

干涉型光纤传感器及阵列的分集检测消偏振衰落技术的研究*

周效东 周 文

(浙江大学信息与电子工程学系, 杭州 310027)

摘 要 对干涉型光纤传感器的分集检测消偏振衰落技术进行了新的理论分析, 提出了将各路信号平方后相加的信号处理方式, 使之能实现单元及阵列的实时消偏振衰落信号检测。计算了这一信号处理方式可能引起的幅度最大波动, 并得出三路检偏是分集检测的一个合适取值的结论。根据理论分析, 在马赫-陈德尔干涉仪上进行实验研究取得了较好结果, 并设计了用于阵列的分集检测实现方式。

关键词 光纤, 干涉仪, 光偏振态, 分集检测, 传感器阵列。

1 引 言

在光纤传感技术中, 干涉型光纤传感器有极高的灵敏度, 但光纤干涉仪的传感灵敏度与传感光纤的长度成正比。在一般的低双折射光纤双束干涉型传感器中, 传感光纤和遥测中引出的光纤越长, 两臂光纤受到外界环境的影响也越大, 其结果是加剧光纤干涉仪传感信号由于相位漂移和光波偏振态变化引起的衰落。前者可以通过各种检测方式^[1, 2]加以消除, 后者原则上可以采用保偏光纤技术加以解决。由于目前保偏光纤和保偏光纤耦合器成本高、技术不完善, 人们对光纤水声传感器等干涉型光纤传感器中的偏振衰落问题的解决一般采用低双折射率光纤加消偏振态衰落或偏振控制的方式。随着光纤技术的发展, 干涉型光纤传感器, 尤其是其阵列的消偏振衰落问题日益成为阻碍其实用化的重要因素, 引起了人们的广泛重视。迄今对单元光纤传感器已有了一些方案^[3-6], 但对复用系统的消偏振衰落则渐成热点^[7], 但尚无很好的解决方式, 其难度也远大于单元传感器偏振态衰落问题和复用技术本身。

本文对干涉型光纤传感器消偏振衰落的偏振分集检测技术进行了研究。这一技术最初由 Frigo 等人在 1984 年提出^[5], 但这一方案的提出仅为直观描述, 它采用多路信号检测电路检测每个传感器信号, 选择其中信号较大的一路为实际传感信号, 既无分析, 也未提出信号实时处理方法。本文对这一方式进行了理论分析, 提出了将各路信号平方后相加的信号处理方式, 使这一消偏振衰落方式能实现实时信号检测; 计算了经这一处理后的检测信号幅度在不同检偏器数量下随光纤中椭圆偏振态的随机变化可能引起的最大偏振态衰落, 得出了采用三

* 国家自然科学基金资助课题(69702003)。

收稿日期: 1997-04-12

路检偏方式较为合适的结论,并在单元马赫-陈德尔干涉仪上进行了实验研究,取得了较为稳定的检测信号。同时在时分复用的马赫-陈德尔干涉型传感器阵列上进行了这一消偏振衰落方案的设计。

2 分集检测的原理与分析

如图 1 所示,分集检测消偏振衰落技术是将干涉仪输出信号通过透镜扩束加到一个贴有

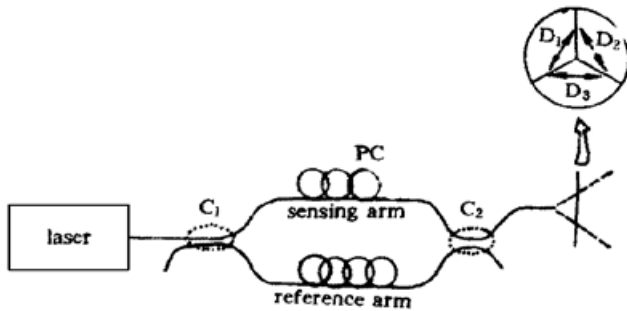


Fig. 1 The structure of divide/combine polarization-fading eliminated interferometer, C_1 、 C_2 are fiber couplers, PC is the polarization controller, D_1 、 D_2 、 D_3 are detectors related to the three analyzers

