

# 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\*

李晶 宁提纲† 裴丽 简伟 油海东 陈宏尧 张婵 李超

(北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044)

(2013年6月29日收到; 2013年8月21日收到修改稿)

理论分析并实验研究了一种基于双平行马赫曾德调制器 (DP-MZM) 具有动态光载波边带比 (OCSR) 调谐能力的光单边带 (OSSB) 调制实现方案, 方案利用 DP-MZM 内部集成的三个独立的调制单元, 分别实现 OSSB 调制、光载波移相和光信号干涉, 最终, 仅需改变调制器的一个偏置点, 就实现了 OCSR 的动态调谐, 实验得到了小信号调制 (调制系数  $m = 0.2$ ) 下, OCSR 的可调范围  $-20.8$ — $23.5$  dB. 并分析了 OCSR 与射频功率之间的对应关系, 通过本方案调谐至最佳的 OCSR 可提高模拟光链路接收灵敏度.

**关键词:** 光纤通信, 微波光子, 光载波边带比, 光单边带调制

**PACS:** 42.79.Sz, 84.40.-x, 42.79.Hp

**DOI:** 10.7498/aps.62.224210

## 1 引言

微波/毫米波频段光载无线 (radio over fiber, RoF) 系统被认为是超宽带无线接入的最有前途的解决方案, 也是微波光子学的一个重要应用领域, 并成为最近的一个研究热点. 研究微波/毫米波频段的光载无线技术<sup>[1-7]</sup>, 首先要解决光纤色散对射频功率周期性衰落的问题, 这早在 20 世纪 80 年代开始就有相关的研究<sup>[8,9]</sup>. 引起这一问题的原因在于: 由中心站调制射频信号在光纤中传输后, 受光纤色散的影响, 传统的光双边带 (ODSB) 调制信号对应的边带相对于光载波获得了一个与色散量有关的相移  $\Delta\theta$ , 接收端光电探测时, ODSB 信号的上下两个边带分别与光载波拍频, 获得两项同频不同相的射频信号的迭加, 当相位差达到  $180^\circ$  时, 射频项互相抵消, 于是每当光纤传输一定距离后, 射频功率衰落至零. 而且, 随着调制频率的提高, 衰落问题越严重. 为解决这个问题, 可以采用电域预补偿<sup>[10]</sup>、色散补偿光纤<sup>[11]</sup>、载波相移双边带调制<sup>[12]</sup>、混合偏振调制<sup>[13]</sup>和光单边带 (OSSB) 调

制<sup>[14]</sup>等技术. 其中, OSSB 调制被认为是解决射频功率周期性衰落的最有效途径.

最新的研究显示, OSSB 调制信号的光载波边带比 (OCSR) 是影响 RoF 模拟光链路接收灵敏度的重要指标, 例如, 单个副载波调制时, 最佳的 OCSR 在 0 dB 附近<sup>[15-19]</sup>. 对于传统的副载波调制中, 为避免高次谐波干扰和高阶互调干扰, 多采用小信号调制的方法, 而这种方法最大的缺点是初始 OCSR 过大, 以至于不携带数据的光载波占据了光功率的绝大部分, 造成资源浪费. 近年来, 国际上相继报道了多种调节 OCSR 的方法<sup>[15-19]</sup>, 其中, 2011 年, 康考迪亚大学的 Hraimel 等<sup>[19]</sup>报道了一种基于双平行马赫曾德调制器的可调 OCSR 光单边带调制方法, 通过同时改变调制器的两个电压偏置点可以对 OCSR 进行动态调节.

本文通过理论分析配合实验验证的方法, 提出了一种基于双平行马赫曾德调制器 (DP-MZM) 的动态可调 OCSR 光单边带调制方案. 通过合理地设置调制器的工作点和偏置电压, 仅改变其中一个调制器的偏置点, 可实现 OCSR 的动态调谐. 本方案与文献 [19] 不同之处在于: 文献 [19] 中需要改变

\* 国家自然科学基金 (批准号: 61177069, 61275076, 61275092) 和国家重点基础研究计划 (批准号: 2010CB328206) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: tgning@bjtu.edu.cn

两个电压偏置点, 并且二者须完全同步, 未同步的偏置电压情况会限制 OCSR 的调谐能力, 而本方案则将两个偏置点的变化降低到一个偏置点的变化, 简化了整个调节过程, 避免了同步调谐的问题. 通过研究发现: 在小信号调制情况下, OCSR 的调谐相对简单, 实现相对容易. 通过实验, 验证了本方案的核心原理, 并得到 OCSR 在小信号调制 ( $m = 0.2$ ) 下的 OCSR 可调范围  $-20.8 \sim 23.5$  dB.

