

高线宽容忍度的高谱效 SSB-PAM-DD 方案

卢东旭¹, 周娴^{1,2}, 刘飞¹, 霍佳皓¹, 苑金辉¹, 隆克平¹

(1. 北京科技大学计算机与通信工程学院, 北京 100083; 2. 北京科技大学顺德研究生院, 广东 佛山 528300)

摘要: 针对低成本下的高色散 (CD) 稳健性单边带 (SSB) 直接检测 (DD), 对 3 种单边带脉冲幅度调制方案进行了分析, 其中在发射端加入下变频的方案可获得最大频谱利用率, 但恶化了系统对激光器线宽的容忍度。鉴于此, 根据单边带脉冲幅度调制信号的特性, 提出了一种包含相位损伤免疫均衡算法和改进盲相位补偿算法的数字信号处理方案。仿真结果表明, 针对 112 Gbit/s 的单边带脉冲幅度直接检测, 无论是背靠背还是传纤 80 km 场景, 在同一误码率阈值下改进方案可容忍线宽为 1 MHz, 而原始方案仅为 100 kHz, 实现了高谱效、高线宽容忍度的低成本单边带脉冲幅度调制信号传输。

关键词: 单边带; 脉冲幅度调制; 直接检测; 激光器线宽; 信号均衡; 相位补偿

中图分类号: TN913

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2022100

High spectral efficiency SSB-PAM-DD scheme with high linewidth tolerance

LU Dongxu¹, ZHOU Xian^{1,2}, LIU Fei¹, HUO Jiahao¹, YUAN Jinhui¹, LONG Keping¹

1. School of Computer and Communication Engineering, University of Science and Technology Beijing, Beijing 100083, China

2. Shunde Graduate School, University of Science and Technology Beijing, Foshan 528300, China

Abstract: For low-cost and high chromatic dispersion (CD) robustness single sideband (SSB) with direct detection (DD), three schemes of SSB with pulse amplitude modulation (PAM) were investigated. Among that, the highest spectral efficiency was achieved by the scheme of adding the frequency down-conversion at the transmitter. However, that scheme reduces the tolerance for laser linewidth. Hence, based on the character of the SSB-PAM signal, a DSP scheme was proposed, including a modified equalization algorithm with phase distortion immunity and blind phase search algorithm. The simulation results show that the modified scheme can tolerate 1 MHz linewidth for 112 Gbit/s SSB-PAM-DD, while the original scheme for SSB-PAM was only 100 kHz at the same bit error rate (BER) threshold. Therefore, the proposed scheme can achieve a high frequency efficiency, high linewidth tolerance, and low-cost SSB-PAM signaling transmission.

Keywords: single sideband, pulse amplitude modulation, direct detection, laser linewidth, signal equalization, phase compensation

收稿日期: 2021-09-15; 修回日期: 2021-12-14

通信作者: 周娴, zhouxian219@ustb.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2019YFB1803905); 国家自然科学基金资助项目 (No.61871030, No.62171022); 广东基础与应用基础研究基金资助项目 (No.2021B1515120057); 北京市自然科学基金资助项目 (No.4222009); 北京科技大学顺德研究生院科技创新基金资助项目 (No.BK19AF005)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2019YFB1803905), The National Natural Science Foundation of China (No.61871030, No.62171022), Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (No.2021B1515120057), Beijing Natural Science Foundation (No.4222009), The Scientific and Technological Innovation Foundation of Shunde Graduate School, USTB (No. BK19AF005)

0 引言

目前, 数据中心互连速率正在从 400 Gbit/s 向 800 Gbit/s 或 1.6 Tbit/s 演变^[1-3], 考虑到系统成本、复杂度、功耗等因素, 数据中心互连场景通常采用强度调制与直接检测 (IM-DD, intensity modulation and direct detection) 技术结合先进的信号调制格式, 如脉冲幅度调制 (PAM, pulse amplitude modulation)^[4]、离散多音 (DMT, discrete multi-tone) 频分复用调制^[5]、无载波幅度和相位 (CAP, carrier-less amplitude and phase) 调制^[6]等。针对数据中心间扩展跨距 (ER, extended range)、超长跨距 (ZR, zebest range) 及以上的传输场景, 通常考虑采用低损耗的 C 波段作为信号主要传输窗口, 但在 C 波段传输面临色散 (CD, chromatic dispersion) 导致的频率选择性功率衰落问题, 是新一代数据中心光互连模块限制速率与距离升级的主要限制因素。为了解决色散问题, 研究者在直接检测技术的基础上, 提出了单边带 (SSB, single sideband) 调制^[7-10]、色散预补偿 (CDPC, chromatic dispersion pre-compensation)^[11-12]等提高色散稳健性的数字信号处理 (DSP, digital signal processing) 方案, 相比于 CDPC, SSB 技术不需要光纤链路色散的先验信息, 可以实现更灵活的色散补偿。但 SSB 信号经过直接检测后会引入非线性的信号与信号间拍频干扰 (SSBI, signal-signal beat interference), 如何消除 SSBI 成为研究热点, 其中, 2016 年提出的 KK (Kramers-Kronig) 接收端可以直接从光电探测器 (PD, photo-detector) 接收的强度信息恢复相位信息, 得到了广泛关注^[13-14]。

近年来, SSB 技术结合先进的调制格式是研究的重点, 其中 DSP 复杂度较低的 SSB-PAM 备受关注^[15-19]。基于直接检测接收技术产生 SSB-PAM 信号有以下 2 种常用方案。1) 载波辅助单驱马赫-曾德尔调制器 (MZM, Mach-Zehnder modulator) SSB-PAM 方案, 在发射端 Tx, PAM 电信号经过偏置在场调制中心点的单驱 MZM, 接着通过激光器线性映射到光域, 然后在信号频谱边缘用额外的激光器光源作为载波, 由此生成单边带信号^[15-16]。2) 直流偏置引入载波 SSB-PAM 方案, 在发射端通过 Hilbert 变换生成电 SSB-PAM 信号, 然后信号实部虚部分别进入 IQ 调制器或者双驱 MZM (DDMZM, dual-drive MZM), 这里载

