

文章编号: 0253-2239(2010)05-1229-05

光四相相移键控传输系统中相位估计算法研究

乔耀军 杜 晓 纪越峰

(北京邮电大学信息光子学与光通信教育部重点实验室, 北京 100876)

摘要 在光四相相移键控系统中, 相位噪声主要源于激光器的线宽、激光器的相位偏移、同相支路(I路)和正交支路(Q路)相位不匹配、90°混频器的相位不平衡以及光纤和器件等引起的相位变化。这些相位噪声对相干光通信系统性能影响很大。提出一种改进的相位估计算法, 采用前向反馈方法对信号取 n 次方后再取对数。仿真结果显示该方案可以消除 7.5 MHz 的激光器线宽、30°激光器相位偏移、20°调制器 I 路/Q 路的相位偏移或 90°混频器的相位不平衡对系统误码率的影响, 并能提高 1 dB 的光信噪比, 显著改善了系统性能。

关键词 光通信; 相干接收; 相位估计; 相位噪声

中图分类号 O439 文献标识码 A doi: 10.3788/AOS20103005.1229

Phase Estimating Method in Optical QPSK Transmission System

Qiao Yaojun Du Xiao Ji Yuefeng

(*Key Laboratory of Information Photonics and Optical Communications, Ministry of Education,*
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract Phase noise mainly comes from laser linewidth, laser phase offset, in/quadrature (I/Q) phase mismatch, 90° hybrid phase imbalance, fiber channel and component in optical quadrature phase shift keyed (QPSK) transmission system. Those phase noise can affect system performance of coherent optical communication system seriously. To compensate the impairments introduced by these phase noise, a novel feed forward phase estimation techniques with n -th power operation and logarithm operation are proposed. The simulation results shown the new solution can eliminate bit error rate (BER) deteriorating due to 7.5 MHz laser linewidth, 30° laser phase offset, 20° I/Q phase mismatch of transmitter, or 20° of 90° hybrid phase imbalance, and can improve the optical signal to noise ratio requirements 1 dB, significantly improve system performance.

Key words optical communications; coherent receiver; phase estimating; phase noise

1 引 言

为了提高接收机的灵敏度, 在 20 世纪 90 年代, 人们研究了采用相干接收机的相位调制技术^[1,2]。这项技术减小了对光纤通信系统中光信噪比的要求。随着掺铒光纤放大器(EDFA)的出现, 相干光通信在长途光纤传输领域的研究就停滞了。最近几年, 随着网络流量的持续高速增长, 对承载网络的承载能力提出了越来越高的要求。传统的提高系统容量的方法是通过时分复用(TDM)技术, 以缩小符号持续时间获得单位时间比特率的提升。但是符号间

隔的缩小直接导致了系统色散容忍度呈平方反比地缩小, 相应的系统对偏振模色散(PMD)和非线性的容忍度也随之降低。相干检测技术在接收端直接能获得信号的幅度和相位等信息, 能方便地采用高阶的码型调制和数字信号处理技术进行电域均衡。所以近年来相干光纤通信的研究越来越受到人们的重视^[3~5]。相位估计和相位恢复是相干光通信系统中的关键技术之一, 因此得到了人们广泛的研究^[6~8]。

在四相相移键控(QPSK)光通信系统中, 相位噪声主要来自于激光器线宽, 激光器相位偏移, 同相

收稿日期: 2009-08-02; 收到修改稿日期: 2009-10-26

基金项目: 国家 863 计划(2007AA01Z2a6)、国家 973 计划(2007CB310705)、国家自然科学基金(60711140087)、教育部博士点基金(200800130001)、教育部创新团队计划(IRT0609)和科技部国际合作计划(2006DFA11040)资助课题。

作者简介: 乔耀军(1972-), 男, 博士, 副教授, 主要从事高速光通信系统与网络方面的研究。E-mail: qiao@bupt.edu.cn

支路(I路)和正交支路(Q路)相位的不匹配,90°混频器相位不平衡,光纤信道和其他元器件的相位噪声等。为了补偿这些相位噪声带来的损伤,人们提出了光锁相环(PLL)和前向相位估计技术^[9~12]。

