

可补偿偏置漂移的扭转光纤电流传感器

董小鹏^{1)*} B. C. B. Chu²⁾ K. S. Chiang²⁾

1), 中国科学技术大学电子工程与信息科学系, 合肥 230027

2), 香港城市大学电子工程系, 香港

摘 要 针对扭转光纤电流传感器由于环境因素(如温度、压力、振动)变化使光纤中传输光偏振态改变, 从而导致传感器输出信号漂移问题, 提出了一种新的信号处理方法进行克服。这一方法适用于交变电流的检测。实验中通过旋转输入线偏振光偏振方向的方法检验了所提方法的有效性, 证明这种补偿方法对传感器偏置相位的任意偏移均适用。

关键词 双折射, 法拉第效应, 光纤传感。

1 引 言

采用扭转光纤、基于法拉第效应的电流传感器的优点是: 传感光纤可从普通光纤制作, 可以较小的半径多圈缠绕光纤, 传感器电流灵敏度高以及光路结构简单等^[1]。但由于光纤中扭应力产生的圆双折射会随环境温度而变化^[2], 温度变化引起的传感器偏置漂移会使扭转光纤在实际应用时遇到困难。将两段等长的光纤以相反方向扭转, 在一定程度上能抑制温度对输出光偏振态的影响, 但两段光纤在长度或扭转率上的任何不一致会使光纤仍存在剩余的温度效应, 实际使用时偏置点仍可能随温度变化而漂移。

为克服这一困难, 作者在分析扭转光纤电流传感器输出特性的基础上, 提出了一种新的信号处理方法解决传感器偏置相位随温度或其他扰动变化而引起的检测信号漂移问题。这种信号补偿方法适用于交变电流的检测。为验证所提补偿方法的有效性, 实验中通过改变输入线偏振光偏振方向(由此引起输出光偏振方向改变, 即传感器初始偏置相位改变)的方法模拟了传感器输出信号随温度或其他扰动变化的情况。实验结果表明, 在使用一只渥拉斯顿棱镜的方案中, 所提方法对偏置相位在一定范围内变化时能很好地补偿传感器电流信号的漂移, 而在另一种改进的双渥拉斯顿棱镜(或简化的渥拉斯顿棱镜加上检偏器)方案中, 该方法可对任意范围内偏置相位漂移引起的传感器电流信号变化进行补偿。

2 扭转光纤的偏振特性

具有均匀线双折射 $\Delta\beta$ 的光纤以扭转率 τ 扭转时(图 1), 在随光纤本地线双折射轴旋转的

* 现通讯地址: 厦门大学电子工程系, 厦门 361005。

收稿日期: 1998-03-26; 收到修改稿日期: 1998-06-10

坐标系(x, y, z)下可将输入、输出光的偏振态用如下矩阵联系^[3]

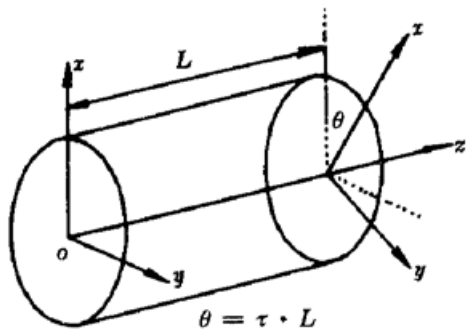


Fig. 1 Rotation system (x, y, z) of twisted fibre

$$\begin{bmatrix} E_x(L) \\ E_y(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ -B & A^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x(0) \\ E_y(0) \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中 $E_x(0)$ 、 $E_y(0)$ 为入射光的偏振态, L 为光纤长度, $*$ 表示复共轭, 坐标轴 x 、 y 分别与光纤慢、快轴平行, A 、 B 分别为

$$A = \cos(\rho L) - j \frac{\Delta\beta}{2\rho} \sin(\rho L), \quad B = (r/\rho) \sin(\rho L)$$

$$r = \tau - C, \quad \rho = [(\Delta\beta/2)^2 + r^2]^{1/2} \quad (2)$$

其中 $2C$ 为光纤扭转引入的圆双折射。对高扭转光纤, 通常有

$$2\tau/\Delta\beta \gg 1, \quad (3)$$

这时(1)式可简化为

$$\begin{bmatrix} E_x(L) \\ E_y(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho L) & \sin(\rho L) \\ -\sin(\rho L) & \cos(\rho L) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x(0) \\ E_y(0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

