

基于法拉第旋镜的干涉型光纤传感系统偏振相位噪声特性研究*

王建飞 王潇 罗洪 孟洲†

(国防科技大学, 光电科学与工程学院, 长沙 410073)

(2011年11月21日收到; 2011年12月5日收到修改稿)

偏振诱导信号衰落现象的抑制是干涉型光纤传感系统的关键技术之一. 针对法拉第旋镜 (FRM) 法抑制偏振诱导信号衰落技术的残留偏振相位噪声问题进行了深入的理论和实验研究. 运用琼斯矩阵法建立了基于法拉第旋镜的干涉型光纤传感系统偏振相位噪声的理论模型; 分析了影响系统偏振相位噪声的主要原因: 法拉第旋镜的旋光角度偏差、入射光偏振态调制度、干涉仪两臂光纤双折射; 提出了相应的抑制偏振相位噪声的方法. 详细仿真分析了入射光偏振态调制度对干涉型光纤传感系统偏振相位噪声的影响, 仿真分析得出若法拉第旋镜旋光角度偏差为最大工艺制造误差 1° , 当入射光偏振态调制度为 1.84 rad 时, 系统可能出现的最大偏振相位噪声为 0.0815 rad . 最后, 搭建了基于 M-Z 型偏振态调制器的偏振相位噪声测试系统, 测试了在传输光纤受到外界偏振扰动的情况下, 干涉传感系统存在的偏振相位噪声, 实验测试结果与理论分析结果基本一致, 有力地证明了该偏振相位噪声理论分析模型的正确性.

关键词: 法拉第旋镜, 偏振衰落, 琼斯矩阵, 偏振相位噪声

PACS: 07.60.Ly, 07.07.Df, 42.81.-i, 42.87.Bg

1 引言

偏振诱导信号衰落现象的抑制是干涉型光纤传感技术发展的关键技术之一. 为解决这一难题, 国内外学者进行了广泛深入的研究, 提出了一系列抗偏振衰落的方法, 主要包括: 偏振分集接收^[1,2]、光路全保偏方案^[3,4]、输入偏振态控制^[5,6]和法拉第旋镜 (FRM) 法^[8,9]等. 相比于其他几种抗偏振衰落方案, 利用 FRM 进行双折射补偿的方法结构简单, 成本低廉, 可得到良好的抗偏振衰落效果, 因而在大规模光纤传感系统中得到了广泛的应用.

当 FRM 的旋光角度正好为 45° 时, 理论上就可以完全消除信号的偏振衰落. 但在实际应用中, 由于 FRM 的制造误差, 晶体旋光的波长特性、温度特性以及晶体吸收损耗的二向特性等因素, 很难

严格保证 FRM 的旋光角度正好为 45° , 这都会影响 FRM 的抗偏振衰落性能. 因此, 在使用 FRM 法消除信号偏振衰落时, 干涉型光纤传感系统中都会存在残余偏振相位噪声, 这将极大地影响干涉型光纤传感系统的实际工作性能.

以往的大部分研究只着眼于分析偏振态变化对干涉仪可视度的影响^[10,11], 所解决的重点停留在保证干涉的基本要求, 进而保证信号的稳定解调上. 只有少数文章对偏振相位噪声进行了初步分析^[12], 未见深入的研究报道. 系统的偏振相位噪声主要存留在低频段, 然而, 低频信号检测在结构动力学研究、地震及海浪监测预警、地质勘探、新能源开发、航空航天、国防应用领域、基础科学研究领域都有广泛应用^[13]. 在这些特殊应用情况下, 系统的残余偏振相位噪声将与目标信号重合, 难以区分开来. 因此, 研究基于 FRM 的干涉型光纤

* 国家自然科学基金 (批准号: 61177073) 和光电信息与传感技术广东普通高校重点实验室 (暨南大学) 开放基金 (批准号: gd01201101) 资助的课题.

† E-mail: zhousheng6806@163.com

传感系统的偏振相位噪声及其抑制方法具有十分重要的意义。

本文利用琼斯矩阵建立了基于 FRM 的干涉型光纤传感系统的偏振相位噪声模型, 深入研究了在 FRM 存在旋光角度误差时系统的偏振相位噪声, 着重分析了入射光偏振态调制对干涉型光纤传感系统偏振相位噪声的影响. 在此基础上分析了影响系统偏振相位噪声的主要因素: FRM 旋光角度误差; 入射光偏振态调制; 干涉仪两臂光纤的双折射. 同时, 提出并探讨了相应的抑制偏振相位噪声的方法. 最后搭建了基于 M-Z 型偏振态调制器的偏振相位噪声测试系统, 对干涉型光纤传感系统的偏振相位噪声进行了实验研究, 实验结果很好地验证了理论分析的正确性.

2 偏振相位噪声模型

光波偏振态的表示方法一般有三种^[14,15]: 解析法、邦加球图示法和琼斯矩阵法. 相比于解析法和邦加球图示法, 琼斯矩阵法运算比较简便, 推导比较严谨. 因此本文应用琼斯矩阵法来建立基于 FRM 的干涉型光纤传感系统的偏振相位噪声模型, 由于只研究系统的偏振相位噪声问题, 因此在模型建立中忽略光纤及各器件的损耗.

FRM 法消偏振衰落技术是在普通单模光纤 Michelson 干涉仪两臂各加一个 FRM, 当 FRM 旋光角度为 45° 时, 反射光的偏振态变化正好抵消入射光的偏振态变化, 干涉仪的可视度保持为 1^[6]. 基于 FRM 的单模光纤干涉仪结构如图 1 所示.

