

文章编号: 1001-3806(2006)02-0126-04

光纤干涉仪输入光偏振态反馈控制理论分析

李 东, 张晓晖*, 黄俊斌

(海军工程大学 兵器工程系, 武汉 430033)

摘要: 具有较大非平衡长度的光纤 Mach-Zehnder 干涉仪解调 DFB 激光器传感信号时, 存在着偏振衰落现象, 为了解决这一问题, 提出了一种对干涉仪输入光偏振态进行反馈控制的方案, 论述了具有反馈控制功能的干涉仪信号解调系统, 推导了反馈控制系统的控制信号与干涉仪条纹可见度之间的关系式, 分析了该系统在不同光信号输入情况下的工作状态, 从理论上证明了利用该系统可在一定条件下使干涉仪的条纹可见度稳定在 1 附近, 论证了该方案消除干涉仪解调传感信号时偏振衰落现象的可行性。

关键词: 光纤光学; DFB 激光器; 光纤 Mach-Zehnder 干涉仪; 偏振光; 庞加莱球

中图分类号: TH744.3 文献标识码: A

Theoretical analysis of feedback control on input light polarization of fiber optic interferometer

L I D ong, Z H A N G X iao-hui, H U A N G J un-bin

(Department of Weaponry Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract Demodulated by fiber optic Mach-Zehnder interferometer which has longer unbalance length, the sensing signal of DFB laser experiences the polarization induced fading. The feedback control scheme of interferometer input light polarization is introduced which can be used to overcome the polarization induced fading. The interferometer signal demodulation system is discussed in detail which has feedback control function. The relation between control signal and interferometer stripe visibility is deduced. The working process is analysed at different signal input condition. Theoretically, the interference stripe visibility can be stabilized nearby 1 under a certain condition. The feedback control scheme can be used to eliminate the polarization induced fading.

Key words fiber optics; DFB laser; fiber optic Mach-Zehnder interferometer; polarized light; Poincaré sphere

引 言

光纤光栅分布反馈式 (distributed feedback, DFB) 激光器作为传感元件已经被广泛应用于传感领域, 特别是输出偏振光的单纵模窄线谱 DFB 激光器的出现, 使得 DFB 激光器可以用于水声信号的测量。由于 DFB 激光器的应变灵敏度比较低, 在微弱的声压信号作用下, 激光器输出光的波长变化较小, 为测量水声信号作用下激光器波长的微小变化, 必须采用干涉型解调方法, 因此, 光纤 Mach-Zehnder 干涉仪解调成为 DFB 激光器传感信号解调的首选方案。由于光纤 Mach-Zehnder 干涉仪要对 DFB 激光器水声传感阵列进行解调, 而每个 DFB 激光器阵元输出的激光具有不同的偏振态, 用于解调 DFB 激光器传感信号的干涉仪须采用普通单模光纤, 因此, 解调过程中存在信号偏振

衰落现象。为获得良好的解调信号, 必须克服偏振衰落问题。作者介绍了干涉仪输入光偏振态反馈控制方案, 并对其抗偏振衰落理论进行研究, 论证了该方案的可行性。

1 干涉仪输入光反馈控制方案

通过理论推导, 可得到干涉仪干涉条纹可见度 K 的计算公式^[1-4]:

$$K = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2 \left[\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right]} \quad (1)$$

式中, θ 为输入光的偏振态与干涉仪的本征矢量夹角。如图 1 所示, C_{in} 为干涉仪输入光偏振态, R_{3-1} 为干涉仪

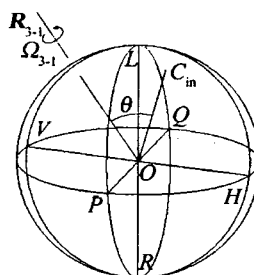


Fig 1 The analysis of polarization state based on Poincaré sphere

作者简介: 李 东 (1976-), 男, 硕士研究生, 现主要从事光纤通信和光纤传感方面的研究。

* 通讯联系人。E-mail: zhangxiaohu505@vip.sina.com

收稿日期: 2005-03-14 收到修改稿日期: 2005-04-18

本征矢量, Ω_{3-1} 为输入光偏振态绕本征矢量旋转角度。

由 (1) 式可知, 当输入光的偏振态与干涉仪的本征矢量夹角 θ 为 0° 或 180° 时, 干涉仪干涉条纹可见度为 1。

偏振态反馈控制方案^[1 3 5]是在光纤 Mach-Zehnder 干涉仪的输入端接入一具有调控能力的偏振控制器, 通过从干涉仪输出端获得反馈控制信号, 控制该偏振控制器的工作状态, 使得干涉仪输入光的偏振态与干涉仪的本征矢量夹角 θ 保持为 0° 或 180° , 即干涉仪输入光偏振态能够跟踪干涉仪本征矢量的变化, 从而使干涉仪干涉条纹可见度保持为 1。