## 2 可调 OCSR 的光单边带调制原理

方案采用如图 1 所示的结构原理图, 核心器件是一个四射频端口的 DP-MZM, DP-MZM 由上下两臂的子调制器 MZM-a, MZM-b 和主调制器 MZM-c 所组成. 由于该调制器具有四个射频端口, 可将 MZM-a 设置为传统的光单边带调制方式, 即本振信号首先经过一个  $90^\circ$  的电桥, 然后分别驱动 MZM-a 的上下两个射频端口, 将偏置电压设置为  $V_\pi/2$ . 对于 MZM-b 则无射频驱动, 而只进行电压偏置, 偏置电压设置为  $V_\pi/2$ . 两个子调制器 MZM-a, MZM-b 输出的光信号可分别表示为  $E_1(t)$  和  $E_2(t)$ . MZM-c 可以视为移相器, 改变偏置电压  $V_{\text{bias}}$ , 对  $E_2(t)$  进行相位移, 最终与  $E_1(t)$  合并为一, 实现光信号干涉, DP-MZM 输出光信号表达式为

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ E_1(t) + E_2(t) \exp \left( j\pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) \right]$$

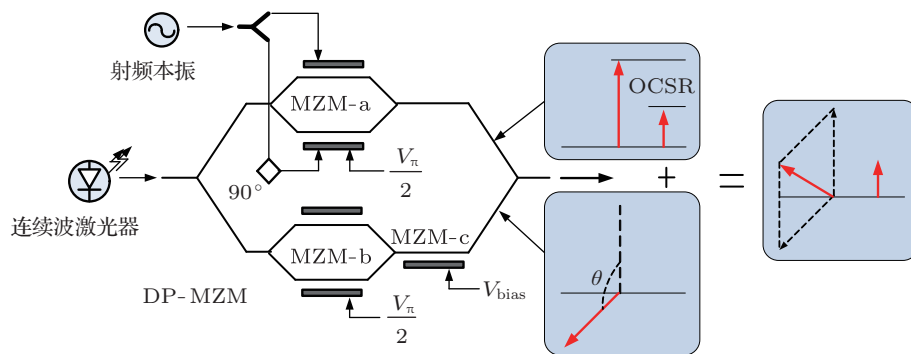


图 1 可调 OCSR 的光单边带调制结构原理

## 3 调制系数、消光比以及副载波数的影响

本方案将采用动态调节偏置电压  $V_{\text{bias}}$  的方法实现 OCSR 调谐. 下面, 我们将对调制系数及消光

$$= \frac{E_0(t)}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \exp(jn\Omega t), \quad (1)$$

其中  $a_n$  代表光载波 ( $n = 0$ ) 及各阶边带 ( $n \neq 0$ ) 的幅度加权值, 展开式为

$$a_n = \begin{cases} (\gamma_1 + \gamma_2 j) \left[ J_0(m) + \exp \left( j\pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) \right] & n = 0 \\ [\gamma_1 j^n + \gamma_2 j(-1)^n] J_n(m) & n \neq 0 \end{cases}, \quad (2)$$

其中

$$a_n = \begin{cases} \gamma_1 = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - 1}{2\sqrt{\epsilon_r}} \\ \gamma_2 = \frac{\sqrt{\epsilon_r} + 1}{2\sqrt{\epsilon_r}} \end{cases}$$

为与消光比  $\epsilon_r$  相关的加权系数, 上式中  $a_1 \approx 0$ , 输出为单边带调制信号, 小信号调制的情况下, 可计算  $\text{OCSR} = |a_0|^2 / |a_{-1}|^2$ :

$$\text{OCSR} = \frac{1}{J_1^2(m)} \left\{ \left[ \gamma_1 J_0(m) + \gamma_1 \cos \left( \pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) - \gamma_2 \sin \left( \pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) \right]^2 + \left[ \gamma_2 J_0(m) + \gamma_2 \cos \left( \pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) + \gamma_1 \sin \left( \pi \frac{V_{\text{bias}}}{V_\pi} \right) \right]^2 \right\}, \quad (3)$$

(3) 式是一个与调制系数  $m$ , 消光比  $\epsilon_r$  和偏置电压  $V_{\text{bias}}$  有关的函数. 可以发现, 改变三个参数的取值, 都可对 OCSR 进行调节.