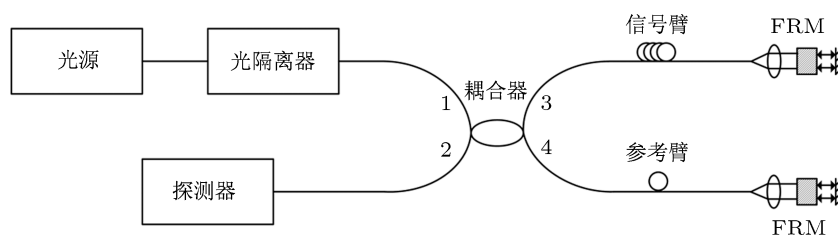


图 1 基于 FRM 的 Michelson 干涉仪结构原理图

根据耦合光波理论, 分束比为 1:1 的理想 2×2 光纤耦合器的琼斯矩阵为^[15]

$$J_{13} = J_{41} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$$J_{14} = J_{32} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{pmatrix} j & 0 \\ 0 & j \end{pmatrix}, \quad (2)$$

式中, $J_{mn}(m, n = 1, 2, 3, 4)$ 表示光波从光纤耦合器 m 端输入 n 端输出的琼斯矩阵.

设 FRM 的旋光角度为 θ , 则光波通过 FRM 又

被反射回来后的琼斯矩阵为^[17]

$$T = \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

实际应用中, FRM 存在一定的旋光角度偏差, 设 FRM 的旋光角度偏差为 Δ , 则 $\theta = \pi/4 + \Delta$, 代入 (3) 式可得

$$T = \begin{bmatrix} \sin 2\Delta & -\cos 2\Delta \\ -\cos 2\Delta & -\sin 2\Delta \end{bmatrix}. \quad (4)$$

作为干涉仪一个臂的单模光纤的双折射效应可看作一个椭圆延迟器, 其琼斯矩阵可表示为^[18]

$$\vec{R} = \begin{bmatrix} a & -b^* \\ b & a^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\xi/2) + i \cos 2\alpha \sin(\xi/2) & i \sin 2\alpha \sin(\xi/2) \\ i \sin 2\alpha \sin(\xi/2) & \cos(\xi/2) - i \cos 2\alpha \sin(\xi/2) \end{bmatrix}, \quad (5)$$

式中, $*$ 为取共轭, a, b 与光纤的双折射特性有关, α 为单模光纤等效快轴与参考坐标系 X 轴的夹角,

ξ 为单模光纤等效快慢轴之间的相位差. 入射光经 FRM 反射, 反向传输光纤可看成一个反向椭圆

延迟器, 其反向传输矩阵为^[17]

$$\overleftarrow{R} = \begin{bmatrix} a & -b \\ b^* & a^* \end{bmatrix}. \quad (6)$$

由(1)—(6)式可以得到 Michelson 光纤干涉仪干涉臂和参考臂输出的光场强度

$$\begin{aligned} E_{\text{outs}} &= \begin{bmatrix} E_{\text{outs},x} \\ E_{\text{outs},y} \end{bmatrix} \\ &= J_{32} \cdot \overrightarrow{R}_s \cdot T_s \cdot \overleftarrow{R}_s \cdot J_{13} \cdot E_{\text{in}}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} E_{\text{outr}} &= \begin{bmatrix} E_{\text{outr},x} \\ E_{\text{outr},y} \end{bmatrix} \\ &= J_{42} \cdot \overrightarrow{R}_r \cdot T_r \cdot \overleftarrow{R}_r \cdot J_{14} \cdot E_{\text{in}}, \end{aligned} \quad (8)$$

(7) 式, (8) 式中下标 s, r 分别代表 Michelson 光纤干涉仪的信号臂和参考臂, E_{outs} , E_{outr} 分别表示信号臂和参考臂的输出光强, E_{in} 为输入光强, 其归一化琼斯矩阵可表示为

$$E = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{i\delta(t)} \\ 1 \end{bmatrix} \cdot e^{i(\omega t + \sigma_0)}. \quad (9)$$

$\delta(t)$ 是入射光 E_x , E_y 的相位差, 不同的 $\delta(t)$ 对应不同的入射光偏振态, ω 为光频, σ_0 为入射光的初始相位. Michelson 光纤干涉仪输出相干总光强为

$$\begin{aligned} I = I_x + I_y &= \sum_{n=x,y} (E_{\text{outs},n} + E_{\text{outr},n}) \\ &\quad \times (E_{\text{outs},n}^* + E_{\text{outr},n}^*). \end{aligned} \quad (10)$$

假设系统中两块 FRM 的旋光角度偏差近似相等, 即 $\Delta_s \approx \Delta_r = \Delta$. 则可以得到干涉仪输出光强为

$$\begin{aligned} I &= I_x + I_y \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{c^2 + d^2} \cdot \cos(\beta + \Delta\varphi), \end{aligned} \quad (11)$$

$$\beta = \arctg(c/d), \quad (12)$$

$$\begin{aligned} d &= \sin^2 2\Delta [\cos \xi_s \cos \xi_r \\ &\quad + \cos(2\alpha_r - 2\alpha_s) \sin \xi_s \sin \xi_r] + \cos^2 2\Delta, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} c &= \cos \delta \sin 2\Delta [(\sin 2\alpha_s \cos \xi_r \sin \xi_s \\ &\quad - \sin \xi_r \cos \xi_s \sin 2\alpha_r) \sin 2\Delta \\ &\quad + (\sin \xi_s \cos 2\alpha_s + \sin \xi_r \cos 2\alpha_r) \cos 2\Delta] \\ &\quad + \sin \delta \sin 2\Delta [(\cos \xi_s + \cos \xi_r) \cos 2\Delta \\ &\quad - \sin(2\alpha_s + 2\alpha_r) \sin \xi_r \sin \xi_s \sin 2\Delta], \end{aligned} \quad (14)$$

式中 $\Delta\varphi$ 为 Michelson 光纤干涉仪两臂的相位差, β 为干涉仪的偏振相位噪声. 由(11)—(14)式, 可以看出影响 β 的因素为: FRM 旋光角度偏差 Δ ; 入射光偏振态 δ ; 干涉仪两臂光纤的双折射参数 δ_r , δ_s .

