

基于双单边带离散多音频信号全光波长变换的多路传输系统

卢嘉^{1,2}, 常海悦^{1,2}, 王杨^{1,2}, 曾祥焯^{1,2}, 黄馨茜^{1,2}

¹河北工业大学电子信息工程学院, 天津 300401;

²河北工业大学天津市电子材料与器材重点实验室, 天津 300401

摘要 理论分析和模拟仿真了双单边带离散多音频(Twin-SSB-DMT)信号经全光波长变换(AOWC)实现的多路传输。从理论方面研究双单边带信号的产生原理,并对转换光与原始信号光之间的关系进行了分析。通过设置推挽式调制器双臂射频信号,得到左边带为离散多音频-正交幅度调制(DMT-4QAM)、右边带为DMT-16QAM的双单边带信号。传输速率为 $20\text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$ 的双单边带信号经过半导体光放大器中四波混频效应产生了1~8路高质量的转换光,且转换光携带原始信号光数据,从而实现高阶信号的多播传输。模拟结果表明:双单边带DMT信号在低成本下提高了频谱效率和波长带宽的利用率,改善了整个AOWC系统的性能。从星座图和误码率曲线可以看出,接收端可对8路偏振不敏感的多播信号实现无串扰直接接收,信噪比代价低,进而有利于实现高质量的多播系统。

关键词 光通信; 全光波长变换; 波长多播; 离散多音频; 四波混频

中图分类号 TN929.11 文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP54.100603

Multichannel Transmission System Based on All-Optical Wavelength Conversion for Dual Single Sideband Discrete Multitone Signal

Lu Jia^{1,2}, Chang Haiyue^{1,2}, Wang Yang^{1,2}, Zeng Xiangye^{1,2}, Huang Xindi^{1,2}

¹ School of Electronics and Information Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China;

² Tianjin Key Laboratory of Electronic Materials & Devices, Hebei University of Technology, Tianjin 300401, China

Abstract The multichannel transmission of dual single sideband discrete multitone (Twin-SSB-DMT) signal based on all-optical wavelength conversion (AOWC) is investigated theoretically and simulated. The generation principle of the dual single sideband signal is studied theoretically, and the relationship between the converted signal and the original signal is analyzed. The dual single sideband signal, which is with the left single sideband modulated by discrete multitone-quadrature amplitude modulation (DMT-4QAM) and the right single sideband modulated by DMT-16QAM, is obtained when we set the radio-frequency signal in the push-pull modulator. High-quality converted signals of 1-8 channels are generated through the four-wave mixing of $20\text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$ dual single-sideband signal in the semiconductor optical amplifier. The converted signal contains the original data, and the multicast transmission of high-order signal can be achieved. The simulation results show that the dual single sideband DMT signal improves the spectral efficiency and the utilization of wavelength bandwidth, reduces the cost, and improves the performance of the whole AOWC system. In addition, according to the constellation and bit error rate curves, 8-channel polarization-insensitive multicasting signals can be directly received without crosstalk, and the cost of signal to noise ratio is low, which is good for achieving the high-quality multicast system.

Key words optical communications; all-optical wavelength conversion; wavelength multicast; discrete multitone; four-wave mixing

OCIS codes 060.1155; 060.4255; 060.4510; 190.4380

收稿日期: 2017-04-12; 收到修改稿日期: 2017-05-12

基金项目: 河北省自然科学基金(F2014202036, F2015202331)、天津市自然科学基金(15JCYBJC17000)

作者简介: 卢嘉(1982—),女,博士,讲师,主要从事光通信方面的研究。E-mail: lujia8299@163.com

1 引言

全光网络以其灵活性、安全性、稳定性等特点成为通信发展的一大亮点,将波分复用(WDM)和光交换融合起来实现全光网络,需要依赖波长变换技术。全光波长变换(AOWC)具有宽波长转换带宽、低噪声、快速响应,以及对信号速率和编码方式透明等优势,可满足未来的动态路由分配需求^[1-6]。当前,随着光纤宽带用户数和宽带接入速率逐渐增加,系统性能需要不断提升。通过增加信道速率可以提高 AOWC 系统性能,即通过从一个波长信道到多个不同波长信道的数据复制实现波长的多播。波长多播能解决光通信系统中的带宽限制和网络缺乏透明性等问题^[7-11],可以有效提高网络效率和网络吞吐量,可适应于网络中业务信息的多样化,因此多播系统成为全光网建设的研究热点。利用双抽运和三抽运可以实现基于四波混频(FWM)的多播系统。已有研究提出了利用双抽运实现 6 路信号的无串扰接收和利用三抽运实现 8 路波分复用^[7-11]。但以上报道中只涉及了低速率常规的调制信号,如不归零码(NRZ)信号、正交相移键控(QPSK)信号和差分相移键控(DPSK)信号,而对于高速率高阶调制信号的研究还鲜有报道。先进的高阶调制格式,如正交频分复用(OFDM)和离散多音频(DMT)调制,可以克服传统单载波在光学色散和机械稳定性方面的不足,实现高速率信号的传输,因此科研工作者逐步开展了对 DMT 系统的研究。

