

文章编号: 0253-2239(2003)12-1413-5

三分量全光纤加速度检波器及数字处理系统*

严志刚 丁桂兰 陈才和 崔宇明

(天津大学精密仪器与光电子工程学院, 光电信息技术科学教育部重点实验室, 天津 300072)

摘要: 研制出三分量全光纤加速度检波器及其数字信号处理系统。该检波器由一个质量块, 六个顺变柱体, 三组迈克耳孙干涉仪光路组成。顺变柱体是检波器敏感元件中的关键部件。该检波器数字信号处理系统以 TI 公司的高性能数字信号处理芯片为核心, 辅以必要的电路, 实现了对加速度信号的高精度检测和误差信号的补偿。测试结果表明, 检波器在共振频率以上有较好的频率响应, 输入信号与输出信号吻合较好; 检波器在共振频率以下亦有较好的频率响应。最后给出了检波器频率响应曲线。

关键词: 导波和光纤光学; 三分量全光纤加速度检波器; 迈克耳孙干涉仪; 数字信号处理; 共振频率; 频率响应
中图分类号: TN761.5 文献标识码: A

1 引 言

近年来, 国内外开展了大量全光纤加速度地震传感技术的研究^[1~4]。该传感技术具有频带宽、灵敏度高和抗电磁干扰等独特优点。但目前报导的均为单一分量(垂直分量)加速度传感器, 这类单分量传感器在航空航天、惯性导航、石油天然气开采作业与地震检测中都无法实现对监测目标的实时精确定位。近年国外虽然有关于开展三分量光纤加速度传感器研究的设想, 但至今未见实验结果报导。

本课题组研制成以迈克耳孙干涉仪为基础的三分量全光纤顺变柱体型加速度检波器。它将全光纤干涉仪、光源、探测器、敏感元件集成在一起, 具备了单分量的优点, 其最大特点是: 实现了加速度三个分量的并行、实时、高精度检测。

2 检波器结构及传感机理

三分量全光纤加速度检波器的系统结构简图如图 1 所示^[5,6]。该检波器由 6 个顺变柱体支撑着一个质量块组成。在一定的张力下, 相对的两顺变柱体上紧密缠绕的光纤形成了迈克耳逊干涉仪的两臂, 两臂端面镀有高反铝膜。该系统采用 3 个激光二极管光源、3 个 PIN 探测器及 6 个紧密缠绕着单模光纤的顺变柱体构成了 3 个迈克耳孙干涉仪。

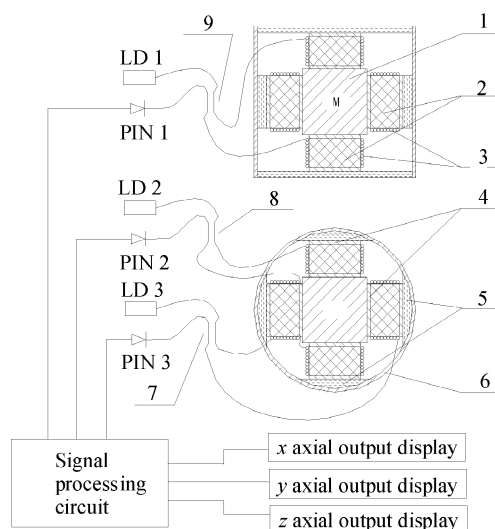


Fig. 1 Simple graph of three-component all-fiber Acceleration Seismometer system. 1: Seismic mass, M; 2: compliant cylinders; 3: optical fiber; 4: aluminum ends; 5: the ends for pre-loading of the fiberwrapped cylinders; 6: sensor case; 7, 8, 9: 3 dB optical fiber coupler

顺变柱体^[7,8]是检波器敏感元件中的关键部件。由于一般的橡胶受环境(如温度等)的影响比较大, 热胀冷缩较明显。为了减少外界环境对其影响, 顺变柱体采用室温硫化硅橡胶材料制成。硫化硅橡胶在温度 0~100 °C 范围内, 杨氏模量随温度的变化几乎是一直线, 而且其杨氏模量随频率的变化也比较小。为了给顺变柱体施加预紧力和有利于质量块与顺变柱体的固定, 在顺变柱体的两端各加了一个铝帽, 且将铝帽与顺变柱体浇注在一起。经测试其