比的影响进行分析. 以  $\epsilon_r = 25$  dB 为例, 图 2 所示为 OCSR 随  $V_{\text{bias}}$  变化的曲线, 图中不同的调制系数  $m$  对应不同的曲线, 调制系数越小, OCSR 可调谐的范围越大. 考虑到小信号调制能够有效避免高阶谐波干扰和高阶互调干扰, 令调制系数  $m = 0.2$ , 参考

图 2, 偏置电压  $V_{\text{bias}}$  从 0 增大到  $V_{\pi}$ , OCSR 由大约 23 dB 下降至  $-23$  dB, 随着  $V_{\text{bias}}$  继续增大到  $2V_{\pi}$ , OCSR 重新回到 23 dB. 对于单个副载波调制而言, 最佳的 OCSR 值是 0 dB<sup>[15,19,20]</sup>, 而随着副载波数目的增多, 最佳 OCSR 满足  $\text{OCSR} = 10 \cdot \log_{10} N$  (in dB) 的关系<sup>[17]</sup>, 因此, 从图中可以确定不同 OCSR 所对应的偏置电压. 以单个副载波调制 ( $N = 1$ ) 为例, 为达到 0 dB 的最佳 OCSR,  $V_{\text{bias}}$  需调节到  $0.9552V_{\pi}$ . 而对于  $N = 2, 4, 8$  多个副载波调制, 最佳 OCSR 分别为 3, 6 和 9 dB. 它们所对应的  $V_{\text{bias}}$  为  $0.9366 V_{\pi}$ ,  $0.9102 V_{\pi}$  和  $0.8726 V_{\pi}$ .

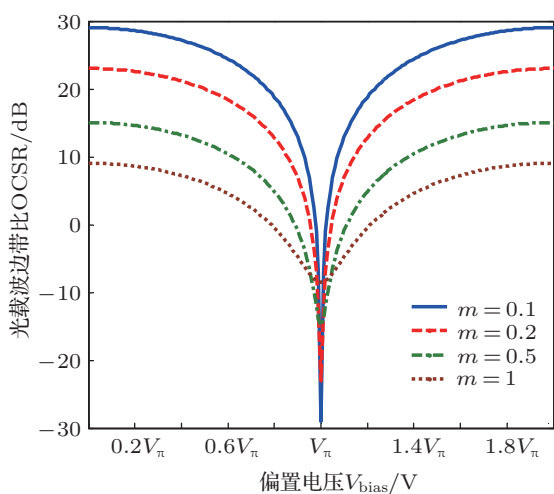


图 2 不同调制系数  $m$  条件下, 光载波边带比 OCSR 随偏置电压  $V_{\text{bias}}$  变化的曲线 (消光比  $\epsilon_r = 25$  dB)

图 3 分别对  $N = 1, 2, 4, 8$  四种情况下 OCSR 围绕各自最佳值 (OCSR = 0, 3, 6, 9 dB) 随  $\epsilon_r$  的变化曲线. 考虑到实际条件下商用调制器消光比  $\epsilon_r$  各有不同, 图中将  $\epsilon_r$  由 10 dB 上升至 35 dB, 分析了不同调制器消光比对 OCSR 的影响, 可以发现 OCSR 均有缓慢变化, 但是整体变化范围都小于 0.5 dB, 可以认为调制器消光比  $\epsilon_r$  的影响可忽略.