均匀分隔的 n 个偏振膜、各偏振膜的偏振角度相差 $180^\circ/n$ 的玻璃片上,由 n 个光电探测器分别检测各偏振态下的信号^[5]。由于 n 路信号随光纤干涉仪两臂的偏振态变化也不可能同时为零,采取某种叠加使信号可见度为不等于零的波动,在后续处理中加自动增益控制电路就以减小信噪比为代价,在光纤传感器的输出端得到对偏振态变化稳定的信号输出。

由于光纤干涉仪中的光的偏振态是任意的,可以假设信号臂和干涉臂的电场矢量 E_s 和 E_r 是方位角和椭圆率为 θ_s 、 ϵ_s 和 θ_r 、 ϵ_r 的椭圆偏振态,其琼斯矢量为^[8]:

$$\begin{bmatrix} E_{sx} \\ E_{sy} \end{bmatrix} = E_s \exp(j\varphi) \begin{bmatrix} \cos \theta_s \cos \epsilon_s - j \sin \theta_s \sin \epsilon_s \\ \sin \theta_s \cos \epsilon_s + j \cos \theta_s \sin \epsilon_s \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} E_{rx} \\ E_{ry} \end{bmatrix} = E_r \exp(j\varphi) \begin{bmatrix} \cos \theta_r \cos \epsilon_r - j \sin \theta_r \sin \epsilon_r \\ \sin \theta_r \cos \epsilon_r + j \cos \theta_r \sin \epsilon_r \end{bmatrix}$$

和

其中 E_s 和 E_r 分别为 E_s 和 E_r 的振幅, φ 和 φ 为干涉仪信号臂和干涉臂的相位。两者通过与 x 轴夹角为 θ 的偏振片,由光电探测器检测所得的干涉仪输出光强为

$$I = (E_{sx} \cos \theta + E_{rx} \cos \theta + E_{ry} \sin \theta + E_{sy} \sin \theta) \times (E_{sx}^* \cos \theta + E_{rx}^* \cos \theta + E_{ry}^* \sin \theta + E_{sy}^* \sin \theta) \quad (2)$$

其中干涉信号为

$$I' = (E_{rx} E_{sx}^* + E_{rx}^* E_{sx}) \cos^2 \theta + (E_{sy} E_{ry}^* + E_{sy}^* E_{ry}) \sin^2 \theta + (E_{ry} E_{sx}^* + E_{ry}^* E_{sx} + E_{rx} E_{sy}^* + E_{rx}^* E_{sy}) \sin \theta \cos \theta \quad (3)$$

令 $\varphi = \varphi - \varphi$ 为干涉仪两臂的相位差,则

$$I' = E_s E_r (a \cos \varphi + b \sin \varphi) = E_s E_r \sqrt{a^2 + b^2} \cos(\varphi - \zeta) \quad (4)$$

其中 $\text{arctg } \zeta = \frac{a}{b}$

$$a = \cos(\epsilon_s - \epsilon_r) \cos(\theta_s - \theta_r) + \cos(\epsilon_s + \epsilon_r) \cos(\theta_s + \theta_r) \cos 2\theta + \cos(\epsilon_s + \epsilon_r) \sin(\theta_s + \theta_r) \sin 2\theta =$$

$$\cos(\epsilon_s - \epsilon_r) \cos(\theta_s - \theta_r) + \cos(\epsilon_s + \epsilon_r) \cos(\theta_s + \theta_r - 2\theta)$$

$$b = \sin(\epsilon_s + \epsilon_r) \sin(\theta_s - \theta_r) + \sin(\epsilon_s - \epsilon_r) \sin(\theta_s + \theta_r) \cos 2\theta +$$

$$\sin(\epsilon_s - \epsilon_r) \cos(\theta_s + \theta_r) \sin 2\theta =$$

$$\sin(\epsilon_s + \epsilon_r) \sin(\theta_s - \theta_r) + \sin(\epsilon_s - \epsilon_r) \sin(\theta_s + \theta_r - 2\theta) \quad (5)$$