通常情况下, Δ 为一小量, 因此可以忽略二阶小量 $\sin^2 2\Delta$ 的影响, 将(13), (14)式进行简化为

$$d \approx \cos^2 2\Delta \quad (15)$$

$$\begin{aligned} c &\approx \sin 2\Delta \cos 2\Delta [\cos \delta (\sin \xi_s \cos 2\alpha_s \\ &\quad + \sin \xi_r \cos 2\alpha_r) + \sin \delta (\cos \xi_s + \cos \xi_r)]. \end{aligned} \quad (16)$$

由(15), (16)式可得

$$\frac{c}{d} = \sqrt{m^2 + n^2} \cos(\delta - \gamma) \text{tg} 2\Delta, \quad (17)$$

$$m = \sin \xi_s \cos 2\alpha_s + \sin \xi_r \cos 2\alpha_r, \quad (18)$$

$$n = \cos \xi_s + \cos \xi_r, \quad (19)$$

$$\gamma = \arctg(n/m), \quad (20)$$

Δ 为一小量, 因此 $\text{tg} 2\Delta \approx 2\Delta$, 系统的偏振相位噪声可最终简化为

$$\beta = \arctg(c/d) \approx 2\Delta \sqrt{m^2 + n^2} \cos(\delta - \gamma). \quad (21)$$

在实际应用系统中, $\delta(t)$ 可表示为

$$\delta(t) = \delta_0 \cos \omega_n t + \delta'_0(t), \quad (22)$$

式中, δ_0 , ω_n 分别为(9)式中 E_x , E_y 的相位差随外界扰动的调制幅度和调制频率, δ_0 决定了入射光偏振态, 称为偏振调制度, $\delta'_0(t)$ 为 $\delta(t)$ 的慢漂项. 令 $\delta'' = \delta'_0(t) - \gamma$, 考虑单频扰动的情况, 用 Bessel 函数将(21)式展开, 可得

$$\begin{aligned} \beta &= 2\Delta \sqrt{m^2 + n^2} \left\{ \left[J_0(\delta_0) \right. \right. \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\delta_0) \cos 2k\omega_n t \left. \right] \cos \delta'' \\ &\quad - 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\delta_0) \\ &\quad \left. \times \cos[(2k+1)\omega_n t] \sin \delta'' \right\}, \end{aligned} \quad (23)$$

式中 $J_k(\delta_0)$ 为第一类 k 阶 Bessel 函数.

由(23)式可知, 当入射光偏振态受到频率为 ω_n , 幅度为 δ_0 的调制时, 系统中偏振噪声含有 ω_n 的零频及其无穷高次频项, 且各倍频项的幅度大小与 FRM 旋光角度偏差 Δ 、偏振调制度 δ_0 、慢漂项 δ'' 及 $(m^2 + n^2)^{1/2}$ 等参数有关. 直流项可通过滤波消除, 因此可不考虑直流项的影响.

3 偏振相位噪声分析

(23) 式给出了当 FRM 存在旋光角度偏差时干涉仪系统的偏振相位噪声的表达式, 下面将进一步分析各个因素对系统偏振相位噪声的影响.

3.1 FRM 旋光角度偏差对系统偏振相位噪声的影响

由 (23) 式可知, 当 FRM 不存在旋光角度偏差, 即 $\Delta = 0^\circ$ 时, 系统的偏振相位噪声恒为 0, 因此 FRM 方案在原理上能够完全消除系统的偏振衰落; 当 $\Delta \neq 0^\circ$ 时, 系统的偏振相位噪声与 $|\Delta|$ 成正比.

3.2 入射光偏振态调制度对系统偏振相位噪声的影响

对于 (23) 式中的 $(m^2 + n^2)^{1/2}$ 项, 可做以下不等式变换

$$\begin{aligned}
 0 &\leq \sqrt{m^2 + n^2} \\
 &\leq \sqrt{2[\sin \xi_s \sin \xi_r \cos(2\alpha_s + 2\alpha_r) + 1 + \cos \xi_s \cos \xi_r]} \\
 &\leq \sqrt{2(\pm \sin \xi_s \sin \xi_r + 1 + \cos \xi_s \cos \xi_r)} \\
 &= \sqrt{2[1 + \cos(\xi_s \mp \xi_r)]} \leq 2. \tag{24}
 \end{aligned}$$

一般情况下, 生产厂商给定的 FRM 性能指标为 $|\Delta| \leq 1^\circ$, 为了得到系统中可能出现的最大偏振相位噪声, 假定 $|\Delta| \equiv 1^\circ$, 则由 (23), (24) 式可知

$$\begin{aligned}
 \beta &\leq 0.07 \left\{ \left[J_0(\delta_0) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\delta_0) \right. \right. \\
 &\quad \times \cos 2k\omega_n t \left. \right] \cos \delta'' - 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(\delta_0) \\
 &\quad \times \cos[(2k+1)\omega_n t] \sin \delta'' \left. \right\}. \tag{25}
 \end{aligned}$$

图 2 给出了在 $|\Delta| \equiv 1^\circ$ 的情况下, 系统可能出现的偏振相位噪声随入射光调制度 δ_0 的改变而变化的情况. 图中 $A_k (k = 1, 2, 3, \dots)$ 分别表示系统偏振相位噪声中 ω_n 的各倍频分量幅度随 δ_0 的变化曲线. 图中假设 $\cos \delta'' = \pm 1, \sin \delta'' = \pm 1, (m^2 + n^2)^{1/2} = 2$, 虽然在实际情况下这三个条件不可能同时满足, 但图中分奇偶数倍频相分别讨论可

能出现的最大偏振相位噪声, 这样的假设是可取的.

