

摘 要

本文以低频瞬态振动测量为背景,研究用 DP 型地震式传感器测量低频瞬态振动的有关问题,提出结合信号恢复处理的测试方法。

本文首先研究用模拟校正技术进一步扩展 DP 型传感器低频频响范围的限制,分析 DP 型传感器(固有频率 0.5Hz)测量低频瞬态信号的失真问题。进而,提出基于信号恢复技术的测量方法。针对 DP 型传感器,系统研究恢复处理中的系统零点问题及病态问题,分析病态的机理。研究并发展约束最小平方反演技术、瞬态信号低频频谱重构技术,及综合先验信息的约束重构技术,有效地抑制噪声对恢复结果的严重影响。从而,使结合信号恢复处理的低频振动测试技术走向实用,为瞬态信号测量开辟了一条新路。

作为本课题的一个重要应用,讨论用 DP 型传感器测量桥梁自振特性与火车经过时桥梁空间振动的有关问题,通过实测数据研究高速行车时桥梁的空间振动形式。针对 DP 型传感器测量桥梁动挠度的信号反演问题开展研究,提出综合桥梁动挠度部分已知特性的约束重构方法,从而有效地反演真实被测信号。本课题的研究为采用地震式传感器测量火车经过时桥梁的空间振动形态奠定基础。

关键词: 地震式振动传感器, 铁路桥梁动挠度测量, 低频瞬态振动测量, 动态特性校正, 信号恢复

Low Frequency Absolute Vibration Measurement and Time-limited Signal Recovery

ABSTRACT

In this thesis, some problems for low frequency transient vibration measurement with seismic transducer is discussed, and a new method based on signal recovery technique is put forward.

First, the constraint for extension of the low frequency response of DP type seismic transducer by means of analogue circuits is discussed, and the signal distortion problem for low frequency transient vibration picked up with DP type transducers (with a natural frequency of 0.5Hz) is also studied. Then a new method for low frequency vibration measurement based on signal recovery technique is put forward. For DP type transducers, zero problem and ill-posed problem of signal recovery technique are studied systematically. In order to recover signal disturbed by noise, constrained least square error recovery technique, low frequency spectrum reconstruction technique for time-limited signal, and signal reconstruction technique with constrained information are developed. Based on the research results, the method for low frequency vibration measurement utilizing signal recovery technique becomes practical, which provides a new way for the measurement of transient signal.

As an important application, the test for the characteristics of self-vibration of bridges and the measurement of bridges spatial vibration excited by train passing by are discussed. Actual spatial vibration of bridge picked up with DP type transducers when a train passes by in high speed is studied. The problem for recovery of bridge dynamic deflection signal is studied, constrained signal reconstruction technique with part known characteristics of bridge dynamic deflection is put forward. Based on the technique discussed above, dynamic deflection signal is recovered efficiently, which lays the foundation for the measurement of bridge spatial vibration excited by train passing by with seismic transducer.

Xie Yi (Precision Instruments and Machinery)

Directed by Prof. Yan Pu-qiang

Keywords: Seismic Vibration Transducer, Measurement of Dynamic Deflection of Railway Bridge, Low Frequency Transient Vibration Measurement, Dynamic Characteristics Correction, Signal Recovery

目 录

摘要.....	II
ABSTRACT	III
图表索引.....	VII
公式索引.....	XI
第一章 绪论.....	1
§ 1.1 低频绝对振动测量的工程背景.....	1
§ 1.2 常用低频振动测量方法概述.....	2
§ 1.3 地震式速度传感器低频频响扩展方法综述.....	6
§ 1.4 课题的产生与主要研究内容.....	10
§ 1.5 本论文结构安排.....	12
第二章 地震式低频振动传感器的研究.....	13
§ 2.1 <i>DP</i> 型地震式低频振动传感器低频频响扩展原理.....	13
§ 2.2 用模拟网络扩展地震检波器低频测量范围的限制.....	17
§ 2.2.1 用串联校正技术降低系统输出特性固有频率的限制.....	18
§ 2.2.2 <i>DP</i> 型地震式传感器对低频振幅的分辨能力.....	18
§ 2.3 <i>DP</i> 型地震式低频振动传感器对瞬态激励的响应.....	20
§ 2.3.1 典型瞬态信号的频谱结构.....	20
§ 2.3.2 高通环节对瞬态信号的响应.....	24
§ 2.3.3 <i>DP</i> 型地震式低频振动位移传感器的脉冲响应.....	26
§ 2.3.4 <i>DP</i> 型位移传感器对瞬态激励响应的研究.....	28
§ 2.4 本章小结.....	32
第三章 <i>DP</i> 型振动传感器在桥梁结构检定试验中的应用....	33

§ 3.1	应用DP型地震式低频振动传感器测试桥梁自振特性.....	33
§ 3.2	应用DP传感器测量列车过桥时桥梁的动挠度.....	37
§ 3.2.1	桥梁动挠度测试方法现状与比较.....	37
§ 3.2.2	实际桥梁动挠度测试结果分析.....	38
§ 3.3	本章小节.....	43

第四章 应用信号恢复技术校正DP型地震式低频振动传感器动态特性.....44

§ 4.1	研究应用信号恢复技术校正DP型地震式低频振动传感器动态特性的意义.....	44
§ 4.2	应用信号恢复技术校正传感器动态特性的基本原理.....	45
§ 4.2.1	时域恢复方法.....	45
§ 4.2.2	频域恢复方法.....	46
§ 4.3	含零点系统的恢复处理.....	49
§ 4.4	DP型传感器实测信号的恢复实验.....	50
§ 4.5	本章小结.....	51

第五章 约束最小平方卷积反演技术的研究.....53

§ 5.1	有噪声干扰时恢复处理的不适定问题.....	53
§ 5.2	解决恢复处理不适定问题的最优补偿技术.....	55
§ 5.3	约束最小平方卷积反演技术.....	58
§ 5.4	应用约束最小平方卷积反演技术校正DP畸变的输出.....	63
§ 5.5	本章小结.....	67

第六章 瞬态信号频谱重构的研究.....68

§ 6.1	引言.....	68
§ 6.1.1	研究瞬态信号频谱重构的意义.....	68
§ 6.1.2	信号重构理论的研究内容.....	69
§ 6.2	瞬态信号低频频谱重构算法的研究.....	71
§ 6.2.1	瞬态信号频谱重构的理论基础.....	71
§ 6.2.2	瞬态信号低频频谱重构的迭代算法.....	72
§ 6.3	信号迭代外推算法收敛分析.....	76
§ 6.3.1	信号恢复的基本迭代方程及其收敛条件.....	76

§ 6.3.2 瞬态信号低频频谱重构迭代算法的收敛性分析.....	77
§ 6.4 瞬态信号低频频谱重构实验.....	82
§ 6.5 综合信号先验知识的瞬态信号低频频谱重构方法.....	88
§ 6.5.1 综合时域波形约束信息的迭代外推方法.....	89
§ 6.5.2 算法收敛性证明.....	90
§ 6.5.3 约束重构实验.....	92
§ 6.5.4 约束重构小结.....	94
§ 6.6 本章小结.....	95
第七章 用绝对振动传感器测量桥梁动挠度的信号处理方法	96
§ 7.1 桥梁动挠度信号波形分析.....	96
§ 7.1.1 动挠度波形形状的基本特征.....	96
§ 7.1.2 列车过桥时桥梁位移的计算.....	99
§ 7.2 频谱外推与桥梁动挠度惯性测试方法.....	102
§ 7.2.1 用DP型传感器拾取动挠度与测后信号处理基本方法.....	102
§ 7.2.2 实验.....	104
§ 7.3 基于车-桥作用动力学模型的约束重构技术.....	105
§ 7.3.1 原理.....	106
§ 7.3.2 约束重构技术应用于桥梁动挠度信号处理.....	109
§ 7.4 本章小结.....	115
第八章 全文总结	116
§ 8.1 本文结论与主要贡献.....	116
§ 8.2 今后工作的展望.....	118
参考文献	119
致谢	126
附录	127

图表索引

第一章

图1.1 绝对振动传感器的简化力学模型.....	4
图1.2 地震检波器的幅相频率特性(阻尼0.65, 固有频率 f_0).....	5
图1.3 压电式加速度计的幅频特性.....	5
图1.4 反馈式频率特性补偿原理图.....	7
表1-1 几种低频绝对振动测量传感器.....	9

第二章

图2.1 补偿环节原理框图.....	14
图2.2 DP 型地震式低频振动位移传感器原理框图.....	15
图2.3 DP 型位移传感器的信号调理电路.....	16
图2.4 地震检波器校正前后幅相频率特性(归一化).....	17
表2-1 磁电式地震检波器电压输出幅值与信号频率的理论关系 (振幅1 mm)(固有频率10Hz, 标称灵敏度30mV/mm/s, 阻尼0.65).....	19
图2.5 几种典型的瞬态信号.....	22
图2.6 截去 $10/T$ 以上高频频谱对瞬态信号波形的影响.....	23
图2.7 截去 $2/T$ 以上高频频谱对瞬态信号波形的影响.....	23
图2.8 一阶高通环节对瞬态信号的响应.....	24
图2.9 二阶高通环节对瞬态信号的响应.....	26
图2.10 脉冲响应函数 $h'(t)$	27
图2.11 模拟实验框图.....	28
图2.12 列车过桥梁体动态变形信号.....	28
图2.13 实测台体振动信号.....	29
图2.14 仿真结果.....	30
图2.15 应用约束最小平方反卷技术恢复图2.13中的脉冲信号.....	31

第三章

图3.1 桥梁结构示意图.....	34
-------------------	----

图3.2 桥面的4个基本振型.....	34
图3.3 模态测试的三个工况.....	35
图3.4 工况1测点1与3的互谱.....	35
图3.5 工况1测点2与4的互谱.....	36
图3.6 工况2测点1与2的互谱.....	36
图3.7 工况2测点1与4的互谱.....	36
图3.8 工况3测点1与2的互谱.....	37
图3.9 列车编组的荷载图.....	39
图3.10 1001次跨中上行侧竖向振动.....	39
图3.11 1001次跨中下行侧横向振动.....	40
图3.12 不同行车速度下桥梁跨中竖向振动频谱图.....	41
图3.13 对应不同行车速度下行侧上弦杆横向振动谱图.....	42

第四章

图4.1 时限信号的周期化处理过程.....	49
图4.2 图2.13中几种畸变信号的恢复.....	51

第五章

图5.1 受外界干扰的测试系统.....	53
图5.2 结合信号恢复处理的完整的测试系统框图.....	55
图5.3 最优补偿环节 $C(j\omega)$ 设计准则1.....	55
图5.4 最优补偿环节 $C(j\omega)$ 设计准则2.....	57
图5.5 用应变式位移计测量动挠度信号.....	63
图5.6 不同固有频率、隔直与积分时间常数的DP型位移计对图5.6信号的响应.....	64
图5.7 用DP型地震式低频位移计拾取动挠度.....	65
图5.8 直接反滤波结果.....	65
图5.9 约束最小平方卷积反演的结果.....	66

第六章

图6.1	未知变换对 $f(n) \leftrightarrow F(k)$ 及第一次迭代示意图.....	8
图6.2	第 m 次迭代示意图.....	8
图6.3	实际采集得到的瞬态信号.....	8
图6.4	DP 型位移计测量图6.3信号的输出.....	8
图6.5	截去图6.3信号中序号 $0 \sim (L-1)$ 的谱线所对应的时域波形 ($L=3$) ..	8
图6.6	由序号 $L \sim (N/2-1)$ 的谱线重构的结果 ($L=3$).....	8
图6.7	由序号 $L \sim (N/2-1)$ 的谱线重构的结果 ($L=5$).....	8
图6.8	5 ~ 10Hz 频段幅值受到 10% 扰动的时域波形.....	8
图6.9	由 0.1875Hz 以上谱线 (不含) 重构的结果 (5 ~ 10Hz 频段幅值受到 10% 扰动).....	8
图6.10	由 0.125Hz 以上谱线 (不含) 重构的结果 (5 ~ 10Hz 频段幅值受到 10% 扰动).....	8
图6.11	0 ~ 0.5Hz 频段幅值受到 10% 扰动的时域波形.....	8
图6.12	由 0.1875Hz 以上谱线 (不含) 重构的结果 (0 ~ 0.5Hz 频段幅值受到 10% 扰动).....	88
图6.13	迭代过程框图.....	91
图6.14	由 0.1875Hz 以上谱线 (不含) 约束重构 (0 ~ 0.5Hz 频段幅值受到 10% 扰动).....	93
图6.15	图6.4 DP 输出信号由 0.1875Hz 以上谱线 (不含) 约束重构的结果.....	94

第七章

图7.1	单个移动荷载匀速通过简支梁.....	97
图7.2	单个移动荷载匀速通过简支梁时跨中截面挠度曲线.....	97
图7.3	动挠度波形的四种基本类型.....	98
图7.4	桥梁模型.....	99
图7.5	64m 简支梁静位移理论计算结果.....	100
图7.6	车辆动力学模型.....	101
图7.7	64m 简支梁动挠度计算结果.....	101
图7.8	理论计算动挠度的静力效应部分与静力计算模型获得的结果一致.....	102
图7.9	由 0.25Hz (含) 以上的频谱重构信号.....	105
图7.10	摄像法实测 64m 桥动挠度信号及滤除振动位移后的结果.....	107

图7.11 摄像法实测(40+3 × 72+40)m桥中跨中动挠度信号及滤除振动位移后的结果.....	107
图7.12 利用静位移波形特征的约束重构框图.....	110
图7.13 DP实测动挠度信号输出.....	111
图7.14 DP输出的约束重构结果.....	111
图7.15 模拟64m梁动态变形实验(a.电涡流传感器输出 b.DP输出)...	112
图7.16 DP输出重构结果与电涡流输出的比较.....	112
图7.17 五跨连续梁中间跨跨中动挠度.....	113
图7.18 模拟列车过桥实验.....	114
图7.19 五跨连续梁中间跨动挠度理论计算结果.....	114
图7.20 由DP输出重构的结果.....	114
图7.21 由DP输出重构信号.....	115

公式索引

第一章

式1-1.....	4
式1-2.....	4
式1-3.....	5
式1-4.....	8
式1-5.....	8
式1-6.....	8
式1-7.....	10
式1-8.....	10

第二章

式2-1.....	13
式2-2.....	14
式2-3.....	14
式2-4.....	14
式2-5.....	16
式2-6.....	19
式2-7.....	19
式2-8.....	19
式2-9.....	24
式2-10.....	24
式2-11.....	25
式2-12.....	25
式2-13.....	25
式2-14.....	25
式2-15.....	25
式2-16.....	26
式2-17.....	27
式2-18.....	27
式2-19.....	27
式2-20.....	27
式2-21.....	27

第四章

式4-1.....	45
式4-2.....	46
式4-3.....	46
式4-4.....	46
式4-5.....	46
式4-6.....	46
式4-7.....	46
式4-8.....	47
式4-9.....	47
式4-10.....	47
式4-11.....	50
式4-12.....	50

第五章

式5-1.....	53
式5-2.....	54
式5-3.....	54
式5-4.....	54
式5-5.....	56
式5-6.....	56
式5-7.....	56
式5-8.....	56
式5-9.....	57
式5-10.....	57
式5-11.....	58
式5-12.....	58
式5-13.....	58
式5-14.....	58
式5-15.....	59
式5-16.....	59
式5-17.....	59
式5-18.....	59
式5-19.....	59
式5-20.....	60

式5-21.....	60
式5-22.....	60
式5-23.....	60
式5-24.....	61
式5-25.....	61
式5-26.....	61
式5-27a.....	61
式5-27b.....	62
式5-28.....	62
式5-29.....	62
式5-30.....	62
式5-31.....	62
式5-32.....	62
式5-33.....	62
式5-34.....	63

第六章

式6-1.....	68
式6-2.....	71
式6-3.....	72
式6-4.....	73
式6-5.....	73
式6-6.....	73
式6-7.....	73
式6-8.....	73
式6-9.....	74
式6-10.....	74
式6-11.....	74
式6-12.....	74
式6-13.....	74
式6-14.....	74
式6-15.....	74
式6-16.....	74
式6-17.....	74
式6-18.....	76
式6-19.....	76
式6-20.....	77

式6-21.....	77
式6-22.....	77
式6-23.....	77
式6-24.....	77
式6-25.....	77
式6-26.....	77
式6-27.....	78
式6-28.....	78
式6-29.....	78
式6-30.....	78
式6-31.....	78
式6-32.....	78
式6-33.....	79
式6-34.....	79
式6-35.....	80
式6-36.....	80
式6-37.....	81
式6-38.....	81
式6-39.....	89
式6-40.....	89
式6-41.....	89
式6-42.....	89
式6-43.....	90
式6-44.....	90
式6-45.....	90
式6-46.....	90
式6-47.....	90
式6-48.....	90
式6-49.....	90
式6-50.....	90
式6-51.....	91
式6-52.....	92
式6-53.....	92
式6-54.....	92
式6-55.....	92
式6-56.....	93

第七章

式7-1.....	96
式7-2.....	96
式7-3.....	96
式7-4.....	100
式7-5.....	108
式7-6.....	108
式7-7.....	108
式7-8.....	108
式7-9.....	108
式7-10.....	108
式7-11.....	108
式7-12.....	109
式7-13.....	109
式7-14.....	109
式7-15.....	109
式7-16.....	110

第一章 绪论

振动是工程中常见的现象。工程中多数结构都承受随时间变化的动载荷。桥梁结构、海洋工程结构、机床、旋转机械、车辆结构和航空航天器等,它们都是承受各种动载荷的动力结构。动力结构不可避免地要出现振动。剧烈的振动将导致构件裂纹的萌生与扩展,最后使构件疲劳破坏。振动加剧还会影响设备运行的平稳性、可靠性和精度指标。如剧烈振动将导致列车运行平稳性恶化,降低运行舒适度,甚至导致列车出轨,发生翻车事故;振动还将导致轴承等磨擦副的磨损,紧固件松脱,影响设备运行的可靠性和寿命;影响设备的正常功能和性能指标;振动还将消耗能量、降低效率;振动及其伴随噪声将恶化环境。总之振动的危害是多方面的。当然,了解振动规律后还有其合理利用的一面,如夯实、搅拌、上料等。

振动测试是研究工程振动的必要手段,振动测试的一个重要应用就是要在动力结构的设计、运行各阶段,为消减和隔离振动及其带来的危害提供可靠的依据。振动测试的另一重要应用是在故障诊断方面。现代机器设备要求高可靠性与高效益。为此,一种以状态监测为基础的故障诊断和预测技术得到推广和应用。它将大大增加机器设备运转的可靠性,提高设备的利用率,减少停机时间和降低维修费用。

振动测试作为振动工程的一个组成部分,可见于各种手册^{[1][2]},也有若干专著^{[3][4][5][6]},但文献中大多系讨论机械工程中常见的中频(数Hz以上)和高频的振动,包括持续时间极短的冲击(爆破)振动。低频振动的测量则多见之于地震测量。地震仪的固有频率固然可以做得很低($0.5\text{Hz} \sim 0.05\text{Hz}$),但抗震、耐冲击性差,易产生零点漂移。因此难以在其它工程中应用。随着工业技术的发展,若干部门(如水电机组)要求对低频、小振幅作精确的测量。另外对于时限信号不仅注意到短时冲击,而且要研究其持续时间为数秒至数百秒的振动(如火车过桥),这些工程中测量问题尚缺少研究。

本文将针对工程中具有广泛应用背景的低频振动测试问题展开讨论。在本文中把包含零点几赫兹至几赫兹的振动称为低频振动。

§ 1.1 低频绝对振动测量的工程背景

绝对振动,是指相对于惯性空间的振动。工程中大量存在着低频绝对振动测量问题。从振动的时间历程特征可以把低频振动分为以下三种类型:

1. 低频周期振动

在电力工业部门,对于低速重载水轮机组轴系稳定性的研究是一项十分重要的课题。剧烈的振动将导致水力机组结构的共振损坏,降低使用寿命,而且大大降低运行效率和机组出力,同时也会引起水工建筑物的振动。水轮机组造

价昂贵、设备维修安装费用高,因此,水轮机组振动监测问题日益受到人们的关注^[7]。低水头工作的水力发电机组,其转速一般较低,如长江葛洲坝水力发电机组转速62.5转/分,而涡旋作用频率只有0.2Hz~0.4Hz。因此机组与水工结构的振动表现为低频周期性振动。建立有效的机组振动在线监测系统就涉及到低频绝对振动的测量问题。

机械工业中精密机床的某些低频的周期性运行误差^[1],如齿轮机床蜗轮副运动,螺纹磨床的丝杠传动系统误差等,都表现为低频周期振动。机床振动监测对于保证加工精度、节能、以及噪音控制具有重要意义。这也涉及到低频绝对振动测量问题。

2. 低频随机振动

由于地震对建筑、桥梁结构造成严重损害,人们希望通过对地震成因及发展规律的研究,达到预报、预防和控制地震的目标。地面自然脉动是一种低频随机振动。地震观测就涉及到长周期绝对振动的测量。

在铁道部门,线路不平顺将导致列车的振动,影响列车运行的平稳性,甚至有可能导致列车脱轨,酿成翻车的恶性事故。线路的不平顺状态表现为沿线路随机变化的性状。其作用频率取决于高低变化波长和行车速度。若波长为50m,车速30Km/h,作用频率则低至0.17Hz。因此,线路不平顺状态引起列车的振动呈现一种低频随机振动^[8]。随着铁路高速化发展及对行车安全与舒适度要求的不断提高,需要高效地监测线路不平顺状态,这也涉及到低频绝对振动的测量。

工程中,人们常利用大地自然脉动激励下建筑结构共振响应的测试来分析结构的模态。高层建筑、大型结构的模态频率较低。比如,中央电视台电视转播塔的一阶模态频率0.2Hz,武汉长江铁路桥,垂直固有频率0.7Hz,水平固有频率0.9Hz^[9]。海洋平台的固有周期一般较长,基本属于长周期结构类型。如南海水深100~200米区域,平台周期达3s^[10]。这种结构共振响应表现为低频窄带随机振动。目前,工程中常常通过大地自然脉动下结构共振响应的测试来分析结构的模态^[11]。

3. 时限瞬态振动

列车经过桥梁时,桥梁梁体在列车动载荷作用下发生动态变形,称为动挠度。动挠度信号是一种低通型的瞬态信号,持续时间长达数秒至上百秒,含有丰富的低频分量。为获得时限信号的波形形状及其峰值,既需要测量系统能够不失真地反映低频振动的幅值,同时也要求能不失真地反映低频振动的相位,这对测量系统低频特性提出了更高要求。动挠度的测量有一些相对式测量方法,但对于横跨江河或深山峡谷的桥梁,因现场难于找到静止不动的安装点,相对式测量方法的应用受到了限制。桥梁动挠度测量也涉及到低频绝对振动测量问题。

§ 1.2 常用低频振动测量方法概述

振动测试技术是解决工程振动问题的必要手段。这里针对低频振动讨论几种常用的测量方法。振动测量方法按其测量原理有相对式和绝对式两种。

1. 相对式振动测量传感器:

所谓相对式,是指不排除仪器固定(夹持)点振动影响。相对式测量结果反映被测物体相对于仪器固定点的振动。振动是反映机械位移随时间的变化量,是长度和时间的导出量,因此所有机械位移量的测量仪器都可用于振动测量。相对式测量一般都能反映低至直流的静位移,适于低频振动的测量,常用的有:

(1).激光测振,利用激光测量位移的高分辨力和高精度特性测量振动,这是一种非接触式测量,实际上高精度的振动标定都采用激光测振。此外,摄像技术也应用于振动测试,现场拍摄被测物体的振动过程,经图象采集与后续分析处理获得振动测试结果。这也是一种非接触式相对测量,反映着被测物体相对于摄像仪器固定架的振动。上述光学测振方法利用光杠杆原理进行测量,精度高。都能测量静位移与低频振动。但对安装调试要求严格,测量系统易受环境干扰,不便于转移。光测法需要在现场找到静止不动的安装点,因此工程现场使用受到限制。

(2).电测法,这一类传感器品种很多,典型的如电容式、电感式、电涡流式以及应变式等。其中,电涡流传感器线性度好,在其线性范围内,灵敏度不随初始安装间隙而改变,这为测量带来极大的方便。电涡流传感器抗干扰能力强,不怕油污,因而得到广泛应用,特别是在旋转机械的振动监测方面。电涡流传感器具有较宽的使用频率范围(DC-10kHz),且具有零频率响应,因此它能适用于低频振动及静位移的测量。但电涡流传感器是相对式传感器,测振结果反映着相对于传感器固定架的振动。在旋转机械振动监测中一般用于测量轴相对于轴承座的振动,无法反映轴相对于惯性空间的振动。

此外,机械式测振在少数特定场合仍有一定的应用。由于体积大,灵敏度低,信号记录不便于后续处理,已基本为电测法所取代。

总之,相对式测振系统,一般都具有很好的低频特性,可以反映低至直流的振动,适于低频振动测量。但相对式测振仪器普遍需要在测试现场找到静止不动的安装点。这给现场应用带来困难。当需要测量结构上某点的绝对振动而周围又不能建立静止参考坐标时,则只能使用绝对振动传感器,即惯性式或地震式传感器。

2. 绝对振动测量传感器

绝对振动传感器利用内部惯性元件测量振动。使用时无需静止不动的安装点,传感器壳体固定于被测物体上,随之一起振动,传感器内部质量块因惯性与安装壳体产生相对运动。换能器通过测量此相对运动反映被测振动。常用的