* 国家自然科学基金(49974010)资助课题。

E-mail: guang221@eyou.com

收稿日期: 2002-10-17; 收到修改稿日期: 2002-12-18

弹性模量为 $2.24 \times 10^6 \text{ N/m}^2$ 。每一顺变柱体高为 15 mm, 直径为 23 mm, 质量 $m_k = 8 \text{ g}$ 。每一柱体上都紧密缠绕有单模光纤, 其复合刚度系数为 K_m 。质量块为一金属立方体, 质量 $M = 430 \text{ g}$ 。它的 6 个面上分别固接着 6 个顺变柱体, 如图 2 所示。顺变柱体的另一端与套筒固定, 其作用是把外壳与质量块的相对轴向运动转变为光纤张力。在光纤张力的作用下, 紧密缠绕在顺变柱体上的光纤就能对振动作出响应。任何外界的加速度在 x, y, z 方向上的分量分别迫使该方向上的顺变柱体沿轴向压缩和伸长, 从而形成推挽式结构。由于温度等外界因素对任何一个顺变柱体的影响是相同的, 故采用推挽式结构在理论上可减少温度、压力等变化对检波器的影响。采用迈克耳孙干涉结构则可提高检波器的灵敏度, 因为光通过每一个光纤线圈 2 次。

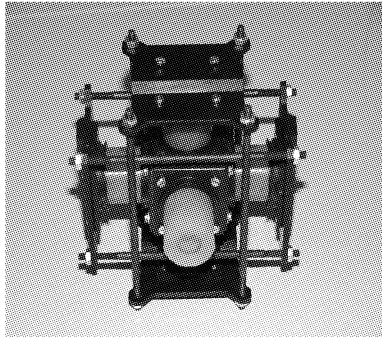


Fig. 2 Structure graph of seismometer sensing element

检波器传感机理如图 1 所示。每个耦合器接收相应的激光二极管发出的相干光, 经耦合区后形成两束光进入干涉臂, 由镀有高反铝膜的光纤端面反射回来, 在耦合区处形成干涉。再由光电探测器将干涉得到的光信号转换为电信号输出给数字信号处理系统。然后由数字信号处理系统提取出待测的空间加速度信号的三个分量, 经矢量合成即得待测的空间加速度信号。

设检波器每组干涉仪的输入光强为 I_0 。 α 为两相干光的混合效率, 它与光纤耦合器的分束比和两相干光的偏振态有关。 $\Delta\phi(t)$ 为两干涉臂的相位差。输出光强为

$$I(t) = \frac{1}{2} I_0 [1 + \alpha \cos \Delta\phi(t)]. \quad (1)$$

3 数字信号处理系统工作原理

由上述可知, 三分量全光纤加速度检波器的三套光路是完全相同的, 不同之处仅仅在于用来测量不同方向上的加速度分量。在此仅需分析一个分量

即可, 其余与此类似。

检波器数字信号处理系统工作原理如图 3 所示。图 3 中虚框内所示部分为数字信号处理芯片 (digital signal processing, DSP)。检波器迈克耳孙干涉仪的输出光强 $I(t)$ 经光电探测器 PIN 并前置放大后输出电压为

$$V(t) = KI_0 [1 + \alpha \cos \Delta\phi(t)], \quad (2)$$

式中 K 是光电二极管 (PIN) 转换系数和前级放大电路增益所决定的常数。

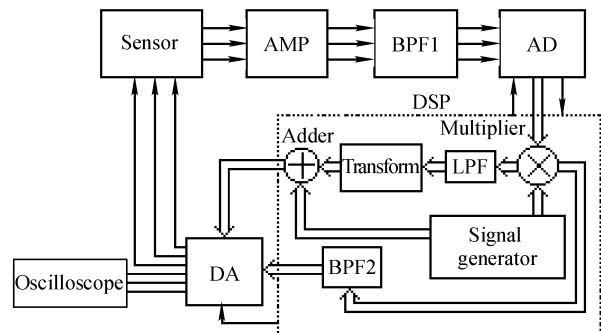


Fig. 3 Simple graph of Seismometer digital signal processing system. BPF: band pass filter; LPF: low pass filter; AMP: amplifier; AD: analog digital converter; DA: digital analog converter

$$\Delta\phi(t) = \Delta\phi_s(t) + \Delta\phi_m(t) + \Delta\phi_n(t), \quad (3)$$

