

直接探测系统中两种单边带光信号调制与恢复方法的研究

高翔, 蔡沅成, 许渤*, 邱昆

电子科技大学信息与通信工程学院光纤传感与通信教育部重点实验室, 四川 成都 611731

摘要 从理论上阐释了基于独立双驱动马赫-曾德尔调制器(DDMZM)和同相正交调制器的两种单边带光信号调制原理。通过研究 100 Gbit/s 速率 75 km 标准单模光纤传输系统中的 16-正交幅度调制单边带信号, 分析了两种方法的参数调优原理。接收端使用 Kramers-Kronig(KK)算法恢复单边带信号并消除信号与信号间的拍频串扰。结果表明, 由于调制器的非线性以及单边带信号的载波信号功率比的影响, 在误比特率为 3.8×10^{-3} 的 7% 硬判决前向纠错门限上, 使用基于 KK 算法的接收机的虚载波方法与 DDMZM 方法相比, 能够降低接收光功率约 2.3 dB。

关键词 光通信; 调制; 探测; 光电探测器

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.0906001

Two Approaches of Single-Side Band Optical Signal Modulation and Reconstruction in Direct Detection System

Gao Xiang, Cai Yuancheng, Xu Bo*, Qiu Kun

Key Laboratory of Optical Fiber Sensing and Communications of Ministry of Education, School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China

Abstract The modulation principles of the two different single-sideband signals based on independent dual-driving Mach-Zehnder modulator (DDMZM) and the in-phase/quadrature modulator are introduced theoretically. Based on the study of 100 Gbit/s 16-quadrature amplitude modulated single-sideband signal after 75-km standard single-mode fiber transmission, we analyze the principles of parameter optimization of the two approaches. The Kramers-Kronig (KK) algorithm is used to recover the single-sideband signal and eliminate the signal-to-signal beating interference (SSBI) at the receiving end. The results show that, due to effects of the modulator nonlinearity and the carrier signal power ratio, the KK receiver based virtual carrier approach can reduce the received optical power by about 2.3 dB compared with the DDMZM approach at the 7% hard-decision forward error correction threshold with bit error rate of 3.8×10^{-3} .

Key words optical communications; modulation; detection; photodetectors

OCIS codes 060.4510; 060.4080; 040.1880; 040.5160

1 引 言

近年来,使用远程数据存储的云计算以及高清视频流媒体技术正在逐步发展,海量数据不断提升了对网络传输容量的要求^[1]。成本、频谱效率以及功率预算等是短距离传输中需要考虑的主要问题。强度调制-直接探测(IM-DD)系统是一种广为应用的低成本光传输系统^[2-6]。传统 IM-DD 系统通常采

用实数调制方式,它产生的双边带光信号不仅浪费了一半的光带宽资源,而且由于光纤信道色散的作用,存在周期性功率选择性衰落的问题^[7]。

单边带调制信号^[8-10]是一种被广泛应用的抗周期性选择衰落的方案。然而,接收端由于光电探测器(PD)的平方率探测原理,探测后的信号相位信息丢失。如何高效地恢复单边带信号的相位信息,是直接探测系统需要解决的问题之一。同时,平方率

收稿日期: 2019-03-14; 修回日期: 2019-04-16; 录用日期: 2019-05-05

基金项目: 国家自然科学基金(61471088)

* E-mail: xubo@uestc.edu.cn

探测后存在信号和信号间的拍频串扰 (SSBI)^[3,11-14], 同样影响传输性能。为解决这些问题, 文献[11]采用二阶希尔伯特叠加消除算法来消除一阶和二阶项串扰。虽然通过这种结构可以改善传输性能, 但其计算复杂度难以令人接受; 文献[13]提出了一种基于二阶线性滤波器的数字接收机用于 SSBI 的消除。这种滤波器的计算复杂度较低, 但该方法自身会引入额外的 SSBI 项, 这就限制了算法的 SSBI 消除效果; 2016 年, Mecozzi 等^[12]提出了 Kramers-Kronig(KK)算法, 从理论上推导出了单边带信号平方率探测后的强度和相位的关系。基于 KK 算法的接收机(以下简称 KK 接收机)通过对单边带信号的完美恢复有效地消除了 SSBI。因此, KK 接收机在直接探测系统的应用中引起了广泛的讨论^[14-17]。

最近, 采用上变频的方式获取单边带正交幅度调制(QAM)信号^[18]。通过使用一个工作在正交点的双驱动马赫-曾德尔调制器(DDMZM)和一个由简单 PD 构成的 KK 接收机, 成功地完成了 16-QAM 单边带信号单载波 42.5 Gbit/s 速率的 75 km 标准单模光纤(SSMF)传输实验^[15]。然而, 由于发送端数字信号处理(DSP)采用的是单边带调制方式, 因此有一半的数字模拟转换器(DAC)带宽被浪费。为节约 DAC 带宽, 可以使用虚载波光同相正交(IQ)调制器的方式产生单边带信号^[19]。其基本原理是在发送信号频谱边缘通过 DSP 加入一束虚拟的电载波, 再使用光 IQ 调制器, 将带有虚载波的双边带电驱动信号调制到光上。这种方法不仅在 DAC 利用率上与 DDMZM 方法有所不同, 在系统调优方面也有较大差异。

本文针对上述两种方法(以下简称 DDMZM 方法和虚载波方法)的原理进行阐释, 通过数值仿真研究了这两种方法调制的 16-QAM 单边带信号在 100 Gbit/s 速率 75 km SSMF 直接探测系统中的性能, 对比分析了两种方法使用和不使用 KK 接收机进行信号恢复的性能差异。