### 4 实验结构与结果讨论

实验结构如图 4 所示, 可调谐激光器 (Anritsu MG9541A) 输出的光信号中心波长 1550 nm, 功率 10 dBm. 电信号发生器 (HMC-T2240) 产生频率 20 GHz 的射频信号用以驱动调制器, 本振频率的稳定性由电信号发生器决定, 但不影响方案成立的条件以及 OCSR 的可调谐能力. 实验采用低半波电压的 DQPSK 调制器 (或称为 DP-MZM), 其对应三个子调制器半波电压分别为 1.1, 1.1 和 4.5 V. 调制器消

光比  $\epsilon_r = 34$  dB. 设置调制系数  $m = 0.2$ , 将 MZM-a 和 MZM-b 同时偏置与正交传输点, 此时 MZM-a 输出信号为单边带调制信号, MZM-b 输出信号仅为功率可控的光载波, 随后利用 MZM-c 的电压偏置改变 MZM-b 输出光载波的相位, 干涉后, 光载波幅度将会随相位发生变化, 进而影响 OCSR 随之改变.

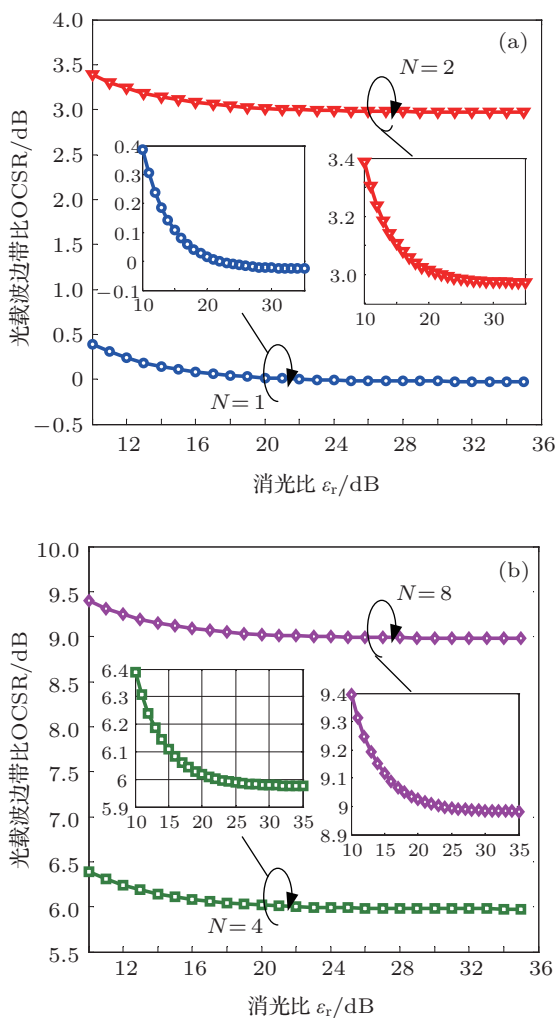


图 3  $N = 1, 2, 4, 8$  时光载波边带比 OCSR 围绕各自最佳值随消光比  $\epsilon_r$  的变化

图 5 所示为光谱仪 (Agilent 86142B) 测得不同  $V_{\text{bias}}$  对应的 OCSR 变化曲线及对应光谱, 由于所使用的光谱仪精细度仅为 0.06 nm, 因此光谱质量较差, 但是可以从图中分辨光载波和光边带, 二者之间波长间隔约为 0.16 nm, 对应 20 GHz, 实线为理论计算结果 (参考图 2), 点线为实验测试结果. 实验条件下, 调制器存在一定的初始偏置, 当 MZM-c 加载偏置电压  $V_{\text{bias}} = 2.73$  V 时, MZM-c 正好处于最大传输点. 注意到, 测试结果与理论值之间存在一定的误差, 原因可能是实验条件下 20 GHz 射频调制

使 DP-MZM 的实际半波电压值偏离了理论计算值 (4.5 V), 同时 MZM-a 和 MZM-b 的偏置点没有稳定在正交偏置点, 也会导致理论曲线与实验结果的偏差. 除此之外, 实验条件下, 受稳压源调谐精度的影

响, 偏置电压取小数点后两位, 是有别于理论计算结果的 (如  $0.9552V_{\pi}$  对应 0 dB OCSR). 但是, 实验条件下, 实际有效位的选择并不影响方案对 OCSR 的连续可调谐.