以上仅为一路检偏器输出信号。对于有 n 路检偏器的检测系统, 分别将 θ 取 $0^\circ, 180^\circ/n, \dots, (180^\circ/n)m, \dots$, 这里, m 取 $1, 2, \dots, (n-1)$, 即得到 n 路的各自输出。

由于这 n 路检偏器的输出方向是完全均分检测平面的, 将几路信号直接相加的结果将导致各路信号中的有效项正好相互抵消, 变成与 θ 无关的项, 使总的相加后的信号仍会随干涉仪两臂的偏振态变化时而消失为零。所以不能将各项直接相加, 该方案的实时检测难以实现。本文提出了对分集检测信号的一种在电路上可以简单地实时实现的平方相加的信号处理方式。

3 平方处理的可行性及取值优选

根据(4)式和(5)式, 对于 n 路检偏器的输出信号振幅平方后叠加的和为

$$E_s^2 E_r^2 \sum_{k=0}^{n-1} (a_k \cos \varphi + b_k \sin \varphi)^2 =$$

$$E_s^2 E_r^2 \sum_{k=0}^{n-1} \left[\frac{1}{2} (a_k^2 + b_k^2) + \frac{1}{2} (a_k^2 - b_k^2) \cos 2\varphi + a_k b_k \sin 2\varphi \right] \quad (6a)$$

该信号去直流后得到与传感信号有关的项:

$$I = \frac{1}{2} E_s^2 E_r^2 \sum_{k=0}^{n-1} [(a_k^2 - b_k^2) \cos 2\varphi + 2a_k b_k \sin 2\varphi] =$$

$$\frac{1}{2} E_s^2 E_r^2 \sqrt{\left[\sum_{k=0}^{n-1} (a_k^2 - b_k^2) \right]^2 + \left(2 \sum_{k=0}^{n-1} a_k b_k \right)^2} \cos (2\varphi - \beta) =$$

$$A_s \cos (2\varphi - \beta) \quad (6b)$$

其中

$$\arctg \beta = \frac{a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_n^2 - b_1^2 - b_2^2 - \dots - b_n^2}{2a_1 b_1 + 2a_2 b_2 + \dots + 2a_n b_n}$$

(6b)式代入(5)式并分别对 ϵ_s 和 ϵ_r 求偏导, 可以得到当 $\epsilon_s = \epsilon_r = 0$ 时, 其对 ϵ_s 和 ϵ_r 的偏导数均为零, 证明当干涉仪两臂光波的偏振态均为线偏振态时, 可以取到输出光强的最大值和最小值, 而 θ_s 和 θ_r 的取值是连续的, 所以当两臂偏振态为线偏振态时, 可以取得偏振状态从最小到最大的所有值。因此, 可以假设两臂中的偏振态为线偏振并对两种信号处理方式和输出偏振态的取值进行分析。

设干涉仪两臂中光波的偏振态均为线偏振态, E_s 与 x 轴的夹角为 α_1 , E_s 与 E_r 的夹角为 α_2 , 如图 2 所示, 则用 n 路检偏器进行检测时信号平方叠加的干涉光强为

$$I_n = \frac{4}{n^2} E_s^2 E_r^2 \cos^2 \varphi \sum_{k=0}^{n-1} \left[\cos \left(\alpha_1 - \frac{k \times 180^\circ}{n} \right) \cos \left(\alpha_1 + \alpha_2 - \frac{k \times 180^\circ}{n} \right) \right]^2 =$$

$$A_n^2 \cos^2 \varphi \quad (7)$$

将 n 分别取值为 4, 5, \dots , 10, 得到各个 n 值时信号经平方处理方式后的振幅最大值与最小值之比, 如图 3 所示。从图中可以看到, 当检偏器的数量 $n = 3$ 时, 随着光纤干涉仪两臂中偏振态的随机变化, 信号处理后能够检测到的信号振幅的最大值与最小值之比为 0.5。 n 为偶数时偏振态变化引起的振幅最大值与最小值的比值均为 0.3333, 当 n 为奇数时, 随着 n 的增大, 该比值逐渐减小并接近 0.3333。特别是 $n = 3$ 时该处理方式的效果与文献[5]中的实验结果相同。考虑到振幅相加处理方式在信号处理上, 特别是实时信号处理上的困难, 平方相加方式是完全可取的一种方案。而 $n = 3$, 即在信号检测中采用 3 路检偏器进行信号处理是较优取值。

