

文章编号 : 0253-2239( 2002 )11-1387-05

# 一种基于光纤萨尼亚克环的新型传感结构

刘 彬 张君正

( 燕山大学电气工程学院 , 秦皇岛 066004 )

摘要 : 提出了一种实现全光纤多扰动测量的基于光纤萨尼亚克环的新型传感结构。该传感结构采用新型的双萨尼亚克环结构并用波分复用技术代替了传统的双光源结构 , 减小了系统损耗 , 实现了对多扰动的位置的测量。分析了传感原理 , 推导了数学模型 , 表明测量误差与解调电路的频率响应有关 , 并进行了单频和多频扰动的实验研究 , 实验证明了理论分析的正确性。

关键词 : 光纤传感器 ; 波分复用 ; 萨尼亚克干涉仪

中图分类号 : TP212; TH744.3 文献标识码 : A

## 1 引 言

多年来 , 萨尼亚克干涉仪已经被广泛地应用于测量时变扰动信号<sup>[1-3]</sup>。在萨尼亚克干涉仪中 , 两路反方向的光沿着同一光路传播 , 然后在探测器中发生干涉。这样 , 如果外界环境是稳定的话 , 这种干涉仪是内在平衡的。当加载到萨尼亚克环上的扰动为时变信号并且不是加载在环的中间的话 , 这种干涉仪就具有了扰动定位的能力。当一时变应力信号  $\epsilon(t)$  加载到距离环中心为  $z$  的光纤上将产生  $\phi(t)$  的光相位扰动 , 这样在两束反向传输的光之间就产生了  $\Delta\phi(t, z)$ 。假设扰动幅值和频率比较低时 , 则<sup>[1]</sup>

$$\Delta\phi(t) \propto \frac{2z}{V_g} \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (1)$$

式中 ,  $V_g$  是光的群速度。由 (1) 式可知 , 可以测量到

两个信号量 , 一个是相位扰动信号的变化率 , 另外一个就是扰动点到光纤环中心的距离。文献 [2, 3] 给出了测量  $d\phi/dt$  的方法。最近有很多避免了精确平衡光路的双萨尼亚克结构的报道 , 其方案已经在实验室进行了广泛的研究<sup>[4, 5]</sup> , 但是它们采用双光源结构<sup>[6]</sup> , 或者使用 3 dB 定向耦合器和双探测器<sup>[7]</sup> , 每一个萨尼亚克环的理论最小损耗为 18 dB。我们提出了一种双波长、双萨尼亚克的传感结构 , 进行了多扰动测量和扰动定位的研究 , 这种方法提高了系统的信噪比 , 减少了光的串行干扰 , 其理论最小损耗为 12 dB。该传感结构可用于大的动态范围的测量 , 如大电流的测量、入侵报警、交通工具的定位等。