波是通过控制调制器偏置产生的^[17-19]。从收发端要求的器件带宽上看, 上述 2 种方案的 Tx 带宽相同, 而第一种方案的接收端 Rx 带宽是第二种方案的 2 倍。但是 2 种方案仍然浪费了一半的 Tx 带宽。

为了进一步提高频谱效率和节省带宽成本, 可以在发射端进行 Hilbert 变换生成 SSB 电信号后加入下变频^[20], 这样发射端所需带宽仅为上述方案的一半, 该方案是目前频谱利用率最高的 SSB-PAM 方案。然而, 由于该方案的发射端基于 Hilbert 变换的 SSB-PAM 电信号对相位噪声十分敏感, 并且使用了 2 个独立的激光器, 进一步恶化了线宽容忍度, 需要在传统的接收端 DSP 中考虑加入相位补偿算法。近年来, 针对 SSB-PAM 的相位噪声问题报道了一些解决方案^[21-23]。本文基于上述高频谱效率发射端系统结构, 提出了一种包含改进相位损伤免疫均衡算法和盲相位补偿的 DSP 方案, 通过改进信号相位辅助最小均方 (SP-LMS, signal-phase aided least-mean-square) 算法保留均衡过程后的完整相位信息^[24], 然后对盲相位搜索 (BPS, blind phase search) 算法进行简化, 把对最小距离的判定方法由 2 个点在复平面的欧氏距离, 简化成信号实部之间的距离, 提出基于实部判决的 BPS (RPD-BPS, real part decided blind phase search) 算法。

本文主要的研究工作如下。

1) 总结了当前 3 种 SSB-PAM-DD 方案模型, 并从发射端器件类型及带宽、接收端器件类型及带宽和相位噪声容忍度方面做了详细分析比较。

2) 选取基于发射端下变频的高频谱效率的 SSB-PAM 结构, 针对其激光器引起的相位噪声问题, 提出包含改进均衡和相位补偿的 DSP 方案。首先, 分析了 SSB-PAM 信号和加入线宽后的星座图特点; 其次, 依次给出了改进 SP-LMS 和 RPD-BPS 的算法原理和分析。

3) 为了证明 DSP 方案的有效性, 搭建 112 Gbit/s SSB-PAM4 仿真系统, 通过对 2 种 DSP 方案在不同场景下的对比和分析, 最后给出结论。

1 SSB-PAM 方案模型

基于单 PD 直接检测的 3 种 SSB-PAM 方案如图 1 所示, 包含载波辅助单驱 MZM SSB-PAM 方案、直流偏置引入载波 SSB-PAM 方案和基于发

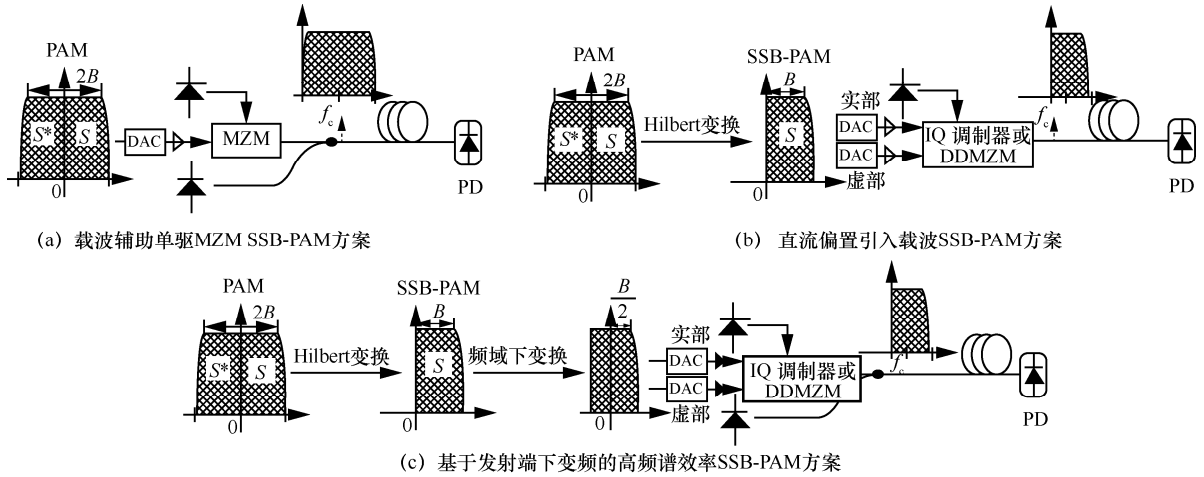


图 1 不同 SSB-PAM 方案示意

射端下变频的高频谱效率 SSB-PAM 方案，为方便分析，这一部分不考虑余弦滚降效应。

1.1 载波辅助单驱 MZM SSB-PAM 方案

载波辅助单驱 MZM SSB-PAM 方案^[15-16, 21-23]如图 1(a)所示。发射端生成电 PAM 实数信号 $S(t)$ (图 1 中 S^* 为 S 的共轭)，符号速率为 $2B$ ，经过一个单驱动 MZM，调制器偏置在中心点来抑制中心频率为 f_c 的载波，第二个激光器作为 SSB 信号的光载波，其中心频率为 $f_c - B$ ，则生成的光 SSB 信号 O_{SSB} 为

$$O_{SSB} = C \exp\left(j2\pi\left(f_c - \frac{B}{2}\right)t + j\phi_{l_2}\right) + S(t) \exp(j2\pi f_c t + j\phi_{l_1}) \quad (1)$$