然而,因为相位噪声有多种来源,并且光通信系统传输速率高,已有的这些方法都有一些缺点。光锁相环可以移除较宽的频率范围内的相位噪声,但是它不能在高速率光通信系统中跟踪快速变化的相位失步。另外,光压控振荡器体积大,不容易集成。与光锁相环相比,前向相位估计技术反应速度快,能够跟踪快速变化的相位失步。而且,前向相位估计技术容易用FPGA和ASIC实现。

为了更好地消除系统相位噪声,本文提出了一种基于 n 次方和对数算法的相位估计方法。结合一定的频率偏移补偿装置,这个方法可以有效地消除相位噪声。仿真结果显示该方案可以消除7.5 MHz的激光器线宽、30°激光器相位偏移、20°调制器I路/Q路的相位偏移或90°混频器的相位不平衡对系统误码率的影响,显著改善系统性能。在集成性方面,可以用并行计算来减小电速率的要求和电路的尺寸。

2 QPSK 系统分析

主要讨论相位估计和恢复的问题,因此忽略了光纤信道的色散、偏振模色散和非线性等效应,把光纤信道看成是线性的。基于以上假设,QPSK传输系统可以简化为一个发射机,线性光纤信道和一个接收机。QPSK传输系统,发射机,接收机的框图如图1~3所示。QPSK发射机利用I路/Q路调制器产生QPSK信号,然后用一个强度调制器来产生归零的RZ-QPSK信号。相干的QPSK接收机包括一个90°混频器,两个平衡接收机和相位恢复与数据恢复模块。在实际系统中根据不同需求,还可以增加系统色散补偿、时钟控制等模块。

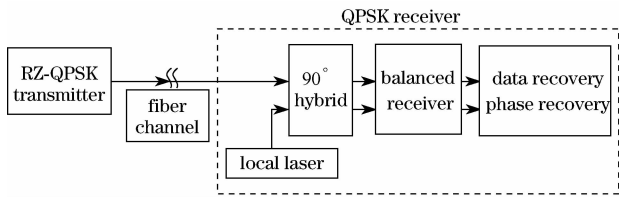


图1 QPSK系统框图

Fig. 1 QPSK system structure

如图2所示,激光器产生光载波,然后被分成两路,分别为I路和Q路。这两路的载波分别用相位

调制器来调制。然后,I路/Q路信号叠加就获得了QPSK信号。QPSK发射机的关键部件是90°相位偏置器,它保证了I路/Q路相互正交。如果,I路/Q路不完全正交(相位不匹配),星座图会发生旋转并且幅度会有变化。这种不匹配使得I路/Q路的信号难以解调。

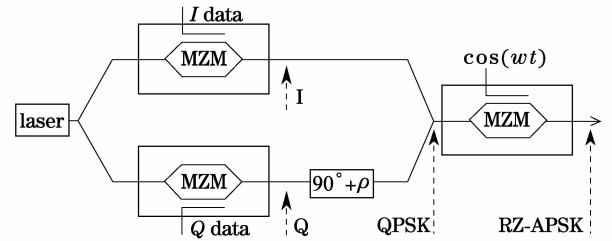


图2 QPSK发射机框图

Fig. 2 QPSK transmitter structure

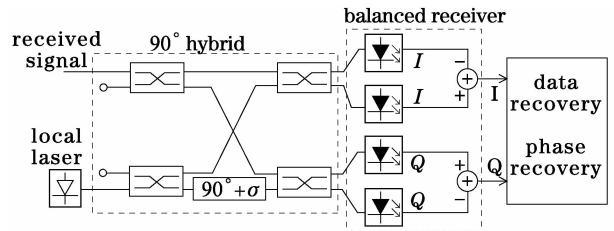


图3 QPSK系统接收机框图

Fig. 3 QPSK receiver structure

下面研究QPSK系统中各种相位失配和噪声对系统性能的影响。从发射机输出的信号为

$$\sqrt{P_{Tx}} f(t) [I + jQ \exp(j\rho)] \exp(j\omega_s t + j\varphi_s), \quad (1)$$