惯性式传感器有两种类型,一种是将被测的振动位移(或速度)敏感为相对振动位移(或相对振动速度),称为位移计型惯性传感器;另一种是将被测的振动加速度敏感为相对振动位移,称之为加速度计型惯性传感器。

绝对振动测量传感器种类繁多,但无论其内部结构多么复杂,无论是加速度计型还是位移计型传感器都可以简化成如图1.1所示的质量、弹簧和阻尼构成的二阶力学模型^[12]。

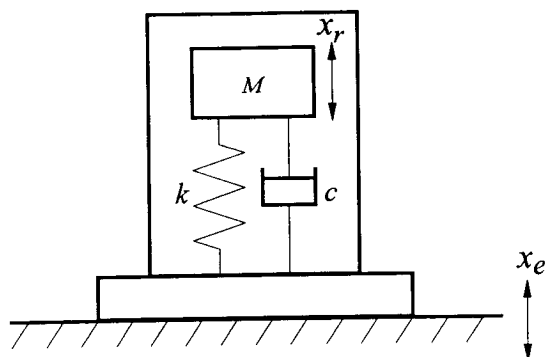


图1.1 绝对振动传感器的简化力学模型

相对振动 x_r 与被测振动 x_e 之间满足:

$$\ddot{x}_r + 2\xi_0\omega_0\dot{x}_r + \omega_0^2x_r = -\ddot{x}_e \quad (1-1)$$

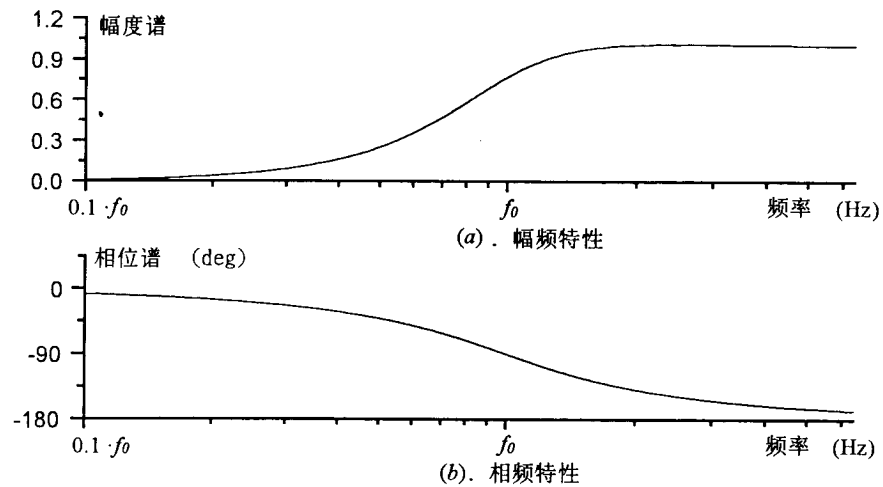
式中, $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ 为传感器的固有角频率, $\xi_0 = \frac{c}{2\sqrt{mk}}$ 为传感器的阻尼比。

(1). 位移计型惯性传感器

位移计型惯性传感器具有二阶高通特性, 相应的归一化传递函数为:

$$H(s) = \frac{X_r(s)}{X_e(s)} = \frac{\dot{X}_r(s)}{\dot{X}_e(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2} \quad (1-2)$$

典型的位移计型惯性传感器是磁电式速度传感器, 频率特性如图1.2所示, 其可测频段高于传感器的固有频率。为适应低频振动的测量, 需要降低传感器固有频率。然而, 固有频率的降低势必要求大的质量块与很软的弹簧, 导致传感器体积、重量增大, 性能不稳定, 易受横向交叉干扰。如在地震领域有一些长周期的地震式速度计, 周期可以长达数十秒, 但其体积、质量做得很大, 摆平衡位置和摆自振周期受温度影响严重, 弹性元件易损坏, 耐冲击性能很差, 不适宜在工程现场使用。工程用磁电式速度传感器的固有频率不能做得过低, 一般为10Hz~15Hz, 少数定向使用的低至5Hz左右。

图1.2 地震检波器的幅相频率特性(阻尼0.65, 固有频率 f_0)

(2). 加速度计型惯性传感器

加速度计型惯性传感器具有二阶低通特性, 其归一化传递函数为:

$$H(s) = \frac{X_r(s)}{\ddot{X}_e(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (1-3)$$

压电式加速度计是应用比较多的一种加速度类型惯性传感器, 配接电荷放大器后, 可以应用于低频振动测量。其测量频率范围宽, 理论上从零赫兹到几千赫兹。因电荷泄漏以及后续电荷放大器的影响, 实际上压电式加速度计不具有零频率响应, 即测量频率范围不能从直流开始, 也具有一个低端“截止频率”, 一般不低于0.5Hz。此外, 压电式加速度计的灵敏度与其固有频率之间存在矛盾, 小而轻的压电式加速度计, 其固有频率较高, 但灵敏度低。若要求高灵敏度, 则固有频率势必降低, 体积、重量相应增大。对于低频振动, 加速度信号微弱, 传感器的低频分辨力不够, 测量噪声严重。随着频率的降低, 测量精度也随之下降。图1.3所示为典型的压电式加速度计频率特性。

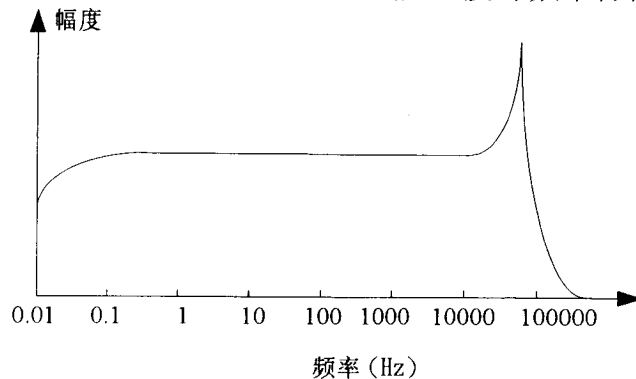


图1.3 压电式加速度计的幅频特性

伺服式加速度计则利用电伺服回路来保证低频测量精度, 又可使传感器结构小型化。伺服加速度计具有极好的低频特性, 能够测量恒加速度过程和极低频的振动, 理论上是一种具有零频率响应的传感器。但尽管如此, 选用加速度计测量低频振动普遍存在如下问题^[13]:

(a). 很难、甚至无法提取低频信息。由于高频分量的加速度远大于低频分量, 若在整个测量频带内加速度计保持恒定的灵敏度, 低频信息完全为高频噪声所掩盖。

(b). 低频分量的加速度值已接近或小于加速度计的分辨率。如振幅 $100\mu\text{m}$, 振动频率为 50Hz 时, 加速度达到 10g ; 振动频率为 0.05Hz 时, 加速度只有 10^{-5}g 。而最好的加速度计的分辨率为 $10^{-5} \sim 10^{-6}\text{g}$ 。

(c). 如采用加速度计经过两次积分测位移, 将存在长周期两次积分器的严重低频漂移与误差积累问题。

由此看来, 加速度计不适合测量低频振动。对于低频振动测量而言, 人们往往关心的是振动位移的大小, 采用位移计型传感器(位移输出或速度输出)测量更为有利。地震式位移传感器存在机械零位的漂移问题, 一般应用比较多的主要是地震式速度传感器。

§ 1.3 地震式速度传感器低频频响扩展方法综述

地震式速度传感器应用于低频振动测量的根本矛盾在于其固有频率受质量块大小或弹簧刚度的限止。这一系统固有频率的降低必然导致系统在重力场作用下静位移的增加。系统的结构尺寸必然加大, 而且静变形的增加将导致横向振动交叉干扰。

地震式速度传感器低频频响扩展方法主要有三类, 即: 1. 改进惯性系统的结构设计; 2. 电路补偿技术; 3. 数字校正技术。

1. 改进惯性系统的结构

最初扩展低频频响范围的方案主要是研究如何改进惯性系统的结构, 降低其固有频率, 从而获得更宽的低频频响范围。为此, 人们设计了一些长周期的支承悬挂系统, 如Lacoste弹簧悬挂系统、双锤回转摆等^[14]。这些结构的周期都很长, 固有频率很低, 但存在的主要问题是结构稳定性差, 其固有频率和原始状态易受环境和结构参数变化的影响。其次是这些结构的体积、重量大。运输时需要固定运动部件, 防止振坏。使用前需要调整零位。在工业现场使用就有困难。此外, 由于机构稳定性差, 致使传感器有多个谐振频率, 频率特性也不好, 整个振动系统易受横向振动影响, 抗交叉干扰的能力很差。

2. 电路补偿技术

随着电子技术的发展,通过电路补偿来展宽传感器频响范围得到了应用。电路补偿方法可以降低对传感器力学结构的要求,并能使传感器获得良好的输出特性。

文献[15]用伺服的原理扩展磁电式地震检波器的低频测量范围。通过电流反馈来调整惯性系统的振动,改善传感器特性。伺服原理的磁电式地震检波器,测量频率下限可以做得很低,文献[15]获得了固有频率低至0.7Hz的频率特性。伺服式传感器存在的主要问题是结构复杂,成本高,且抗干扰和冲击能力较差,机械零位的长期稳定性也不好。伺服原理也是一种电路补偿。

哈尔滨工程力学研究所通过并联无源补偿网络调整磁电式地震检波器的低频特性。此时,产生的回路电流在磁场中受力,从而加长固有振动周期,同时,因电流阻尼的引入,总输出特性的阻尼得到增加。目前将固有频率5Hz的地震检波器经校正后得到输出特性固有频率低至0.5Hz。但这种无源校正方法引入耗能元件,灵敏度下降。此外,当原检波器的惯性质量块质量较大时,这种校正就起不到效果。

补摆滤波技术是扩展地震仪器低频测量范围的一类方法,属于有源补偿技术。设计电子补摆滤波器的幅频特性上升段恰为地震仪幅频特性的下降段,当上升与下降速率相同时,总的幅频特性将出现一个较为平坦的频段,从而展宽低频可测频率范围,见文献[16]。通过补摆滤波器展宽拾震器的低频测量范围,系统灵敏度下降,系统特性呈带通,不再具有高通特性,测量上限频率下降,且通带的频响特性不理想。

用电路补偿方法来展宽传感器的低频测量范围在国外也有产品。例如德国SCHENCK公司的VS-169型振动速度传感器就是用磁电式加“线性化”电路实现的^[48]。

文献^[17]探讨了采用有源补偿电路校正速度传感器频率特性的反馈校正技术与串联校正技术。经电路校正后,系统输出仍具有二阶高通特性,且固有频率得到降低。

(1). 反馈式频率特性校正方法

反馈式频率特性补偿原理,如图1.4所示:

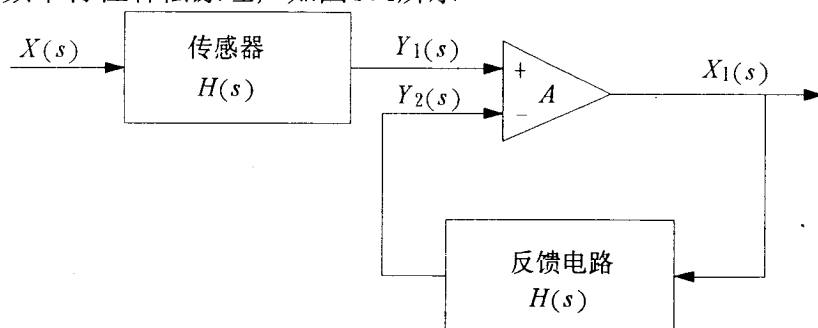


图1.4 反馈式频率特性补偿原理图

整个网络的传递函数为:

$$G(s) = H(s) \cdot \frac{A}{1 + A \cdot H(s)} = \frac{A}{1 + A} \cdot \frac{s^2}{s^2 + 2 \frac{\xi_0 \omega_0}{1 + A} s + \frac{\omega_0^2}{1 + A}} \quad (1-4)$$

经过补偿后的传递函数 $G(s)$ 与原来的传递函数 $H(s)$ 是同型的。系统的固有角频率变为 $\omega_0 / \sqrt{1 + A}$, 阻尼变为 $\xi_0 / \sqrt{1 + A}$ 。

我们看到, 系统输出特性的固有角频率得到降低, 但系统阻尼也减小了。为保持合适的阻尼, 往往需要预先增加传感器的阻尼比。例如, 对磁电式传感器并联电阻, 就相当于加了电阻尼环节。文献[17]在固有频率3.7Hz的地震式速度传感器的基础上, 通过反馈校正, 使系统输出特性固有频率降低为0.7Hz。

反馈式频率特性补偿方法有一定的局限性, 如果传感器的阻尼比无法增大, 这种方法便不能用了。这时需要改变反馈回路传递函数的结构以获得所要求的阻尼。

另外, 从误差分析的角度来看, 由于这种方法对低频信号是先衰减(增大传感器阻尼), 后放大, 必然带来噪声和失真, 影响测量精度。

对于二阶高通环节来说, 低频段相位相对于通带几乎差 180° , 此时, 负反馈演变为正反馈, 容易引起振荡, 这是高阶环节反馈校正普遍存在的问题^[18]。

(2). 串联式频率特性校正方法

将传感器 $H(s)$ 的输出经一个串联补偿网络, 使系统输出特性固有频率得到降低。理想情况是取校正环节 $C(s)$ 为 $1/H(s)$ 。但速度传感器的零点在坐标原点, 因而, 校正环节 $C(s)$ 的极点位于坐标原点, 这是临界不稳定环节, 物理上无法实现。

文献[17]设计校正环节为:

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (1-5)$$

这是物理可实现的环节。经校正后, 系统输出特性 $G(s)$ 为:

$$G(s) = H(s) \cdot C(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (1-6)$$

ω_1 与 ξ_1 分别为校正后输出特性的固有角频率与阻尼。取 $\omega_1 < \omega_0$, 从而使输出特性固有频率得到降低。文献[17]在固有频率10Hz的地震式速度传感器的基础上, 通过反馈校正, 使系统输出特性固有频率降低为0.5Hz。

应用串联校正技术进一步降低系统输出特性的固有频率, 校正电路将存在严重的低频噪声与低频漂移, 因此, 固有频率的降低是有限的。选用性能优良的运放有可能将系统输出特性固有频率降至0.1Hz, 甚至0.05Hz。

表1-1是有代表性的几种低频振动测量传感器^{[14][17][47][48]}的性能。

表1-1 几种低频绝对振动测量传感器

型号	生产公司	类型	可测最低频率	工作原理
Vs-169	德Schenck	速度	1Hz	磁电式 + 线性化电路
560	美IDR	速度	1Hz(幅值 $\pm 10\%$)	压电式 + 内含电路
CV210	瑞士VM	速度	1Hz	磁电式 + IVC632电路
M86	美SD	速度	2.5Hz	压电式 + 积分器
26862	美Bently	速度	1.67Hz	磁电式 + 专用放大器
PR9628	荷Philips	速度	4Hz	磁电式
ASQ-BL	日Kyowa	速度	0.5Hz	伺服式 + 积分器
DP	清华大学精仪系	位移	0.5Hz(可低至0.1Hz)	磁电式 + 低频校正电路

3. 数字校正技术

仅仅依靠模拟校正已难以进一步扩展传感器低频频响范围。随着微处理机技术及数字信号处理技术的发展, 使得在数字域进一步校正传感器低频特性成为可能。

(1). 用数字滤波器展宽传感器低频频响范围

J.E.Brignell、W.J.Shi等学者研究利用数字滤波技术改善低通型称重系统的动态特性的处理方法, 实现快速称重^{[19][20][21]}。实际上, 前面所述串联校正环节也可用数字滤波器实现, 通过数字域的处理展宽传感器低频频响范围^[17]。数字滤波器参数调整灵活, 不存在电路参数匹配困难的问题。但数字校正技术应以模拟校正为前提, 否则, A/D转换之前, 低频段信号与高频段相比, 增益过小, 信号也很小。无法兼顾整个频段。程控放大器和A/D转换带来的量化误差已使低频段信号失去处理价值。

(2). 应用信号恢复技术展宽传感器低频频响范围

实践表明, 地震检波器下限可测频率的扩展是有限的, 用于低频振动测量, 其输出往往存在畸变。在数字域, 如果能由测量系统畸变的输出, 通过信号恢复处理, 反演真实被测信号, 这就相当于扩展了低频频响范围。从而, 可以降低对测量系统特性的要求, 减轻传感器设计的压力。

由系统的输出及系统特性反演系统的输入, 这就是信号恢复问题。不考虑

噪声影响,能够获得唯一确定解。信号恢复方法无外有时域、Z域与频域三种。

时域恢复涉及求解如下的卷积方程:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (1-7)$$

其中, * 表示卷积运算。在离散域,时域恢复将演化为线性方程组的求解,研究表明,时域恢复的主要问题是误差积累^{[22][23]}。我们将在第四章详细讨论有关问题。

频域恢复实际上就是按下式反演输入:

$$X(j\omega) = Y(j\omega) / H(j\omega) \quad (1-8)$$

频域恢复的主要问题是:在系统零点附近及系统频响函数幅度很小的频段,信号严重衰减,信噪比差,且恰恰此频段作恢复处理时需要高分贝放大,导致解的病态^{[24][25]}。

针对地震式速度传感器,零点对应直流分量。此时恢复处理的关键问题是如何在低频段有效地抑制低频漂移与低频噪声的影响,反演低频信息。

文献[26]利用频域恢复技术,由地震检波器畸变的输出反演地面真实振动,从而相当于扩展检波器的低频频响范围。处理中,过低或过高频段信号,因信号弱,信噪比差,不得不予以舍弃。即便如此,通过恢复处理仍然获得了较原检波器可测频率范围更宽的频带的信息。在地震观测领域中,由地震检波器输出反演地面真实振动已成为地震科学的一个重要内容^{[27][16]}。

如前所述,信号恢复处理的主要困难是受噪声影响时表现出病态特性。因此,应用信号恢复技术展宽传感器频响范围的关键就是如何抑制噪声的影响。此时,信号恢复问题实际上常演化为求取某种意义下的最优估计。国内外学者针对信号恢复的不适定问题研究并发展了一些方法,如最小平方反卷积^{[28][29]}、 L_p 最小范数反演^{[30][31][32]}、及最大熵反演^{[33]~[36]}等。针对具体问题,往往能对信号部分特征有先验认识,为此, *Schafer* 等人发展了一些引入先验信息作为约束条件的信号恢复技术^{[37]~[46]}。本论文将以克服信号反演中的病态问题作为突破口,并针对瞬态信号研究有效的噪声抑制方法,从而,为利用信号恢复技术来扩展传感器的低频频响范围奠定基础。

§ 1.4 课题的产生与主要研究内容

1. 课题的确立

低频绝对振动测量技术一直是工程测量的难题。各类振动传感器反映振动位移时都存在有限低频响应,迄今尚无一个比较理想的测试手段。

我们教研组自“七·五”、“八·五”以来针对低频绝对振动测量开展了深入的研究,研制成功输出特性固有频率低至0.5Hz的DP型地震式低频振动传感器。DP型地震传感器采用固有频率较高(如10Hz)的地震检波器拾取振动,

系统输出特性取决于串联校正电路,因而,传感器性能稳定、耐冲击,同时具有很好的低频特性。

在工程实践中,常需要能够实现对更低频率振动的测量。对于持续时间较长的低通型瞬态信号(如桥梁动挠度),甚至需要测量系统工作频带从直流开始。现有水平的DP传感器显然不能满足这一类工程测量的需要。如何进一步扩展DP传感器低频测量范围,以及,如何利用现有水平的DP传感器,结合信号恢复技术,测量频谱范围更宽一些的激励信号,从而相当于扩展DP传感器的工作频带,这将对工程测量具有十分重要的意义。本文确立以此具有广泛应用背景的工程难题作为研究课题,研究DP传感器低频频响扩展的数字校正技术,并重点针对时限信号研究恢复方法。

2. 课题的研究目的与难点

通过模拟校正技术进一步降低输出特性固有频率将受到校正电路低频噪声与低频漂移的制约。现有水平的DP传感器测量低至零点几赫兹的低频振动,其输出必将畸变。为此,本课题提出结合信号恢复处理的低频振动测量方法,通过信号恢复处理来扩展DP传感器的低频频响范围,从而为低频振动测量提供一类处理手段。

时限信号对幅度与相位的不失真测量要求严格,时限信号测量一直是振动测量的难题。桥梁动挠度信号是一类持续时间较长的低频瞬态振动信号(长达数秒至上百秒),决定其形状与峰值的频谱很低,因此涉及极低频率绝对振动的测量。现有水平的惯性传感器低频特性显然不能满足要求,其测量结果必然是波形形状畸变,得不到准确的振动峰值。利用信号恢复技术反演信号畸变的频谱,同时,充分利用时限信号的已知特性,将有利于抑制噪声影响,从而有可能获得满意的恢复结果。本课题将针对时限振动信号的测量问题研究信号恢复方法,研究并发展噪声下信号重构技术,为动挠度信号测量这一工程难题提供有效、便捷的手段。更为有意义的是,本课题的研究为瞬态信号测量开辟了一条新路。

DP传感器的零点对应着直流分量,此时,按式(1-8)恢复信号将面临 $\frac{0}{0}$ 不定型问题,且低频噪声与低频漂移的影响将导致恢复结果的病态。如何有效地抑制低频噪声对恢复结果的影响将是本课题的难点,也是本方案能否应用于实际低频振动测量的关键。

3. 课题的主要研究内容

本论文将以低频绝对振动测量为线索展开讨论。主要内容是:

- (1). 研究DP型地震式低频振动传感器的低频频响扩展原理, 探讨DP传感器对瞬态激励的响应, 及因传感器有限低频响应引起的信号畸变问题;
- (2). 探讨如何由DP畸变的输出反演真实被测信号, 研究含零点系统的信号恢复处理方法及恢复处理的不适定问题;
- (3). 研究噪声下信号恢复的最优估计问题, 提出并探讨应用约束最小平方卷积反演技术恢复桥梁动挠度类瞬态信号的处理方法;
- (4). 针对DP型传感器研究瞬态信号频谱重构的有关理论与方法;
- (5). 针对用DP型传感器测量桥梁动挠度信号的恢复处理, 研究引入约束信息的信号重构技术。

§ 1.5 本论文结构安排

全文章节安排如下:

第二章讨论DP型地震式低频振动传感器的原理, 分析进一步扩展传感器低频测量范围所面临的问题, 从理论与实验两方面研究DP对瞬态激励的响应, 讨论DP传感器有限低频响应引起的信号畸变问题。

第三章讨论DP型传感器在工程实践中的应用, 给出并分析DP应用于桥梁检定试验的振动测试结果。

第四章探讨应用信号恢复理论校正DP型传感器动态特性的原理与方法, 研究含零点系统的信号恢复方法, 并针对DP型传感器给出简单有效的恢复算法。

第五章探讨DP输出信号恢复处理的病态问题, 此时, 信号恢复问题转化为某种意义下的最优估计问题。本文讨论基于控制反演结果与真实输入之间误差能量最小和控制系统对反演结果的仿真响应与系统实际输出之间误差能量最小的两种设计准则。针对瞬态信号研究约束最小平方卷积反演的有关算法, 给出DP实际输出信号的处理结果。

第六章探讨瞬态信号重构原理。针对DP测量瞬态信号的低频失真问题研究低频频谱重构的迭代算法, 讨论算法的收敛问题, 及噪声对迭代结果的影响, 提出并研究约束重构算法。

第七章研究桥梁动挠度信号的波形特征, 探讨应用DP测量动挠度的信号处理方法, 提出并研究利用动挠度信号波形特征的约束重构算法。实践表明, 约束重构结果是令人满意的。

第八章全文总结。

第二章 地震式低频振动传感器的研究

磁电式地震检波器是工程中常用的一种速度型地震式传感器，具有二阶高通特性，电压输出对于振动速度输入的归一化传递函数为：

$$G_0(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2-1)$$

其中， ξ_0 为阻尼， ω_0 为固有角频率。

一般地讲，可测频率范围高于传感器固有频率。目前，工程测量用地震检波器，机械结构固有频率一般不低于4Hz。

DP型地震式低频振动传感器是一种新型的低频绝对振动传感器。在杨立志博士的工作^[17]中，将机械固有频率较高的磁电式地震检波器（固有频率10Hz），经过低频校正电路，使其输出特性的固有频率降为原检波器的 $\frac{1}{20}$ ，即相当于0.5Hz。DP型传感器既保持了原检波器的部分特点，如抗冲击、耐振、高稳定度等，还具有良好的低频输出特性。

本章首先对DP传感器低频频响扩展原理展开讨论，分析利用电子校正技术进一步降低传感系统输出特性固有频率的限制。本章还将分别从理论与实验两方面研究DP传感器对瞬态激励的响应，探讨DP传感器有限低频响应问题。

§ 2.1 DP型地震式低频振动传感器低频频响扩展原理

本节将针对DP型地震式低频振动传感器的低频频响校正原理展开讨论，分析传感器的频响特性。

DP型地震式低频振动传感器，将机械固有频率较高的磁电式地震检波器，经过一个低频校正电路，使其输出特性的固有频率得到降低。

如第一章所述，电路校正可有反馈校正与串联校正两种形式。对于二阶高通环节，反馈校正降低固有频率的同时，也降低了阻尼。为使校正后系统输出特性保持合适的阻尼，往往要预先增大原检波器的阻尼。比如给磁电式地震检波器并联一个电阻，调节电磁阻尼，就可以增大检波器的阻尼。但是，这种校正过程，对原本因检波器频率特性已受到衰减的频率分量又先作衰减，然后放大，影响信噪比。此外，对于二阶高通环节，低频信号的相位存在畸变，零频附近相位差近于180°，造成低频的负反馈演变为正反馈，容易振荡。这是高