其中， C 为光载波的幅度， ϕ_{l_1} 和 ϕ_{l_2} 分别为 2 个激光器引起的相位噪声，可以描述维纳随机过程^[25]为

$$\phi(t = nT_s) = \sum_{i=1}^N \Delta\phi_i \quad (2)$$

其中， T_s 为符号周期， $\Delta\phi_i$ 为相邻相位差，服从均值为 0、方差为 σ^2 的高斯分布。这里，方差 σ^2 与线宽 $\Delta\nu$ 的关系可以表示为 $\sigma^2 = 2\pi T_s \Delta\nu$ 。在该方案中，Tx 带宽限制为 B ，接收端为 $2B$ ，优点在于发射端只需要一条输入数据路径，即只需要单个数模转换器 (DAC, digital-to-analog converter) 和电放大器。缺点在于采用 2 个独立的激光器，增加了系统成本，并且需要考虑线宽引起的相位噪声的影响。针对这种场景已报道了一些相位噪声抑制算法，如基于导频的相位噪声去除^[21]、数字载波再生 (DCR, digital carrier regeneration)^[22] 和相位预补偿 (PPC, phase

pre-compensation)^[23]。但是，由于此方案的接收端带宽太大且 DSP 复杂，增加了系统成本和算法开销。

1.2 直流偏置引入载波 SSB-PAM 方案

直流偏置引入载波 SSB-PAM 方案^[17-19]如图 1(b)所示。在发射端 PAM 符号映射之后，采用 Hilbert 变换生成 SSB 信号，然后实部和虚部分别输入 IQ 调制器或 DDMZM，通过控制调制器的直流偏置点产生光载波。Hilbert 变换表示为 $S(t) + jH[S(t)]$ ，则生成的光 SSB 信号为

$$O_{SSB} = C_{bias} \exp(j2\pi f_c t + j\phi_l) + (S(t) + jH[S(t)]) \exp\left(j2\pi\left(f_c + \frac{B}{2}\right)t + j\phi_l\right) \quad (3)$$

其中， C_{bias} 为直流偏置引入载波的幅度， ϕ_l 为线宽引起的相位噪声， $H[\cdot]$ 为 Hilbert 运算。在 PD 检测后信号与载波的相位噪声会相互抵消^[17-18]，因此，该方案没有考虑相位噪声补偿算法。但由于发射端是基带电 SSB 信号，会浪费光电器件的一半带宽。此外，通过直流偏置引入载波，会引入调制非线性，从而影响系统性能^[26]。

1.3 基于发射端下变频的高频谱效率 SSB-PAM 方案

为了进一步提高发射端频谱效率，该方案在 Hilbert 变换产生 SSB-PAM 电信号后，进行 $\frac{B}{2}$ 的频域下变换，这样 Tx 带宽将会减半变为 $\frac{B}{2}$ ，经过 IQ 调制器或 DDMZM，这里需要额外的激光器作为 SSB 信号的光载波，如图 1(c)所示，光调制后的 SSB 信号为

表 1 3 种 SSB-PAM 方案对比

方案	发射端				接收端		是否受相位噪声影响
	调制器	激光器数量/个	带宽	调制非线性	PD 数量/个	带宽	
载波辅助单驱 MZM SSB-PAM 方案	单驱 MZM (偏置 null 点)	2	B	否	1	$2B$ 或 $>B^{[21]}$	是
直流偏置引入载波 SSB-PAM 方案	IQ 调制器或 DDMZM (偏置引入载波)	1	B	是	1	B	否
基于发射端下变频的高频谱效率 SSB-PAM 方案	IQ 调制器或 DDMZM (偏置 null 点)	2	$\frac{B}{2}$	否	1	B	是

$$O_{SSB} = C \exp\left(j2\pi\left(f_c - \frac{B}{2}\right)t + j\phi_{l2}\right) + (S(t) + jH[S(t)])\exp(j2\pi f_c t + j\phi_{l1}) \quad (4)$$

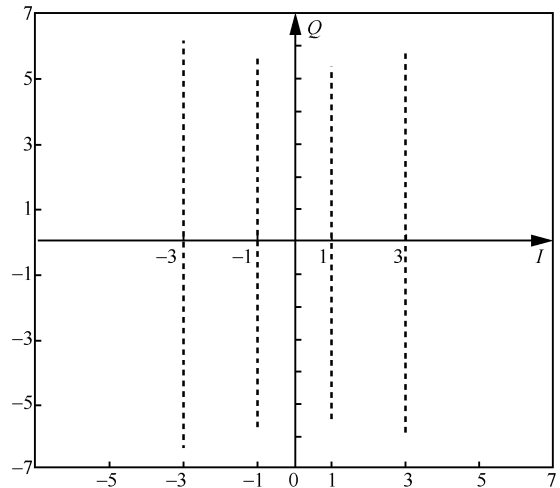
该方案基于发射端下变频，发射端带宽仅为 PAM 符号速率的 $\frac{1}{4}$ ，是目前频谱效率最高、发射端带宽最小的 SSB-PAM 方案。但是，由于其同第一种 SSB-PAM 方案一样，使用了 2 个独立激光器，对相位噪声更加敏感，因此在接收端需要考虑相位噪声补偿算法。

本文对 3 种 SSB-PAM 方案从收发端器件、带宽以及相位噪声影响进行了比较，如表 1 所示，其中，null 点为调制器场调制模式下的中心点，PAM 信号带宽为 $2B$ 。可以看出，第三种方案的发射端带宽最小，接收端带宽与第二种方案相同，综合考虑其系统成本最小。下面考虑该方案下的相位噪声补偿算法。

