

# 基于 DSP 实现的 100 Gbit/s DP-QPSK 系统相干接收技术

茅帅帅, 诸波, 王永强, 仇乐, 夏丽, 胡芳仁  
(南京邮电大学光电工程学院, 江苏南京 210023)

**摘要:**对 100 Gbit/s 偏振复用 - 正交相移键控(DP-QPSK)系统中使用数字信号处理(DSP)技术同时实现对光信号色散补偿、偏振解复用和相位估计的方案进行了讨论,并采用 OptiSystem 9.0 软件对该方案的效果进行了验证,仿真结果表明该技术方案实现简单且可靠性高,对优化相干光检测硬件有参考意义。

**关键词:**高速光通信;相干接收;数字信号处理;偏振复用 - 正交相移键控;OptiSystem 9.0

**中图分类号:**TN929.11 **文献标识码:**A **DOI:**10.3969/j.issn.1001-5078.2013.12.17

## Coherent reception technology based on DSP in 100 Gbit/s DP-QPSK system

MAO Shuai-shuai, ZHU Bo, WANG Yong-qiang, ZHANG Le, XIA Li, HU Fang-ren

(Department of Optical Information Technology, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

**Abstract:** A scheme to achieve optical signal dispersion compensation, polarized solution reuse and phase estimation at the same time in 100 Gbit/s DP-QPSK System by using coherent reception technology is discussed. The effect of this scheme is verified with OptiSystem9.0, and the simulation results indicate that this scheme is implemented simply and has high reliability, and it also has reference significance for the optimization of coherent optical detection hardware.

**Key words:** high-speed optical communications; coherent reception; DSP; DP-QPSK; Optisystem 9.0

### 1 引言

未来较长时期,有线和无线宽带接入用户还会持续快速增长,单用户带宽需求还会成倍增加,而 HDTV、物联网、云计算等宽带应用不断涌现,传输带宽还会持续增长,运营商面临带宽增量不增收的局面,因此未来骨干网还会长期面临巨大的传输压力,而 100G DWDM 大容量传输是缓解运营商传输压力的有效手段。

基于相干接收技术的偏振复用 - 正交相移键控(DP-QPSK)<sup>[1-2]</sup>传输系统成为了业界研究单波 100 Gbit/s 传输的主流方案,尤其是在近几年的 OFC 会议及 OECC 会议上来自各国的学者报道了大量有关 DP-QPSK 的理论和实验工作。随着系统传输速率的进一步提高,光纤色散(CD)、偏振模

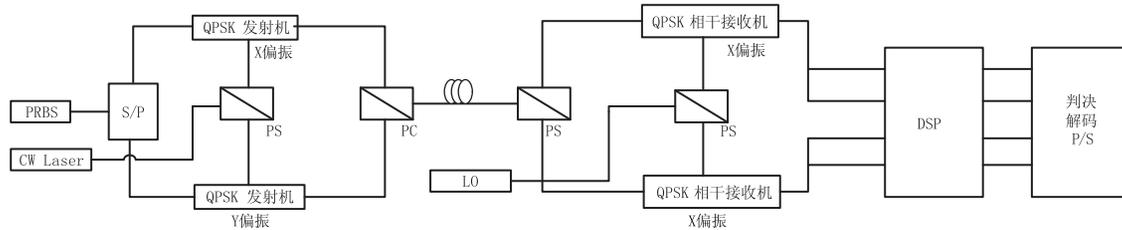
色散(PMD)等对光信号的损伤将变得更加严重,因此需要对光信号性能进行有效的监测和补偿<sup>[3]</sup>。目前在补偿长距离光纤传输损耗方面,研究最多的是基于数字信号处理(DSP)的线性损伤补偿技术<sup>[4]</sup>,且取得了丰硕的研究成果<sup>[5]</sup>。如文献[6]中来自华为的 Fabian N. Hauske 在电域用 DSP 对 CD 和 PMD 进行了估计和补偿。文献[7]采用 40 Gbit/s 的偏振复用 QPSK 信号在单模光纤(SMF)中传输了 100 km,接收信号经 A/D 转化后进行离线 DSP 处理。