阶环节反馈校正普遍存在的问题。目前,地震式低频振动传感器采用串联校正方法,设计一个物理上可以实现的补偿环节 $C(s)$,形如式(2-2):

$$C(s) = \frac{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (2-2)$$

经过补偿环节校正后,输出特性仍呈二阶高通特性,其归一化传递函数为:

$$G_1(s) = G_0(s)C(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (2-3)$$

设计补偿环节 $C(s)$,使得 $\omega_1 < \omega_0$, ξ_1 取最佳阻尼,校正后系统输出特性的固有频率得到降低,从而达到扩展传感器低频可测频率范围,校正传感器动态特性的目的。原地震检波器的机械固有频率较高,机械结构稳定,具有良好的抗干扰、抗冲击性能。校正后系统输出特性的固有频率完全取决于所串联的校正电路。因此,DP传感器既保持了原地震检波器的有关特点,还具有良好的低频输出特性,是一种性能高度稳定的新型地震式低频振动传感器^[49]。

对于形如式(2-2)的补偿环节,可以展开成:

$$C(s) = 1 + \frac{K_1\omega_1^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} + \frac{K_2\omega_1s}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \quad (2-4)$$

$$\text{其中, } K_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} - 1, \quad K_2 = \frac{2(\xi_0\omega_0 - \xi_1\omega_1)}{\omega_1}.$$

当 $\omega_1 < \omega_0$, 且 $\xi_1\omega_1 < \xi_0\omega_0$ 时, K_1 与 K_2 都大于零。因此,校正环节可以由低通环节、带通环节与全通环节并联实现。通过调节这三个环节增益的比例关系,使得补偿环节的零点与原检波器的极点一一对消,系统输出特性便具有式(2-3)的二阶高通形式。补偿环节的原理框图如图2.1所示。

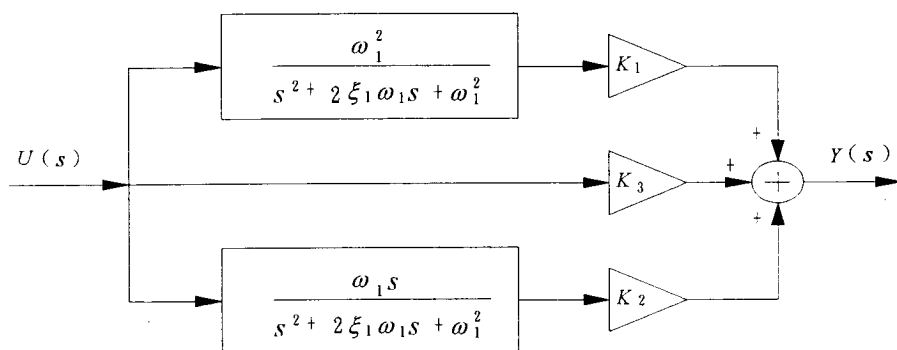


图2.1 补偿环节原理框图

补偿后,固有频率得到降低。系统电压输出反映振动速度输入的归一化传递函数仍然形如式(2-1)。

在低频振动中常对振幅感兴趣。为此,将速度输出信号进行一次积分。但纯积分会导致零漂的积累,是难以实现的。因此常以一阶惯性环节替代积分。此外,实际电路中还有隔直环节。输出反映振幅的实际DP型地震式位移传感器的原理框图如图2.2所示。

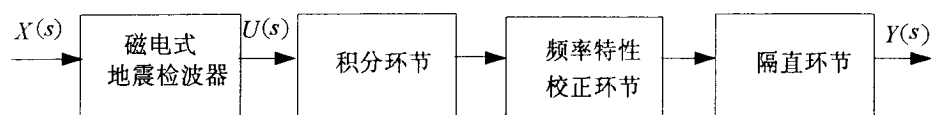


图2.2 DP型地震式低频振动位移传感器原理框图

DP位移传感器信号调理的原理电路(含积分、低频补偿、隔直环节)见文献[17],如图2.3所示。

图中, IC_2 等构成低通放大电路,具有传递函数:

$$\frac{\frac{R_{23} + R_{24}}{R_{21}R_{22}R_{23}C_{21}C_{22}}}{s^2 + \left(\frac{1}{R_{21}C_{21}} + \frac{1}{R_{22}C_{21}} - \frac{R_{24}}{R_{22}R_{23}C_{22}}\right)s + \frac{1}{R_{21}R_{22}C_{21}C_{22}}}$$

IC_3 等构成带通放大器电路,具有传递函数:

$$\frac{\frac{R_{34} + R_{35}}{R_{31}R_{34}C_{31}}s}{s^2 + \left(\frac{1}{R_{31}C_{31}} + \frac{1}{R_{33}C_{31}} + \frac{1}{R_{33}C_{32}} - \frac{R_{35}}{R_{32}R_{34}C_{31}}\right)s + \frac{R_{31} + R_{32}}{R_{31}R_{32}R_{33}C_{31}C_{32}}}$$

希望得到的固有频率与阻尼,取决于以上两个传递函数的分母,即电路中相应的阻容元件。

IC_4 等构成加法放大器电路。调整电阻 R_{41} 、 R_{42} 和 R_{43} ,可以改变电路对低通、带通和全通三个环节输出信号的放大倍数,从而实现补偿环节的零点与原传感器极点的对消。

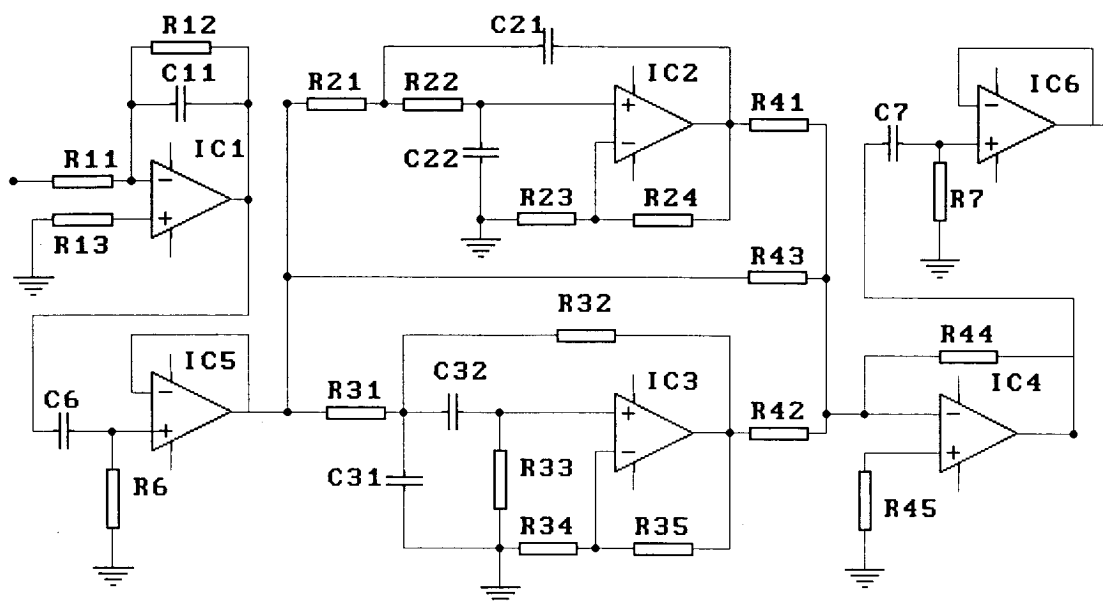


图2.3 DP型位移传感器的信号调理电路

积分环节由 IC_1 和 R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 C_{11} 等构成的积分放大电路实现。由于积分环节是临界不稳定环节，实际上，用一惯性环节代替。该环节的传递函数为

$-\frac{R_{12}}{R_{11}} \cdot \frac{1}{1+R_{12}C_{11}s}$ ，积分时间常数为 $\tau_i = R_{12}C_{11}$ 。此外，为了抑制低频噪声与漂移的影响，引入了两个一阶隔直环节，分别由 R_6 、 C_6 及 R_7 、 C_7 构成。该环节的

传递函数为 $\frac{RCs}{1+RCs}$ ($R=R_6=R_7$, $C=C_6=C_7$)，隔直时间常数为 $\tau_d = RC$ 。积分时间常数和隔直时间常数的选择对传感器的频率特性是有影响的，在§2.3我们将予以讨论。

DP型地震式低频振动位移传感器输出 $Y(s)$ 对于振动位移输入 $X(s)$ 的归一化传递函数为：

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1s + \omega_1^2} \cdot \frac{\tau_i \cdot s}{1 + \tau_i \cdot s} \cdot \left(\frac{\tau_d \cdot s}{1 + \tau_d \cdot s} \right)^2 \quad (2-5)$$

图2.4的曲线2为DP型位移传感器的归一化幅相频率特性（校正后输出特

性固有频率0.5Hz, 阻尼0.65, 积分、隔直时间常数2.2s)。

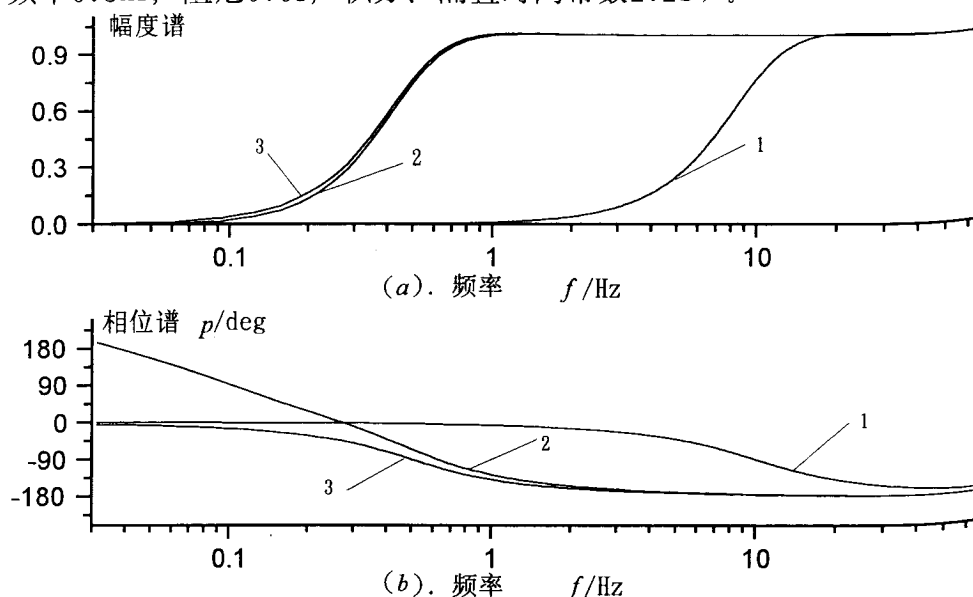


图2.4 地震检波器校正前后幅相频率特性(归一化)

(a). 幅频特性 (b). 相频特性

图2.4的曲线1和曲线3分别为固有频率10Hz与0.5Hz(阻尼均为0.65)的二阶高通环节幅相频率特性。

比较图2.4的曲线2和3, 受一阶惯性环节与隔直环节时间常数的影响, 校正后输出特性固有频率0.5Hz附近及低于0.5Hz的频段, 曲线2的幅度衰减稍大。对应相频曲线, 固有频率0.5Hz以上的工作频段相角为 -180° , 曲线3的0.5Hz相移为 -90° , 曲线2的0.5Hz相移则达到 -65° (实际DP传感器经 180° 倒相, 工作频段相角为 0°)。

如果测量信号对相位要求不高, 此时, 积分与隔直环节的影响并不大。但若测量对于相位失真要求高的信号(如低频瞬态信号), 因积分、隔直环节的影响, 波形将发生畸变。为此, 积分、隔直环节时间常数应选择更大一些。

§ 2.2 用模拟网络扩展地震检波器低频测量范围的限制

在§ 2.1我们讨论了用模拟网络扩展磁电式地震检波器低频测量范围的原理。通过串联一个补偿环节, 获得性能稳定度高的低频绝对振动传感器。目前, 选用固有频率10Hz的地震检波器, 经校正后, 系统输出特性的固有频率可以降低为0.5Hz或0.25Hz。工程中, 低频振动测量具有广阔的应用背景。第一章所述, 高层建筑的振动, 列车通过时桥梁的动载变形或振动等, 都涉及到低

频振动测量, 并且希望传感器能够反映更低频率的振动。本节讨论进一步扩展传感器低频测量范围所面临的一些问题。

§ 2.2.1 用串联校正技术降低系统输出特性固有频率的限制

在 § 2.1 中, 我们讨论了 *DP* 传感器的低频校正电路。补偿环节由低通环节、带通环节及全通环节并联而成。低通环节增益 K_1 及带通环节增益 K_2 分别

为: $K_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2} - 1$, $K_2 = \frac{2(\xi_0\omega_0 - \xi_1\omega_1)}{\omega_1}$ 。其中, ω_0 、 ξ_0 为原检波器的固有

角频率和阻尼。 ω_1 、 ξ_1 为校正后输出特性的固有角频率和阻尼。对于低频扩展而言, 一般选择低通环节增益大于带通环节的增益, 为此, 分析低通环节即可说明问题。

若要求输出特性固有频率降低为原检波器固有频率的 $\frac{1}{50}$, 即 $\eta = \frac{\omega_1}{\omega_0} = \frac{1}{50}$,

低通环节增益为 $K_1 = 2500$; 若取 $\eta = \frac{1}{100}$, 则低通增益为 $K_1 = 10^4$ 。输出特性固

有频率相对于原检波器固有频率的比值 η 越小, 低通环节的增益相应就越高, 导致校正电路严重的低频漂移与低频噪声。因此, 用模拟网络校正地震检波器的频率特性, 输出特性固有频率的降低是有限的, 一般降至原检波器固有频率

的 $\frac{1}{20} \sim \frac{1}{50}$ 比较合适。

此外, 进一步降低输出特性固有频率取决于校正电路中的低通环节与带通环节的固有频率。要求选用元件值更大的阻容元件, 大电容的体积大、稳定性差。电路不易实现。

目前, 选用固有频率 4Hz 的地震检波器, 并选用性能优良的运算放大器, 可以获得固有频率低至 0.1Hz 的输出特性。

§ 2.2.2 *DP* 型地震式传感器对低频振幅的分辨能力

磁电式地震检波器, 经电路校正, 得到输出特性固有频率低的 *DP* 传感器。由于原检波器对低频信号的衰减, 以及受校正电路输入噪声制约, *DP* 对低频振幅的分辨力是有限的。

考察具有二阶高通特性的磁电式地震检波器，电压输出对于振动速度输入的传递函数为：

$$H_o(s) = \frac{U(s)}{\dot{X}(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + 2\xi_0\omega_0s + \omega_0^2} \quad (2-6)$$

其中， K 为标称灵敏度(mV/mm/s)， ξ_0 为阻尼， ω_0 为固有角频率。固有频率附近及低于固有频率的振动分量，幅值衰减、相位畸变。

若频率为 ω 的振动位移幅值为 X_m ，则磁电式地震检波器电压输出的幅值 U_m 为：

$$U_m = \frac{K\omega^3 X_m}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\xi_0\omega_0\omega)^2}} \quad (2-7)$$

如果输入信号频率远低于传感器固有频率，近似有：

$$U_m = \frac{K\omega^3 X_m}{\omega_0^2} \quad (2-8)$$

表明电压输出幅值与输入信号频率的三次方、振动位移幅值成正比。显然，频率越低，输出的衰减越严重。

表2-1给出了振动位移幅值 $X_m=1\mu\text{m}$ 时，磁电式地震检波器输出电压幅值与频率的理论关系（地震检波器标称灵敏度为30mV/mm/s，固有频率10Hz，阻尼0.65）。

表2-1 磁电式地震检波器电压输出幅值与信号频率的理论关系（振幅 $1\mu\text{m}$ ）
（固有频率10Hz，标称灵敏度30mV/mm/s，阻尼0.65）

频率(Hz)	电压(μV)	频率(Hz)	电压(μV)
0.1	0.002	1.0	1.890
0.2	0.015	2.0	15.239
0.3	0.051	3.0	52.006
0.4	0.121	4.0	124.693
0.5	0.236	5.0	245.317
0.6	0.408	6.0	422.650
0.7	0.647	7.0	657.922
0.8	0.967	8.0	941.301
0.9	1.377	9.0	1253.101

选用性能优良的运算放大器芯片,校正电路输入级噪声相当于 $0.1\mu\text{V}$ 。对于 0.4Hz 的振动信号,地震检波器理论输出为 $0.12\mu\text{V}$,已与后续校正电路输入级噪声同量级。此时,校正后系统尚可达到微米级分辨率。对于 0.2Hz 的振动,地震检波器理论输出只有 $0.015\mu\text{V}$, DP 只能分辨振幅 $10\mu\text{m}$ 的振动。对于 0.1Hz 的振动,则只能分辨振幅 0.05mm 的振动。

提高 DP 传感器对低频振动的分辨力,只能有两个途径。一是选用性能优良的芯片,优化电路,降低输入级噪声。另一途径是选用灵敏度高一些,固有频率低一些的地震检波器,增强检波器输出,从而提高 DP 对低频振动振幅的分辨力。但工程测量用磁电式地震检波器,如前所述,因体积、稳定性及抗干扰能力等因素的制约,固有频率一般不低于 4Hz 。因此,进一步提高 DP 传感器对低频振幅的分辨力是有限的。

§ 2.3 DP 型地震式低频振动传感器对瞬态激励的响应

瞬态过程是一种非周期确定性过程,以过程的突发性和持续时间较短为其基本特征。瞬态信号作为时限的能量有限信号,具有宽广的连续频谱,理论上从零赫兹至无穷。

瞬态信号频率成份丰富,因而对测量系统有十分严格的要求。不仅要求测量系统在较宽的频率范围内幅值特性保持水平,同时,还要求相频特性在足够宽的范围内保持线性。

DP 型传感器具有高通特性,测量低频瞬态振动,输出信号将存在畸变。

本节针对 DP 传感器测量低频瞬态信号展开讨论,分析 DP 有限低频响应引起的波形失真问题。

由式(2-5)可以看到, DP 位移传感器实际上等效于一个二阶高通环节与三个一阶高通环节的串联。我们首先分析几种典型瞬态信号的频谱分布,随后分别讨论一阶高通环节与二阶高通环节对几种典型瞬态激励的响应,分析高通环节有关参数选择对瞬态信号测量的影响。然后,讨论 DP 型位移传感器的脉冲响应函数及 DP 对几种瞬态激励的响应。

§ 2.3.1 典型瞬态信号的频谱结构

图2.5给出了几种典型瞬态信号的时域波形与频谱^[50],几种瞬态单位脉冲定义为:

(a) 半正弦脉冲: 时域 $x(t) = \begin{cases} \sin(\omega t) & , 0 \leq t < T \\ 0 & , t < 0, t \geq T \end{cases}, T\omega = \pi$

幅度谱 $|F(\omega)| = \frac{2T}{\pi} \cdot \left| \frac{\cos \frac{\omega T}{2}}{\left[1 - \left(\frac{\omega T}{\pi}\right)^2\right]} \right|$

(b) 矩形脉冲 (方波): $x(t) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq t < T; \\ 0 & , t < 0, t \geq T \end{cases}$

幅度谱 $|F(\omega)| = \frac{2}{\omega} \left| \sin\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|$

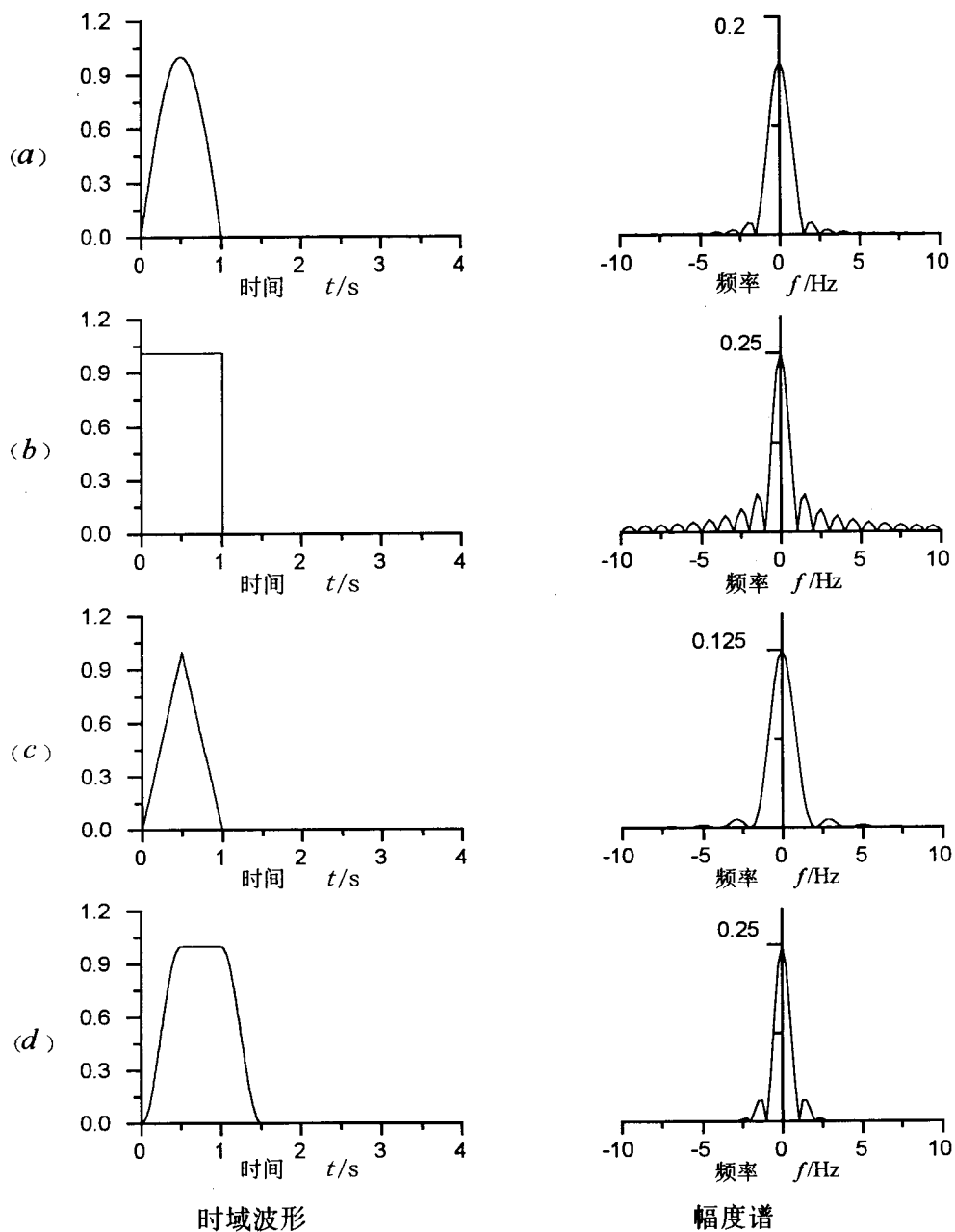
(c) 三角脉冲: 时域 $x(t) = \begin{cases} 2t/T & , 0 \leq t < T/2; \\ 2(T-t)/T & , T/2 \leq t < T; \\ 0 & , t < 0, t \geq T. \end{cases}$

幅度谱 $|F(\omega)| = \frac{8}{\omega^2 T} \sin^2\left(\frac{\omega T}{4}\right)$

(d) 升余弦滚降脉冲: 令滚降系数为 k , 且: $t_0 = \frac{kT}{2}$, $t_3 = \frac{T}{2} + t_0$, 时域为:

$$x(t) = \begin{cases} 0.5(1 - \sin \frac{\pi(t - 0.5T + t_3)}{kT}) & , 0 \leq t \leq 2t_0; \\ 1 & , 2t_0 < t \leq T; \text{ 其他: } x(t) = 0 \\ 0.5(1 - \sin \frac{\pi(t - 0.5T - t_3)}{kT}) & , T < t \leq T + 2t_0. \end{cases}$$

幅度谱 $|F(\omega)| = T \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \frac{\cos(\omega T k/2)}{[1 - (\omega T k/\pi)^2]} \right|$



时域波形

幅度谱

(a)半正弦脉冲 (b)矩形脉冲(方波)
(c)三角脉冲 (d)升余弦滚降脉冲

(注: 图2.6与图2.7中的脉冲编号与此相同)

图2.5 几种典型的瞬态信号

这几种信号都是低通型的瞬态信号, 低频丰富。理论上频谱无限, 实际上基本集中于直流至 $10/T$ 以下的频段。

图2.6与图2.7反映了截去部分频谱对这几种瞬态信号波形的影响。设瞬态信号持续时间 T ，在图2.6中，截去 $\frac{10}{T}$ 以上的高频成分，对波形的影响很小。只有矩形脉冲表现出明显的吉布斯抖动效应。

