

超高速 PM-QPSK 相干光通信系统恒模算法解调性能分析

钟 昆,杨怀栋*

(清华大学 精密仪器系精密测试技术与仪器国家重点实验室,北京 100084)

摘要:在超高速偏振态复用的正交相移键控(PM-QPSK)相干光通信系统中,相干接收机数字信号处理(DSP)解调技术对光纤色散、激光器频偏和随机相位噪声的线性补偿具有较复杂的相互影响作用,有必要研究系统对这3种噪声提出的边界补偿要求。以通用恒模算法(CMA)为基础,分别探讨在标准的EVM/BER要求下,色散补偿、载波频偏补偿和载波相位补偿的边界值,即上述3种噪声对CMA解调性能的影响。研究结果表明:光纤残余色散、激光器残余频偏和相位噪声以及光纤长度和跨度均具有一定边界值。

关键词:光纤通信;偏振复用;相干解调;恒模算法;误码率

中图分类号:TN913.7 **文献标识码:**A **文章编号:**1002-5561(2019)04-0001-07

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2019.04.001

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Demodulation performance analysis of constant modulus algorithm in ultra-high-speed PM-QPSK coherent optical communication system

ZHONG Kun, YANG Huaidong*

(State Key Laboratory of Precision Measurement Technology and Instruments,
Department of Precision Instrument, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: In ultra-high-speed polarization multiplexing-quadrature phase shift keying(PM-QPSK) coherent optical telecommunication systems, the compensations of fiber dispersion and laser frequency deviation and phsnoise in the coherent receiver DSP de-modulation techniques, have important influences to each other. So it is necessary to analyze boundary compensation requirement of the three kinds of noise. In order to assure EVM and BER standard requirement, the compensation boundary values of dispersion compensation, frequency deviation compensation and phase noise compensation are analyzed in this paper, based on the conventional constant modulus algorithm (CMA), that is the impact of the three noises above on CMA. The results show that, the dispersion, frequency deviation, phase noise, fiber length and span, all have their certain boundary values.

Key words: fiber communication; polarization multiplexing; coherent demodulation; constant modulus algorithm; bit error ratio

0 引言

高性能激光器、低成本高速电子芯片以及快速发展的数字信号处理(DSP)技术等,都给相干光通信注

入了新活力。相位敏感的编码和传输技术被认为是下一代超高速大容量长距离光纤通信系统的主要技术^[1-3]。由于光具有独特的偏振态效应,偏振复用的光通信系统得到了广泛研究^[4-5]。随着DSP技术的快速发展,基于超高速偏振态复用的正交相移键控(PM-QPSK)相干光通信系统被相继报道^[6-12]。该技术结合了相干技术的相位信息提取以及光学自有的偏振态正交性来提升频谱利用率^[13-15]。在超高速PM-QPSK相干光通信系统中,线性传输损伤主要包括来自光纤的群速度色散(GVD)、偏振模色散(PMD)、激光器的频率偏移和相位随机噪声^[16,17]。对偏振解复用的损伤恢复、PMD的补偿,在DSP中广泛采用恒模算法(CMA)来

收稿日期:2018-12-20。

基金项目:国家重大科学仪器设备开发专项(2014YQ510403)资助。

作者简介:钟昆(1986-),男,四川仁寿人,博士,助理研究员。分别于2008年和2014年获得北京邮电大学通信工程学士、电子科学与技术专业工学博士学位。参与2项国家重大科学仪器设备开发专项,分别是《激光共焦布里渊光谱成像方法与技术研究》和《超高速光通信矢量信号解调研究》。主要从事光纤通信和光谱分析等研究。



*通信作者:杨怀栋(E-mail: yanghd@mail.tsinghua.edu.cn)。

实现^[18-20]。然而以往的工作都未细致地研究 CMA 解调性能, 以及光纤色散、激光器残余频偏和相噪对 CMA 的影响。CMA 的解调性能依赖于 DSP 中的色散补偿以及激光器残余频偏和随机相位补偿, 因此有必要找出 CMA 解复用补偿和其它补偿间的关系, 即获得在常用解调算法下, 系统光纤残余色散和激光器残余频率偏移、相噪等参数指标的取值限制。

本文将 CMA 实现的 PMD 补偿及偏振复用解调, 分别与色散、频偏和随机相位噪声(来源于激光器线宽)相结合, 找出在特定的误差矢量幅度(EVM)、误码率(BER)等指标要求下, DSP 所需达到的最低定量指标要求或劣化补偿性能边界要求, 即定量分析通用 CMA 的边界局限性, 从而获得对 PM-QPSK 相干光纤通信系统更为全面的参数指标掌控。

