

干涉型光纤传感器输入偏振态反馈控制的理论分析

周效东

(浙江大学信息与电子工程学系, 杭州 310027)

摘 要 对光纤干涉仪输入偏振态的反馈控制机理进行了新的理论分析和研究, 得出了反馈控制系统的反馈信号, 分析了光纤偏振控制器电压初始值要求和该反馈控制系统可能存在的稳定点, 并建立了反馈控制模型。分析结果与文献中的实验现象一致。

关键词 光偏振态, 光纤干涉仪 反馈控制。

1 引 言

光纤干涉仪中的偏振态保持或控制技术是干涉型光纤传感器研究中极为引人注目的一个问题。当干涉光的偏振态正交时, 检测信号输出的可见度为零, 这时传感信号将完全消失。在光纤传感器系统中采用高双折射率的保偏光纤和保偏光纤器件由于工艺复杂、价格昂贵而不足取。美国海军实验室的 Kersey 等人 1988 年提出的光纤干涉仪的输入偏振态反馈控制是一种重要的偏振控制技术^[1], 是目前少有的已实现了的能使光纤传感器的可见度保持为 1 的偏振控制技术。

本文对光纤干涉仪输入偏振态的反馈控制机理进行了较为透彻的理论分析, 得出了该控制系统的反馈信号, 分析了该反馈控制系统可能存在的稳定点及其与输入初始电压值的关系, 并建立了反馈控制模型。

2 原 理

光纤中的椭圆偏振态可以表示为在邦加球上的一个延迟算子和相应的旋转角度^[2,3]。在马赫-陈德尔干涉仪中, 设传感臂和参考臂的延迟算子分别为 $\mathcal{R}(\Omega_s)$ 和 $\mathcal{R}(\Omega_r)$, 则 $R_{r-s}(\Omega_{r-s}) = \mathcal{R}_r \mathcal{R}_s^{-1}$ 称为干涉仪两臂双折射差的延迟算子^[1]。如图 1 所示, 输入偏振态 C_i 与其绕 \mathcal{R}_s 旋转 Ω_{r-s} (为简化起见, 文中记为 Ω) 后的点 C_i' 之间的夹角等于干涉仪两臂偏振态 C_s 和 C_r 的夹角 2η , $\cos \eta$ 即为干涉仪的可见度。

在图 1 所示的平面三角形 $\triangle OC_i C_i'$ 和平面三角形 $\triangle O' C_i C_i'$ 中, 由余弦定理推出干涉仪的可见度为:

$$v = \cos \eta = \sqrt{1 - \sin^2 \theta \sin^2(\Omega/2)} \quad (1)$$

从(1) 式可见, 如能对输入偏振态 C_i 进行控制, 使之与 \mathcal{R}_s 的方向重合, 即 $\theta = 0^\circ$, 就能使光纤干涉仪的可见度保持为 1。

Kersey 等人的反馈控制方案采用的即为该原理, 它在马赫-陈德尔干涉仪第一只耦合器的输入端前面加上如图 2 (a) 所示的偏振控制器^[1]。该偏振控制器包括分别绕在两只压电陶瓷 PZT 上的两段高双折射率光纤, 使输入光均匀再分到第一段光纤的两个偏振模上并与第二段光纤熔接时将偏振轴转 45° , 则在两个 PZT 上加电压时第一段和第二段光纤中的光波偏振态在邦加球上绕相互垂直的轴旋转而能够达到任意偏振态。分别将两个直流信号 V_1 、 V_2 叠加频率为 f_1 、 f_2 的交流微调制信号加到偏振控制器的两只 PZT 上, 通过在输出端对干涉仪输出信号的可见度进行检测, 得到相应于各分量的直流反馈量返回到偏振控制器上, 即可实现输入偏振态的负反馈, 使光纤干涉仪的可见度保持为 1, 文献中的反馈控制结构图如图 2(b) 所示。

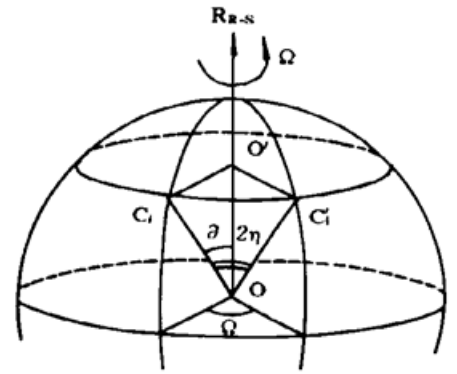


Fig. 1 The relationship between the interferometric visibility and elliptic retarder