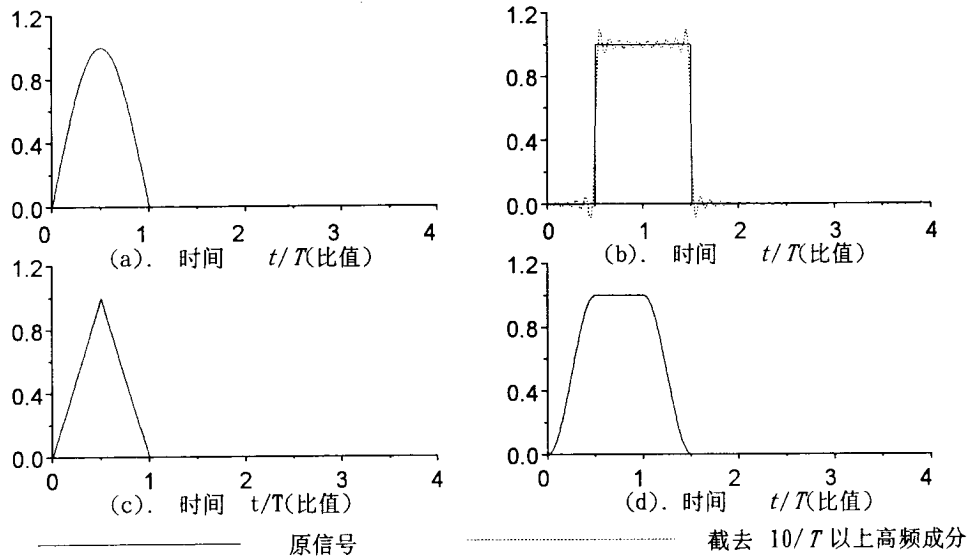


图2.6 截去 $10/T$ 以上高频频谱对瞬态信号波形的影响

在图2.7中，截去信号 $2/T$ 以上的高频频谱，波形明显畸变。

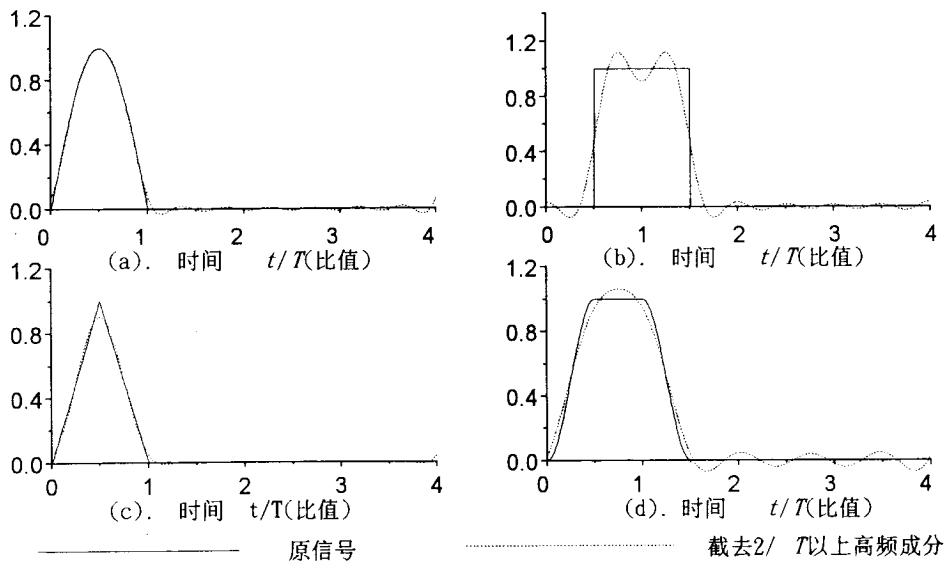


图2.7 截去 $2/T$ 以上高频频谱对瞬态信号波形的影响

§ 2.3.2 高通环节对瞬态信号的响应

瞬态信号频谱具有低通型结构, 经过高通环节, 波形将发生畸变。

(1) 一阶高通环节对瞬态信号的响应

一阶高通环节 $H_1(s)$ 的时间常数为 τ , 有:

$$H_1(s) = \frac{\tau s}{1 + \tau s} \quad (2-9)$$

设瞬态信号持续时间为 T , 相对于一阶高通环节时间常数 τ 的比值为 β , $\beta = \tau/T$ 。图2.8给出对应不同比值 β , 一阶高通环节对瞬态信号的响应。

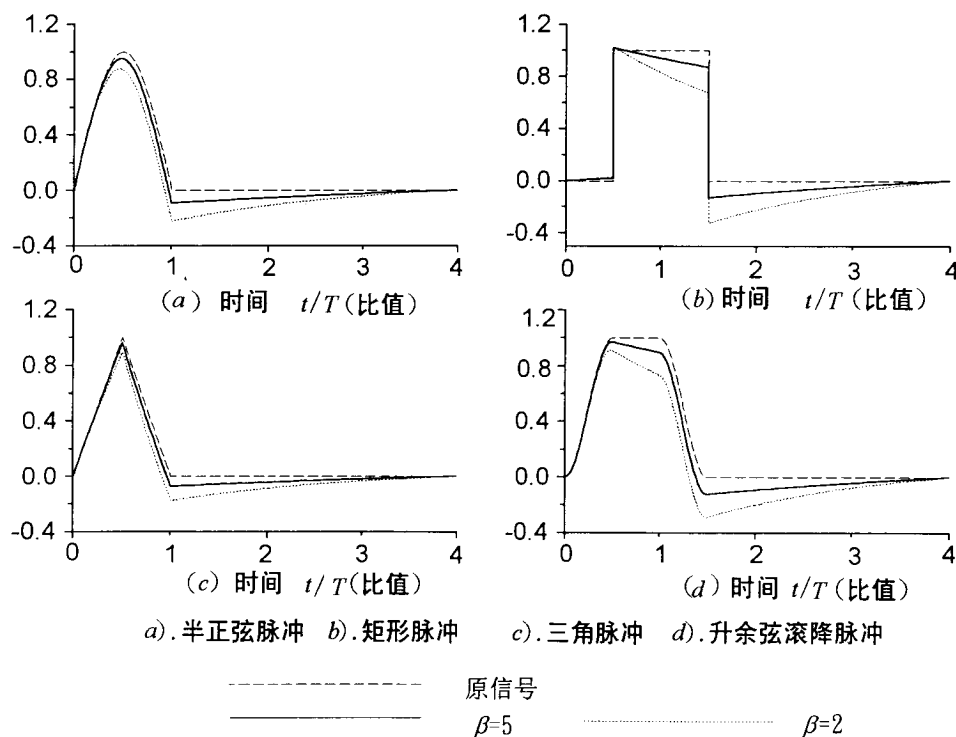


图2.8 一阶高通环节对瞬态信号的响应

一阶高通环节 $H_1(s)$ 的脉冲响应函数为:

$$\begin{aligned}
 h_1(t) &= \delta(t) - \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \\
 &= \delta(t) - h_1'(t)
 \end{aligned} \quad (2-10)$$

信号 $x(t)$ 经过一阶高通环节后, 输出为 $y(t)$, 有:

$$y(t) = x(t) - x(t) * h_1'(t) \quad (2-11)$$

其中, “*” 表示卷积。

显然, $x(t) * h_1'(t)$ 部分将引起输出畸变。

当 $\beta=5$, 即一阶高通环节时间常数为被测半正弦脉宽的5倍时, 响应与原信号波形逼近, 峰值相对误差小于5%, 时间常数越大, 误差越小。为此, 对于DP型地震式低频振动位移传感器来说, 积分时间常数与隔直时间常数应选择足够大, 以满足瞬态振动测量的要求。

(2) 二阶高通环节对瞬态信号的响应

对于形如式(2-1)的二阶高通环节 $H_2(s)$, 即:

$$H_2(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi_1\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (2-12)$$

ω_1 为固有角频率, ξ_1 为阻尼

脉冲响应与阻尼 ξ_1 有关。DP型地震式低频振动传感器的阻尼一般选择在最佳阻尼附近。因此, 我们只讨论 $\xi_1 < 1$ 的情形。

将式(2-12)变换如下:

$$H_2(s) = 1 - \frac{2\xi_1\omega_1(s + \xi_1\omega_1)}{(s + \xi_1\omega_1)^2 + (\omega_1\sqrt{1-\xi_1^2})^2} - \frac{(1-2\xi_1^2)\omega_1^2}{(s + \xi_1\omega_1)^2 + (\omega_1\sqrt{1-\xi_1^2})^2} \quad (2-13)$$

二阶高通环节脉冲响应函数为:

$$h_2(t) = \delta(t) - h_2'(t)$$

其中:

$$h_2'(t) = 2\xi_1\omega_1 e^{-\xi_1\omega_1 t} \cos(\omega_1 t \sqrt{1-\xi_1^2}) + \frac{1-2\xi_1^2}{\sqrt{1-\xi_1^2}} \omega_1 e^{-\xi_1\omega_1 t} \sin(\omega_1 t \sqrt{1-\xi_1^2}) \quad (2-14)$$

信号 $x(t)$ 经过二阶高通环节, 输出 $y(t)$ 为:

$$y(t) = h_2(t) * x(t) = x(t) - h_2'(t) * x(t) \quad (2-15)$$

其中, $h_2'(t) * x(t)$ 将引起波形畸变。

设 T_1 为二阶高通环节的无阻尼固有周期, $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$ 。令 $\beta = \frac{\omega}{\omega_1} = \frac{T_1}{T}$, 表示二

阶高通环节无阻尼固有周期与瞬态信号脉宽之比。

图2.9给出阻尼为0.65, 不同固有频率二阶高通环节对瞬态信号的响应。

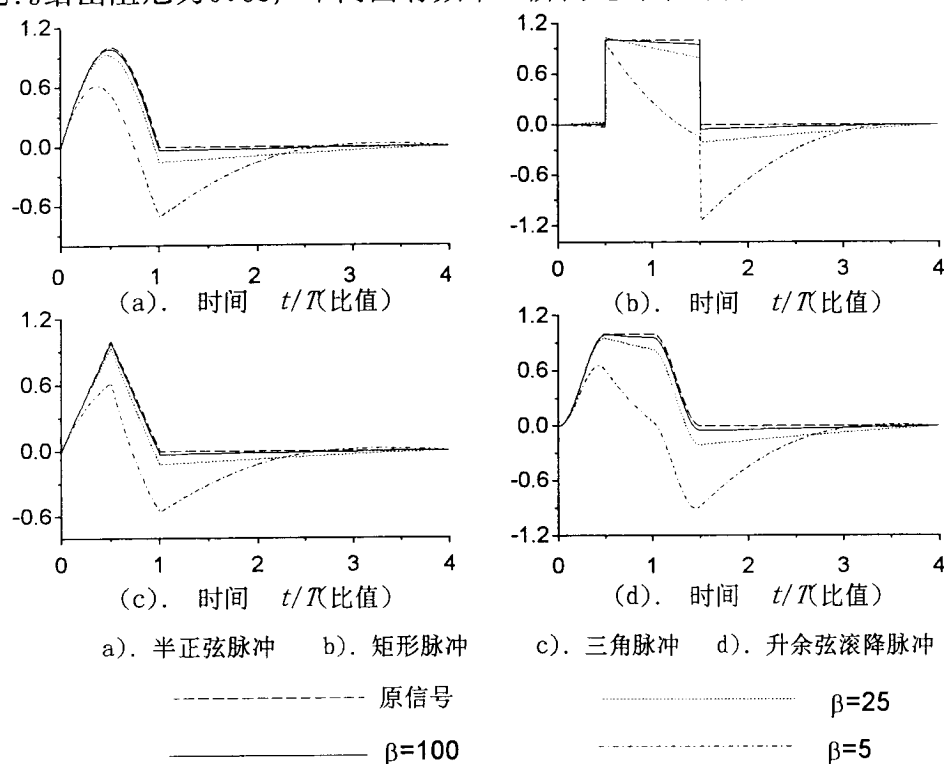


图2.9 二阶高通环节对瞬态信号的响应

由图2.9可以看到, 比值 β 越大, 即二阶高通环节固有频率越低, 其输出与原波形越相似, 峰值相对误差越小。 β 至少大于25, 才能保证响应与原波形充分逼近, 峰值相对误差小于5%。这也就是说, 对于持续时间1s的瞬态信号, 二阶高通环节固有频率至少应低于0.04Hz, 才能保证输出与原波形相似, 峰值测量误差小于5%。

§ 2.3.3 DP型地震式低频振动位移传感器的脉冲响应

DP位移传感器的归一化传递函数如式(2.5), 它由一个二阶高通环节和三个一阶高通环节串联而成。两个隔直环节, 选择了相同的时间常数。式(2-5)的DP归一化传递函数可表达为:

$$H(s) = H_2(s) \cdot H_i(s) \cdot H_d(s) \quad (2-16)$$

其中, $H_2(s)$ 为二阶高通环节, 形如式(2-12);

对于积分时间常数为 τ_i 、隔直时间常数为 τ_d , 有:

$$H_i(s) = \frac{\tau_i \cdot s}{1 + \tau_i \cdot s}; \quad H_d(s) = \left(\frac{\tau_d \cdot s}{1 + \tau_d \cdot s} \right)^2$$

DP的脉冲响应函数为:

$$h(t) = h_2(t) * h_i(t) * h_d(t) \quad (2-17)$$

其中:

(1). $h_2(t) = \delta(t) - \dot{h}_2'(t)$, 且, $\dot{h}_2'(t)$ 形如式(2-14);

(2). $h_i(t) = \delta(t) - \dot{h}_i'(t)$, 且:

$$\dot{h}_i'(t) = \frac{1}{\tau_i} e^{-\frac{t}{\tau_i}} \quad (2-18)$$

(3). $h_d(t) = \delta(t) - \dot{h}_d'(t)$ 且:

$$\dot{h}_d'(t) = \frac{t - 2\tau_d}{\tau_d^2} e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad (2-19)$$

从而

$$\begin{aligned} h(t) &= \delta(t) + h_i(t) + h_2(t) + h_d(t) + h_i(t) * h_2(t) \\ &\quad + h_2(t) * h_d(t) + h_d(t) * h_i(t) + h_i(t) * h_2(t) * h_d(t) \quad (2-20) \\ &= \delta(t) + \dot{h}'(t) \end{aligned}$$

脉冲响应函数 $\dot{h}'(t)$ 示于图2.10 (固有频率0.5Hz, 阻尼0.65, 积分时间常数2.2s, 隔直时间常数2.2s)

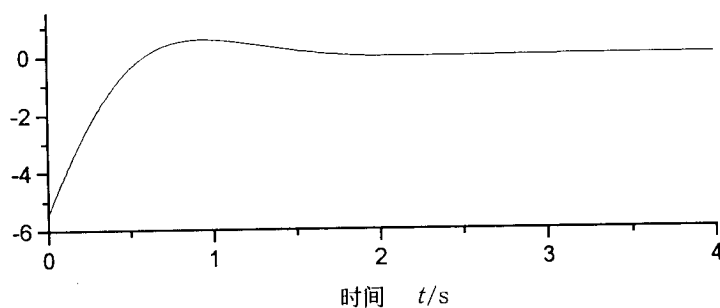


图2.10 脉冲响应函数 $\dot{h}'(t)$

对于输入 $x(t)$, 时域输出为 $y(t)$, 有:

$$y(t) = x(t) + \dot{h}'(t) * x(t) \quad (2-21)$$

显然, $\dot{h}'(t) * x(t)$ 部分将引起输出畸变。

§ 2.3.4 DP型位移传感器对瞬态激励响应的研究

本小节, 我们将通过模拟实验, 研究DP型位移传感器对实际瞬态激励的响应。并结合数字仿真, 探讨波形畸变的机理。

(1). 模拟实验介绍

图2.11是模拟实验框图

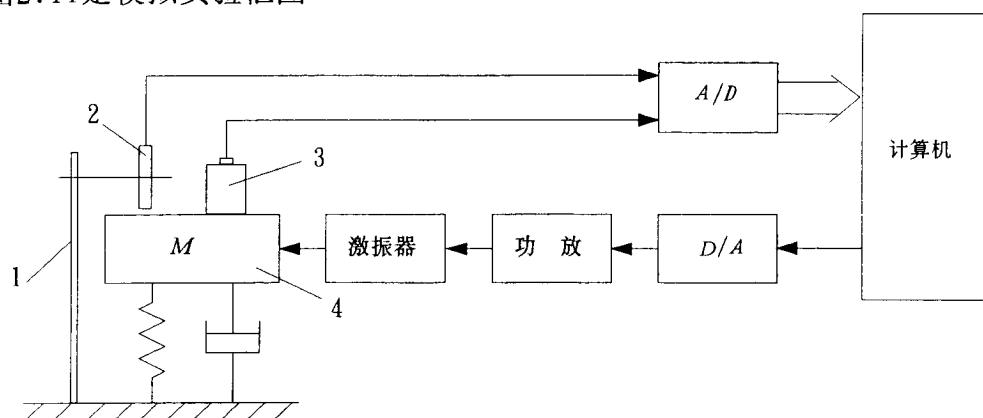


图2.11 模拟实验框图

1. 电涡流传感器支持架 2. 电涡流传感器
3. DP型地震式低频振动传感器 4. 振动台台体

实验中, 由计算机产生所需研究的信号, 经D/A变换成模拟信号, 再经过功率放大, 激励电动式振动实验台。由电涡流式位移传感器和DP位移传感器同时拾取台体的振动。采用12位A/D采样板。功放为GF20-2型直流功率放大器。可以对从直流至20kHz的频率作功率放大。电动式振动实验台采用JZQ-2型永磁激振器。

(2). 实验结果研究

图2.12为摄像法给出的实际列车过桥梁体动态变形信号。由计算机产生图2.5及图2.12所示的几种瞬态信号, 激励振动台。电涡流传感器和DP型位移传感器拾取台体振动的测试结果如图2.13所示。

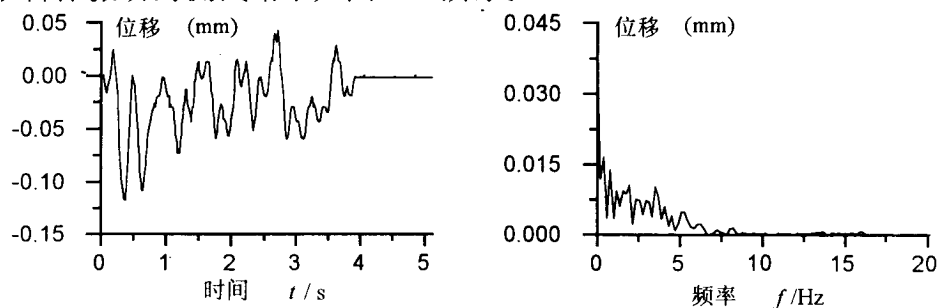


图2.12 列车过桥梁体动态变形信号

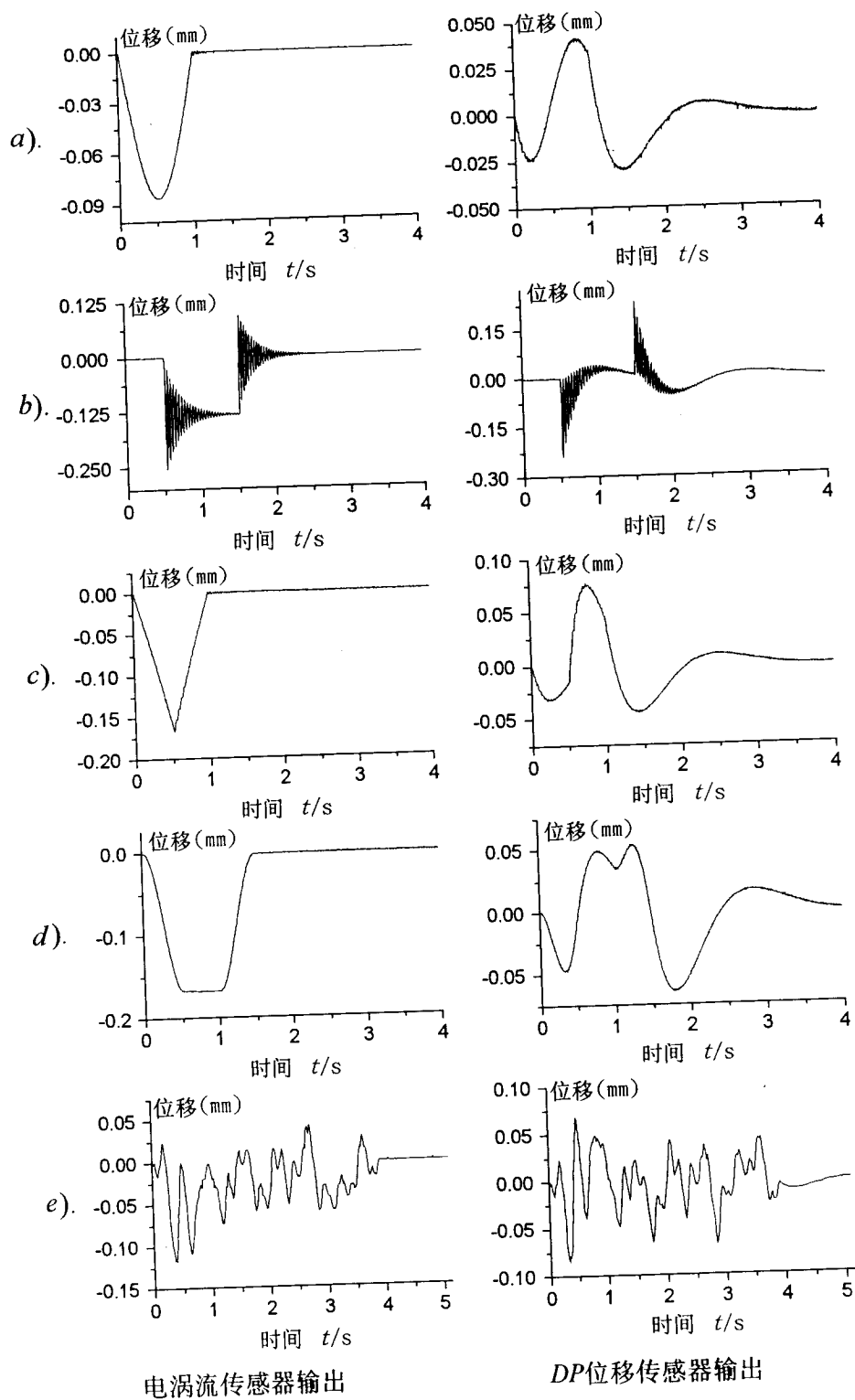


图2.13 实测台体振动信号

(a. 半正弦脉冲, b. 矩形脉冲, c. 三角脉冲, d. 升余弦滚降脉冲, e. 桥梁动挠度)

电涡流传感器是低通型相对式振动传感器，测量频率范围从直流到高于500Hz，基本上可以不失真反映低频瞬态信号。电涡流传感器反映振动台台体相对于传感器支座的振动。如果支座相对惯性空间的振动可以忽略，那么，可以认为电涡流传感器的输出反映了台体相对惯性空间的振动，因而可以认为反映了DP传感器的输入。通过图2.11的模拟实验，便于直接对DP传感器输出与激励信号作比较，分析测试结果。在以后章节中还将提到此实验。

电涡流传感器拾取的信号与原始信号很吻合（对于矩形脉冲，因高频缺失，电涡流传感器拾取的信号有明显的吉布斯抖动效应）。表明模拟实验很好地模拟了原激励信号。DP的固有频率0.5Hz，灵敏度8mV/ μm ，阻尼0.65，积分、隔直时间常数为2.2s。DP拾取的信号已经失真。

以电涡流传感器输出作为DP的输入，数字仿真DP的输出，结果如图2.14所示。

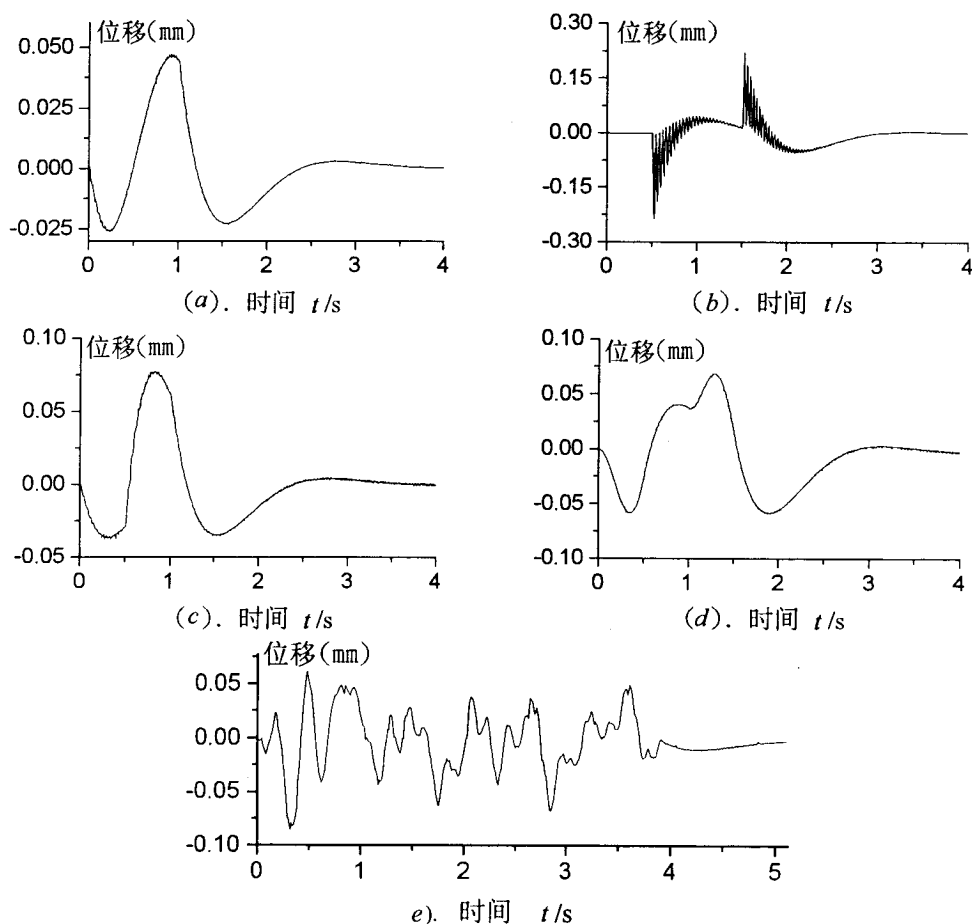


图2.14 仿真结果

(a. 半正弦脉冲, b. 矩形脉冲, c. 三角脉冲, d. 升余弦滚降脉冲, e. 桥梁动挠度)

