

# 偏振态调制的消偏振衰落干涉型光纤传感器

周效东 杜春仁\* 汤伟中

(浙江大学信息与电子工程学系, 杭州 310027; \*杭州应用声学研究所, 杭州 311400)

**提要** 针对低双折射光纤双束干涉型传感器两臂偏振态随机变化引起的信号衰落, 提出了一种新型干涉型光纤传感器的消偏振衰落方案。通过在光纤干涉仪的输出端加对光波偏振态适当的高频调制, 可以使干涉信号幅度波动小于 4.7 dB 或 6.3 dB(与调制信号的形式有关), 通过自动增益控制电路或将输出信号除以可见度的方式, 能够在信噪比有所降低的情况下消除偏振衰落的影响, 实现干涉型光纤传感器的消偏振衰落。

**关键词** 光学, 干涉仪

在光纤传感技术中, 干涉型光纤传感器以其极高的灵敏度引起了人们的重视。经过近二十年的研究, 这类传感器已在水声、弱磁场、应变、压力、电流、旋转等物理量的测量方面取得成功的应用。但一般由低双折射光纤构成的双束光纤干涉仪都无法避免由于光纤中光波偏振态随机变化而引起的检测信号的随机衰落。特别当光纤干涉仪两臂中的偏振态正交时, 干涉仪的输出干涉信号为零。因而在人们普遍使用的低双折射率单模光纤干涉仪中, 干涉光偏振态变化导致的干涉信号衰落是干涉型光纤传感器走向实用化之前必须解决的关键问题之一。尽管近几年人们提出了许多种光纤偏振控制或去偏振的方法<sup>[1~3]</sup>, 但都存在着一定的局限性。本文提出了一种新型干涉型光纤传感器的消偏振衰落方案, 可以使光纤传感器的干涉信号幅度随着偏振态的变化保持在一定的波动范围内, 通过常用的自动增益控制<sup>[3]</sup>等处理方式即可在信噪比有所降低的情况下使传感信号达到一个稳定的可见度, 较好地消除低双折射光纤干涉仪中光波偏振态变化引起的信号衰落。

## 1 结构与分析

本文所提出的光纤干涉仪消偏振衰落结构是在光纤干涉仪的输出端加上一个高频调制的法拉第旋转器和一个以任意方向放置的光学检偏器。高频调制的法拉第旋转器与后面的检偏器共同作用的结果相当于使检偏器高速旋转, 从而使干涉仪输出信号受到高频调制。在检测电路中, 对调制信号滤波, 可以检测到随着干涉仪中的光纤偏振态变化信号幅度小于某一值(信号幅度的最大值与最小值之比根据调制信号的选择, 小于 4.7 dB 或 6.3 dB)的低频传感信号。通过自动增益控制电路或将输出信号除以可见度的方式, 可以进一步补偿可见度的幅度波动达到可见度稳定的传感信息。但这时由于可见度的实际波动, 信号的信噪比相应降低了 4.7

dB 或 6.3 dB。

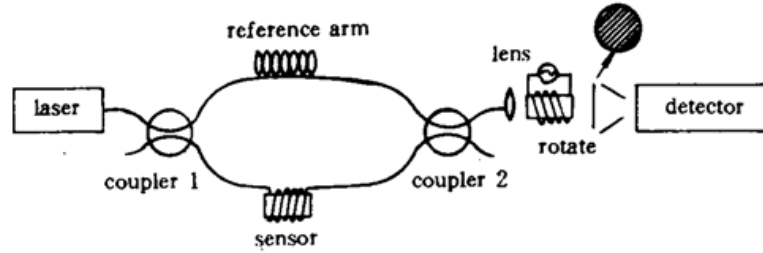


Fig. 1 The configuration of an optical fiber constructed interferometric sensor system