2 基本原理

2.1 DDMZM 方法单边带信号调制原理

一个独立的 DDMZM 由两个平行的相位调制器构成, 经过调制的光场表达式为^[20]

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{2} \left\{ \exp \left[j\pi \frac{V_{r1}(t) + V_{b1}}{V_{\pi}} \right] + \right.$$

$$\left. \exp \left[j\pi \frac{V_{r2}(t) + V_{b2}}{V_{\pi}} \right] \right\}, \quad (1)$$

式中: E_{in} 为输入光场信号; $V_{r1}(t)$ 、 $V_{r2}(t)$ 为上、下两臂的射频输入信号; V_{b1} 、 V_{b2} 为直流偏置; V_{π} 为 DDMZM 的半波电压; t 为时间。控制 DDMZM 的直流偏置, 令 $V_{b1} = -V_{\pi}/2$, $V_{b2} = 0$, 使得 DDMZM 工作在正交点上。假设 $V_{r1}(t)$ 和 $V_{r2}(t)$ 足够小, 利用泰勒级数对(1)式进行展开, 仅保留一阶项, 可得

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_{\text{in}}}{2} \left\{ 1 - j + \frac{\pi}{V_{\pi}} [V_{r1}(t) + jV_{r2}(t)] \right\}. \quad (2)$$

若要确保 $E_{\text{out}}(t)$ 为单边带信号, 则需要令 $V_{r1}(t) + jV_{r2}(t)$ 满足单边带信号条件。可以通过对传统 QAM 的基带信号作上变频, 从而获取单边带的 QAM 信号^[15], 即

$$s_d(t) = m(t) \exp(j2\pi Bt) = s_{\text{dr}}(t) + js_{\text{di}}(t), \quad (3)$$

式中: $m(t)$ 为带宽为 B 的双边带基带信号; 下标 d 代表 DDMZM 方案; $s_{\text{dr}}(t)$ 、 $s_{\text{di}}(t)$ 分别为上变频后单边带信号 $s_d(t)$ 的实部和虚部。将 $s_{\text{dr}}(t)$ 和 $s_{\text{di}}(t)$ 分别加载到 DDMZM 的两个射频输入端, 令 $V_{r1}(t) = s_{\text{dr}}(t)$, $V_{r2}(t) = s_{\text{di}}(t)$, 即可以产生带载波的单边带光信号。

DDMZM 方法调制单边带信号的原理框图如图 1 所示, 其中 f_c 表示光源中心频率, f 表示频率。

DDMZM 方法的优点是结构简单、成本较低, 仅使用一个调制器, 就可以调制出单边带矢量信号。但是由于调制前的基带电信号是单边带的, 因此发送端有一半的 DAC 带宽会被浪费。

此外, 由(2)式可知, DDMZM 方法调制的单边带光信号的载波信号功率比(CSPR)与光调制指数(OMI)强相关^[11], 这会限制系统的调优过程。这一点将会在第 3.1 节详细讨论。

2.2 虚载波方法单边带信号调制原理

通过控制 DDMZM 的直流偏置, 令 $V_{b1} = -0.5V_{\pi}$, $V_{b2} = 0.5V_{\pi}$, $V_{r2}(t) = -V_{r1}(t)$, 使其工作在最小传输点上。假设 $V_{r1}(t)$ 和 $V_{r2}(t)$ 足够小, 利用泰勒级数对(1)式进行展开, 仅保留一阶项, 可得

$$E_{\text{out}}(t) = E_{\text{in}} \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{r1}(t) \right]. \quad (4)$$

工作在这种条件下的 DDMZM 可以认为是对光信号进行线性幅度调制。光 IQ 调制器可以由两个工作在上述条件下的 DDMZM 以及一个 90° 的光相移器组成^[19]。