式中 P_{Tx} 是发射机的功率; I, Q 分别为I路和Q路的相位信号; ρ 是I路/Q路的相位不匹配; $f(t)$ 代表归零的调制信号; ω_s 是光载波的中心频率; φ_s 是光载波的初始相位。

简单起见,忽略系统的色散,偏振模色散和非线性效应。所以,光纤信道可以看作是线性时不变系统。设 H 是光纤的传递函数,它是一个常数。因此,接收到的信号可以描述为复数的形式

$$r(t) = H \sqrt{P_{Tx}} f(t) [I + jQ \exp(j\rho)] \cdot \exp(j\omega_s t + j\varphi_s) + n(t), \quad (2)$$

式中 $n(t)$ 是信道噪声。

如图3所示,相干接收机包括90°混频器,两个平衡接收机,相位和数据恢复模块。接收到的信号 $r(t)$ 和本振激光器信号输入到90°混频器,然后用平衡接收机解调来得到基带相位信号。本振激光器可以表示为

$$E_{LO}(t) = \sqrt{P_{LO}} \exp(j\omega_{LO} t + j\varphi_{LO}), \quad (3)$$

式中 P_{LO} 是本振激光器的功率; ω_{LO} 是本振光载波的

中心频率; φ_{LO} 是本振光载波的初始相位。90°混频器包括 4 个光耦合器和一个移相模块, σ 代表移相模块的相位不平衡。90°混频器的相位不平衡使得星座图旋转并改变幅度。它的不平衡类似于 I 路/Q 路相位不匹配。接收到的信号经过 90°混频器和平衡接收机, 输出为

$$I' = P[I \cos(\Delta\phi) - Q \sin(\Delta\phi + \rho)] + n'(t), \quad (4)$$

$$Q' = P[I \sin(\Delta\phi - \sigma) + Q \cos(\Delta\phi + \rho - \sigma)] + n''(t), \quad (5)$$

式中 $P = RH \sqrt{P_{Tx} P_{LO}}$; R 代表光二极管的响应函数, 单位是 A/W; I' 和 Q' 是解调出的 I 路/Q 路相位信号; $\Delta\phi = \omega_s t - \omega_{LO} t + \varphi_s - \varphi_{LO}$ 是源自激光器的相位噪声; $n'(t)$ 和 $n''(t)$ 是残余噪声。

根据(4)式和(5)式激光器相位噪声 $\Delta\phi$, I 路/Q 路相位不匹配 ρ , 和 90°混频器相位不平衡 σ 使得 I 路/Q 路信号混合在一起, 从而无法准确地解调接收信号。

激光器相位噪声, I 路/Q 路相位不匹配, 90°混频器相位不平衡, 光纤信道和元件的相位噪声是系统相位噪声的主要来源。这些相位噪声与信号相位相混淆, 从而使得无法正确解调接收信号。针对这一情况, 提出了一种基于 n 次方和对数算法的相位估计方法来解决相位噪声的问题, 其原理如图 4。

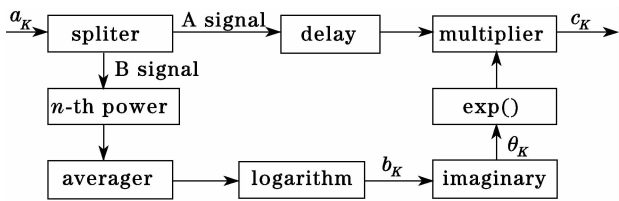


图 4 相位估计算法框图

Fig. 4 Block diagram of phase estimating

3 相位估计算法

根据上面的讨论, 可以得到平衡光二极管(PD)的输出。然后, 把它做模-数变换得到数字信号

$$I'_K = P[I_K \cos(\Delta\phi_K) - Q_K \sin(\Delta\phi_K + \rho)] + n'_K(t), \quad (6)$$

$$Q'_K = P[I_K \sin(\Delta\phi_K - \sigma) + Q_K \cos(\Delta\phi_K + \rho - \sigma)] + n''_K(t), \quad (7)$$