不妨假设采用的干涉仪结构为马赫-陈德尔干涉仪, 本文所提出的结构示意图如图 1 所示。

在光纤干涉仪的输出端平面建立直角坐标系。假设光纤干涉仪两臂的偏振态为随机变化的椭圆偏振态, 光波干涉时光纤传感器的传感臂及参考臂的椭圆长轴方位和椭圆度分别为  $\theta_s$ ,  $\chi_s$  和  $\theta_r$ ,  $\chi_r$ , 相应的该坐标系中的  $x$ ,  $y$  轴分量之间的相位延迟为  $\delta_s$  和  $\delta_r$ , 则光纤干涉仪输出端两臂对应的光波电场矢量在直角坐标系中的投影为

$$\left. \begin{aligned} E_{sx} &= E_{sx}e^{i\varphi_s}, & E_{sy} &= E_{sy}e^{i(\varphi_s+\delta_s)} \\ E_{rx} &= E_{rx}e^{i\varphi_r}, & E_{ry} &= E_{ry}e^{i(\varphi_r+\delta_r)} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中  $\varphi_s$  和  $\varphi_r$  为信号臂和参考臂光的相位, 记两臂的相位差为  $\varphi = \varphi_s - \varphi_r$ , 则干涉信号为

$$\begin{aligned} I &= (E_{sx} + E_{rx})(E_{sx}^* + E_{rx}^*) + (E_{sy} + E_{ry})(E_{sy}^* + E_{ry}^*) \\ &= E_{sx}^2 + E_{sy}^2 + E_{rx}^2 + E_{ry}^2 + 2E_{sx}E_{rx}\cos\varphi + 2E_{sy}E_{ry}\cos(\varphi + \delta_s - \delta_r) \\ &= E_{sx}^2 + E_{sy}^2 + E_{rx}^2 + E_{ry}^2 + 2\sqrt{E_{sx}^2E_{rx}^2 + E_{sy}^2E_{ry}^2 + 2E_{sx}E_{rx}E_{sy}E_{ry}\cos(\delta_s - \delta_r)}\cos(\varphi + \gamma) \end{aligned} \quad (2)$$

其中  $\gamma$  为干涉仪两臂偏振态随机变化导致的相位差, 且

$$\tan\gamma = \frac{E_{sy}E_{ry}\sin(\delta_s - \delta_r)}{E_{sx}E_{rx} + E_{sy}E_{ry}\cos(\delta_s - \delta_r)}$$

而干涉时的光纤干涉仪两臂的光波偏振态能用斯托克斯矢量表示为

$$\begin{aligned} S_s &= S_{0s} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\chi_s \cos 2\theta_s \\ \cos 2\chi_s \sin 2\theta_s \\ \sin 2\chi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{0s} \\ S_{1s} \\ S_{2s} \\ S_{3s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{sx}^2 + E_{sy}^2 \\ E_{sx}^2 - E_{sy}^2 \\ 2E_{sx}E_{sy}\cos\delta_s \\ 2E_{sx}E_{sy}\sin\delta_s \end{bmatrix} \\ S_r &= S_{0r} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\chi_r \cos 2\theta_r \\ \cos 2\chi_r \sin 2\theta_r \\ \sin 2\chi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{0r} \\ S_{1r} \\ S_{2r} \\ S_{3r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{rx}^2 + E_{ry}^2 \\ E_{rx}^2 - E_{ry}^2 \\ 2E_{rx}E_{ry}\cos\delta_r \\ 2E_{rx}E_{ry}\sin\delta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

将(3)式代入(2)式, 则用斯托克矢参量表示的干涉信号为

$$I = S_{0s} + S_{0r} + 2\sqrt{\frac{1}{2}(S_{0s}S_{0r} + S_{1s}S_{1r} + S_{2s}S_{2r} + S_{3s}S_{3r})}\cos(\varphi + \gamma) \quad (4)$$

$$\text{其中 } \tan\gamma = \begin{cases} \frac{S_{3s}S_{2r} - S_{3r}S_{2s}}{(S_{0r} + S_{1r})(S_{0s} + S_{1s}) + S_{2s}S_{2r} + S_{3s}S_{3r}}, & E_{sx}, E_{rx} \neq 0 \\ \tan(\delta_s - \delta_r), & E_{sx} \text{ 或 } E_{rx} = 0 \end{cases}$$