通过提高频谱效率和信道数量也可以提高 AOWC 系统性能。DMT 调制信号来自于 OFDM,避免了同相正交调制,仅保留有用的实部信号,继承了 OFDM 调制的透明度和对色散和偏振模色散的抵抗性^[12-15]等优点,可增加信道速率并提高频谱利用率;但由于 DMT 调制过程中的色散会引起功率降低,因此带宽和系统性能会受到限制。Dong 等^[16]证明了在光纤无线通信系统中希尔伯特单边带无载波幅相(CAP)调制信号能够完全抵抗由色散引起的功率降低,并且可在低器件成本下双倍提高频谱效率。因此,将 DMT 信号与 CAP 调制结合可以充分解决色散引起的功率降低问题^[17]。然而,单边带的一个边带承载的信号毕竟很少,因此系统性能和信号速率会受到限制,针对这个问题,Zhang 等^[18-20]研究了双单边带离散多音频(Twin-SSB-DMT)信号在单模光纤中的高速、远距离传输,但以上文献均是从实验的角度进行分析,缺乏理论上的证明。Twin-SSB-DMT 在抵抗色散、提高频谱效率和提升系统性能方面有很大优势,将其应用于光多播系统中是新的研究热点。

基于垂直抽运结构的 $20 \text{ Gbit}\cdot\text{s}^{-1}$ Twin-SSB-DMT 信号经过 AOWC 得到了 8 路多播信号。首先对双单边带信号的产生原理进行了详细的理论论述与分析;接着通过对双臂调制器参数进行设置,模拟仿真了双单边带信号,实现了两路信道对不同原始信号光的传输;在接收端通过对三组双路转换光进行无串扰接收,得到了 8 路偏振不敏感 DMT 多播信号,进而实现了一个低成本、低复杂度、高频谱效率的 AOWC 系统。

2 基本原理

图 1 为基于 FWM 的系统原理及频谱示意图。驱动推挽式双臂调制器上臂的射频信号为 A、B 信号之和,驱动下臂的射频信号为经过希尔伯特变换的 A、B 信号之差^[18-20],其中 A 信号代表离散多音频-正交幅度调制(DMT-4QAM),B 信号代表 DMT-16QAM。DMT-4QAM、DMT-16QAM 信号的表达式分别为

$$S_{4\text{-QAM}}(t) = X_1 \cos(\omega_1 t) + jY_1 \sin(\omega_1 t), \quad (1)$$

$$S_{16\text{-QAM}}(t) = X_2 \cos(\omega_2 t) + jY_2 \sin(\omega_2 t), \quad (2)$$

式中 X_1 和 Y_1 分别为 4QAM 信号中 I、Q 两路信号的幅度, X_2 和 Y_2 分别为 16QAM 信号中 I、Q 两路信号的幅度, ω_1 、 ω_2 分别为 4QAM、16QAM 的载波频率。对 DMT-4QAM 信号进行上变频调制,可得

$$V_1(t) = S_{4\text{-QAM}}(t) \cos(\omega_u t) = [X_1 \cos(\omega_1 t) + jY_1 \sin(\omega_1 t)] \cos(\omega_u t), \quad (3)$$

式中 ω_u 为 4QAM 信号的上变频角频率。经过希尔伯特变换,信号相位发生了 $\pi/2$ 变化。希尔伯特变换式为

$$H[V_1(t)] = H[S_{4\text{-QAM}}(t) \cos(\omega_u t)] = s_{4\text{-QAM}}(t) \sin(\omega_u t), \quad (4)$$

式中 H 表示希伯尔变换。希尔伯特变换后的 DMT-4QAM 为

$$V_2(t) = s_{4\text{-QAM}}(t) \sin(\omega_u t) = [X_1 \cos(\omega_1 t) + jY_1 \cos(\omega_1 t)] \sin(\omega_u t), \quad (5)$$