图 2 所示为具有反馈控制功能的干涉仪系统。该

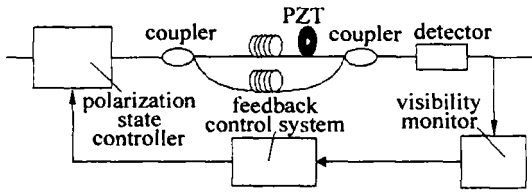


Fig 2 The interferometer system with feedback function

系统包括: 偏振控制器、光纤 Mach-Zehnder 干涉仪、可见度监测器、反馈控制系统。偏振控制器在反馈控制信号的作用下, 控制干涉仪输入光的偏振态, 跟踪干涉仪本征矢量变化, 使干涉仪输入光偏振态与干涉仪的本征矢量夹角 θ 保持为 0° 或 180° ; 干涉仪的一干涉臂绕制在压电换能器 (piezoelectric transducer PZT) 上, PZT 上加载有正弦信号, 通过 PZT 对干涉仪的调相功能, 可在干涉仪输出端产生光强的变化, 便于对条纹可见度进行测量; 干涉仪输出端的探测器和可见度监测器用于监测条纹可见度的变化, 并把变化量送入反馈控制系统; 反馈控制系统根据可见度的变化量获得控制信号, 并将控制信号送入偏振控制器, 控制偏振控制器的工作状态, 实现对输入光偏振态的控制。

2 偏振控制器的构成及工作原理

干涉仪输入端偏振控制器由绕制在压电陶瓷 PZT 上的两段高双折射保偏光纤构成^[1, 5, 6], 如图 3 所示。

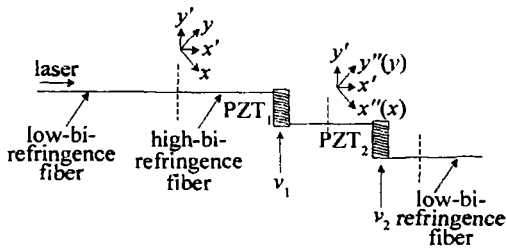


Fig 3 The polarization state controller

图中 x', y' 分别为第 1 段高双折射光纤的快轴和慢轴方向, x'', y'' 分别为第 2 段光纤的快轴和慢轴方向, 熔接时两段光纤快轴之间的夹角为 45° 。偏振控制器一端与单模引导光纤相连, 另一端接入干涉仪。构成偏

振控制器的两压电陶瓷柱体上, 分别加载了 v_1, v_2 两控制电压。当压电陶瓷加载电压发生变化时, 压电陶瓷发生形变, 使得绕在 PZT 上的保偏光纤应力发生变化, 引起保偏光纤快慢轴折射率及光纤长度发生变化, 进而引起快慢轴光程发生变化^[7, 8]。