仿真结果与DP实际输出吻合。表明波形畸变正是由于DP自身频率特性引起的。这就是DP型传感器的有限低频响应问题。本文后续章节将详细讨论DP型传感器测量瞬态信号的有限低频响应问题,并探讨如何由传感器已畸变的输出反演真实被测信号。这里,我们先给出恢复处理结果,如图2.15所示。表明通过恢复处理,能够获得十分理想的测试结果。具体处理方法将在第五章作详细讨论。

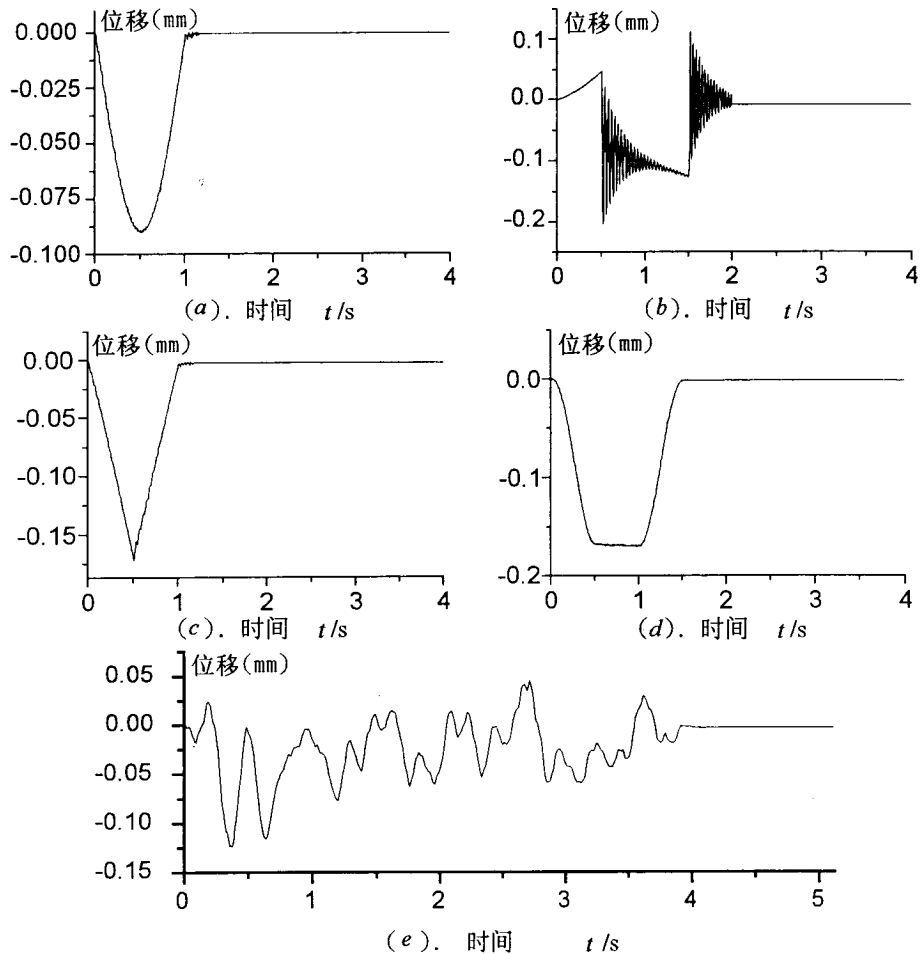


图2.15 应用约束最小平方反卷技术恢复图2.13中的脉冲信号

(a)半正弦脉冲 (b)矩形脉冲 (c)三角脉冲 (d)升余弦滚降脉冲 (e)桥梁动挠度

§ 2.4 本章小结

1). 磁电式地震检波器具有二阶高通特性, 传感器的可测频率范围取决于传感器机械固有频率, 一般高于传感器的固有频率。

2). 由于机电系统的相似性, 可以用模拟电路设计补偿网络, 对原检波器的输出作校正。校正后 *DP* 型地震式低频振动传感器成为与原检波器传递函数完全同型的二阶高通环节。输出特性的固有频率一般可以降至原检波器固有频率的 $\frac{1}{20} \sim \frac{1}{50}$ 。

3). *DP* 型地震式低频振动传感器用于测量瞬态振动将出现有限低频响应问题, 这不仅是因为低频振动幅值衰减, 更主要的是因传感器的相频特性而引起严重的相位畸变。对于半正弦激励, 保证峰值测量误差小于 5%, 要求传感器无阻尼固有周期至少大于半正弦脉宽的 25 倍。

4). 考虑到测量电路噪声的影响, *DP* 型传感器对低频振幅的分辨率与振动频率有关。振动频率越低, 振幅分辨率也越低。

5). 受电路低频噪声、低频漂移的限制, 以及电路中电容、电阻的体积与稳定性的限制, 运用模拟网络校正传感器动态特性、扩展低频测量范围是有限的。

在本章中有关 *DP* 型传感器和其低频频响扩展电路是引用文献[17], 关于高通环节对瞬态信号的响应以及 *DP* 型传感器对瞬态激励响应的研究则是本论文所做的研究。

第三章 DP型振动传感器在桥梁结构检定试验中的应用

在第二章我们讨论了DP传感器的原理,研究了它的频率特性,以及测量瞬态信号的有限低频响应问题。本章将讨论DP型传感器在工程实践中的应用。

在桥梁检定试验中,人们常常利用大地自然脉动的激励,测试桥梁的响应,分析桥梁模态。桥梁的模态频率,一般为零点几赫兹到几赫兹。在大地随机脉动激励下,桥梁结构的共振响应是一种低频窄带随机振动信号。在动载试验中,列车过桥时,桥梁发生动态变形,这是低通型的瞬态信号。并且,在列车动力作用下,桥梁各阶模态都会有一定的响应。因此,桥梁强振试验中,梁体振动信号含有丰富的低频分量。

本章将以桥梁检定试验中桥梁实际振动信号的测试为例,通过对实测信号的分析,研究DP传感器的低频响应。

§ 3.1 应用DP型地震式低频振动传感器测试桥梁自振特性

1. 概述

桥梁自振特性(自振频率、振型及阻尼系数)是反映桥梁自身特性和工作状态的重要参数。当桥梁运营一段时间以后,或者桥梁遭到意外撞击,或经受地震以后,桥梁的工作状态有可能发生改变。通过对桥梁自振特性变化的测试,就可以确定桥梁现行状态。桥梁自振特性还是影响列车与桥梁相互作用特性的一个很关键的因素。如果车辆运行达到某一临界速度,致使激励频率与桥梁某阶自振频率接近,桥梁就会发生共振,车辆振动加剧。一般应尽可能避开以临界速度运行。

桥梁自振特性测试是桥梁结构检定试验中一项十分重要的内容。本节讨论利用大地自然脉动激励,测试桥梁的共振响应,从而获得桥梁的模态参数。桥梁的模态频率一般设计为零点几赫兹到几赫兹。在自然脉动激励下,桥梁的共振响应成为一种窄带低频随机信号,因此,相应地要求测试传感器低频可测频率范围足够低。由于测量现场无法找到静止不动的参考点,一切相对式测量方法都难以实现,必须选用惯性式传感器测量。

第二章讨论的DP型地震式低频振动传感器,固有频率低至0.5Hz,可以基本不失真地反映0.75Hz以上频率成分的振动。本节将针对广州—深圳准高速运营线上石滩双线钢桁桥自振特性的测试,讨论DP型地震式低频振动传感器在工程测量中的应用。

2. 石滩64m钢桁桥自振特性测试与分析

石滩64m梁是广深准高速运营线上唯一的一座钢桁桥。该桥型式是双线简支梁，桥梁结构如图3.1所示，跨度64m^[51]。

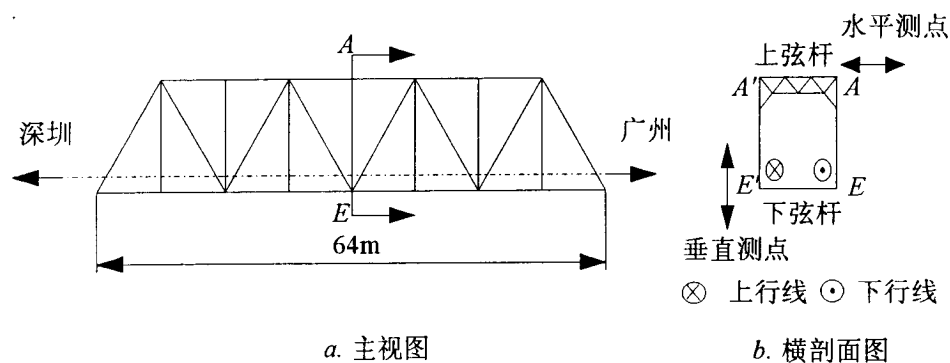


图3.1 桥梁结构示意图

理论计算得到桥梁的前4阶振型分别是：

1. 一阶横向弯曲振动，固有频率为2.02Hz；
2. 二阶竖向弯曲振动，固有频率为3.57Hz；
3. 三阶正对称扭转振动，固有频率为3.72Hz；
4. 四阶反对称扭转振动，固有频率为4.57Hz；

图3.2是桥面的前4阶振型示意图。

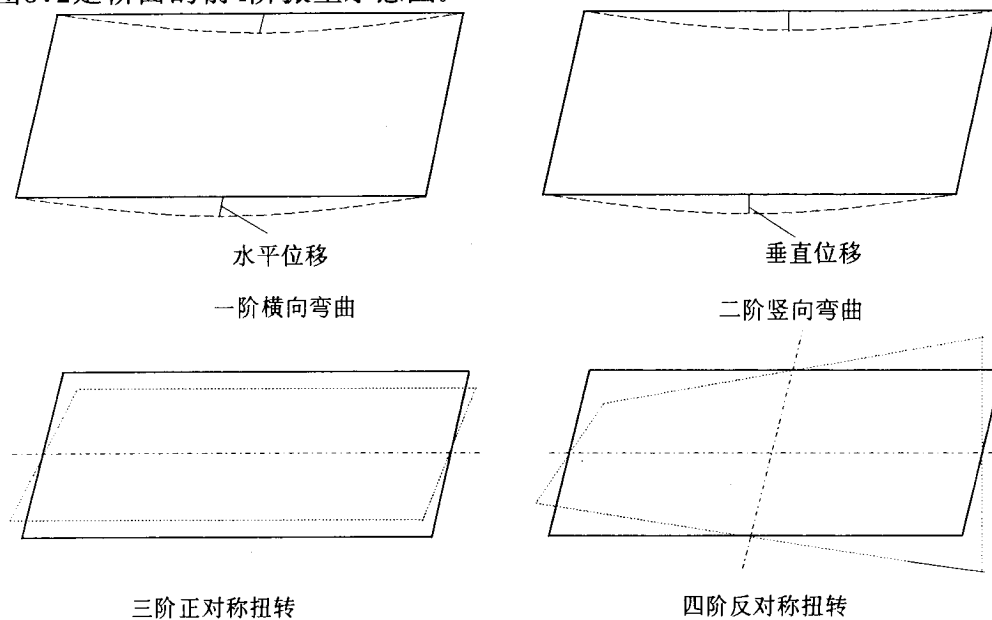
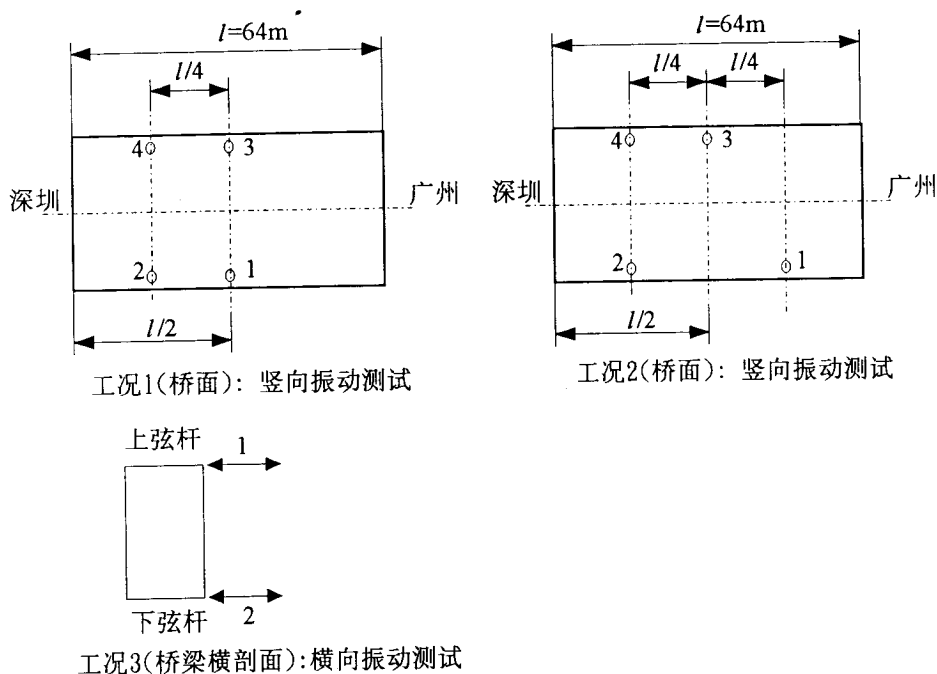


图3.2 桥面的4个基本振型

各阶振型固有频率均高于2Hz。选用固有频率0.5Hz的DP型地震式低频振动传感器测试桥梁模态，传感器频响范围足够宽。

模态测试分三个工况进行，测点布置如图3.3：

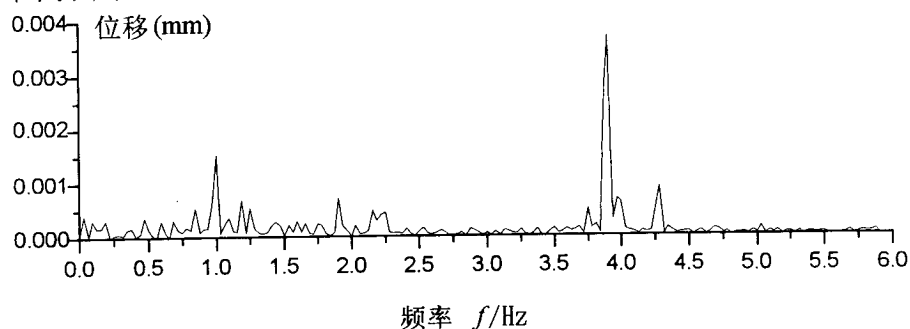


（竖向振动测试所用传感器为DP-0.5-8-V，横向振动测试所用传感器为DP-0.5-8-H）

图3.3 模态测试的三个工况

工况1及2用来识别二阶竖向弯曲振动和扭转振动；工况3识别桥梁一阶横向弯曲振动和扭转振动。利用大地自然脉动激励，由DP型惯性传感器拾取桥梁的响应。

图3.4和图3.5分别给出工况1中的测点1与3，及测点2与4所拾取信号的互功率谱。谱图中，3.906Hz及4.281Hz存在明显的峰值。根据相位谱我们看到，相应于3.906Hz，测点1与3，及测点2与4分别同相位。而相应于4.281Hz，测点1与3，测点2与4正好反相。表明3.906Hz对应着二阶竖向弯曲振动，4.281Hz对应着扭转振动，但4.281Hz究竟对应着三阶正对称扭转还是四阶反对称扭转，需要在跨中两侧布置测点来识别。

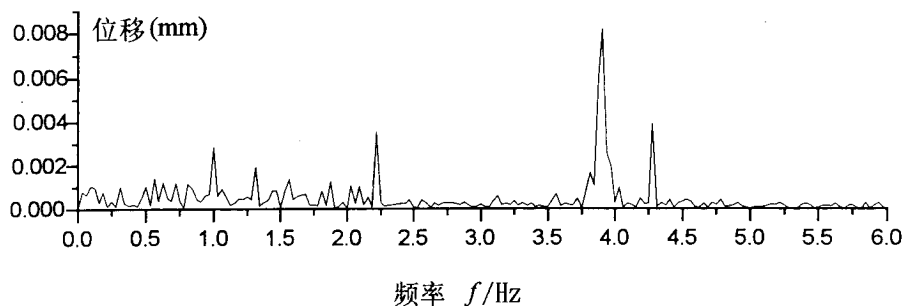


一阶模态(2.219Hz): -179.7° ;

二阶模态(3.906Hz): -10.7° ;

三阶模态(4.281Hz): 177.2° ;

图3.4 工况1测点1与3的互谱



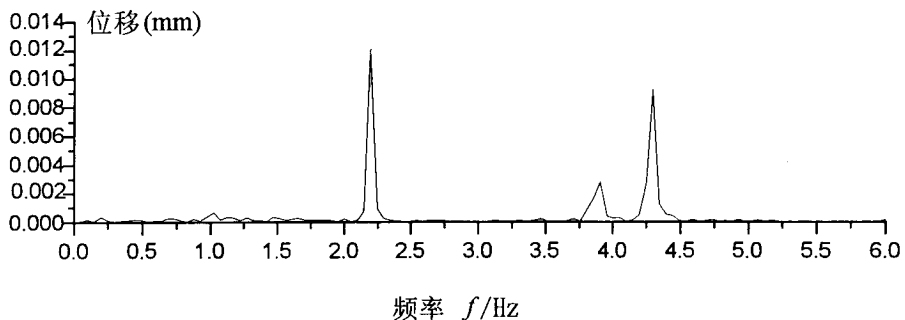
一阶模态(2.219Hz): 152.7° ;

二阶模态(3.906Hz): -11.5° ;

三阶模态(4.281Hz): 161.0° ;

图3.5 工况1测点2与4的互谱

由工况2中测点1与测点2的互谱 (如图3.6), 我们发现, 相应于4.281Hz, 测点1与测点2同相位, 至此, 可以识别出4.281Hz对应着三阶正对称扭转振型。



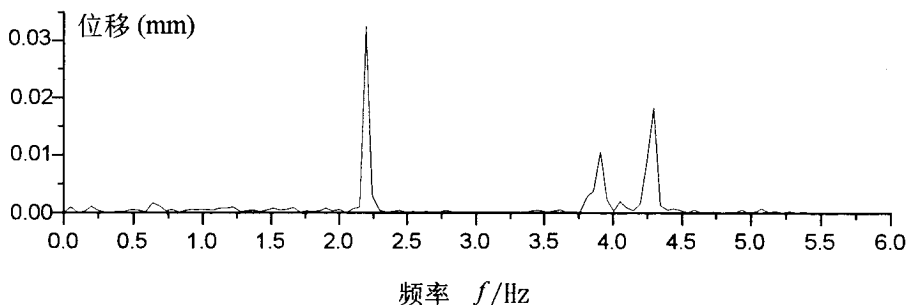
一阶模态(2.219Hz): -7.6° ;

二阶模态(3.906Hz): 4.0° ;

三阶模态(4.281Hz): -3.7° ;

图3.6 工况2测点1与2的互谱

图3.7 为工况2中测点1与测点4的互谱。相应于4.281Hz, 测点1与测点4反相。这进一步说明, 4.281Hz对应着正对称扭转振型, 而不是反对称扭转振型。



一阶模态(2.219Hz): 172.0° ;

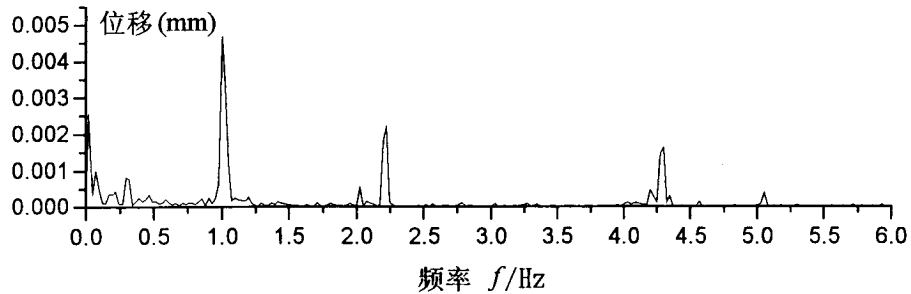
二阶模态(3.906Hz): 5.6° ;

三阶模态(4.281Hz): 194.1° ;

图3.7 工况2测点1与4的互谱

由图3.4~图3.7, 我们还看到桥梁的竖向振动中包含有明显的横向弯曲模态的响应。事实上, 这是由于桥梁的扭转, 致使竖向振动中包含有横向弯曲振动模态的响应, 在下一节的强振试验中我们将会看到类似的现象。

工况3中测点1与测点2所拾取信号的互谱示于图3.8。2.219Hz 及4.281Hz 存在明显的谱峰, 但几乎没有3.906Hz分量。这就是说, 桥梁横向振动中包含着横向弯曲模态以及扭转模态的响应, 但几乎没有竖向弯曲模态的响应。



一阶模态(2.219Hz): -16.6° ;

三阶模态(4.281Hz): 172.6° ;

图3.8 工况3测点1与2的互谱

通过对大地自然脉动激励下, 桥梁结构共振响应的测试, 我们识别出石滩64m梁的前3阶模态。由于DP传感器是地震式传感器, 现场应用方便。

§ 3.2 应用DP传感器测量列车过桥时桥梁的动挠度

§ 3.2.1 桥梁动挠度测试方法现状与比较

桥梁动挠度是指, 列车驶经桥梁, 在列车移动荷载作用下, 桥梁梁体发生的动态形变。

桥梁动挠度是反映桥梁质量、评估桥梁现行状态的一项十分重要的综合性指标。桥梁动挠度也是影响列车行车安全与平稳的一个重要因素。桥梁动挠度过大, 桥上线路高低平顺性变差, 列车振动加剧, 甚至导致列车出轨。因此, 世界各国对于桥梁允许的挠度变形都有严格的规定^[52]。

一般刚竣工的桥梁, 正式通车前, 都需要进行动载试验。通过对动挠度等指标的检测, 研究桥梁是否达到设计要求。对旧有线路的桥梁也需要定期检测, 及时维修, 防患于未然。

高速铁路已成为铁路运输业的发展方向。在我国, 行车速度提高对桥梁的影响是急需研究的课题, 迫切需要通过动挠度等参数的实测, 研究车速提高时, 桥梁响应的有关规律。

然而, 桥梁动挠度的测量, 目前尚没有一种令人满意的实用的测量方法。早期, 人们把千分表固定在相对地面静止不动的支架上。千分表的顶杆顶住被

测梁体测量动挠度。这种测量方法只适用于净空高度不大的旱桥。它能反映振动位移量较小的缓变振动信号,能给出振动位移的最大值,但无法记录振动全过程。对于频率较高的振动,这种机械式仪表不能反映。

随着电测技术的发展,人们用应变式位移计取代千分表反映梁体相对支架的振动。这种方法将相对振动信号变换为电信号以便记录与处理。但仍然存在高频响应问题,一般只能反映几赫兹到十几赫兹以内的振动。这种测试方法仍然需要在现场搭设传感器支架,干扰因素多,精度不高^[53]。

应用摄像法测试桥梁动挠度近年得到了发展^[54]。该方法在现场拍摄粘在梁体上随梁体一起变位的靶标的运动。经过图像采集,对图象数据作分析处理,从而获得动挠度信号。摄像法比较适合于变化缓慢的挠度波形的测试,该方法也存在有限高频响应问题。普通摄像机摄像速度25幅/秒,因此只能反映十几赫兹的振动。摄像法现场安装调试困难,易受环境干扰。某些环境下,如横越峡谷的高架桥,摄像仪器无法安装,应用受到一定的限制。此外,桥梁检定试验常常需要多点同时监测,有时还需要研究不同测点振动信号的相位关系。相对式测量方法,难以实现多点同时监测。

应用惯性式传感器测量桥梁动挠度信号,传感器直接固定在被测梁体上,随梁体一起振动。传感器输出反映梁体相对于惯性空间的振动,不需要在现场找到静止不动的安装点,使用方便。

但是,对桥梁动挠度测试,关心的是低频位移信号,其频谱分量低至从直流开始。目前的惯性式传感器,输出反映位移时,可测的低频范围有限止。比如伺服式加速度计,输出反映加速度时,理论上是一个低通环节,频响曲线自零频起即平直。为获得位移信号需经两次积分。由于积分漂移的影响,一般都需要作隔直处理,低频测量范围就受到限制。如日本共和公司产品ASQ-BL型伺服式加速度计^[47],加速度输出时,频响范围自零频起即保持水平,但位移输出时只能反映0.5Hz以上频率的振动。