## 2 原理分析

光路结构如图 1 所示。

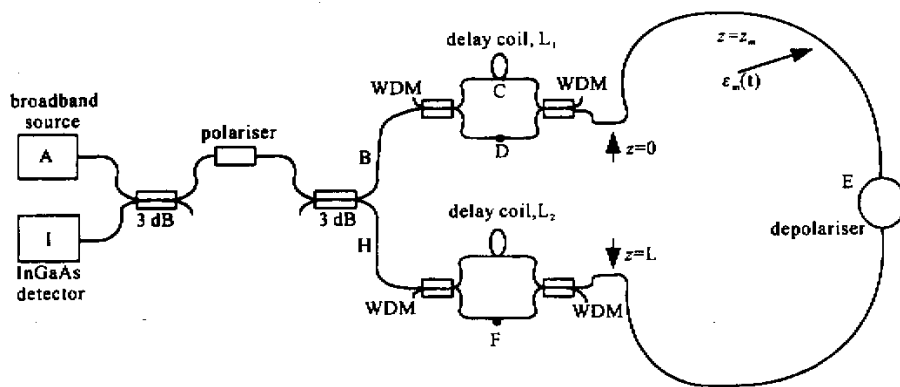


Fig. 1 Drawing of system

一个宽带低相干光源采用波分复用技术被按波长分成两个光波带。光以不同的波长在两个不同的萨尼亚克干涉仪中传播。第一个干涉仪由双向光路

ABCEFHI 构成,这个回路包括一个光纤延时线圈 C,一个传感光纤 E,一个压电相位调制器 F。同样第二个萨尼亚克干涉仪由标识 ABDEGHI 的双光路构成,同样包括一个压电相位调制器 D,同一段传感光纤 E 和一个光纤延时线圈 G。每一个传感光纤的有效中心在光纤延时线圈方向的反方向分别有一个是延时线圈长度一半的偏差。这样两个干涉仪尽管拥有同一段的传感光纤部分但是对同一个扰动产生了不同的响应,这样就能够同时测量扰动的位置、扰动的幅值及其变化率。每一个干涉仪都以一个正弦应变信号(频率分别为  $f_1$ 、 $f_2$ )产生一个相位偏置,而  $f_1$ 、 $f_2$  是不一样的,应该满足  $|f_1 - f_2|$  大于被测信号的扰动频率,也就是大于传感器的输出的基频

宽度。由于相位偏置给不同的干涉仪提供了不同频率的幅值调制载波信号,所以两个干涉仪可以共用一个光探测器。通过调整系统的工作点到正弦相位相应的高斜坡区域可以提高干涉仪的灵敏度。当萨尼亚克环上有扰动时,偏差调制的奇次谐波信号开始能被探测到<sup>[8]</sup>。光探测器探测到的信号经双有源零差解调技术分解出两萨尼亚克干涉仪的输出信号。图 2 为解调电路的方框图,  $\text{clock}$  为时钟,  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $2f_1$ 、 $2f_2$  为两个偏差调制频率和两倍的调制频率。信号进入两个锁定解调器中,分别解调出  $D(f_1)$ 、 $D(f_2)$ 、 $D(2f_1)$ 、 $D(2f_2)$  的可简单地处理出的与位置有关的结果。而当系统保持  $\Delta\phi < 0.1 \text{ rad}$ , 输出结果就与扰动的变化率和幅值没有关系。

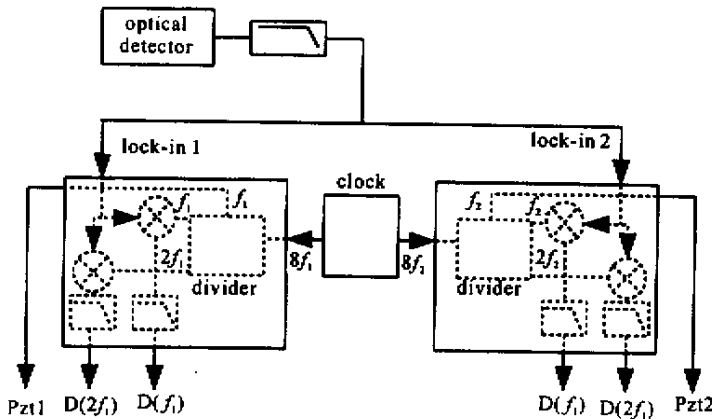


Fig. 2 Drawing of demodulation circuit

需要说明的是,对一个实际系统而言,由于波分复用(WDM)器件的非理想性,必然存在一定量的光串行干扰,这样,在 ABCEGHI 和 ADBEFHI 两路光路上就有一定波长的光线通过,第一路光路中的光在萨尼亚克环中传播,但是没有经过相位调制,这将在探测信号上产生一个基带信号,该干扰信号能够被锁定解调器在后级过滤掉。而第二路光路的串行干扰相对来说比较严重,因为它受到了相位调制信号的调制,在经过锁定解调后,系统输出结果有一定的误差,这种效应需要进行校正。

### 3 系统响应分析

下面讨论系统的响应。因为系统采用了波分复用技术,则在光萨尼亚克环中的光电场  $E$  必然与光

源的波长有关:

$$E(t, \lambda) = E_0(t, \lambda) \exp\left\{j\left[\frac{2\pi c}{n\lambda}t + \phi(t)\right]\right\} \quad (2)$$