理想条件下的光 IQ 调制器输出没有载波, 为了能够恢复光矢量信号, 可以在发送端双边带 QAM

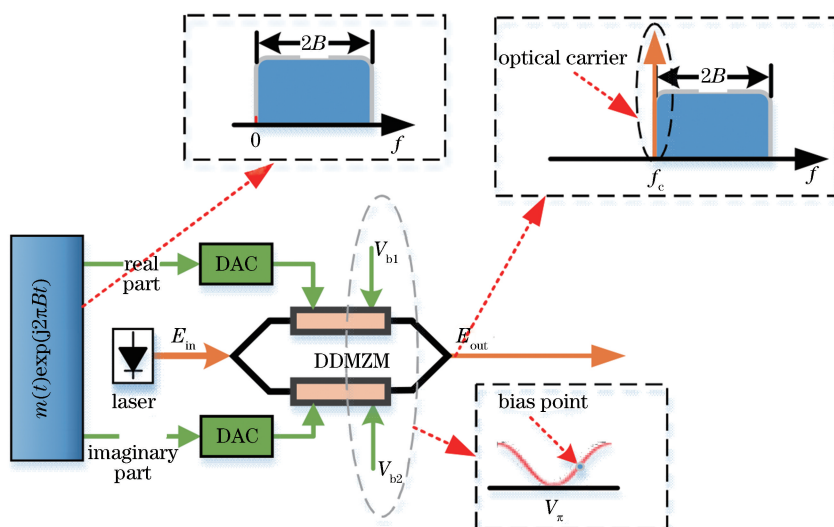


图 1 DDMZM 方法单边带光信号调制原理

Fig. 1 Principle of single-side band optical signal modulation in DDMZM approach

基带信号的频谱边缘添加一个虚拟数字载波, 表达式为

$$s_v(t) = m(t) + A \exp(-j2\pi Bt), \quad (5)$$

式中: A 为常数, 表示载波幅度大小; 下标 v 代表虚

载波方案。将经过处理的两路电信号分别加载到光 IQ 调制器的两个射频输入口上, 得到光场上的单边带信号。虚载波方法调制单边带信号的原理如图 2 所示。

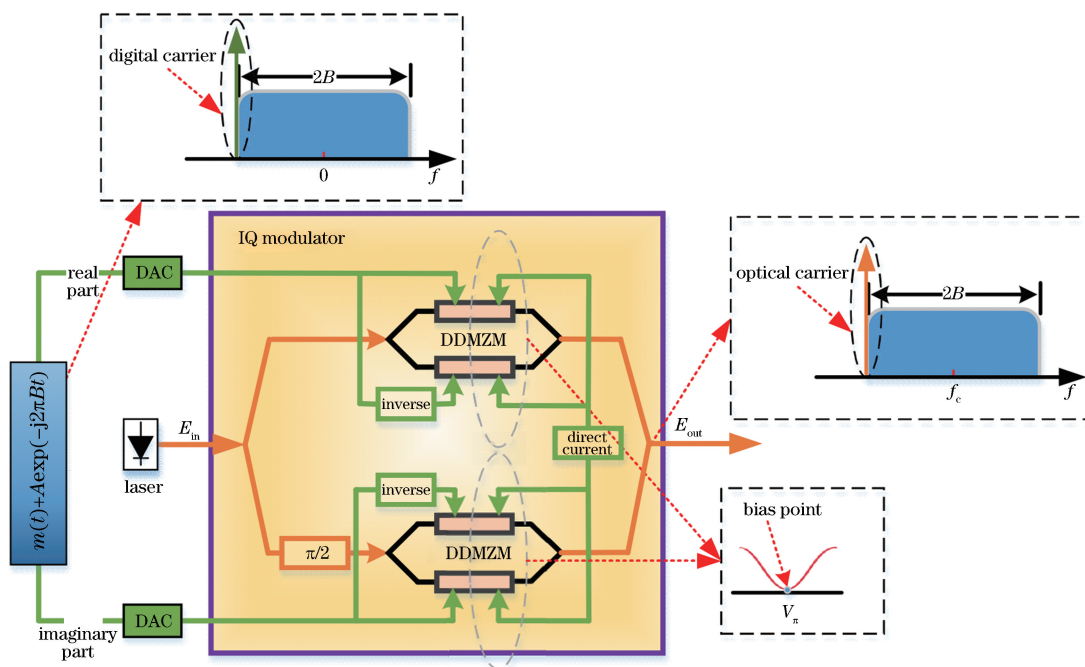


图 2 虚载波方法单边带光信号调制原理

Fig. 2 Principle of single-side band optical signal modulation in virtual carrier approach

由于使用光 IQ 调制器, 虚载波方法在成本方面较 DDMZM 方法有所增加。但是, 虚载波方法发送端 DSP 生成的电基带信号是双边带的, 它能够充分利用 DAC 的带宽。如果使用相同 DAC, 与 DDMZM 方法相比, 虚载波方法能够加倍调制信号的频谱宽度。

另外, 虚载波方法调制的单边带光信号的 CSFR 可以由 DSP 灵活控制, 这与 OMI 无关, 因此能够更精确地优化传输参数。关于这一点将在第 3.1 节详细讨论。

2.3 单边带信号恢复原理

为了更好地描述平方率探测后的单边带信号恢

复原理,不失一般性,可以将单边带光信号表示为^[12]

$$E(t) = [A + m(t)\exp(j2\pi Bt)]\exp(j2\pi f_c t). \quad (6)$$

众所周知,在直接探测系统中,根据 PD 的平方率探测原理,接收端 PD 后的电流信号仅能表征光场的强度信息,而相位信息在探测过程中丢失。经过 PD 的平方率探测后,接收端电信号可以表示为

$$I(t) = \eta |E(t)|^2 = \eta |A|^2 + 2\eta Am(t)\cos(2\pi Bt) + \eta |m(t)|^2, \quad (7)$$

式中: $I(t)$ 为 PD 产生的电流信号; η 为 PD 的响应度。(7)式右边第 1 项表示直流项,可以通过隔直流来消除;第 2 项中包含所需要的信号 $m(t)$;第 3 项为 SSBI。令 $\eta = 1$,可以通过希尔伯特变换和下变频的方式进行基带信号的重建,可表示为

$$E_s(t) = \{I(t) + jH[I(t)] - E_0\}\exp(-j2\pi Bt) = 2Am(t) + \{|m(t)|^2 + jH[|m(t)|^2]\} \cdot \exp(-j2\pi Bt), \quad (8)$$

式中: $E_0 = |A|^2$ 为平方率探测后的直流项大小; $H[\cdot]$ 表示信号的希尔伯特变换。(8)式右边第 1 项为恢复的单边带信号;第 2 项为包含平方率探测引入的 SSBI 的非线性干扰项,将会劣化传输性能。由(8)式可知,在不消除 SSBI 的情况下, A 越大,SSBI 对整体的影响越小。因此,传统 IM-DD 系统通常通过增大 CSPR 的方式来提升系统传输性能。但是由于载波不携带任何传输信息,CSPR 的提升意味着有效信号功率的降低,所以提高 CSPR 的方式既影响了系统的光功率预算,又降低了传输系统的抗噪性能。采用 KK 算法来恢复单边信号可以解决这个问题。

