

文章编号 1004-924X(2014)06-1410-08

基于 3×3 耦合器的双马赫-曾德尔干涉仪数字化相位解调

曾周末, 刘芳, 封皓*, 冯欣

(天津大学精密测试技术与仪器国家重点实验室, 天津 300072)

摘要: 由于马赫-曾德尔(Mach-Zehnder)光纤干涉传感系统的定位精度在实际应用中受到初始相位偏移的影响, 本文针对系统的光路结构, 提出了一种基于 3×3 耦合器的被动数字化解调方法。利用 3×3 耦合器的 2 路输出信号构成椭圆曲线, 在约束条件下对信号系数进行最小二乘拟合, 然后采用微分交叉相乘法解调出相位信号。与传统的解调方法相比, 提出的方法降低了对耦合器高对称性的要求, 不需限制其它参数; 约束条件下椭圆拟合的鲁棒性好, 尤其是对于椭圆度较差的数据点具有很强的适应能力, 适用于微弱振动信号的解调。仿真结果和现场实验数据证明该方法切实有效, 运算量小, 利用现场数据解调出的相位信号相关性达到 0.992 0; 互相关计算显示其在总长 43 km 的管道上的定位误差为 81.2 m, 有效提高了系统性能。

关键词: 马赫-曾德尔干涉仪; 信号解调; 3×3 耦合器; 椭圆拟合; 最小二乘法

中图分类号: TH744.3 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20142206.1410

Digitalized demodulation based on 3×3 coupler for dual Mach-Zehnder fiber interferometer

ZENG Zhou-mo, LIU Fang, FENG Hao*, FENG Xin

(State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instrument,
Tianjin University, Tianjin 300072, China)

* Corresponding author, E-mail: fhlele@tju.edu.cn

Abstract: As the locating accuracy of a Mach-Zehnder fiber sensing system is effected by the initial phase shift in practical use, a passive digitalized demodulation method based on 3×3 fiber couplers was proposed according to the optical path structure. First, two outputs of the 3×3 couplers were used to form an ellipse curve, and then the signal coefficients were estimated by Least Square Method under constraints. Finally, the required phase signal was demodulated by differential and cross-multiplication. Compared with traditional demodulation methods, it lowers the requirements for the symmetry of couplers, and imposes no extra limits on other parameters. The ellipse fitting is robust under constraints, especially adaptable to those data less ideal in ellipse shapes. Simulation and field experiment prove that the method with a small computation is feasible and practical. The demodulated phase signal correlation is 0.992 0 and the position error is 81.2 m over a pipeline with a length of 43 km.

收稿日期: 2013-07-29; 修订日期: 2013-10-05.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No. 61240038)

The digitalized demodulation method virtually enhances the system function, and shows considerable application values.

Key words: Mach-Zehnder interferometer; signal demodulation; 3×3 coupler; ellipse fitting; Least Square Method(LSM)

1 引言

利用干涉式光纤预警系统对石油管道沿线入侵事件进行实时、精确的定位,对石油管道的安全防范具有重大意义。但干涉式光纤传感器常发生正弦调制倍频现象,该现象会影响石油管道安全预警时的系统定位精度。目前,普遍采用的定位方法是对系统中正反两路信号做互相关,以估计信号到达的时间延迟量,该方法的定位精度取决于信号的相关性。但在实际应用中,由于传感光纤的偏振特性不一致,常出现偏振诱导相位偏移或偏振诱导信号衰落,从而导致正弦调制倍频现象信号的相关性变差,造成定位精度下降^[1]。

解决相位偏移的方法分为有源相位补偿和无源相位解调两类。有源法是一种利用偏振控制补偿相移差的动态方法,该方法能满足系统对信号相关性的需求;但成本高昂,算法复杂,寻找峰值或最优解的时间较长,而且存在算法无法遍历的盲区。无源法是解调正弦调制倍频现象的方法,包括相位载波调制解调(Phase Generated Carrier,PGC)和基于 3×3 耦合器的相位解调。其中PGC是一种需要外加调制信号的主动解调方法,而基于 3×3 耦合器的解调属于被动解调。相比之下, 3×3 耦合器解调对激光源的要求较低,实现方法简单^[2],更适合用于长距离管道的检测。传统的 3×3 耦合器被动解调方法有反正切法^[3-5]、微分交叉相乘法^[6-11],此外还有椭圆拟合法^[12-13]和离散化方法^[14]等新方法。其中,微分交叉相乘法按输出信号的数目又可以分为2路信号解调的NRL法和3路信号解调的NPS法。以微分交叉相乘法为代表的解调方法最早是用硬件电路实现的,近年来,数字化解调才逐渐应用到仿真和实验中。然而,由于 3×3 耦合器很难实现完全对称,再考虑光源输出功率变化、光电探测器的工作效率不一致、光路中的元件耦合损失等原因,传统解调方法就必须对信号进行归一化处理,不过,这又限制其动态测量范围,使它难以投入实际应

