

基于多边带调制产生全光正交频分复用信号的研究

邹书敏 邵宇丰 郑曦 方武良 李欣颖 迟楠

(复旦大学通信科学与工程系专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433)

摘要 研究了基于双臂马赫-曾德尔调制器(MZM)产生全光正交频分复用信号的原理,讨论了正交光子载波的产生由 MZM 的射频驱动和直流偏置电压决定的特性;并对基于载波抖动对系统的损伤定义了一个新的参数——载波均衡,以准确地描述产生全光正交频分复用载波的传输性能。根据选择的载波均衡参数,得到了产生 2,3,4 和 5 条正交光载波的最佳工作点;在接收端采用改进的马赫-曾德尔延时干涉仪和光门实现全光离散傅里叶变换,并测得了光门的相位取值和接收端滤波器带宽对接收信号误码性能的影响;最后研究了基于 5 条正交光边带 100 Gb/s 全光正交频分复用的传输系统性能。

关键词 光纤通信;全光正交频分复用;双臂马赫-曾德尔调制器;马赫-曾德尔延时干涉仪;光门

中图分类号 TN929.11 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201131.0706004

Study on Generation of All-Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Signals Based Multi-Tones Modulation

Zou Shumin Shao Yufeng Zheng Xi Fang Wuliang Li Xinying Chi Nan

(State Key Laboratory of Application Specific Integrated Circuit and System,

Department of Communication Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract The characteristics of the all-optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) generation based on a dual-arm Mach-Zehnder modulator (MZM) is investigated. It was found that the all optical OFDM subcarriers generation greatly depend on radio frequency (RF) and DC bias voltage of the dual-arm MZM. The system degradation induced by carrier fluctuation on the OFDM transmission performance was studied. A new parameter, namely carrier equalization was defined, and it can accurately describe the quality of the all-optical OFDM carrier generation. Different best working points have been selected to generate 2,3,4 and 5 orthogonal optical sidebands by adjust the parameters. At the receiver end, OFDM demodulation based on optical discrete Fourier transform was realized by using the Mach-Zehnder time delay interferometer and the optical gate. The bit error performance versus the phase of optical gate and bandwidth of optical filter was measured and at last, the performance of a 5×20 Gb/s transmission system based on all optical OFDM was studied.

Key words optical-fibercommunication; all optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); dual-arm Mach-Zehnder modulator (MZM); Mach-Zehnder time delay interferometer; optical gate

OCIS codes

1 引言

正交频分复用(OFDM)是一种高频谱效率的调制格式,由于其可以有效地抵抗信道色散导致的码

间干扰,因此被广泛地用于光传输系统和光接入网络^[1~5]。当前,光正交频分复用信号的产生主要有两种方式:1)电光调制产生 OFDM 信号^[6~8],2)全

收稿日期: 2010-11-12; **收到修改稿日期**: 2011-03-07

基金项目: 国家 973 计划(2010CB328300)、国家自然科学基金(600837004,60777010)、国家 863 计划(2009AA01Z253,2007AA01Z260)、曙光学者基金、中国博士后科学基金面上资助项目(20090460593)和上海市博士后资助计划面上项目(A类)(10R21411600)资助课题。

作者简介: 邹书敏(1987—),女,硕士研究生,主要从事光信号调制格式方面的研究。Email: zoushumin@gmail.com

导师简介: 迟楠(1974—),女,教授,博士生导师,主要从事先进光信号调制、光标记交换和全光信息处理等方面的研究。E-mail: nanchi@fudan.edu.cn(通信联系人,中国光学学会会员)

光调制产生 OFDM 信号^[9~11]。其中全光正交频分复用(AO-OFDM)信号是在光域进行傅里叶正(逆)变换,克服了电子处理的瓶颈限制,因此 AO-OFDM 技术成为了光通信研究中的热点^[12]。为了满足光信号大容量和长距离的传输需求,选择合适的光信号码型将是未来发展 100 Gb/s 光通信网络的关键。一方面,需要增加光通信系统的频带利用率、色散容限、偏振膜色散容限和抗非线性负面效应的能力^[13,14];另一方面,需要在不增加系统设备即不提高网络成本的前提下选用最合适的光电器件^[15~17]。基于此,提出了一个 100 Gb/s 的 AO-OFDM 传输系统,并重点研究了正交多边带产生的原理。采用一个双臂马赫-曾德尔调制器,选择使多边带峰值功率平均差最小的最佳工作点——载波均衡点,产生了频率间隔值为 10 GHz 的 2 条,3 条和 5 条正交边带。将产生的多边带分成奇偶两路,进行 20 Gb/s 差分四相相移键控(DQPSK)的调制产生全光正交频分复用(AO-OFDM)信号。该方法是基于多边带产生 AO-OFDM 信号,所以能降低电信号的调制速率和系统成本预算,并为未来光 OFDM 通信系统向全光通信网络演进提供了参考。

2 全光正交频分复用系统原理分析

在发送端,使用了差分 MZM 产生正交光边带。

当 MZM 的射频电压偏置输入正弦信号时,MZM 的传输函数可以化成贝塞尔级数的形式,即产生多次谐波,如图 1 所示。理论上,只要调节 MZM 的射频和直流电压偏置,就可以产生需要的多条光边带,并改变产生的光边带数量。