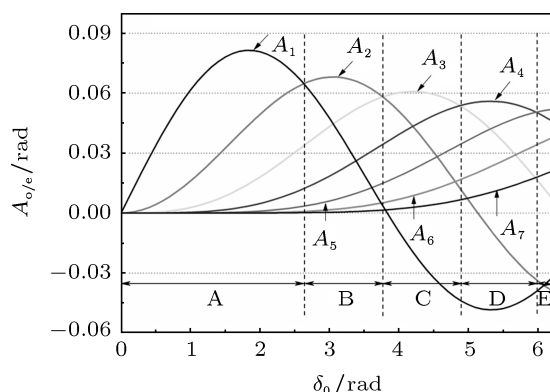


图 2 系统各倍频分量偏振相位噪声可能出现的最大值

可将图 2 中的横坐标分为 A, B, C, D, E 五段. 在 A ($0 \leq \delta_0 < 2.6$) 段系统可能出现的最大偏振相位噪声为 ω_n 的单频分量, 其最大幅度 $A_1(\max) = 0.0815 \text{ rad}$; 在 B ($2.6 \leq \delta_0 < 3.8$) 段系统可能出现的最大偏振相位噪声为 ω_n 的 2 倍频分量, 其最大幅度 $A_2(\max) = 0.068 \text{ rad}$; 在 C ($3.8 \leq \delta_0 < 4.9$) 段系统中可能出现的最大偏振相位噪声为 ω_n 的 3 倍频分量, 其最大幅度 $A_3(\max) = 0.060 \text{ rad}$; 在 D ($4.9 \leq \delta_0 < 6.0$) 段系统中可能出现的最大偏振相位噪声为 ω_n 的 4 倍频分量, 其最大幅度 $A_4(\max) = 0.056 \text{ rad}$; 在 E ($6.0 \leq \delta_0 < 6.3$) 段系统中可能出现的最大偏振相位噪声为 ω_n 的 5 倍频分量, 其最大幅度 $A_5(\max) = 0.052 \text{ rad}$.

由图 2 还可以看出, 当 $\delta_0 = 1.84 \text{ rad}$ 时, 系统偏振相位噪声的单倍频分量取得最大值 $A_1(\max) = 0.0815 \text{ rad}$, 此时系统出现最大偏振相位噪声. 图 3 给出了当 $\delta_0 = 1.84 \text{ rad}$ 时, 系统中偏振相位噪声各倍频分量的最大值. 由图 3 可知, 随着偏振相位噪声倍频数的增加, 所对应的噪声幅值逐渐减小, 到 7 倍频分量时噪声幅值接近为零.

由前面的分析可知, 当 FRM 存在旋光角度偏差时, 入射光偏振态调制度 δ_0 对系统偏振相位噪声具有很大的影响.

以上分析所得出的结论只有在特定条件下 ($|\Delta| = 1^\circ, (m^2 + n^2)^{1/2} = 2, \cos \delta'' = \pm 1$ 或 $\sin \delta'' = \pm 1$) 才能够完全成立. 而在实际情况下, 这些条件很难同时满足, 因此得跟据实际应用环境对系统的偏振相位噪声进行一定的修

正 (用 dB 表示)

$$\beta = 20\log_{10}(A_k) - H, \quad (26)$$

$$A_k = 0.14J_k(\delta_0)/\sqrt{2\text{rate}/\text{length}}, \quad (27)$$

式中 A_k 与前面分析相对应, 表示系统中可能出现的各倍频分量的最大偏振相位噪声, rate , length 分别表示实际应用中所用数据采集卡单通道采样率和采样长度, H 表示一个与 Δ , $(m^2 + n^2)^{1/2}$, δ'' 相关的不小于零的修正量. 由 (26) 式可知系统中出现的偏振相位噪声是将 A_k 对应的各倍频最大偏正相位噪声曲线沿纵坐标向下平移 H 得到的, H 要视实际应用环境而定. 实验结果将进一步证明这种假设的合理性.

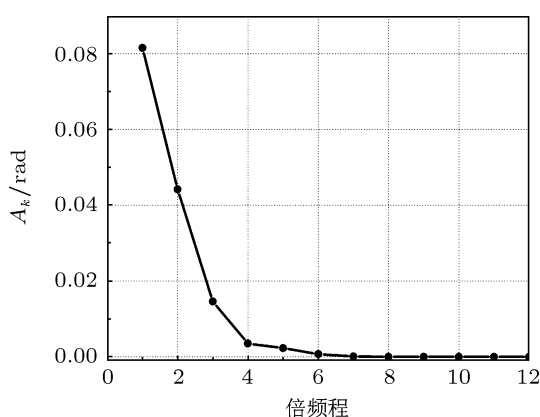


图3 $\delta_0 = 1.84 \text{ rad}$ 时系统偏振相位噪声各倍频分量的最大值

3.3 干涉仪两臂双折射对系统偏振相位噪声的影响

由 (23) 式可知系统偏振相位噪声与 $(m^2 + n^2)^{1/2}$ 成正比关系, 而 m , n 的取值与 Michelson 干涉仪两臂的双折射特性参数 δ_s , δ_r , α_s , α_r 有关. 当 $(m^2 + n^2)^{1/2} = 0$, 即传感光纤不存在双折射效应时, 系统中没有残余的偏振相位噪声; 当 $(m^2 + n^2)^{1/2} = 2$ 时系统可能出现最大偏振相位噪声.

3.4 偏振相位噪声抑制方法

在 FRM 存在旋光角度偏差以及光纤存在双折射效应的情况下, 基于 FRM 的光纤干涉传感系统会出现残余的偏振相位噪声, 这将极大地影响传感系统的实际工作性能. 由前面的分析可知, FRM 旋

光角度偏差、光纤双折射效应以及入射光偏振态调制是影响基于 FRM 的光纤干涉传感系统偏振相位噪声的三大因素. 根据各因素的产生机理, 可以从以下几个方面着手来减小系统偏振相位噪声, 提高系统的工作性能.

1) 通过一定的测量方法^[19,20]对 FRM 进行筛选, 选择 $|\Delta|$ 接近于 0 的 FRM 从而将干涉传感系统的偏振相位噪声控制到足够小.

2) 调整 Michelson 干涉仪两臂光纤双折射, 使 $(m^2 + n^2)^{1/2}$ 尽量小. 例如, 在某些特殊应用环境中, 可以在干涉仪两臂各加一个受调制的压电陶瓷 (PZT) 环, 实时调整对应光纤的双折射.