这表明高扭转光纤可看作圆双折射光纤, 它能使入射线偏振光的消光比在传输时基本不变。

3 采用扭转光纤的电流传感器

3.1 光纤中的法拉第效应

线偏振光在各向同性、均匀的光波导中传输时, 若沿光传输方向加有纵向磁场, 则因法拉第效应, 光的偏振方向将发生旋转, 其旋转角为

$$\Phi_F = V \int H dl \quad (5)$$

其中 V 是光传输媒质的费尔德(Verdet)常数, H 为磁场强度, l 为光传输距离。通常, V 与波导材料有关, 与光波长成平方反比关系。对以 SiO_2 为主要成分的通信光纤, V 在 633 nm 波长处数值约为 4.65×10^{-6} rad/A^[3]。若(5)式中磁场由导线中的电流产生, 且光纤环绕电流导线, 则由安培环路定律可知入射光偏振方向的改变将为

$$\Phi_F = VNI, \quad (6)$$

其中 N 是光纤环绕电流导线的圈数, I 是导线中流过的电流。若导线与光纤互相环绕, (6)式中 N 应为导线圈数与光纤圈数的乘积。

3.2 偏置相位的漂移及补偿

(6)式是在假设光波导为均匀、各向同性情况下得到的。当光纤中存在线双折射时, 线双折射会改变传输光的偏振态, 使微弱的法拉第效应难以检测。对存在固有线双折射的普通光纤, 扭转能有效克服线双折射对传输光偏振态的影响, 大大提高光纤法拉第效应的灵敏度^[3]。

若在(1)式、(2)式中考虑法拉第效应引入的圆双折射, 参数 ρ 、 r 应改写为

$$\rho' = [(\Delta\beta/2)^2 + r'^2]^{1/2}, \quad (7)$$

其中

$$r' = \tau - C' + F, \quad (8)$$

$2F$ 为磁场引入的圆双折射。由于普通光纤的费尔德常数很小, 对高扭转光纤, 通常有

$$\tau - C' \gg F \quad (9)$$

及 $2\tau/\Delta\beta \gg 1$ 。因此在(3)式及(9)式成立的条件下, ρ' 可近似写为

$$\rho' \approx \rho + F \quad (10)$$

利用上式可对电流存在时光纤出射光偏振态的表达式进行简化。

含有一只渥拉斯顿棱镜的扭转光纤电流传感器装置如图 2 所示。光源光经透镜、起偏器后再通过透镜耦合进扭转光纤。在光纤输出端渥拉斯顿棱镜将出射光分解成两束正交的线偏

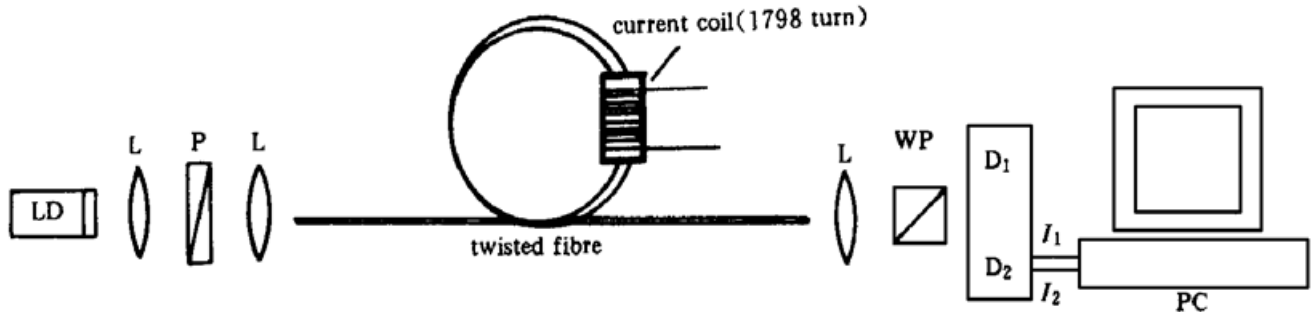


Fig. 2 Schematic diagram of the experimental current sensor system with single Wollaston prism.