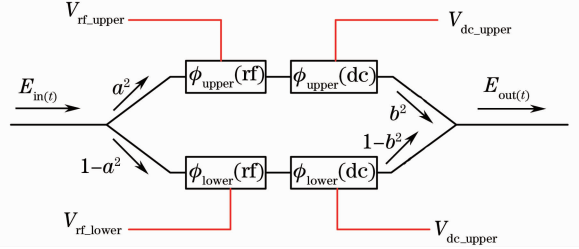


图 1 马赫-曾德尔调制器结构图

Fig. 1 Structure chart of MZM

图中,MZM 输出信号的光域表达式为

$$E_{out}(t) = E_o(t) \cos \frac{\Phi[V(t)]}{2} \cos(\omega_o t), \quad (1)$$

式中 $E_o(t)$ 和 ω_o 分别是输入光载波的电域的幅度和角频率。 $V(t)$ 是输入的驱动电压, $\Phi[V(t)]$ 是 MZM 双臂间的光相位差。假如 MZM 的驱动电压由射频电压和直流偏置电压组成,则可表示为

$$\Phi[V(t)] = \varphi_o + \frac{\pi}{V_\pi} \cdot V_i \cos(\omega_i t),$$

式中 φ_o 是由直流偏置电压决定的相移, V_π 是射频电压的半波长电压, V_i 和 ω_i 分别是输入的射频电压信号的幅度和角频率。展开公式为

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_o \cos\left(\frac{\varphi_o}{2}\right) J_o[\beta \cos(\omega_o t)] = \\ & E_o \cos\left(\frac{\varphi_o}{2}\right) \times (-1)^n \left\{ \sum_{n=2}^{\infty} J_{2n}(\beta) [\cos(\omega_o t - 2n\omega_i t) + \cos(\omega_o t + 2n\omega_i t)] \right\} = \\ & E_o \sin\left(\frac{\varphi_o}{2}\right) \times (-1)^n \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta) \{ \cos[\omega_o t - (2n-1)\omega_i t] + \cos[\omega_o t + (2n+1)\omega_i t] \} \right\}, \quad (2) \end{aligned}$$

式中 $\beta = (V_i/V_\pi)(\pi/2)$ 代表相位调制指数。由公式可以得到,输入的光载波能量分散于一阶、二阶、三阶和高阶边带中。边带间分配的幅度由贝塞尔函数的参量 β 决定。此外,幅度也同时受 φ_o 的控制。调节 φ_o 可以抑制奇次或偶次阶边带。

将调制器产生的五条边带经过马赫-曾德尔延时干涉仪(MZDI),分出奇边带和偶边带后输入并行的两个 DQPSK 调制器,每个 DQPSK 调制器的调制符号速率为 10 Gb/s;然后将经过预编码后的数据流调制各条边带,每条边带上承载调制速率为 20 Gb/s 的数据;最后将两个 DQPSK 调制器的输

出光信号进行耦合以实调制速率为 100 Gb/s AO-OFDM 信号的产生。

信道间的频谱有重叠,因此接收端需要进行光离散傅里叶变换。采用两个光耦合器,若干光延时线和若干相位偏移模块和一个光门来实现全光离散傅里叶变换(AO-OFDM),如图 2 所示。 $S(k\Delta t)$ 代表了复用信号通过延迟为 $k\Delta(t)$ 的光延迟线,指数函数代表了信号相移,总和表示用光耦合器把延迟和相位移动的信号耦合在一起。即要实现光域的离散傅里叶变换,需要对光进行延迟、相移和复合:

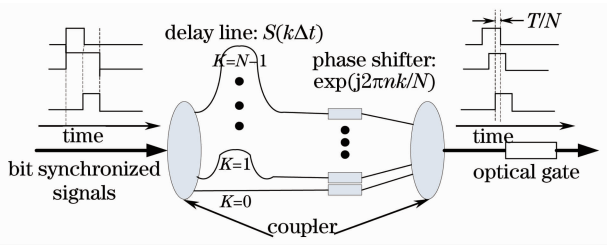


图 2 实现全光离散傅里叶变换的方案图

Fig. 2 Scheme of all-optical discrete Fourier transform

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S(k\Delta t) \exp[-j2\pi(f_0 + n\Delta f)k\Delta t], \quad (3)$$

当 $N=2, k=0, 1$ 时, 对任意的 d_n 都有

$$d_n = \sum_{k=0}^{N-1} S(k\Delta t) \exp(-j2\pi \frac{nk}{N}), \quad (4)$$

当 $n=0, \pm 2$ 时, $d_n = S(t) + S(t + \Delta t)$, $n = \pm 1$ 时,

$d_n = S(t) - S(t + \Delta t)$ 。而马赫-曾德尔干涉仪 (MZI) 结构包含两个 X 型的耦合器和一个延迟线, 如图 3 所示。

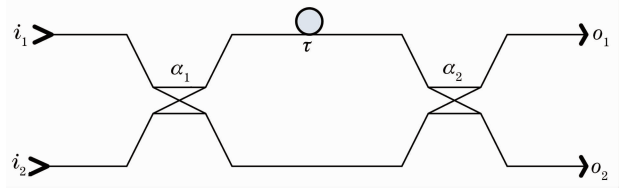


图 3 实现全光离散傅里叶变换的方案图

Fig. 3 Scheme of all-optical discrete Fourier transform (DFT)

而 MZI 的特性由它两个分叉间的参数延迟时间 (delay time) τ 决定。耦合器 1 和耦合器 2 的参数对应了第一和第二个 X 型耦合器。设 $\alpha_1 = \alpha_2$, 传输矩阵函数可表示为

$$\mathbf{T}(f) = \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi f\tau) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(j\phi_{\text{Upper}}) & 0 \\ 0 & \exp(j\phi_{\text{Lower}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