用。NPS法在原理上要求耦合器输出的相位差必须为 120° ,并需要利用三路输出信号,其系统结构和解调计算复杂。因此,在椭圆拟合理论的基础上,本文提出一种仅使用 3×3 耦合器的两路输出信号、不要求耦合器严格对称且不需归一化的全数字相位解调方法。

椭圆拟合方法在原理上可分为投票/聚类算法和最优化方法。前者对于数据异常值和遮挡有很好的鲁棒性,但计算量巨大,拟合精度很低;后者是一种利用给定的数据点集,对某个与椭圆密切相关的目标函数进行最优化的方法,其优点是运算速度快,拟合精度高,但它对数据异常值更加敏感^[15]。基于最小二乘原理的拟合法是最优化方法的一种,由于噪声数据点的干扰,一般的最小二乘拟合容易导致曲线退化。为了解决这一问题,本文采用一种改进的直接最小二乘法,该方法无需迭代即可保证约束条件的收敛,具有很高的运算效率。

本文提出的基于 3×3 耦合器的数字化解调方法不受归一化的限制,在微弱振动的条件下仍能保持良好的解调效果,大大增加了系统测量的动态范围;由于不需补偿任何参数,且结构简单,运算量小,故系统性能明显提高。

2 3×3 耦合器数字解调算法

2.1 系统检测原理

分布式双Mach-Zehnder干涉传感系统的等效光路如图1所示。器件 $C_1\sim C_3$ 为光纤耦合器,其中 C_2, C_3 是 3×3 耦合器, $D_1\sim D_4$ 为光电探测器。光源发出的光在 C_1 分为两束,正向信号顺时针沿1号光纤经过 C_2 和2,3号光纤,在 C_3 干涉后被耦合器分成两路,通过4,5号光纤被 D_3 和 D_4 接收;反向信号逆时针沿6号光纤经过 C_3 和2,3号光纤,在 C_2 干涉后被耦合器分成两路,通过7,8号光纤被 D_1 和 D_2 接收。利用 D_1, D_2 和 D_3, D_4 信号到达时间的差值来估计振动发生的位置。设耦合器 C_2 到振动位置的距离为 x ,传感光

纤总长为 S , 则定位公式为:

$$x = S - \Delta t \cdot v / 2, \quad (1)$$

其中: $v = c/n$, c 为真空中的光速, n 为光纤折射率。

如果采用基于 3×3 耦合器的方法解调图 1 所示光路, 仅需要两路信号, 因此采用三路信号的解调方案并不适用于本系统。

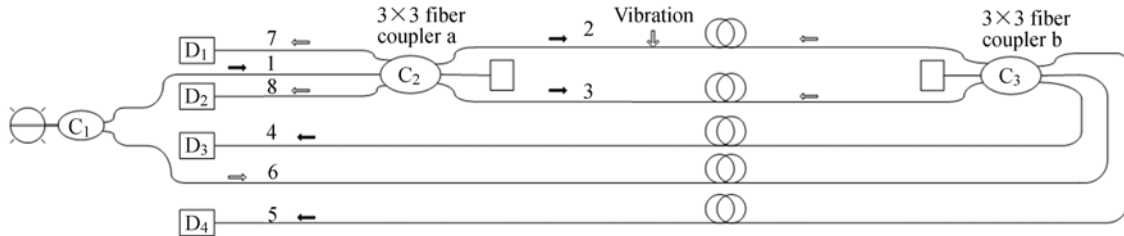


图 1 基于 3×3 耦合器的双马赫-曾德干涉仪系统光路图

Fig 1 Optical path of dual Mach-Zehnder interferometer with 3×3 couplers

2.2 3×3 耦合器解调原理

对于理想的 3×3 耦合器, 假设条纹可见性相等, 则耦合器三路输出信号中的两路经光电转换后为^[10]:

$$\begin{cases} u_1 = I_1 (1 + \cos \phi) \\ u_2 = I_2 [1 + \cos(\phi + \theta)] \end{cases}, \quad (2)$$

其中: $\theta = 120^\circ$, I_1, I_2 与耦合器性能有关。

事实上, 理想的 3×3 耦合器并不存在, 3×3 耦合器输出信号的条纹可见性不相等, 信号之间的相位差也不稳定在 120° , 因此耦合器的输出为:

$$\begin{cases} u_1 = A_1 + B_1' \cos \phi \\ u_2 = A_2 + B_2' \cos(\phi + \theta') \end{cases}, \quad (3)$$