P: Polarizer, L: Lens, WP: Wollaston prism; D₁, D₂: Detectors; I₁, I₂: Light intensity received by the detectors; PC: Personal computer

振光, 其光强分别为

$$\begin{aligned} I_1 &= |E_x(L) \cos \theta_2 + E_y(L) \sin \theta_2|^2 = (1/2)P \cos^2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L) \\ I_2 &= |E_x(L) \sin \theta_2 - E_y(L) \cos \theta_2|^2 = (1/2)P \sin^2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L) \end{aligned} \quad (11)$$

其中 θ_1 、 θ_2 分别是起偏器及渥拉斯顿棱镜的光轴在入射及出射端与 x 轴的夹角, P 是传输光的总功率。

为消除光源功率波动对输出信号的影响, 通常将 I_1 、 I_2 信号作如下处理

$$\begin{aligned} S &= (I_1 - I_2)/(I_1 + I_2) = \cos [2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L)] \approx \\ &\cos (2\Phi_B) + \sin (2\Phi_B) (2\Phi_F) \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\Phi_B = \theta_1 - \theta_2 - \rho L \quad (13)$$

是传感器在电流为零时的相位偏置, $\Phi_F = FL$ 是电流引起的法拉第旋转角, (12) 式的近似在角度 Φ_F 很小时成立。

由(12)式可见, 当环境温度变化或光纤引线的扰动使传感器初始相位 Φ_B 改变[$\sin (2\Phi_B)$ 改变] 时, 传感器输出信号 S 也将随之变化。由于光纤中扭转产生的圆双折射对环境温度较敏感, 以及光纤的各种机械扰动也会使 ρL 即 Φ_B 改变, 因此传感器偏置相位随环境因素的漂移将为传感器定标及信号读出带来很大问题。

但对于交变电流的检测, 可以用如下方法克服偏置相位变化引起的输出信号漂移问题。对交变电流, (12) 式所示的传感器信号 S 可分为直流及交流两项, 分别用下标 dc 及 ac 表示

$$S = S_{dc} + S_{ac}, \quad (14)$$

其中

$$S_{dc} = \cos (2\Phi_B), \quad S_{ac} = \sin (2\Phi_B) (2\Phi_F), \quad (15)$$

电流引起的法拉第旋转角 Φ_F , 或经补偿的传感器输出信号 S_c 可由下式计算

$$S_c = S_{ac} / \sqrt{1 - S_{dc}^2} = 2\Phi_F \quad (16)$$

(16) 式所得的信号 S_c 将不受偏置点相位 Φ_B 变化的影响。因此通过这种补偿方法, 可以消除

因温度或其他因素扰动引起的偏置相位变化而导致传感器输出信号漂移的问题。

3.3 实 验

用普通的 $1.3 \mu\text{m}$ 单模光纤在实验室制作了高扭转光纤, 以验证提出的信号补偿方法。扭转光纤长 4 m , 扭转率 50 turn/m 。光纤扭转前固有线双折射 $\Delta\beta$ 测为 1.5 rad/m 。为增大测量信号, 光纤以 5 cm 半径绕电流导线 11 圈。光纤环制成后, 在输入端用线偏振光注入光纤, 在出射端旋转检偏器测量输出光的消光比, 结果显示对任意偏振方向的入射光, 输出光的消光比总大于 25 dB 。因此在 5 cm 半径弯曲下扭转光纤仍具有良好的圆双折射特性。

在如图 2 所示的实验装置中, 光源为波长 $1.3 \mu\text{m}$ 、输出功率 1 mW 的半导体激光器, 电流导线的匝数为 1798 圈。实验开始导线中不加电流时调整渥拉斯顿棱镜的光轴位置使探测器得到的信号 $I_1 = I_2$ 。然后在导线中通以交流电, 强度为 0.4 A 。通过信号采集、处理可得传感器反映电流变化的输出信号 S 及 S_c , 由(12)式、(16)式给出。为观察电流信号在环境因素扰动下随偏置相位 Φ_B 的漂移情况, 由(13)式可见, 可以通过改变组成 Φ_B 的各项 θ_1 、 θ_2 或 ρL 来实现。环境温度或机械扰动对光纤的影响反映在相位因子 ρL 的变化。但从模拟环境因素变化、检验所提补偿方法是否有效的角度出发, 可以在保持 ρL 不变的情况下, 改变输入端起偏器与光纤双折射轴的夹角 θ_1 , 或渥拉斯顿棱镜的夹角 θ_2 , 等效地改变传感器的偏置相位。所得结果应等同于环境因素对偏置相位的影响。实验上在输入端旋转起偏器改变 θ_1 角最方便。