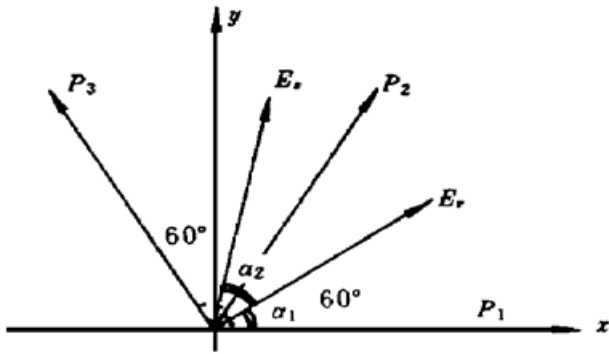


Fig. 2 The angles between E_s 、 E_r and analyzers, P_1 、 P_2 、 P_3 are the orientations of analyzers

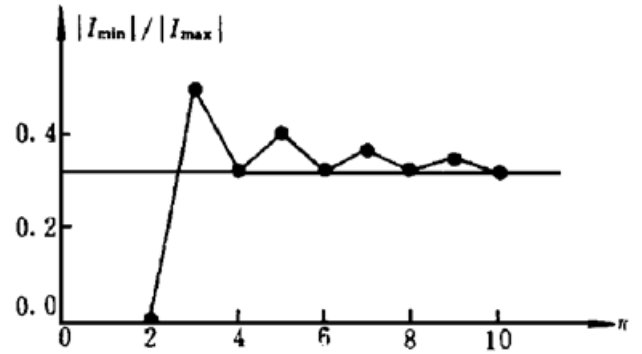


Fig. 3 The calculated ratio of the maximum and the minimum value of I_n

4 实验研究

根据理论分析, 本文对分集位相载波检测电路(PGC)检测的马赫-陈德尔干涉仪上采用 3 路检偏器进行消偏振衰落研究, 如图 1 所示。图中采用 He-Ne 激光器, 光纤耦合器 C_1 、 C_2 进行两束光的分束和合束, 两路光程均约 3 m, 传感臂上通过压电陶瓷模拟 1 kHz~ 3 kHz 的正弦传感信号。传感臂上的偏振控制器 PC 为若干圆盘绕的光纤, 可以通过压和扭光纤线圈来改变传感臂光纤的偏振态。

4.1 分集检测的光路信号处理

在分集检测方式中, 要求将光纤干涉仪输出的光信号均匀地分到三个检偏器对应的光电

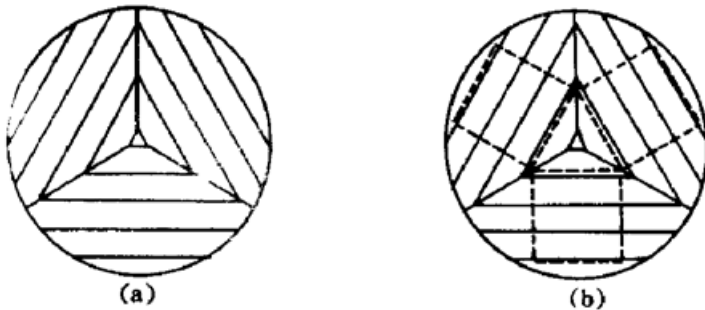


Fig. 4 The light detector in the experimental system.
(a) The combination of polarizers, (b) The cross section of the detectors

检测器上, 这是分集检测光路处理的关键部分。定制一个如图 4(a) 所示的圆形偏振片, 它由三个偏振角各相差 60° 、在面积上等分该圆形面的检偏器组成。对应于每个检偏器面, 在圆形偏振片的后面加上三个光电探测器分别进行检测。本文中所使用的光电探测器为 $2 \times 2 \text{ mm}^2$ 的 PIN 光电二极管, 其外形图如图 4(b) 所示。调整调节架, 相应改变光纤出射的圆形斑在探测器上的投影, 使光纤出射的光垂直均匀地照