式中 K 代表第 K 个符号。由于 I 路/Q 路相位不匹配和 90°混频器相位不平衡与器件制造工艺有关, 因此可以被近似当作常数。

图 4 是相位估计方法的框图。它的工作过程如下: 第一步, 接收到的信号被分成两路, A 信号和 B 信号。第二步, 去除信号相位中携带的信息。这可

以通过对复数符号取 n 次方来实现, 其中 n 是星座图点数。第三步, 把 n 次方的信号取平均数。第四步, 对这个结果取对数, 从而估计出相位误差。第五步, 用这个估计的相位在指数函数中恢复信号的相位。

首先, 考虑只有激光器相位噪声的情况。 a_K 可以表示为

$$a_K = I'_K + jQ'_K = (I_K + jQ_K) \exp(j\Delta\phi_K), \quad (8)$$

经过对数算法, 得到

$$b_K = \ln U + j(n\Delta\phi_K), \quad (9)$$

式中 U 是 n 次方信号的幅度, $\Delta\phi_K$ 是估计出的第 K 个相位噪声。

最后, 幅度和相位噪声可以从复信号 b_K 中得到。用指数函数和乘法器把估计出来的相位噪声从每一个 a_K 中去除, 就可以正确地恢复相位信号

$$\theta_K = \text{Im}(c_K)/n = \Delta\phi_K, \quad (10)$$

最后的输出为

$$c_K = I_K + jQ_K. \quad (11)$$

如果激光器相位噪声和 90°混频器相位不平衡非 0, 则解调出的 I 路/Q 路信号为

$$I' = P(I - Q \sin \rho) + n'(t), \quad (12)$$

$$Q' = PQ \cos \rho + n''(t). \quad (13)$$

根据(12)式和(13)式, 解调的 I 路信号和 Q 路信号之间有干扰, 所以其幅度和相位均会改变。注意到解调出的 Q 路信号是正确的。通过相位恢复方法, 幅度变化和相位旋转可以被部分地补偿, 进而提高系统的性能。

4 相位估计算法性能分析

为了验证该相位估计方法的性能, 采取合适的参数进行了模拟仿真。采用 40 Gb/s 的 RZ-QPSK 的背靠背系统来模拟实际的相干接收系统, 仿真软件为 VPItransmissionMaker 7.6。为了简单起见, 设定 RZ-QPSK 系统发射机激光器的线宽和初始相位都是 0, 而本振激光器的线宽和初始相位随时间变化。

图 5 给出了系统误码率(BER)在没有(w/o)相位恢复和有(w)相位恢复时随本振激光器的线宽变化的结果, 其中本振激光器的初始相位是 0, 光信噪比(OSNR)是 13 dB。本振激光器的线宽以 1 MHz 为间隔, 从 0 增长到 10 MHz。从图 5 中可以看到, 当本振激光器线宽小于 10 MHz 时, 采用本文提出的相位恢复方法能很好地改善系统性能。用本方法进行相位恢复后 7.5 MHz 激光器线宽的系统性能