在上式中, $\Delta\phi_s(t)$ 是简谐振子在外界加速度场 $a(t)$ 的作用下, 在干涉场中引起的相位差。测量过程中要求 $a(t)$ 是一带限信号。设其为一角频率为 ω_s , 初相位为 δ 的正弦信号, 所以它在干涉光强中引入的相位差可表示为

$$\Delta\phi_s(t) = Ha(t) = \phi_s \sin(\omega_s t + \delta), \quad (4)$$

式中 H 是由简谐振子中质量块的质量、传感光纤的硬度长度之积、激光的工作波长、顺变柱体的高度、传感光纤的折射率等参量决定的常量。

$\Delta\phi_m$ 是由于调制波 $A_m \sin(\omega_m t)$ 作用在压电陶瓷上, 使其随着调制波周期地膨胀和收缩, 引起绕在其上的光纤的微拉伸, 从而在干涉场中引入相位差, 它可表示为

$$\Delta\phi_m(t) = \phi_m \sin(\omega_m t), \quad (5)$$

式中 ϕ_m 是调制波作用在压电陶瓷上引起的相位变化信号的振幅, ω_m 为调制波的角频率。 $\phi_n(t)$ 是由于干涉仪的两干涉臂长度不绝对相等、温度变化、反馈信号分别引起的相位差 $\Delta\phi_q(t)$ 、 $\Delta\phi_r(t)$ 和 $\Delta\phi_b(t)$ 的综合, 它可表示为

$$\phi_n(t) = \Delta\phi_q(t) + \Delta\phi_r(t) - \Delta\phi_b(t), \quad (6)$$

综上所述放大器输出电压可表示为

$$V(t) = KI_0 \{1 + \alpha \cos[\phi_s \sin(\omega_s t + \delta) + \phi_m \sin(\omega_m t) + \phi_n(t)]\}, \quad (7)$$

经过带通滤波器后输出电压为

$$V(t) = K_v \{ \cos[\phi_s \sin(\omega_s t + \delta) + \phi_m \sin(\omega_m t) + \phi_n(t)] \}, \quad (8)$$

式中 $K_v = KI_0 \alpha$ 。将式(8)作变换可得

$$V(t) = K_v \cos[\phi_s \sin(\omega_s t + \delta) + \phi_m \sin(\omega_m t)] \cos \phi_n - K_v \sin[\phi_s \sin(\omega_s t + \delta) + \phi_m \sin(\omega_m t)] \sin \phi_n, \quad (9)$$

当采用零差补偿技术使 $\phi = 2n\pi (n = 0, 1, 2, \dots)$ 时, (9) 式只取前一项, 并将其展成傅里叶-贝塞尔函数, 与本机振荡信号 $A_m \sin(\omega_m t)$ 相乘得

$$V(t) = K_v G A_m \left\{ \left[J_0(\phi_s) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_s) \cos 2n(\omega_s t + \delta) \right] \left[J_0(\phi_m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\phi_m) \cos(2n\omega_m t) \right] + \right. \\ \left. \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_s) \sin(2n+1)(\omega_s t + \delta) \right] \left[2 \sum_{n=0}^{\infty} J_{2n+1}(\phi_m) \sin(2n+1)(\omega_m t) \right] \right\} \sin(\omega_m t), \quad (10)$$

式中 $J_n(x)$ 为 n 阶第一类贝塞尔函数; G 为乘法增益。(10) 式表明干涉输出信号中, 除含有直流和基频分量外, 还有无穷多的高次谐波分量。解调目的是要失真地检测出待测信号。因此式中只取 $n = 0$, 即涉及与待测信号具有相同频率 ω_s 项为

$$V(t) = 2K_v G A_m J_1(\phi_s) J_1(\phi_m) \times \\ \sin(\omega_s t + \delta) (1 - \cos 2\omega_m t). \quad (11)$$