设上下两臂的相位都为 0, 则(5)式可以化简为

$$\mathbf{T}(f) = \sqrt{0.5} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi f\tau) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} = \sqrt{0.5} \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi f\tau) - 1 & \\ j[\exp(-j2\pi f\tau) + 1] & \end{bmatrix}, \quad (6)$$

设输入为 $\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(f) \\ 0 \end{bmatrix}$, $S(f)$ 为待分频的子载波。

则输出信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} o_1 \\ o_2 \end{bmatrix} = \mathbf{T}(f) \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = S(f) \begin{bmatrix} \exp(-j2\pi f\tau) - 1 \\ j[\exp(-j2\pi f\tau) + 1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S(t) - S(t + \Delta t) \\ j[S(t) + S(t + \Delta t)] \end{bmatrix}, \quad (7)$$

(7)式说明了光的离散傅里叶变换可以由 MZI 实现。复用的光信号进入光耦合器, 分成 N 道延迟线, 延迟时间是 $k\Delta t$, 将信号相移动 $2\pi nk/N$, 信号通过耦合器耦合在一起并且互相关联。光离散傅里叶变化是在没有变化的 $d_n(t)$ 内有效, 因此需要一个光门提取出持续时间 T/N 的信号, 在这段数据内, 信号在输出端有规则重叠, 在 1 bit 时间内保持了正交性。

3 结果及分析

系统结构如图 4 所示, 主要包含 4 个部分:

1) 产生多条载波的部分, 包括 1 个激光器、2 个正弦信号源、1 个马赫-曾德尔调制器和 1 个马赫-曾德尔延时干涉仪;

2) DQPSK 调制多边带部分, 4 个马赫-曾德尔调制器、2 个相位偏置器和 3 个耦合器; 其中传输部

分是 40 km 长的普通单模光纤, 没有色散补偿;

3) 全光离散傅里叶变换, 包括 1 个马赫-曾德尔延时干涉仪、1 个光滤波器和 1 个电吸收调制器;

4) DQPSK 解调部分: 2 个光分离器、2 个马赫-曾德尔延时干涉仪、4 个光电检测二极管和 2 个电滤波器。

分布反馈 (DFB) 激光器的中心波长为 1553.6 nm, 边带间的频率间隔是 10 GHz, 如图 5(a) 所示。用 MZM 产生 5 条正交的光边带后, 将边带通过延迟是 50 ps 的马赫-曾德尔干涉仪后分成奇偶 2 路, 光谱如图 5(b), (c) 所示, 图 5(b) 是偶次边带, 图 5(c) 是奇次边带。对奇偶次边带都采用 DQPSK 调制, 产生的光谱如图 5(d), (e) 所示。光纤为没有色散补偿的标准单模光纤, 传输长度为 40 km, 传输后的光谱如图 5(f) 所示。接收端经过马赫-曾德尔干涉仪后, 传输边带分奇偶两路, 光谱如图 5(h), (i) 所示。