从激光器输出的连续光的表达式为

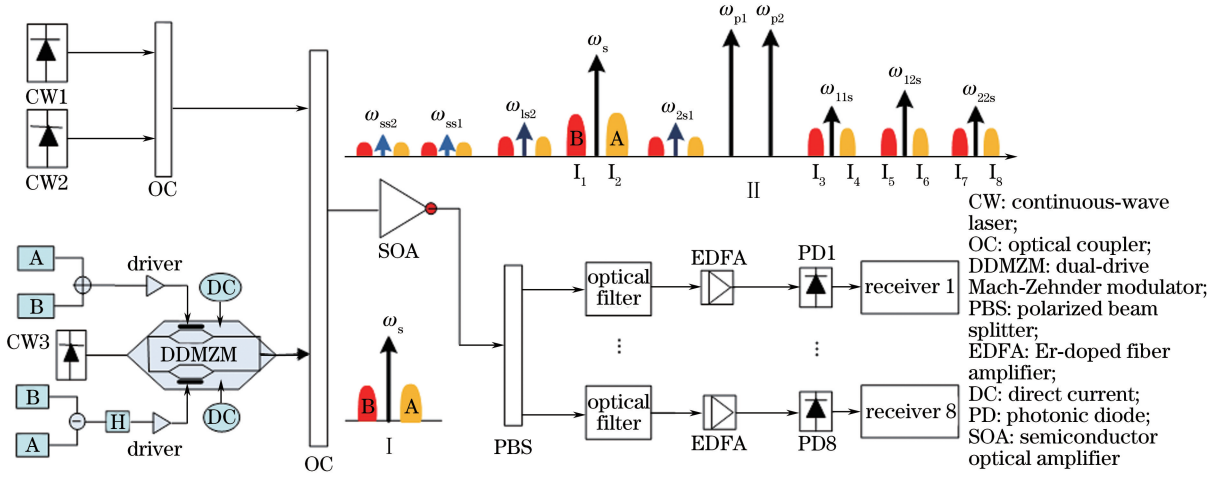


图1 基于FWM的系统原理及频谱示意图(插图I为Twin-SSB调制方式信号光,插图II为基于FWM的AOWC)

Fig. 1 System principle and spectrum diagram based on FWM (insert I is signal with Twin-SSB modulation, and insert II is FWM based AOWC)

$$E_{in}(t) = A_s \exp(j\omega_c t), \quad (6)$$

式中 A_s 和 ω_c 分别为光载波幅度和角频率。

推挽式双臂调制器的输出光表达式为

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \{ \exp[j\pi b_1 V_1(t) + j\pi V_{bias1}/V_{\pi DC}] + \exp[j\pi b_2 V_2(t) + j\pi V_{bias2}/V_{\pi DC}] \}, \quad (7)$$

式中 V_{bias1} 和 V_{bias2} 分别为双臂调制器上、下两臂的直流偏置电压; $V_{\pi DC}$ 为推挽式双臂调制器的交换偏置电压; b_1 和 b_2 为定值。若有

$$\lambda_i = \frac{V_{biasi}}{V_{DC}} (i = 1, 2), \quad b_1 = b_2, \quad (8)$$

则将(8)式代入(7)式可得

$$E_{out}(t) = \frac{A_s}{2} \{ \exp\{j[\omega_c t + \pi b_1 [X_1 \cos(\omega_1 t) + jY_1 \sin(\omega_1 t)]] \cos(\omega_u t)\} + \lambda_2 \pi \} + \exp\{j[\omega_c t + \pi b_1 [X_1 \cos(\omega_1 t) + jY_1 \sin(\omega_1 t)]] \sin(\omega_u t)\} + \lambda_1 \pi \}. \quad (9)$$

设置 $\beta = \pi b_1$, $\lambda_1 = 0$, $\lambda_2 = 0.5$, 得到推挽式双臂调制器输出信号的表达式为

$$E_{out}(t) = \frac{\alpha_k}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} J_k(\beta) |j^k + j| \exp\{j[(\omega_c t + k(\omega_u \pm \omega_1))]t + \phi_k\}, \quad (10)$$

式中 $J_k(\beta)$ 为 k 阶贝塞尔函数, $\alpha_k = A_s |J_k(\beta) (j^k + j)|/2$, $\phi_k = \arctan [J_k(\beta) (j^k + j)]$ 。

忽略高阶边带, 只考虑正负一阶边带, 设置 $\alpha_0 = A_s J_0(\beta)/\sqrt{2}$, $\alpha_{+1} = A_s J_1(\beta)$, $\alpha_{-1} = 0$, $\phi_0 = \pi/4$, $\phi_{+1} = \pi/2$, 将这些参数代入(10)式, 得到载波右单边带信号表达式为

$$E_{right-SSB} = \frac{A_s}{2} \left\{ J_0(\beta) \exp\left[j\left(\omega_c t + \frac{\pi}{4}\right)\right] + 2J_1(\beta) \exp\left\{j\left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_1)t + \frac{\pi}{2}\right]\right\} \right\}. \quad (11)$$

对右单边带进行公式推导, 得到左单边带信号表达式为

$$E_{out}(t) = \frac{A_s}{2} \{ \exp\{j[\omega_c t + \pi b_1 [X_2 \cos(\omega_2 t) + jY_2 \cos(\omega_2 t)]] \cos(\omega_u t) + \lambda_2 \pi\} + \exp\{j[\omega_c t - \pi b_1 [X_2 \cos(\omega_2 t) + jY_2 \sin(\omega_2 t)]] \sin(\omega_u t)\} + \lambda_1 \pi \}, \quad (12)$$

化简得

$$E_{out}(t) = \frac{\alpha_k}{2} \sum_{-\infty}^{\infty} J_k(\beta) |-j^k + j| \exp\{j[\omega_c t - k(\omega_u \pm \omega_2)t + \phi_k]\}. \quad (13)$$