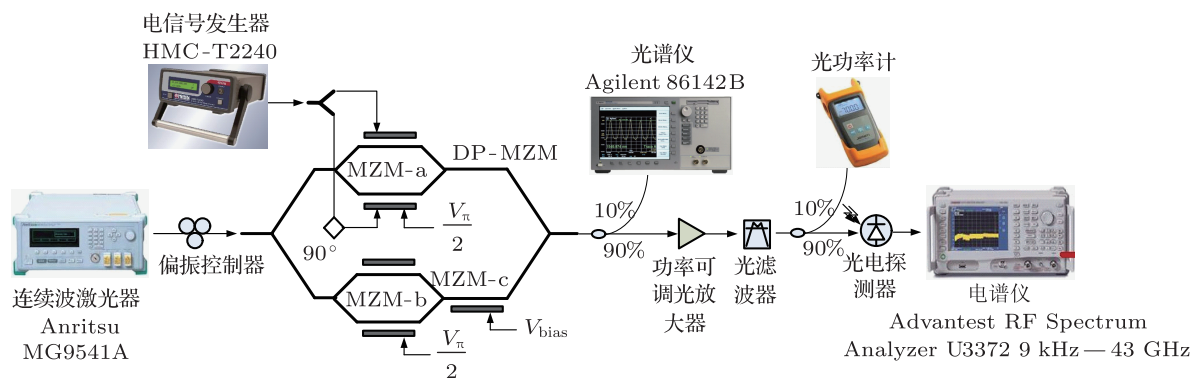


图4 实验结构图

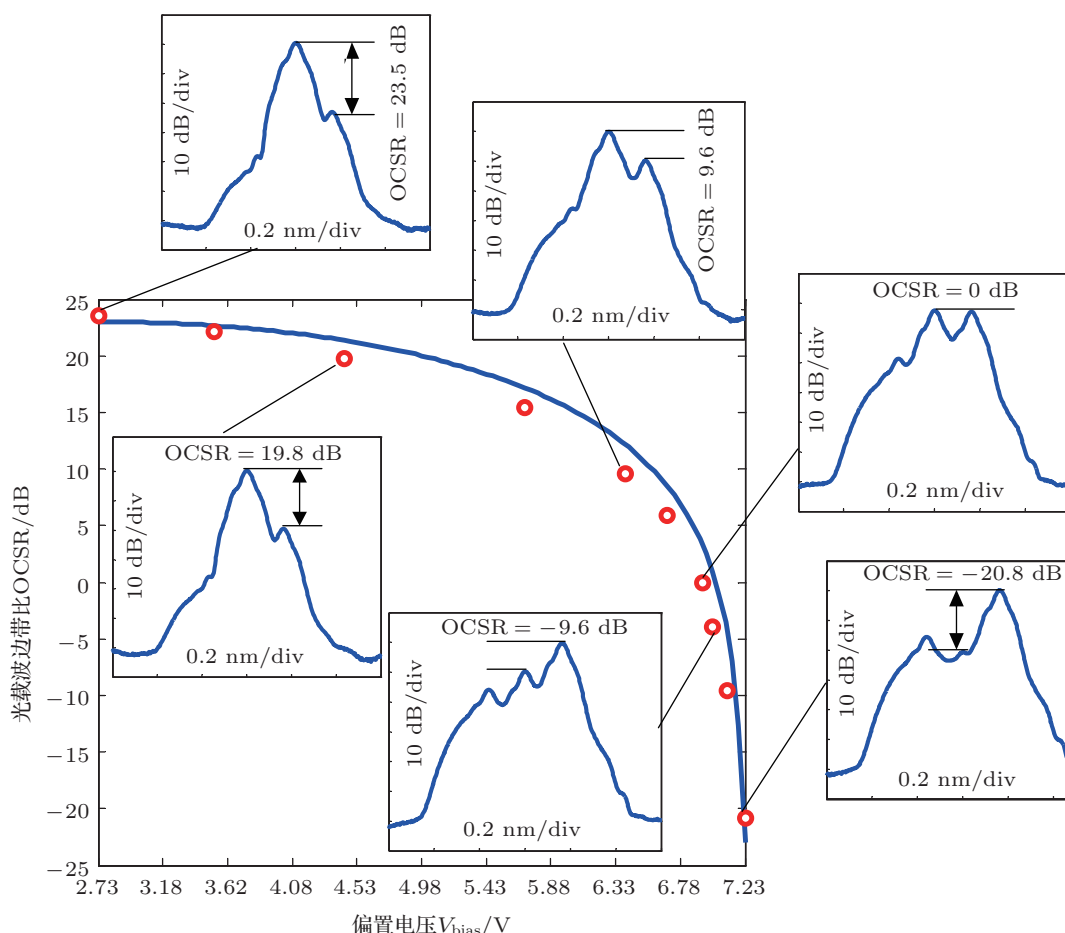


图5 光载波边带比 OCSR 随偏置电压  $V_{bias}$  变化的曲线及对应光谱 (实线为理论值, 点线为实验结果)