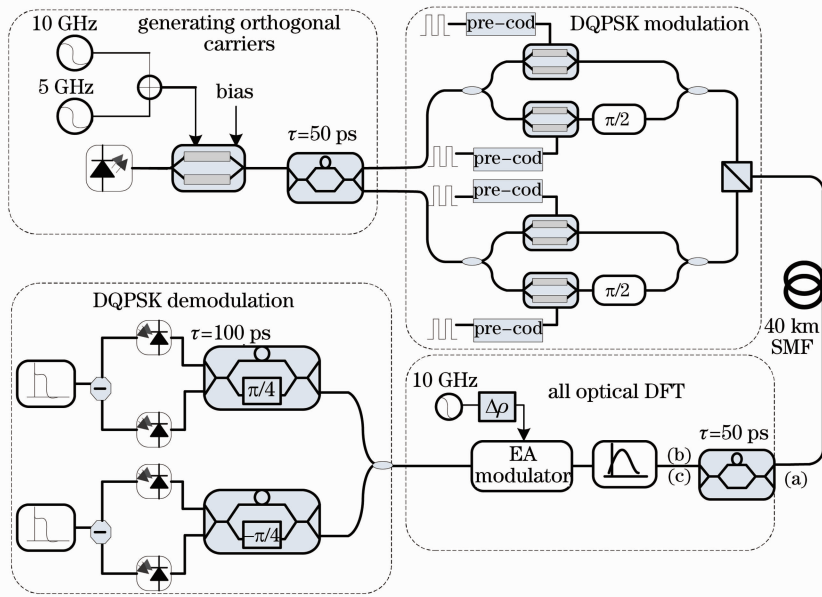


图 4 全光 OFDM 系统的结构图

Fig. 4 Configuration the all-optical OFDM system

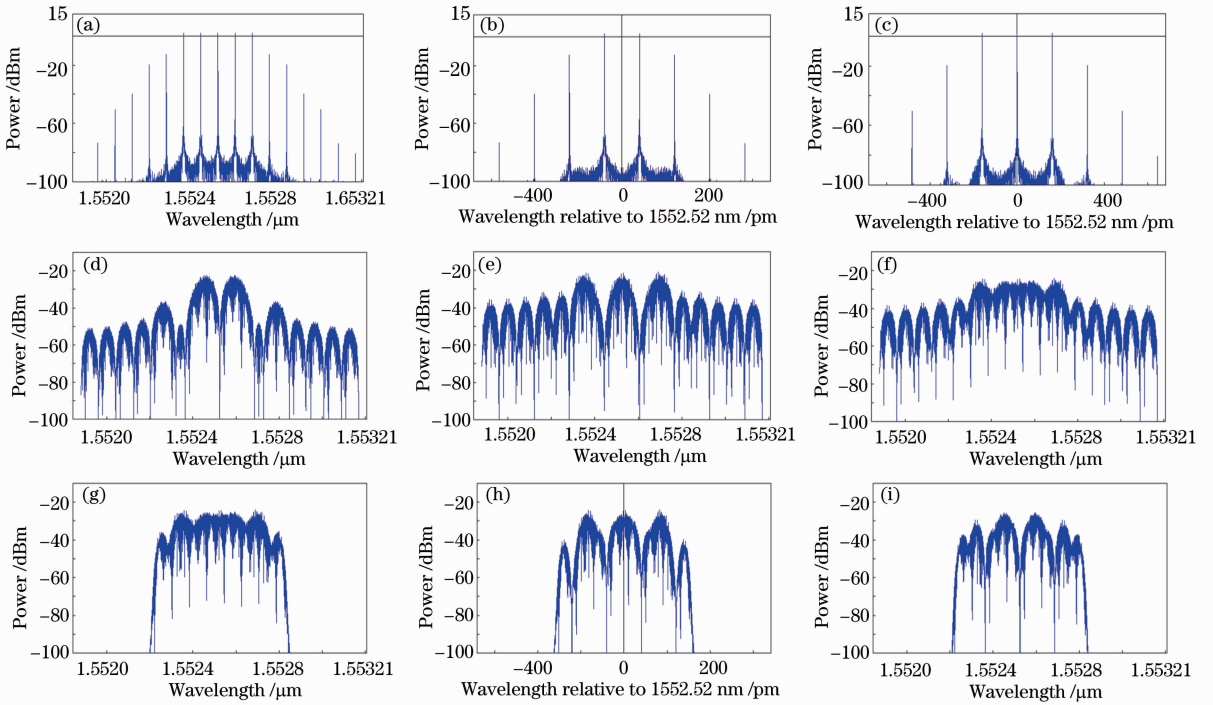


图 5 光信号频谱图

Fig. 5 Optical spectra of the OOFDM signal in every step

MZM 的半波长直流电压 $V_{\pi DC} = 2 \text{ V}$, 半波长射频驱动电压 $V_{\pi RF} = 4 \text{ V}$, 中心频率为 193.12 THz ; 以双循环的方式同时扫描直流偏置 V_{dc} 和射频驱动 V_{rf} , 根据所需的边带数来选择合适的偏置电压实现边带间的峰值功率平均差最小。如图 6 所示, 横坐标是射频驱动电压(RF)的幅度, 纵坐标是直流偏置电压(DC)的幅度, Z 坐标是经过处理后的各个数据

点的高度。图 6(a)是中心载波的幅值示意图, 直流偏置的电压范围是 $1 \sim 3 \text{ V}$, 射频驱动电压的范围是 $0.5 \sim 2.5 \text{ V}$ 。当 V_{dc} 由 $1 \sim 2 \text{ V}$ 增大时, 中心载波的幅值逐渐变小, 当 V_{dc} 由 $3 \sim 2 \text{ V}$ 减小时, 中心载波的幅值逐渐变小。 $V_{dc} = 2 \text{ V}$ 时, 中心载波被抑制。图 6(b)是这是产生的两条边带的幅值示意图。当 V_{rf} 由 $0.5 \sim 2.35 \text{ V}$ 增大时, 边带幅值逐渐变大,

V_{rf} 由 2.35~2.50 V 变化时,边带幅值逐渐变小。当 $V_{rf}=2.35$ V 时,边带的幅值最大。因此 $V_{dc}=2$ V, $V_{rf}=2.35$ V 时,是生成两条载波的最佳工作点。由(2)式可知,当 $\cos(\varphi_0/2)=0$ 时就达到了抑制中心载波的目的,而 $\varphi_0=V_{dc}/V_{\pi}$, $\cos(\varphi_0/2)=\cos(\pi/2)=0$,扫描的结果与理论推导也是相符的。