在本文所提出的系统中,设法拉第器件的旋转角为 $\theta$ ,检偏器与直角坐标 $x$ 轴的夹角为 $\theta_0$ ,光波经过这两个器件后的传输效率分别为 $\kappa_1$ 和 $\kappa_2$ ,则参考臂中的光波经过这两个器件后的斯托克斯矢量为光波的斯托克斯矢量与这两个器件的 Muller 矩阵的连乘<sup>[4]</sup>,即

$$S_r = \frac{1}{2}\kappa_1\kappa_2S_{0r} \begin{bmatrix} 1 & \cos 2\theta_0 & \sin 2\theta_0 & 0 \\ \cos 2\theta_0 & \cos^2 2\theta_0 & \sin 2\theta_0 \cos 2\theta_0 & 0 \\ \sin 2\theta_0 & \cos 2\theta_0 \sin 2\theta_0 & \sin^2 2\theta_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos 2\theta & -\sin 2\theta & 0 \\ 0 & \sin 2\theta & \cos 2\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\chi_r \cos 2\theta_r \\ \cos 2\chi_r \sin 2\theta_r \\ \sin 2\chi_r \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2}\kappa_1\kappa_2S_{0r} [1 + \cos 2\chi_r \cos(2\theta + 2\theta_r - 2\theta_0)] \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\theta_0 \\ \sin 2\theta_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5a)$$

同理得到信号臂中的光波经过法拉第器件和检偏器后的斯托克斯矢量为

$$S_s = \frac{1}{2}\kappa_1\kappa_2S_{0s} [1 + \cos 2\chi_s \cos(2\theta + 2\theta_s - 2\theta_0)] \begin{bmatrix} 1 \\ \cos 2\theta_0 \\ \sin 2\theta_0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5b)$$

将(5a)、(5b)代入(4)式,得到检测得的干涉信号为:

$$I = \frac{1}{2}\kappa_1\kappa_2 \{ S_{0s} [1 + \cos 2\chi_s \cos(2\theta + 2\theta_s - 2\theta_0)] + S_{0r} [1 + \cos 2\chi_r \cos(2\theta + 2\theta_r - 2\theta_0)] + 2\sqrt{S_{0s}S_{0r}} \cdot [1 + \cos 2\chi_s \cos(2\theta + 2\theta_s - 2\theta_0) + \cos 2\chi_r \cos(2\theta + 2\theta_r - 2\theta_0) + \frac{1}{2}\cos 2\chi_s \cos 2\chi_r \cos(2\theta_s - 2\theta_r) + \frac{1}{2}\cos 2\chi_s \cos 2\chi_r \cos(4\theta + 2\theta_s + 2\theta_r - 4\theta_0)]^{1/2} \} \cos(\varphi + \gamma) \quad (6)$$

式中第一项和第二项分别为信号臂和参考臂光强在干涉输出中的项,第三项才是带有干涉仪传感相位信息的干涉项。由于干涉信号输出时的偏振态经高频调制,则前两项仅为直流和低频调制项,在信号处理中将被滤除而不必考虑。其中 $\varphi$ 即为包含了传感信号的两臂相差。 $\gamma$ 角的值在 $E_{rr}$ 或 $E_{ss}$ 为零时不等于零,其余时候为零,因此 $\gamma$ 是一个不定值。

适当选择法拉第器件的频率调制,使(6)式中与 $\theta$ 相关的项均为高频。将高频调制了的干涉项信号经低通滤波后,高频部分均被滤除,使干涉信号随着光纤两臂中的偏振态变化仅表现为一定范围内的信号起伏。由于 $\gamma$ 是与干涉仪两臂的偏振有关的某一值,它对干涉信号的影响等同于外界引入的干涉仪相位随机漂移,可以通过无源零差或 PGC<sup>[5]</sup>等检测技术加以消除。因此将(6)信号通过自动增益控制电路或除以干涉信号的可见度即能在降低传感信号信噪比的条件下获得稳定的输出。

## 2 讨 论

该系统的物理意义可以在邦加球上表示,如图 2 所示。法拉第旋转器引入的偏振态调制对应于干涉时光纤传感臂和参考臂的偏振态在邦加球上的点 $C_s$ 和 $C_r$ 沿等纬度线高速变化,相当于将光纤干涉仪的输出信号投影在不同方向的检偏器上而取得某一种平均值。