对(13)式中的参数进行化简可得 $\alpha_k = A_s |J_k(\beta) (-j^k + j)|/2$, $\phi_k = \arctan [J_k(\beta) (-j^k + j)]$, $\alpha_0 =$

$A_s J_0(\beta) / \sqrt{2}$, $\alpha_{-1} = A_s J_1(\beta)$, $\alpha_{+1} = 0$, $\phi_0 = \pi/4$, $\phi_{+1} = \pi/2$, 因此推挽式双臂调制器输出的左单边带信号表达式为

$$E_{\text{left-SSB}} = \frac{A_s}{2} \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + 2J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_2) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}. \quad (14)$$

综上可得推挽式双臂调制器输出的 Twin-SSB-DMT 信号表达式为

$$E_{\text{Twin-SSB}} = A_s \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_2) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}. \quad (15)$$

从(15)式可以看出,推挽式调制器输出信号含有中心载波和正负一阶边带,图1中插图I为Twin-SSB调制方式信号光,可以看出正负一阶边带所承载的信息数据是不同的,其中双边带的右单边带A承载DMT-4QAM数据,左单边带B承载DMT-16QAM数据。DMT-Twin-SSB信号不仅可以解决功率降低问题,而且还可以实现超高的带宽利用率。

图1中插图II为基于FWM实现AOWC的转换图。两个抽运光和入射信号光的频率分别为 ω_{p1} 、 ω_{p2} 和 ω_s ,用 $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ 表示转换光的频率,其中 i, j, k 分别为四波混频过程中三个光波的下角标。生成转换光的相位为 $\Phi_i + \Phi_j - \Phi_k$ 。为了保护信号光DMT数据的相位信息,必须保证参与FWM的三个光波中只有一个光波传输原始DMT信号数据^[11]。基于垂直抽运的FWM可生成7组转换光,7组转换光可以分成简并($i=j$)和非简并($i \neq j$)两类转换光。非简并转换光中 $\omega_s \pm (\omega_{p2} - \omega_{p1})$ 和 $\omega_{p1} + \omega_{p2} - \omega_s$ 满足保护相位信息的要求,可以承载原始DMT信号的幅度和相位信息。另外,在简并转换光中, ω_{11s} 和 ω_{22s} 频率处的转换光也承载着与原始信号数据相同的相位信息,但 ω_{ss1} 和 ω_{ss2} 频率处的简并转换光不满足相位保护要求。以 ω_{ss1} 频率处的转换光为例,转换光是由信号光 ω_1 与抽运光 ω_s 的相互作用产生的,因此转换光 ω_{ss1} 处的 ω_s 相位信息发生叠加($\Phi_{ss1} = 2\Phi_s - \Phi_1$),从而消除了相位信息。理论上6组转换光(包括 ω_s 处的输入信号光)承载了原始DMT信号的相位信息,但在FWM过程中, ω_{1s2} 和 ω_{2s1} 处的转换光的转换效率很低并且对偏振不敏感,不能将其高效应用于多播系统中,因此只研究4组转换光。频率为 ω_s 、 ω_{12s} 、 ω_{11s} 、 ω_{22s} 处的转换光功率分别为

$$P_{\omega_s} = A_s^2 \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}^2, \quad (16)$$

$$P_{\omega_{12s}} = A_1^2 A_2^2 A_s^2 r^2 (\omega_1 - \omega_s) \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_2) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_2) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}^2, \quad (17)$$

$$P_{\omega_{11s}} = \frac{1}{2} A_1^4 A_s^2 r^2 (\omega_1 - \omega_s) \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}^2, \quad (18)$$

$$P_{\omega_{22s}} = \frac{1}{2} A_1^4 A_s^2 r^2 (\omega_2 - \omega_s) \left\{ J_0(\beta) \exp \left[j \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \right] + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c + \omega_u \pm \omega_1) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} + J_1(\beta) \exp \left\{ j \left[(\omega_c - \omega_u \pm \omega_2) t + \frac{\pi}{2} \right] \right\} \right\}^2, \quad (19)$$

式中 A_1 、 A_2 、 A_s 表示光波幅度, r 为转换效率。由(16)~(19)式可以看出,无论如何改变入射抽运光与信号光的偏振方向,这三个频率处转换光的输出功率是不变的,因此可以实现偏振不敏感的AOWC系统。

转换效率即 ω_{12s} 、 ω_{11s} 和 ω_{22s} 频率处的转换光功率与信号光功率的比值可分别表示为

$$\eta_1 = \frac{P_{\omega_{12s}}}{P_{\omega_s}} = A_1^2 A_2^2 r^2 (\omega_1 - \omega_s), \quad (20)$$

$$\eta_2 = \frac{P_{\omega_{11s}}}{p_{\omega_s}} = \frac{1}{2} A_1^4 r^2 (\omega_1 - \omega_s), \quad (21)$$

$$\eta_3 = \frac{P_{\omega_{22s}}}{p_{\omega_s}} = \frac{1}{2} A_2^4 r^2 (\omega_2 - \omega_s). \quad (22)$$