图 7(a),(b)是产生的三条边带的方差值示意

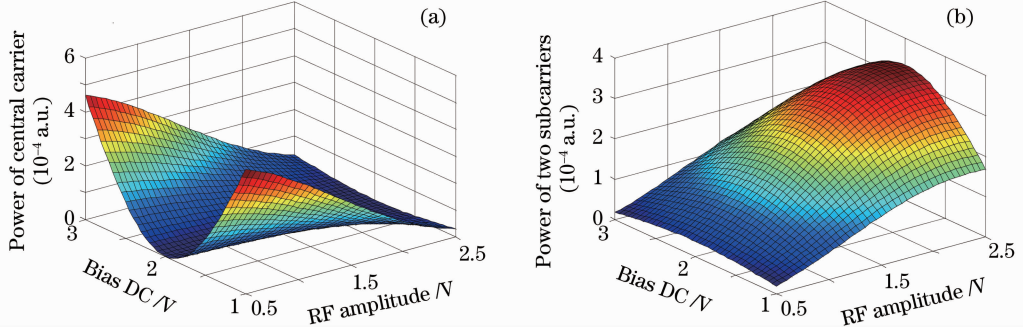


图 6 仿真 2 条载波的光功率。(a)中心载波,(b)两边的副载波

Fig. 6 Simulated optical power for (a) central carrier, (b) two subcarriers

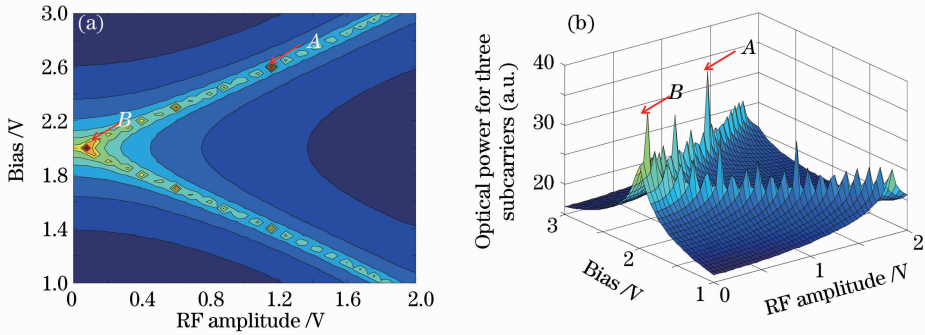


图 7 仿真 3 条载波的光功率

Fig. 7 Simulated optical power for three subcarriers

图 8 中横坐标是射频驱动电压的幅度,范围是 0.5~5 V,纵坐标是直流偏置电压的幅度,范围是 1~3 V。图 8(a)是中心载波的幅值图。 V_{dc} 由 1~2 V 增大时,中心载波的幅值逐渐变小, V_{dc} 由 3~2 V 变化时,中心载波的幅值逐渐变小。当 V_{dc} 为 2 V 时,中心载波被抑制。图 8(b)是产生的四条边带的一阶边带的幅值示意图。当 V_{rf} 由 0.5~2.35 V 增大时,一阶边带幅值逐渐变大,射频驱动由 2.35~5 V 变化时,一阶边带幅值逐渐变小。当 $V_{dc}=2$ V, $V_{rf}=2.35$ V 时,一阶边带的幅值最大。图 8(c)是产生的四条边带的二阶边带的幅值示意图。当 V_{rf} 由 0.5~5 V 增大时,二阶边带幅值逐渐变大。

图 8(d)和图 8(e)是产生的 4 条边带的方差值示意图。方差值越小,在图中的幅值越大,4 条边带的值越接近。 V_{rf} 由 0.5~2.35 V 增大时,图中的幅值逐渐变小,说明 4 条边带的值相差在增大。这由

图。方差值越小,在图中的幅值越大,三条边带的值越接近。直流偏置的电压范围是 1~3 V,射频驱动电压的范围是 0~2 V。由图中可以得到两个幅值最高点,A 点和 B 点。B 点所得到的载波功率过低,不能用于实验。因此 $V_{dc}=2.6$ V, $V_{rf}=1.16$ V 时,是生成三条载波的最佳工作点。

图 8(b)和图 8(c)可以说明。当 $V_{rf}=2.35$ V 时,一阶边带值最大。当 V_{rf} 由 2.35~3.92 V 增大时,图中的幅值逐渐变大,说明 4 条边带的值相差在减小。 V_{rf} 由 3.92~5 V 增大,图中的幅值逐渐变小,说明 4 条边带的值相差在增大。因此由图可知, $V_{rf}=3.92$ V 时,4 条边带值最接近。由图 8(d)和图 8(e)中的 A 点所示。

而由前面的图可知,当 $V_{dc}=2$ V 时,抑制了中心载波。因此产生 4 条边带的最佳工作点是 $V_{dc}=2$ V, $V_{rf}=3.92$ V。由图 8(a)~(e)所示。

图 9(a),(b)是产生的 5 条边带的方差值示意图。方差值越小,在图中的幅值越大,5 条边带的值越接近。直流偏置的电压范围是 3~4 V,射频驱动电压的范围是 1.5~2.5 V。当 V_{rf} 由 1.5~2.35 V 增大时,图中的幅值逐渐变大,说明 5 条边带的值相差在减小。当 V_{rf} 由 2.35~2.5 V 增大时,图中的幅

值逐渐变小,说明 5 条边带的值相差在增大。得到 5 条正交光载波的最佳设置点是 A 点,其值为 $V_{dc} = 3.36 \text{ V}$, $V_{rf} = 2.35 \text{ V}$ 。此时 5 条边带的功率近似相

等,波长值分别为 $1553.76, 1553.68, 1553.60, 1553.52$ 和 1553.44 nm 。在下文中,分别以 tone 1, tone 2, tone 3, tone 4, tone 5 代替。