为进一步解释动态 OCSR 对模拟光链路接受灵敏度的改善作用, 如图 6 所示, 由 DP-MZM 输出的单边带调制信号, 先后经功率可调光放大器

(PCOA) 放大、可调光滤波器 (TOF) 滤波 (自发辐射 ASE 噪声) 后, 在具有平方根检测特性的光电探测器 (PD) 处拍频恢复射频调制信号, 利用 TOF 和

PD 之间的光功率 (OPM) 测试 PD 处输入光功率, 调节 PCOA 的增益可保持 PD 处输入光功率为恒定值 (例如  $P_{in} = 0$  dB), 利用 (4) 式可得射频功率  $P_{RF}$  与 OCSR 对应关系:

$$P_{RF} = 2\Re^2 P_{in}^2 \frac{OCSR}{(OCSR + 1)^2}, \quad (4)$$

其中  $\Re$  为 PD 的响应系数,  $P_{in} = P_0 + P_{\Omega}$  为光载波 ( $P_0$ ) 及边带 ( $P_{\Omega}$ ) 总功率, 由于  $P_{in}$  保持恒定, 因此, 当  $OCSR = 0$  dB 时  $P_{RF}$  达到最大值  $\Re^2 P_{in}^2 / 2$ , 图 6

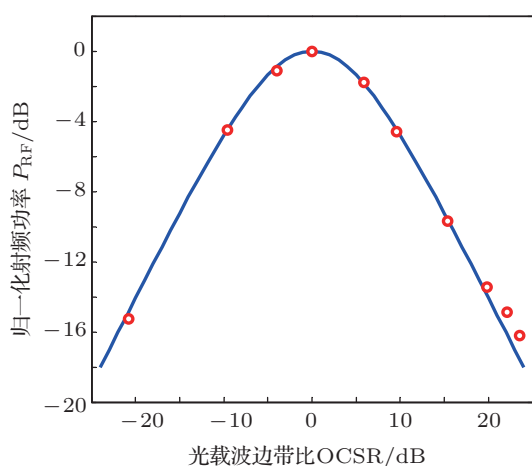


图 6 归一化  $P_{RF}$  随 OCSR 的变化 (实线为理论值, 点线为实验结果)

所示为归一化射频功率随 OCSR 变化曲线, 其中实线对应理论值, 点线为测试结果, 两者结果符合. 由通信原理的基本知识, 误码率与信号功率呈反比, 在相同的噪声环境下, 更高的信号功率就意味着更低的误码率<sup>[15,19]</sup>, 进而可提高 RoF 模拟光链路的接收灵敏度<sup>[15,19]</sup>.

## 5 结论

本文介绍了一种利用 DP-MZM 的动态可调 OCSR 的光单边带调制方案. 方案利用 DP-MZM 内部集成的三个独立的调制单元, 分别实现 OSSB 调制、光载波移相和光信号干涉, 最终仅需要改变调制器的一个偏置点, 就实现了 OCSR 的动态调谐, OCSR 的调谐更加简单, 实现起来更加容易. 通过实验, 得到 OCSR 在小信号调制 ( $m = 0.2$ ) 时的可调范围  $-20.8$ — $23.5$  dB. 本方案结构简单、性能稳定, 且实现容易, 可广泛应用于微波/毫米波段 RoF 系统中, 用以改善模拟光链路的接收灵敏度.

感谢加拿大康考迪亚大学张秀普教授和 Dr. Hramel Bouchaib 对文中部分理论的有益探讨和实验协助.