2.4 KK 算法单边带信号恢复原理

KK 算法与传统 IM-DD 系统的信号恢复方式不同,在不考虑保护间隔的情况下,它对信号载波功率的大小要求很低。KK 算法仅要求进行平方率探测的单边带信号满足最小相位信号条件就能恢复矢量场信号^[12,14-15]。因此,KK 算法在低 CSPR 下仍有很好的解调性能。

通常,通信领域所提的 KK 关系是指单边带信号的实部与虚部之间具有的关系。但是显然,传输系统中信号的强度与相位之间的关系更具有应用价值。如果强度与相位能够相互转化并且唯一表示,在直接探测系统中就能够从一个简单的 PD 所探测出来的强度信息中恢复一个带有相位的矢量场信

号。文献[12]详细推导并证明了在传输信号满足最小相位条件的情况下,其相位信息可以通过信号模值的希尔伯特变换来唯一确定。KK 算法就是应用了这一关系,利用信号的强度信息恢复其相位信息,进而重建基带信号。KK 算法矢量场信号的恢复原理为^[12]

$$\phi(t) = \frac{1}{2\pi} C_{pv} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln[I(t')]}{t-t'} dt', \quad (9)$$

$$E_s(t) = \{\sqrt{I(t)}\exp[j\phi(t)] - E_0\}\exp(-j2\pi Bt), \quad (10)$$

式中: $\phi(t)$ 为单边带信号的相位信息; C_{pv} 为柯西主值积分^[21]。

直接探测系统可以通过(9)、(10)式的关系,根据平方探测后的光强度信息恢复单边带信号的相位信息,然后对信号进行下变频,解调 QAM 信号。因此,基于(9)、(10)式的 KK 接收机实现了直接探测系统中矢量场的恢复。

KK 接收机的应用降低了 IM-DD 传输系统在没有保护间隔的情况下对 CSPR 的高要求。在光发送机输出功率相同的情况下,低 CSPR 单边带光信号携带有效信息的部分所占的功率比例更高,这样更有利于接收端光功率预算的控制。所以,KK 接收机不仅为直接探测系统提供了一个有效的矢量场的恢复方式,还在很大程度上提升了传输系统的光功率预算以及抗信道加性噪声的能力。

3 仿真系统搭建与性能分析

为研究 DDMZM 方法和虚载波方法调制的单边带光信号在直接探测系统中的性能,本文使用 Virtual Photonics Incorporated Transmission Maker(VPI)9.0 和 MATLAB 软件对两种方法的传输系统进行联合仿真。仿真系统框图如图 3 所示。

发送端使用 2^{19} bit 的伪随机序列(PRBS)调制 16-QAM 信号并进行 4 倍的上采样。使用滚降系数为 0.1 的根升余弦(RRC)数字滤波器对发送信号进行脉冲成型,符号速率为 25 GBaud,然后根据两种单边带信号的生成方法进行不同的 DSP。对于 DDMZM 方法,根据(3)式对脉冲成型后的信号进行频移(FS)处理,FS 距离为 13.75 GHz(载波与信号频谱之间不留保护间隔)。然后根据第 2.1 节所述原理使用一个工作在正交点的 DDMZM 生成单边带光信号;对于虚载波方法,根据(5)式在 -13.75 GHz 处对脉冲成型后的双边带频谱加入一

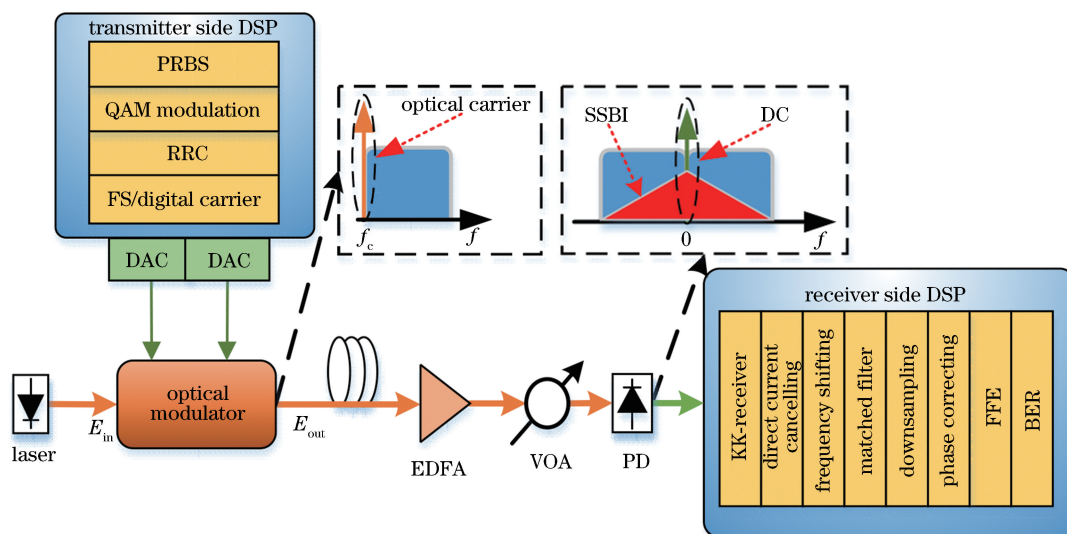


图 3 仿真系统框图

Fig. 3 Schematic of simulation system

束虚载波(载波与信号频谱之间不留保护间隔),然后根据第 2.2 节所述原理使用由两个工作在最小传输点的 DDMZM 组成的光 IQ 调制器产生单边带光信号。仿真中使用的线宽为 1 MHz、波长固定在 1550 nm 的激光器作为光源。为了提升传输系统抗噪性且不引入过大的光纤非线性效应,入纤光功率固定在 4 dBm。