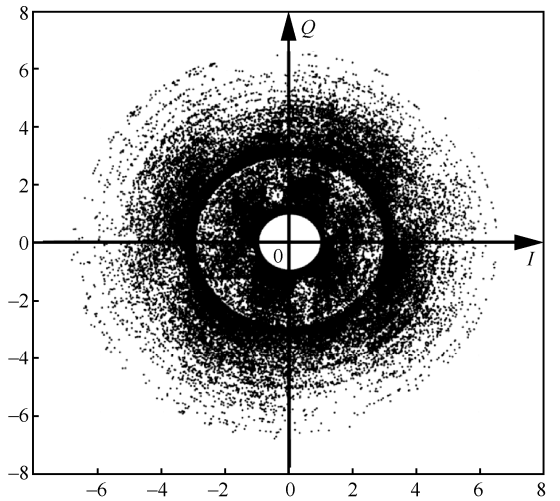
2 SSB-PAM4 相位补偿 DSP 方案

2.1 基于 Hilbert 变换的单边带 PAM 信号

图 2 展示了基于 Hilbert 变换产生 SSB-PAM4 信号的星座图特性。可以从复平面上看到，SSB-PAM4 信号的星座图相当于对 PAM4 信号进行 $\frac{\pi}{2}$ 的相位旋转，由 4 条横线（实数信号）变成 4 条竖线（复数信号），即信号的实部不变，虚部会无规则地均匀分布，如图 2(a) 所示。当 SSB-PAM4 信号受到线宽引入的相位噪声影响时，所有符号将围绕原点旋转，如图 2(b) 中加入 1 MHz 线宽后，SSB-PAM4 信号星座图变得混乱且无规律，传统的均衡和相位恢复算法将无法适用。下面根据 SSB-PAM4 星座图的特点，将均衡和相位补偿 2 个方面结合起来去补偿由激光器线宽引起的相位损伤。



(a) Hilbert 变换后 SSB-PAM4 信号星座图



(b) 加入 1 MHz 线宽后，SSB-PAM4 信号星座图

图 2 基于 Hilbert 变换产生 SSB-PAM4 信号的星座图特性

2.2 改进 SP-LMS 算法

在均衡部分，为了保留包含线宽噪声在内的相位信息，参考 SP-LMS^[24]，其主要思想是将均衡算法输出信号的相位提取出来加到参考信号 d_{ref} 中，这样可以避免均衡算法对相位造成的影响，而对于 SSB-PAM 方案，均衡的参考信号需要替换为 SSB

信号。此外，由于均衡输出的相位包含 SSB 信号相位和线宽相位噪声两部分，为了避免重复计算，需要将提取的相位加到参考信号的幅值上，改进 SP-LMS 的算法原理如图 3 所示。从图 3 中可以得到误差函数为

$$\varepsilon = |d_{\text{ref}}| \exp(j\phi) - x_{\text{out}}, \phi = \arg(x_{\text{out}}) \quad (5)$$

其中， x_{out} 表示均衡输出， ϕ 表示均衡输入的相位， $\arg(\cdot)$ 表示提取相位。由此可以更新抽头系数 h ，即 $h = h + \mu \varepsilon x_{\text{in}}^*$ ， μ 为步长因子， x_{in}^* 为输入信号的共轭。通过改进 SP-LMS，可以保留均衡之后信号的相位信息，下一步考虑相位补偿。

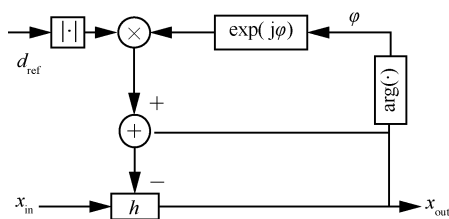


图 3 改进 SP-LMS 算法原理

2.3 基于实部最小距离判决的简化 BPS 算法

相位补偿通常考虑 BPS 算法，其思想是先由测试相位构成测试信号再进行判决，判断使测试信号与判决信号距离最小的相位即需要补偿的相位。对于 SSB-PAM4 信号，星座图是经 $\frac{\pi}{2}$ 相位旋转的 4 条竖线，由于信号虚部的分布不规则，考虑简化最小距离的判决方式，只需要判决信号和测试信号的实部距离最小即可，这种改进的算法称为基于实部判决的 BPS 算法，简称为 RPD-BPS 算法，原理如图 4 所示。

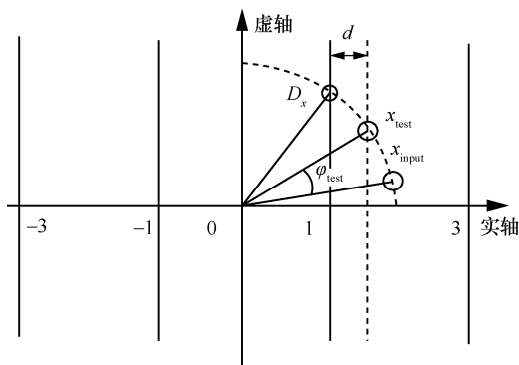


图 4 RPD-BPS 算法原理

图 4 中，输入信号 x_{input} 经过测试相位 ϕ_{test} 的旋转得到测试信号 x_{test} ，即 $x_{\text{test}} = x_{\text{input}} \exp(j\phi_{\text{test}})$ ， D_x 为判决后信号，则判决信号与测试信号实部之间的距

离 d 的最小值可以表示为

$$\min(d) = |\text{real}(x_{\text{test}}) - \text{real}(D_x)| \quad (6)$$

其中， $\text{real}(\cdot)$ 表示取实部，使实部距离最小的测试相位就是待补偿的相位噪声。此外，由于 SSB-PAM4 的信号星座图特性，跳变检测的范围也相应变为

$$\begin{cases} \varphi_k - \varphi_{k-1} > \frac{\pi}{2}, & \varphi_k = \varphi_k - \pi \\ \varphi_k - \varphi_{k-1} < \frac{\pi}{2}, & \varphi_k = \varphi_k + \pi \\ \varphi_k - \varphi_{k-1} \rightarrow \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right], & \varphi_k = \varphi_k \end{cases} \quad (7)$$

其中， φ_k 、 φ_{k-1} 分别表示第 k 个和第 $k-1$ 个输出的相位。综上，本节首先考察了 SSB-PAM4 星座图的特点，在此基础上采用改进的 SP-LMS 算法在均衡之后保留了信号的相位信息，然后用 RPD-BPS 算法将最小距离的判决简化为仅用实部判断，联合消除了 SSB-PAM4 信号相位噪声。

3 仿真系统与结果分析

3.1 仿真系统与系统参数

SSB-PAM4 仿真系统和算法流程如图 5 所示，系统速率为 112 Gbit/s，对应的 PAM4 符号速率为 56 GBaud。接收端分别采用了不考虑相位补偿的原始 DSP 方案^[15-19]和本文提出的改进 DSP 方案。