对于法拉第旋转的调制,其表达形式为  $\theta = VB_m l = Vl\mu I_m = kI_m$ , 其中  $k = Vl\mu$ ,  $V$  为维尔德常数,  $B_m$  为调制磁场强度,  $l$  为光在磁场中所通过的物质厚度,  $\mu$  为电流与磁场的转换系数,  $I_m$  为所加的调制电流。

本系统中的法拉第旋转调制信号波形的选择应使(6)式中各项均为高频项调制信号,例如可以选用高频三角波信号和正弦波信号,而方波信号含有许多频率分量有可能会影响滤波效果,所以不宜采用方波信号。

设所加的调制为三角波信号  $f(t) = (H/T)t$ ,  $H$  和  $T$  为三角波的高度和周期。为了使(6)式中  $\cos(2\theta + 2\theta_r - 2\theta_0)$  等与  $\theta$  有关的项为高频项,加在法拉第器件上的调制频率  $\omega$  应使  $\omega = kH/T$  为高频,且周期  $T$  内的相位变化应为  $2\pi$  的整数倍,即  $H = 2n\pi/k$ ,  $n$  为整数。这时滤波后的信号为

$$I = \frac{1}{2}\kappa_1\kappa_2 \left( S_{0e} + S_{0r} + 2\sqrt{S_{0e}S_{0r}} \sqrt{1 + \frac{1}{2}\cos 2\chi_e \cos 2\chi_r \cos(\theta_e - \theta_r)} \right) \quad (7)$$

显然有可能产生的最大干涉信号幅度为  $\sqrt{\frac{3}{2}}\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}$ , 而最小信号幅度为  $\sqrt{\frac{1}{2}}\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}$ , 两者之比为 1.732, 因此在选择三角波为调制信号时对应的电信号幅度波动为 4.7 dB, 相应于将干涉信号加自动增益控制电路处理时, 获得信噪比下降了 4.7 dB 的稳定信号输出。此调制信号在图 2 中相当于使两臂的偏振态遍取  $C_1, C_2$  圆的值。

系统的调制也可以用正弦波实现。此时  $\theta = kI_r \cos \omega t$ ,  $I_r$  为调制电流幅度。将(6)式  $\cos(2\theta + 2\theta_r - 2\theta_0)$  和  $\cos(2\theta + 2\theta_e - 2\theta_0)$  用 Bessel 函数展开可知, 只要使  $J_0(2kI_r) = 0$ , 即使  $kI_r = 1.2025$ , 与  $2\theta$  有关的项就都是高频项, 这时从(6)式中可以看到, 由于  $J_0(4kI_r) = 0.24$ , 波动的干涉项还包括与  $4\theta$  有关的项, 这时通过后级检测电路的低通滤波后, 干涉信号的最大幅度值为

$$\sqrt{1 + 1/2 + (1/2) \times 0.24\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}} = 1.27\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}$$

幅度最小值为

$$\sqrt{1 - 1/2 - (1/2) \times 0.24\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}} = 0.616\kappa_1\kappa_2\sqrt{S_{0e}S_{0r}}$$

两者之比为 2.065, 对应于最大的电信号波动 6.3 dB。调制信号在图 2 中相应的变化范围为图中的粗线部分  $A_1B_1$  和  $A_2B_2$ 。

将检测后的电信号加自动增益控制<sup>[3]</sup>或将这一信号除以可见度, 即可得到稳定的传感信号。当信号随偏振波动衰落时, 这两种方式的补偿作用是以牺牲信噪比为代价的。对应于三角波调制和正弦波调制的最大信噪比损失分别为 4.7 dB 和 6.3 dB。

在实际应用中, 由于要求的法拉第最大旋转角为 1.2025 rad, 且应工作在非饱和旋转范围, 故该系统应选用较好的法拉第旋转磁光晶体, 目前国产的高质量磁光晶体(例如 GdBiIG 磁光晶体)在 1.3  $\mu\text{m}$  波长上非饱和旋转角已达到近  $10\pi\text{rad/cm}$ <sup>[6]</sup>, 足以满足本系统要求。

