

单模光纤陀螺正交锁相检测方法的研究*

王 涛 肖 文 周柯江 张春熹 杨国光

(浙江大学光电与科学仪器工程学系, 杭州 310027)

摘 要 研究了用于干涉型单模光纤陀螺系统的正交锁相检测方法, 采用双参考信号, 使输出的信号与噪声分离, 不仅提高了光学系统信号的信噪比, 同时可以引入移相反馈控制, 大大减小了系统的漂移, 系统的零点漂移已达到 0.2 deg./h。

关键词 单模光纤陀螺, 正交锁相检测。

1 引 言

光纤陀螺是通过检测由 Sagnac 效应引起的双光束干涉得到信号。两束光在光纤环中反向传播, 光纤环的旋转会使这两束光产生光程差, 引起干涉场的光强度发生变化, 所以通过检测两束光的干涉场的光强强度(这一强度准确反映了两束光的光程差), 就能测出转动角速度。光纤陀螺的检测方法对光纤陀螺系统的噪声水平和漂移有很大影响。目前干涉型光纤陀螺系统的检测方法主要有: 改变驱动波形^[1]、利用高次谐波信号^[2]、电子或光学移相技术^[3]、移频技术^[3]、域值调制反馈方法^[4]、数频转换方法^[6]以及双调制等等。这些方法大多只从电信号处理的角度出发, 而没有充分考虑光纤陀螺系统中光学信号的特点。光纤陀螺系统中产生附加噪声的因素很多, 使系统的信噪比很低。特别是光纤系统中, 由于各种外界因素引起的光相位改变, 使单模光纤陀螺系统的零漂很难降低。在光纤陀螺中, 由于电信号是通过采样干涉条纹产生, 幅度很小, 其信号采集和处理系统都采用锁相位测。由于光学系统中影响干涉的各种因素而引起的相位变化, 用普通的相干检测方法难以达到良好的效果。通过对光纤陀螺光学信号的分析, 作者研究并设计了一种新的检测方法, 此方法通过对两个正交信号的处理和控制, 使信号的噪声大大降低, 并且可以补偿系统的相位漂移, 从而减小系统的零漂。

2 理 论

在光纤陀螺中, 由激光器产生的光束, 经过起偏和去偏后, 通过 3 dB 分束器进入光纤环, 分为两个相向传播的光束。在光纤环无转动时, 两束光波的相位差为零; 当光纤环以角速度 ω 转动时, 这两束光就产生相位差, 其大小为^[3]:

$$\Delta\Phi = (2\pi LD\omega)/c\lambda$$

* 国家科委 863 高科技项目资助课题。

收稿日期: 1995年3月13日, 收到修改稿日期: 1995年5月10日

式中, $\Delta\phi$ 为相位差, L 为光纤长度, D 为光纤环直径, ω 为旋转角速度。因此通过检测两束光的干涉度, 可精确测出光纤环的转动角速度。

作为电磁波的光, 起绝对主导作用的是电场, 因此在分析时, 只考虑电场的性质; 又由于电场的频率很高, 检测器件只能检测平均的有效值, 加入调制, 即对有效电场引入了振幅和位相调制。设调制器的调制频率为 ω_0 , 相向传播的光束经过调制器的时间差为 τ , 则在单模光纤环中, 相向传播的两束光波的有效电场复振幅分别为^[6]:

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{A}{\sqrt{2}} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \sin(n\omega_0 t + \alpha_n) \right] \exp \left\{ i \left[\frac{\phi_r}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n \sin(n\omega_0 t + \beta_n) \right] \right\} \\ E_2 &= \frac{A}{\sqrt{2}} \left[1 - \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n \sin(f + \alpha_n) \right] \exp \left\{ i \left[\frac{\phi_r}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n \sin(f + \beta_n) \right] \right\} \end{aligned} \quad (1)$$

式中, $f = n\omega_0(t - \tau)$, α_n 是 n 次谐波的初始相位, β_n 是 n 次调制谐波的相位, ϕ_n 是 n 次谐波的旋转相位差, ε_n 为 n 次谐波的调制深度。设 $|\varepsilon_n| \ll 1$, 则可以忽略 ε_n 的平方项。两束光波干涉后, 光电检测器的信号为:

$$\begin{aligned} I &= |A|^2 \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n [\sin(n\omega_0 t + \alpha_n) + \sin(f + \alpha_n)] \right. \\ &\quad \left. + (1 + \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon_n [\sin(n\omega_0 t + \alpha_n) + \sin(f + \alpha_n)]) \right. \\ &\quad \left. \times \cos \left\{ \phi_r + \sum_{n=1}^{\infty} \phi_n [\sin(n\omega_0 t + \alpha_n) + \sin(f + \alpha_n)] \right\} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

