 调用被高速采集仪离散化了的数字量。计算程序执行后, 最后在打印机打印出数字结果及其波形图、频谱图。

四、测量仪器系统幅频、相频的测试及补偿方法

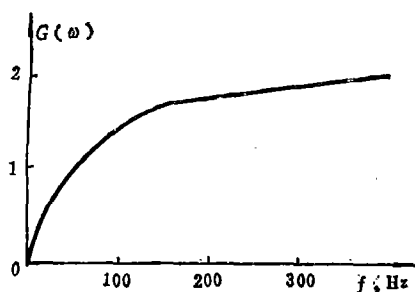
(一) 测量仪器系统幅频特性的测试及补偿方法

测试方框图如图 6。

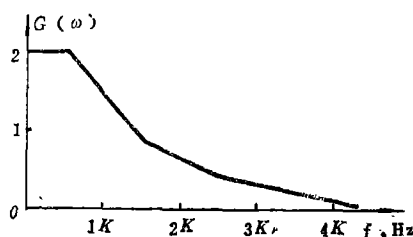


图6 测试仪器幅频特性测试方框图

测量仪器采用 DHF-2 电荷放大器与 GZ5 电压放大器串接使用, DHF-2 设有高通滤波器和低通滤波器开关, 根据不同的频率范围选择滤波器开关, DHF-2 及 GZ5 都设有衰减开关, 使输出幅度控制在适当的范围内。我们选择滤波器开关为上限频率1kHz, 下限频率0.3Hz和上限频率100kHz, 下限频率100Hz 两种情况进行测试, 测得幅频特性如图7。



(a) 滤波器开关上限频率1kHz, 下限频率为0.3Hz的幅频特性测量系统: DHF-2-GZ5



(b) 滤波器开关上限频率为100kHz, 下限频率为100Hz的幅频特性测量系统: DHF-2-GZ5

图 7

从图7(a)可看出, 由于是使用低通滤波器, 所以频率在1~500Hz 幅值都保持为恒定值, 大于500Hz 时开始下跌, 到5 kHz时, 幅值几乎为0, 频率在500Hz~4kHz 这一段范围内, 可进行幅值补偿(大于4.5kHz时, 讯号完全不能通过, 故无法补偿), 例如在频率为1 kHz 这点时, 补偿前的幅值为1.5, 即等于 2×0.75 , 所以在执行反演公式(4)时, $G(\omega)$ 应改为 $1/2 \times 0.75$ 。这样计算出来的 $x(t)$ 就不受500Hz~4kHz 范围内幅值下跌的影响。

同样在图7(b)上, 需对低频率的幅值进行补偿, 方法同上。

(二) 测量仪器相频特性的测试及补偿方法

测试方框图如图8。

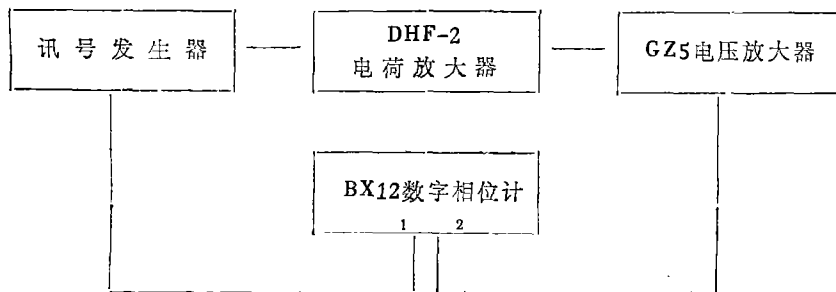
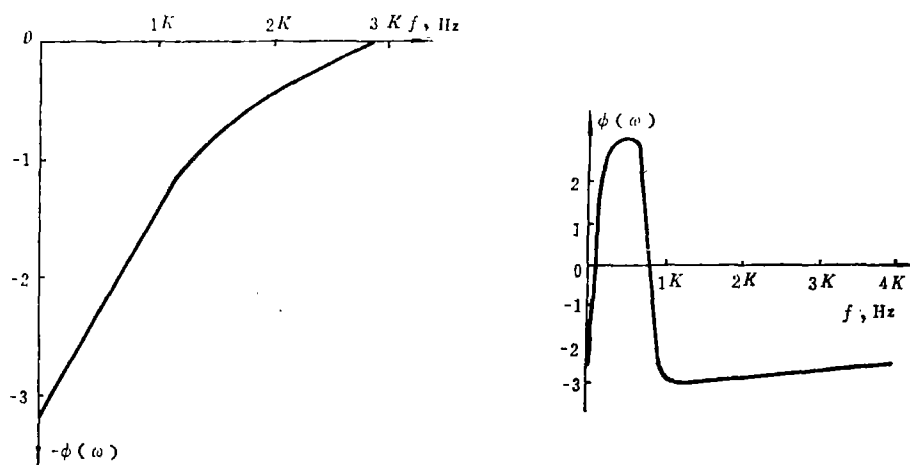