其中: $A_1 \neq A_2, B_1' \neq B_2', \theta' = 120^\circ - \delta$, δ 是由耦合器非对称性造成的微小相位偏差。由于光纤传感器受到外界环境如温度改变、大地蠕变等的影响, $A_1, A_2, B_1', B_2', \delta$ 会随时间发生缓慢的变化。但由于在本系统中, 每次解调计算都是针对 1 s 所采集的数据, 而温度和大地条件的变化则要缓慢得多, 可以认为是同一次解调运算, A_1, A_2, B_1', B_2' 和 δ 均是常数。式(3)或展开成:

$$\begin{cases} u_1 = A_1 + B_1 \cos \phi \\ u_2 = A_2 + B_2 \cos \phi + C_2 \sin \phi \end{cases}. \quad (4)$$

为了解调出相位 ϕ , 需要先求解 $\cos \phi$ 与 $\sin \phi$ 的值, 再利用 NRL^[10] 法提取信号 ϕ , 其计算过程如式(5)所示。

$$\phi = \int [\cos \phi(t) (\sin \phi(t))' - (\cos \phi(t))' \sin \phi(t)] dt. \quad (5)$$

而为了求出 ϕ 的正余弦值, 首先要获得检测信号的直流分量 A_1, A_2 和交流系数 B_1, B_2, C_2 。

3 基于最小二乘椭圆拟合的相位特征信号提取

3.1 系数反解与椭圆拟合的关系

检测信号系数 A_1, A_2, B_1, B_2, C_2 的求解建立在椭圆拟合的基础上, 椭圆合成遵循李萨如图的性质和规律。由式(3)可知, 耦合器输出信号 u_1 和 u_2 对同一相位函数 ϕ 进行调制, 其变化形式与简谐振动一致, 变化频率相同, 相位差 θ' 恒定, 符合李萨如图的形成条件。此外, 由于两路信号的相位差接近 120° , 如果在互相垂直的两个坐标轴上同时画出 u_1, u_2 , 其轨迹能形成一个稳定的椭圆, 椭圆方程可用隐式方程表示:

$$L(\mathbf{a}, \mathbf{u}) = \mathbf{a} \cdot \mathbf{u} = u_1^2 + a_1 u_1 u_2 + a_2 u_2^2 + a_3 u_1 + a_4 u_2 + a_5 = 0, \quad (6)$$

其中: $\mathbf{a} = [1, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5]$ 是椭圆系数矢量, 本文为了简化计算, 令首个椭圆系数等于 1; $\mathbf{u} = [u_1^2, u_1 u_2, u_2^2, u_1, u_2, 1]^T$, u_1, u_2 即为式(3)中的两路检测信号。

合成椭圆后, 通过拟合获得椭圆系数 \mathbf{a} , 联合式(4)与式(6), 将信号系数表达式与椭圆系数一一对应, 从而反解出 A_1, A_2, B_1, B_2, C_2 的值, 两组

系数的关系为:

$$\begin{cases} A_1 = (2a_4 - a_1 a_3) / (a_1^2 - 4a_2) \\ A_2 = (2a_1 a_3 - a_1 a_4) / (a_1^2 - 4a_2) \\ C_2^2 = a_2 A_1^2 + a_1 A_1 A_2 + A_2^2 - a_5 \\ B_1^2 = C_2^2 / a_2 - a_1^2 / 4 \\ B_2 = -\frac{1}{2} a_1 B_1 \end{cases} \quad (7)$$

式(7)中, C_2 和 B_1 都有两个数值相同、符号相反的解,为确定符号,需要分析各系数之间的关系。结合式(3)与式(4),由于 θ' 在 120° 左右变动,其正弦值为正,余弦值为负,因此 C_2 与 B_2 异号;而根据式(7), B_1 和 B_2 异号,则 C_2 与 B_1 同号。此外,由于条纹可见性在 $(0, 1)$ 变化,因此 A_1 与 B_1 同号。综上所述, C_2, B_1 的符号与 A_1 保持一致,与 B_2 的符号相反。

3.2 约束条件下的最小二乘椭圆拟合方法

对于数据点已知的椭圆拟合,最小二乘法是一种最基本和有效的方法。该方法的原理是求出一组最优的椭圆系数向量 \mathbf{a} ,使实测数据到拟合结果曲线间的距离之和最小。在基于代数距离的最小二乘法中,这个距离指式(6)所表示的隐式方程从给定数据点集到期望值 0 之间的残差,令残差平方和最小,则向量 \mathbf{a} 应满足偏微分方程组:

$$\begin{cases} F(a_1, a_2, a_3, a_4, a_5) = \\ \sum_{i=1}^N (u_{1,i}^2 + a_1 u_{1,i} u_{2,i} + a_2 u_{2,i}^2 + a_3 u_{1,i} + a_4 u_{2,i} + a_5)^2 \\ \frac{\partial F}{\partial a_1} = \frac{\partial F}{\partial a_2} = \frac{\partial F}{\partial a_3} = \frac{\partial F}{\partial a_4} = \frac{\partial F}{\partial a_5} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