**基金项目:**国家自然科学基金(No. 61274121)资助。

**作者简介:**茅帅帅(1988 -),男,硕士研究生,研究方向为光纤通信与光波技术。

**收稿日期:**2013-05-10

利用简单高效的 DSP 算法提高 CD 和 PMD 的补偿能力将成为 100 Gbit/s 高速相干光传输系统研究的热点,但是用硬件实现高速 DSP 还存在一些问题,如计算速率的限制和较大的能耗。本文将基于 OptiSystem9.0 与 MATLAB 的联合仿真对此进行探索,在光接收机端利用 DSP 技术在电域对 100 Gbit/s 传输信号进行抽样、软件优化和信号复原等方式



注: PRBS—伪随机序列; S/P—串并转换; P/S—并串转换; PS—偏振分束器; PC—偏振合波器

图 1 100 Gbit/s DP-QPSK 系统原理框图

信号发生器 PRBS 产生 100 Gbit/s 的伪随机序列,经串并转换,分为两列 50 Gbit/s 的序列。激光光源 CW Laser 经偏振分束器(PS)后分成沿 X 偏振和 Y 偏振的两束偏振光,作为 QPSK 发射机的调制光源,两束 QPSK 调制光信号经过偏振合波器(PC)合并后注入光纤中并传输。在光纤中,由于色散、偏振模色散等的存在会使光信号波形在传输过程中失真,当色散和 PMD 等值过大则将无法正确解调出接收信号。在接收机端,再使用 PS 将 DP-QPSK 光信号分为两垂直偏振光分别送入 QPSK 相干接收机,信号经混频器、平衡检测器、电域放大、滤波等处理,送入 DSP 模块。在 DSP 模块中,对电信号进行 A/D 采样和双偏振数字信号重建、色散补偿、PMD 补偿和相位估计,最后进行 D/A 变换输出。最后经抽样判决、QPSK 解码和并串转换,恢复出原发送序列。

### 3 接收机 DSP 补偿算法实现

#### 3.1 A/D 采样与时钟同步

目前,对于超高速率的传输系统,A/D 采样技术主要第二种方案是严格遵循 Nyquist 采样定律的二倍采样,即 2 Sample/Symbol。这种方法采样后的信号可以被正确的恢复出来,采样频率不小于信号最高频率的 2 倍,则不会产生混叠现象。

模拟数字转换实际上是一个向下采样过程。在 OptiSystem9.0 软件中,光信号和电信号都是使用对应的数据结构实现的,每个比特使用  $2^N$  ( $N$  是整数)个数值点表示,在本文中每个比特设置使用 64 个点表示,则对于 QPSK 信号,每个 QPSK 符号由 128 ( $64 \times 2$ )个点表示,本文仿真中作者选择每个符号抽取两个点,即每 128 个点抽取两个点。设置仿真

实现色散补偿、偏振解复用和相位估计<sup>[8-9]</sup>,并分析系统的补偿效果,对优化硬件的设计提供参考。

#### 2 DP-QPSK 系统结构及工作原理

相干光检测技术具有高灵敏度、高谱效率的优点,因此,40G 及以上系统接收机普遍采用相干检测技术,图 1 给出了 100 Gbit/s DP-QPSK 系统原理框图。

的总比特数为 2048,则抽样总点数为 2048。

由于 A/D 采样时钟和发射端输出数据的时钟是独立的,使得收发端时钟在频率以及相位上存在差异,所以必须利用插值滤波器调整接收机的符号取样时刻,使调整后的接收机采样时钟与发射符号时钟同步。

#### 3.2 色散估计与补偿

色散是对在光纤中传输的信号造成损伤的主要因素。在不考虑非线性的情况下,光纤可以看成只有一个相位的滤波器,其具有下面的传递函数:

$$G(z, \omega) = \exp\left(-j \frac{D\lambda^2 z}{4\pi c} \omega^2 + j \frac{S\lambda^4 \omega^3 z}{24\pi^2 c^2}\right) \quad (1)$$