如图 4 所示, 设第 1 段高双折射保偏光纤的快轴

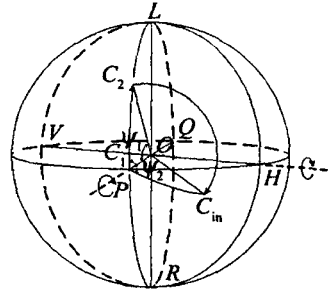


Fig 4 The working principle of polarization state controller

为水平方向, 慢轴为垂直方向; 庞加莱球上 OH 与第 1 段高双折射保偏光纤的快轴相对应, OV 与第 1 段高双折射保偏光纤的慢轴相对应。当输入偏振控制器的线偏振光与第 1 段高双折射保偏光纤的快轴夹角为 45° (即输入光为图 3 中所示的 x 方向) 时, 因保偏光纤快慢轴光程不同, 输入光的偏振态沿图 4 中所示的大圆 $PLQR$ 绕轴 HV 旋转 ϕ_1 角, 偏振态由 C_1 演化为 C_2 。其中 ϕ_1 为第 1 段高双折射保偏光纤快慢轴之间的相延迟。当偏振光进入第 2 段保偏光纤时, 光的偏振态沿图 4 中所示的小圆周绕轴 PQ 旋转 ϕ_2 角, 偏振态由 C_2 演化为 C_m 。其中 ϕ_2 为第 2 段高双折射保偏光纤快慢轴之间的相延迟。由于加载不同的控制电压会使每段保偏光纤快慢轴之间的相延迟发生变化, 从图 3 可知, 通过选取不同的 PZT 加载电压组合, 使两段保偏光纤分别产生所需相延迟 ϕ_1, ϕ_2 , 可将输入的线偏振光改变为任意所需偏振态。当输入偏振控制器的输入光为椭圆偏振光, 或虽然是线偏振光但方向并未沿 x 轴方向时, 可通过理论分析证明, 该偏振控制器同样可实现偏振控制功能。为不失一般性, 作者以与第 1 段保偏光纤的快轴成 45° 夹角的线偏振光为输入光进行讨论。

3 偏振态反馈控制理论分析

3.1 反馈控制信号的获得

干涉仪的反馈控制系统如图 5 所示^[1 5 6]。在该

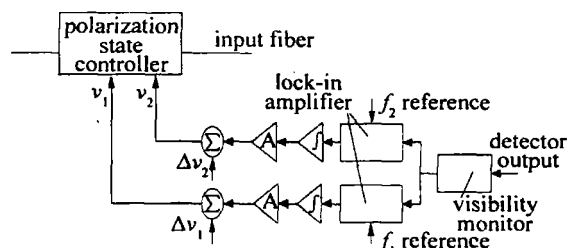


Fig 5 The feedback control system

偏振态反馈控制系统中,为获得反馈控制信号,加载在偏振控制器的两控制电压 v_1, v_2 由直流控制电压 V_1, V_2 分别叠加频率为 f_1, f_2 振幅为 $\Delta v_1, \Delta v_2$ 的交流微控电压构成。由于控制电压包含了交流成分,使得偏振控制器输出光偏振态 C_{in} 在直流电压 V_1, V_2 确定的平衡位置附近往复振动(如图 6 所示),并引起干涉仪干

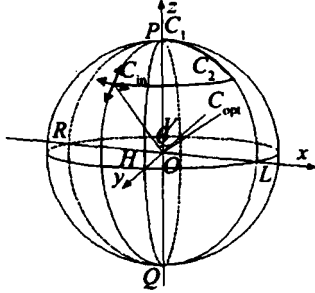


Fig 6 The foundation of left hand coordinate

涉条纹可见度的微小变化。通过干涉仪输出端可见度监测电路探测可见度的变化,并将探测信号送至反馈控制电路,可获得反馈控制电压。将反馈控制电压叠加在 PZT 控制电压上,使得 C_{in} 的平衡位置始终向干涉仪最佳输入偏振态 C_{opt} 靠近。

为便于分析,以图 4 中庞加莱球球心为原点, P, Q 两点所在直径为 z 轴, R, L 两点所在直径为 x 轴, V, H 两点所在直径为 y 轴,建立左手坐标系。干涉仪输入光偏振态与干涉仪本征矢量之间的相对关系如图 6 所示。图中 C_1 表示与第 1 段保偏光纤快轴成 45° 夹角的线偏振光。在 PZT₁ 外加直流电压 V_1 控制下,经由偏振控制器第 1 段高双折射保偏光纤,偏振态由 C_1 演化为 C_2 ,在 PZT₂ 外加电压 V_2 控制下,经由第 2 段高双折射保偏光纤,偏振态由 C_2 演化为 C_{in} 。图 6 中的 C_{opt} 为干涉仪最佳输入偏振态,为干涉仪的本征矢量与庞加莱球的交点。

偏振控制器输出光偏振态可在直径为 1 的庞加莱球上进行表示,在新建的左手坐标系中,可利用柱坐标 $(\alpha, \beta, 1)$ 进行分析。 α 表示柱坐标中水平角, β 表示柱坐标中的垂直角。设偏振控制器输出光偏振态 C_{in} 的柱坐标为 $(\alpha_{in}, \beta_{in}, 1)$,干涉仪最佳输入偏振态 C_{opt} 的柱坐标为 $(\alpha_{opt}, \beta_{opt}, 1)$ 。当偏振控制器的两 PZT 仅加载直流控制电压 V_1, V_2 时,干涉仪输入偏振光 C_{in} 处于平衡位置,坐标为 $(\alpha_0, \beta_0, 1)$, OC_{opt} 与 OC_{in} 的夹角为 θ_0 。将频率为 f_1, f_2 的交流微控电压叠加于两直流电压 V_1, V_2 并加载到偏振控制器的两 PZT 上, C_{in} 的坐标将随时间在平衡位置附近发生变化,此时 OC_{opt} 与 OC_{in} 的瞬间夹角记为 θ 。频率为 f_1 振幅为 Δv_1 的微控电压使得偏振控制器输出光偏振态的坐标 β 发生周期变化:

$$\beta_{in} = \beta_0 + \Delta\beta = \beta_0 + \mu_1 \Delta v_1 \cos(2\pi f_1 t) = \beta_0 + D_1 \cos(\omega_1 t) \quad (2)$$