结合式(8)中的方程,得到实对称阵与椭圆系数向量 \mathbf{a} 相乘的矩阵方程,并采用牛顿法直接求解。然而,在数据椭圆度较差、杂散点干扰等非理想条件下,这种直接最小二乘法的拟合结果难以控制,往往退化成双曲线。为提高曲线拟合的稳定性,需要在式(8)的基础上加一个约束条件。由于任意的 $\alpha \cdot \mathbf{a} (\alpha \neq 0)$ 与 \mathbf{a} 代表同一条二次曲线,为便于讨论,此处改用 $\mathbf{a} = [a, b, c, d, e, f]^T$ 来描述椭圆系数向量 \mathbf{a} ,在代入式(7)之前再将首个系数 a 化成 1。对于二次方程 $ax^2 + bxy + cy + dx + ey + f = 0$,当且仅当 $b^2 - 4ac < 0$ 时曲线为椭圆,正确的拟合结果必须满足这一不等式。特别地,根据 Fitzgibbon 等的研究^[16],当 $4ac - b^2 = 1$ 时,可以保证式(8)有唯一最优解向量,因此适当

地调整系数,令约束条件 $4ac - b^2 = 1$ 。

为便于求解方程组,引入中间矩阵:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (9)$$

则 $4ac - b^2 = 1$ 可以表示为:

$$\mathbf{a}^T \mathbf{C} \mathbf{a} = 1, \quad (10)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} u_{1,1}^2 & u_{1,1} u_{2,1} & u_{2,1}^2 & u_{1,1} & u_{2,1} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u_{1,i}^2 & u_{1,i} u_{2,i} & u_{2,i}^2 & u_{1,i} & u_{2,i} & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ u_{1,N}^2 & u_{1,N} u_{2,N} & u_{2,N}^2 & u_{1,N} & u_{2,N} & 1 \end{pmatrix}, \quad (11)$$

其中: N 为用于拟合的一次选取样本点数目。则距离目标函数可以由式(8)改写为:

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{D} \mathbf{a}\|^2. \quad (12)$$

利用拉格朗日乘数法^[17]处理式(12),可以得到:

$$\mathbf{S} \mathbf{a} = \lambda \mathbf{C} \mathbf{a}, \quad (13)$$

其中: $\mathbf{S} = \mathbf{D}^T \mathbf{D}$,则最小二乘法的目标函数归结为方程组:

$$\begin{cases} \mathbf{S} \mathbf{a} = \lambda \mathbf{C} \mathbf{a} \\ \mathbf{a}^T \mathbf{C} \mathbf{a} = 1 \end{cases} \quad (14)$$

为保证方程组有解,对矩阵 $\mathbf{D}, \mathbf{S}, \mathbf{C}$ 以及向量 \mathbf{a} 进行分块得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{D} &= (\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2), \mathbf{S} = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ \mathbf{S}_2^T & \mathbf{S}_3 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{C} &= \begin{pmatrix} \mathbf{C}_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{a} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (15)$$

则式(14)变化为:

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ \mathbf{S}_2^T & \mathbf{S}_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \end{pmatrix} = \lambda \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{C}_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \\ \mathbf{a}_1^T \mathbf{C}_1 \mathbf{a}_1 = 1 \end{cases} \quad (16)$$

整理后得到求解向量 \mathbf{a} 的步骤如下:

$$\begin{cases} \mathbf{C}_1^{-1} (\mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_2 \mathbf{S}_3^{-1} \mathbf{S}_2^T) \mathbf{a}_1 = \lambda \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_1^T \mathbf{C}_1 \mathbf{a}_1 = 1 \\ \mathbf{a}_2 = -\mathbf{S}_3^{-1} \mathbf{S}_2^T \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_1 \\ \mathbf{a}_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (17)$$

最后,为了增加椭圆拟合算法的抗干扰能力,

在选择拟合数据时采用了投票机制。因为最少 5 点即可拟合一个椭圆,在全体数据点中随机不重复的选取多组数据进行最小二乘拟合,500 个数据点为一组。以每组数据到相应椭圆曲线的代数距离平均值为阈值,高于阈值的数据点记为无效点,低于阈值的数据点记为有效点,选择有效点数最大的一组作为拟合结果。