因为 $\phi_n \ll 1$, 所以可以假设 $\sin \left[\sum \phi_n \cos(n\omega_0 t) \right] = \sum \phi_n \cos(n\omega_0 t)$, $\cos \left[\sum \phi_n \cos(n\omega_0 t) \right] = 1$, 同时忽略 ε_n 的高次项与 $\sum \phi_n \sin(n\omega_0 t) \sin(\omega_0 t)$ 项, 则信号的基频项可表示为:

$$\begin{aligned} I_{\omega}(t) &= -p_1 \cos(\omega_0 t + \alpha_1 - \omega_0 \tau / 2) - \sin \phi_r \{ 2J_1(q_1) \sin(\omega_0 t + \beta_1) \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(q_1) p_{2k} (-1)^k \cos[\omega_0 t + \alpha_{2k} - (2k-1)\beta_1] \\ &\quad + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(q_1) p_{2k} (-1)^k \cos[\omega_0 t - \alpha_{2k} - (2k+1)\beta_1] \} \\ &\quad + \cos \phi_r \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-2}(q_1) p_{2k-1} (-1)^k \cos[\omega_0 t + \alpha_{2k-2} - (2k-1)\beta_1] \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(q_1) p_{2k-1} (-1)^k \cos[\omega_0 t - \alpha_{2k} + (2k-1)\beta_1] \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $p_n = 2\varepsilon_n \cos(n\omega_0 \tau / 2)$, $q_n = 2\phi_n \sin(n\omega_0 \tau / 2)$, J_n 是 n 次贝塞尔函数。如取 $\omega_0 \tau = \pi$, 则 $\cos \phi_r \{ \}$ 项为零, 通过调整调制器的相位, 可以使 $\beta_1 = \alpha_1$, (3) 式可化简为:

$$I = k \sin \phi_r \sin(\omega_0 t + \theta) + k_n \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (4)$$

式中 k 为比例因子, k_n 为噪声因子, θ 为初始相位。从 (4) 式可以看出, 信号的组成为相互正交的两项, 前者为信号项, 后者为噪声项。锁相位检测的参考信号采用互相正交的两个弦波, 其相位是 $x = \sin(\omega_0 t + \alpha)$, $y = \cos(\omega_0 t + \alpha)$, 其与 (4) 式进行相关检测, 输出信号分别为:

$$\left. \begin{aligned}
 & [k \sin \phi_r \sin (\omega_0 t + \theta) + k_n \cos (\omega_0 t + \theta)] \sin (\omega_0 t + \alpha) \\
 & = 0.5 \{ [k \sin \phi_r [\cos (\theta - \alpha) - \cos (2\omega_0 t + \theta + \alpha)] \\
 & \quad + k_n [\sin (\alpha - \theta) + \sin (2\omega_0 t + \theta + \alpha)]] \} \\
 & [k \sin \phi_r \sin (\omega_0 t + \theta) + k_n \cos (\omega_0 t + \theta)] \cos (\omega_0 t + \alpha) \\
 & = 0.5 \{ k \sin \phi_r [\sin (\theta - \alpha) + \sin (2\omega_0 t + \theta + \alpha)] \\
 & \quad + k_n [\cos (\alpha - \theta) + \cos (2\omega_0 t + \theta + \alpha)] \}
 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

所以, 输出的直流信号为:

$$x = 0.5 [k \sin \phi_r \cos (\theta - \alpha) + k_n \sin (\alpha - \theta)],$$

$$y = 0.5 [k \sin \phi_r \sin (\theta - \alpha) + k_n \cos (\alpha - \theta)].$$

调整 θ , 使其与 α 相同, 则:

$$x = 0.5 k \sin \phi_r, \quad y = 0.5 k_n,$$

这样, 信号通道与噪声通道分离, 使信号通道的信噪比大大降低。并且通过调整 α , 可以补偿 θ 的漂移, 从而减少系统的零漂。

3 装 置

图1所示为干涉型去偏单模光纤陀螺系统的原理框图。此系统采用超辐射发光管作为光源, 这样可以减少系统中后向散射、瑞利散射等对系统结果的影响。从光源发出的光波, 经过分束器1后, 分为两束, 一束由死头逸出系统, 另一束经过起偏器(作为滤波器)、去偏器(使光束转换为各方向振幅一样的相干光)以及分束器2, 耦合入光纤环。这样就可以认为光束被分成两束无偏