式中, $Z$  代表传输距离; $\omega$  代表载波角频率; $D$  表示光纤的色散系数; $\lambda$  是光波的波长; $c$  是光速; $S$  是色散斜率。在这里,第一部分是光纤色散的影响,第二部分是色散斜率对多信道的影响。

根据上述传递函数,色散补偿可以在时域或频域进行。在频域内补偿色散,必须找到一个频域传递函数为  $H(\omega) = 1/G(z, \omega)$  的滤波器, $H(\omega)$  的傅里叶逆变换  $h(z, t)$  满足  $g(z, t) \otimes h(z, t) = 1$ ,  $\otimes$  表示卷积。在为了补偿色散,我们把输出复用到通道传递函数的反向(FIR 滤波器),滤波器的阶数随着色散容限(传输长度)的增加而增加。

#### 3.3 PMD 补偿与偏振解复用

PMD 是由传播光场两个正交的基模偏振态(PSP)之间的差分群时延(DGD)造成的。与色散相比,PMD 造成的损失是快速变化的,必须以自适应均衡器来补偿这类损伤。自适应均衡器能够根据信道特性动态地调整数字滤波器的系数以适应信道的变化。光纤传输的琼斯矩阵可以写成:

$$T = \begin{pmatrix} \sqrt{\alpha}e^{i\delta} & -\sqrt{1-\alpha} \\ \sqrt{1-\alpha} & \sqrt{\alpha}e^{-i\delta} \end{pmatrix} \quad (2)$$

其中,  $\alpha$  和  $\delta$  表示在两种极化模式中的功率分裂率和相位差。输出信号的偏振态 (SOP) 可以写成:

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} E_{in,x} \\ E_{in,y} \end{pmatrix} \quad (3)$$

如果能找到逆矩阵  $T$ , 就可以利用恒模算法 (CMA) 对 PMD 进行补偿和偏振解复用。图 2 为 CMA 原理框图。

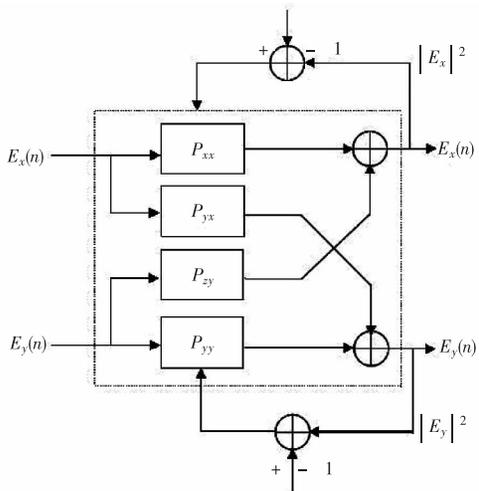


图 2 CMA 原理框图

使用 CMA 进行盲估计, CMA 的思想是通过更新滤波器的系数使输出信号的幅度与某一恒定值的差值最小。滤波器中矩阵元素的变化如下:

$$p_{xx}(n+1) = p_{xx}(n) + \mu(1 - |E_x(n)|^2)E_x(n)E_x^*(n) \quad (4)$$

$$p_{yx}(n+1) = p_{yx}(n) + \mu(1 - |E_x(n)|^2)E_x(n)E_y^*(n) \quad (5)$$

$$p_{yy}(n+1) = p_{yy}(n) + \mu(1 - |E_y(n)|^2)E_y(n)E_y^*(n) \quad (6)$$

$$p_{xy}(n+1) = p_{xy}(n) + \mu(1 - |E_y(n)|^2)E_y(n)E_x^*(n) \quad (7)$$

其中,  $\mu$  是步长参数;  $n$  是符号序号。  $p$  矩阵基本上是一个自适应 FIR 滤波器, CMA 使  $(1 - |E_x(n)|^2)$  和  $(1 - |E_y(n)|^2)$  两个误差函数的值最小化。  $E_x(n)$  和  $E_y(n)$  是均衡器的输出;  $E_x^*(n)$  和  $E_y^*(n)$  是均衡器的输入的共轭。 CMA 算法以模值作为判断基准, 对相位不敏感, 可以极大程度地容忍收发两端激光器之间的相位偏差, 使得无须在均衡器之间添加载波相位恢复模块便可以补偿 PMD 以及残余色