3) 减小外界环境变化对传输光纤的偏振扰动, 尽量减小入射光偏振调制度 δ_0 以降低偏振相位噪声. 例如, 可以通过在传输光纤外部包裹海绵等具有防震功能的材料来减小外界干扰对传输光纤的直接作用.

而在实际系统中, 在选定 FRM 和传感光纤的情况下, 系统的偏振相位噪声主要来自于传输光纤的偏振扰动 (即入射光偏振调制度的变化), 因此研究入射光偏振调制度对系统偏振相位噪声的影响具有重要的实际应用意义. 下面将通过实验对其进行深入研究分析.

4 实验研究

4.1 M-Z 型光纤偏振态调制器

实际系统中, 系统的偏振相位噪声主要来自传输光纤的偏振扰动, 高性能偏振调制器的研究成为研究系统偏振相位噪声的必要手段. 为满足高调制度、高稳定性的要求, 搭建了 M-Z 型光纤偏振态调制器, 其结构如图 4 所示. 窄线宽光纤激光器输出光经起偏器后进入全保偏光纤 M-Z 干涉仪, 起偏器方向保持与干涉仪保偏光纤快轴平行, 保偏光纤耦合器 1 的分束比为 1:1, 干涉仪一臂接压电陶瓷相位调制器, 对压电陶瓷施加调制信号, 将 A 点处的两根保偏光纤平行焊接, B 点处两根保偏光纤垂直对接, 要求两臂到达耦合器 2 输出端光强相等, 这样就构成了与电光相位调制型偏振调制器^[21]原理一致的 M-Z 型光纤偏振态调制器. A, B 两点处的对轴误差会导致调制器内少量的残余干涉, 所以应当尽量提高对轴精度以减小干涉对偏振噪声测量的影响.

为了得到 M-Z 型光纤偏振态调制器调制度 δ_0 与 PZT 所加调制电压 U 的对应关系, 对偏振态调制器施加 1 kHz 的调制信号, 改变调制电压 U 的大小, 调制光经检偏器进入光电探测器, 经计算可得到偏振态调制度 δ_0 . 图 5 为测量得到的 δ_0 与 PZT 所加调制电压 U 的对应关系, 由图可知在测量范围内 δ_0 与 U 成线性关系, 并且 $\delta_0 = \rho U$, 其中 ρ 为比例系数, 其值约为 1.28 rad/V.

为了避免由偏振调制器的不稳定性导致的偏振噪声测量误差, 要求测试系统所采用的偏振态调制器具有较高的稳定性. 对搭建的 M-Z 型光纤偏振态调制器进行了稳定性测试, 测试中 PZT 调制频率为 1 kHz, 调制电压为 1.5 V, 每隔 30 s 测量一次,

得到了 δ_0 随时间的变化曲线, 如图 6 所示. 由图可知在测试的 20 min 内该偏振调制器的稳定性较好, 波动小于 0.8%, 证明了该偏振态调制器设计和制作的合理性, 满足偏振相位噪声测试系统的应用要求.

4.2 偏振相位噪声测试

为模拟外界环境变化所引起的传输光偏振态的改变, 并研究由此给传感系统带来的偏振相位噪声, 采用 M-Z 型偏振态调制器 (PSM) 对光源输出的线偏振光进行不同程度的偏振态调制, 搭建了一套偏振相位噪声测试系统, 如图 7 所示.