式中,  $E_0(t, \lambda)$  是在  $t$  时刻所接受到的光场幅值,  $\lambda$  为波长,  $n$  为光纤纤径折射率,  $c$  为真空中的光速,  $\phi(t)$  是与时间有关的光相位调制量。其中包括要测扰动产生的相位调制量和压电陶瓷进行偏差相位调制的光相位差。为了计算探测器上的理论光强值,必须考虑全部四路光路。假设开始的两个与波长无关的光耦合器的光强耦合率为  $r$ , 而波分复用对两输出的频谱光强传输函数分别为  $T_1(\lambda)$ 、 $T_2(\lambda)$ , 考虑一般情况,假设有  $m$  个相位扰动  $\phi_m$  分别加载在光纤环上的  $m$  个位置  $z_m$ 。则可写出四路光的往返共八路光电场的表达式:

$$E_1 = r(1-r)T_1^2(\lambda)E_0\left[t - \frac{n}{c}(L + L_1)\lambda\right] \exp\left\{j\left[\beta_{m1}(\lambda)\cos(\omega_{m1}t) + \sum_m \phi\left[\lambda, t - \frac{n}{c}(L - z_m)\right]\right]\right\}, \quad (3)$$

$$E_2 = r(1-r)T_2^2(\lambda)E_0 \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_2)\lambda \right] \times \exp \left[ \left( \beta_{m_2}(\lambda) \cos \left\{ \omega_{m_2} \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_2) \right] \right\} + \sum_m \phi \left[ \lambda, t - \frac{n}{c}(L+L_2-z_m) \right] \right) \right], \quad (4)$$

$$E_3 = -r(1-r)T_1(\lambda)T_2(\lambda)E_0 \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_1+L_2)\lambda \right] \exp \left\{ j \sum_m \phi \left[ \lambda, t - \frac{n}{c}(L+L_2-z_m) \right] \right\}, \quad (5)$$

$$E_4 = -r(1-r)T_1(\lambda)T_2(\lambda)E_0 \left( t - \frac{n}{c}L\lambda \right) \times \exp \left( j \left\{ \beta_{m_1}(\lambda) \cos(\omega_{m_1}t) + \beta_{m_2}(\lambda) \cos \left[ \omega_{m_2} \left( t - \frac{n}{c}L \right) \right] + \sum_m \phi \left[ \lambda, t - \frac{n}{c}(L-z_m) \right] \right\} \right), \quad (6)$$

$$E_5 = r(1-r)T_1^2(\lambda)E_0 \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_1)\lambda \right] \times \exp \left[ \left( \beta_{m_1}(\lambda) \cos \left\{ \omega_{m_1} \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_1) \right] \right\} + \sum_m \phi \left( \lambda, t - \frac{n}{c}z_m \right) \right) \right], \quad (7)$$

$$E_6 = r(1-r)T_2^2(\lambda)E_0 \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_2)\lambda \right] \exp \left( j \left\{ \beta_{m_2}(\lambda) \cos(\omega_{m_2}t) + \sum_m \phi \left[ \lambda, t - \frac{n}{c}(L+z_m) \right] \right\} \right), \quad (8)$$

$$E_7 = -r(1-r)T_1(\lambda)T_2(\lambda)E_0 \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_1+L_2)\lambda \right] \exp \left\{ j \sum_m \phi \left[ \lambda, t - \frac{n}{c}(L_1+z_m) \right] \right\}, \quad (9)$$

$$E_8 = -r(1-r)T_1(\lambda)T_2(\lambda)E_0 \left( t - \frac{n}{c}L\lambda \right) \times \exp \left( j \left\{ \beta_{m_1}(\lambda) \cos \left[ \omega_{m_1} \left( t - \frac{n}{c}L \right) \right] + \beta_{m_2}(\lambda) \cos(\omega_{m_2}t) + \sum_m \phi \left( \lambda, t - \frac{n}{c}z_m \right) \right\} \right), \quad (10)$$

式中,  $L$  为传感环的长度,  $\beta_{m_1}$  和  $\omega_{m_1}$  为加载在  $F$  点的调制信号的幅值和圆频率,  $\beta_{m_2}$  和  $\omega_{m_2}$  为加载在  $D$  点的调制信号的幅值和圆频率。(3)式~(6)式代表顺时针传播的光场,其传输方向分别表示为 ABCEFI、ABDEGHI、ABCEGHI、ABDEFHI。(7)式~(10)式代表逆时针传播的光场,其传输方向分别表示为 AHFECBI、AHGEDBI、AHGECBI、ABDEGHI。进入光探测器的光场就可以看作是这