图8 测量仪器相频特性测试方框图

测量仪器系统及其相应的开关都与幅频特性测试时相同,最后采用 BX21 数字相位计测量不经过仪器与经过仪器时的相位差,测试结果如图 9。

从图 9 a, b 均可看出,经过仪器后产生了相位差,而且不全是线性的,最大的相位差可



(a) 滤波器开关上限频率为1KHz,下限频率为0.3Hz的相频特性测量系统:
DHF-2-GZ5

(b) 滤波器开关上限频率为100KHz,下限频率为100Hz的相频特性测量系统:
DHF-2-GZ5

图 9

达 -3.14159 弧度,使波形相差 180° 。为了消除相位畸变带来的影响,在执行反演公式(4)时,先将传递函数 $G(j\omega)$ 中的 $\varphi_2(\omega)$ 变号代替原先的 $\varphi_2(\omega)$,然后进行计算,计算出来的 $x(t)$ 就是不受相位影响的原输入波形。例如在图 9 (a) 中, $f = 1\text{kHz}$ 时,测量仪器系统的相位差为 $\varphi_2(\omega) = -1.43$, 则新的 $\varphi_2(\omega) = 1.43$ 。在图 9 (b) 中, $f = 400\text{Hz}$ 时,系统的相位差 $\varphi_2(\omega) = 3.03$, 则新的 $\varphi_2(\omega) = -3.03$ 。

五、动力波形反演实例

1. 当测量仪器中的 DHF-2 电荷放大器滤波器开关放在上限频率为 100kHz , 下限频率为 100Hz 时,计算出三角波、锯齿波的反演实例如图 10 (a), (b) 所示。

(1) 图 10 (a) 是三角波的反演情况,实线表示输入为 $f = 78.125\text{Hz}$ 的三角波,采样点数 $N = 256$, 采样间隔 $\Delta t = 0.2\text{ms}$, 用 ALN256 程序计算。“o” 点曲线系表示经过测量仪器后测得的畸变波形。从图中看出,由于低频响应不足,造成波峰削减。“·” 点曲线系表示经过反演后的复原波形。经过反演后,波峰的大小得到补偿,波形形状基本与输入波形(实线波形)一致。

(2) 图 10 (b) 是锯齿波的反演情况,实线表示输入为 $f = 156.375\text{Hz}$ 的锯齿波,采样点数 $N = 256$, 采样间隔 $\Delta t = 0.2\text{ms}$, 用 ALN256 程序计算。“·” 点曲线表示经过测量仪器后测