1 仿真系统及数值计算方法

本文仿真采用的 112G PM-QPSK 相干光通信系统仿真平台如图 1 所示^[1]。在发射机部分, 激光器输出波长为 1550nm 的激光光源, 频偏和相噪在合理区间内任意可调。信号发生器输出 28GHz 非归零码(NRZ)伪随机微波信号作为偏振复用-同向正交 (PM-IQ) 调制器的调制信号。初始调制信号通过分束器和延迟单元分成 4 路不同的信号, 模拟信号比特串并变换, 分别形成 X 和 Y 偏振支路的 I/Q 支路调制信号。4 路并行的调制信号通过 PM-IQ 调制器调制在光载波上, 输出端形成 112GHz PM-QPSK 光信号。此光信号发射进入光纤通信信道进行信号传输。光纤信道传输部分由一段 200km 的微弱双折射单模光纤和掺铒光纤放大器(EDFA)组成。在接收机部分, 接收到的偏振复用信号先通过 112G PM-QPSK 解调器与本地振荡器(LO)

相干解调得到 4 路原始模拟光电流。4 路模拟光电流分别通过 4 个模数转换器(ADC)将模拟信号转换为 32bit/Symbol 数字信号, 并最终送入计算机进行后期数字信号处理。

在接收机的 DSP 处理部分, 经过重采样为 1bit/Symbol 或 2bit/Symbol 的数字信号需进行 4 项线性补偿: GVD 补偿、PMD 补偿、载波频偏补偿和随机相位噪声补偿(由于补偿一般不会 100% 完全补偿, 不可避免地会留下残余噪声, 分别为残余色散噪声、残余频偏和相噪)。GVD 和 PMD 是由光纤信道引起的; 频偏和随机相位是由激光器与 LO 的频差及自身相噪引起的。PMD 补偿通常由 CMA 实现, CMA 通过跟踪光纤信道 PMD 动态变化, 使数字信号采样点尽可能自适应收敛于 QPSK 星座图的理想信号点上, 从而达到补偿 PMD 造成的信道内和信道间码间干扰的效果。

CMA 作为一种盲均衡自适应滤波器算法, 可自适应跟踪 PMD 导致的光纤传输信道不断变化, 无需任何训练序列来纠正多径效应导致的码间干扰。在 PM-QPSK 相干光通信系统中, X 偏振分量和 Y 偏振分量需通过蝶形滤波器(如图 2 所示)实现 CMA 的输入输出和权矢量更新^[8]。其中, $x(n)$ 、 $y(n)$ 和 $w(n)$ 分别为实施 CMA 滤波功能的输入、输出矢量信号以及滤波器抽头矢量。 $w(n)$ 滤波器的更新迭代公式为:

$$w(n+1) = w(n) - \mu x(n)e(n) \quad (1)$$

其中, μ 为 CMA 步长系数, $e(n)$ 为估计误差矢量信号, 其表达式为:

$$e(n) = y^*(n) [|y(n)|^2 - 1] \quad (2)$$

其中, $x_1(n)$ 、 $y_1(n)$ 与 $x_2(n)$ 、 $y_2(n)$ 分别为 X、Y 偏振支路在滤波器的输入和输出矢量信号(其中下标 1 对应 X 偏振支路, 2 对应 Y 偏振支路); $e_i(n)$ ($i=1, 2$) 分别为