在发射端，首先将长度为 $2^{16}-1$ 的伪随机序列进行符号映射，经过上采样和脉冲成形，这里滚降因子为 0.01。接着，进行 Hilbert 变换和频域下变换，实部和虚部分别输入 IQ 调制器。然后，由 2 个激光器产生光载波辅助 SSB 信号，信号和载波两路分别加上偏振控制器，保证两路耦合在同一个偏振态上。光信号通过光纤链路传输、光放大器、光带通滤波器和 PD 直接检测后，接收端先对信号进行数字重采样，然后采用 KK 算法恢复信号场信息。下面使用 2 种 DSP 方案，第一种是不考虑相位噪声的原始 SSB-PAM 接收端 DSP 方案，直接对 KK 恢复的信号取实部得到实数 PAM4 信号，进行 LMS 均衡；第二种方案如前文所述，先后经过改进的 SP-LMS、RPD-BPS 和取实部。最后 2 种方案均在符号逆映射后，通过与原始数据比较计算误码率 (BER, bit error rate)。表 2 参考当前的商业器件规格给出了 SSB-PAM 主要仿真参数。

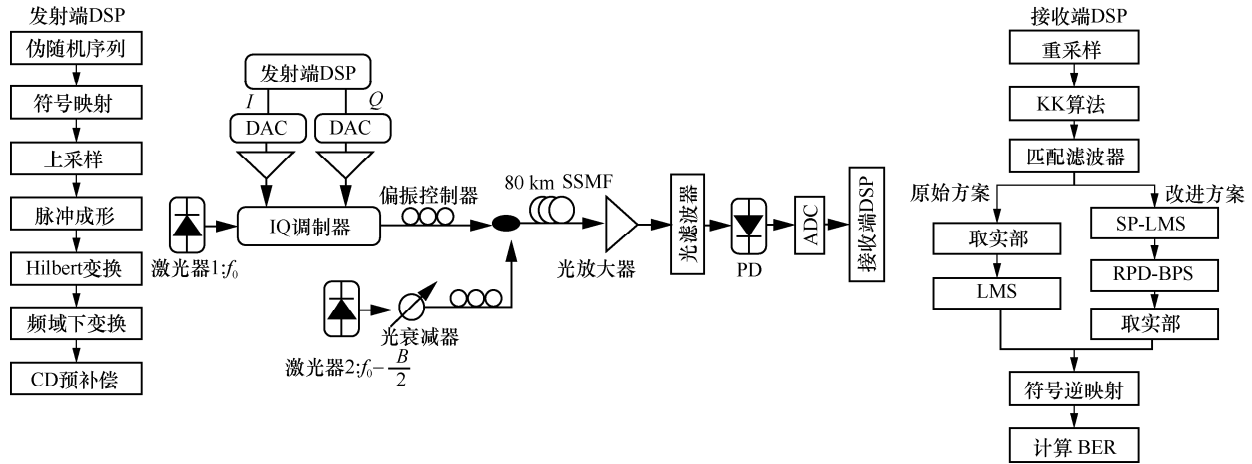


图 5 112 Gbit/s SSB-PAM4 仿真系统和算法流程

表 2 SSB-PAM 主要仿真参数

参数	值
系统速率/(Gbit·s ⁻¹)	112
DAC/ADC 有效比特位/bit	8
发射端/接收端带宽/GHz	12 / 25
IQ 调制器半波电压/V	3
色散系数/(ps·nm·km ⁻¹)	17
PD 响应率/(A·W ⁻¹)	0.65
PD 热噪声/(pA·Hz ^{1/2})	20
PD 暗电流/nA	10

3.2 仿真结果分析

本文实验考察了 SSB 关键参数，即载波信号功率比 (CSPR, carrier to signal power ratio) 对系统性能的影响，这里假定 2 个激光器的线宽相同，设置了 4 种不同的线宽，分别是 0、100 kHz、500 kHz、1 MHz。固定系统的光信噪比 (OSNR, optical signal to noise ratio) 为 31 dB，背靠背 (BtB, back-to-back) 场景不同线宽下原始方案和改进方案的 BER 与 CSPR 的关系如图 6 所示。可以看到，图 6 中所有曲线的 CSPR 均存在一个最优值，约为 8 dB，这是系统性能在 KK 算法满足最小相位条件和获取有效 OSNR 之间取得平衡的结果^[10]。从线宽角度来分析，注意到当线宽为 0 时，改进方案也小幅度优化了系统性能，原因是 KK 算法恢复信号产生相位误差，在原始方案中会进一步影响取实部和实数均衡，从而降低了系统性能；相对地，采用改进方案的 SP-LMS 均衡

时，KK 算法的相位误差可以保留下来，再经过 RPD-BPS 实现相位恢复。随着线宽不断增大，原始方案的系统性能明显恶化，而改进方案对线宽的容忍度显著提高，从图 6 中可以看到，即使线宽增大到 1 MHz，其最优值也可达到 7% FEC 的 BER 阈值，即 3.8×10^{-3} ，而原始方案的 BER 会恶化为 8×10^{-2} 。下文实验中 CSPR 值均设为 8 dB。

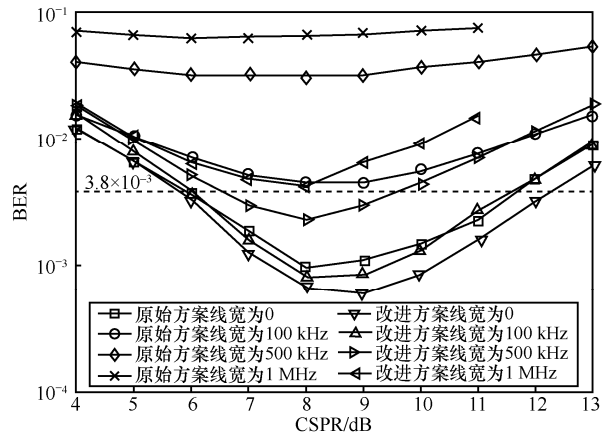


图 6 BtB 场景不同线宽下 BER 与 CSPR 关系

固定 2 种方案的步长因子均为 0.000 3，BtB 场景不同线宽下 BER 与均衡抽头数关系如图 7 所示。从图 7 可以看出，原始方案在线宽为 0、100 kHz 和 500 kHz 下达到 BER 收敛的最优抽头数分别为 55、51 和 51，而改进方案的最优抽头数值均为 35，明显少于原始方案，原因如下。在原始 SSB-PAM4 DSP 方案中，接收端经过 KK 算法恢复 SSB 信号的场信息之后，直接进行取实部运算恢复实数 PAM4 信号，再进行实数信号均衡，此时 SSB 信号携带的