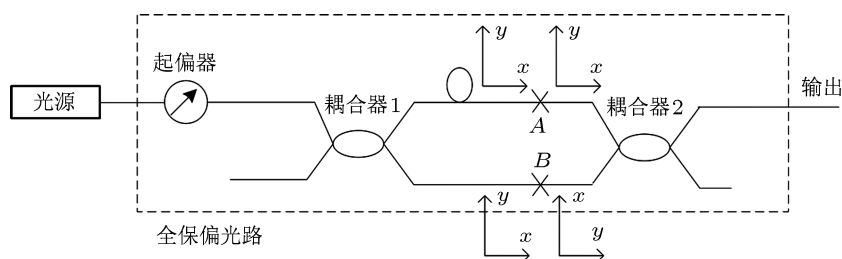


图 4 M-Z 型光纤偏振态调制器结构图

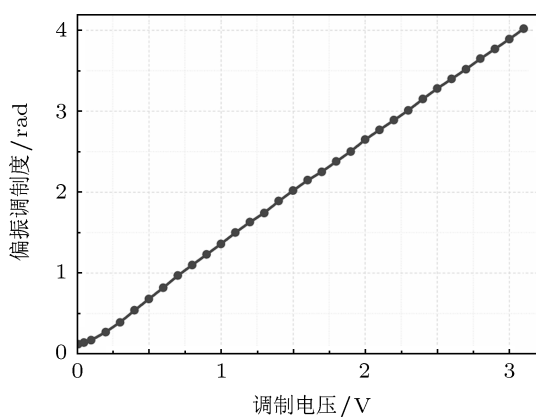


图 5 δ_0 随 U 的变化关系

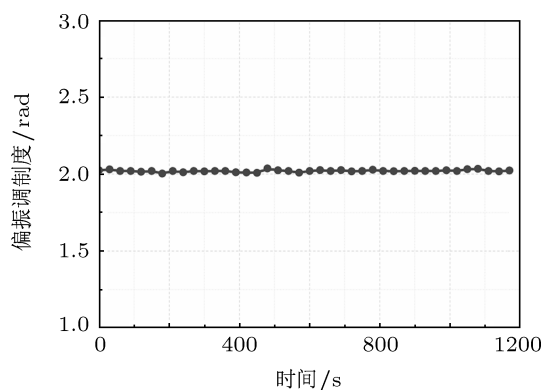


图 6 偏振调制度稳定性测试结果

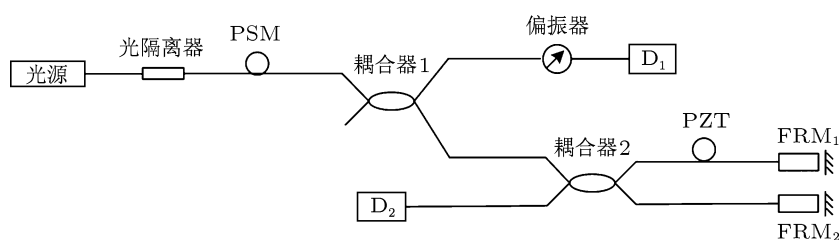


图 7 基于 FRM 的干涉仪偏振噪声测试系统结构图

窄线宽光纤激光器发出的光经光隔离器进入 PSM 进行偏振态调制, 调制后的光经耦合器 1 分为两束, 一束经检偏器后进入探测器 D_1 , 用于监测 PSM 的调制度 δ_0 ; 另一束经耦合器 2 进入基于 FRM 的等臂 Michelson 干涉仪, 干涉仪所用 FRM 随机选取, 其旋转角度偏差在 1° 以内. 干涉仪一臂加有 PZT, 用于 PGC 外调制解调, 进入干涉仪两臂的光被 FRM 反射后返回耦合器 2 中, 干涉后进入探测器 D_2 , 经 PGC 解调最终得到系统的偏振相位噪声.

实验中 PSM 的调制频率 f_n 为 1 kHz, PGC 外调制频率 f_0 为 25 kHz, 采集卡单通道采样率 rate 为 200 kHz, 单通道采样长度 length 为 32768. 实验测量了 PSM 调制度在 0.12—4.02 rad 变化时, 干涉仪的偏振相位噪声, 测试结果如图 8 所示.

图 8 给出了系统偏振相位噪声的前四倍频分量, 当 PSM 调制度较小时, 干涉仪偏振相位噪声的高倍频分量淹没在系统背景噪声中而不能被探测到. 随着偏振调制度的增大, 高倍频分量也逐渐变大. 图中的理论曲线是根据 (27) 式取 $H = 31$ dB 所得到的.

由图 8 可以看出, 干涉系统偏振相位噪声各倍频分量的测量值与理论分析曲线基本符合, 但是当 δ_0 处在 2.02—3.28 rad 范围内时, 实验测量值与理论偏差较大, 根据理论分析结果可推测可能在测量过程中干涉仪光纤双折射随外界环境发生了突变, H 也随之发生了变化. 当 $\delta_0 \geq 3.4$ rad 时实验测量值与理论曲线又能基本符合, 说明经过一段时间干涉仪光纤双折射又逐渐恢复到初始状态. 为了验证推测结果, 重新调整 H 值使新的理论值与测量值在 $\delta_0 = 2.02$ —3.28 rad 范围内最大程度地符合. 图 9 是偏振噪声前四倍频分量在该范围内通过调整 H 值得到的理论曲线与测量值的对比情况, 由图 9 可知二者符合较好, 此时各分量偏振噪声理论曲线对应的 H 分别为 $H_1 = 21$ dB, $H_2 = 28$ dB, $H_3 = 23$ dB, $H_4 = 27$ dB (下标表示各分量的倍频数).

由 (26) 式可知, 在任何情况下偏振相位噪声奇、偶倍频分量各自的 H 值应该是相等的, 即 $H_1 = H_3, H_2 = H_4$, 由于我们是通过曲线拟合的方式来推测 H 大小, 与实际值相比会存在一定的偏差, 但是拟合值偏差并不大, 可近似认为 $H_1 \approx H_3, H_2 \approx H_4$.