八项求和,探测器的输出光强是光场与其本身的共轭复数的乘积:

$$I(t, \lambda) = E(t, \lambda) \cdot E^*(t, \lambda), \quad (11)$$

此处要求两个萨尼亚克环的延时光纤长度  $L_1$ 、 $L_2$  之间的差值要比光源的相干长度大很多,在我们的系统中,光源的相干长度为  $L_c = 120 \mu\text{m}$ ,而延时光纤长度之差  $L_1 - L_2 = 500 \text{ m}$ 。光探测器输出的光强  $I(\lambda, t)$  由下式表示:

$$I(\lambda, t) = 2r^2(1-r)^2 I_0^2(\lambda) [\text{DC} + \text{Term1} + \text{Term2} + \text{Term3} + \text{Term4}], \quad (12)$$

$$\text{式中, } \text{DC} = T_1^4(\lambda) + T_2^4(\lambda) + T_1^2(\lambda)T_2^2(\lambda), \quad \text{Term1} = T_1^2(\lambda)T_2^2(\lambda) \cos \sum_m \Delta\phi_{m00}(\lambda, t),$$

$$\text{Term2} = T_1^4(\lambda) \cos \left[ \beta_{m_1}(\lambda) \left( \cos \omega_{m_1} t - \cos \left\{ \omega_{m_1} \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_1) \right] \right\} \right) + \sum_m \Delta\phi_{m1}(\lambda, t) \right],$$

$$\text{Term3} = T_2^4(\lambda) \cos \left[ \beta_{m_2}(\lambda) \left( \cos \omega_{m_2} t - \cos \left\{ \omega_{m_2} \left[ t - \frac{n}{c}(L+L_2) \right] \right\} \right) + \sum_m \Delta\phi_{m2}(\lambda, t) \right],$$

$$\text{Term4} = T_1^2(\lambda)T_2^2(\lambda) \cos \left( \beta_{m_1}(\lambda) \left\{ \cos \omega_{m_1} t - \cos \left[ \omega_{m_1} \left( t - \frac{n}{c}L \right) \right] \right\} + \sum_m \Delta\phi_{m11}(\lambda, t) + \right.$$

$$\left. \beta_{m_2}(\lambda) \left\{ -\cos \omega_{m_2} t + \cos \left[ \omega_{m_2} \left( t - \frac{n}{c}L \right) \right] \right\} \right),$$

DC 为直流部分, Term1 由第一个串行干扰路径 (ABCEGHI) 产生,光通过光环路时候,没有相位偏

置,当一个小的扰动发生时,没有相位偏置的萨尼亚克将会在探测器上产生一个非线性响应的基带信号。Term2 由第一个萨尼亚克环(ABCEFI)产生,光通过光环路的时候,受到频率为  $\omega_{m1}$  的相位偏置和一个时间为  $nL_1/c$  的延时,这是我们要得到的信号。Term3 由第二个萨尼亚克环(ABDFGHI)产生,光通过光环路的时候,受到频率为  $\omega_{m2}$  的相位偏置和一个时间为  $nL_2/c$  的延时,这也是我们要得到的信号。Term4 由第二个串行干扰路径(ABDEFHI)产生,光通过光环路时候,受到频率分别为  $\omega_{m1}$  和  $\omega_{m2}$  的两个相位偏置,而没有任何的延时,这个信号会在最后的结果上产生一个小误差。(12)式中需要注意的是,相位偏置是光波长的函数,这时由于压电相位调制器产生了一个常幅

值的应力扰动,而光纤长度和纤径折射率随应力变化也是常数,可由下式表示:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\partial \epsilon}{\partial t} \left( n \frac{\partial l}{\partial \epsilon} + l \frac{\partial n}{\partial \epsilon} \right), \quad (13)$$

相似地,由被测扰动信号  $\epsilon_m(t)$  产生的相位信号  $\phi_{m1}(\lambda, t)$  可表示为

$$\Delta\phi_{m1}(\lambda, t) = \frac{C2\pi n}{\lambda} \left\{ \epsilon_m \left( t - \frac{n}{c} z_m \right) - \epsilon_m \left[ t - \frac{n}{c} (L + L_1 - z_m) \right] \right\}, \quad (14)$$

式中,设

$$\epsilon_m \left( t - \frac{n}{c} z_m \right) - \epsilon_m \left[ t - \frac{n}{c} (L + L_1 - z_m) \right]$$