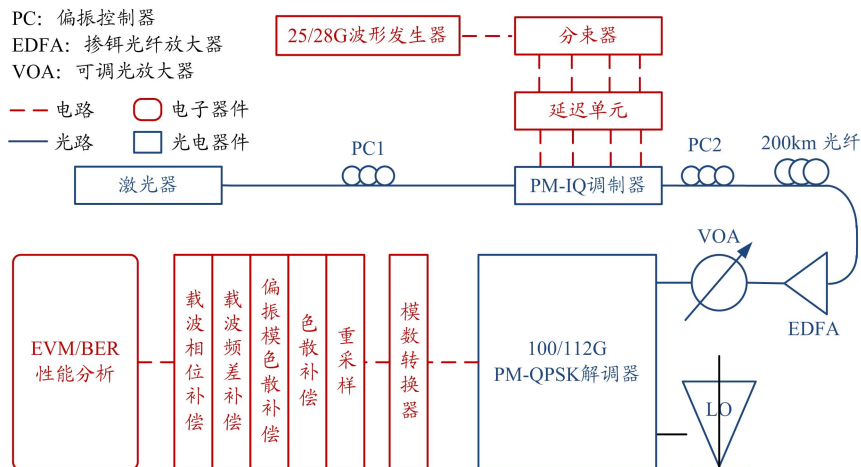


图 1 112G PM-QPSK 相干光通信系统的仿真平台

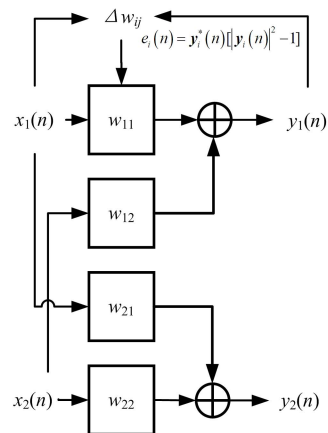


图 2 蝶形滤波器

X、Y 偏振支路的估计误差矢量信号; w_{11} 、 w_{12} 、 w_{21} 和 w_{22} 则为滤波器抽头权向量。

在实际的 DSP 中,CMA 的补偿效果通常与前端的色散补偿和后端的频偏、相噪补偿相关联。本文由此提出了一种 CMA 解调性能分析方法,力求找出以通用 CMA 和 EVM、BER 性能指标为基础的 PMD 线性补偿与残余色散、激光器残余频偏和相噪之间的动态关系。本文采用在发射端直接赋值来模拟和量化 DSP 补偿过后的 3 种残余噪声,例如残余色散取 $0.1\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}$,则表示光纤长度 $L=100\text{km}$ 时,接收端的残余色散为 10ps/nm 。

2 仿真结果和讨论

2.1 CMA 与采样点数

仿真系统的参数设置为:总的符号数和 PMD 系数分别设置为 2^{11} 和 $0.1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$ 。光纤总长度设置为 200km ,跨度数为 1。设置色散系数(包括色散斜率)、残余频偏和相噪均为 0,不考虑系统光信噪比值。当未采用 CMA 时,X 和 Y 偏振支路的平均 EVM 为 57.72% ,平均 BER 为 11.69×10^{-2} 。

CMA 步长系数 μ 是 CMA 优化的关键步骤^[22,23],当采用 CMA 时,在不考虑光纤非线性 and 偏振依赖损

耗(PDL)的情形下,首先调整 μ 区间范围从 $0.001\sim 0.08$,以寻找 μ 的最优值。然后,计算采样点数 $S=1$ 或 $S=2$ 的算法解调性能,得到的结果分别如表 1 和表 2 所示。在 $S=1$ 的情况下,抽头数 $n=5$ 时 EVM 的改善率最佳,为 80.86% ;在抽头数 $n=3$ 时 BER 的改善率最佳,为 98.33% 。在 $S=2$ 的情况下,在抽头数 $n=9$ 时,EVM 的改善率最佳,为 84.54% ;在 $n=5$ 或 7 时,BER 改善率最佳,为 99.38% 。比较表 2 和表 1 可知,采样点数 $S=2$ 时,CMA 对 EVM 和 BER 的改善基本都大于 $S=1$,符合奈奎斯特定理。但是滤波器抽头数的提高会增加算法的复杂度。

2.2 色散边界与残余频偏和相噪

为了更深入地了解 CMA 解调性能,我们分别研究了 $EVM=10\%$ 和 $BER=0.1\times 10^{-2}$ 时,随着残余频偏和相噪的变化,色散补偿边界值的变化情况。光纤长度值与 PMD 系数值依然取 200km 和 $0.1\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$,CMA 采用抽头数 $N=5$ 、抽样点数 $S=2$ 。在 $EVM=10\%$ 的边界条件下,随着残余频偏和相噪的变化,色散补偿的边界值变化如图 3(a)和图 3(b)所示。从图中分析可知,在残余频偏较小时,色散补偿的边界值变化也较小;在残余频偏较大时,色散补偿的边界值也变化较大。而对于残余相噪,在其约等于 0.11MHz 时,色散补偿

表 1 $S=1$ 时,CMA 在不同抽头数下的最优步长系数和 EVM/BER 改善率

抽头数	EVM(%)	最优步长系数	跨度数	EVM 改善率(%)	抽头数	BER($\times 10^{-2}$)	最优步长系数	跨度数	BER 改善率(%)
3	20.89	0.037~0.041	0.005	63.81	3	0.195	0.022~0.045	0.024	98.33
5	11.05	0.033~0.034	0.002	80.86	5	0.244	0.023~0.024/0.041~0.042	0.004	97.91
7	11.18	0.022	0.001	80.63	7	0.317	0.012~0.014	0.003	97.29
9	12.75	0.017	0.001	77.91	9	0.439	0.010~0.012	0.003	96.24
11	13.87	0.015	0.001	75.97	11	0.585	0.009~0.010/0.012	0.003	95.00

表 2 $S=2$ 时,CMA 在不同抽头数下的最优步长系数和 EVM/BER 改善率

抽头数	EVM(%)	最优步长系数	跨度数	EVM 改善率(%)	抽头数	BER($\times 10^{-2}$)	最优步长系数	跨度数	BER 改善率(%)
3	13.29	0.067~0.069	0.003	76.98	3	0.098	0.024~0.047	0.024	99.16
5	13.82	0.031~0.033	0.003	76.06	5	0.073	0.030~0.049	0.020	99.38
7	9.891	0.028	0.001	82.86	7	0.073	0.035~0.037	0.003	99.38
9	8.924	0.022	0.001	84.54	9	0.098	0.030	0.001	99.16
11	9.033	0.017	0.001	84.35	11	0.171	0.016~0.020	0.003	98.54