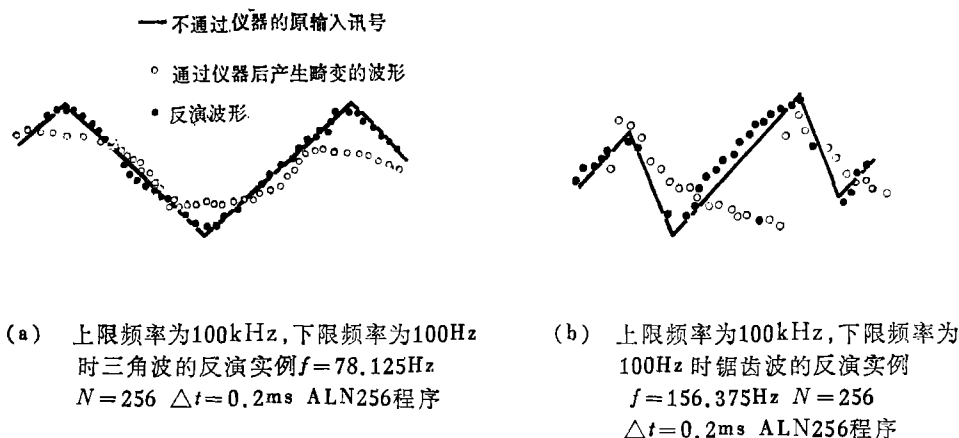


图 10

得的畸变波形, 从图中看出, 由于相位畸变的影响, 造成波形相位差 180° , 形状也与原来的不相同, “○”点曲线表示经过反演的复原变形, 可以看出, 经反演后的波形, 与原输入波形(实线波形)比较接近了。

2. 当测量仪器中的 DHF-2 电荷放大器滤波开关放在上限频率为 1kHz, 下限频率为 0.3 Hz 时, 计算出方波、锯齿波的反演实例, 如图 11a, b 所示。

(1) 图 11(a) 是方波的情况, 实线表示输入为 $f=234.375\text{Hz}$ 的方波, 采样点数 $N=512$,

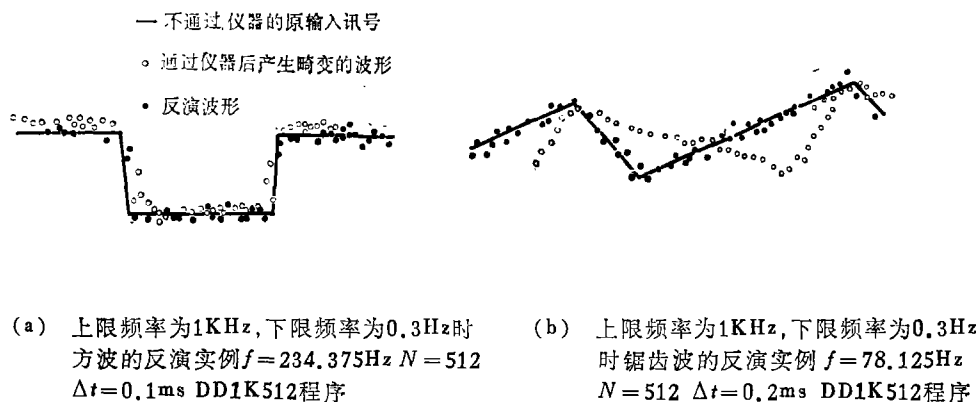


图 11

采样间隔 $\Delta t=0.1\text{ms}$, $\Delta f=19.53125\text{Hz}$, 用 DD1K512 程序计算。

从图中看出, 由于高频响应不足, 使方波前沿、后沿不象输入波形那样陡峭, 经反演后有了改善, 较接近原来的波形。

(2) 图11(b)是锯齿波的情况, 实线表示输入 $f = 78.125\text{Hz}$ 的锯齿波, 采样点数 $N = 512$, 采样间隔 $\Delta t = 0.2\text{ms}$, $\Delta f = 9.765625$, 采用 DD1K512程序计算。

从图中看出, 由于高频响应不足, 特别是相位畸变的影响, 使经过仪器后的波形相位相差 180° , 所以输出响应波形不同原输入波形, 经反演后, 也较接近原有的真实输入波形。