保持在很小的范围之内,则

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{m1}(\lambda, t) &= \frac{C2\pi n(L + L_1 - 2z_m)}{\lambda c} \frac{\partial \epsilon_m}{\partial t}, & \Delta\phi_{m2}(\lambda, t) &= \frac{C2\pi n(L + L_1 - L_2 - 2z_m)}{\lambda c} \frac{\partial \epsilon_m}{\partial t}, \\ \Delta\phi_{m00}(\lambda, t) &= \frac{C2\pi n(L + L_1 - L_2 - 2z_m)}{\lambda c} \frac{\partial \epsilon_m}{\partial t}, & \Delta\phi_{m11}(\lambda, t) &= \frac{C2\pi n(L - 2z_m)}{\lambda c} \frac{\partial \epsilon_m}{\partial t}, \end{aligned}$$

光探测器上的信号最后将是(12)式在一定波长范围内的积分值。

如前面所述,每一个萨尼亚克干涉仪的响应可以用锁定放大器分离开。该锁定放大器由相位偏置

频率的一次和二次谐波驱动。为了能很好地说明,需对(12)式进行雅克比展开<sup>[9]</sup>。

经过解调低通滤波处理后,我们可以得到四个解调信号:

$$D(f_1) = \int \left\{ -2T_1^4(\lambda) J_1[\beta_{m1}(\lambda) a_1] \sum_m \Delta\phi_{m1}(\lambda, t) - 2T_2^4(\lambda) T_2^2(\lambda) J_0[\beta_{m2}(\lambda) a_{2c}] J_1[\beta_{m1}(\lambda) a_{1c}] \sum_m \Delta\phi_{m11}(\lambda, t) \right\} d\lambda, \quad (15)$$

$$D(f_2) = \int \left\{ -2T_2^4(\lambda) J_1[\beta_{m2}(\lambda) a_2] \sum_m \Delta\phi_{m2}(\lambda, t) - 2T_1^4(\lambda) T_1^2(\lambda) J_0[\beta_{m1}(\lambda) a_{1c}] J_1[\beta_{m2}(\lambda) a_{2c}] \sum_m \Delta\phi_{m11}(\lambda, t) \right\} d\lambda, \quad (16)$$

$$D(2f_1) = \int \left\{ -2T_1^4(\lambda) J_2[\beta_{m1}(\lambda) a_1] + 2T_1^2(\lambda) T_2^2(\lambda) J_0[\beta_{m2}(\lambda) a_{2c}] J_1[\beta_{m1}(\lambda) a_{1c}] \right\} d\lambda, \quad (17)$$

$$D(2f_2) = \int \left\{ -2T_1^4(\lambda) J_2[\beta_{m2}(\lambda) a_2] + 2T_1^2(\lambda) T_2^2(\lambda) J_0[\beta_{m1}(\lambda) a_{2c}] J_1[\beta_{m2}(\lambda) a_{2c}] \right\} d\lambda. \quad (18)$$

式中  $J_1$ 、 $J_0$  为贝塞尔函数,  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_{1c}$ 、 $a_{2c}$  是由系统决定的常数,如果进行  $D(f_1)D(2f_2) \vee D(f_2)D(2f_1)$  运算,则直接就能反应扰动的位置。

## 4 实验与讨论

在实验室构成了如图1所示的实验装置。光源由一个 980 nm、80 mW 的半导体激光器(Lucent LUC263ENG)作为40 m长的掺铒光纤的抽运源构

成。其工作中心波长为 1555 nm,宽度为 40 nm, 4 mW 的发射功率。传感光纤长度  $L$  为 40 km,延时光纤长度  $L_1$  取 3.55 km,  $L_2$  取 4.05 km。两个调制频率分别为 40.59 kHz 和 50.73 kHz,波分复用器件直接传输的波长为 1552 nm ~ 1556 nm,反射传输的波长为 1528 nm ~ 1544 nm,光探测器为 InGaAs 型,探测器后接一个低通滤波器,这样能够削弱三次谐波相对于一次谐波达到 40 dB。使用了