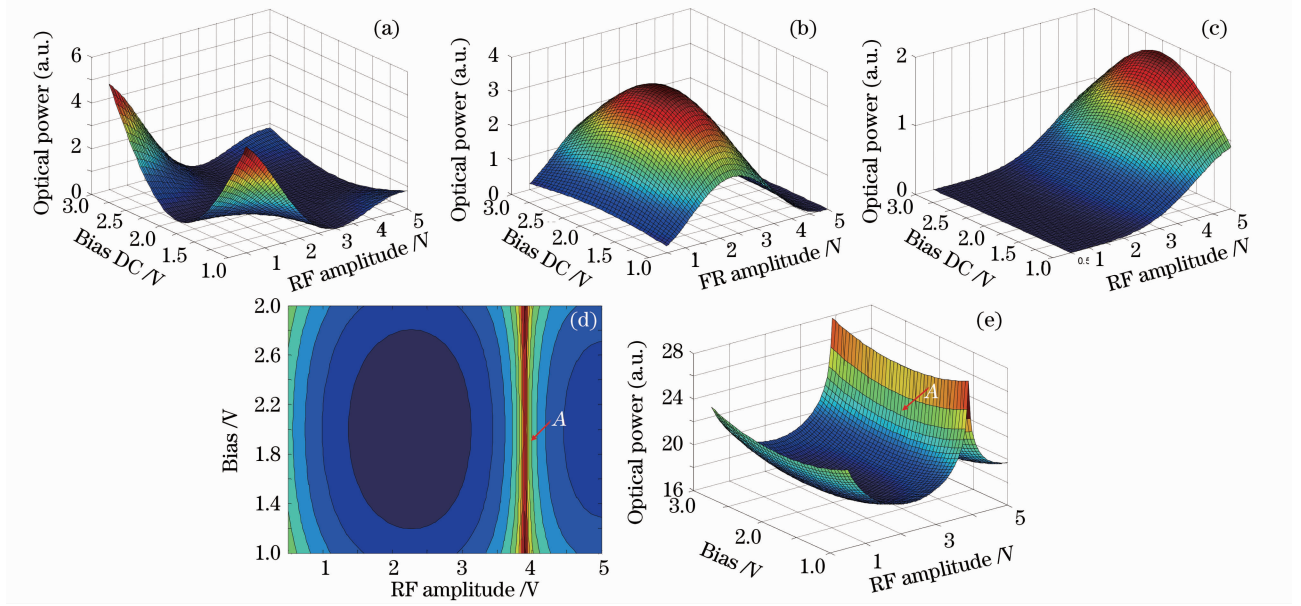


图 8 仿真 4 条载波的光功率

Fig. 8 Simulated optical power for four subcarriers

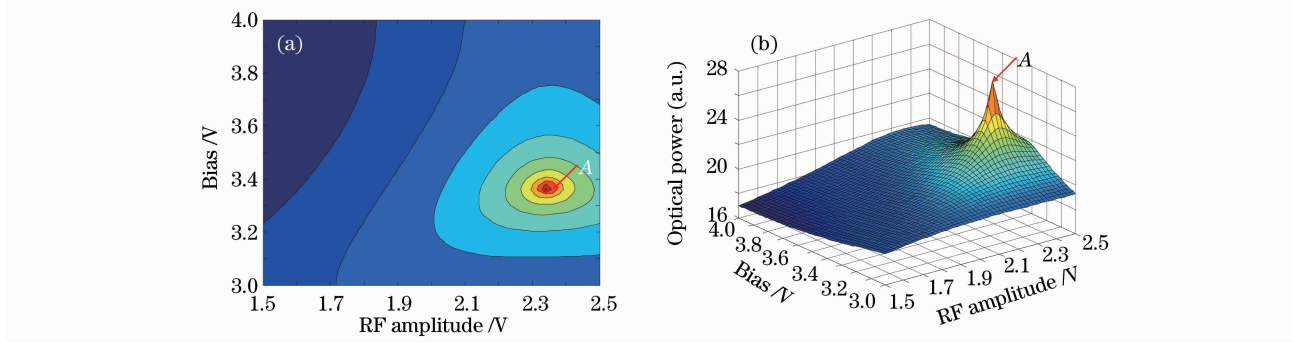


图 9 仿真 5 条载波的光功率

Fig. 9 Simulated optical power for five subcarriers

把产生 2 条、3 条、4 条和 5 条边带的最佳工作点总结如表 1 所示。

表 1 产生边带的最佳工作点

Table 1 Optimal working point for generating 2,3,4 and 5 subcarriers

	V_{dc}/V	V_{rf}/V
2 subcarriers	2	2.35
3 subcarriers	2.6	1.16
4 subcarriers	2	3.92
5 subcarriers	3.36	2.35

在接收端,如前面的原理所述,在 5 条光边带经过 MZDI 后,用光门在 1 bit 的时间内保持边带间正交性。光门是由一个电吸收调制器(EA),输入的时钟信号是 10 GHz 的正弦信号,EA 的调制指数设为

$m=0.99$,啁啾因数 $\alpha=0$ 。输出为

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \sqrt{d(t)} \exp\left[\frac{j\alpha}{2} \ln d(t)\right], \quad (8)$$

$$d(t) = (1 - m) + m \cdot \text{data}(t). \quad (9)$$

要使 $d(t)$ 的变化和输入信号变化一致,因此需要找到 $\text{data}(t)$ 的相位设置最佳点,错误的相位设置,将导致信号不能正确解调。从 $0^\circ \sim 360^\circ$ 扫描 $\text{data}(t)$ 的相位,得到了光门相位与误码率(BER)曲线的关系图,如图 10 所示。图中是 tone 2 和 tone 5 的误码率曲线。Tone 2 的最佳相位是 108° , tone 5 的最佳相位是 182° 。

光滤波器的带宽也会影响接收端的误码率。同时改变光门相位($0^\circ \sim 360^\circ$)和滤波器带宽(10~30 GHz)来得到光门相位和滤波器带宽对误码率的