4 方法验证

4.1 仿真实验

为了验证解调方案的有效性,首先进行数据仿真。根据式(3)的信号模型,认为仿真调制信号是单一频率的正弦表达式,设待解调的相位信号为 $\phi=5\sin(4\pi t)$,采样率 $f_s=20$ kHz,参考仿真参数的经验值^[13],令 $A_1=10, A_2=8.5$,干涉条纹可见度 $B_i/A_i(i=1,2)$ 分别为 0.75 和 0.6,3×3 耦合器输出相位差为 118°。最后,对调制信号加一个正态分布的伪随机噪声 n ,由于埋地光缆的噪声水平较低,设噪声幅值为 0.5,约为信号幅值的 1%,得到的两路仿真信号为:

$$\begin{cases} u_1=10+7.5\cos\phi+n \\ u_2=8.5+5.1\cos(\phi+118^\circ)+n \end{cases} \quad (18)$$

仿真调制信号如图 2 所示。

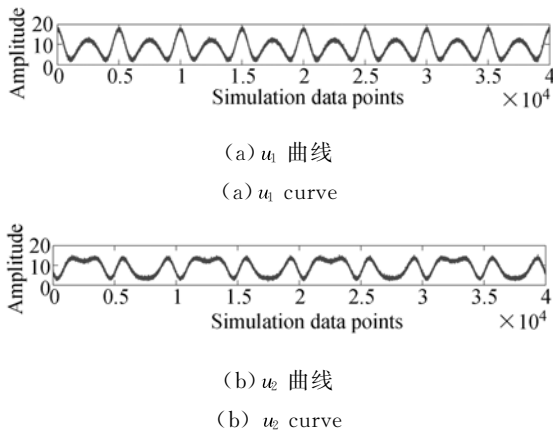


图 2 仿真调制信号

在仿真信号合成椭圆之前应先进行降噪处理。考虑到一般的低通或带通滤波方法,即便选择最大增益平坦的巴特沃斯滤波器,也会破坏两路信号幅值的内在关系,从而破坏椭圆合成的效果。因此采用了小波低频分解重构的方法降噪,小波类型为 db03。降噪处理后,合成的椭圆如图 3 所示。

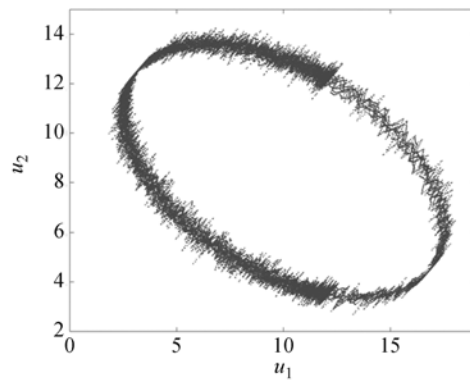


图 3 仿真信号合成的椭圆曲线

Fig. 3 Synthetic ellipse of signals in simulation

按既定方案拟合椭圆,得到解调信号与仿真相位信号,如图 4 所示。

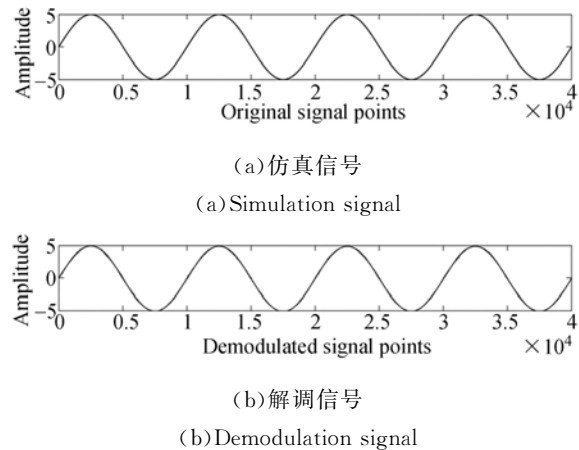


图 4 仿真相位与解调相位对比

Fig. 4 Comparison between simulation and demodulation signals

表 1 是解调后的信号系数与仿真系数的关系,解调结果与仿真结果的误差值在小数点后两位范围内变化。

表 1 解调信号与仿真信号系数比较

Tab. 1 Comparison of coefficients between demodulation and simulation signals

	Simulation signal	Demodulation signal	Deviation rate/(%)
A_1	10	9.988 2	-0.118
A_2	8.5	8.476 8	-0.273
B_1	7.5	7.449 9	-0.668
B_2	-2.394 3	-2.354 1	-1.679
C_2	4.503 0	4.524 8	0.484
φ	118°	117.486 4°	-0.435

4.2 实验验证

在成功利用仿真信号进行解调的基础上,利用现场实验数据对解调方法进行了验证。数据采集自大港-济南-枣庄成品油管道,从沧州清管站口至2号阀室之间的一段,检测距离约为4.3 km。光缆为六芯单模光缆,平行铺设在管道上方约30 cm处,埋地深度为1.5 m,型号是GYTA-6B。数据采集与监控设备安装在清管站内,图1所示的 3×3 耦合器 C_1 处于站内,耦合器 C_2 处于2号阀室外的埋地光缆接续盒内。图5为沧州清管站的系统设备现场。