图 3 是导线中加以 0.4 A 电流, 输出信号 S 、 S_c 随起偏器偏离初始平衡位置 ($I_1 = I_2$) 变化的曲线。 $\Delta\theta$ 是起偏器旋转的角度。从图 3 可见, $\Delta\theta$ 在 $0 \sim 25^\circ$ 范围内变化时未补偿的电流信号 S 明显衰减, 而经(16)式处理后电流信号 S_c 基本不随 $\Delta\theta$ 变化。在图 3 情况下, 偏置相位改变 25° 时采用补偿方法得到的电流信号比未采用补偿方法得到的结果稳定性提高了 35% 。但应同时指出, 当环境因素的扰动太大, 传感器偏离平衡位置太远, 反映在信号 S 的直流部分 $S_{dc} \rightarrow 1$, 交流部分 $S_{ac} \rightarrow 0$ 时, (16)式所示的补偿即不再适用了。因此图 2 采用单一渥拉斯顿棱镜的实验方案及补偿方法有一定局限性。在这种方案中, 理论上传感器偏置相位的最大可变化范围在 $-\pi/4 \sim +\pi/4$ 之间。实际测量中的最大可变化范围将由探测器及相关电路的噪声特性决定。适当增大光源功率及改进检测电路的特性可扩大偏置相位的变化范围。但要彻底解决(16)式补偿方法的失效问题, 须对图 2 所示的电流传感检测方案进行改进。

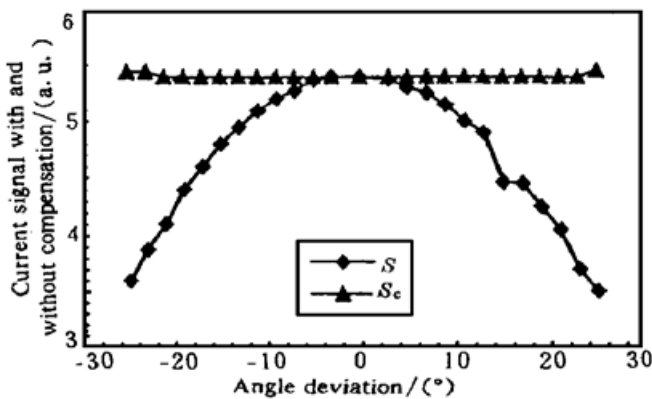


Fig. 3 Change of the current signal S_c and S_{ac} with the angle of the polarizer

4 偏置相位任意漂移的信号补偿及检测方法

4.1 方 法

为拓展传感器适用的偏置相位漂移范围, 在图 2 的基础上, 作者提出采用双渥拉斯顿棱镜光路新的补偿方案, 实验框图如图 4 所示。与图 2 不同的是光经光纤尾端出射后, 先经过一个偏振无关的 $50 \cdot 50$ 光分束器(出射光的偏振态不受分束器影响), 然后让这两束光分别通过两个光轴与入射光偏振方向有不同夹角的渥拉斯顿棱镜 WP_1 、 WP_2 。两个渥拉斯顿棱镜的

输出分别由探测器 $D_1 \sim D_4$ 接收, 光强信号 $I_1 \sim I_4$ 经放大、A/D 转换、采集由计算机处理。为避免图 2 单一棱镜方案中电流信号为零的情况出现, 两渥拉斯顿棱镜 WP_1 、 WP_2 光轴的相对夹角设定为 45° 。与 3.2 节的分析类似, 设棱镜 WP_1 光轴与光纤出射光偏振方向的夹角为