式中, $\Delta\beta = \mu_1 \Delta v_1 \cos(2\pi f_1 t) = D_1 \cos(\omega_1 t)$; $D_1 = \mu_1 \Delta v_1$, μ_1 为交流微控电压到偏振控制器第 1 段保偏光纤相延迟变化的转化系数; $\omega_1 = 2\pi f_1 t$

同理,频率为 f_2 振幅为 Δv_2 的微控电压使得偏振控制器输出光偏振态的坐标 α 随时间发生周期变化:

$$\alpha_{in} = \alpha_0 + \Delta\alpha = \alpha_0 + \mu_2 \Delta v_2 \cos(2\pi f_2 t) = \alpha_0 + D_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (3)$$

式中, $\Delta\alpha = \mu_2 \Delta v_2 \cos(2\pi f_2 t) = D_2 \cos(2\pi f_2 t)$; $D_2 = \mu_2 \Delta v_2$, μ_2 为交流微控电压到偏振控制器第 2 段保偏光纤相延迟变化的转化系数; $\omega_2 = 2\pi f_2 t$

因此, C_{in} 的瞬时坐标可表示为 $(\alpha_0 + \Delta\alpha, \beta_0 + \Delta\beta, 1)$ 。

由于交流微调制电压的存在, C_{in} 在其平衡位置 $(\alpha_0, \beta_0, 1)$ 附近抖动,由 (1) 式可得:

$$K \approx K_0 + \Delta K \quad (4)$$

$$K_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta_0 \sin^2 \left(\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right)}} \quad (5)$$

$$\Delta K = - \frac{\sin \theta_0 \cos \theta_0 \sin^2 \left(\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right)}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta_0 \sin^2 \left(\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right)}} \Delta \theta = - \frac{1}{K_0} \sin^2 \left(\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right) \sin \theta_0 \cos \theta_0 \Delta \theta \quad (6)$$

由柱坐标与直角坐标之间的关系可得: C_{opt} 的直角坐标为 $(\cos \alpha_{opt} \sin \beta_{opt}, \sin \alpha_{opt} \sin \beta_{opt}, \cos \beta_{opt})$; C_{in} 的直角坐标为 $(\cos \alpha_{in} \sin \beta_{in}, \sin \alpha_{in} \sin \beta_{in}, \cos \beta_{in})$ 。

由三角形余弦定理可得:

$$\cos \theta = 1 - \frac{1}{2} [(\cos \alpha_{opt} \sin \beta_{opt} - \cos \alpha_{in} \sin \beta_{in})^2 + (\sin \alpha_{opt} \sin \beta_{opt} - \sin \alpha_{in} \sin \beta_{in})^2 + (\cos \beta_{opt} - \cos \beta_{in})^2] \quad (7)$$

将 (7) 式两边取微分得:

$$- \sin \theta d\theta = \sin \beta_{opt} \sin \beta_{in} \sin(\alpha_{opt} - \alpha_0) d\alpha + [\sin \beta_{opt} \cos \beta_{in} \cos(\alpha_{opt} - \alpha_0) - \cos \beta_{opt} \sin \beta_{in}] d\beta \quad (8)$$

将 (8) 式带入 (6) 式,得:

$$\Delta K = \frac{\cos \theta \sin^2 \left(\frac{\Omega_{3-1}}{2} \right)}{K_0} \cdot \{ \sin \beta_{opt} \sin \beta_{in} \sin(\alpha_{opt} - \alpha_0) \Delta \alpha + [\sin \beta_{opt} \cos \beta_{in} \cos(\alpha_{opt} - \alpha_0) - \cos \beta_{opt} \sin \beta_{in}] \Delta \beta \} \quad (9)$$