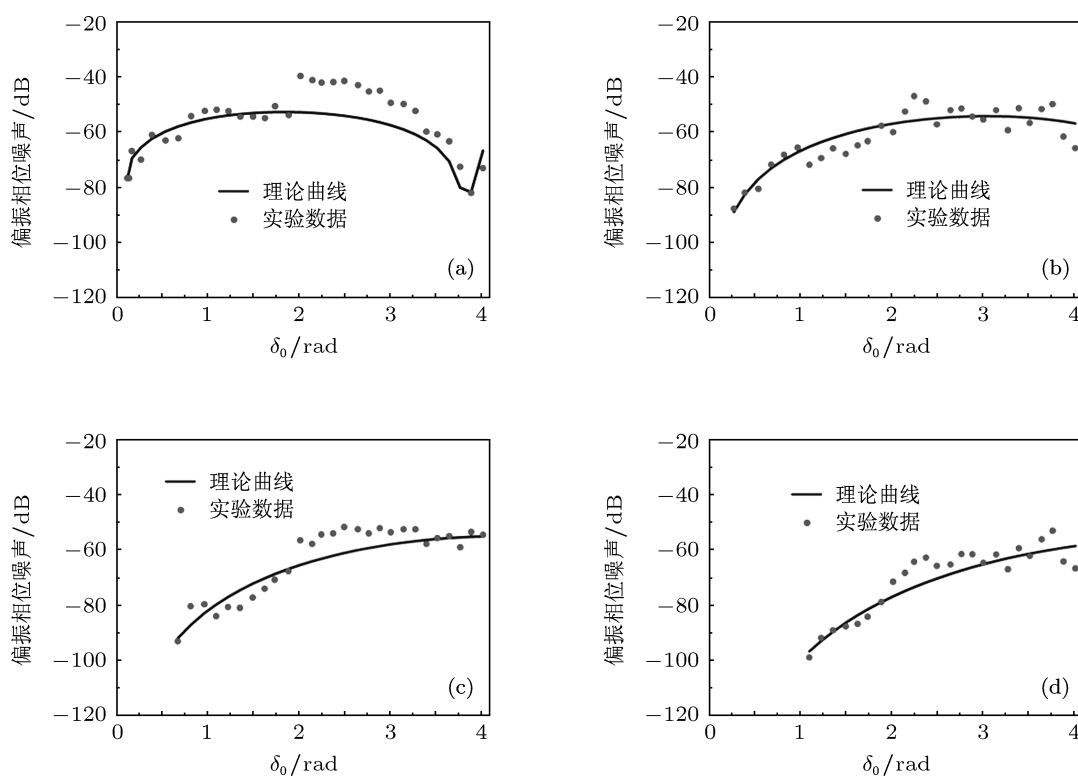


图 8 系统偏振噪声测量值与理论值对比图 ($H = 31$ dB) (a) 一倍频分量; (b) 二倍频分量; (c) 三倍频分量; (d) 四倍频分量

由图 8 还可以看出, 当 $0 \leq \delta_0 \leq 3.15$ 时, 系统中最大偏振相位噪声为 ω_n 的单频分量, 当 $\delta_0 = 2$ 时, 测试得到了系统最大的偏振相位噪声为 -39.8 dB (0.0102 rad); 当 $3.15 < \delta_0 \leq 3.77$ 时, 系统中最大偏振相位噪声为 ω_n 的二倍频分量; 当 $3.77 < \delta_0 \leq 4.02$ 时, 系统中最大偏振相位噪声

为 ω_n 的三倍频分量, 这与理论分析的结果基本符合. 理论分析结果给出系统在 $\delta_0 = 1.84$ rad 时可能出现最大偏振相位噪声, 这只能在极端条件 ($|\Delta| = 1^\circ$, $(m^2 + n^2)^{1/2} = 2$, $\cos \delta'' = \pm 1$ 或 $\sin \delta'' = \pm 1$) 下成立. 实际情况下, 这些条件很难同时满足, 因此在实验测量得到的最大偏振相位噪声会比理论值小.

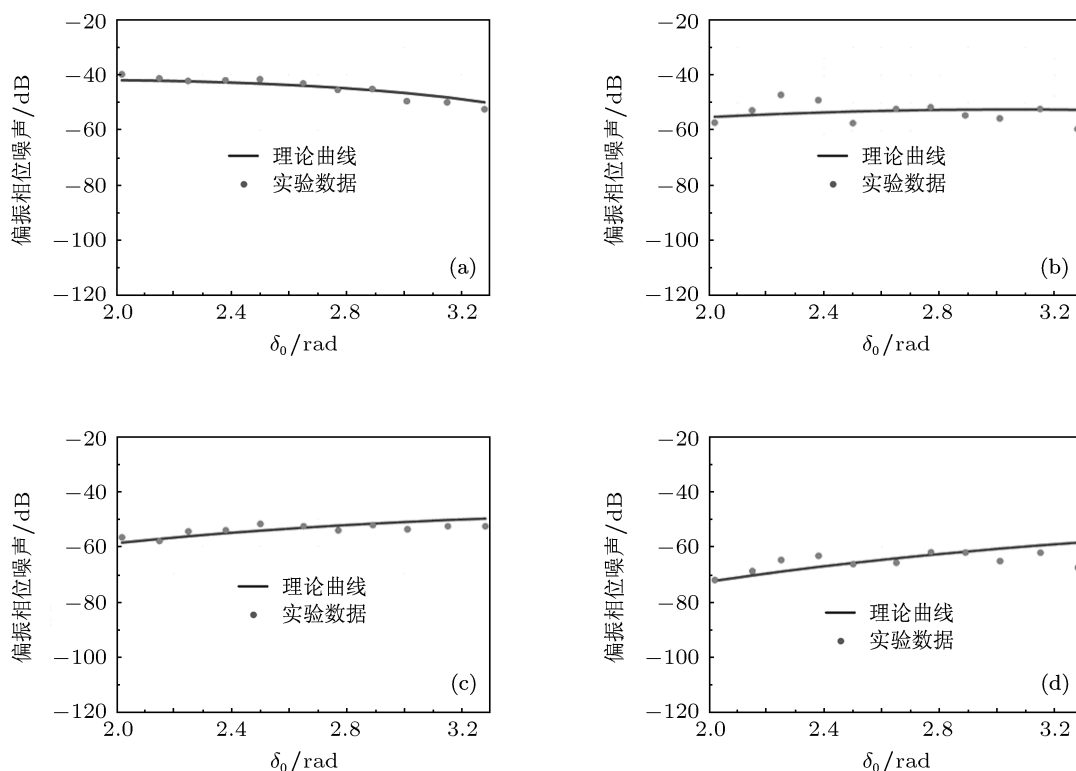


图9 调整 H 值后理论值与测量值的对比图 (a) 一倍频分量; (b) 二倍频分量; (c) 三倍频分量; (d) 四倍频分量

5 结论

运用琼斯矩阵法建立了基于 FRM 的干涉型光纤传感系统偏振相位噪声的理论模型, 分析了系统中偏振相位噪声的产生机理, 通过理论计算、仿真分析得出了影响系统偏振相位噪声的主要因素: FRM 的旋光角度偏差、入射光偏振态调制度、干涉仪两臂光纤双折射. 并由此提出了相应的抑制偏振噪声的方法: 尽量选取旋光角度偏差尽量小的 FRM; 调整干涉仪两臂光纤双折射; 减小外界环境对光纤的直接作用. 着重讨论了入射光偏振态调制度对干涉型光纤传感系统偏振相位噪声的影响, 通过仿真计算得出若所选 FRM 旋光角度偏

差为最大值 1° (由制造工艺决定), 入射光偏振态调制度为 1.84 rad 时系统可能出现的最大偏振噪声为 0.0815 rad. 搭建了高调制度、高稳定性的 M-Z 型光纤偏振态调制器用以模拟外界环境对传输光纤的偏振扰动, 建立了基于 M-Z 型光纤偏振态调制器的偏振相位噪声测试系统, 有效地测试了当传输光纤受到外界偏振扰动时, 干涉传感系统存在的偏振相位噪声, 实验测试结果与理论分析结果基本一致, 有力地证明了该偏振相位噪声理论分析模型的正确性. 本文的研究为掌握基于 FRM 的干涉型光纤传感系统中偏振相位噪声的特性提供了重要参考, 对进一步抑制系统偏振噪声及提高干涉传感系统分辨率具有重要的实际价值.