传输系统使用 75 km 色散系数为 $16 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$ 的 SSMF 作为传输信道。在接收端,使用一个噪声系数为 4 dB 的掺铒光纤放大器(EDFA)来补偿光纤的功率损耗,同时用一个可调光衰减器(VOA)调节接收光功率(ROP)的大小。PD 的响应度和暗电流分别设置为 0.85 A/W 和 0.5 nA 。经过 PD 探测后的信号送入接收 DSP 模块并使用 MATLAB 作数据处理。首先通过(9)、(10)式用 KK 算法进行单边带信号的恢复^[15],恢复后的信号经过匹配滤波和下采样后,使用简单的信道估计方法^[22]纠正接收信号的相位。在符号判决前,使用基于最小均方算法的前向反馈均衡(FFE)有限冲击响应滤波器来均衡光纤色散造成的线性串扰。最后计算传输系统误比特率(BER)。

3.1 系统优化

OMI 是影响 DDMZM 性能的一个重要参数,本文所述的 OMI 定义为 V_r^{rms}/V_π ^[11],其中 V_r^{rms} 为 DDMZM 的两个射频输入信号的均方根。OMI 与 DDMZM 射频输入端的电驱动信号的幅度成正比,更大的 OMI 意味着更高的调制效率,但是由于(1)式向(2)式的推导利用了小信号近似来忽略泰勒

展开式中的高阶项,这就需要电驱动信号幅度足够小。因此,过大的 OMI 将引入调制器额外的非线性项,劣化传输性能,OMI 越小时,调制器的线性度越好,输出高阶分量越小。

CSPR 是影响直接探测系统解调效果的一个重要参数。根据(8)式,CSPR 越大,平方率探测引入的二阶项对系统的影响越小,系统传输性能越好。但是,在调制器输出功率相同的情况下,CSPR 越高意味着信号能量越低,传输系统抗噪性越差。并且,在直接探测系统中,载波通常不携带任何有效信息,过高的 CSPR 也会降低传输系统的光功率预算。

对于 DDMZM 方法,为了产生单边带光信号,DDMZM 必须工作在正交点上,根据(2)式,系统的 CSPR 只能通过调整 DDMZM 的 OMI 进行控制^[11,15]。因此,在 DDMZM 方法中,调制器的 OMI 与单边带信号的 CSPR 强关联。本文仿真中 DDMZM 的 OMI 与输出的单边带光信号的 CSPR 之间的对应关系如表 1 所示。

表 1 DDMZM 方法的 OMI 与 CSPR 对照表
Table 1 Comparison table of OMI and CSPR of DDMZM approach

OMI	CSPR /dB
0.15	9.3
0.13	10.6
0.11	12.1
0.09	13.8
0.07	16.0
0.05	18.9
0.03	23.0

由表 1 可知, OMI 越小, 信号所占能量越低, 所以 CSRR 越高。因此, 在优化 OMI 以获取更佳的调制器的线性度的同时, 输出光信号的 CSRR 也受到影响。图 4(a) 给出了传输 75 km 光纤后, ROP 固

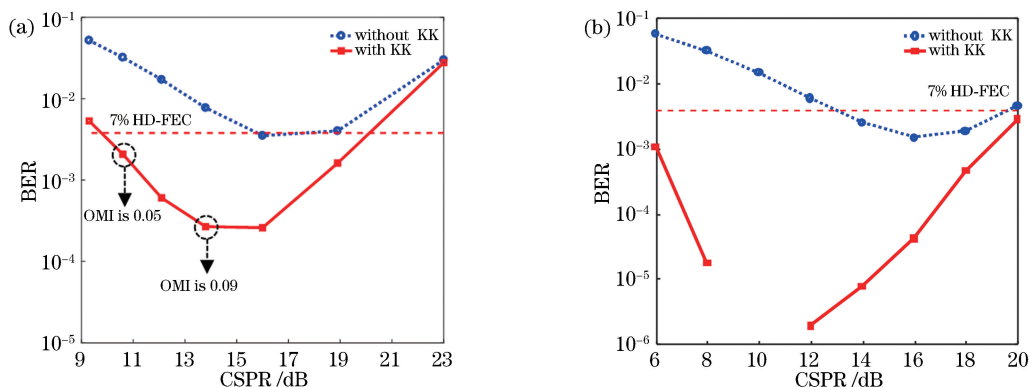


图 4 ROP 为 0 dBm 时使用/不使用 KK 接收机在不同 CSRR 下对 BER 性能的影响。(a) DDMZM 方法 BER 随 CSRR 的变化曲线;(b)虚载波方法在 OMI 为 0.09 时 BER 随 CSRR 的变化曲线

Fig. 4 Influence of CSRR on BER with KK receiver at ROP of 0 dBm. (a) BER as a function of CSRR for DDMZM approach; (b) BER as a function of CSRR at OMI of 0.09 for virtual carrier approach