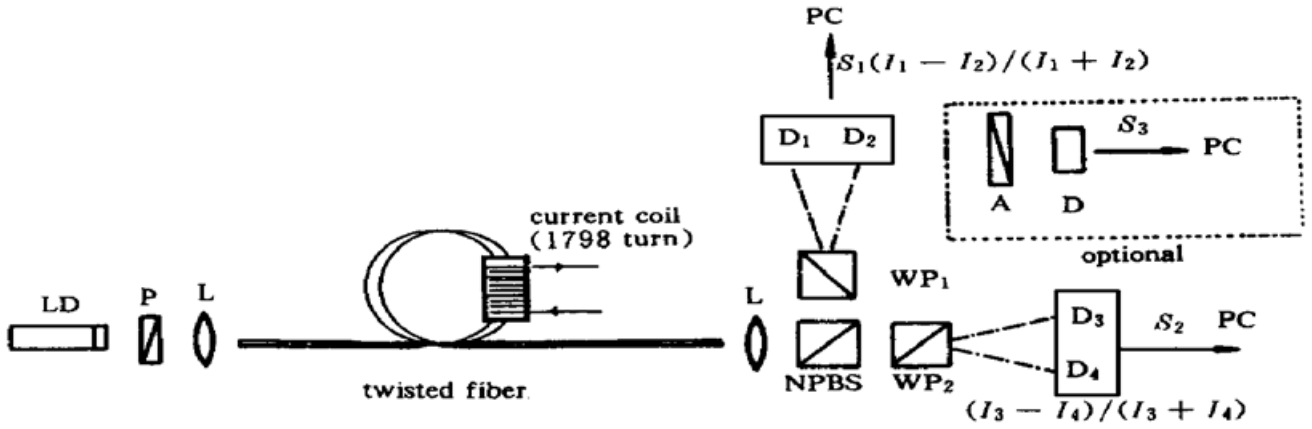


Fig. 4 Schematic diagram of the current sensor system with dual Wollaston prisms for the compensation of arbitrary bias phase shift. The optional part shows an alternative scheme for the current detection.

P: Polarizer, L: Lens, NPBS: Non-polarizing beam-splitter; WP_1 , WP_2 : Wollaston prisms; A: Analyzer; $D_1 \sim D_4$, D: Photodetectors. $I_1 \sim I_4$: Light intensity

θ_2 , 则图 4 中探测器 $D_1 \sim D_4$ 接收到的光强信号分别为

$$\begin{aligned} I_1 &= (1/2)P \cos^2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L), & I_2 &= (1/2)P \sin^2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L), \\ I_3 &= (1/2)P \cos^2(\theta_1 - \theta_2 - \pi/4 - \rho'L), & I_4 &= (1/2)P \sin^2(\theta_1 - \theta_2 - \pi/4 - \rho'L) \end{aligned} \quad (17)$$

于是, 经处理

$$S_1 = (I_1 - I_2)/(I_1 + I_2) = \cos [2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L)] \approx \cos(2\Phi_B) + \sin(2\Phi_B)(2\Phi_F), \quad (18)$$

$$S_2 = (I_3 - I_4)/(I_3 + I_4) = \sin [2(\theta_1 - \theta_2 - \rho'L)] \approx \sin(2\Phi_B) - \cos(2\Phi_B)(2\Phi_F). \quad (19)$$

当导线中通以交流电时, 信号 S_1 、 S_2 的直流及交流项为(分别用下标 dc、ac 表示)

$$S_i = S_{dc_i} + S_{ac_i}, \quad i = 1, 2 \quad (20)$$

$$S_{dc1} = \cos(2\Phi_B), \quad S_{ac1} = \sin(2\Phi_B)(2\Phi_F), \quad (21)$$

$$S_{dc2} = \sin(2\Phi_B), \quad S_{ac2} = \cos(2\Phi_B)(2\Phi_F), \quad (22)$$

则电流引起的法拉第旋转角 Φ_F 可分别通过(21)式或(22)式计算

$$S_{c1} = S_{ac1} / \sqrt{1 - S_{dc1}^2} = 2\Phi_F, \quad (23)$$

$$S_{c2} = S_{ac2} / \sqrt{1 - S_{dc2}^2} = 2\Phi_F. \quad (24)$$

但这两式对应的偏置相位 Φ_B 不同, 当 Φ_B 在 $0 \sim \pi/2$ 之间变化时, 电流信号可由(23)式计算, 但当偏置相位漂移增加接近 $\pi/2$, (23)式的补偿方法失效时, 电流信号