(20)~(22)式均与抽运光的幅度和转换系数有关。以往的文献均选取 ω_{12s} 处的转换光进行信号传输,虽然得到 ω_{12s} 处的转换光转换效率最高, ω_{11s} 、 ω_{22s} 处的转换光转换效率约为 ω_{12s} 处的 1/2,二者数值差距不大,因此可以利用 ω_{11s} 、 ω_{22s} 处的转换光继续传输信号,并根据得到的转换光实现 4 组多播信号(包括原始信号光)。Twin-SSB-DMT 信号光经过 FWM 产生的每组转换光可以分为 2 路,因此共有 8 路原始信号数据应用于全光多播系统中(其中包括 2 路原始信号光),用 $I_1 \sim I_8$ 分别表示 8 路多播系统中的信道。

3 仿真结果及分析

在基于垂直抽运结构 DMT 信号实现全光波长变换理论分析的基础上,利用 VPI 搭建系统平台并进行仿真,实现信号速率为 $20 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 的 DMT 信号的 AOWC。系统采用连续光模块产生光载波,其中抽运光 CW1、CW2 和信号光频率分别为 193.24, 193.20, 193.10 THz, 光功率分别为 12, 13, 5 mW。首先在发射端对信号光进行单边带调制,直流偏置电压均设置为 2.5 V,驱动双臂调制器上臂的射频信号为 DMT-4QAM 信号与 DMT-16QAM 信号之和,驱动下臂的射频信号为经过希尔伯特变换的 DMT-4QAM 信号与经过希尔伯特变换的 DMT-16QAM 信号之差,推挽式调制器输出右单边带信号为 4QAM 信号,左单边带信号为 16QAM 的 Twin-SSB 信号,图 2 为系统仿真结果频谱图。DMT-Twin-SSB 信号频谱图如图 2(a)所示,其中左单边带的二阶边带和一阶边带之间的抑制比为 16 dB,右单边带的二阶边带和一阶边带之间的抑制比为 22 dB,可不使用滤波器对其进行滤掉,这样既可简化结构也可节约成本。DMT 信号采用多载波调制方式,子载波个数为 64,循环前缀为 0.125。在发射端首先对比特流分别进行 4QAM 和 16QAM,依次经过串并变换、埃尔米特对称和傅里叶逆变换(IFFT),再将并行数据转化为串行数据,添加保护间隔以形成 DMT 码元。DMT 双单边带的单路信号光的调制速率为 $10 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$,双单边带双路调制速率为 $20 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$,中心载波频率为 10 GHz。该信号经过调制器的直接调制后与两路抽运信号耦合,信号光与抽运光耦合后的频谱图如图 2(b)所示。耦合后的信号进入 SOA 中发生 FWM 效应,基于 SOA 的 FWM 产生的多播信号如图 3 所示。FWM 过程是一个三阶非线性效应过程,SOA 的增益系数影响着转换光的转换效率,设置 SOA 的参数,当工作电流为 0.36 A、光场限制因子为 0.25、有源区长度为 $450 \mu\text{m}$ 、腔内损耗为 1000 m^{-1} 以及透明载流子浓度为 $1.4 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$ 时,可获得最优的 SOA 增益系数,进而获得高质量的转换光。

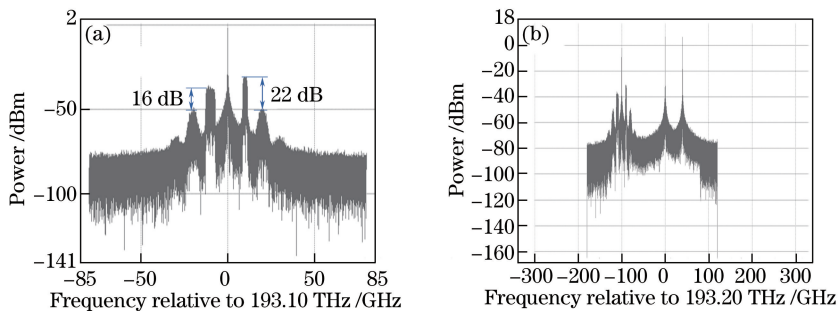


图 2 仿真得到的频谱图。(a) DMT-Twin-SSB 信号频谱图;(b)信号光与抽运光耦合后的频谱图

Fig. 2 Simulated spectra. (a) Frequency spectrum of DMT-Twin-SSB signal;

(b) spectrum after coupling of signal and pump light

图 3 为基于 SOA 的 FWM 产生的多播信号。经过 FWM 后产生了 7 组转换光,经过理论分析可得并不是所有转换光都携带相位信息。其中两组转换光(192.96 THz 和 193.00 THz 频率处的转换光)没有承载信号光的相位信息,193.06 THz 和 193.14 THz 频率处的转换光虽然承载了相位信息,但是转换光的功率很低,因此转换效率也很低,无法进行解调。然而,这 3 组转换光(193.30, 193.34, 193.38 THz 频率处的转换