散, 实现偏分解复用。

### 3.4 载波相位估计

由于激光器存在线宽, 所以其真实振荡频率附近会产生一些相位偏移, 再加上频偏估计的误差, 使得频偏估计之后的符号的相位偏移仍然存在, 并且这个偏移量随着时间而变化, 可以覆盖到 0 到  $2\pi$  所有范围, 因此要使用载波相位估计。

通过 DSP 用数字域中的相位估计取代硬件领域中的锁相技术。接收到的 QPSK 信号可以表示为:

$$E(t) = A \exp\{j[\theta_s(t) + \theta_c(t)]\} \quad (8)$$

式中,  $\theta_s(t)$  是信号光相位;  $\theta_c(t)$  是本振光相位。

目前应用最广泛的相位估计算法是  $M$  次方算法, 其流程图如图 3 所示。该方案实现简单, 且不存在反馈回路, 对于 QPSK 调制格式  $M = 4$ 。我们使用此算法来估计数字领域中 QPSK 信号的相位:

输入信号  $E(t)$  在上支路中进行取角度运算符, 得到  $\theta_s(t)$  和  $\theta_c(t)$ 。在下支路中, 其首先经过 4 次方去除调制相位信息  $\theta_s(t)$ , 然后再用低通滤波器 LPF 来平滑加性噪声, 最后进行取角度及除法运算, 得到  $\theta_c(t)$ , 从  $\theta_s(t) + \theta_c(t)$  中减去  $\theta_c(t)$  即得到正确的调制相位信息。

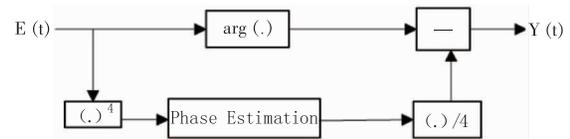


图 3 基于 4 次方的相位估计原理图

## 4 基于 OptiSystem9.0 与 MATLAB 的 DSP 补偿联合仿真

为了验证上述方法的有效性, 将进行基于 OptiSystem9.0 与 MATLAB 的 DSP 补偿联合仿真。设置光纤长度  $z = 100$  km, 光纤色散系数  $D = 16.75$  ps/nm/km, 色散斜率  $S = 0.075$  ps/nm<sup>2</sup>/km, PMD 为 0.2ps/km, 光波长  $\lambda = 1550$  nm, 采样率为 50 GHz (每个符号采样两个点), 色散补偿 FIR 时域均衡滤波器的阶数为 199, 偏振模补偿 CAM 算法的 FIR 滤波器阶数为 3, 步长  $\mu = 0.11$ ,  $P$  矩阵初始值为  $P_{xx}(0) = [00 \dots 010 \dots 00]$ ,  $P_{yy}(0) = [00 \dots 010 \dots 00]$ ,  $P_{xy}(0) = P_{yx}(0) = [00 \dots 000 \dots 00]$ 。由于本文研究的是色散补偿、PMD 补偿和相位补偿, 不讨论两偏振态的耦合问题, 简单起见, 设置偏振耦合系数为 0, 载波相位估计的 FIR 最小均方误差 (MMSE) 滤波器阶数为 3 阶。

设置激光器的线宽为0,发射机激光源与接收机激光源的相位差为 $30^\circ$ ,仿真实验得到X支路的星座图如图4所示。

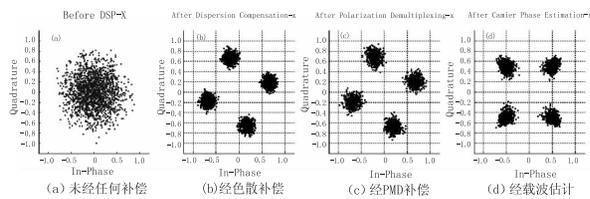


图4 线宽为0时的星座图

图4(a)中,由于色散的缘故,星座图中的采样点已经完全混叠在一起而无法辨认,但是经色散补偿后的星座图4(b)中的采样点分别聚集于四个星点处,但是存在 $30^\circ$ 的旋转。这是由于两激光器的相位差造成的,经载波相位估计与补偿后,得到图4(d)的星座图,设置I/Q的判决电平为0,即可正确进行判决。