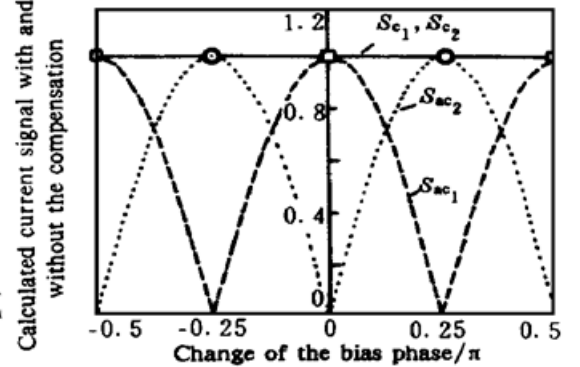


Fig. 5 Theoretical prediction of the changes of S_{c1} , S_{c2} and S_{ac1} , S_{ac2} with the drift of sensor bias phase. The hollow circles and rectangles in the curves represent the singularities of S_{c1} and S_{c2} , respectively

可由(24)式计算,这时 S_{ac2} 达到最大。如偏置相位继续增大使得 Φ_B 接近 $3\pi/4$ 时, (24) 式失效,但电流又可由(23)式计算了。图 5 给出了偏置相位 Φ_B 偏离初始相位($\pi/4$)时电流信号 S_{c1} 、 S_{c2} 、 S_{cc1} 、 S_{ac2} 的变化曲线。图中 Φ_B 变化为 $\pm\pi/4$ 、 $\pm 3\pi/4 \dots$ 处 S_{c1} 出现奇点,电流信号不能通过(23)式计算。而 Φ_B 变化为 0 、 $\pm\pi/2 \dots$ 处 S_{c2} 出现奇点,信号不能通过(24)式获得。图 5 曲线空心圆圈及四方形符号分别表示 S_{c1} 及 S_{c2} 的奇点。但可以看到, S_{c1} 奇点对应 S_{ac2} 极大值位置,反之亦然。因此,在实验上可以通过同时测量 S_{c1} 、 S_{c2} , 从中之一获得传感器偏置相位任意偏移时的电流信号。

4.2 实 验

对上述双渥拉斯顿棱镜的补偿方案在实验上进行了验证。由于实验条件所限,在没有两只渥拉斯顿棱镜的情况下,用一只检偏器替代图 4 中的一个渥拉斯顿棱镜,如图 4 中可选部分(Optional),等效地进行了实验。具体做法是,将光纤出射并分束后的两路光之一路通过渥拉斯顿棱镜,而另一路通过一个检偏器,如图 4 虚线框所示。与双渥拉斯顿棱镜方案相同,渥拉斯顿棱镜与检偏器光轴的夹角仍为 45° 。设光纤出射光偏振方向与渥拉斯顿棱镜光轴的夹角为 θ_2 , 探测器 D_1 、 D_2 及 D 接收到的信号分别为 I_1 、 I_2 及 I_3 , 其表达式仍如(17)式所示。对 I_1 、 I_2 信号的处理仍同(18)式,但对 I_3 用如下方式处理

$$S_3 = I_3 / (I_1 + I_2) = \cos^2(\theta_1 - \theta_2 - \pi/4 - \rho'L) \approx \frac{1}{2} [1 + \sin(2\Phi_B)] - \frac{1}{2} \cos(2\Phi_B) (2\Phi_F). \quad (25)$$

对交流电, S_3 的交流分量为

$$S_{ac3} = \frac{1}{2} \cos(2\Phi_B) (2\Phi_F) \quad (26)$$

则电流信号 Φ_F 可由下式计算

$$S_{c3} = 2S_{ac3} / S_{dc1} = 2\Phi_F \quad (27)$$

其中 S_{dc1} 是 S_1 的直流分量,由(20)式给出。可见采用这种方案,通过(23)式、(27)式也可以同双渥拉斯顿棱镜方案一样获得偏置相位 Φ_B 任意漂移时的法拉第信号。

图 6 是采用“检偏器+渥拉斯顿棱镜”简化方案测得的 S_{c1} 、 S_{ac1} 、 S_{c3} 、 S_{ac3} 随偏置相位 Φ_B 变化的实验曲线。 Φ_B 的变化同样是在光纤输入端旋转起偏器改变入射光的偏振方向实现的。测量时先调整 θ_1 、 θ_2 以及检偏器的夹角,使电流为零时 $I_1 = I_2$ 。然后在导线中加上交流电,电