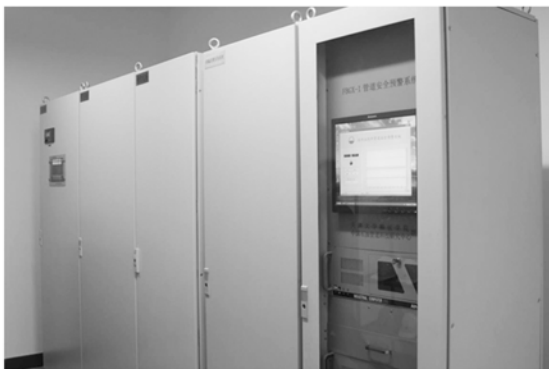


图5 沧州清管站现场设备

Fig. 5 Field device at pigging station in Cangzhou

实验利用光缆中的5根纤芯构造图1中的光路,用4个光电探测器对 3×3 耦合器输出的干涉光强信号进行实时采集。利用人工铁锹挖掘模拟振动信号,挖掘的方式分为强烈和轻微两种,为了验证既定方案的有效性,只讨论对微弱振动信号的解调结果。挖掘的位置紧邻清管站,距光纤首端的理论距离为0 m。实验现场如图6所示。



图6 清管站外实验现场

Fig. 6 Experimental field outside pigging station in Cangzhou

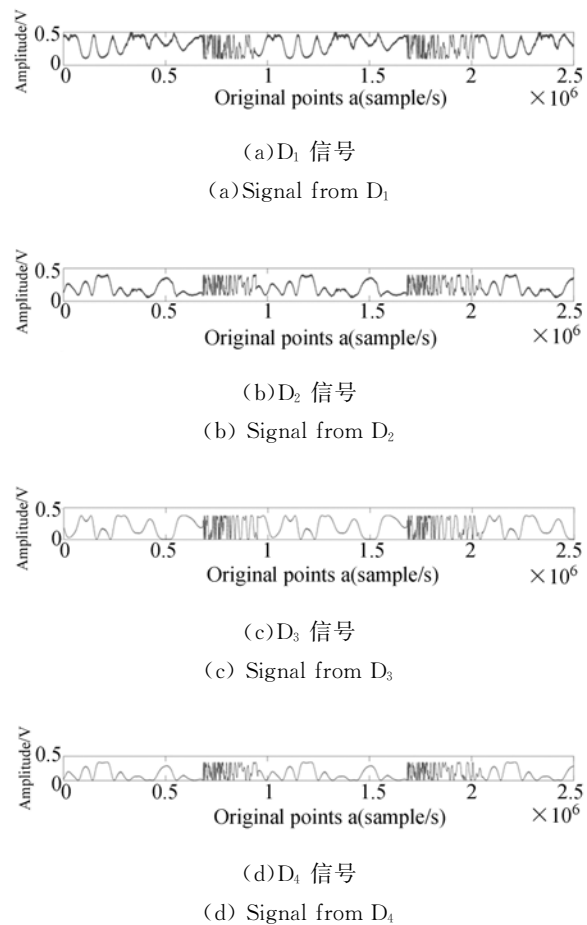


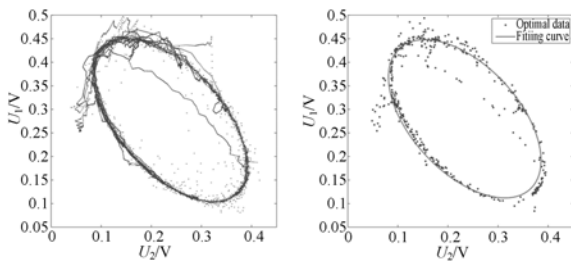
图7 微弱振动下的四路原始信号

Fig. 7 Four channels of original signals under weak vibration

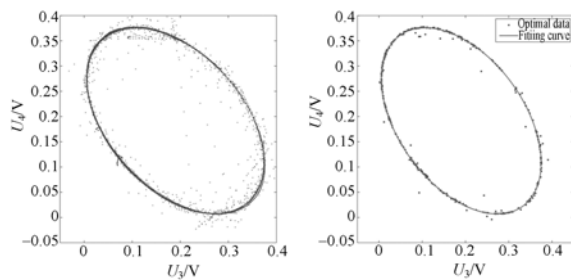
图7是在微弱振动条件下采集的4路数据,采样率为2.5 MHz,采样时间为1 s,数据总长为2.5 MB。为提高运算效率,对原始信号进行1/100的抽样,抽样后经过小波去噪,并按前述投票方法,以500个随机不重复数据点为一组,共抽取10组,选其中有效点数最多的一组用于曲线拟合。由 D_1 , D_2 和 D_3 , D_4 的检测信号分别形成的椭圆曲线,以及对最优组数据进行最小二乘椭圆拟合的结果如图8(a)~8(d)。