图 4(a) 中结果显示, 对于使用 KK 算法的结果, BER 随着 CSRR 的增加而降低, 直到达到最优值 13.8 dB。主要原因有两点: 1) 当 CSRR 小于 13.8 dB 时, 相应调制器的 OMI 大于 0.09, 当 OMI 增大时, 由于泰勒展开式引入的高阶非线性项会破坏小信号近似, 进而劣化调制器的性能; 2) 当 CSRR 降低到不足以使单边带信号满足最小相位条件时, KK 算法的解调性能将会变差^[12]。当 CSRR 大于 13.8 dB 时, 系统 BER 随着 CSRR 的增加而升高, 虽然此时调制器的线性度由于 OMI 的降低而变得更好, 但是由于输出信号 CSRR 过高, 信号强度变低, 信号的抗噪性变差。在 CSRR 大于 13.8 dB 时传输性能主要受限于强度噪声。

对比使用 KK 和没有使用 KK 算法的解调结果可以观察到, 在本文仿真所涉及的 CSRR 取值范围内, KK 算法解调信号的 BER 都要低于没有使用 KK 算法解调的结果, 并且 CSRR 越低, KK 算法提供的性能增益越高, 这也说明, KK 算法能够在更低的 CSRR 下提供更高的增益。但是由于调制器的非线性问题, 当 OMI 大于 0.09 (CSRR 小于 13.8 dB) 时, 不论是否使用 KK 算法, 系统性能均开始下降。

虚载波方法使用的光 IQ 调制器由两个工作在最小传输点的 DDMZM 构成, OMI 与 CSRR 两个参数没有强关联性。因此, 可以先调整光 IQ 调制器的 OMI 使其工作在线性度更好的区域, 再通过 DSP 灵活控制虚载波方法的 CSRR, 使系统性能达

定为 0 dBm 时 DDMZM 方法的 BER 随 CSRR 变化的曲线。图 4(a) 所示的使用和不使用 KK 算法的结果分别来自于第 2.4 节的 (9)、(10) 式和第 2.3 节的 (8) 式。

到最优。图 4(b) 给出了传输 75 km 光纤后, 在 ROP 为 0 dBm、OMI 为 0.09 时, 虚载波方法的 BER 随 CSRR 变化的曲线。对于使用 KK 算法的 BER 曲线, BER 随着 CSRR 的增加而降低, 直到达到最优值 10 dB [如图 4(b) 所示, 仿真系统在 CSRR 为 10 dB 时达到了零误码传输]。这是由于当 CSRR 小于 10 dB 时, 单边带信号不满足最小相位信号条件, KK 接收机性能受到影响。当 CSRR 大于 10 dB 时, 系统性能主要受限于信道随机噪声, 因此, BER 曲线随着 CSRR 的增大而上升。对于没有使用 KK 算法的 BER 曲线, 系统最优 CSRR 提高了 16 dB, 这是由于 CSRR 低于 16 dB 时, 接收机性能受到 SSBI 影响更严重, CSRR 高于 16 dB 时, 接收机性能受到信道噪声影响更严重。

对比图 4(a) 与图 4(b) 可以发现, DDMZM 方法的 OMI 为 0.09、CSRR 为 13.8 dB, 在相同 OMI 的情况下, 虚载波方法在 CSRR 为 13.8 dB 时 BER 比 DDMZM 方法的 BER 低将近两个数量级。DDMZM 方法中, OMI 的计算仅包含信号本身, 而虚载波方法的 OMI 计算包含了载波项。因此, 在两种方法 OMI 相同的情况下, 虚载波方法的电信号驱动幅度峰值要低于 DDMZM 方法。图 5(a) 给出了两种方法在 OMI 为 0.09、CSRR 为 13.8 dB 时, 加载在调制器上的电驱动信号时域波形的对比情况, 图中 VC 为虚载波。由于虚载波方法的电驱动幅度更小, 所以调制器能够工作在更加线性的区域, 因此系

统性能更优。虽然 DDMZM 方法可以通过降低驱动电流的方式让调制器工作在线性的区域,但是,驱动电流的降低又提高了信号的 CSPR,导致系统抗噪性降低,劣化了接收机性能。图 5(b)所示为 OMI 为 0.05、CSPR 为 18.9 dB 时,两种方法加载在调制

器上的电驱动信号时域波形。由于此时两种方法的电驱动幅度峰值接近,并且虚载波方法在 OMI 为 0.05 和 0.09 时电驱动幅度变化很小。因此,图 4(a)所示的 DDMZM 方法在 OMI 为 0.05 时与图 4(b)所示的虚载波方法在 CSPR 为 18.9 dB 时有相近的 BER。