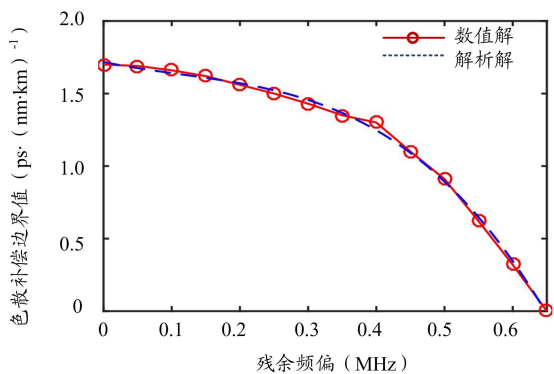
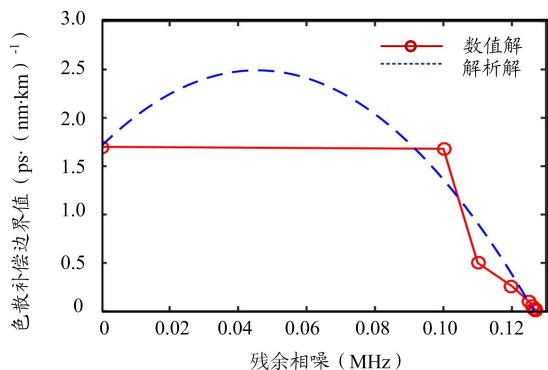
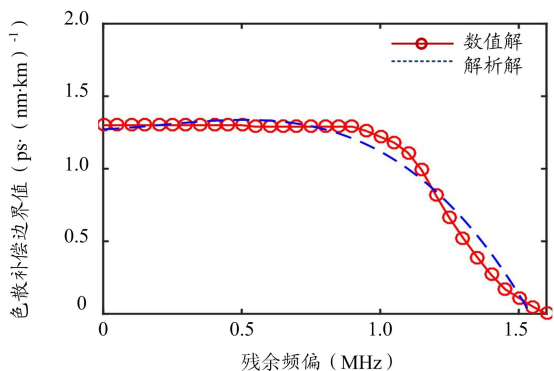
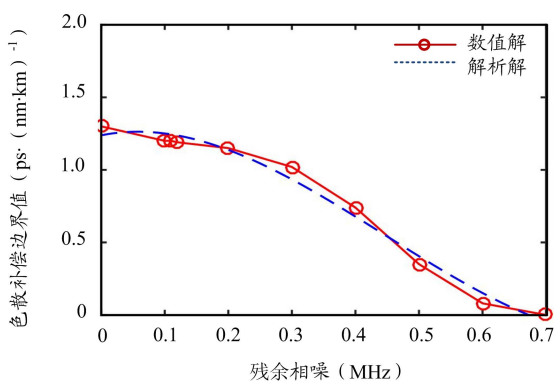
(a) $EVM=10\%$ 时, 残余频偏与色散补偿边界的关系(b) $EVM=10\%$ 时, 残余相噪与色散补偿边界的关系(c) $BER=0.1 \times 10^{-2}$ 时, 残余频偏与色散补偿边界的关系(d) $BER=0.1 \times 10^{-2}$ 时, 残余相噪与色散补偿边界的关系

图3 在不同边界条件下, 残余频偏和相噪与色散补偿边界的关系

边界值有陡峭的下降。可以把残余相噪等于 0.11MHz 看做是阈值, 即残余相噪大于 0.11MHz 时, 色散补偿边界值迅速地减小至 $0.3\text{ps} \cdot (\text{nm} \cdot \text{km})^{-1}$ 左右甚至更小, 变化率为 82.14% 。在 $BER=0.1 \times 10^{-2}$ 的边界条件下, 随着残余频偏和相噪的变化, 色散补偿边界值的变化情况如图 3(c) 和图 3(d) 所示。由图 3(c) 可知, 在边界条件为 $BER=0.1 \times 10^{-2}$ 时, 色散补偿边界值在残余频偏小于 1MHz 时几乎保持稳定, 在残余频偏大于 1MHz 后也呈现出阈值下降趋势, 但比图 3(b) 要平缓一些。而图 3(d) 则显示出近似线性下降的趋势, 表明在 BER 作为边界条件时, 残余相噪对于色散补偿边界值的影响在整个区间范围近似相等。总体而言, 图 3(b) 和图 3(c) 的数值解都表现出了较强的阈值特性。这可能是残余相位噪声 ($EVM=10\%$) 和残余频偏 ($BER=0.1 \times 10^{-2}$) 与色散噪声相互影响的关系。