- [1] Pei L, Liu G H, Ning T G, Gao S, Li J, Zhang Y J 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 064203 (in Chinese) [裴丽, 刘观辉, 宁提纲, 高嵩, 李晶, 张义军 2012 物理学报 **61** 064203]
- [2] Li J, Ning T G, Pei L, Qi C H 2009 *Opt. Lett.* **34** 3136
- [3] Li J, Ning T G, Pei L, Qi C H, Zhou Q, Hu X D, Gao S 2010 *Opt. Lett.* **35** 3619
- [4] Chen Y L, Wu Z M, Tang X, Lin X D, Wei Y, Xia G Q 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 104207 (in Chinese) [陈于淋, 吴正茂, 唐曦, 林晓东, 魏月, 夏光琼 2013 物理学报 **62** 104207]
- [5] Gao S, Pei L, Ning T G, Qi C H, Liu G H, Li J 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 124204 (in Chinese) [高嵩, 裴丽, 宁提纲, 祁春慧, 刘观辉, 李晶 2012 物理学报 **61** 124204]
- [6] Liu S X, Wang Y C, He H C, Zhang M J 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 7241 (in Chinese) [牛生晓, 王云才, 贺虎成, 张明江 2009 物理学报 **58** 7241]
- [7] Ye Q, Liu F, Cai H W, Qu R H, Fang Z J 2005 *Chin. Phys.* **14** 969
- [8] Meslener G 1984 *IEEE J. Quantum Electron.* **20** 1208
- [9] Elrefaie A F, Wagner R E, Atlas D A, Daut D G 1988 *J. Lightwave Technol.* **6** 704
- [10] Hramel B, Zhang X P, Mohamed M, Wu K 2009 *J. Opt. Commun. Netw.* **1** 331
- [11] Liu H J, Ren B, Feng J C 2012 *Chin. Phys. B* **21** 40501
- [12] Li S Y, Zheng X P, Zhang H Y, Zhou B K 2011 *Opt. Lett.* **36** 546
- [13] Zhang H T, Pan S L, Huang M H, Chen X F 2012 *Opt. Lett.* **37** 866
- [14] Shen Y C, Zhang X M, Chen K S 2005 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **17** 1277
- [15] Attygalle M, Lim C, Pendock G J, Nirmalathas A, Edvell G 2005 *IEEE Photonics Technol. Lett.* **17** 190
- [16] Li W, Zhu N H, Wang L X *Opt. Commun.* **284** 3437
- [17] Li J, Ning T G, Pei L, Gao S, You H D, Chen H Y, Jia N 2013 *Opt. Laser Technol.* **48** 210
- [18] Li J, Ning T G, Pei L, Qi C H, Hu X D, Zhou Q 2010 *IEEE Photon. Technol. Lett.* **22** 516
- [19] Hramel B, Zhang X P, Pei Y Q, Wu K, Liu T J, Xu T F, Nie Q H 2011 *J. Lightwave Technol.* **29** 775

# Optical single sideband modulation with continuously tunable optical carrier-to-sideband ratio by employing a dual-parallel Mach-Zehnder modulator\*

Li Jing Ning Ti-Gang<sup>†</sup> Pei Li Jian Wei You Hai-Dong  
Chen Hong-Yao Zhang Chan Li Chao

(*Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China*)

(Received 29 June 2013; revised manuscript received 21 August 2013)

## Abstract

We propose and demonstrate an optical single sideband (OSSB) modulation approach with continuously tunable optical carrier-to-sideband ratio (OCSR) theoretically and experimentally. In the proposal, one dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DP-MZM) acts as a key component. By properly setting the modulator, three separate sub-modulators inside the DP-MZM can be used to realize the OSSB modulation, optical carrier phase-shift, and lightwave interference. By adjusting the bias voltage of one sub-modulator, the OCSR can be tuned continuously. In the experiment, the tuning range of OCSR is found to be between  $-20.8$  dB and  $23.5$  dB at modulation index  $m = 0.2$ . We also analyze the relationship between the OCSR and RF power after detection. It is found that with properly adjusting the OCSR, the receiver sensitivity can be greatly improved.

**Keywords:** optical communications, microwave photonic, optical carrier-to-sideband ratio, single-sideband modulation

**PACS:** 42.79.Sz, 84.40.-x, 42.79.Hp

**DOI:** 10.7498/aps.62.224210

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61177069, 61275076, 61275092) and National Basic Research Program of China (Grant No. 2010CB328206).

<sup>†</sup> Corresponding author. E-mail: tgning@bjtu.edu.cn