相位噪声在取实部之后将转化为幅度噪声，缩小了信号调制电平之间的欧氏距离，使 ISI 容忍度缩小，需要一个更高的抽头数才能完成更精确的 ISI 补偿；然而，改进方案中接收端经过 KK 算法之后，采用改进 SP-LMS 进行均衡，该算法在均衡过程中将提取信号的相位作用到参考信号上，仅对 SSB 信号的幅值进行均衡，实现了均衡算法不受相位噪声的影响，从而避免了原始方案中相位噪声增加均衡码间干扰的问题。当线宽进一步增大时，由于线宽等相位信息被提取出来，因此 SP-LMS 的最优抽头数基本稳定在一个固定值，且均少于 LMS 的原始方案。

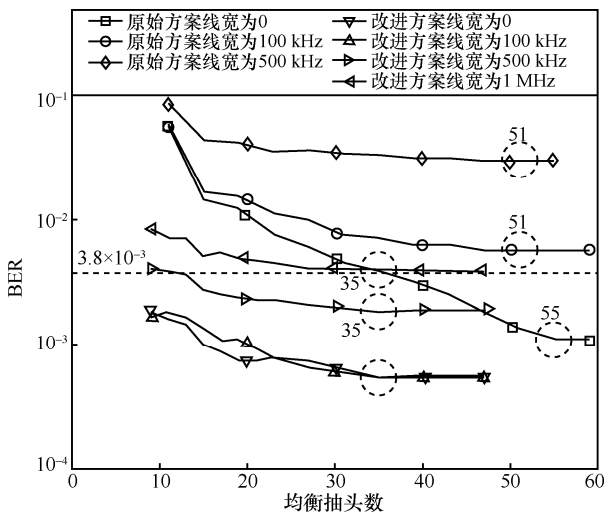


图 7 BtB 场景不同线宽下 BER 与均衡抽头数关系

在固定各自最优化 CSPR 和抽头数的前提下，本文考察了 BtB 场景不同线宽下 BER 与 OSNR 的关系，如图 8 所示。

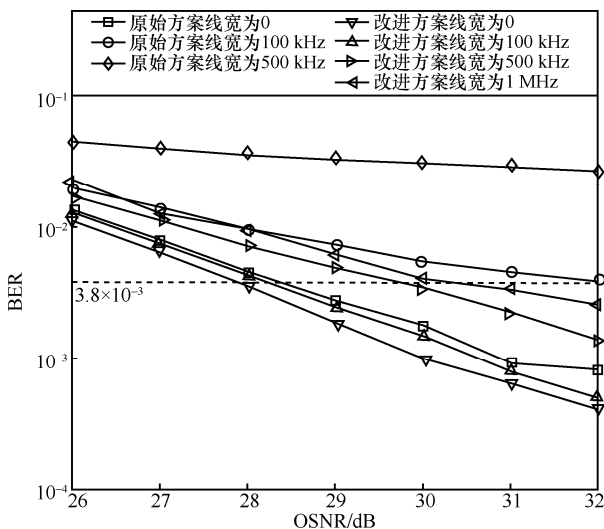


图 8 BtB 场景不同线宽下 BER 与 OSNR 关系

从图 8 中可以看出，在 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值上，原始方案在线宽为 0 和 100 kHz 的 OSNR 代价是 28.3 dB 和 32 dB，改进方案在 4 种线宽下的 OSNR 代价从小到大依次是 28 dB、28.3 dB、29.7 dB、30.3 dB。在无线宽场景下，改进方案略优于原始方案，OSNR 代价为 0.3 dB。当线宽增大到 100 kHz 时，代价增大到 3.7 dB，而线宽增大到 500 kHz 时，原始方案已经难以达到 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值，线宽继续增大到 1 MHz，改进方案的 BER 依然可以维持在阈值上下，说明 BtB 场景下改进方案有效提升了 SSB-PAM 方案的线宽容忍度。

传纤 80 km 场景不同线宽下 BER 与 OSNR 的关系如图 9 所示。由于在发射端采用了色散补偿，在传纤后最佳 CSPR 不会随累计色散而升高，这里依然设置 CSPR 为 8 dB，同样抽头系数也固定为各自的最优值。从图 9 可以看出，在 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值上，原始方案在线宽为 0 和 100 kHz 的 OSNR 代价是 28.4 dB 和 32 dB，改进方案在 4 种线宽下的 OSNR 代价从小到大依次是 28 dB、28.3 dB、29.8 dB、31.9 dB。一方面，与原始方案对比，与 BtB 场景的结论一样，传纤 80 km 下改进方案依然可以容忍 1 MHz 的线宽，再次证实了改进方案的高线宽稳健性。另一方面，改进方案在传纤场景与 BtB 场景相比，在线宽小于 500 kHz 时传纤 80 km 对该方案没有影响，当线宽从 500 kHz 增大到 1 MHz 时，传纤场景比 BtB 场景的 OSNR 代价增加了 1.6 dB，因为线宽增大会和色散相互作用产生相位转强度 (P2A, phase to amplitude) 噪声和均衡增强相位噪声 (EPPN, equalization-enhanced phase noise)，一定程度上恶化了系统性能^[27]。