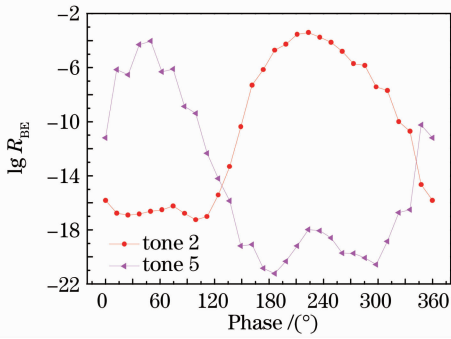


图 10 光门相位与误码率眼图关系图

Fig. 10 BER eye diagram versus the phase of optical gate 关系图,并在图中找到了系统的最佳工作点。

图 11(a)~11(e)是tone 1~5的相位和带宽的

误码率关系图。横坐标表示了光门相位的值,纵坐标表示了光滤波器的通过带宽。图中颜色越深,则误码率越低。当误码率最小的时候,5 条边带的最佳点如表 2 所示。

表 2 最佳的光门相位和带宽

Table 2 Optimal value of phase and bandwidth for best BER

	Phase / (°) (0°~360°)	Bandwidth (10 ¹⁰ Hz)
Tone 1	192	2.4
Tone 2	108	2.2
Tone 3	192	1.8
Tone 4	228	2.0
Tone 5	182	2.2

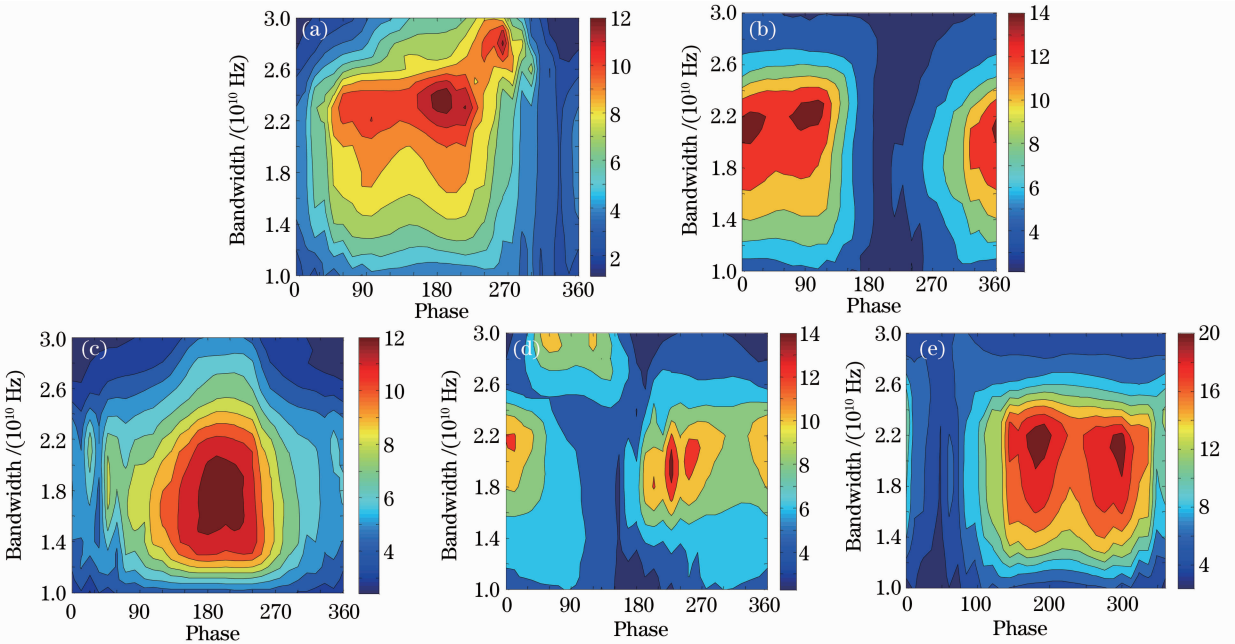


图 11 光门相位和滤波器带宽与误码率关系图

Fig. 11 BER versus the phase of optical gate and bandwidth of optical filter

图 12 显示了接收机误码率随入纤功率的变化关系。最佳入纤功率在 12 dBm 附近可以得到最佳的接收机误码率。1 dB 动态范围在 2~14 dBm 之间。随着入纤功率继续增大,误码率呈下降趋势,这是由于过大的入纤功率会引起较强的非线性效应,因此会产生非线性相移,在光纤传输中与色散相互作用,最终导致非线性传输损伤。入纤功率低于 2 dBm 时,误码率也随之恶化。因为入纤功率降低,发射信号的光信噪比会降低,也会引起接收误码。

码率是最好的,而 tone 4 的误码率最差。

图 13 是 5 条边带解调后的误码率曲线。在背靠背的传输系统中,5 条边带的误码率曲线很接近,在经过没有色散补偿的 40 km 传输后,5 条边带的误码率曲线都不同。在 5 条边带中,tone 5 的误