由 (9) 式可知,条纹可见度的变化量中包含频率为 f_1, f_2 的两种基波。将可见度监测器输出的信号分为两路分别送入参考频率为 f_1, f_2 的两个锁频放大器,设两锁定放大器的输出分别为 M_1, M_2 ,则参考频率为 f_1 的锁定放大器 1 的输出 M_1 为^[9]:

$$M_1 = U_1 \cos \theta_0 [\sin \beta_{opt} \cos \beta_{in} \cos(\alpha_{opt} - \alpha_0) - \cos \beta_{opt} \sin \beta_{in}] \quad (10)$$

参考频率为 f_2 的锁定放大器 2 的输出 M_2 为:

$$M_2 = U_2 \cos\theta_0 \sin\beta_{opt} \sin\beta_0 \sin(\alpha_{opt} - \alpha_0) \quad (11)$$

式中, $U_1 = \frac{H_1 \sin^2(\Omega_{3-1}/2) \cos\varphi_1^0}{\pi K_0} D_1$, $U_2 = \frac{H_2 \sin^2(\Omega_{3-1}/2) \cos\varphi_2^0}{\pi K_0} D_2$, H_1, H_2 分别为两锁定放大器的放大倍数; φ_1^0 和 φ_2^0 分别表示输入两锁定放大器的探测信号与参考频率之间的相对相位。当 $\varphi_1^0 = \varphi_2^0 = 0$ 时, U_1, U_2 取最大值, 且大于 0

从 (10) 式和 (11) 式中可以看出, 锁定放大器电压输出 M_1, M_2 的大小与 θ_0 的大小以及干涉仪输入光与最佳输入偏振态的相对位置有关。将 M_1, M_2 依次经接入积分器、放大器, 可得控制信号 N_1, N_2 :

$$N_1 = H_1 \int M_1 \cdot dt \quad (12)$$

$$N_2 = H_2 \int M_2 \cdot dt \quad (13)$$

式中, H_1, H_2 分别为两放大器的放大倍数。

3.2 反馈控制情况分析

现针对不同情况下反馈控制系统的工作进程进行分析。

(1) 当 $0 < \theta_0 < \pi/2$, $0 < \alpha_{opt} - \alpha_0 < \pi$ 时, $M_2 > 0$ 反馈控制信号 N_2 增大, 控制信号 v_2 中的直流控制分量 V_2 增大, 使得 α_0 增大, $\alpha_{opt} - \alpha_0 \rightarrow 0$ 即 $\alpha_0 \rightarrow \alpha_{opt}$ 。由于 $\cos(\alpha_{opt} - \alpha_0) \rightarrow 1$, 化简 M_1 得:

$$M_1 = U_1 \cos\theta_0 \sin(\beta_{opt} - \beta_0) \quad (14)$$

当 $0 < \beta_{opt} - \beta_0 < \pi$ 时, $M_1 > 0$ 反馈控制信号 N_1 增加, 控制信号 v_1 中的直流控制分量 V_1 增大, 使得 β_0 增大, $\beta_{opt} - \beta_0 \rightarrow 0$ 即 $\beta_0 \rightarrow \beta_{opt}$

当 $-\pi < \beta_{opt} - \beta_0 < 0$ 时, $M_1 < 0$, 反馈控制信号 N_1 减小, 控制信号 v_1 中的直流控制分量 V_1 减小, 使得 β_0 减小, $\beta_{opt} - \beta_0 \rightarrow 0$ 即 $\beta_0 \rightarrow \beta_{opt}$

因此, 当 $0 < \theta_0 < \pi/2$, $0 < \alpha_{opt} - \alpha_0 < \pi$ 时, C_{in} 的平衡位置 $(\alpha_0, \beta_0, 1)$ 向干涉仪最佳输入偏振态 C_{opt} 靠近, 条纹可见度趋于 1。

(2) 当 $0 < \theta_0 < \pi/2$, $-\pi < \alpha_{opt} - \alpha_0 < 0$ 时, $M_2 < 0$ 反馈控制信号 N_2 减小, 控制信号 v_2 中的直流控制分量 V_2 减小, 使得 α_0 减小, $\alpha_{opt} - \alpha_0 \rightarrow 0$ 即 $\alpha_0 \rightarrow \alpha_{opt}$ 。由于 $\cos(\alpha_{opt} - \alpha_0) \rightarrow 1$, 化简 M_1 得:

$$M_1 = U_1 \cos\theta_0 \sin(\beta_{opt} - \beta_0) \quad (15)$$

当 $0 < \beta_{opt} - \beta_0 < \pi$ 时, $M_1 > 0$ 反馈控制信号 N_1 增加, 控制信号 v_1 中的直流控制分量 V_1 增大, 使得 β_0 增大, $\beta_{opt} - \beta_0 \rightarrow 0$ 即 $\beta_0 \rightarrow \beta_{opt}$