射到光电探测头的三个检测器上。

4.2 分集位相载波检测电路检测

(6) 式中已推出了偏振态分集检测时的检测信号为 $I = A_s \cos(2\varphi - \beta)$, 其中 A_s 为信号振幅, φ 为光纤干涉仪的相位差, β 为与干涉仪两臂中的光波的偏振态和分集检测有关的一个相位差, 它可以与干涉仪中相位的随机零漂一起通过位相载波检测电路检测^[2]加以消除。

在位相载波检测电路检测时, 设光纤干涉仪光路中引入的载波调制信号频率为 $C \cos \omega_m t$, 传感信号为 $D \cos \omega t$, 外界环境引起的漂移为 $\mathcal{Q}(t)$, 并记 $\mathcal{Q}(t) = 2D \cos \omega t + 2\mathcal{Q}(t) - \beta$, 则此时检测信号为

$$I = A_s \cos [2C \cos \omega_m t + 2D \cos \omega t + 2\mathcal{Q}(t) - \beta] = A_s \cos [2C \cos \omega_m t + 2\mathcal{Q}(t)] =$$

$$A_s \{ [J_0(2C) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(2C) \cos 2l\omega_m t] \cos \mathcal{Q}(t) - [2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(2C) \cos (2l+1)\omega_m t] \sin \mathcal{Q}(t) \} \quad (11)$$

式中 $J_n(2C)$ 表示变量值为 $2C$ 的第 n 阶贝塞尔函数。因此偏振态分集的位相载波检测电路检测与一般的位相载波检测电路检测相比, 区别在于光路中的载波信号的幅值要求比一般的小, 只要使 $J_1(2C) = J_2(2C)$ 就能满足调制信号的要求。

根据对平方检测位相载波检测电路检测的分析, 本文的分集位相载波检测电路检测的电路前置部分首先是将各光电转换后的信号分别放大、平方后相加, 要注意使三路信号的放大及平方电路相同。后面的位相载波检测电路检测电路与文献[2]中所述完全一致。

由于随着干涉仪两臂中光波偏振态的随机波动, 有可能引起信号幅值最大值与最小值变化相差为 $1/2$, 在第一级信号检测的后面加一个自动增益控制电路(AGC), 则可以在损失部分信噪比的条件下完全消除偏振态衰落(最差时信噪比不小于 0.25)。本实验中为了更直观地观察偏振衰落现象未加自动增益控制电路。

4.3 检测信号及消偏振衰减效果

本文检测所得的光纤干涉仪信号如图 5 所示。通过扭压光纤线圈来改变偏振态控制器(PC)的偏振态, 使干涉仪一臂中的光偏振态变化, 观察结果发现在三路检测时随着偏振态的变化, 最小信号与最大信号的振幅比值不小于 0.5 。而仅用一路信号检测的干涉仪随着偏振态变化可能达到的最小信号振幅几乎可以达到零。

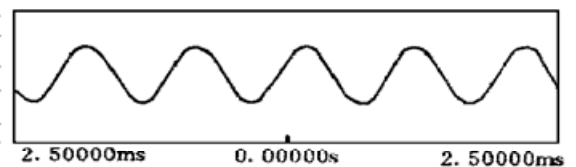


Fig. 5 The detected analogue signal of the interferometer in the experiment

5 分集检测技术在阵列上的应用

将光纤干涉仪的三路分集检测技术用于阵列, 可有效地改善阵列中各单元的偏振态衰落。

该技术在阵列上的应用如图 6 所示, 图中所示为时分复用二元阵的情况, 对于频分复用及多元阵列也完全类似。图中的各单元光纤传感器线圈同时也起着延迟线圈的作用, 经过补偿干涉仪后, 对应于每个从声光调制器的脉冲, 从阵列输出的光信号为四个光脉冲, 其中中间的两个分别带有传感器 1 和 2 的传感信息。将输出光信号如上述所示分成三路进行偏振分集检测, 每路的光分别用采样保持电路解复用, 用与单元光纤干涉仪分路检测完全类似的方式将传感器 1 和 2 对应的三路信号叠加后进行位相载波检测电路检测, 输出各传感器信号。