一个消偏器使因偏振而产生的信号衰弱降低到最小<sup>[10]</sup>。实验室中为了降低外界声波的扰动,将光纤绕成环状放置在声屏蔽盒中,只露出很少的光纤用作传感。同样,电子部件也应该放置在声屏蔽盒中。进行了单频率扰动定位实验,图3给出了单频率(幅值为0.025 rad,频率为125 Hz)扰动定位的实验结果。该图表明,输入与输出之间基本成线性关系,测试结果是测100次的平均值,在传感环的中心附近,其重复性能好,误差小,当测量点接近传感环的两端时,系统响应的重复性有所降低,误差较大(100 m),测量精度为0.25%。也进行了多频率扰动的实验研究,在0 km、12 km和34 km处分别放置扰动幅值为0.025 rad,频率为100 Hz、130 Hz和155 Hz的扰动,测试的结果分别为0.14 km、11.6 km和33.65 km,基本符合理论分析,我们认为测量误差与解调电路的频率响应有关,进一步的研究还在继续中。

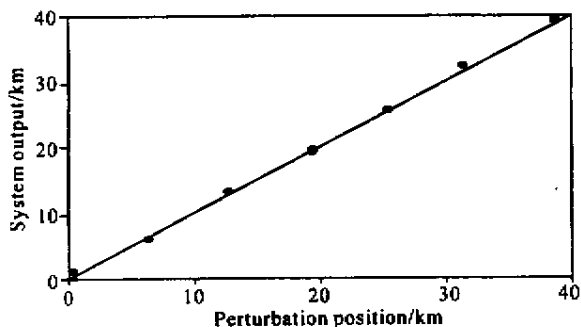


Fig.3 Experimental result of single-tone perturbation

结论 提出了一种新的基于萨尼亚克环的传感结构,分析了其传感原理,推导了系统的响应,简单介绍了检测电路的设计,最后用实验验证了理论的正

确性。该传感结构能够实现多扰动的测量与定位,与以往的精确平衡光路的双萨尼亚克结构相比,具有损耗小等优点,然而系统一些问题有待进一步解决。这种传感器的开发研究必然有很大的应用前景。

### 参 考 文 献

- [1] Russell S J, Dackin J P. Location of time-varying strain disturbances over a 40 km fiber section, using a dual-Sagnac interferometer with a single source and detector. *Proc. SPIE*, 1999, **3747**: 580 ~ 583
- [2] Vakoc B J, Digonnet M J F, Kino G S. A folded configuration of a fiber Sagnac-based sensor array. *Opt. Fiber Technol.*, 2000, (6): 388 ~ 399
- [3] Wang Tingyun, Luo Chengmu, Zheng Shengxuan. A fiber-optic current sensor based on a differentiating Sagnac interferometer. *IEEE Transactions on Instrument and Measurement*, 2001, **50**(3): 705 ~ 708
- [4] Udd E. Sagnac distributed sensor concepts. *Proc. SPIE*, 1991, **1586**: 46 ~ 52
- [5] Spammer S J, Swart P L, Boosen A. Interferometric distributed fiber optical sensor. *Appl. Opt.*, 1996, **35**(22): 4522 ~ 4523
- [6] Spammer S J, Swart P L, Chitchebakov A A. Distributed dual-wavelength Sagnac impact sensor. *Microwave & Opt. Technol. Lett.*, 1998, **17**(3): 170 ~ 173
- [7] Ronnekleiv E. Erlend Sagnac sensor for location of a disturbance. *Appl. Opt.*, 1997, **36**(10): 2076 ~ 2083
- [8] Danbridge A, Tveten Q A B, Giallorenzi T G. Homodyne demodulation scheme for fiber sensors using phase generated carrier. *IEEE Trans. Microwave Theory, Tech.*, 1982, **30**(10): 1635 ~ 1641
- [9] McLachlan N W. *Bessel Functions for Engineers*. Oxford: Oxford University Press, 1946. 55 ~ 61
- [10] Cooper P R. All fiber Lyot depolarizer. *Opt. Laser Technol.*, 1986, **18**(2): 99 ~ 100

## A Novel Sensing Structure Based on Fiber Sagnac Loop

Liu Bin Zhang Junzheng

(School of Electric Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004)

(Received 7 September 2001; revised 5 November 2001)

**Abstract**: A novel sensing structure is proposed based on fiber Sagnac loop, and all fiber sensing for multi-disturbance is realized. The sensing structure has the novel double Sagnac loop and WDM technology instead of traditional double light source, reducing the system error and realizing the measurement of multi-disturbance. The analysis of sensing theory, deducing mathematical model and the simple and multi-disturbance test are performed. The theory is proved experimentally. Analysis indicates that the error is related to frequency response of demodulation circuit.

**Key words**: fiber sensor; wavelength division multiplexed; Sagnac interferometer