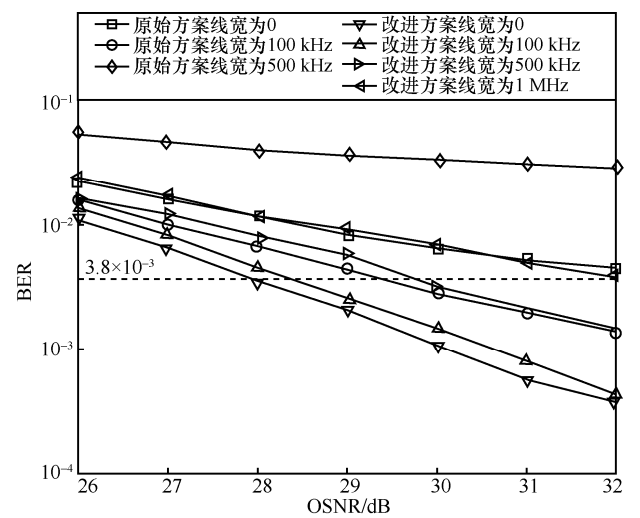


图 9 传纤 80 km 场景不同线宽下 BER 与 OSNR 关系

BtB 和传纤 80 km 场景下 2 种方案 BER 与线宽关系如图 10 所示, 系统 OSNR 固定为 31 dB。从图 10 可以看出, 不管是 BtB 还是传纤场景, 在 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值上, 改进方案均可容忍约 1 MHz 的线宽, 而原始方案可容忍约 100 kHz 的线宽, 因此改进 DSP 方案可以降低系统对窄线宽激光器的依赖, 如外腔半导体激光器 (ECL, external-cavity semiconductor laser), 可以替换为成本更低的分布反馈式激光器 (DFB, distributed feedback laser), 在保证高频谱效率的同时, 可以显著降低系统成本^[28]。

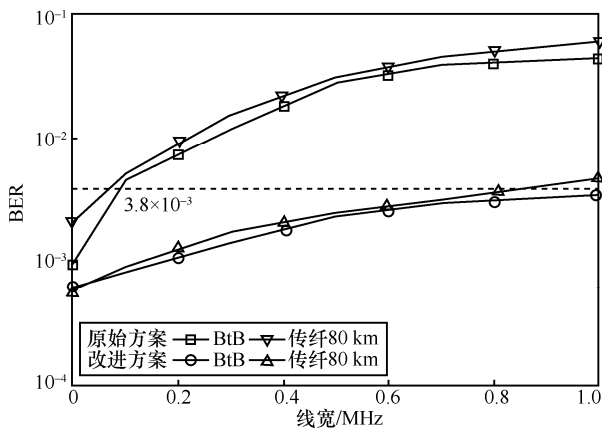


图 10 BtB 和传纤 80 km 场景下 BER 与线宽关系

4 结束语

本文基于短距光通信场景下低成本 SSB-DD 系统, 对 3 种 SSB-PAM 方案进行了分析与比较, 发现基于发射端的下变频方案可以获得最大频谱利用率, 该方案的发射端带宽仅为符号速率的 $\frac{1}{4}$ 。然而, 由于此方案中由 Hilbert 变换产生的 SSB-PAM 信号对相位噪声十分敏感, 并且使用了 2 个独立的激光器, 因此改进方案需要考虑线宽引入的相位噪声问题。鉴于此, 提出了改进 SP-LMS 算法和 RPD-BPS 算法的接收端 DSP 方案, 并且对方案中 2 种算法的原理分别进行了阐述和分析。为了验证该 DSP 方案对提升系统线宽容忍度的有效性, 本文搭建了 112 Gbit/s SSB-PAM-DD 仿真系统, 与不考虑相位补偿的原始 DSP 方案进行比较。仿真结果表明, 两者的最优 CSNR 接近, 约为 8 dB; 在算法开销方面, 改进方案在均衡算法中所需要的抽头数明显少于原始方案; 在 BtB 和传纤 80 km 场景, 两者在 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值下的 OSNR 代价分别为 0.3 dB (无线宽) 和 3.7 dB (100 kHz 线宽), 当线

宽继续增大时, 2 种方案之间的性能差距急剧增加, 验证了改进 DSP 方案可以有效地补偿激光器线宽带来的相位损伤。此外, 在 BtB 和传纤 80 km 这 2 种场景下, 改进方案在 3.8×10^{-3} 的 BER 阈值下可容忍约 1 MHz 的线宽, 远远大于原始方案的 100 kHz, 因此可以考虑用低成本的 DFB 激光器替代 ECL, 从而降低系统成本。综上, 本文所提结合发射端下变频和接收端改进 DSP 的 SSB-PAM-DD 方案可以为短距离光通信场景的应用提供一种高频谱效率、低成本的选择。

参考文献:

- [1] WANG K H, ZHANG J, ZHAO M M, et al. High-speed PS-PAM8 transmission in a four-lane IM/DD system using SOA at O-band for 800G DCI[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2020, 32(6): 293-296.
- [2] ANDRÉ N S, LOUCHET H, FILSINGER V, et al. OFDM and PAM comparison using a high baudrate low resolution IM/DD interface for 400G Ethernet access[J]. Optics Express, 2016, 24(11): 11926-11931.
- [3] ZHANG J, WANG K H, WEI Y R, et al. 280 Gb/s IM/DD PS-PAM-8 transmission over 10 km SSMF at O-band for optical interconnects[C]//Proceedings of 2020 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-3.
- [4] ZHONG K P, ZHOU X, HUO J H, et al. Digital signal processing for short-reach optical communications: a review of current technologies and future trends[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(2): 377-400.
- [5] LI F, LI X Y, ZHANG J W, et al. Transmission of 100-Gb/s VSB DFT-spread DMT signal in short-reach optical communication systems[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(5): 1-7.
- [6] GAO Y L, ZHUGE Q B, WANG W, et al. 40 Gb/s CAP32 short reach transmission over 80 km single mode fiber[J]. Optics Express, 2015, 23(9): 11412-11423.
- [7] PENG W R, ZHANG B, FENG K M, et al. Spectrally efficient direct-detected OFDM transmission incorporating a tunable frequency gap and an iterative detection techniques[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(24): 5723-5735.
- [8] RANDEL S, PILORI D, CHANDRASEKHAR S, et al. 100-Gb/s discrete-multitone transmission over 80-km SSMF using single-sideband modulation with novel interference-cancellation scheme[C]//Proceedings of 2015 European Conference on Optical Communication (ECOC). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-3.
- [9] ZHANG L, ZUO T J, MAO Y, et al. Beyond 100-Gb/s transmission over 80-km SMF using direct-detection SSB-DMT at C-band[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(2): 723-729.
- [10] 周娴, 卢东旭, 霍佳皓, 等. 基于单边带调制技术的数据中心光互连性能分析[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2020, 32(5): 707-718.
- [11] ZHOU X, LU D X, HUO J H, et al. Performance analysis of data center optical interconnection based on single-side band modulation technologies[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2020, 32(5): 707-718.
- [12] ERKILINÇ M S, PACHNICKE S, GRIESSER H, et al. Dispersion-precompensated direct-detection Nyquist pulse-shaped subcarrier modulation using a dual-drive Mach-Zehnder modulator[C]//Proceedings