光)既满足了信号光的相位要求,也得到很高的转换效率,可以作为高效的多播信号,其中每组转换光都有两路信号,因此总共有 6 路($I_1 \sim I_6$)信号承载了与原始信号光相同的 DMT 数据。信道 $I_1 \sim I_8$ 中, I_1, I_2 两路为信号光, I_3, I_4, I_7, I_8 4 路属于简并转换光, I_5, I_6 两路属于非简并转换光,以上仿真结果与理论分析结果一致。

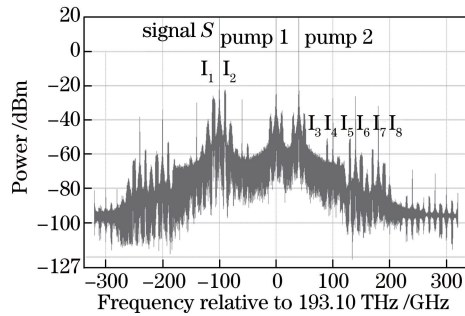


图 3 基于 SOA 的 FWM 产生的多播信号

Fig. 3 Multicast signal generated by FWM based on SOA

由于 DMT 信号经过埃尔米特对称傅里叶逆变换后只存在实部序列,因此可以在接收端对 DMT 转换信号光进行直接检测,从而降低系统成本和复杂度。在信噪比(SNR)为 20 时, I_1, I_3, I_5, I_7 4 路信道传输 DMT-16QAM 信号,对应的误码率分别为 $7.221 \times 10^{-3}, 5.755 \times 10^{-3}, 1.229 \times 10^{-3}, 1.474 \times 10^{-3}$; I_2, I_4, I_6, I_8 4 路信道传输 DMT-4QAM 信号,对应的误码率分别为 $1.459 \times 10^{-4}, 2.234 \times 10^{-3}, 3.995 \times 10^{-4}, 5.653 \times 10^{-5}$ 。图 4 为多播信号的星座图。图 4(a)、(c)、(e)、(g)分别为 I_1, I_3, I_5, I_7 4 路信道中 DMT-16QAM 信号的星座图,图 4(b)、(d)、(f)、(h)分别为 I_2, I_4, I_6, I_8 4 路信道中 DMT-4QAM 信号的星座图。由图可见,应用

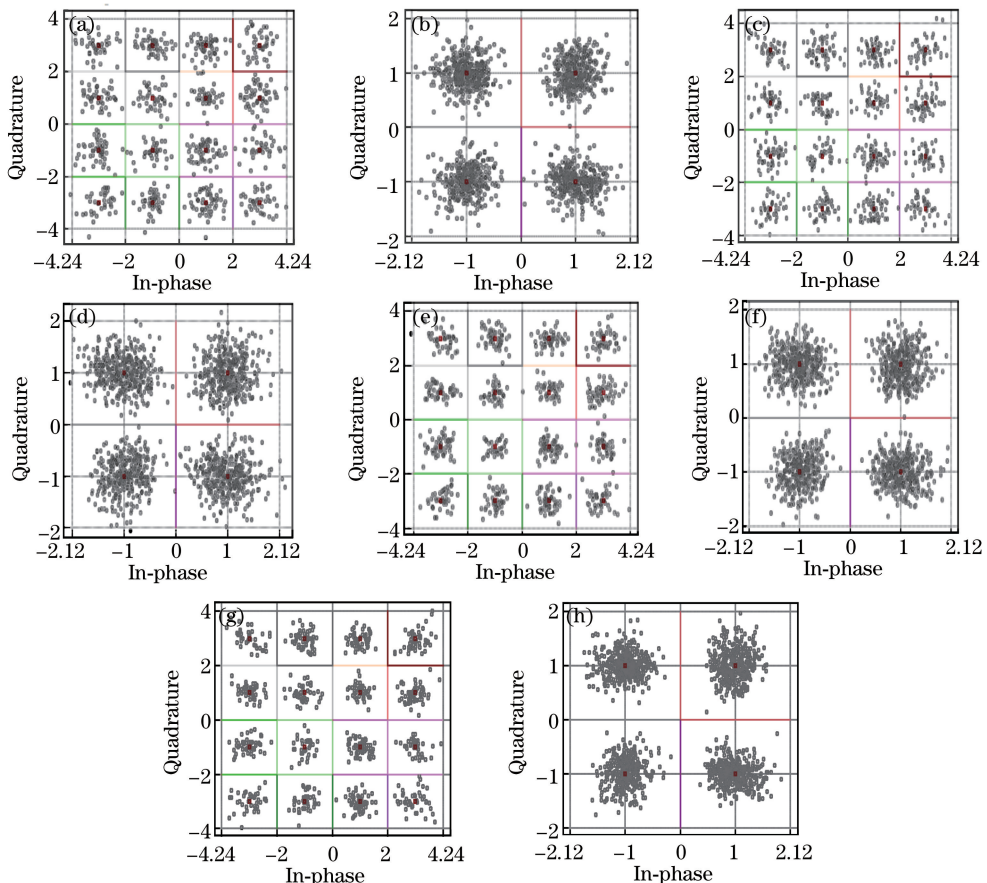


图 4 多播信号的星座图。(a) I_1 ; (b) I_2 ; (c) I_3 ; (d) I_4 ; (e) I_5 ; (f) I_6 ; (g) I_7 ; (h) I_8