当频偏和相噪都有残余时, 色散补偿的边界值如表 3 和表 4 所示。其中“-”符号表明, 当残余频偏和相

表3 残余频偏和相噪的联合效应对色散补偿边界值的影响 ($EVM=10\%$)

频偏值 (MHz)	色散补偿边界值			
	相噪为 0MHz	相噪为 0.10MHz	相噪为 0.11MHz	相噪为 0.12MHz
0	1.70	0.68	0.50	0.26
0.1	1.66	0.30	0	—
0.2	1.56	—	—	—
0.3	1.43	—	—	—
0.4	1.30	—	—	—
0.5	0.91	—	—	—
0.6	0.32	—	—	—

表4 残余频偏和相噪的联合效应对色散补偿边界值的影响 ($BER=0.1 \times 10^{-2}$)

频偏值 (MHz)	色散补偿边界值			
	相噪为 0.3MHz	相噪为 0.4MHz	相噪为 0.5MHz	相噪为 0.6MHz
0	1.02	0.74	0.35	0.08
0.1	0.95	0.49	0.14	—
0.2	0.72	0.27	0.01	—
0.3	0.46	0.09	—	—
0.4	0.22	—	—	—
0.5	0.08	—	—	—
0.6	—	—	—	—

噪取对应值时,色散补偿边界值即便取 0 也无法达到 $EVM=10\%$ 或 $BER=0.1\times 10^{-2}$ 的要求。从表 3 和表 4 可以看出,当残余频偏或相噪增大时,色散补偿边界呈下降的趋势,出现该现象是因为这 3 种噪声具有类似线性的叠加关系。

2.3 3 种残余噪声星座图

为了研究上述 3 种噪声导致 CMA 失效的原因,我们给出了 3 种噪声处于补偿边界值时的星座图,如图 4 所示。可以看出,3 种噪声都会导致 CMA 补偿后的星座图旋转。其中色散补偿(图 4(a))还基本保持了弥散点在 4 个中心点聚集,这可能是因为色散和 PMD 效应有相似处,对两者的联合补偿可近似等效对 PMD 的单独补偿,所以星座点较为聚集。而频偏补偿(图 4(b))的星座点在中心点附近以圆弧的方式弥散开,且每段圆弧的两端弥散点有加剧的倾向,这可能是因为频差始终保持在中心频率附近,所以两边的点相对较均衡。噪声补偿(图 4(c))和频偏补偿类似,其星座点在中心点附近以圆弧方式弥散开,但是每段圆弧两端弥散点逐渐减小,这可能与相位噪声在线宽范围内的分布有关。

2.4 CMA 参数与残余噪声

由于抽头数和最佳步长系数严重影响着 CMA 的解调性能,所以讨论色散、频偏和相噪噪声对这 2 种参数的影响具有重要的意义。表 5、表 6 和表 7 分别为残余色散值、频偏和相噪与抽头数、步长数的关系。从表 5 分析可得,随着残余色散的增加,与 EVM 相关的 CMA 滤波器抽头数呈下降趋势,而与 BER 相关的 CMA 滤波器抽头数呈上升趋势。当残余色散在区间 $[1.1, 1.5]\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}$ 时,无论是与 EVM 还是 BER 相关,其 CMA 滤波器最佳抽头数都为 7。对于最佳步长系数 μ 值,随着残余色散的增加,与 EVM 相关的 μ 呈

表 5 残余色散值(单位为 $\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}$)与 CMA 最佳抽头数、步长数之间的关系换算表(同时考虑 EVM 和 BER)

残余色散	与 EVM 相关的最佳抽头数	与 EVM 相关的最优步长系数	与 BER 相关的最佳抽头数	与 BER 相关的最优步长系数
0	9	0.021	3	0.002~0.057
0.1	9	0.021	3	0.004~0.056
0.2	9	0.021	3	0.006~0.053
0.3	9	0.021	3	0.006~0.053
0.4	9	0.020	3	0.013~0.043
0.5	7	0.023~0.024	3	0.015~0.038
0.6	7	0.023~0.024	3	0.017~0.034
0.7	7	0.023	3	0.020~0.029
0.8	7	0.024	3	0.023~0.025
0.9	7	0.024	5	0.008~0.018
1.0	7	0.024	7	0.022~0.030
1.1	7	0.024	7	0.024~0.029
1.2	7	0.026	7	0.026
1.3	7	0.023	7	0.014~0.026/ 0.029
1.4	7	0.023	7	0.016~0.025
1.5	7	0.023~0.024	7	0.018
1.6	7	0.023	—	—
1.7	7	0.024	—	—
1.8	7	0.025	—	—
1.9	7	0.025	—	—