- [1] Cranch G A, Crickmore R, Kirkendall C K, Bautista A, Daley K, Motley S, Salzano J, Latchem J, Nash P J 2004 *J. Acoust. Soc. Am.* **115** 2848
- [2] Ni M, Yang H Y, Xiong S D, Hu Y M 2006 *Appl. Optics* **45** 1
- [3] Hu Y M, Meng Z, Xiong S D, Liu Y, Zhang X L, Fei G Q, Wang Z X 2003 *Acta. Acustica* **28** 155 (in Chinese) [胡永明, 孟洲, 熊水东, 刘阳, 张学亮, 费国强, 王照霞 2003 声学学报 **28** 155]
- [4] Meng Z, Hu Y M, Xiong S D, Liu Y, Ni M, Zhang X L 2002 *Chinese J. Lasers* **29** 415 (in Chinese) [孟洲, 胡永明, 熊水东, 刘阳, 倪明, 张学亮 2002 中国激光 **29** 415]
- [5] Kersey A D, Marrone M J, Dandridge A, Tveten A B 1988 *J. Lightwave Technol.* **6** 1599
- [6] Marrone M J, Kersey A D, Dandridge A 1991 *Distributed and Multiplexed Fiber Optic Sensors* Boston September 4, 1991 p194
- [7] Boger Y S, Tur M 1991 *Electron. Lett.* **27** 622
- [8] Kersey A D, Marrone M J, Davis M A 1991 *Electron. Lett.* **27** 518
- [9] Shinji Y, Kazuo H 1997 *J. Lightwave Technol.* **15** 900
- [10] Wang J F, Wang X, Luo H, Meng Z 2010 *Chinese J. Lasers* **37** 1042 (in Chinese) [王建飞, 王潇, 罗洪, 孟洲 2010 中国激光 **37** 1042]
- [11] Arce-Diego J I, Echevarria-Cuenca J, Cobo A, Lopez-Higuera J M 1998 *CLEO/Europe Conference on Lasers and Electro-Optics Europe* Glasgow, September 14-18, 1998 p242
- [12] Wu Y F, Xiao H, Zhang S W, Li F, Liu Y L 2008 *J. Optoelectron. Laser* **19** 1446 (in Chinese) [吴悦峰, 肖浩, 张松伟, 李芳, 刘育梁 2008 光电子·激光 **19** 1446]
- [13] Yu M 2007 *J. Vibration Shock* **16** 83 (in Chinese) [于梅 2007 振动与冲击 **16** 83]
- [14] Born, Wolf 1999 *Principles of Optics* (7th expanded edition) (Cambridge: Cambridge University Press) p25
- [15] Liao Y B 2000 *Fiber Optics* (Beijing: Tsinghua University Press) p78 (in Chinese) [廖延彪 2000 光纤光学 (北京: 清华大学出版社) 第 78 页]
- [16] Qi L Z, Xiao H, Li F, Liu Y L 2008 *Laser Infrared* **38** 259 (in Chinese) [齐龙舟, 肖浩, 李芳, 刘育梁 2008 激光与红外 **38** 259]
- [17] Ni M 2003 *Ph. D. Dissertation* (Beijing: Chinese Academy of Science) (in Chinese) [倪明 2003 博士学位论文 (北京: 中国科学院)]
- [18] Qian K, Xu X C, Ge Q, Wu X Q, YU L B 2008 *Chinese J. Quantum Electron.* **25** 114 (in Chinese) [钱楷, 徐长春, 葛强, 吴许强, 俞本立 2008 量子电子学报 **25** 114]
- [19] Hao Y Q, Li H N, Yang K Kong P, Su L, Li J F, Chen Z P 2009 *J. Appl. Optics* **30** 626 (in Chinese) [郝蕴琦, 李海宁, 杨坤, 孔鹏, 苏磊, 李俊丰, 陈镇平 2009 应用光学 **30** 626]
- [20] Wang G H, Wu F Q, Xu S C 2004 *J. Optoelectron. Laser* **15** 1477 (in Chinese) [王光辉, 吴福全, 徐世昌 2004 光电子·激光 **15** 1477]
- [21] Liang X 2008 *Ph. D. Dissertation* (Changsha: National University of Defense Technology) (in Chinese) [梁迅 2008 博士学位论文 (长沙: 国防科学技术大学)]

Investigation of polarization-induced phase noise in interferometric optical fiber sensing system based on FRM*

Wang Jian-Fei Wang Xiao Luo Hong Meng Zhou[†]

(College of Optoelectronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

(Received 21 November 2011; revised manuscript received 5 December 2011)

Abstract

One of the key technologies of interferometric optical fiber sensing system is to overcome polarization-induced signal fading in interferometric fiber sensors. The theoretical and the experimental investigations of the residual polarization-induced phase noise (PIN) in single-mode optical fiber Michelson interferometer based on Faraday rotation mirror (FRM) are conducted in this paper. A theoretical model of the residual PIN based on Jones matrix is developed. Three leading influencing factors of the residual PIN are deduced: the rotation deviation angle of FRM, the state of polarization of input light, and the birefringent effect of the optical fiber. And three methods are proposed to overcome the residual PIN. The maximal PIN with its amplitude of 0.0815 rad possibly exists in the sensing system when the polarization modulation degree equals 1.84 rad. The correctness of the theoretical model is proved by the experimental results.

Keywords: Faraday rotation mirror, polarization fading, Jones matrix, polarization-induced phase noise

PACS: 07.60.Ly, 07.07.Df, 42.81.-i, 42.87.Bg

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61177073), and the Open Fund of Key Laboratory of Optoelectronic Information and Sensing Technologies of Guangdong Higher Education Institutes, Jinan University (Grant No. gdol201101).

[†] E-mail: zhoumeng6806@163.com