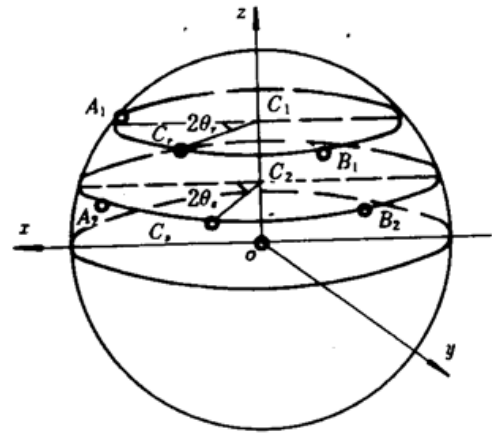


Fig. 2 Modulation of the polarization on the Poincare sphere

### 3 结 论

本文提出的这种新型消偏振方式通过后级加高频法拉第调制可以较好地消除偏振态变化引入的干涉信号幅度的随机衰落。该方式的物理意义是通过偏振态的高速旋转获得在光纤干涉仪输出端对应各方向检偏器检测信号的某一种平均值。

与其他的光纤干涉仪消偏振衰落方式相比,本文方案具有以下特点:一是在干涉型光纤传感器的输出端对信号进行处理,能够将偏振衰落处理系统远离传感部分而不影响光纤干涉仪的遥测和无源检测;采用一个法拉第旋转器进行偏振态高频调制,实验结构相对简单,与一般的消偏振方式相比更为降低成本,例如与文献[3]中的方案相比效果类似而结构简单得多;在检测效果方面即使采用调制效果较差一些的正弦波调制,干涉仪中偏振态的各种随机变化引起的最大可见度变化不超过 6.3 dB,接近于两倍的幅度波动,因此无论采用自动增益控制电路还是除以可见度,都能在传感信号信噪比相应降低 6.3 dB 的情况下保持稳定的传感信号输出,其效果可以保证。故本文认为这一方案是可行的。

#### 参 考 文 献

- 1 T. Okoshi. Polarization-state control schemes for heterodyne or homodyne optical fiber communications. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1985, LT-3: 1232~1237
- 2 A. D. Kersey, M. J. Marrone, A. Dandridge *et al.*. Optimization and stabilization of visibility in interferometric fiber-optic sensors using input-polarization control. *IEEE J. Lightwave Technol.*, 1988, 6(10): 1599~1609
- 3 N. J. Frigo, A. Dandridge, A. B. Tveten. Technique for elimination of polarization fading in fiber interferometers. *Electr. Lett.*, 1984, 20(8): 319~320
- 4 龙槐生, 张仲先, 谈恒英. 光的偏振及其应用, 第一版, 北京: 机械工业出版社, 1989. 167~198
- 5 A. Dandridge, A. B. Tveten, T. G. Giallorenzi. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier. *IEEE J. Quant. Electr.*, 1982, QE-18: 1647~1653
- 6 Zhang Shouye, Zhang Zhiliang, Huang Min. Magneto-optic properties of GdBiIG bulk crystals in near-infrared wavelength range. *Chinese Journal of Infrared & Millimeter Waves*, 1991, 11(1): 89~92

## Modulated Polarization-induced Fading Eliminated Interferometric Fiber-optic Sensor

Zhou Xiaodong Du Chungren\* Tang Weizhong

(The Information & Electronic Dept., Zhejiang University, Hangzhou 310027;

\* Hangzhou Applied Acoustic Institute, Hangzhou 311400)

**Abstract** A new method to overcome the polarization-induced fading (PIF) in the conventional low-birefringence optical fiber constructed interferometric sensor is proposed. By adding high-frequency modulation to the state of polarization in the output arm of an interferometer, the maximum PIF variation in the sensing signal is 4.7 dB or 6.3 dB (depending on the choice of modulation model). By either adding an electronically automatic gain control circuit or dividing the signal by the interferometer's visibility, the signal fading is recovered at the expense of a relevant degradation of the signal/noise ratio (SNR)

**Key words** optics, interferometers