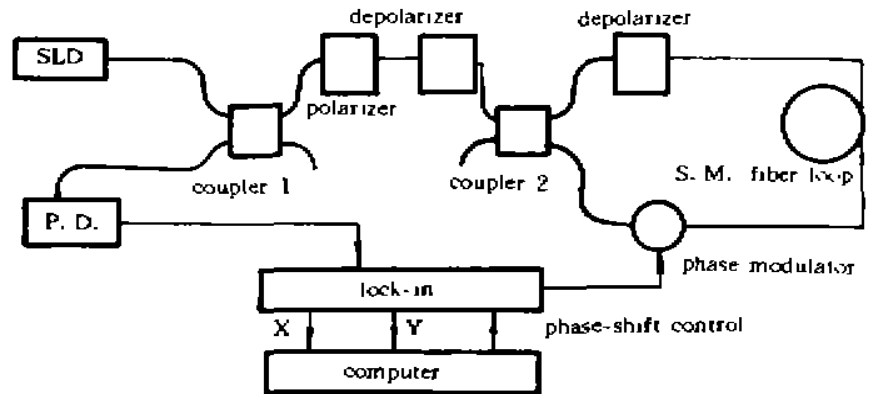


Fig. 1 Schematic of S.M. fiber gyro

振度的光波在光纤环中相向传播, 当光纤环旋转时, 这两束光的光程发生变化, 并且形成干涉场出射, 其中的一部分经分束器2的死头逸出系统, 另一部分再经过去偏器、起偏器以及分束器后, 由探测器完成光电转换, 通过对电信号的分析, 就可以测出系统的转动角速度。由于在整个系统中, 半导体激光器的功率不可能很大, 而且在系统中至少有 $3/4$ 的光被损耗, 这样能到达探测器的光能就很小, 同时检测的为干涉度, 且在各种因素的影响下, 信噪比非常小, 所以采用锁相检测方法。本系统用环状压电陶瓷作为调制器, 对光波进行相位调制, 调制信号由锁相器提供, 探测器接受光波干涉产生的光信号, 并把其转换成电信号。本系统采用双通道锁相器, X通道与Y通道同时产生两个参考信号, 并且这两路信号相互正交。与之对应, 锁相器的输出也有两路, 其中与(4)式旋转因子同相的为信号通道, 另一路为噪声信号通道。这两路通道进入计算机后, 对其中的信号进行采集, 并且根据对噪声信号的处理与分析, 调整锁相器参考信号的相位, 使信号通道的参考信号的相位始终与旋转因子的相同, 以补偿系统中的相位漂移, 从而减少系统零点漂移。

4 结果讨论

单模光纤陀螺系统中的相位起伏很大，产生的原因十分复杂，主要有：由于光纤中两正交的偏振模式之间的互扰，以及外界变化导致的非互逆性模式耦合，而产生的随机相位变化；光纤耦合端面的散射、温度梯度都会对系统的稳定性产生影响。这些相位的漂移会使信号本身的幅度产生变化，引起系统的零点漂移。除此之外，由于光纤所固有的光学性质和纤径的随机变化、光子噪声、瑞利后向散射、光学克尔效应，使光学系统的噪声幅度远大于信号幅度。用正交锁相检测方法，一方面可提高信号通道的信噪比，另一方面可补偿系统的相位漂移，对单模去偏型光纤陀螺系统的信号检测精度大大提高。图 2 与图 3 是采用不同检测方法的实验结果。图 2 是响应测试曲线，其中(a)是采用常规锁相方法得到的曲线，(b)为采用正交锁相检测方法得到的曲线。从图中可以看出，由于正交锁相检测的参考信号为互相正交的两个弦波，所以信号通道与噪声通道分离，信号通道的信噪比与未分离信号和噪声的系统相比，降低了几个数量级。图 3 是漂移曲线，其中(a)是未采用移相控制的结果，(b)是采用移相控制的结果。经过移相控制，补偿了系统的相位漂移，使零点漂移减少为 0.2 deg./h，而未经过移相控制，由于系统相位随机漂移，会使信号的零点起伏较大，形成零点漂移。