表 6 残余频偏值与 CMA 最佳抽头数、步长数之间的关系换算表(只考虑 BER)

残余频偏(MHz)	CMA 最佳抽头数	CMA 步长数 μ
1.3	7	0.001~0.04
1.4	5	0.002~0.04
1.5	9	0.001~0.029
1.6	5	0.048

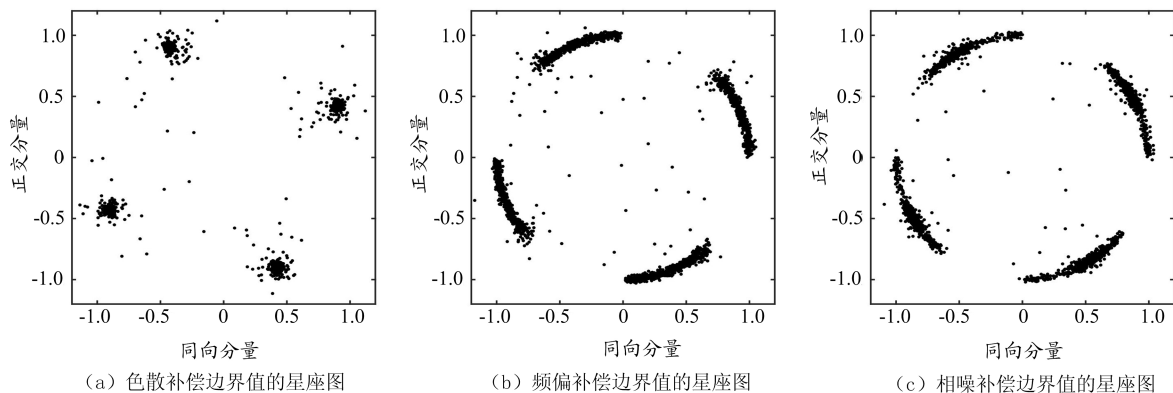


图 4 分别处于色散补偿、频偏和相噪边界值的星座图

表 7 残余相噪与最佳抽头数、
最优步长系数的关系换算(只考虑 BER)

残余相噪(MHz)	CMA 最佳抽头数	CMA 步长数 μ
0.1	3	0.003~0.057
0.2	3	0.004~0.057
0.3	3	0.004~0.057
0.4	3	0.005~0.057
0.5	5/7	0.005~0.037/0.004~0.036
0.6	9	0.004~0.007/0.015~0.021

现上升趋势, 而与 BER 相关的 μ 呈现区间越来越窄的趋势。

当残余频偏小于等于 0.6MHz 时, 与 EVM 相关的 CMA 最佳抽头数为 9, 此时最优步长系数为 0.021。当残余频偏大于 0.6MHz 时, CMA 的输出信号 EVM 始终大于 10%。所以大于 0.6MHz 时, 我们只考虑与 BER 相关的 CMA 最佳抽头数和最优步长数。当频偏大于 0.6MHz 且小于等于 1.2MHz 时, CMA 的最佳抽头数为 3, 最优步长系数为 0.002~0.057。当残余频偏区间为 [1.3, 1.6] 时, 与 BER 相关的最佳抽头数和最优步长系数如表 6 所示。当残余频偏大于等于 1.7MHz 时, 无论抽头数和步长系数取何值, BER 都将大于 0.1%。

关于残余相噪对 CMA 抽头数和步长系数的影响, 首先考虑与 EVM 相关的情形。由于残余相噪等于 0.2 时, EVM 大于 10%, 所以只需考虑残余相噪等于 0.1 的情况。当残余相噪等于 0.1MHz 时, CMA 的最佳抽头数为 9, 最优步长系数为 0.021。只考虑 BER 时, 以 $BER=0.1\%$ 为边界的残余相噪与最佳抽头数、最优

步长系数的关系换算如表 7 所示。随着残余相噪值的增加, 最佳抽头数也随之增加, 且最优步长系数的区间范围随着变窄。

2.5 光纤长度与补偿边界值

本文进一步研究边界值与光纤传输长度 L 、光纤跨段数 N 之间的关系。以 $BER=0.1\times 10^{-2}$ 为界限, 光纤长度 L 分别与色散、频偏和相噪 3 者的补偿边界值之间的仿真关系如图 5(a)、图 5(b) 和图 5(c) 的实线所示。随着光纤长度 L 的增加, 色散补偿、频率偏移以及相位噪声的补偿边界值总体呈下降趋势。通过对光纤长度 L 与色散补偿边界值进行的解析解分析, 发现两者总体上呈现指数函数关系。为了评价色散补偿边界的数值解与解析解拟合程度, 我们算出两者的均方根误差(RMSE)为 $1.3960\text{ps}\cdot(\text{nm}\cdot\text{km})^{-1}$, 表明解析解较好地拟合了数值仿真解。