Fig. 4 Constellation diagrams of multicast signal. (a) I_1 ; (b) I_2 ; (c) I_3 ; (d) I_4 ; (e) I_5 ; (f) I_6 ; (g) I_7 ; (h) I_8

在多播系统中的信号质量较好,整个系统解决色散引起的功率降低问题,降低了成本,并提高了频谱效率。

DMT 信号具有对光信噪比的灵敏度较高的优势,并且能够有效抵抗色度色散(CD)和偏振模色散(PMD),每个子载波均具有灵活、独立的调制格式。SNR 可以表征检测得到的 DMT-Twin-SSB 信号光经 FWM 后的多路转换光信号性能。图 5(a)为 I_1 、 I_3 、 I_5 、 I_7 4 路 DMT-16QAM 信号的误码率(B_{ER})随 SNR 的变化曲线。在误码率为 7×10^{-3} 时, I_1 、 I_3 两路信号的 SNR 灵敏度分别为 20.5 dB 和 19 dB;在误码率为 1.2×10^{-3} 时, I_5 、 I_7 两路信号的 SNR 灵敏度分别为 20 dB 和 20.7 dB。图 5(b)为 I_2 、 I_4 、 I_6 、 I_8 4 路 DMT-4QAM 信号的误码率随 SNR 的变化曲线图。在误码率为 4×10^{-4} 时, I_4 、 I_6 两路信号的 SNR 灵敏度分别为 22.5 dB 和 20 dB;在误码率为 1.5×10^{-4} 时, I_2 、 I_8 两路信号的 SNR 分别为 19 dB 和 19.1 dB。8 路信号之间的功率代价均小于 2.6 dB,因此经过基于 SOA 的垂直抽运结构的 FWM 可以获得高质量的 8 路波分复用信道。

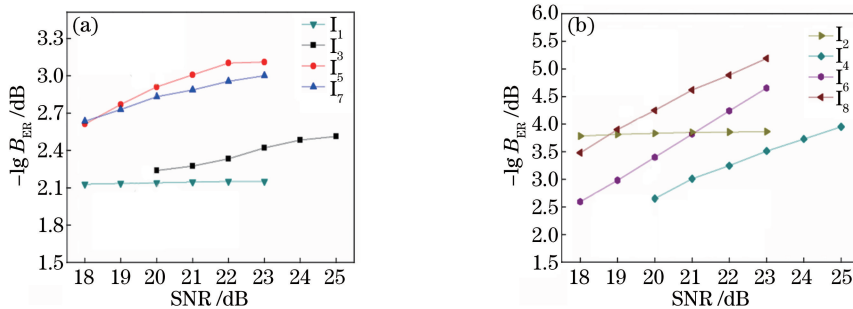


图 5 随 SNR 变化的误码率。(a) I_1 、 I_3 、 I_5 、 I_7 4 路误码率随 SNR 的变化曲线;
(b) I_2 、 I_4 、 I_6 、 I_8 4 路误码率随 SNR 的变化曲线

Fig. 5 Bit error rate versus SNR. (a) Curves of bit error rate of I_1 , I_3 , I_5 and I_7 channels versus SNR;
(b) curves of bit error rate of I_2 , I_4 , I_6 and I_8 channels versus SNR

4 结 论

理论分析并模拟仿真了基于垂直抽运结构的传输速率为 $20 \text{ Gbit} \cdot \text{s}^{-1}$ 的 DMT 信号经过 SOA 实现 AOWC 的过程。通过星座图和误码率证明了 8 路信号的性能。在 SNR 为 20 时, I_2 、 I_4 、 I_6 、 I_8 4 路传输的 DMT-4QAM 信号的误码率分别为 2.234×10^{-3} , 3.995×10^{-4} , 5.653×10^{-5} , 1.459×10^{-4} , I_1 、 I_3 、 I_5 、 I_7 4 路信道传输的 DMT-16QAM 信号的误码率分别为 5.755×10^{-3} , 1.229×10^{-3} , 1.474×10^{-3} , 7.221×10^{-3} 。8 路多播信号携带了信号光的原始数据,并在信噪比代价很低的条件下被成功解调,从而实现高质量的多播系统。DMT-Twin-SSB 信号既可以解决 CD、PMD 引起的功率降低问题,也可提高频谱效率和波长带宽的利用率。