从(10)式和(11)式可以看出, 乘法输出的信号中仍有调制信号、低频的温度漂移信号和直流分量。因此信号须经带通滤波器过滤。

由于采用分立元件构成的模拟信号处理电路在稳定性、抗干扰能力上不如数字信号处理电路, 而且不易改动。正由于此, 在本系统中采用数字信号处理电路。本数字信号处理系统以 TI 公司的高性能数字信号处理芯片 TMS320VC548 为核心, 辅之以必要的外围电路, 实现了对加速度信号的高精度检测和误差信号的补偿。TMS320VC548 利用其强大的数字信号处理能力完成图 3 虚框内所示功能。本系统工作原理如下: 首先, 将三个从 PIN 输出的电流信号经过高精密度放大器 (AMP) 放大成电压信号; 然后对三路电压信号用带通滤波器 (BPF1) 进行抗混叠滤波后送入模数转换器 (AD), 将模拟电压信号转换成数字信号; 接着由 TI 公司的高性能数字信号处理芯片 (DSP TMS320VC548) 读取模数转换器输出的数字信号。数字信号处理芯片 (DSP) 功能如下: 一方面, 在数字信号处理芯片内部对输入的数字信号进行解调、带通滤波等运算后, 得到待测信号的解调数字信号。然后把此数字信号送到数模转换器, 得到待测信号检测到的模拟信号。另一方面, 在数字信号处理芯片内部把待测信号解调得到的信号经过滤波、变换、加法等运算的信号也送入数模转换器, 再把此数模转换器输出的模拟信号送入压电陶

瓷, 以实现光波相位进行调制和反馈补偿。

4 零差补偿技术

干涉型光纤加速度传感器用于实际测量的主要问题之一是要解决系统的信号因环境的变化而产生的漂移问题。为了解决漂移问题, 本系统首先在传感器的结构上采取推挽结构, 它能降低系统的漂移。其次, 更重要的是在本系统中采用了零差补偿技术^[9], 基本上解决了系统漂移问题。其方法是用低通滤波器从乘法器输出中取出 $J_0(\phi_s) J_1(\phi_m) \sin \phi_n(t)$ 后, 经过变换、加法、数模 (D/A) 变换后输出给压电陶瓷, 从而实现对温度等的补偿。实验结果表明输出信号与输入激励信号有稳定的相位关系, 表明漂移问题得到了有效的解决。

5 灵敏度分析与讨论

3 dB 光纤耦合器探测到的光相移是光程差的函数。设 n_1 为光纤芯层折射率, λ_0 为真空中的光波长, 则任一轴向总的光相移为

$$\delta\phi = \frac{8\pi n_1}{\lambda_0} \delta L, \quad (12)$$

根据 $L = N\pi D$ (L 为光纤有效长度, D 为顺变柱体直径) 和顺变柱体体积不变性, 可知

$$\delta L = N\pi \delta D = \frac{N\pi D}{2h} \delta h, \quad (13)$$

其中 h 为顺变柱体高度, 由机械振动理论可得

$$Ma = 2CK_m \delta h, \quad (14)$$

其中 M 为质量块质量, C 为轴向补偿系数, K_m 为复合顺变柱体刚度系数

$$K_m = \frac{N\pi D}{4h^2} K_{f_n}, \quad (15)$$

式中, K_{f_n} 为光纤硬度与长度的乘积。由(13)式和(14)式可得

$$\delta L = \frac{N\pi DMa}{4hCK_m}, \quad (16)$$

将(15)式代入(12)式, 可以得出任一轴向的加速度灵敏度:

$$\frac{\delta\phi}{a} = \frac{2\pi^2 n_1 NDM}{\lambda_0 hCK_m} = \frac{8\pi n_1 hM}{\lambda_0 CK_{f_n}}, \quad (17)$$

代入数据计算可得理论灵敏度为 $1.94 \times 10^3 \text{ rad/g}$ 。

由(16)式可以看出, 增加顺变柱体的高度和加大质量块的质量, 可以提高检波器对加速度的灵敏度。缩短光源的 λ_0 也可以提高灵敏度。理论计算表明可在原来的基础上提高一个数量级。