和激光器线宽为 0 时是相当的。

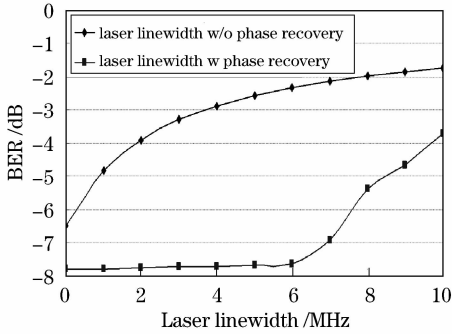


图 5 误码率与激光器线宽的关系

Fig. 5 BER versus laser linewidth

本振激光器的初始相位偏移从 0 到 45° 变化, 激光器线宽是 0, OSNR 为 13 dB。从图 6 中可以看到, 小于 35° 的相位偏移全部被补偿。实际上, 通过取 n 次方的办法得到的相位误差, 需要小于 π 时才能保证估计的准确性。更大的相位会和较小的相位混叠, 从而难以分辨。所以, 最大允许的相位偏移为

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{n}. \quad (14)$$

根据(14)式, 在仿真中, 对于 QPSK 系统, 允许的最大相位偏移是 $\pi/4$ 。然而由加性高斯白噪声光纤信道和光学元件引起的相位偏移不可能达到 $\pi/4$ 。

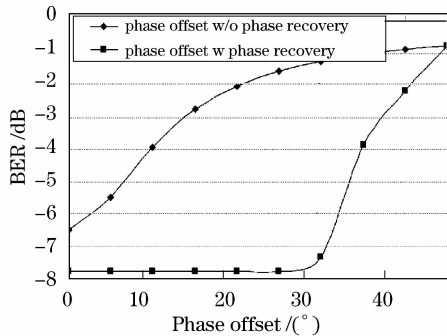


图 6 误码率与激光器初始相位的关系

Fig. 6 BER versus laser phase offset between local laser and transmitter laser

图 7 给出了分别在有和没有相位恢复的情况下 I 路/Q 路相位不匹配对系统性能的影响。QPSK 系统必须保证 I/Q 调制器的 I 路与 Q 路之间正交。否则, 会引起星座图的转动和幅度变化, 最终使得误码率增加。在仿真中, I 路/Q 路相位不匹配以 5° 为间隔, 从 -45° 变化到 45°, 并且激光器线宽为 0, 相位偏移为 0, OSNR 是 13 dB。在有相位恢复的情况下, $\pm 10^\circ$ 的相位误差与没有相位恢复算法情况下没有相位误差的性能一样。所以相位恢复的方法极大地提高了系统的性能。

图 8 是系统 BER 随 90° 混频器相位不平衡变化的结果, 其中, 激光器线宽为 0, 相位偏移为 0, I 路/Q 路相位不匹配为 0, OSNR 为 13 dB。仿真中, 相位不平衡以 5° 为间隔, 从 -45° 变化到 45°。如图 8 所示, 在不用相位恢复方法的情况下, 如果相位不平衡超过了 15°, BER 变得很差; 而在应用相位恢复方法的情况下, 最大可允许的相位不平衡增加到 25°。

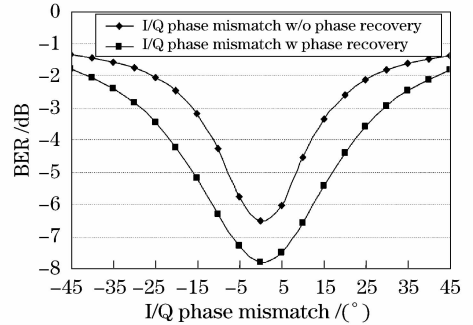


图 7 误码率与 I/Q 路间相位不匹配的关系

Fig. 7 BER versus I/Q phase mismatch

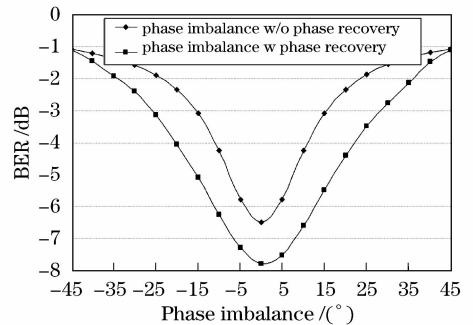


图 8 误码率与 90° 混频器相位不平衡的关系

Fig. 8 BER versus phase imbalance of 90° hybrid

OSNR 是 QPSK 系统的关键因素。BER 性能随不同 OSNR 变化的结果如图 9 所示, 其中其他种类相位噪声为 0。图 9 显示了相位恢复方法改善了 OSNR 需求大约 1 dB。考虑到元器件的相位噪声, 如散弹噪声, 激光器啁啾等, 40 Gb/s 的 RZ-QPSK 传输系统实际的 OSNR 的容限大约为 13 dB。