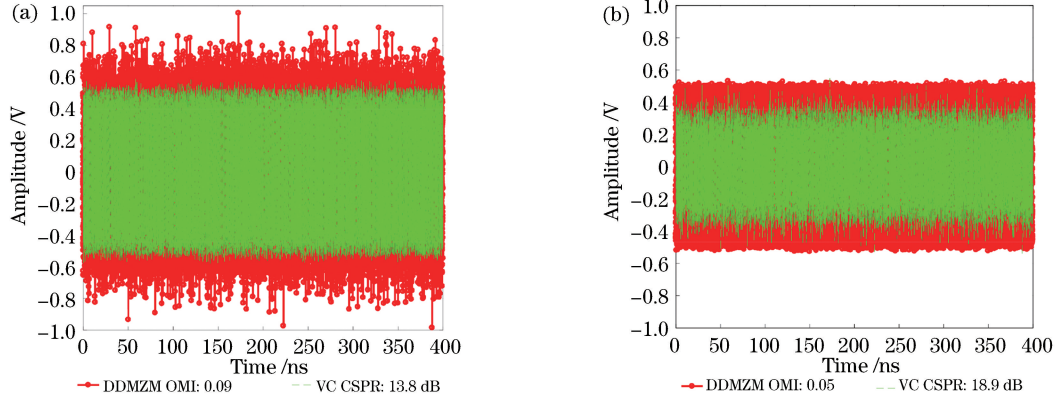


图 5 相同 OMI 和 CPSR 情况下电驱动幅度对比。(a) DDMZM 方法与虚载波方法在 OMI 为 0.09、CSPR 为 13.8 dB 时对比; (b) DDMZM 方法与虚载波方法 OMI 为 0.05、CSPR 为 18.9 dB 时对比

Fig. 5 Electric drive amplitude comparison under the same OMI and CSPR. (a) Comparison of DDMZM approach and virtual carrier approach when OMI is 0.09 and CSPR is 13.8 dB; (b) comparison of DDMZM approach and virtual carrier approach when OMI is 0.05 and CSPR is 18.9 dB

3.2 BER 性能比较

图 6 示出在最优参数下的 DDMZM 方法和虚载波方法传输 75 km 光纤后使用和不使用 KK 接收机解调信号的 BER 与 ROP 关系曲线。其中虚载波方法的 OMI 为 0.09、CSPR 为 10 dB,DDMZM 方法的 OMI 为 0.09、CSPR 为 13.8 dB,由于 DDMZM 方法中 OMI 与 CSPR 的强关联性,在最优 OMI 下,测得单边带信号的 CSPR 为 13.8 dB。通过使用 KK 接收机,两种方法均能达到 BER 为 3.8×10^{-3} 的 7% 硬判决前向纠错(HD-FEC)门限。DDMZM 方法和虚载波方法达到 7% HD-FEC 的最低要求是 ROP 分别为 -11.1 dBm 和 -13.4 dBm。产生这种差异的主要原因有两点:1)如第 3.1 节所讨论的内容所述,虽然两种方法的 OMI 取值相同,但是虚载波方法的调制器线性度更好;2)DDMZM 方法的 CSPR 更高,在相同 ROP 情况下,DDMZM 方法的有效信号所占功率比更低。因此,在 7% 的 HD-FEC 门限上,DDMZM 方法比虚载波方法有 2.3 dB 的 ROP 代价。由图 6 中没有使用 KK 接收机的 BER 曲线可以看出,由于 SSBI 的影响,在不进行 SSBI 消除的情况下,两种方法均不能够达到 7% HD-FEC 门限。如果考虑用 BER 为 2.4×10^{-2} 的 20% 软判决前向纠错(SD-FEC)门限作为参考,使用 KK 接收机进行 SSBI 消除,分别能够给 DDMZM

方法和虚载波方法带来 1.5 dB 和 1.9 dB 的 ROP 性能提升。

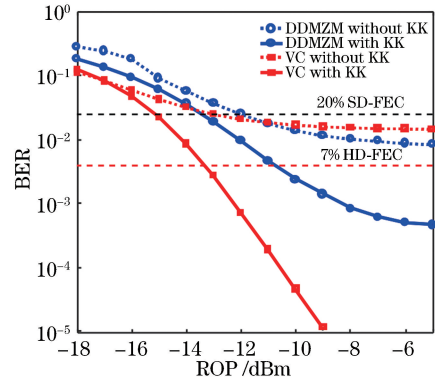


图 6 最优参数下 DDMZM 方法以及虚载波方法在使用和不使用 KK 算法下的 BER 与 ROP 关系曲线

Fig. 6 BER versus ROP with and without KK algorithm for DDMZM approach with optimal parameters and virtual carrier approach

4 结 论

对直接探测系统中的两种单边带光信号的产生方法以及恢复原理进行研究。一种方法使用一个工作在正交点上的 DDMZM 进行单边带光信号调制,这种方法成本低,结构简单,但是由于基带信号的单边带属性,导致发送端有一半的 DAC 带宽被浪费;而且 DDMZM 方法中调制器的 OMI 和单边带光信

号 CSPR 两个参数关联性极强,系统优化困难。另一种方法在发送端的双边带基带信号频谱边缘处加一束数字虚载波,再通过线性光 IQ 调制器将信号及载波调制到光场上,这种方法成本略高,但是 OMI 与 CSPR 无关,系统更容易优化并且这种方法能够充分利用发送端 DAC 的带宽。对于单边带信号的恢复问题,本文介绍了一般性恢复方法以及使用 KK 接收机的 SSBI 消除方法。通过搭建 VPI 和 MATLAB 的联合仿真环境对两种单边带信号的传输进行数值仿真,结果表明,由于调制器的非线性影响,DDMZM 方法的最优 CSPR 比虚载波方法高 3.8 dB。在 16-QAM 100 Gbit/s 的速率下,传输 75-km SSMF 后,使用 KK 算法,两种方法均能达到 7% HD-FEC 门限;由于 CSPR 以及调制器线性度的影响,在 7% HD-FEC 门限上,DDMZM 方法比虚载波方法有 2.3 dB 的 ROP 代价。以 20% 的 SD-FEC 门限为参考,使用 KK 算法进行 SSBI 消除,分别能够给 DDMZM 方法和虚载波方法带来 1.5 dB 和 1.9 dB 的 ROP 性能提升。