参 考 文 献

- [1] Lu Jia, Ma Jie, Liu Jianfei, *et al.* Influence of orthogonal dual-pump PM-OFDM signal on all-optical wavelength conversion system[J]. Chinese J Lasers, 2016, 43(6): 0606001.
卢嘉, 马杰, 刘剑飞, 等. 垂直双抽运结构 PM-OFDM 信号对全光波长变换系统的影响[J]. 中国激光, 2016, 43(6): 0606001.
- [2] Lu Jia, Hu Yuanyuan, Liu Jianfei, *et al.* All-optical wavelength conversion based on parallel dual-pump for polarization multiplexing OFDM signal in SOA[J]. Chinese J Lasers, 2015, 42(2): 0205005.
卢嘉, 胡圆圆, 刘剑飞, 等. 基于 SOA 的平行双抽运结构偏振复用 OFDM 信号的全光波长变换[J]. 中国激光, 2015, 42(2): 0205005.
- [3] Lu J, Chen L, Dong Z, *et al.* Polarization insensitive wavelength conversion based on orthogonal pump four-wave mixing for polarization multiplexing signal in high-nonlinear fiber[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(24): 5767-5774.
- [4] Chang Haiyue, Lu jia, Wang Yang, *et al.* Influence of high order sideband suppression ratio on all-optical wavelength conversion system[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2016, 53(10): 100605.

- 常海悦, 卢嘉, 王杨, 等. 高阶边带抑制比对全光波长变换系统性能的影响[J]. 激光与光电子学进展, 2016, 53(10): 100605.
- [5] Zhou Hui, Dong Ze, Cao Zizheng, *et al.* All-optical wavelength conversion for orthogonal frequency division multiplexing optical signal[J]. *Acta Optica Sinica*, 2010, 30(4): 959-964.
周慧, 董泽, 曹子峥, 等. 正交频分复用信号的全光波长变换性能研究[J]. 光学学报, 2010, 30(4): 959-964.
- [6] Lu J, Yu J J, Zhou H, *et al.* Polarization insensitive wavelength conversion based on dual-pump four-wave mixing for polarization multiplexing signal in SOA[J]. *Optics Communications*, 2011, 284(22): 5364-5371.
- [7] Contestabile G, Presi M, Ciamarella E. Multiple wavelength conversion for WDM multicasting by FWM in an SOA[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2004, 16(7): 1775-1777.
- [8] Qin J, Ji Y F, Wang H X, *et al.* Multichannel wavelength multicasting for two QPSK signals based on FWM in SOA [J]. *Chinese Optics Letters*, 2015, 13(1): 010601.
- [9] Wang X Y, Huang L C, Yi K, *et al.* All-optical wavelength conversion and five-channel multicasting for 20 Gbit/s QPSK signals in a silicon waveguide[J]. *Optics Letters*, 2014, 39(21): 6122-6125.
- [10] Lu G W, Abedin K S, Miyazaki T. DPSK multicast using multiple-pump FWM in Bismuths highly nonlinear fiber with high multicast efficiency[J]. *Optics Express*, 2008, 16(26): 21964-21970.
- [11] Pu M H, Hu H, Ji H, *et al.* One-to-six WDM multicasting of DPSK signals based on dual-pump four-wave mixing in a silicon waveguide[J]. *Optics Express*, 2011, 19(24): 24448-24453.
- [12] 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): 15517735.
- [13] Li F, Li X Y, Yu J J, *et al.* Optimization of training sequence for DFT-spread DMT signal in optical access network with direct detection utilizing DML[J]. *Optics Express*, 2014, 22(19): 22962-22967.
- [14] Xiao X, Li F, Yu J, *et al.* Real-time demonstration of 100 Gbps class dual-carrier DDO-16QAM-DMT transmission with directly modulated laser[C]. *Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC)*, 2014: 14546174.
- [15] Li F, Xiao X, Li X Y, *et al.* Real-time demonstration of DMT-based DDO-OFDM transmission and reception at 50 Gb/s[C]. *39th European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2013: 13842219.
- [16] Dong Z, Yu J, Lu J. Bandwidth-efficient WDM-CAP-PON using digital Hilbert single-side-band modulation[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2015, 7(5): 7903907.
- [17] 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.
- [18] Zhang L, Zuo T J, Zhang Q, *et al.* Transmission of 112 Gb/s + DMT over 80-km SMF enabled by Twin-SSB technique at 1550 nm[C]. *European Conference on Optical Communication*, 2015: 15635963.
- [19] Zhang L, Zuo T J, Zhang Q, *et al.* 150 Gb/s DMT over 80 km SMF transmission based on spectrally efficient SSBI cancellation using guard-band twin-SSB technique[C]. *42nd European Conference on Optical Communication*, 2016: 1-3.
- [20] Zhang L, Zuo T J, Zhang Q, *et al.* Single-wavelength 100 Gb/s and 200 Gb/s transmissions over 80 km SMF based on direct detection eSSB-DMT and twin-SSB-DMT [C]. *15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON)*, 2016: 1-3.