of 2015 Optoelectronics and Communications Conference (OECC). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-3.

- [12] ZHANG Q, STOJANOVIC N, XIE C S, et al. Transmission of single lane 128 Gbit/s PAM-4 signals over an 80 km SSMF link, enabled by DDMZM aided dispersion pre-compensation[J]. Optics Express, 2016, 24(21): 24580-24591.
- [13] MECOZZI A, ANTONELLI C, SHTAIF M. Kramers-Kronig coherent receiver[J]. Optica, 2016, 3(11): 1220.
- [14] MECOZZI A. A necessary and sufficient condition for minimum phase and implications for phase retrieval[J]. arXiv Preprint, arXiv: 1606.04861, 2016.
- [15] GUI T, YI L Y, GUO C J, et al. 120 Gbaud PAM-4 transmission over 80-km SSMF using optical band interleaving and Kramers-Kronig detection[J]. Optics Express, 2018, 26(20): 25934-25943.
- [16] WU X, ZHANG J W, GUO C J, et al. 140-GBaud PAM-4 transmission using optical band interleaving, Kramers-Kronig detection and Volterra based equalization[C]//Proceedings of 2019 24th Optoelectronics and Communications Conference (OECC) and 2019 International Conference on Photonics in Switching and Computing (PSC). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-3.
- [17] ANTONELLI C, MECOZZI A, SHTAIF M. Kramers-Kronig PAM transceiver and two-sided polarization-multiplexed Kramers-Kronig transceiver[J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(2): 468-475.
- [18] LU D X, ZHOU X, YANG Y Q, et al. Theoretical analysis of PAM-N and M-QAM BER computation with single-sideband signal[J]. Science China Information Sciences, 2021, 64(8): 1-10.
- [19] ZHU Y X, JIANG M X, RUAN X K, et al. 16×112Gb/s single-sideband PAM4 WDM transmission over 80km SSMF with Kramers-Kronig receiver[C]//Proceedings of 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-3.
- [20] AN S H, ZHU Q M, LI J C, et al. Accurate field reconstruction at low CSPR condition based on a modified KK receiver with direct detection[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(2): 485-491.
- [21] HU Q, BORKOWSKI R, SCHUH K, et al. Optical field reconstruction of real-valued modulation using a single-ended photoreceiver with half-symbol-rate bandwidth[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(4): 1194-1203.
- [22] YANG C, LUO M, LI C, et al. Transmission of 64-Gb/s pilot-assisted PAM-4 signal over 1440-km SSMF with phase noise mitigation[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(1): 1-9.
- [23] LI X, LUO M, LI C, et al. Direct detection of pilot-assisted PAM-4 signals with large phase noise tolerance[J]. Optics Letters, 2019, 44(22): 5457-5460.
- [24] ZHOU X, ZHONG K P, HUO J H, et al. 112 Gb/s transmission over 80 km SSMF using PDM-PAM4 and coherent detection without optical amplifier[J]. Optics Express, 2016, 24(15): 17359-17371.
- [25] ZHOU X, GAO Y Y, HUO J H, et al. Theoretical analysis of phase noise induced by laser linewidth and mismatch length in self-homodyne coherent systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(5): 1312-1321.
- [26] LU D X, ZHOU X, HUO J H, et al. Theoretical CSPR analysis and performance comparison for four single-sideband modulation schemes with Kramers-Kronig receiver[J]. IEEE Access, 2019, 7: 166257-166267.
- [27] ZHU M Y, ZHANG J, HUANG X T, et al. Influence of EEPN and P2A noise with CD pre- and post-compensation in optical SSB transmission and Kramers-Kronig receiver system[J]. Optics Express, 2019, 27(14): 19664-19674.
- [28] WANG W, ZOU D D, WANG X W, et al. 100 Gbit/s/λ DMT-PON system based on intensity modulation and heterodyne coherent detection[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2021, 33(18): 1014-1017.

[作者简介]



卢东旭（1991-），男，山东泰安人，北京科技大学博士生，主要研究方向为短距光传输系统和数字信号处理。



周娴（1982-），女，重庆人，博士，北京科技大学教授，主要研究方向为高速光传输理论与技术、分布式光纤传感技术、数字信号处理算法。



刘飞（1990-），男，安徽池州人，博士，北京科技大学讲师，主要研究方向为相位解调技术、噪声分析方法和光纤传感技术。



霍佳皓（1989-），男，河北邢台人，博士，北京科技大学讲师，主要研究方向为短距光传输系统和数字信号处理。



苑金辉（1981-），男，河北廊坊人，博士，北京科技大学教授，主要研究方向为光纤与波导非线性及应用、新型光电子器件。



隆克平（1968-），男，四川巴中人，博士，北京科技大学教授，主要研究方向为光互联网络及交换技术、新一代网络理论与技术、无线移动通信、网络新业务与安全。