3. 为了试验方法的正确性和计算程序的可靠性, 我们还作了正反二次演算, 即把一个标准波形直接输到 TCH-1000中去, 然后用公式塑造测量有限的幅相频特性, 进行一次演算, 从而得到畸变波形, 然后再把幅、相频特性进行修正补偿, 再进行反演, 此时即得到原来的波形, 图12是 $f = 78.125\text{Hz}$ 的方波进行正、反二次运算的情况, 公式表示的幅频特性为 $1 \times J/5$, 如图13a所示, 相频特性为 $-3.14159 \times (64 - J)/64$, 如图13b所示, 反演时的幅频特性为 $1 \div J/5$, 相频特性为 $3.14159 \times (64 - J)/64$ 。

从图12可以看出, 反演回来的波形与原输入的波形完全一致。由此说明使用方法是正确的, 反演程序是可靠的。

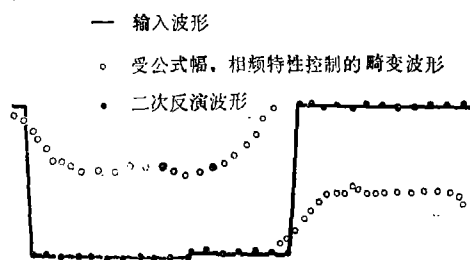
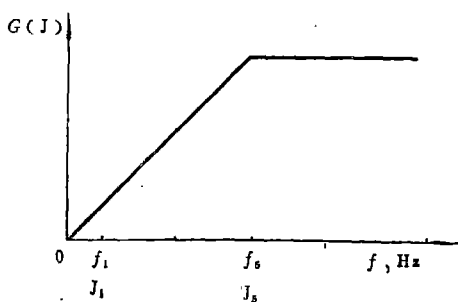
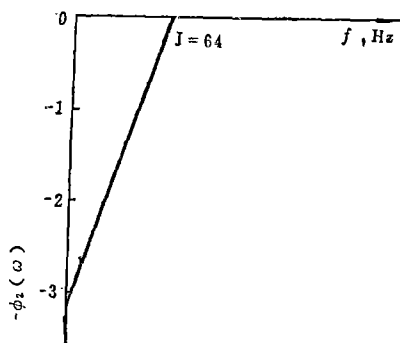


图12 用公式表示幅相频特性的一次演算、二次反演的情况 $f = 78.125$
 $N = 64$ $\Delta t = 0.2\text{ms}$ DDN64程序



(a) 用公式表示的幅频特性
 $G(J) = 1 \times J/5$
 J_1 为对应于 f_1 的点数



(b) 用公式表示的相频特性
 $\varphi_2(\omega) = -3.14159 \times (64 - J)/64$
 J_1 为对应于 f_1 的点数

图 13

六、结 语

在动力测量中, 用不同的测量仪器来测试同一点的参数时, 往往能得出不同的结果(波形), 这是由于不同的测量系统引起程度不一的畸变所造成的。这是一个很严重的问题, 因为这些畸变波形往往隐伏着不易被人们发现的虚假现象。如果不加以正确分析和修正, 乱引乱用, 轻则使结果不准, 重则导致重大工程事故, 造成生命财产的损失。所以近年来, 在动力测量中对畸变波形的反演修正越来越受到这方面的科研工作者的重视。

由于波形畸变与测试对象和测试仪器系统有密切关系，所以我们主要从测量仪器的幅频特性和相频特性出发研究了它们对形波测量的影响，并进行了计算机反演。通过两年多的研究，得出上面的一些研究结果。从这些研究结果来看，研究是成功的，方法是正确的，计算程序是可靠的，对波形处理分析提供了一个强有力而又可行的科学方法。

参 考 文 献(略)

Study of Dynamic Waveform Inversion with Computer

Deng Bin Lin Jiqing

Abstract

This paper has done the spectrum analysis of deformity waveform and it's each frequency element is rectified with measuring system frequency response curve by positive and inverse Fourier transform theoretical. If all of rectified frequency elements of waveform are superposed then real waveform would be obtained. This paper has done theoretical analysis and a practical method is introduced.