两组耦合器输出信号的解调结果如图9(a)和9(b)所示,可见在数据采集的中段有两处明显振动发生,对于椭圆度较好和较差的两组数据,解调得到非常接近的结果。解调后,两路信号之间的相关系数达到0.992 0。

进一步解调未抽样的原始信号,并将得到的结果做互相关,计算定位距离,以验证解调结果的正确性。在做互相关运算之前,需要去除信号的直流成分,以防止计算结果出现假峰值,同时还要



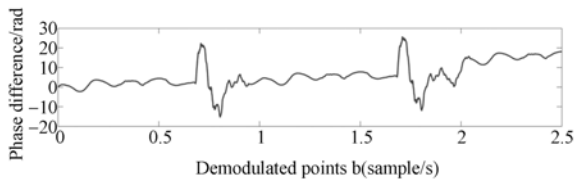
(a) D_1 与 D_2 合成的椭圆 (b) D_1 与 D_2 的椭圆拟合结果
(a) Ellipse between D_1 and D_2 (b) Fitting curve of D_1 , D_2



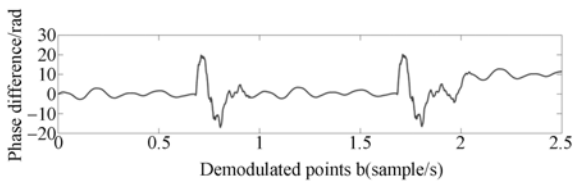
(c) D_3 与 D_4 合成的椭圆 (d) D_3 与 D_4 的椭圆拟合结果
(c) Ellipse between D_3 and D_4 (d) Fitting curve of D_3 , D_4

图 8 椭圆曲线及拟合情况

Fig. 8 Ellipse curves and fitting results



(a) D_1 与 D_2 的解调结果
(a) Result of D_1 , D_2



(b) D_3 与 D_4 的解调结果
(b) Result of D_3 , D_4

图 9 解调的相位信号

Fig. 9 Demodulated signals

参考文献:

- [1] 曾周末, 张溪默, 封皓, 等. 双 Mach-Zehnder 光纤干涉传感系统中的偏振衰落控制[J]. 光学精密工程, 2012, 20: 468-476.
ZENG ZH M, ZHANG X M, FENG H. Control of

保留信号所包含的相位信息, 因此采用零相位滤波法对解调信号进行预处理。滤波器原型为 4 阶的有限长单位脉冲响应(FIR)滤波器, 由于自然界振动信号的频率为 20 Hz~20 kHz, 取通频带为 50 Hz~3 kHz。经过零相位滤波处理后, 互相关结果峰值出现在 1 071 点处, 由于普通单模光纤纤芯的主要成分是 SD_2 , 工作在 1 550 nm 波长下, 其折射率 n 约为 1.468 1, 则由定位距离算式可计算得振动发生距光纤首端 81.2 m 处, 与理论距离 0 m 的误差为 81.2 m。虽然图 7 中 D_2 和 D_4 的检测信号具有一定的相关性, 但是直接利用原始调制信号, 采用与上述相同的处理方法, 定位的结果是 1 380.4 m, 无法满足系统要求。

5 结 论

本文在双路马赫-曾德干涉仪结构的基础上, 提出一种新型的 3×3 耦合器数字化相位解调方法。该方法利用耦合器 3 路输出信号中的 2 路构成椭圆曲线; 在约束条件 $4ac - b^2 = 1$ 下, 结合一种投票机制, 对椭圆进行代数距离的最小二乘拟合; 然后反解出信号的系数, 得到相位信号的正弦项和余弦项; 最后利用微分交叉相乘法提取相位信号, 并在零相位滤波的基础上, 利用解调信号的互相关运算达到定位的目的。

仿真和现场实验证明了该方法的可行性。仿真信号解调结果的数值误差在小数点后两位, 对于现场实验的微弱振动信号, 椭圆拟合的鲁棒性好, 解调信号的相关性达到 0.992 0, 对总长 43 km 的管道, 互相关得到的定位距离与理论值的误差为 81.2 m, 定位精度远高于直接采用原始数据的结果, 有效地提高了系统性能, 具有较高的应用价值。

polarization fading for dual Mach-Zehnder fiber interferometric sensing system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20: 468-476. (in Chinese)

- [2] 沈梁, 叶险峰, 李志能. 干涉型光纤水听器调制解调方案研究[J]. 半导体光电, 2001(2): 105-108.
SHEN L, YE X F, LI ZH N. Research on demodu-