DP型地震式低频振动传感器,在固有频率10Hz的磁电式地震检波器基础上,通过电子补偿技术扩展低频测量范围,获得输出特性固有频率为0.5Hz的高通型惯性式传感器。进一步优化电路,选择固有频率更低一些的地震检波器,有望使得输出特性固有频率低至0.1Hz,甚至更低。然而,用于桥梁动挠度信号的测量,仍存在因低频响应不足带来的波形畸变。本节我们将讨论用DP型位移传感器测试实际动挠度信号的有关问题。

§ 3.2.2 实际桥梁动挠度测试结果分析

在§ 3.1节中,我们讨论了石滩64m钢桁桥的模式测试。本节将讨论列车通过时,该桥的动力响应问题,分析DP型位移传感器的测试结果。

列车驶经桥梁,梁体将发生动态形变。列车对桥梁的作用类似一串移动荷载列。移动荷载列作用于桥梁的频率取决于列车行驶速度。在一定速度下,移

动荷载列的作用频率有可能与桥梁某一阶有载模态频率相吻合, 从而引起此阶模态的共振响应。本小节讨论利用DP型位移传感器测量桥梁动挠度信号的测试结果, 分析对应于一定车速, 移动荷载频率引起的共振问题。

现场测点布置如图3.1, A点布置水平向DP位移传感器(DP-0.5-0.1-H), 拾取桥梁下行侧上弦杆的横向振动。E'点布置垂直敏感方向的DP位移传感器(DP-0.5-0.1-V), 拾取桥梁跨中上行侧下弦杆的竖向振动。

试验活动载荷由1台东风11型内燃机车加8辆客车并加尾部1辆东风11型内燃机车编组而成。试验时列车分别沿上、下行线运行。列车编组的部分荷载形式见图3.9。

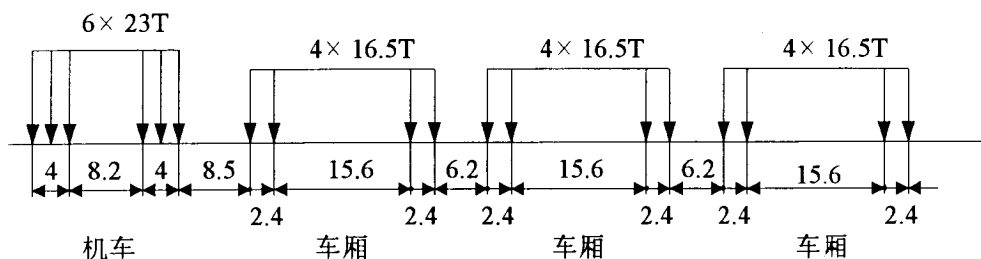


图3.9列车编组的荷载图

(图中尺寸单位为: m)

1. 桥梁竖向振动测试结果分析

图3.10、图3.11分别给出了1001次(上行车, 行车速度160km/h)桥梁跨中竖向与横向振动的测试结果。

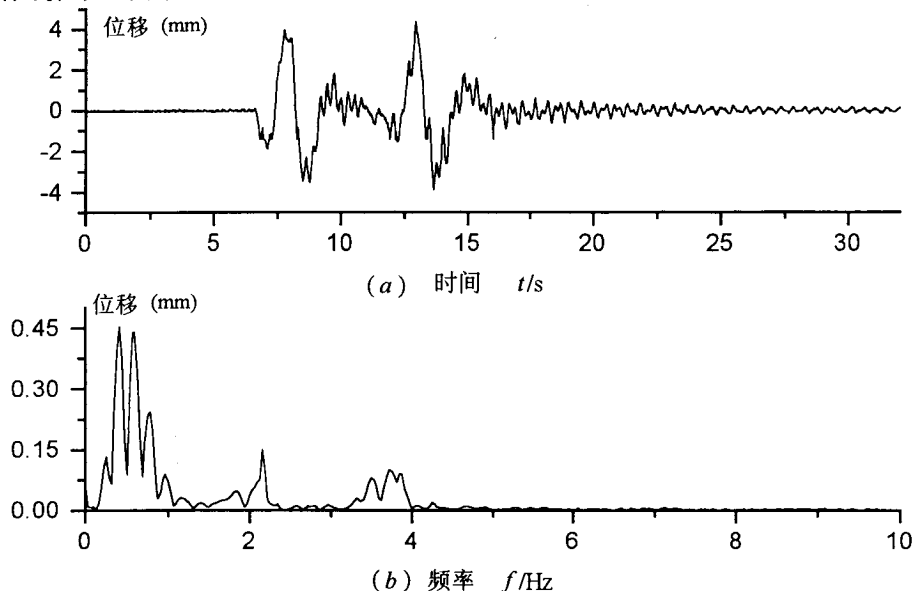


图3.10 1001次跨中上行侧竖向振动((a)时域波形 (b)频谱)

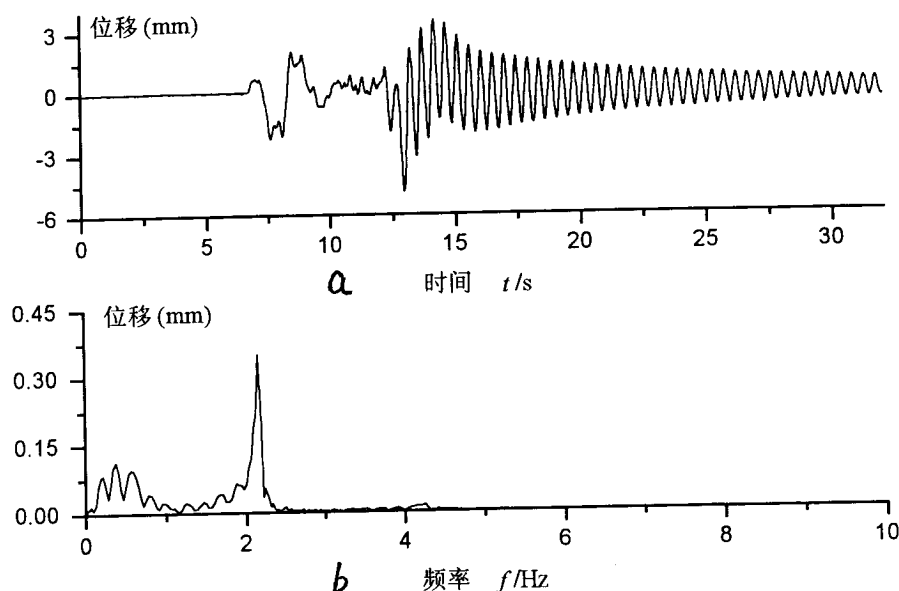


图3.11 1001次跨中下行侧横向振动((a)时域波形 (b)频谱)

由信号的频谱图我们看到, 0.5Hz以下有丰富的频率分量。所用DP型位移传感器, 固有频率为0.5Hz, 不失真测试频段应在0.75Hz以上。因此, 对于0.75Hz以下频段的振动分量, 幅值衰减, 相位也将失真, 传感器的输出存在畸变。本章暂不对动挠度信号的畸变问题作深入讨论, 在以后章节中将详细探讨畸变信号的后续处理问题。

图3.12给出了不同行车速度下桥梁跨中竖向振动的频谱图(上行侧), 图3.12a为传感器测点布置示意图, 图3.12b为上行车激励下桥梁响应的频谱图。图3.12c为下行车激励下桥梁响应的频谱图。

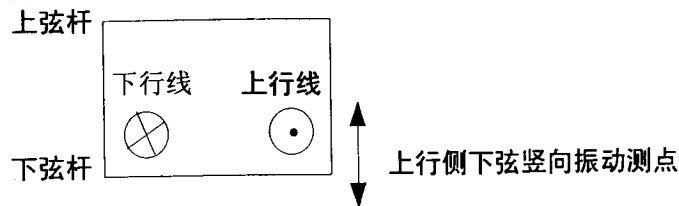
1Hz以上的频谱中, 主要是2.1Hz, 3.8Hz及4.21Hz的分量有明显的响应, 这正好对应着桥梁有载作用下系统的模态频率。

行车速度达130km/h时, 4.21Hz分量出现峰值。这是由于前一节车厢后转向架与后一节车厢前转向架的第一根轴间距为 $l=2.4+6.2=8.6\text{m}$, 对应于行车速度 $V=130\text{km/h}$, 移动荷载频率恰好为 $f=V/l=4.21\text{Hz}$ 。与桥梁有载时第三阶正对称扭转模态频率十分接近, 因此产生共振。低于或高于此行车速度时, 4.21Hz的响应都很小。

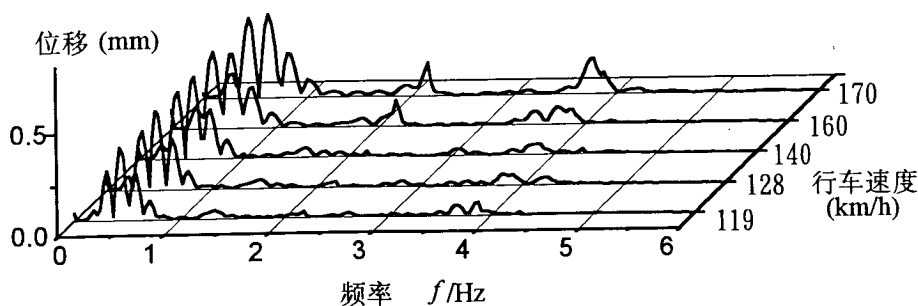
所测桥梁是双线桥, 列车作用下桥梁必然产生扭转, 故而, 在竖向振动中将包含有横向弯曲模态的响应。2.1Hz即对应于水平弯曲振动模态。行车速度低于140km/h, 2.1Hz频率成分很小。但车速提高到160km/h, 2.1Hz分量跳跃性增长, 并达到最大。这是由于同一节车厢前转向架的第一根轴与后转向架第二根轴的间距为 $l=20.4\text{m}$, 车速为 $V=160\text{km/h}$ 时, 移动荷载频率恰好与第一阶横向弯曲模态频率十分接近, 出现共振。

3.8Hz为竖向弯曲模态频率。振动信号中3.8Hz的频率分量, 其幅值基本上表现为随着车速的提高而增长。上行车, 在170km/h的速度下, 3.8Hz达峰值。

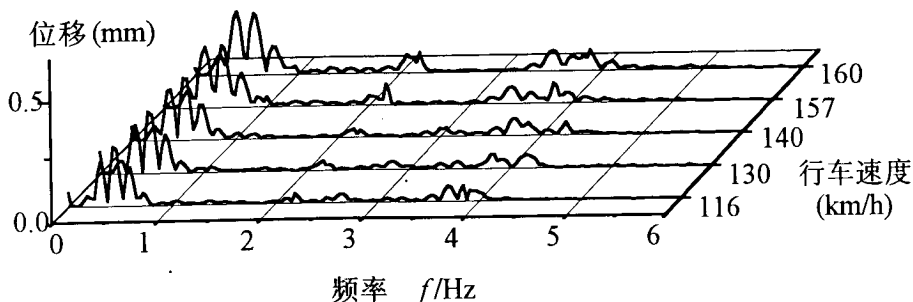
这是由于机车前转向架的第一根轴与后转向架第一根轴的间距为 $l=12.3\text{m}$,车速为 $V=170\text{km/h}$,此时,移动荷载频率约为 3.8Hz ,恰好与第二阶竖向弯曲模态频率十分接近,出现共振。



(a). 桥梁横断面示意图



(b). 上行车作用时上行侧跨中竖向振动



(c). 下行车作用时上行侧跨中竖向振动

图3.12不同行车速度下桥梁跨中竖向振动频谱图

2. 桥梁横向振动测试结果分析

图3.13给出了对应不同速度,下行侧上弦杆横向振动的频谱图。

对于横向振动而言,1Hz以上的频率分量主要有2.1Hz与4.21Hz,即分别对应着一阶横向弯曲模态与三阶正对称扭转模态。我们看到横向振动中几乎没有二阶竖向弯曲模态的响应。在桥梁模态测试中也发现了同样的现象。

分析图3.13的频谱,无论上行车还是下行车,4.21Hz频率分量的峰值均发生在130km/h的行车速度。这是由前节车厢后转向架的第一根轴与后节车厢前转向架第一根轴的间距所决定的作用频率引起的。

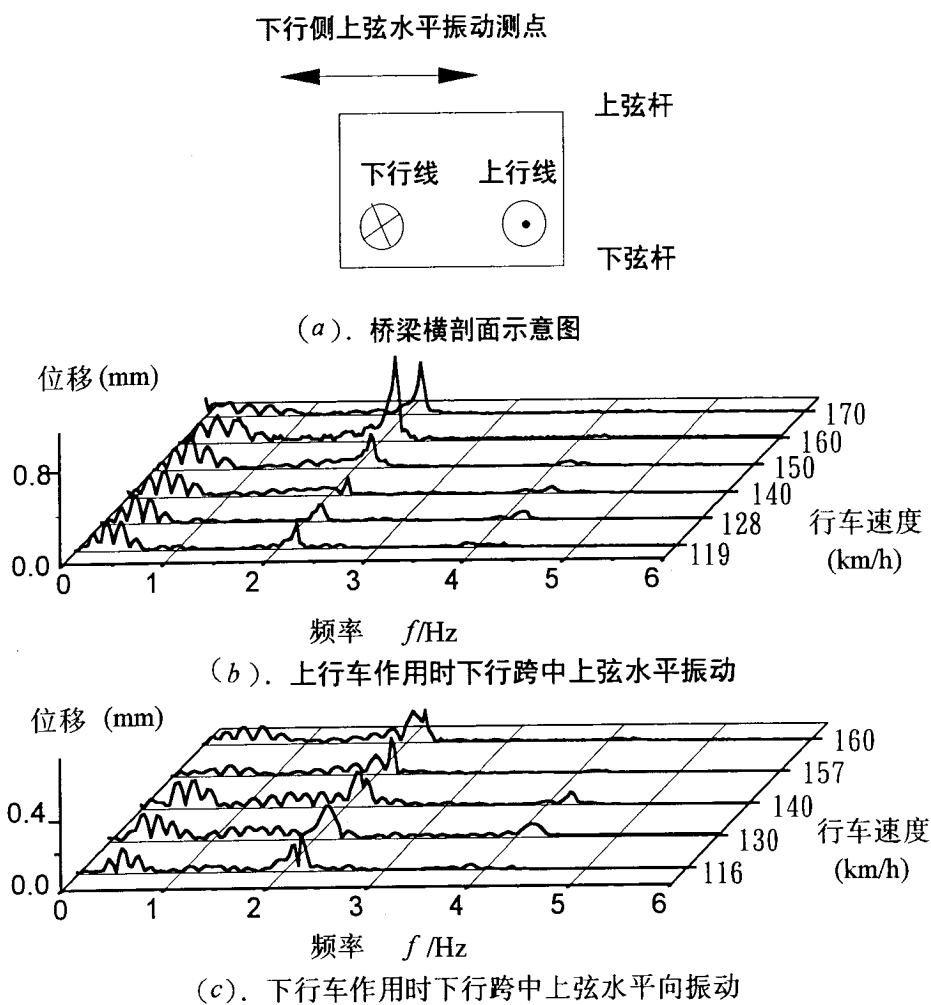


图3.13 对应不同行车速度下行侧上弦杆横向振动谱图

对于2.1Hz分量, 上行车(车与测点不同侧)作用下, 在160km/h 行车速度下达到峰值, 且表现为跳跃性增长。低于或高于160km/h的行车速度, 2.1Hz分量都明显小于此峰值。探究其原因, 一方面, 对于行车速度160km/h, 由于同一节车厢前转向架第一根轴与后转向架第二根轴所决定的移动荷载频率约为2.1Hz, 引起共振; 另一方面, 由于列车轮对的锥度致使列车蛇行, 在160km/h速度下, 蛇行频率也接近于2.1Hz, 这也是致使桥梁横向振动发生共振的一个因素。对于下行车, 我们发现, 不同车速下, 2.1Hz分量基本相同。这与桥梁的扭转是有关系的。

本节讨论了应用DP型传感器测量列车通过时桥梁的动力响应的问题。固有频率0.5Hz的DP型传感器能够可靠地获取0.75Hz以上的频段。由前文的分析我们知道, 桥梁动力响应中, 0.75Hz以下仍然有丰富的频谱分量, DP传感器的输出信号存在畸变。

如果由DP传感器已畸变的输出,经测后恢复处理,能重现被测信号,那么,测试是成功的。这样,在桥梁动力响应测试中,只通过布置DP型传感器,就可以同时拾取桥面、桥墩等多点振动信号。由于DP是地震式传感器,现场使用便捷,不仅效率高,而且可以了解桥梁整体的动载变形情况。

本文将在后面章节中深入讨论DP传感器测量瞬态信号的有限低频响应问题,研究有关信号恢复理论与技术,寻求畸变信号的反演办法。

§ 3.3 本章小节

本章讨论DP型地震式低频振动传感器在工程测试中的实际应用。分别讨论了石滩64m钢桁桥自振特性测试与列车过桥时桥梁振动的测试,分析了桥梁振动与行车速度的关系。研究表明:

- 1). 在一定行车速度下,桥梁某阶模态频率与移动荷载列移动频率接近,此时,该频率振动分量达到最大,出现共振。
- 2). 由于桥梁的扭转,竖向振动中包含有一阶横向弯曲模态的响应。而横向振动中,则几乎没有竖向弯曲模态的响应。
- 3). 本章的工程实践表明,DP型地震式低频振动传感器用于低频绝对振动测量是可行的。对于固有频率0.5Hz的DP传感器,可以不失真拾取0.75Hz以上的低频振动,而低于0.75Hz的振动分量,幅度衰减、相位畸变。桥梁动挠度信号在0.75Hz以下含有丰富的频率分量,因此,传感器的输出存在着失真。

第四章 应用信号恢复技术校正DP型地震式低频振动传感器动态特性

前两章,我们讨论了DP型地震式低频振动传感器低频频响扩展的原理与实际低频特性。DP仍然具有二阶高通特性,低于传感器固有频率的振动分量,幅度将受到衰减、相位失真,从而引起信号波形畸变。本章讨论应用信号恢复技术进一步校正DP型地震式低频振动传感器动态特性的基本原理及有关问题。

§ 4.1 研究应用信号恢复技术校正DP型地震式低频振动传感器动态特性的意义

第二章讨论了用模拟网络校正磁电式地震检波器动态特性的原理,指出进一步扩展其低频测量范围将面临两个主要困难:

1). 要求传感器在更低频段保持近似平坦的幅频特性和近似线性的相位特性,势必要求模拟校正网络对更低频段的信号具有更强的放大作用。而原检波器恰对此低频分量作了很高分贝的衰减,信噪比差,从而带来严重的低频噪声与低频漂移。

2). 校正网络的参数选择由希望获得的频率特性决定。校正后系统的固有频率越低,校正网络中涉及的阻容元件值越大,大电容,稳定性差,调试中也难以选择匹配。此外,电路在上电后到达稳定工作点的过程时间也长。

受制于电路低频噪声、低频漂移以及电路参数选择困难这两个因素,运用模拟校正网络扩展传感器低频测量范围是有限的。

在固有频率10Hz的磁电式地震检波器的基础上,经过低频扩展电路,使其输出特性的固有频率降为原检波器固有频率的 $\frac{1}{20} \sim \frac{1}{50}$,即校正到0.5Hz或0.2Hz。

当被测信号频率成分超出传感器的可测频率范围时,对于高通型的DP而言,即被测信号频率成分低于传感器固有频率时,由于传感器的有限低频响应,输出将存在失真。尤其在测试多种频率成分的组合振动时,因低频成分的幅值与相位都存在畸变,导致测试结果不仅幅值衰减,波形形状也将畸变。

如若测量信号对相位失真要求不严格,选择校正后系统输出特性的阻尼为0.59,可以以不低于5%的幅值精度拾取低至1.15倍固有频率的振动分量^[1]。

如果测量信号对幅值失真、相位失真都有严格要求,比如拾取半正弦信号,为保证峰值测量精度不低于5%,传感器的自由固有周期 T_n (固有角频率

为 $\omega_n = \frac{2\pi}{T_n}$) 至少应25倍于半正弦信号的持续时间 T_p , 这也就是说, 对于持续时间1s的半正弦脉冲, 若要满足峰值测量精度不低于5%, 二阶高通型传感器的固有频率不得低于0.04Hz。

显然, 仅仅依靠DP传感器本身无法不失真地获得该信号。如何由具有有限低频响应的DP型传感器拾取低频信息, 也就是如何由传感器已畸变的输出反演真实被测信号, 这就是信号恢复问题。有效的信号恢复等效于校正传感器的动态特性, 扩展其低频测量范围。

以控制论的观点看待测试问题, 被测信号 $X(s)$ 为测量系统的输入, $Y(s)$ 为测量系统在输入作用下的输出。测量系统的传递函数为 $H(s)$, 它们三者之间满足关系:

$$Y(s) = H(s) \cdot X(s) \quad (4-1)$$

已知系统的输出与输入, 求系统的传递函数, 这是系统辨识问题; 已知系统的输出与系统的特性, 求系统的输入, 这属于信号恢复问题。系统辨识问题与信号恢复问题在处理方法上完全等价, 同属于信号处理的逆问题。对于动态测量系统而言, 由测量装置的电压输出及测量装置的系统特性, 推求测量系统的输入, 即被测物理量, 这就是动态测量中的逆问题。

理论上, 只要已知系统的输出与系统的特性, 通过信号恢复处理, 就可以唯一稳定地确定系统的输入。影响信号恢复处理的主要因素在于对系统输出的观测噪声。只要系统输出幅值足够强, 信噪比足够高, 即使系统输出信号畸变, 通过信号恢复处理, 我们仍可以重建原信号。因而降低了对测量传感器频率特性的要求, 或者说, 利用现有频率特性的传感器, 可以测量频率范围更宽一些的信号。对于有限低频响应的传感器来说, 可以反映更低频率的信号, 从而等效于校正传感器的动态特性、扩展其低频频响范围。

§ 4.2 应用信号恢复技术校正传感器动态特性的基本原理

信号处理的一个重要的内容是从观测数据中提取信息, 广义地说, 这就是信号恢复问题。信号恢复问题在系统辨识、逆散射、光学成像、超声诊断、地震勘探、语音信号处理、数字通讯等许多领域内都有着重要的应用背景。

已知测量系统的动态特性, 由观测数据, 也即测量系统的输出确定系统的输入, 这是信号恢复问题的一种基本形式。本节讨论信号恢复方法的时域方法与频域方法。

§ 4.2.1 时域恢复方法

在时域, 系统输出 $y(t)$ 、系统脉冲响应函数 $h(t)$, 以及系统输入 $x(t)$ 之间满足如下的卷积关系:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (4-2)$$

时域恢复处理就是依照卷积方程(4-2), 由输出 $y(t)$ 和系统脉冲响应函数 $h(t)$ 求解系统输入 $x(t)$, 恢复过程也称为卷积反演。

本小节仅限于讨论离散系统中有限长序列的卷积反演问题。假定有限时长的输入序列 $x(n)$ 、输出序列 $y(n)$, 以及系统脉冲响应序列 $h(n)$ 的序列长度分别为 N_1 、 N_3 及 N_2 , 且, $N_3 = N_1 + N_2 - 1$ 。此时有:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{k=\max(1, n-N_2+1)}^{\min(N_1, n)} x(n+1-k)h(k) \quad (4-3)$$

已知 $y(n)$ 和 $h(n)$, $n = 1, 2, \dots, k_1 \leq N_2$, 可唯一地确定 $x(n)$, $n = 1, 2, \dots, \min(k_1, N_1)$ 以矩阵形式表达:

$$\begin{bmatrix} h(1) & 0 & \cdots & 0 \\ h(2) & h(1) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(k_1) & h(k_1-1) & \cdots & h(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \\ \vdots \\ x(k_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(k_1) \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

时域恢复实质即求解线性方程组(4-4), 解为:

$$\begin{cases} x(1) = y(1) / h(1); \\ x(k) = \{y(k) - \sum_{i=0}^{k-1} h(k-i)x(i)\} / h(1) \end{cases} \quad (4-5)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, \min(k_1, N_1)$

无论系统是否含零点, 都可以用时域恢复方法反演信号。但时域恢复运算量大, 且由式(4-5)我们看到求解过程实际上是一种回代过程。当 $y(n)$ 存在误差, 或 $x(n)$ 存在计算误差时, 求解过程将是十分严重的误差积累过程。

§ 4.2.2 频域恢复方法

对于线性测试系统, 在稳态激励下系统输出呈稳态, 测试系统频率响应函数 $H(j\omega)$ 与系统输入 $X(j\omega)$ 、输出 $Y(j\omega)$ 之间满足关系:

$$\text{正问题:} \quad Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot X(j\omega) \quad (4-6)$$

暂不考虑含零点的系统, 即 $H(j\omega) \neq 0$, 信号恢复处理表达为:

$$\text{恢复问题:} \quad X(j\omega) = Y(j\omega) / H(j\omega) \quad (4-7)$$

经过富里叶逆变换, 就可以获得经过重建的反映时域输入的信号 $x(t)$ 。

在离散系统中, 经Z变换, 有:

$$\text{正问题: } Y(k) = H(k) \cdot X(k), \quad k=0, 1, \dots, (N/2-1) \quad (4-8)$$

暂不考虑含零点的系统, 即 $H(k) \neq 0$

$$\text{恢复问题: } X(k) = Y(k) / H(k), \quad k=0, 1, \dots, (N/2-1) \quad (4-9)$$

在实际的振动测量中, 有时候可以认为振动信号是周期性的。比如, 平稳运行的水力发电机组, 基础的振动可以认为是以转速及其高次谐波与低次谐波为周期的周期信号。此时, 通过对信号的整周期同步采样, 可以很简单地实现对信号的恢复处理, 校正传感器的动态特性。