参 考 文 献

- [1] Weng Z K, Chi Y C, Wang H Y, *et al.* 75-km long reach dispersion managed OFDM-PON at 60 Gbit/s with quasi-color-free LD[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(12): 2394-2408.
- [2] Zhou X Y, Yan L S, Yi A L, *et al.* Polarization demultiplexing method for intensity-modulation direct-detection optical communication systems[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014, 34(12): 1206004.
周馨雨, 闫连山, 易安林, 等. 基于强度调制/直接探测系统的偏振解复用方法[J]. *光学学报*, 2014, 34(12): 1206004.
- [3] Zhu Y X, Ruan X K, Zou K H, *et al.* Beyond 200G direct detection transmission with Nyquist asymmetric twin-SSB signal at C-band[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(17): 3629-3636.
- [4] Wei J L, Cheng Q X, Cunningham D G, *et al.* 100-Gb/s hybrid multiband CAP/QAM signal transmission over a single wavelength[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(2): 415-423.
- [5] Olmedo M I, Zuo T J, Jensen J B, *et al.* Multiband carrierless amplitude phase modulation for high capacity optical data links[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(4): 798-804.
- [6] Wang C H, Zhao G H, Chang S J. Photonic-crystal-waveguide based Mach-Zehnder interferometer for terahertz switch and modulator [J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(15): 157805.
- [7] Lin B J, Li J H, Yang H, *et al.* Comparison of DSB and SSB transmission for OFDM-PON [Invited][J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, 4(11): B94-B100.
- [8] Zhao J G, Liu Z J, Liu X L, *et al.* Optimum modulation index for single sideband radio over fiber system[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(7): 1960-1964.
赵建功, 刘增基, 刘香玲, 等. 单边带光纤承载射频系统的最佳调制指数[J]. *光学学报*, 2010, 30(7): 1960-1964.
- [9] Zhang J W, Shao Y F, Fang W L, *et al.* Research of single carrier frequency domain equalization based on single-sideband modulation[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(7): 1971-1976.
张俊文, 邵宇丰, 方武良, 等. 基于单边带调制单载波频域均衡技术的研究[J]. *光学学报*, 2010, 30(7): 1971-1976.
- [10] Li J, Ning T G, Pei L, *et al.* Optical single sideband modulation with continuously tunable optical carrier-to-sideband ratio by employing a dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Physica Sinica*, 2013, 62(22): 224210.
李晶, 宁提纲, 裴丽, 等. 基于双平行马赫曾德调制器的动态可调光载波边带比光单边带调制: 理论分析与实验研究[J]. *物理学报*, 2013, 62(22): 224210.
- [11] Zhu M Y, Zhang J, Yi X W, *et al.* Hilbert superposition and modified signal-to-signal beating interference cancellation for single side-band optical NPAM-4 direct-detection system [J]. *Optics Express*, 2017, 25(11): 12622-12631.
- [12] Mecozzi A, Antonelli C, Shtaif M. Kramers-Kronig coherent receiver[J]. *Optica*, 2016, 3(11): 1220-1227.
- [13] Li Z, Sezer Erkilinc M, Maher R, *et al.* Two-stage linearization filter for direct-detection subcarrier modulation[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(24): 2838-2841.
- [14] Li Z, Erkilinc M S, Shi K, *et al.* SSBI mitigation and the Kramers-Kronig scheme in single-sideband direct-detection transmission with receiver-based electronic dispersion compensation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(10): 1887-1893.
- [15] Gao X, Xu B, Cai Y C, *et al.* QAM modulation with single DDMZM based on direct-detection and Kramers-Kronig scheme in long reach PON [J]. *Optical Fiber Technology*, 2019, 48: 289-296.

- [16] Fan S J, Zhuge Q B, Sowailam M Y S, *et al.* Single wavelength twin-SSB direct detection system based on Kramers-Kronig receiver and time-interleaved OFDM frame[J]. *Optics Communications*, 2018, 425: 133-140.
- [17] Fan S J, Li Y, Xing Z P, *et al.* Comparison of Kramer-Kronig receiver and one-stage SSBI mitigation algorithm in twin-SSB direct detection transmission systems enabled by MIMO processing [J]. *Optics Communications*, 2019, 434: 75-79.
- [18] Gao X, Xu B, Cai Y C, *et al.* Frequency-shifted modulation using a single DDMZM and Kramers-Kronig scheme based direct detection receiver in long-reach PON [C]//2018 Asia Communications and Photonics Conference (ACP), October 26-29, 2018, Hangzhou. New York: IEEE, 2018: 8595988.
- [19] Le S T, Schuh K, Chagnon M, *et al.* 1.72-Tb/s virtual-carrier-assisted direct-detection transmission over 200 km [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2018, 36(6): 1347-1353.
- [20] Erkilinç M S, Thakur M P, Pachnicke S, *et al.* Spectrally efficient WDM Nyquist pulse-shaped subcarrier modulation using a dual-drive Mach-Zehnder modulator and direct detection [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(4): 1158-1165.
- [21] Mecozzi A. Retrieving the full optical response from amplitude data by Hilbert transform [J]. *Optics Communications*, 2009, 282(20): 4183-4187.
- [22] Yi X W, Qiu K. Estimation and compensation of sample frequency offset in coherent optical OFDM systems [J]. *Optics Express*, 2011, 19(14): 13503-13508.