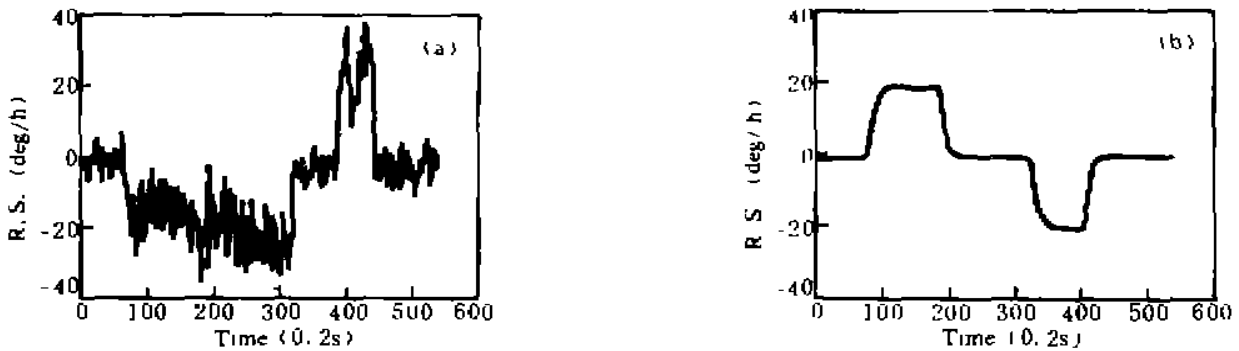


Fig. 2 Rotation output

(a) Normal phase-locked detection, (b) Orthogonal phase-locked detection

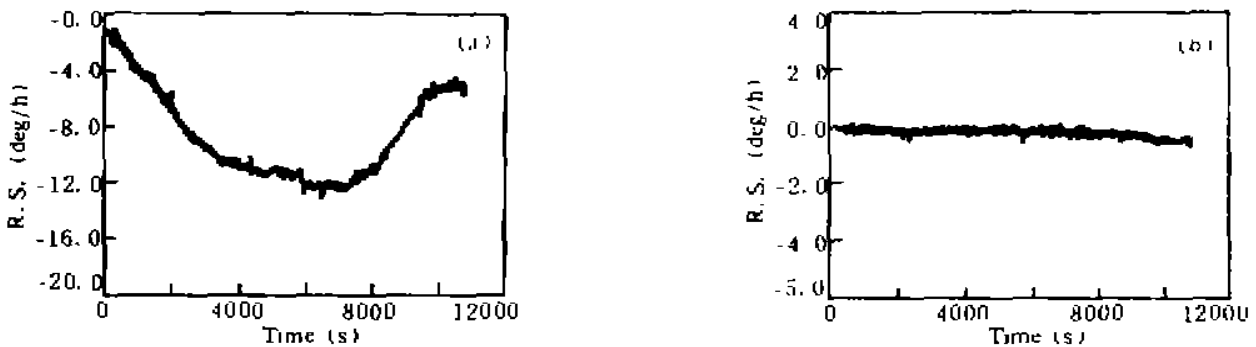


Fig. 3 Zero-drift output

(a) Normal phase-locked detection, (b) Orthogonal phase-locked detection

结 论 通过理论研究和实验结果的对比分析，可以看出，正交锁相检测方法可以有效地使信号通道与噪声通道分离，提高光纤陀螺系统检测信号的信噪比，同时使系统零漂大大降低。目前该单模去偏光纤陀螺的零漂达到 0.2 deg./h。使单模光纤系统达到中高精度的要求，并且系统的稳定性大大提高。

参 考 文 献

- [1] D. Eberhard, E. Voges, Fiber gyroscope with phase-modulated single-sideband detection. *Opt. Lett.*, 1984, 9(1) : 22~24
- [2] B. Y. Kim, H. C. Lefevre *et al.*, Response of fiber gyros to signals introduced at the second harmonic of the bias modulation frequency. *Proc. SPIE*, 1983, 425 : 86~89
- [3] R. A. Bergh, H. C. Lefevre, All-single-mode fiber-optic gyroscope with long-term stability. *Opt. Lett.*, 1981, 6(6) : 502~504
- [4] B. Y. Kim, H. J. Shaw, Gated phase-modulation feedback approach to fiber-optic gyroscopes. *Opt. Lett.*, 1984, 9(6) : 263~265
- [5] K. Bohm, P. Marten, E. Weidel, Direct rotation-rate detection with a fiber-optic gyro by using digital data processing. *Electron. Lett.*, 1983, 19(23) : 997~999
- [6] Hidehiko Negishi, Yoshinori Takeuchi, AM noise reduction in fiber optic rotation sensors. *Proc. SPIE*, 1991, 1585 : 276~287

Single-Mode-Fiber Gyro with Orthogonal Phase-Locked Detection

Wang Tao Xiao Wen Zhong Kejiang
Zhang Chunxi Yang Guoguang

(Department of Optical & Scientific Instrumentation Engineering, Zhejiang University, Huanzhou 310027)

(Received 13 March 1995; revised 10 May 1995)

Abstract A orthogonal phase-locked detection method used in interference single-mode fiber gyro is described in this paper. This method using double reference-signal can separate gyro-signal from noise. The noise level of the gyro-signal can be reduced, and phase-shift feedback can be used in the gyro. The zero-drift of the gyro reduces to 0.2 deg./h.

Key words S. M. fiber gyro, orthogoual phase-locked detection.