1. 整周期采样

考虑周期信号 $y_a(t)$ 以 T 为周期, 而且它是频域限带信号, 最高频率分量为 f_h 。

对 $y_a(t)$ 作整周期同步采样, 在一个周期 T 内, 采样点为 N , N 满足采样定理, 即有: $N/T > 2f_h$

对于周期信号, 可以以一个周期 T 内的采样数据做FFT。因为FFT隐含将处理段的时域信号以 T 为周期进行周期延拓, 故与原周期信号完全吻合。在周期信号的最高频率 f_h 一定, 并且满足采样定理时, 信号的频谱是有限的。如果测量装置的传递函数已知, 则可以在有限的离散谱线上, 对其进行幅、相特性的校正, 由校正后的频谱 (含幅、相信息) 按其指数函数进行时域叠加, 就可以获得重构的、反映时域输入的波形。

信号恢复实际上是用计算机产生完整信号的过程。假设周期信号 $y_a(t)$ 是某测量装置的输出信号, 测量装置的频率响应函数为 $H(j\omega)$, 通过整周期同步采样, 得到周期序列的一个周期 $y(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$), $y(n)$ 能够唯一地表示 $y_a(t)$:

对实序列 $y(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$), 作以下运算, 补偿因测量装置频率特性带来的畸变, 从而校正测量装置的动态特性 (这时暂不考虑含零点的系统), 具体做法是:

- (1). 对 $y(n)$, ($n=0, 1, \dots, N-1$), 作 N 点FFT, 得到复序列 $Y(k)$, $k=0, 1, \dots, (N/2-1)$;
- (2). 对 $N/2$ 点复序列作以下补偿处理 (实信号频谱具有共轭镜对称特点, 因此只讨论 $0 \sim \pi$ 的谱线修正):

$$X_1(k) = \frac{Y(k)}{H(j\frac{2\pi k}{T})} \quad k=0, 1, \dots, N/2-1 \quad (4-10)$$

这里, $H(j\frac{2\pi k}{T})$, $k=0,1,\dots,(N/2-1)$, 是测量装置的频率响应函数, $X_1(k)$ 为校正后信号的频谱函数。

(3). 对 $N/2$ 点复序列 $X_1(k)$ 作离散富里叶逆变换, 有:

$$x_1(n) = IDFT\{X_1(k)\}, n=0,1,\dots,(N-1).$$

$x_1(n)$ 即经频率补偿以后, 反映输入的时域周期序列。 $X_1(k)$ 是 $x_1(n)$ 的频谱。

这种补偿办法实际上相当于在测量装置的输出之后, 级联了一个频率响应

函数为 $\frac{1}{H(j\omega)}$ 的补偿网络, 从而获得频率响应函数恒为1的、具有理想传输特性的测量系统。

水力发电机组的转速一般约为六十几转/分, 机组振动信号中由涡旋引起的振动, 频率低至0.3~0.5Hz左右。选用固有频率为0.5Hz的DP型地震式低频振动传感器监测机组振动, 0.5Hz附近的频率成分, 幅值存在一定的衰减, 相位的失真尤其严重。相角信息对于故障诊断是十分重要的。应用上述的恢复处理方法, 对传感器已畸变的输出作校正, 就有可能获得振动信号准确的振幅与相位。

2. 时限信号的周期化处理

上述补偿方法, 是基于周期性输入信号基础上的。实际输入信号可能是非周期的。对于有限时长的输入信号, 其频谱在理论上是无限的, 而且通过测量装置后响应时间也将延续到无限。但实际上, 由于测量装置是稳定的, 我们可以认为它经过足够长的、有限的时间后就能复原。这样, 无限长的响应时间, 可视为经有限长时间即达到复原。在测量系统复原以后, 若再重复上一次的扰动, 则系统也将重复上一次的输出, 并经同样的时间间隔后再一次复原。只要时间间隔取得足够长, 我们就可以以足够的精确度把这种暂态过程看作是周期过程来处理。经过人为的“周期化”处理, 可以把系统对暂态非周期激励的响应过程看作周期性信号的一个周期。图4.1示意给出上述周期化处理过程。

此外, 如果输入信号没有发生尖锐变化, 可以近似认为输入信号是频域限带的。在保证采样频率足够高的条件下, 可以认为没有频谱混叠。这样, 有限时长的瞬态输入信号就类似于限带的周期信号, 仍然可以用前面讨论的恢复方法进行频率特性修正^[12]。

以上的讨论中, 实际上隐含了两个近似步骤:

- (1). 对无限延续的传感器响应作时域截断;
- (2). 对无限带宽的输入频谱作频域截断, 忽略信号过高的频率分量。

在实际工程测量中, 这两个近似步骤都不会带来可以觉察的误差。

对于各态遍历的随机振动, 只要分析的样本具有足够的时长, 也可以采用上述方法, 对系统输入以足够的精度作出估计。因为对于随机振动信号而言, 重要的不是确切知道它的时域波形, 而是要得到表征其统计特性的特征数据, 这时, 稳态信号的恢复方法也适用于随机信号的处理。

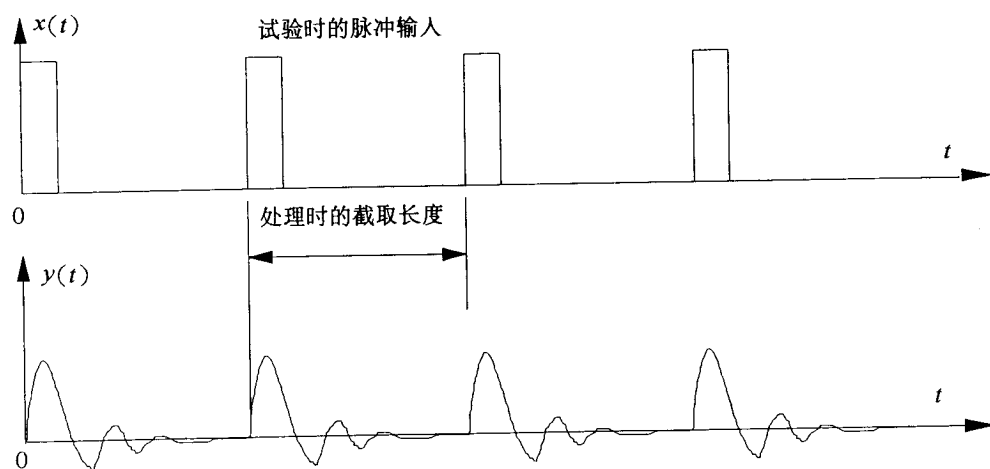


图4.1 时限信号的周期化处理过程

§ 4.3 含零点系统的恢复处理

在 § 4.2 我们讨论了频域恢复方法。并假定系统不含零点, 给出了如式(4-10)的恢复算法。

如果系统含有零点, 比如 $H(k_i)=0$, 不考虑噪声影响, 系统的输出 $Y(k_i)$ 也应该为零, 此时式(4-10)的分子、分母同时为零, 成为 $\frac{0}{0}$ 的不定型。对于DP型地震式低频振动传感器, $k_i=0$ (即零赫兹) 为系统的二阶零点。应用式(4-10)作恢复处理, 在零赫兹将出现结果不定的困难。研究解决序列 $H(k)$ 有零点的卷积反演问题已经引起了相当的兴趣。有些文献称这一问题为卷积核 (即 $h(n)$) 无谱逆 (no spectral inverse) 的卷积反演问题^{[55]~[62]}。

系统存在零点时, 信号恢复的结果仍应该是唯一确定的。用式(4-10)处理信号时, 在系统零点出现结果不定的困难, 实际上是由于离散富里叶变换过程带来的。时域恢复可以避开因系统零点带来的结果不定的问题, 但时域恢复处理抛开了快速富里叶变换这一计算工具, 计算量大为增加。广义离散富里叶变

换引入频域参数 α , 使得非零序列的广义富氏变换恒不为零, 从而避开 $\frac{0}{0}$ 型的不定问题, 恢复后再经广义富氏逆变换得到时域波形。该方法仍可以利用快速

变换工具FFT, 只是广义离散富氏变换在利用FFT计算之前, 需要对序列作复数乘法, 计算量较FFT大。此外, 参数 α 的选择是通过试探获得的^[60]。成都电子科技大学的舒勤博士提出了利用罗必塔法则确定零点处反演结果的处理方法^{[61][62]}。对零点以外的频率成分可直接利用式(4-10)恢复; 零点处则通过求导获得反演结果。当系统存在高阶零点时, 该方法需要作高阶求导, 一方面计算量大, 另一方面易受误差干扰。

DP型地震式低频振动传感器, 系统的零点对应零频, 即对应于直流分量。直流分量只涉及信号波形有所平移, 并不会影响信号波形的形状, 决定信

号波形的第一根谱线为 $\frac{1}{T}$ (T 为截取的时域分析窗长)。因而, 针对DP型地震式低频振动传感器的恢复问题, 我们可以简单地舍弃零点, 把零点的幅值简单赋为零。在对传感器输出信号作恢复处理后, 只需知道时域信号任何一时间点的值, 比如信号起始点的值, 就可以很容易地找回丢失的直流信息。

具体处理方法如下:

$$\begin{cases} X_1(k) = \frac{Y(k)}{H(k)} & k = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1; \\ X_1(0) = 0 \end{cases} \quad (4-11)$$

$$x_1(n) = \text{IFFT}\{X_1(k)\}$$

若已知某时域点的值, 如 $x_1(i) = c$, $i \in [0, N-1]$ 。令 $\Delta = x_1(i) - c$, 则有:

$$x_1(n) = x_1(n) - \Delta, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4-12)$$

在第二章的讨论中, 我们知道, 对于如式(2-1)的二阶高通环节 $H(s)$, 零点位于坐标原点, $1/H(s)$ 是临界不稳定环节, 物理上无法实现。通过本节处理, 实际上实现了用理想补偿网络 $1/H(s)$ 校正传感器的输出, 获得了用模拟校正无法得到的低频信息。

§ 4.4 DP型传感器实测信号的恢复实验

在第二章的模拟实验中, 用DP型位移传感器测量瞬态信号, DP输出因其频率特性发生畸变。本节将利用如式(4-11)的恢复方法, 对DP已畸变的输出作恢复处理, 用数字手段反演真实被测信号, 即振动台台体的振动。

处理中, 直流分量可以简单地置为零。按式(4-11)恢复以后, 只要已知真实信号某一时域点的信息, 比如, 振动台台体起始位移为零, 就可以按(4-12), 通过基线平移找回直流分量。

对图2.13中DP型位移传感器拾取的几种短时限信号, 经上述恢复处理, 得到结果如图4.2所示。恢复处理结果与真实被测信号基本吻合, 还存在一定的失真。这是由于低频信号经过传感器衰减严重, 信噪比差, 恢复处理因噪声

影响,致使波形仍有失真。在后续章节中,我们将深入探讨如何在恢复处理中有效抑制噪声影响。

值得指出的是,本章讨论的恢复处理,基于对一段信号的频谱校正,从而给出经过校正的时域波形。因此,处理是非实时的,是一种离线的测后处理过程。

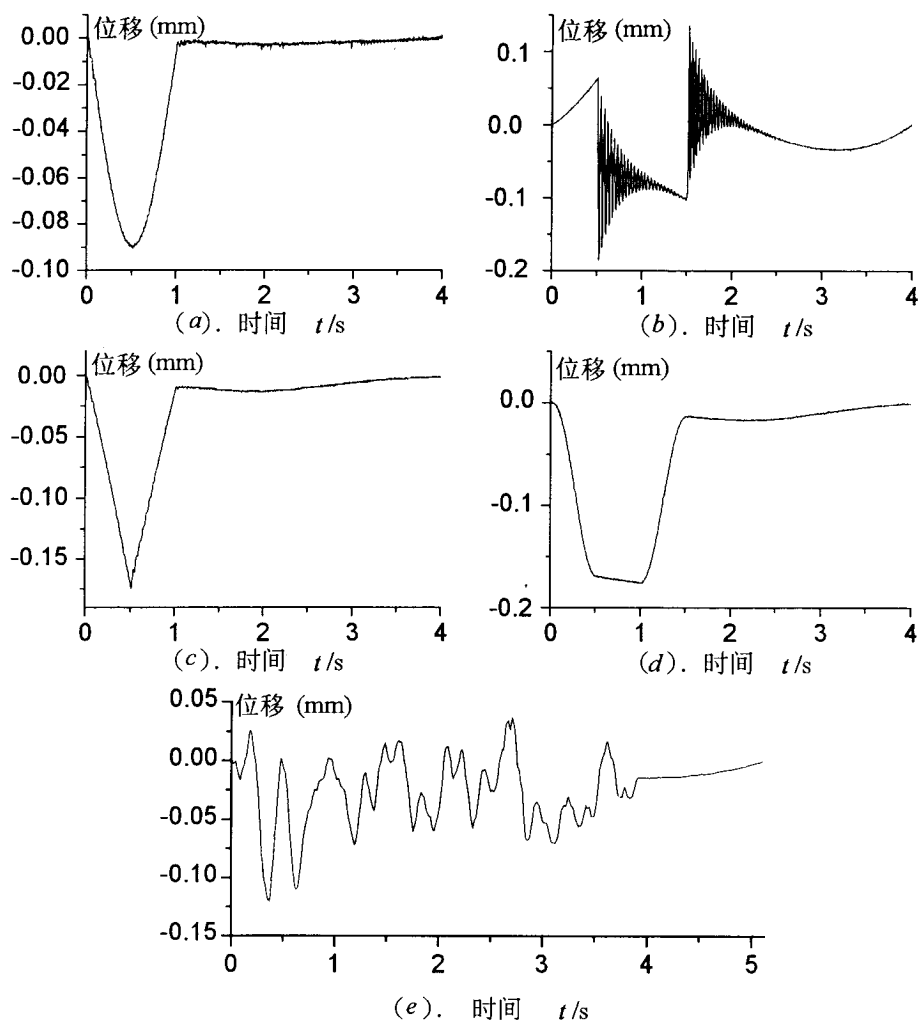


图4.2 图2.13中几种畸变信号的恢复

(a)半正弦脉冲 (b)矩形脉冲 (c)三角脉冲 (d)升余弦滚降脉冲 (e)桥梁动挠度

§ 4.5 本章小结

本章讨论了应用信号恢复技术进一步校正DP传感器动态特性的有关问题,给出了一般性的处理方法。本章的理论研究及实验分析表明:

1). 利用传感器的频率特性校正其已畸变的输出, 完全适用于稳态信号。对于瞬态信号, 经过“周期化”处理, 从而当作稳态处理, 仍可以依据传感器的频率特性作信号恢复。实践证明了理论的正确。

2). 磁电式地震检波器的传递函数 $H(s)$ 具有二阶高通特性, 零频为其零点。理想补偿环节 $1/H(s)$ 是临界不稳定环节, 物理上无法实现。本章讨论了含零点系统的恢复处理方法。只需利用任一已知时域点的值, 即可通过数字补偿实现用 $1/H(s)$ 环节补偿传感器动态误差, 从而获得了传递函数恒为1的理想的频率特性。实际信号的恢复结果表明处理方法切实可行。

3). 通过频域信号恢复处理, 利用DP传感器能够测量低频瞬态信号。因为在频域信号处理中, 只要信号的信噪比足够好, 可以通过已知的传感器的频响特性对已畸变的信号进行校正, 故可以突破第二章所述DP传感器固有频率低于信号持续时间倒数 $1/25$ 的要求。

第五章 约束最小平方卷积反演技术的研究

第四章我们讨论了用信号恢复技术校正DP型传感器动态特性的原理与方法。实践表明,由DP输出作恢复处理,受噪声影响,恢复结果仍然存在一定的失真。本章将针对有噪声干扰时的信号恢复问题展开讨论,分析信号恢复的不适定问题。深入研究约束最小平方卷积反演技术,并应用于实际信号的恢复处理。

§ 5.1 有噪声干扰时恢复处理的不适定问题

信号恢复问题,由系统的输出与已知的系统特性,反演系统的输入;系统识别问题,由系统的输入与输出推求系统的特性。它们同属于信号处理的逆问题(*Inverse problem*)。它们的处理方法完全等价,在处理中,都存在解的不适定问题^[63]。

不适定是一个数学概念,也称作病态问题。比如,线性方程组的求解中,系数矩阵的条件数过大,这时,系数矩阵或自由项的微小误差,都会导致求得的解发生很大的变化,受误差影响以致于求解结果面目全非。

信号恢复问题也是一类不适定问题,对系统输出很小的观测误差有可能导致恢复结果与实际输入相去甚远,表现出恢复处理的病态属性。第四章的实验中,对于持续时间比较长的信号,由DP输出作恢复处理以后,相对于实际被测信号仍有畸变,这实际上就是恢复处理病态问题的表现。本节将针对信号恢复处理不适定问题展开讨论,研究其产生机制。

考虑噪声影响,一个受外界干扰的测量系统如图5.1所示。测量系统 $H(j\omega)$ 由环节 $H_1(j\omega)$ 与 $H_2(j\omega)$ 串联而成,且:

$$H(j\omega) = H_1(j\omega) \cdot H_2(j\omega) \quad (5-1)$$

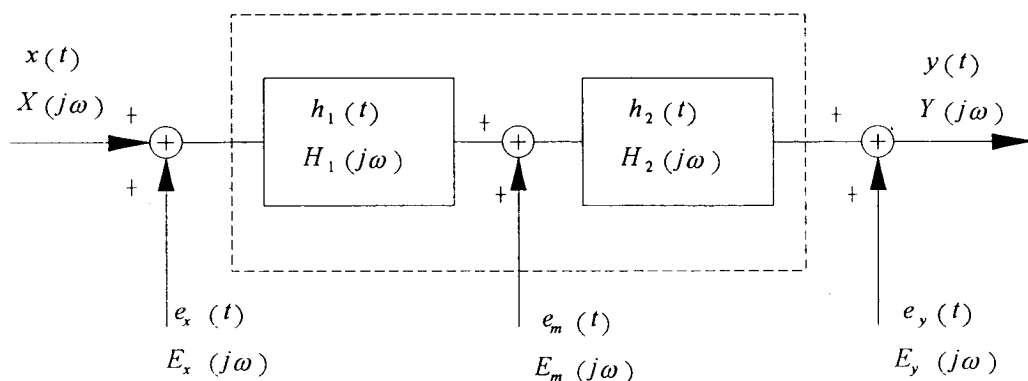


图5.1 受外界干扰的测试系统

其中, $e_x(t)$ 为输入噪声, $e_m(t)$ 为加于系统中间环节的噪声。 $e_y(t)$ 为加在输出端的噪声。

此时, 系统的输出、输入之间满足关系:

$$Y(j\omega) = H(j\omega) \cdot \{X(j\omega) + E_x(j\omega)\} + H_2(j\omega) \cdot E_m(j\omega) + E_y(j\omega) \quad (5-2)$$

对应于信号恢复运算, 有:

$$X(j\omega) = \{Y(j\omega) - E_y(j\omega) - H_2(j\omega) \cdot E_m(j\omega)\} / H(j\omega) - E_x(j\omega) \quad (5-3)$$

在系统零点附近, $|H(j\omega)|$ 很小, 接近于零, $|Y(j\omega)|$ 也接近于零, 式(5-3)近似为:

$$X(j\omega) = \{-E_y(j\omega) - H_2(j\omega) \cdot E_m(j\omega)\} / H(j\omega) - E_x(j\omega) \quad (5-4)$$

此时, $|H(j\omega)|$ 趋于零。由于噪声的影响(输出观测噪声与加在中间环节的噪声), 式(5-4)第一项的分子不为零, 而具有某有限值, 致使第一项趋于无限。零点的恢复结果完全取决于噪声, 表现出恢复处理的不适定性。

恢复处理过程在校正信号的同时, 将噪声也以同样的倍数放大。在零点附近, 系统输出的信噪比很差, 而恢复的放大倍数又很高, 噪声十分严重。经过富里叶逆变换给出时域波形时, 该频段的噪声将影响整个时域波形, 波形受到严重污染, 甚至无法辨认。

上述分析表明, 系统存在零点, 或者, 在某频率附近, 系统频率响应函数幅值很小, 受噪声影响, 信号恢复处理将表现出不适定现象。

式(5-4)表明, 加在输入级的噪声, 经恢复处理后一比一地影响恢复结果, 不会造成噪声高分贝放大的病态问题。而加在输出级的观测噪声以及加在中间环节的噪声, 经恢复处理将与信号同步放大, 影响恢复结果, 以致于表现出处理的病态。对于加在中间环节的噪声, $H_2(j\omega)$ 越趋于 $H(j\omega)$, 即噪声趋近于加在输入级, 该噪声对恢复处理的影响就越小。若 $H_2(j\omega)$ 越趋于 1, 即噪声趋近于加在输出级, 对恢复处理影响就越大。

输入级噪声 $E_x(j\omega)$ 虽然不会造成恢复处理中的病态问题, 但是若无其它观测输入级噪声的办法, 它将完全混淆于输入信号之中, 无法分离。

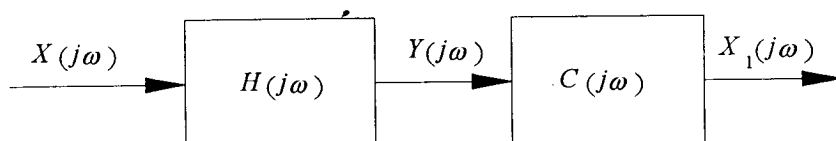
有鉴于此, 为了保证恢复处理获得满意的效果, 要求系统输出有足够高的信噪比, 尤其是系统零点附近的频率成分, 应该保证信号幅值足够强, 控制测量系统输出级与中间环节在该频段的噪声。

对于 DP 型地震式低频振动传感器, 系统零点为零赫兹。为确保获得满意的恢复结果, 首先应该努力控制传感器校正电路的低频漂移与低频噪声。比如, 选择低漂移, 低频噪声小的性能优良的芯片与稳定的阻容元件, 控制电路供电电源的纹波等, 此外, 对于实际测试系统也应采取必要措施以减少输出观测噪声。比如, 信号恢复处理实质上是由计算机对数字信号进行处理并产生出重建的数字信号的过程, 恢复处理离不开对信号的量化采样。为避免中间记录与转换环节(如磁带机)带来的观测噪声, 可以直接将测量系统的输出采样为

数字信号。为防止采样处理过程中高频分量混迭到低频上去,影响恢复处理,在A/D转换之前,通过模拟低通滤除过高的频率成分,从而有效地防止高频分量引起的混迭效应。采取以上措施,都有利于DP型地震式低频振动传感器输出的低频恢复。

§ 5.2 解决恢复处理不适定问题的最优补偿技术

信号恢复处理实质上相当于在测量系统输出之后,级联一个校正环节,这个环节也是一种数字滤波器。结合信号恢复处理的完整的测试系统框图如图5.2所示。



其中, $X(j\omega)$ 、 $Y(j\omega)$ 、 $H(j\omega)$ 分别为测量装置的输入、输出和频率响应函数。 $C(j\omega)$ 为动态特性校正环节(即信号恢复处理环节)的频率响应函数。研究信号恢复算法实质上就是研究设计环节 $C(j\omega)$ 。不考虑噪声的影响,取 $C(j\omega) = 1/H(j\omega)$ (系统零点需按 § 4.3 讨论的方法作相应处理)。 $X_1(j\omega)$ 是信号恢复处理的结果。若无噪声影响, $X_1(j\omega)$ 就等于 $X(j\omega)$ 。

考虑到噪声影响,若系统存在零点,或者在某频率附近,系统频率响应函数幅值很小,这时,若简单地设计校正环节为 $C(j\omega) = 1/H(j\omega)$, 将有可能导致恢复结果受到严重污染,表现出处理的不适定现象。此时,我们无法精确地获得原始信号,只能通过设计某种意义下的最优补偿环节 $C(j\omega)$, 实现在此意义下对原始输入的最优估计。

最优补偿环节 $C(j\omega)$ 有两种设计准则。一种是控制补偿结果与真实输入信号的方差为最小,这里称为准则1,如图5.3所示;另一种是控制测量系统对补偿结果的响应与系统实际输出之间的方差,使此方差最小,这里称为准则2。如图5.4所示

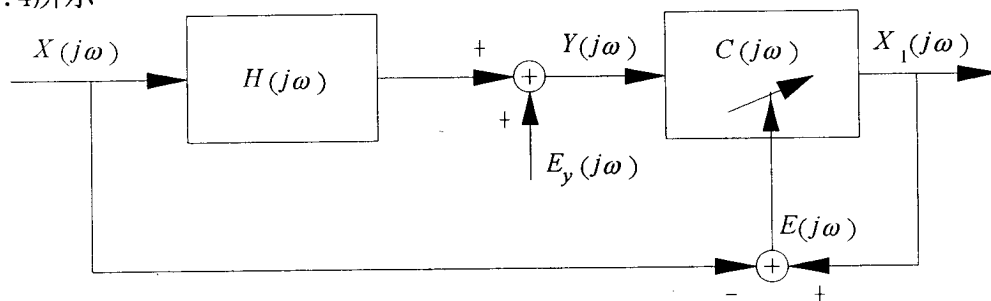


图5.3 最优补偿环节 $C(j\omega)$ 设计准则1

1. 最优补偿环节设计准则1

S.M.Riad等人提出了一种相应于准则1的补偿环节设计方法^{[24][25]}, $X(k)$ 、 $Y(k)$ 与 $H(k)$ 分别为测量装置的输入、输出和频率响应函数。设 $X_1(k)$ 是 $Y(k)$ 经 $C(k)$ 补偿的结果, 即对 $X(k)$ 的估计, 有 $X_1(k)=Y(k) \cdot C(k)$ 。