- lation of interferometric fiber optic hydrophone[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2001(2): 105-108. (in Chinese)
- [3] 吴红艳, 贾波, 叶佳, 等. 基于光纤干涉定位系统的信号解调技术[J]. *传感器与微系统*, 2007, 26(5): 45-47, 51.
WU H Y, JIA B, YE J, *et al.*. Demodulation techniques for position determination system based on fiber interferometer[J]. *Transducer and Microsystem Technology*, 2007, 26(5): 45-47, 51. (in Chinese)
- [4] 张华勇, 王东宁, 施清平, 等. 基于 3×3 耦合器的光纤水听器时分复用系统的光强补偿方法[J]. *中国激光*, 2011, 11: 180-187.
ZHANG H Y, WANG D N, SHI Q P, *et al.*. Optical intensity compensation method for time division multiplexing of fiber-optic hydrophone using a 3×3 coupler[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2011, 11: 180-187. (in Chinese)
- [5] TODD M D, SEAVER M, BUCHOLTZ F. Improved, operationally-passive interferometric demodulation method using 3×3 coupler [J]. *Electronics Letters*, 2003, 39(25): 1873-1873.
- [6] HER S C, YANG C M. Dynamic strain measured by Mach-Zehnder interferometric optical fiber sensors[J]. *Sensors*, 2012, 12(3): 3314-3326.
- [7] HOU W, DING X, LIN J. Investigation of signal demodulation of Mach-Zehnder interferometric fiber optic sensor with 3×3 coupler [C]. *Acoustics, Speech and Signal Processing, ICA SSP2008, IEEE International Conference on*. IEEE, 2008, 1465-1468.
- [8] JIANG Y, TANG C, GUO G. Note: phase compensation in the fiber optical quadrature passive demodulation scheme[J]. *Review of Scientific Instruments*, 2010, 81: 0461084.
- [9] ZHANG Y, DOU Z, YU L, *et al.*. Research on 3×3 coupler based demodulation for fiber optic sensor[C]. *2009 Symposium on Photonics and Optoelectronics (SOPO 2009)*, 2009: 518-520.
- [10] ZHIQIANG Z, DEMOKAN M S, MACALPINE M. Improved demodulation scheme for fiber optic interferometers using an asymmetric 3×3 coupler [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1997, 15(11): 2059-2068.
- [11] 陈德胜, 肖灵, 崔杰, 等. 光纤干涉信号的 3×3 耦合器解调及偏振衰落分析[J]. *光子·激光*, 2007, 18(5): 523-525.
CHEN D SH, XIAO L, CUI J, *et al.*. Analysis of 3×3 coupler demodulation method for optical fiber interferometer and polarization fading [J]. *Journal of Optoelectronics · Laser*, 2007, 18(5): 523-525. (in Chinese)
- [12] HONG X, WU J, ZUO C, *et al.*. Dual Michelson interferometers for distributed vibration detection [J]. *Applied Optics*, 2011, 50(22): 4333-4338.
- [13] LIU T, CUI J, CHEN D, *et al.*. A new demodulation technique for optical fiber interferometric sensors with 3×3 directional couplers[J]. *Chinese Optics Letters*, 2008, 6(1): 12-15.
- [14] 洪广伟, 贾波, 华中一, 等. 一种基于 3×3 耦合器构造干涉仪的被动解调新方法[J]. *仪器仪表学报*, 2006, 27(4): 341-344, 362.
HONG G W, JIA B, HUA ZH Y, *et al.*. A novel passive demodulator for fiber optic interferometer with 3×3 coupler[J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2006, 27(4): 341-344, 362. (in Chinese)
- [15] HALIR R, FLUSSER J. Numerically stable direct least squares fitting of ellipses[C]. *Proc. 6th International Conference in Central Europe on Computer Graphics and Visualization*. WSCG. 1998, 98: 125-132.
- [16] FITZGIBBON A, PILU M, FISHER R B. Direct least square fitting of ellipses[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1999, 21(5): 476-480.
- [17] 孙宏伟, 房建成, 李艳. 椭圆拟和方法在磁罗盘罗差校准中的应用[J]. *光学精密工程*, 2009, 12: 3034-3039.
SUN H W, FANG J CH, LI Y. Application of ellipse fitting method to calibration of magnetic compass deviation [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 12: 3034-3039. (in Chinese)

作者简介:



曾周末(1962—),男,湖南人,教授,博士生导师,1982年,1985年于华中工学院分别获得学士、硕士学位,1993年于天津大学获得博士学位,主要从事检测技术及仪器,系统集成与智能化,微电子机械系统等方面的研究。E-mail: zhzmeng@tju.edu.cn

通讯作者:



封皓(1983—),男,河北衡水人,博士,讲师,2006年,2011年于天津大学分别获得学士、博士学位,主要从事无损管道检测技术,测试技术及仪器等方面的研究。E-mail: fhlele@tju.edu.cn

(版权所有 未经许可 不得转载)