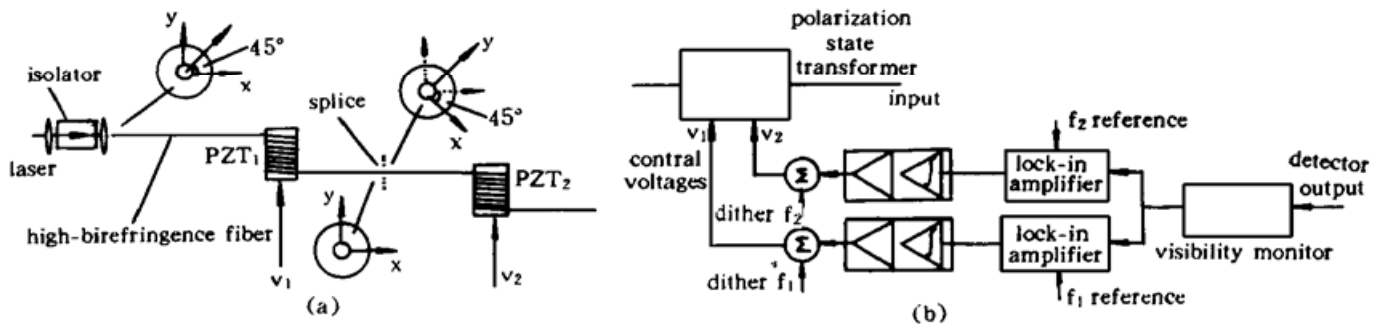


Fig. 2 The input polarization feedback control of the interferometer^[1]

(a) Polarization state transformer; (b) The feedback structure

3 分 析

在输入偏振态反馈控制的马赫-陈德尔干涉仪中, 反馈控制电压导致的偏振变化在邦加球上的表示如图 3 所示。图中 C_{opt} 为干涉仪的最佳输入偏振态, C_i 为在某二个直流电压 V_1 和 V_2 的作用下产生的一个输入偏振态, 也即干涉仪的初始偏振态, 这一输入偏振态将随两个电压的变化在邦加球上沿正交方向各自变化而产生各种偏振状态。频率为 f_1 和 f_2 的交流电压微调制分别叠加在这两个直流电压上, 使 C_i 在这两个电压决定的正交方向上 (图 3 中标为 1、2、3、4) 来回抖动。

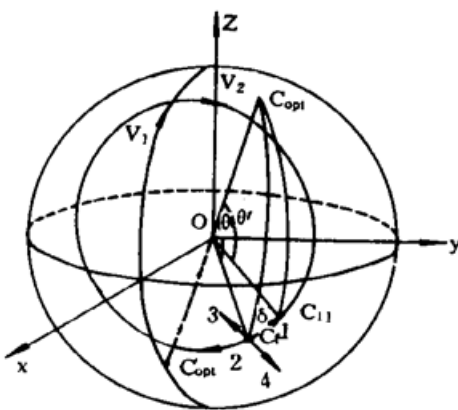


Fig. 3 The feedback voltage on the Poincaré sphere

当 V_2 上加的交流电压为负半周时, C_i 沿 V_2 决定的圆向 1 点移动, 正半周时向 2 点移动; 当 V_1 上加的交流电压为负半周时, C_i 沿 V_1 决定的圆向 3 点移动, 正半周时向 4 点移动。在实际情况下 C_i 的抖动方向由 V_1 、 V_2 的交流作用之和

决定,但由于 V_1 与 V_2 大圆正交,这两个信号在邦加球上是独立的,因此可以对它们的反馈情况分别进行分析。

以 V_2 为例进行分析。首先考虑 V_2 上的交流电压为负的情况。假设 C_i 在负电压作用下移动

到 C_{i1} , 移动角度为 ξ_2 , OC_i 和 OC_{i1} 与 OC_{opt} 的夹角分别为 θ 和 θ' , 在球面上 C_iC_{opt} 与 C_iC_{i1} 的夹角为 δ , 则在图 3 所示的三角形 $\triangle OC_iC_{opt}$ 、三角形 $\triangle OC_{i1}C_{opt}$ 和球面三角形 $\triangle C_iC_{i1}C_{opt}$ 中, 则分别有关系:

$$\cos \theta = 1 - \overline{C_{opt}C_i^2}/2r^2 \quad (2)$$

$$\cos \theta' = 1 - \overline{C_{opt}C_{i1}^2}/2r^2 \quad (3)$$

$$\overline{C_{opt}C_{i1}^2} = \overline{C_iC_{i1}^2} + \overline{C_{opt}C_i^2} - 2 \overline{C_iC_{i1}} \overline{C_{opt}C_i} \cos \delta \quad (4)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \overline{C_{opt}C_{i1}} &= 2r \sin(\theta'/2) \approx 2r \sin(\theta/2) = \overline{C_{opt}C_i} \\ \overline{C_{opt}C_{i1}} &= r\theta' \approx r\theta = \overline{C_{opt}C_i} \\ \overline{C_iC_{i1}} &= r\xi_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