而随着光纤长度 L 的增加, 如图 5(b) 和图 5(c) 实线的数值解所示, 光纤长度 L 与频偏和相噪边界的关系总体呈现下降趋势。但是由于数值解的波动很大, 尤其是 $L=70\text{km}$ 处(或许与 DSP 的取点精度有关), 所以不宜用线性的解析解来拟合数值仿真值。本文采用最小二乘法来拟合数值仿真解。图 5(b) 和图 5(c) 的虚线即光纤长度 L 与频偏、相噪的解析解关系。

我们计算得到频偏和相噪边界解析解和数值解的 RMSE 分别为 0.5577MHz 和 0.1887MHz, 用以评价这两者的拟合精密度。

2.6 光纤跨度数与补偿边界值

最后考虑光纤跨段数 N 对本系统 CMA 解调性能的影响。通过调节跨段数 N 、色散补偿、频偏偏移以及

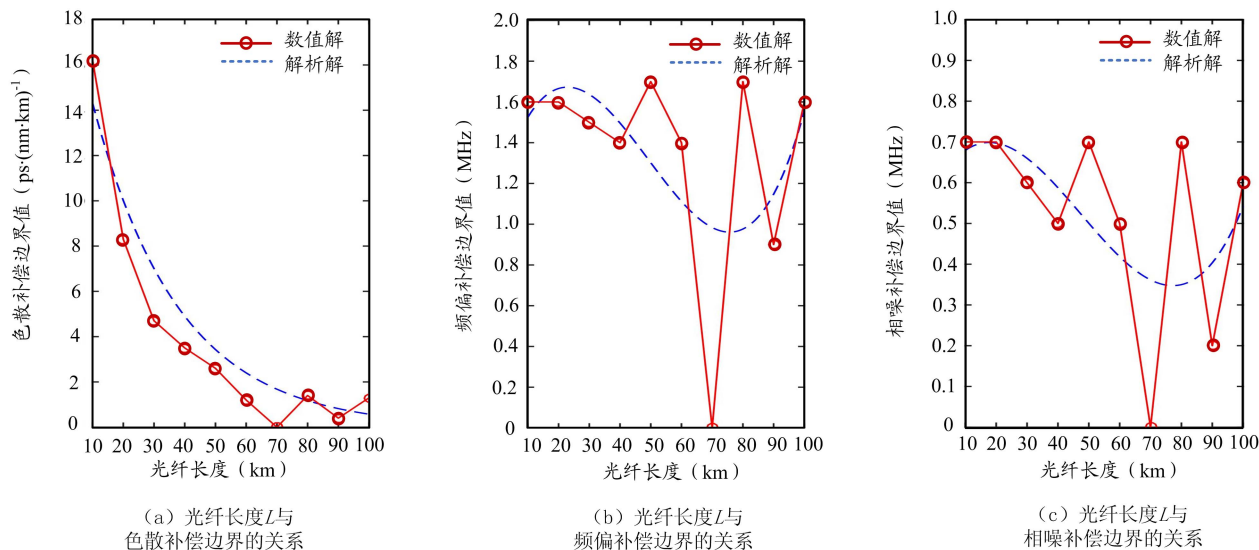


图 5 光纤长度 L 与色散、频偏和相噪补偿边界的关系

相位噪声值, 计算 CMA 补偿后的 EVM、BER 值。跨段数的每一段 N 取 100km, 当 $N=1$ 时, 色散、残余频偏和相噪 3 者的补偿边界值与光纤长度 $L=100\text{km}$ 的情况完全相同。当 $N=2$ 时, 色散补偿、频率偏移以及相位噪声即便取 0, 采用 CMA 后的 EVM 虽然从 70.60% 提高至 19.1% (此时最优 $\mu=0.046$), BER 从 31.05×10^{-2} 提高至 11.84×10^{-2} ($\mu=0.03$), 但无法达到 $\text{EVM}=10\%$ 或 $\text{BER}=0.1 \times 10^{-2}$ 的指标要求。表明此时色散补偿、频率偏移以及相位噪声的余量为 0, 通用 CMA 对跨段数 N 的补偿能力有限。

3 结束语

本文分别讨论超高速相干偏振复用光通信系统的 3 个参数 (光纤的色散和激光器的残余频率偏移、相噪) 对 CMA 解调性能的影响, 包括采样点数、色散补偿边界、残余频偏、相噪、3 种噪声星座图分析等。这些分析可判断在特定 BER、EVM 性能指标下, 系统的光纤残余色散、激光器残余频偏和相噪的补偿边界。研究了在系统 EVM、BER 分别为 10%、 0.1×10^{-2} 时的指标要求, 以及通用 CMA 步长系数最优的情形下, 残余频率偏移和相噪对色散补偿边界值的影响, 并给出了光纤的色散和激光器的残余频率偏移、相噪对 CMA 抽头数、最佳补偿系数的影响。随着光纤长度 L 的增加, 色散补偿、频率偏移和相位噪声的补偿边界值都呈现指数或线性下降趋势。从理论角度来说, 光纤链路的长度越长, 其累计的各种误差、噪声越大, 因此上述 3 个参量的补偿边界值呈现单调下降趋势。而 CMA 对跨度补偿能力有限。进一步的研究工作可在上述通用 CMA 研究的基础上, 寻找优化算法来提高 EVM 和 BER 性能指标。