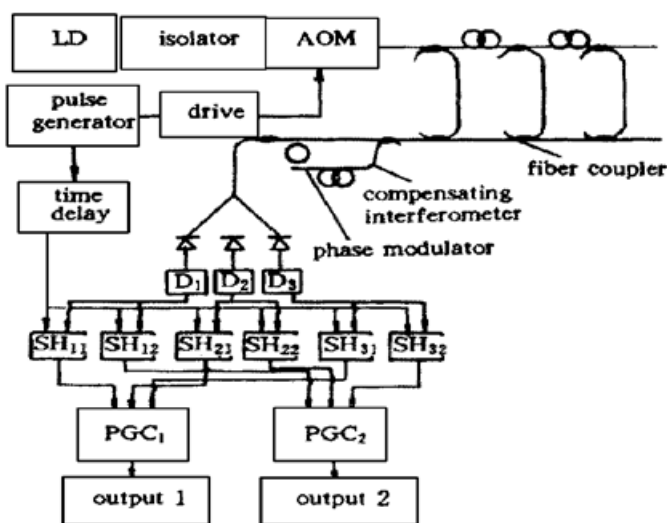


Fig. 6 The application of the divide/combine method in time-division arrays, LD is the laser diode, AOM is the acoustic-optic modulator, SH is the sample-and-hold circuit, PGC is phase-generated carrier circuit, D_1, D_2, D_3 are detectors related to the tree analyzers

结 论 本文对分集检测去偏振衰落方式进行了深入的理论分析,提出了新的以各检测器信号平方相加进行信号处理的方式,并在马赫-陈德尔干涉仪上进行了实验验证,获得了较好的实验结果。同时也提出了分集检测消偏振衰落技术在阵列中的应用方式。

参 考 文 献

- [1] K. Fritsch, G. Adamovsky, Simple circuit for feedback stabilization of a single-mode optical fiber interferometer. *Rev. Sci. Instrum.*, 1981, **52**(7) : 994~ 1000
- [2] A. Dandridge, A. B. Tveten, T. G. Giallorenzi, Homodyne demodulation scheme for fiber optical sensors using phase generated carrier. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1982, **18**(10) : 1647~ 1653
- [3] T. Okoshi, Polarisation-state control schemes for heterodyne or homodyne optical fiber communications. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1985, **3**(6) : 1232~ 1237
- [4] A. D. Kersey, M. J. Marrone, A. Dandridge *et al.*, Optimization and stabilaton of visibility in interferometric fiber-optic sensors using input-polarization control. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(10) : 1599~ 1609
- [5] N. J. Frigo, A. Dandridge, A. B. Tveten, Technique for elimination of polarisation fading in fiber interferometers. *Electron. Lett.*, 1984, **20**(8) : 319~ 320
- [6] A. D. Kersey, M. J. Marrone, A. Dandridge, Polarization diversity detection for fiber interferometers using active feedback control of output polarization-mode selection. *Opt. Lett.*, 1990, **15**(22) : 1315 ~ 1317
- [7] J. T. Ahn, B. Y. Kim, Fiber-optic sensor array without polarization-induced signal fading. *Opt. Lett.*, 1995, **20**(4) : 416~ 418
- [8] 严瑛白编, 应用物理光学, 北京:机械工业出版社, 1990. 337~ 387

Development of an Interferometric Fiber-Optic Sensor and Its Array's Divide/Combine Polarization-Induced-Fading Eliminated Technique

Zhou Xiaodong Zhou Wen

(Information and Electronic Engineering Department, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

(Received 12 April 1997)

Abstract A new theoretical analysis is given to the divide/combine polarization-induced-fading eliminated technique of an interferometric fiber-optic sensor and its array, and a new way is proposed to realize the real time detection of the divide/combine method by squaring each signal and adding them together. The maximum amplitude fluctuation of this method is calculated, and the conclusion is drawn that three is the best number of the analysers. According to the analysis, the satisfactory experimental result is achieved on the Mach-Zehnder interferometer, and the application of the method in the interferometric array is designed.

Key words optical fiber, interferometer, optical polarization, divide/combine technique, sensor array.