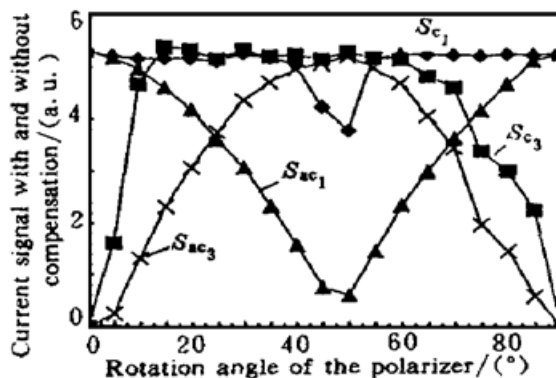


Fig. 6 Experimental results of the current signal S_{c1} , S_{c3} and S_{ac1} , S_{ac3} versus the rotation of the polarizer at the fibre input end

流强度保持为 0.4 A 。为观测传感器偏置相位漂移对输出信号的影响,可将起偏器的角度旋转离开平衡位置,变化范围为 $0 \sim 90^\circ$ 。从图 6 可见偏置相位在 $0 \sim 45^\circ$ 范围变化时,未补偿的信号 S_{ac1} 从最大值下降至最大值的 20% 以下,而经(16)式补偿的信号 S_{c1} 基本保持不变。在 45° 相位变化附近由于 $S_{dc1} \rightarrow 1$,对 S_{c1} 的补偿不再适用,电流信号改由(27)式的 S_{c3} 获得。同样,未经补偿的 S_{ac3} 信号在偏置相位变化时有很大变化。当偏置相位的变化大于 45° 较多(例如 $\sim 60^\circ$) 时,电流信号又可以通过 S_{c1} 获得,如图 6 所示。可见采用图 4 所示的补偿方案可以很好地解决扭转光纤电流传感器在使用时由于

环境因素变化而引起的初始偏置相位变化,从而导致传感器输出信号的漂移问题。图 6 中各信号的变化情况与理论预期是一致的, S_{e1} 、 S_{e3} 在可补偿范围内的小幅波动是由于探测器、检测电路以及光学元件不完善等因素造成的(如偏振无关分束器对光的偏振态仍有一定影响)。进一步提高有关器件的性能应能得到更好的实验结果。

结 论 针对扭转光纤电流传感器在实际应用中可能遇到的初始偏置相位随环境因素变化而漂移,从而导致输出电流信号漂移的问题,提出了一种适用于交变电流信号检测的电流传感方案及相关的信号处理和补偿方法,并在实验上进行了验证。实验结果证明这一方法能良好地补偿传感器偏置相位在任意范围内的漂移,为扭转光纤在电流传感器中的实际应用提供了一个新的途径。

参 考 文 献

- [1] Rashleigh S C, Ulrich R. Magneto-optic current sensing with birefringent fibres. *Appl. Phys. Lett.*, 1979, **34**(11): 768~ 770
- [2] Ren Z B, Robert Ph, Paratte P A. Temperature dependence of bend- and twist-induced birefringence in a low-birefringence fibre. *Opt. Lett.*, 1988, **13**(1): 62~ 64
- [3] 董小鹏, 戴文华. 存在固有线双折射光纤的 Verdet 常数测量. *光学学报*, 1995, **15**(10): 1452~ 1457

Twisted Fibre Electric Current Sensor with Compensation for Arbitrary Bias Phase Shift

Dong Xiaopeng

(Department of Electronic Engineering and Information Science,
University of Science and Technology of China, Hefei 230027)

Chu Betreace C B Chiang Kin Seng

(Department of Electronic Engineering, City University of Hong Kong, Kowloon, Hong Kong)

(Received 26 March 1998; revised 10 June 1998)

Abstract The output of electric current sensor employing twisted fibre may suffer from variation of ambient temperature or other perturbations such as pressure and vibration. A new compensation method for such perturbations is proposed and demonstrated in this paper for ac current detection. In the experiment, the shift of the initial bias phase of the current sensor is simulated by changing the azimuthal angle of the linearly polarized light at the fibre input, and the validity of the compensation method is verified experimentally. This method is able to compensate arbitrary shift in sensor bias phase.

Key words birefringence, Faraday effect, optical fibre sensor.