参考文献:

- [1] 李唐军, 王目光, 张建勇, 等. 光纤通信原理[M]. 北京: 北京交通大学出版社, 2015.
- [2] 陶金晶. 高速相干光通信系统中关键技术的研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2014.
- [3] 易小刚. 数字相干 PM-QPSK 光传输系统中的非线性损伤与系统的性能估计[D]. 北京: 北京邮电大学, 2013.
- [4] 缪厚勋. 光纤通信系统中的偏振模色散补偿 [D]. 北京: 清华大学, 2004.
- [5] 易安林. 偏振复用光通信系统处理技术研究 [D]. 成都: 西南交通大学, 2013.
- [6] 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

1800km link[C]//Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), March 21–25, 2010, San Diego, USA. San Diego: 2010.

[7] ZHANG J, YU J, ZHU B, et al. Transmission of single-carrier 400G signals (515.2Gb/s) based on 128.8GBaud PDM QPSK over 10130 and 6078km terrestrial fiber links [J]. Optics Express, 2015, 23 (13), 16540–16545.

[8] XU T, LI J, JACOBSEN G, et al. Field trial over 820km installed SSMF and its potential Terab/s superchannel application with up to 57.5GBaud DP-QPSK transmission[J]. Optics Communications, 2015, 353: 133–138.

[9] XU C, GAO G, CHEN S, et al. Sub-symbol-rate sampling for PDM-QPSK signals in super-Nyquist WDM systems using quadrature poly-binary shaping[J]. Optics Express, 2016, 24(33): 26678–26686.

[10] LIU B, WU Z, FU S, et al. On-field measurement trial of $4 \times 128\text{Gbps}$ PDM-QPSK signals by linear optical sampling[J]. Optics Communications, 2016, 384: 36–40.

[11] ZHOU J, ZHENG G, WU J, et al. Constant Modulus Algorithm With Reduced Probability of Singularity Enabled by PDL Mitigation [J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(13): 2685–2694.

[12] 李超, 赵健, 王伟, 等. $4 \times 100\text{Gbit/s}$ 少模光纤长距离单模双向传输的实验研究[J]. 中国激光, 2017, 44(2): 0206001-1–0206001-6.

[13] KOGELNIK H, JOPSON R M, NELSON L E. Optical Fiber Telecommunications IV (Vol. B)[M]. San Diego: Academic Press, 2002: 725–861.

[14] DONG Z, YU J, JIA Z, et al. $7 \times 224\text{Gb/s/ch}$ Nyquist-WDM transmission over 1600km SMF-28 using PDM-CSRZ-QPSK modulation [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(13): 1157–1159.

[15] ANDREAS L, NORIAKI K, CHEN YK, et al. A real-time CMA-based 10Gb/s polarization demultiplexing coherent receiver implemented in an FPGA [C]//Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC), February 24–28, 2008, San Diego, USA. San Diego: 2008.

[16] 张惠忠, 董泽. 相干光通信中预均衡技术的激光器线宽容忍度[J]. 激光与光电子学进展, 2017, 54(3): 030605-1–030605-6.

[17] 杨尚君, 柯熙政. 相干光通信中载波频率稳定控制[J]. 激光与光电子学进展, 2018, 55(4): 040601-1–040601-7.

[18] NORIAKI K, ANDREAS L. Coherent Polarization-Division-Multiplexed QPSK receiver with fractionally spaced CMA for PMD compensation[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2009, 21(4): 203–205.

[19] ROUDAS I, VGENIS A, PETROU C S, et al. Optimal polarization demultiplexing for coherent optical communications systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(7): 1121–1134.

[20] JOHANNISSON P, SJÖDIN M, MAGNUS K, et al. Modified constant modulus algorithm for polarization-switched QPSK [J]. Optics Express, 2011, 19(8): 7734–7741.

[21] 崔小鹏. 偏振复用系统中解复用技术的研究 [D]. 吉林: 吉林大学, 2011.

[22] 李新. 相干检测中的 DSP 算法和仿真研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2012.

[23] 邸雪静, 童程, 张霞, 等. 高速相干光通信系统中的自适应步长恒模算法[J]. 光学学报, 2012, 32(10): 1006004-1–1006004-5.