6 实验结果与讨论

在丹麦产的 PM Vibration Exciter 4808 型振动台上对三分量全光纤加速度检波器进行了测试, 在共振频率以上, 检波器的输出信号与振动台输入激励信号一致, 能较好地反映实测信号的特性。图 4 是 HP54645D(惠普)型示波器显示采集并直接输出打印的实验曲线。图 5 为检波器频率响应曲线。

图 4 中下面的曲线为振动台输入激励信号, 上面的为检波器输出信号。图 3(a)、图 3(b)是共振频率 f_n (本实验中 $f_n = 695 \text{ Hz}$) 以下的测试曲线。图 4(c)是共振频率 f_n 以上的测试结果。可以看出, 当输入激励信号的频率比共振频率 f_n 低许多时, 虽然检波器对振动台的激励输入信号作出了响应, 但在较宽的频率范围内输出信号失真比较严重, 曲线不理想。究其原因, 是由设计的信号处理电路所致。在数字信号处理电路中, 数字信号处理芯片内部的带通滤波器上限为 1000 Hz 。所以当输入激励信号的频率较低时, 其低次谐波也是带通的。输入激励信号频率越低, 检波器输出信号中含有输入激励信号的谐波成份就越多, 从而失真就越严重。但如果当输入激励信号的频率大于 500 Hz 时, 其输出信号中就不可能含有谐波成份了, 因为带通滤波器对其谐波是带阻的, 所以输出信号也就不会存在谐波失真。当合理设计滤波器时, 也能让输出信号基本上不失真。虽然当输入激励信号频率接近于检波器共振频率时, 输出信号大致真实地反映了输入信号。但根据机械振动理论可知, 当输入激励信号接近于共振频率时, 输入激励信号与输出信号不能理论近似为线性关系, 实际用途不大, 故检波器不宜在检波器共振频率附近工作。当输入激励信号的

频率在共振频率 f_n 以上时, 检波器有良好的频率响应, 数字信号处理电路输出信号与振动台的输入激励信号吻合很好, 而且频率范围比较宽。综上所述, 检波器适合的工作频带为共振频率 f_n 以上。要想扩展检波器频带范围, 应尽量地降低检波器的共振频率 f_n 。

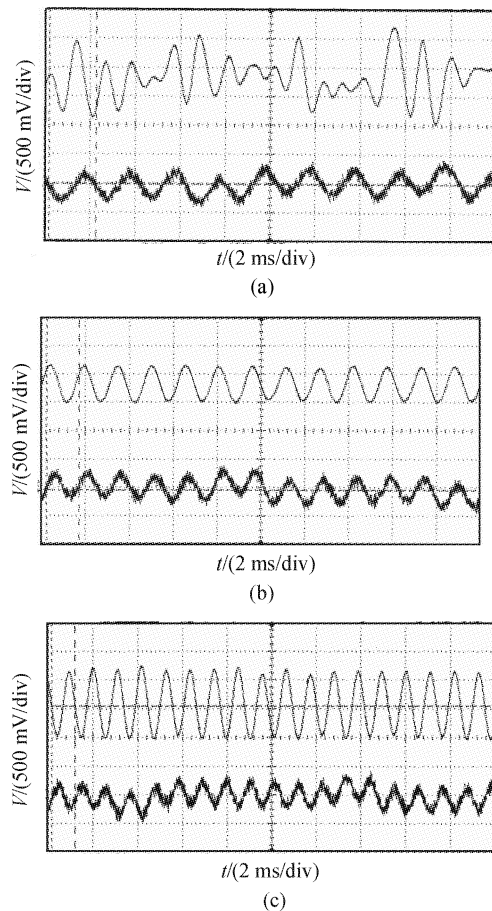


Fig. 4 Comparison between seismometer output signal and vibration table monitoring signal. (a) $a = 0.98 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$, $f = 485 \text{ Hz}$ ($f < f_n$); (b) $a = 0.98 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$, $f = 667 \text{ Hz}$ ($f < f_n$); (c) $a = 0.98 \text{ m} \cdot \text{s}^{-2}$, $f = 952 \text{ Hz}$ ($f > f_n$)