约束

$$E = E_e + \lambda \cdot E_c, \lambda \geq 0, \text{ 为最小} \quad (5-5)$$

其中: $E_e = \sum_{k=0}^{N-1} |X_1(k) - X(k)|^2$ 表示误差能量;

$$E_c = \sum_{k=0}^{N-1} |X(k) \cdot C(k)|^2 \text{ 表示补偿环节对噪声进行限制的一个量。}$$

λ 为补偿因子, 它可以改变补偿程度。

通过求 E 的最小值可得:

$$C(k) = H^*(k) / (|H(k)|^2 + \lambda) \quad (5-6)$$

$$X_1(k) = Y(k)H^*(k) / (|H(k)|^2 + \lambda) \quad (5-7)$$

式中, “*” 表示复共轭。

由式(5-6)可以看到, S.M.Riad的最优补偿法类似于维纳滤波技术^[35]。维纳滤波的补偿环节, 其频率响应函数为:

$$C(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + [p_n(k) / p_f(k)]} \quad (5-8)$$

其中, $p_f(k)$ 、 $p_n(k)$ 分别为原信号和噪声的功率谱密度。最优补偿法中的参数 λ 就是一个与噪声有关的量。当噪声可以忽略时, $\lambda=0$ 。此时, 最优补偿法设计的补偿函数 $C(k)$ 就是 $1/H(k)$ 。

对于测量系统归一化的幅频特性来说, 幅值为1的频段为测量系统的通带; 在系统零点及其小范围的邻域内, 频响的幅值很小, 接近于零, 为测量系统的止带; 频率响应函数介于0与1之间的频段对应系统的过渡带。

在测量系统的止带, 虽然 $|H(k)|$ 接近于零, 因 λ 有一定的值, 式(5-6)的分母不再等于零。从而解决了止带噪声被无限放大的问题, 抑制了噪声。在测量系统的通带, $|H(k)|=1$, 一般 $\lambda < 1$, 故不会带来影响。在过渡带, λ 与 $|H(k)|$ 幅值相当, 过渡带在一定程度上受到参数 λ 的影响。因而, 该方法的关键是选择合适的参数 λ , 确保获得充分精确的原信号, 又能很好地抑制噪声。如果已知信号的部分特征, 比如瞬态信号持续时间以外应该为零, 据此, 就可以调节参数 λ , 设计出最优的补偿函数。

从以上分析可以看到, 参数 λ 的选择具有一定的试探性。此外, λ 只是通过改变补偿函数 $C(k)$ 的幅频特性来抑制噪声的影响, 噪声相位的影响并没有得到改善, 补偿效果并不满意。

2. 最优补偿环节设计准则2

最优补偿环节设计准则2的原理如图5.4所示。

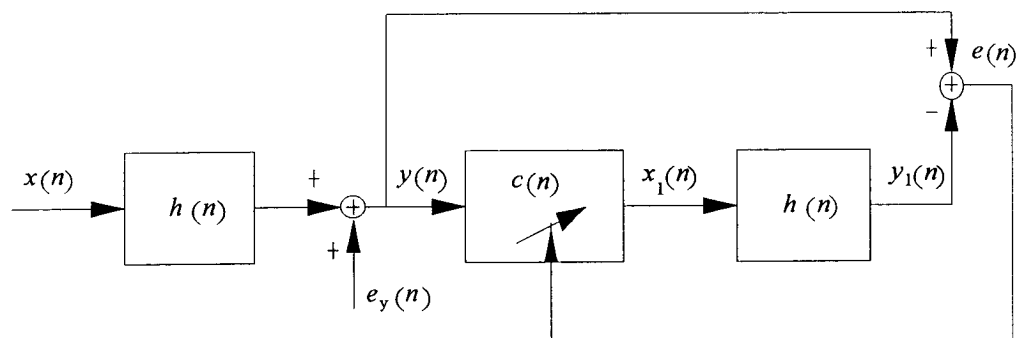


图5.4 最优补偿环节 $C(j\omega)$ 设计准则2

图中, $x(n)$ 、 $y(n)$ 、 $h(n)$ 分别为测量系统的输入、输出与脉冲响应函数, $e_y(n)$ 为加在测量系统输出端的噪声, $c(n)$ 为补偿环节脉冲响应函数, $x_1(n)$ 为对测量系统输入的估计, $y_1(n)$ 为 $x_1(n)$ 作用下测量系统的仿真输出, $e(n)$ 为测量系统输出与仿真输出之间的误差, 如果 $e_y(n)$ 等于零, 理想情况下, $e(n)$ 也等于零。

测量系统输入、输出与脉冲响应函数之间满足卷积关系:

$$y(n) = x(n) * h(n) + e_y(n) \quad (5-9)$$

其中, “*”表示卷积运算。

按准则2设计最小平方卷积反演算法^{[28][29][64]}, 就是由已知的 $y(n)$ 和 $h(n)$ 确定 $x(n)$ 的最佳估值 $x_1(n)$, 使估计误差 $e(n)$ 满足:

$$L = \sum_n |e(n)|^2 = \sum_n |y(n) - x_1(n) * h(n)|^2 \quad (5-10)$$

为最小。其中, “*”表示卷积运算。

按准则2设计的最小平方卷积反演, 如果 $y_1(n)$ 充分接近 $y(n)$, 则认为 $x_1(n)$ 接近真正的输入信号 $x(n)$ 。这也就是说, 如果系统对两个不同信号的响应相同, 该方法就不能区分这两个信号。这是按准则2设计最小平方卷积反演算法所存在的问题。下一节将对准则2的设计方法作详细讨论。

比较准则1与准则2, 我们看到, 准则1控制补偿结果与真实被测信号的分差, 求解结果更符合实际, 但由于被测信号正是我们所需要的解, 是未知的。

为此, 准则1的实现, 常要求一些已知信息。比如, 已知原信号与噪声的功率谱, 或已知信号部分特征, 如信号是时限的, 等等。藉此, 设计最优补偿函数。准则2控制测量系统对补偿结果的响应与系统对真实输入的响应之间的方差, 使此方差最小。算法容易实现, 但准则2并不总能保证补偿结果与真实被测信号方差也同时达到最小。

§ 5.3 约束最小平方卷积反演技术

上节我们讨论了信号恢复最优补偿技术的两种设计准则。在实际问题中, 常常能够预先认识所测信号的部分特征, 这种先验知识独立于测量过程而存在。比如, 已知信号持续时间有限等等。约束反演技术将信号的部分已知特征作为约束条件, 施加到求逆过程中, 使求逆在约束曲面上获得某种意义下的最优估计。本节针对瞬态信号讨论约束最小平方卷积反演算法。

现考虑瞬态信号的恢复问题。由于测量系统是稳定的, 在持续时间有限的输入信号 $x(n)$ 激励下, 经过足够长的时间, 可以认为系统复原。因而系统的输出序列 $y(n)$ 与脉冲响应序列 $h(n)$ 也可以以足够的精度认为是有限长的。设 $x(n)$ 、 $y(n)$ 和 $h(n)$ 的序列长度分别为 M_x 、 M_y 和 M_h , 且: $M_x = M_y - M_h + 1$ 。

以 $N(N \geq M_y)$ 为周期, 将序列 $x(n)$ 、 $y(n)$ 、 $h(n)$ 和 $e_y(n)$ 延拓为周期序列, 这时, 式(5-9)可以理解为周期卷积, 利用周期卷积定理及Parseval定理, 可得:

$$Y(k) = X(k) \cdot H(k) + E_y(k) \quad (5-11)$$

在频域, 最小平方卷积反演确定最佳估值, 就是使得:

$$L = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |E(k)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k)|^2 \quad (5-12)$$

最小。

对于具有时限性质的信号 $x(n)$, 当 $n = M_x \sim N-1$ 时, 有 $x(n)=0$, 因此, $x(n)$ 频谱 $X(k)$ 的估计值 $X_1(k)$ 应满足如下约束条件。

$$x_1(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) W_N^{nk} = 0, \text{ 当 } n = M_x \sim N-1 \quad (5-13)$$

其中, $W_N^{nk} = e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}$

为把此约束施加于求逆过程, 引入Lagrange乘子 $\lambda(n)$, $\lambda(n)$ 满足:

$$\lambda(n) = \begin{cases} 0 & n = 0 \sim M_x - 1 \\ \alpha(n) & n = M_x \sim N - 1 \end{cases} \quad (5-14)$$

其中, $\alpha(n)$ 待定。

这时, 求 $X(k)$ 的最佳估值问题演化为使下面的条件泛函取最小值。

$$L = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k)|^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \lambda(n) \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) W_N^{nk} \quad (5-15)$$

其中, $W_N^{nk} = e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}$ 。

实际上, 正是由于式(5-13)对 $X_1(k)$ 的约束, 以及 $\lambda(n)$ 的定义如式(5-14), 式(5-15)的第二项恒等于零, 因此, 式(5-15)与式(5-12)是完全等价的。

令 $\varphi(n) = \lambda^*(n)$, “*” 表示复共轭;

$\Phi(k) = DFT\{\varphi(n)\}$, DFT 表示离散傅氏变换。

式(5-15)的第二项可以写为:

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) \cdot \Phi^*(k) = 0 \quad (5-16)$$

这表明, $X_1(k)$ 与 $\Phi(k)$ 的复共轭是正交的, 这一关系在下面求极值的推导中将会用到。

推导式(5-15)最小值的求解方法, 分两种情形讨论。

(1). 不含零点的系统

此时, $H(k) \neq 0$, 对于 $k=0, 1, \dots, N-1$ 。

式(5-15)可以展开为:

$$L = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ |Y(k)|^2 - |Y(k) - \Phi(k)/H^*(k)|^2 + |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k) - \Phi(k)/H^*(k)|^2 \right\} \quad (5-17)$$

由于式(5-17)与式(5-12)等价, 因而, 无论 $X_1(k)$ 取何值, 都有 $L \geq 0$ 。显然, 当式(5-17)的第二项为零时, L 取得最小值, 即:

当 $X_1(k)$ 的最佳估值 $X_e(k)$, 满足:

$$Y(k) = X_e(k) \cdot H(k) + \Phi(k)/H^*(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5-18)$$

时, L 取最小, 有:

$$L_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_e(k) \cdot H(k)|^2 \quad (5-19)$$

式(5-19)是不言自明的, 因为无论 $X_1(k)$ 取何值, 式(5-17)都等价于式(5-12), 因此, $X_1(k)$ 取最优估值 $X_e(k)$ 时, 同样满足式(5-12), 即得到式(5-19)。

由式(5-15)展开为式(5-17)的证明见附录A。

比较式(5-18)与式(5-11)可以看到, $\Phi(k)$ 是反映噪声幅相的重要参数。

由式(5-18)可以得到 $X_1(k)$ 的最佳估值 $X_e(k)$ 满足:

$$Y(k)/H(k) = X_e(k) + \Phi(k)/|H(k)|^2 \quad (5-20)$$

以IDFT表示离散富里叶逆变换, 则:

$$x_1(n) = \text{IDFT}\{Y(k)/H(k)\}, r_1(n) = \text{IDFT}\{1/|H(k)|^2\}$$

$x_1(n)$ 就是直接逆滤波的结果。

对式(5-20)两端作富里叶逆变换, 由卷积定理, 并注意:

$\varphi(n) = \lambda^*(n) = 0$, 当 $n=0 \sim M_x-1$ 。可得:

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x_e(n) + \sum_{m=0}^{N-1} \varphi(m) \cdot r_1(n-m) \\ &= x_e(n) + \sum_{m=M_x}^{N-1} \varphi(m) \cdot r_1(n-m) \end{aligned} \quad (5-21)$$

其中, $x_e(n)$ 是对输入的最佳估计, $X_e(k)$ 为 $x_e(n)$ 的离散富里叶变换。

再计及约束 $x_e(n)=0$ 可得 $(N-M_x)$ 阶Toeplitz方程:

$$\sum_{m=M_x}^{N-1} \varphi(m) \cdot r_1(n-m) = x_1(n), \quad n = M_x \sim N-1 \quad (5-22)$$

写成矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} r_1(0) & r_1(1) & \cdots & r_1(N-M_x-1) \\ r_1(1) & r_1(0) & \cdots & r_1(N-M_x-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_1(N-M_x-1) & r_1(N-M_x-2) & \cdots & r_1(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi(M_x) \\ \varphi(M_x+1) \\ \vdots \\ \varphi(N-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(M_x) \\ x_1(M_x+1) \\ \vdots \\ x_1(N-1) \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

该方程组的系数矩阵具有循环对称性质, 是典型的Toeplitz矩阵, Toeplitz方程的求解有一些十分快捷的计算方法^[28], 见附录B

约束最小平方的具体求解过程, 先由 $\frac{1}{|H(k)|^2}$ 、 $Y(k)/H(k)$ 的富里叶逆变换算出 $r_1(n)$ 和 $x_1(n)$, 应用Toeplitz递推算法解方程组(5-23), 求出与噪声有关的序列 $\varphi(n)$ 。将 $\varphi(n)$ 的富里叶变换 $\Phi(k)$ 代入式(5-18)获得对真实输入信号频谱的最小平方估计 $X_e(k)$, 进而得到 $x_e(n)$, 此时残差能量在式(5-13)的约束下达到最小, 如式(5-19)所示。

(2). 存在零点的系统

设 k_0 是系统的零点, 有 $H(k_0)=0$ 。这时, 将式(5-15)的目标函数修改为:

$$\begin{aligned} L_{\varepsilon} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k)|^2 + \sum_{n=0}^{N-1} \lambda(n) \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) W_n^{nk} + \frac{1}{N} \varepsilon |X_1(k_0)|^2 \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1(k) \cdot \Phi^*(k) + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_1^*(k) \cdot \Phi(k) + \frac{1}{N} \varepsilon |X_1(k_0)|^2 \end{aligned} \quad (5-24)$$

其中, $W_N^{nk} = e^{-j \frac{2\pi nk}{N}}$, “*” 表示复共轭。

将 L_{ε} 分成两部分, 即: $L_{\varepsilon} = L_1 + L_2$ 。 L_1 是除零点以外其他频率点的平方误差之和, L_2 是对应零点频率的平方误差。仿照式(5-17)的推导, 有:

$$L_1 = \frac{1}{N} \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq k_0}}^{N-1} \left\{ |Y(k)|^2 - |Y(k) - \Phi(k) / H^*(k)|^2 + |Y(k) - X_1(k) \cdot H(k) - \Phi(k) / H^*(k)|^2 \right\} \quad (5-25)$$

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{1}{N} \left\{ |Y(k_0)|^2 - X_1(k_0) \cdot Y^*(k_0) \cdot H(k_0) - X_1^*(k_0) \cdot Y(k_0) \cdot H^*(k_0) \right. \\ &\quad \left. + X_1(k_0) \Phi^*(k_0) + X_1^*(k_0) \Phi(k_0) + |X_1(k_0) \cdot H(k_0)|^2 + \varepsilon |X_1(k_0)|^2 \right\} \\ &= \frac{1}{N} \left\{ |Y(k_0)|^2 - \frac{1}{\varepsilon + |H(k_0)|^2} |Y(k_0) H^*(k_0) - \Phi(k_0)|^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\varepsilon + |H(k_0)|^2} |Y(k_0) H^*(k_0) - [\varepsilon + |H(k_0)|^2] X_1(k_0) - \Phi(k_0)|^2 \right\} \end{aligned}$$

(5-26)

因而, 当:

$$Y(k) = X_{\varepsilon}(k) \cdot H(k) + \Phi(k) / H^*(k) \quad , k = 0, 1, \dots, N-1 (k \neq k_0) \quad (5-27a)$$

和:

$$Y(k_0) \cdot H^*(k_0) = X_e(k_0) [\varepsilon + |H(k_0)|^2] + \Phi(k_0) \quad (5-27b)$$

L_ε 取得最小值。

因此, 当系统含有零点时, 只需将式(5-18)中的 $1/|H(k_0)|^2$ 、 $Y(k_0)/H(k_0)$ 分别替换为 $1/[\varepsilon + |H(k_0)|^2]$ 、 $Y(k_0) \cdot H^*(k_0)/[\varepsilon + |H(k_0)|^2]$ 即可完全仿照式(5-18)的求解进行。显然, $\varepsilon \rightarrow 0$ 时, L_ε 的最小值趋于 L 的最小值。这时两者求出的对输入的估计 $X_e(k)$ 也是相同的。

对于 DP 型地震式低频振动传感器, 系统的零点对应于直流分量, 即 $k_0=0$ 时, $H(k_0)=0$ 。为此, 给定某一数值足够小的 ε , 就可以对 DP 拾取持续时间有限信号的输出作约束最小平方卷积反演。

针对频响函数为 $H(k)$ 的 DP 型地震式低频振动传感器, 由输出反演输入的求解步骤归纳如下:

首先确定待求的输入序列的长度, 然后:

(1). 由 $Y(k)$ 及 $X(k)$, 求直接滤波结果 $X_1(k)$, 得到序列 $x_1(n)=IDFT\{X_1(k)\}$, 有:

$$X_1(k) = \begin{cases} Y(0)H^*(0)/[\varepsilon + |H(0)|^2] & k=0; \\ Y(k)/H(k) & k=1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (5-28)$$

(2). 由 $H(k)$ 确定序列 $r_1(n)$, 即:

$$R_1(k) = \begin{cases} 1/[\varepsilon + |H(0)|^2] = 1/\varepsilon & k=0; \\ 1/|H(k)|^2 & k=1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (5-29)$$

$$r_1(n)=IDFT[R_1(k)] \quad (5-30)$$

(3). 由 $(N-M_x)$ 阶 Toeplitz 方程

$$\sum_{m=M_x}^{N-1} \varphi(m) \cdot r_1(n-m) = x_1(n) \quad , n = M_x \sim N-1 \quad (5-31)$$

确定 $\varphi(n) \quad n = M_x \sim N-1$

(4). 确定 $X(k)$ 的最佳估值 $X_e(k)$, 有:

$$X_e(k) = \begin{cases} -\Phi(0)/\varepsilon & , k=0; \\ Y(k)/H(k) - \Phi(k)/|H(k)|^2 & , k=1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (5-32)$$

$$x_e(n)=IDFT[X_e(k)] \quad (5-33)$$

计算对应于最佳估值的平方误差能量, 有:

$$L_m = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |Y(k) - X_e(k) \cdot H(k)|^2 \quad (5-34)$$

§ 5.4 应用约束最小平方卷积反演技术校正DP畸变的输出

本节讨论约束最小平方卷积反演技术的具体应用。第二章 § 2.3 的模拟实验中, DP型位移传感器拾取瞬态信号, 输出存在畸变。在第四章, 对已畸变的瞬态信号作恢复处理, 处理结果仍然存在一定的失真。应用本节讨论的约束最小平方卷积反演技术, 通过约束脉冲持续时间之后的区间段信号为零, 抑制噪声影响, 获得对被测信号的最优估计。处理结果我们已在第二章图2.15中给出。经过对低频噪声的抑制, 恢复结果与真实信号颇为吻合, 表明处理方法正确, 处理结果是满意的。本节将针对DP型位移传感器实测桥梁动挠度信号的恢复问题作初步讨论, 并给出实际信号的恢复结果。从而, 验证反演方法的正确, 考察最小平方误差意义下的恢复效果。

火车通过时桥梁梁体的动态形变过程, 即动挠度信号。火车上桥前, 梁体没有动态形变, 动挠度信号起始为零; 火车过桥经一定时间后, 梁桥的动态形变也应恢复至零。因此, 动挠度信号是一种有限时长瞬态信号。此外, 动挠度波形类似于一次次有时延的半正弦波的迭加, 是一种低通型的信号, 含有丰富的低频分量。用DP型位移传感器测试动挠度信号, 其输出必然畸变。本节讨论应用约束最小平方卷积反演技术校正DP输出。

1993年9月, 在兖石线沂河大桥现场, 测试某一跨度为32m 的简支梁跨中动挠度, 试验荷载为单机车头。同时用应变式位移计和DP型地震式低频位移传感器测试动挠度信号。应变式位移计是一种低通型的机械接触式传感器, 振动信号频率成分不太高时, 可以较好地反映被测信号。位移计的测试结果如图5.5(车速为67.4km/h), 基本上正确地反映了低频部分的动挠度变形。

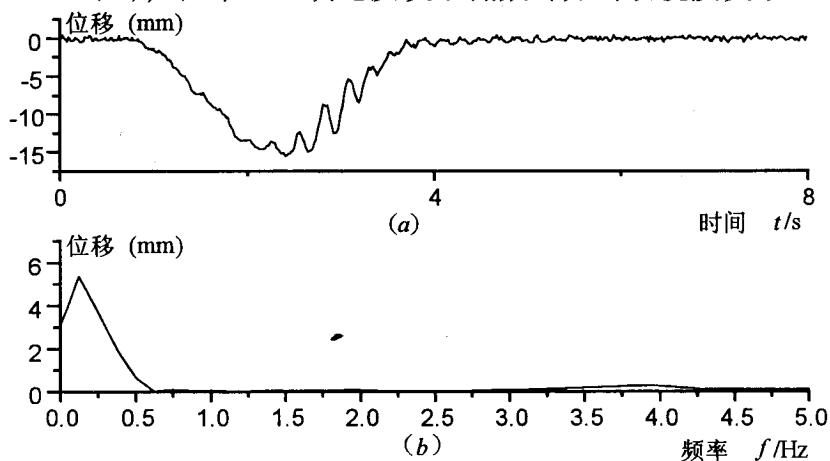


图5.5 用应变式位移计测量动挠度信号

我们看到,这是一种类似于半正弦的低通型信号。选用高通型的 DP 型地震式低频位移传感器拾取该信号,要求传感器具有足够低的固有频率,传感器处理电路中的隔直环节与积分环节的时间常数要求足够长,这样才能以足够的精度反映被测信号。图5.6给出了对应不同固有频率、不同的隔直、积分时间常数时, DP 型地震式低频位移传感器对图5.5信号响应的仿真。

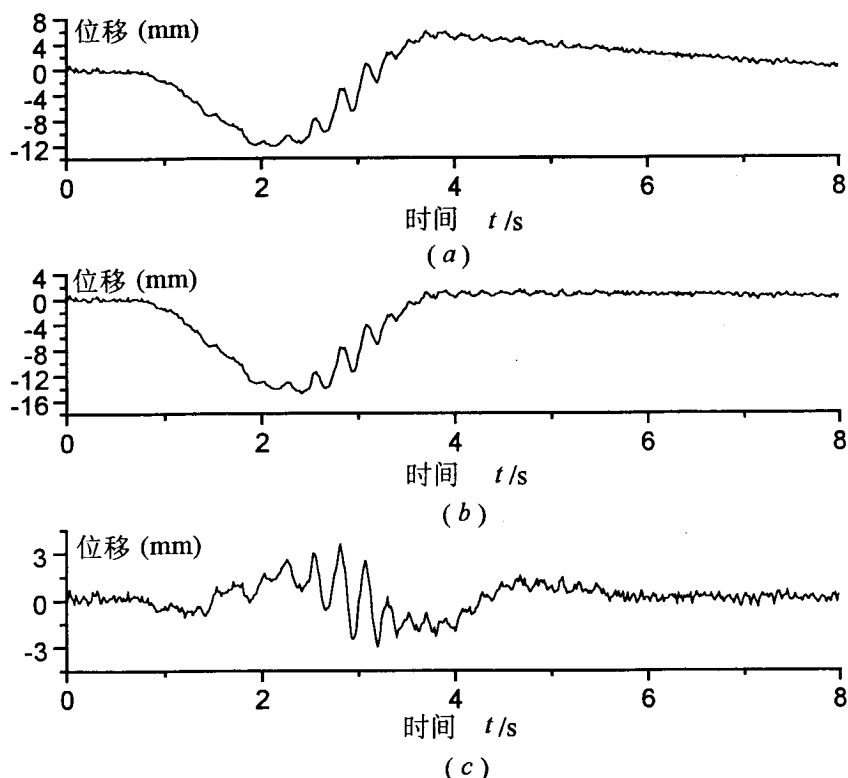


图5.6 不同固有频率、隔直与积分时间常数的 DP 型位移计对图5.6信号的响应

(a) 固有频率0.05Hz, 不考虑积分、隔直环节时间常数影响

(b) 固有频率0.01Hz, 不考虑积分、隔直环节时间常数影响

(c) 固有频率0.5Hz, 积分时间常数0.51s、隔直环节时间常数2.2s

当传感器的固有频率低至0.01Hz, 且不考虑积分与隔直时间常数影响时, DP 型地震式低频位移传感器的仿真输出与图5.5的信号基本一致。

实际上, DP 型地震式低频位移传感器难以做到具有如此低固有频率的频率特性。现场使用的 DP 型地震式低频位移传感器,固有频率为0.5Hz,灵敏度 $0.5\text{mV}/\mu\text{m}$,积分时间常数为0.51s,隔直时间常数为2.2s。对应于图5.5的相同测次, DP 型地震式低频位移传感器拾取的信号如图5.7。

我们看到, DP 型地震式低频位移传感器的实测结果与图5.7中相同参数的仿真结果十分吻合。这表明, DP 型地震式低频位移传感器的输出,相对于被测信号已失真。而且,失真的根源就在于传感器本身的频率特性。