当 $-\pi < \beta_{opt} - \beta_0 < 0$ 时, $M_1 < 0$, 反馈控制信号 N_1 减小, 控制信号 v_1 中的直流控制分量 V_1 减小, 使得 β_0 减小, $\beta_{opt} - \beta_0 \rightarrow 0$ 即 $\beta_0 \rightarrow \beta_{opt}$

因此, 当 $0 < \theta_0 < \pi/2$, $-\pi < \alpha_{opt} - \alpha_0 < 0$ 时, C_{in} 的平衡位置 $(\alpha_0, \beta_0, 1)$ 向干涉仪最佳输入偏振态 C_{opt} 靠近, 条纹可见度趋于 1。

同理, 可对 $\pi/2 < \theta_0 < \pi$ 时的情况进行分析, 也可以证明在反馈控制信号的作用下, C_{in} 的平衡位置 $(\alpha_0, \beta_0, 1)$ 向干涉仪最佳输入偏振态 C_{opt} 的正交偏振态靠近, 即干涉仪本征矢量反向延长线与庞加莱球的交点, $\theta_0 \rightarrow \pi$, 可见度趋于 1。

(3) 当 $\theta_0 = \pi/2$ 时, $M_2 = 0$, $M_1 = 0$ 反馈控制信号 N_2, N_1 不变, 控制信号 v_2, v_1 中的直流分量 V_2, V_1 不变, 输入光偏振态与干涉仪本征矢量的夹角稳定为 $\pi/2$ 干涉仪条纹可见度稳定在最小值 $\cos(\Omega_{3-1}/2)$ 。

4 结 论

普通单模光纤构成的具有较大非平衡长度的光纤 Mach-Zehnder 干涉仪解调 DFB 激光器传感信号时, 存在偏振衰落现象, 为克服偏振衰落现象, 可采用输入光偏振态反馈控制方案。具有输入光偏振态反馈控制功能的非平衡光纤 Mach-Zehnder 干涉仪解调系统由偏振控制器、干涉仪、反馈控制系统构成。在偏振控制器选择适当的初始直流控制分量 (即避免输入光偏振态与干涉仪本征矢量夹角为 $\pi/2$) 的前提下, 通过反馈控制方案可实现干涉仪输入光偏振态对干涉仪最佳输入偏振态的跟踪, 使得干涉仪条纹可见度稳定在 1 附近。

参 考 文 献

- [1] KERSEY A D, MARRONEM J, DANDRIDGE A *et al*. Optimization and stabilization of visibility in interferometric fiber-optic sensors using input-polarization control [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 1988, 6(10): 1599~1609
- [2] KERSEY A D, MARRONE M J, DANDRIDGE A. Analysis of input-polarization-induced phase noise in interferometric fiber-optic sensors and its reduction using polarization scrambling [J]. IEEE Journal of Lightwave Technology, 1990, 8(6): 838~845
- [3] LI D, ZHANG X H, HUANG J B *et al*. Analysis of polarization fading and phase noise in unbalanced fiber mach-zehnder interferometer [J]. Laser & Infrared, 2005, 35(3): 215~220 (in Chinese).
- [4] KERSEY A D, DANDRIDGE A, TVETEN A B. Dependence of visibility on input polarization in interferometric fiber-optic sensors [J]. Opt Lett, 1988, 3(4): 288~290
- [5] ZHOU X D. Theoretical analysis of interferometric fiber-optic sensor's input polarization control [J]. Acta Optica Sinica, 1997, 17(6): 794~798 (in Chinese).
- [6] CAO J N, ZHANG L K. Elimination of polarization-induced fading in two-beam interferometric fiber-optic sensors [J]. Optical Fiber & Electric Cable, 1999, 4: 22~27 (in Chinese).
- [7] RASHLEIGH S C. Polarimetric sensor exploiting the axis stress in high-birefringence fibers [A]. Proc 1st International Conference on Optical Fiber Sensors [C]. London: ICOFS, 1983: 210.
- [8] XIANG Y J. Research on all-fiber optical heterodyne technique [J]. Laser Technology, 1994, 18(4): 207~210 (in Chinese).
- [9] HU S H, KONG D R. Photoelectric electronic circuits [M]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 1996: 36~64 (in Chinese).