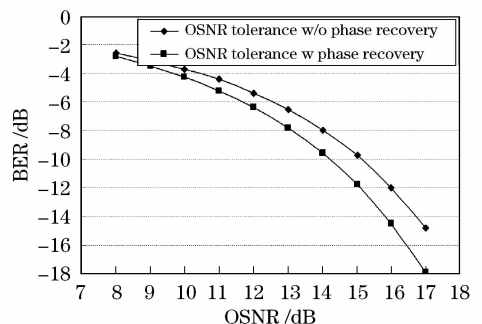


图 9 误码率与光信噪比的关系

Fig. 9 BER versus OSNR

5 结 论

提出了一种改进的相位估计算法,采用前向反馈方法对信号取 n 次方后再取对数。仿真结果显示该算法可以消除 7.5 MHz 的激光器线宽、 30° 激光器相位偏差、 20° 调制器 I/Q 的相位偏差或 90° 混频器的相位不平衡对系统误码率的影响,并能提高其 OSNR 约 1 dB,显著地改善了系统性能。

参 考 文 献

- 1 R. A. Linke, A. H. Gnauck. High capacity coherent lightwave systems [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(11): 1750~1769
- 2 E. A. Swanson, J. C. Livas, R. S. Bondurant. High sensitivity optically preamplified direct detection DPSK receiver with active delay-line stabilization [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1994, **6**(2): 263~265
- 3 Wen Aijun, Liu Jiaojiao, Li Xiaojun. Analysis of the transmission performance of octal differential phase-amplitude-shift keying in high speed optical fiber communication system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **36**(3): 614~619
文爱军, 刘姣姣, 李晓军. 高速光传输系统中八进制差分相位幅度键控性能分析[J]. *中国激光*, 2009, **36**(3): 614~619
- 4 Xu Wei, Duan Gaoyan, Fang Guangqing *et al.*. Analysis of polarization mode dispersion compensation performance for different modulation formats[J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(2): 226~232
- 许 玮, 段高燕, 方光青 等. 不同调制格式的偏振模色散补偿性能分析[J]. *光学学报*, 2008, **28**(2): 226~232
- 5 A. H. Gnauck, P. J. Winer. Optical phase-shift-keyed transmission [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(1): 115~130
- 6 S. S. Camatel, V. Ferrero, R. Gaudino *et al.*. Optical phase locked loop for coherent detection optical receiver[J]. *Electron. Lett.*, 2004, **40**(6): 384~385
- 7 L. Li, Z. Tao, T. Hoshida *et al.*. Rasmussen. Carrier synchronization in 43Gbit/s coherent QPSK receiver [C]. *OECC*, 2007, 12B1-3
- 8 D. S. Ly-Gagnon, S. Tsukamoto, K. Katoh *et al.*. Coherent detection of optical quadrature phase-shift keying signals with carrier phase estimation [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2006, **24**(1): 12~21
- 9 Z. Tao, H. Zhang, A. Isomura *et al.*. Simple, Robust, and wide-range frequency offset monitor for automatic frequency control in digital coherent receivers [C]. *ECOC*, 2007: 354~355
- 10 A. J. Viterbi. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission [J]. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1983, **29**(4): 543~551
- 11 R. Noe. Phase noise-tolerant synchronous QPSK/BPSK baseband-type intradyne receiver concept with feed forward carrier recovery [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(2): 802~808
- 12 Andreas Leven, Noriaki Kaneda, Ut-Va Koc *et al.*. Frequency estimation in intradyne reception [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2007, **19**(6): 366-368