一般情况下,是不可能做到激光器线宽为0的。激光器线宽的典型值0.1 MHz,由于相干系统对激光器相位敏感,此处设置激光器线宽为1 MHz,发射机激光源与接收机激光源的相位差依然为 $60^\circ$ 。实验仿真结果如图5所示。

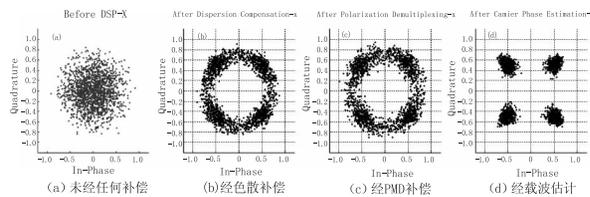


图5 线宽为1MHz时的星座图

从图5(b)看出,经色散补偿后,星座图中的采样点呈分布不均的圆环状,且在星点处,采样点的密度较大,这是因为属于各个星点处的采样点的相位不同,采样点在以自己到原点的距离为半径的圆上,沿逆时针或顺时针方向移动(移动方向由相位差的符号决定)。经相位补偿后采样点分离开来,分别聚集在四个星点处,如图5(d)所示,设置I/Q的判决电平为0,即可正确进行判决。

## 5 结束语

从上节的仿真图看出,基于DSP的色散补偿与相位估计具有非常好的效果,但是对于偏振模色散的补偿效果不是很明显,该方案总体鲁棒性好,且对

硬件实现要求不高可以起到降低能耗的作用。但是本文仿真实验中的色散值与实际测量值还存在一些误差,需要使用辅助信道估计或其他色散监测方法来获取实际的色散值来做进一步的研究,达到更好的效果。

## 参考文献:

- [1] G Charlet, J Renaudier, P Brindel, P Tran, H Mardoyan, O Bertran Pardo, M Salsi, S Bigo, Performance comparison of DPSK, P-DPSK, RZ-DQPSK and coherent PDM-QPSK at 40Gb/s over a terrestrial link [C]. Optical Fiber Communication Conference, 2009; JWA 40.
- [2] J Sakaguchi, B J Puttnam, W Klaus, et al. 19-core fiber transmission of 19X100 X 172-Gb/s SDM-WDM-PDM-QPSK signals at 305Tb/s [C]. OFC/NFOEC2012, paper PDP5C1, 2012.
- [3] SAVORY S J. Digital filters for coherent optical receivers [J]. Optics Express, 2008, 16(2): 804 - 817.
- [4] Birk M, Gerard P, Curto R, et al. Field trial of a real-time, single wavelength, coherent 100Gbit/s PM-QPSK channel upgrade of an installed 1800 km link [C]. San Diego, CA: OFC/NFOEC 2010, 2010. PDPD1.
- [5] Junwen Zhang, Jianjun Yu, Nan Chi, et al. Multi-modulus blind equalizations for coherent quadrature duobinary spectrum shaped PM-QPSK digital signal processing [J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31, 7: APRIL 1.
- [6] F N Hauske, P J Stassar. Challenges and potential of opm in digital coherent receivers [C]. 17th ECOC Technical Digest, 2012: 759 - 760.
- [7] Tang Jin, Chen Lin, Xiao Jiangnan. Experiment on a polarization division multiplexed QPSK coherent optical digital communication system [J]. Journal of Optoelectronics · Laser, 2012, 23, 10.
- [8] Ling Liu, Zhenning Tao, Weizhen Yan, et al. Initial tap setup of constant modulus algorithm for polarization demultiplexing in optical coherent receivers [C]. Optical Fiber Communication - includes post deadline papers, 2009: 1 - 3, 22 - 26.
- [9] Guifang Li. Recent advances in coherent optical communication [J]. Adv. Opt. Photon, 2009, 1: 279 - 307.