将(2)、(4)、(5)式代入(3)式,得到 $\cos \theta'$ 的表达式为:

$$\cos \theta' = \cos \theta + \xi_2 \theta \cos \delta \left[\frac{2 \sin(\theta/2)}{\theta} \right]^2 - \frac{\xi_2^2}{2} \left[\frac{2 \sin(\theta/2)}{\theta} \right]^2 \quad (6)$$

将(6)式代入(1)式,在 C_{i1} 处光纤干涉仪检测到的可见度为:

$$\cos \eta = \sqrt{1 - \sin^2 \theta' \sin^2(\Omega/2)} = \sqrt{\cos^2(\Omega/2) + \cos^2 \theta' \sin^2(\Omega/2)} \quad (7)$$

如微调制电压幅度为 ΔV_2 , 频率为 f_2 , 对应的角速度为 ω_2 , 则随时间的变化, 其对应的邦加球上的变化为 $\xi_2 = b \cos \omega_2 t$, $b = \mu \Delta V_2$, μ 为电压变化导致的邦加球角度相应变化的转换系数。由于可见度的平方与 ξ_2 成正比, 在信号处理中首先将可见度 $\cos \eta$ 平方, 得到:

$$\cos^2 \eta = \cos^2(\Omega/2) + \sin^2(\Omega/2) \left[\cos \theta + b \theta \cos \delta \left[\frac{2 \sin(\theta/2)}{\theta} \right]^2 \cos \omega_2 t - \frac{b^2}{2} \left[\frac{2 \sin(\theta/2)}{\theta} \right]^2 \cos^2 \omega_2 t \right]^2 \quad (8)$$

将平方后的干涉仪可见度信号(8)式乘以参考信号 $|\cos \omega_2 t|$ 并滤波, 即得到用于反馈控制的信号 V_f' :

$$V_f' = \frac{|\cos \omega_2 t|}{\cos \omega_2 t} \sin^2(\Omega/2) b \theta \cos \theta \cos \delta \left[\frac{2 \sin(\theta/2)}{\theta} \right]^2 = k_{f2}(V_1, V_2, \Delta V_2) \quad (9)$$

式中 $k_{f2}(V_1, V_2, \Delta V_2)$ 为与 $V_1, V_2, \Delta V_2$ 有关的一个函数, 显然 V_f' 在微调制电压为正半周时取正, 负半周时取负。

上式表明反馈信号的大小与偏振态的旋转角度、微调制电压的幅度、图 3 所示的邦加球上输入偏振态与干涉仪的最佳输入偏振态夹角 θ 及其余弦、 δ 的余弦有关, $[2 \sin(\theta/2)]/\theta$ 是 θ 所对应的弦长与弧长之比。从图 3 可以看出, 当输入偏振态与最佳偏振态重合或偏振态旋转角为零(即可见度为 1) 时, 该反馈信号为零。

在 $\theta < \pi/2$ 时, $\cos \theta > 0$, 调制电压为正半周时邦加球上的微调制引起偏振态朝 2 点移动, 此时 $\cos \delta < 0, V_f' < 0$, 反馈电压的作用使偏振点 C_i 朝 C_{opt} 靠近; 调制电压为负半周时, 微调制使偏振态朝 1 点移动, $\cos \delta > 0, V_f' < 0$, 反馈电压的作用仍使偏振态朝接近 C_{opt} 的方向移动。当 $\pi/2 < \theta < \pi$ 时, $\cos \theta < 0$, 此时则使偏振点 C_i 向 C_{opt} 的反方向移动。

由于对于电压 V_1 也有同样的处理和分析结果, 可以使偏振态按与 V_2 相同的规律移动, 因此在 $\cos \theta > 0$ 时最终将使输入偏振态逐渐稳定在 C_{opt} , 在 $\cos \theta < 0$ 时则最终稳定在 C_{opt} 的反方向点 C'_{opt} 。即反馈控制总是使信号稳定在邦加球上离最初输入偏振态最近的一个最佳输入偏振态, 使干涉仪的干涉信号保持最佳可见度。