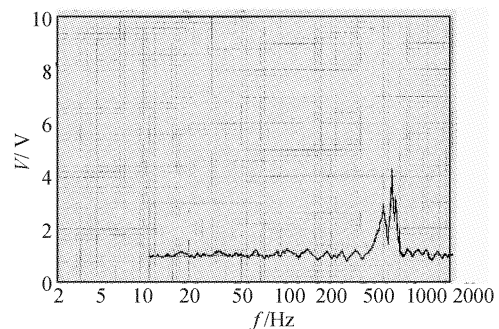


Fig. 5 The curve of seismometer frequency response

图 5 为检波器频率响应曲线(加速度 $a = 0.98 \text{ m/s}^2$)。由图可看出检波器有较好的频率响应曲线,除了在共振频率段以外,低于共振频率的频段和高于共振频率频段范围内输出电压信号的振幅都差不多分别为一常数。如合理设计信号处理电路,此检波器在共振频率以下可以作为加速度计,在共振频率以上可作为振动仪使用。

参 考 文 献

- 1 Brown D A, Garrett S L. An interferometric optic accelerometer. *Proc. SPIE*, 1990, **1367**:282~288
- 2 Davis C, Zarobila C, Rand J *et al.*. Lampman, fiber-optic sensors for geophysical applications. *Proc. SPIE*, 1988, **985**:26~32
- 3 Martini G. Analysis of a single-mode optical fibre piezoceramic phase modulator. *Opt. & Quant. Electron.*, 1987, **19**(1):179~190
- 4 Song Song, Wang Xiangzhao, Wang Xuefeng *et al.*. A laser diode interferometer with a feedback control system for real-time micro-vibration measurements. *Chin. J. Lasers* (中国激光), 2002, **29**(5):402~406 (in Chinese)
- 5 Ding Guilun, Liu Zhenfu, Cui Yuming *et al.*. An all-fiber optic accelerometer based on compliant cylinders. *Acta Optica Sinica* (光学学报), 2002, **22**(3):340~343 (in Chinese)
- 6 Ding Guilun, Liu Zhenfu, Chen Caihe *et al.*. The design of three-component all-fiber optic acceleration seismometer. *J. Optoelectronic Laser* (光电子激光), 2002, **13**(1):50~52 (in Chinese)
- 7 Pechstedt R D, Jackson D A. Design of a compliant-cylinder-type fiber-optic accelerometer: theory and experiment. *Appl. Opt.*, 1995, **34**(16):3009~3017
- 8 Pechstedt R D, Jackson D A. Performance analysis of a fiber optic accelerometer based on a compliant cylinder design. *Rev. Sci. Instrum.*, 1995, **66**(1):207~214
- 9 Chen Caihe, Hao Yongjie, Zhang Delong *et al.*. Study on the application of alternate current phase tracking homodyne compensation technique in the all-fiber optic acceleration seismic geophone. *Earthquake and Engineering Vibration* (地震工程与工程振动), 2000, **20**(1):298~302 (in Chinese)

Three-Component All-Fiber Acceleration Seismometer and Digital Processing System

Yan Zhigang Ding Guilun Chen Caihe Cui Yuming

(Key Laboratory of Optic-Electronics Information Technical Science of Education Ministry, College of Precision Instrument and Opto-Electronics Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072)

(Received 17 October 2002; revised 18 December 2002)

Abstract: Three-component all-fiber acceleration seismometer and its digital signal processing (DSP) system are developed. The seismometer is composed of a seismic mass, six cylinders and three sets of Michelson interferometer light path. The six cylinders are critical parts among the sensor elements. An advanced quality digital signal processing (DSP) chip equipped with necessary circuits has been used in its digital signal processing system, a high accurate detection of the acceleration signal has been achieved and the environmental interference signal has been effectively compensated. Test results indicate that the accelerometer has better frequency response above the resonant frequency, and the output signal is in correspondence with the input signal. The accelerometer also has better frequency response under the resonant frequency. At last, the curve of seismometer frequency response is given.

Key words: guided wave and fiber optics; three-component all-fiber optic acceleration seismometer; michelson interferometer; digital signal processing; resonant frequency; frequency response