在(9)式中, 当 $\theta = \pi/2$ 时也使反馈信号 $V_f' = 0$, 这使信号也有可能稳定在与最佳偏振态的两个对应方向垂直的大圆上, 从而使干涉仪可见度为最小。这就要求在调节初始电压时必须避免 $\theta \approx 90^\circ$ 。由于实际光纤干涉仪的偏振态变化是缓慢且基本连续的, 只要初始偏振态一旦调定使反馈系统开始工作, 就能保证可见度为 1 而无需重新调节。

干涉仪输入偏振态的控制系统是对两个电压进行控制的一个双变量的控制系统。这一系统是动态的。设该系统的电压输出为向量 $V = [V_1, V_2]^T$, 其反馈量也是一个二维向量, 可以表示为 $V_f = f(V, t)$, 相应地得到电压输出的如下积分方程^[4]:

$$V(t) = V(t_0) + \int_{t_0}^t f(V(\tau), \tau) d\tau \tag{10}$$

其相应的反馈模型如图 4 所示, 其中 $k_f = [k_{f1}, k_{f2}]^T$ 与微调制向量的大小和干涉仪信号的可见度, 即 V_1, V_2 有关, 是对应于电压 V 的二维向量, A 为信号放大的系数。(9)式中的 $V_f' = V_f/A$ 。反馈电压与电压输出的关系为:

$$V_f = A k_f \cdot (V + V_f)$$

这时整个反馈系统的传递函数可以由上述的拉普拉斯变换得到:

$$\frac{V_f(s)}{V(s)} = \frac{A k_f}{s - A k_f} \tag{11}$$

根据控制系统稳定的充要条件, 在系统的特征方程的所有根具有负实部时系统是稳定的。对于偏振态的输入反馈控制系统的稳定点在邦加球上除与最佳偏振态垂直的大圆外, 有两个稳定点 C_{opt} 和 C'_{opt} 。当图 3 中的 $\cos \theta > 0$ 时, 对于稳定点 C_{opt} 而言 k_f 的分量为负值形成负反馈, 对于 C'_{opt} 而言 k_f 的分量为正值形成正反馈, 输入偏振态经反馈控制远离 C'_{opt} 而稳定到 C_{opt} 。当 $\cos \theta < 0$ 时, 情况正好相反, 系统稳定于 C'_{opt} 点。因此无论 $\cos \theta$ 为正值或负值, 只要避免输入偏振态到达与最佳偏振态垂直的大圆上, 由于没有反馈信号会使输入偏振态往这一大圆上移动, 一旦建立了反馈控制, 就能使系统较好地稳定在最佳输入偏振态的两个点上。

结 论 本文对光纤干涉仪输入偏振态控制方式的理论分析与文献[1]中所述的许多实验现象和结果完全一致。例如从干涉仪可见度中分离反馈信号和反馈信号的积分处理方式, 结果图 4 与文献中的图 2(b) 一致, 文献中所提到的反馈系统的稳定点有可能稳定在最佳输入偏振态的两个方向上或与之垂直的大圆上与本文所分析也是一致的。

本文的分析为光纤干涉仪偏振态的这一反馈控制方式提供了理论基础, 对该系统的设计、制作、调试和实用有较大的指导意义。

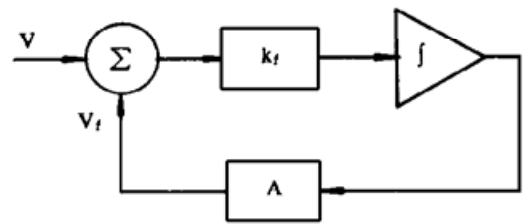


Fig. 4 The control model of the interferometer's input polarization state

参 考 文 献

- [1] A. D. Keysey, 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
- [2] R. Ulrich. Representation of codirectional coupled waves. *Opt. Lett.*, 1977, **1**(3) : 109~ 111
- [3] R. Ulrich, A. Simon. Polarization optics of twisted single-mode fibers. *Appl. Opt.*, 1979, **18**(13) : 2241~ 2251
- [4] 戴冠中, 佟明安 编. 现代控制理论导论(修订版), 北京, 国防工业出版社, 1990年, 1~ 36

Theoretical Analysis of Interferometric Fiber-Optic Sensors's Input Polarization Control

Zhou Xiaodong

(The Information and Electronic Department, Zhejiang University, Hangzhou 310027)

(Received 7 June 1995)

Abstract A new theoretical analysis is given for the feedback control principle of the interferometric fiber-optic sensor's input polarization control. The suitable feedback signal is obtained, the requirement of the original control voltage and the possible steady point of the control system is analysed, and the feedback control model is set up. The theoretical conclusions consist with the experimental phenomena in the reference [1].

Key words optical polarization state, fiber interferometer, feedback control.