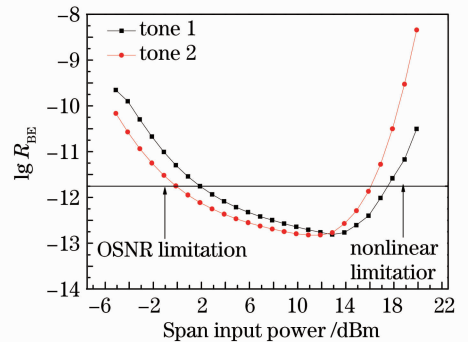


图 12 入纤功率与误码率关系图

Fig. 12 BER versus the span input power

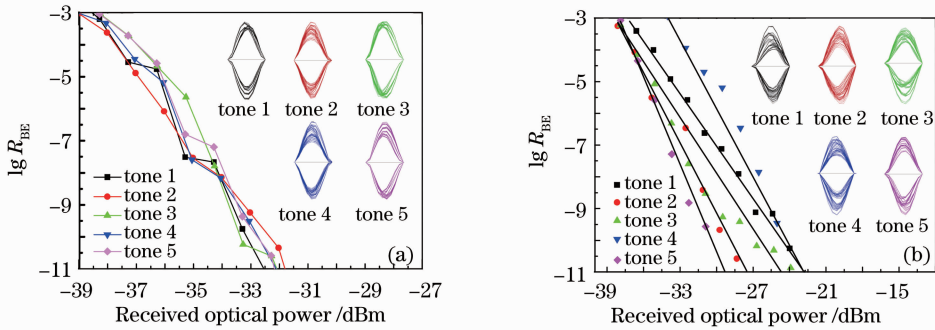


图 13 五条载波的误码率及眼图。(a)背靠背,(b)传输 40 km,没有色散补偿

Fig. 13 BER and eye diagrams for all the five sidebands. (a) Back to back, (b) transmitted 40 km without dispersion compensation

4 结 论

实现并研究了一个 AO-OFDM 发射及接收系统,全光正交频分复用信号是在光域进行傅里叶正(逆)变换,克服了电子处理的瓶颈限制。在发射端采用一个双臂马赫-曾德尔调制器、一个马赫-曾德尔延时干涉仪和并行的差分四相相移键控调制产生了 100 Gb/s 的 AO-OFDM 信号;产生的 AO-OFDM 信号经过了 40 km 无色散补偿普通单模光纤传输后,采用一个改进的马赫-曾德尔延时干涉仪和光门实现了全光离散傅里叶变换,基于平衡检测的方法实现了 AO-OFDM 信号的接收。分析了 MZM 产生光正交多边带的原理,并给出了 2, 3, 4 和 5 条光载波最佳工作点;研究发现,光门的相位取值,滤波器带宽和入纤功率对接收信号误码性能都有影响,我们给出了得到最佳接收性能的相关参数设置;最后比较了 100 Gb/s AO-OFDM 系统背靠背传输和光纤传输后的性能。

参 考 文 献

- 1 Yufeng Shao, Bo Huang, Nan Chi *et al.*. A novel subcarrier OFDM-MSK WDM passive optical network [C]. Proc. OFC, 2010, OTuO4
- 2 Yufeng Shao, Junwen Zhang, Bo Huang *et al.*. A novel OFDM-CPM modulation scheme and its application in WDM-PON [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2010, **8**(9): 894~898
- 3 Jean Armstrong. OFDM for optical communications [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2009, **27**(3): 189~204
- 4 Arthur James Lowery, Liang Banguan Du, Jean Armstrong. Performance of optical OFDM in ultralong-haul WDM lightwave systems[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2007, **25**(1): 131~138
- 5 Lijia Zhang, Xiangjun Xin, Bo Liu *et al.*. OFDM Modulated WDM-ROF system based on PCF-supercontinuum [J]. *Opt. Express*, 2010, **18**(14): 15003~15008
- 6 W. Shieh, Q. Yang, Y. Ma. 107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1000-km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing[J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(9): 6378~6386
- 7 Q. Yang, Y. Ma, W. Shieh. 1 Tbit/s single-channel coherent

- optical OFDM transmission with trellis-code modulation [J]. *Electron. Lett.*, 2009, **45**(20):
- 8 Sander L. Jansen, Itsuro Morita, Tim C. W. Schenk *et al.*. Coherent optical 25.8-Gb/s OFDM transmission over 4160-km SSMF[J]. *J. Lightwave Technol.*, 2008, **26**(1): 6~15
- 9 M. E. Khedr, M. H. Aly, M. E. Tamazin. Eliminating dispersion and ISI in optical wireless environment using optical DFT OFDM system [C]. Proc. AVFOP, 2008
- 10 Kyusang Lee, Chan T. D. Thai, June-Koo Kevin Rhee. All optical discrete Fourier transform processor for 100 Gb/s OFDM transmission [J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(6): 4023~4028
- 11 K. Yonenaga, A. Sano, E. Yamazaki *et al.*. 100 Gb/s all-optical OFDM transmission using 4×25 Gb/s optical duobinary signals with phase-controlled optical sub-carriers [C]. Proc. OFC 2008, JThA48
- 12 Li Yuan, Wang Kai, Li Wei *et al.*. A novel all optical orthogonal frequency division multiplexing system and devices based on an optical coupler [J]. *Chinese J. Lasers*, 2010, **37**(4): 1022~1027
- 李源, 王凯, 李蔚等. 一种基于光耦合器的全光正交频分复用系统和器件[J]. *中国激光*, 2010, **37**(4): 1022~1027
- 13 Zhang Junwen, Shao Yufeng, Fang Wuliang *et al.*. Research of single carrier frequency domain equalization based on single-sideband modulation [J]. *Acta Optical Sinica*, 2010, **30**(7): 1571~1576
- 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): 1571~1576
- 14 Shao Yufeng, Wen Shuangchun, Chen Lin *et al.*. Additional application of modified duobinary RZ signal in a label switching optical system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(8): 1201~1207
- 邵宇丰, 文双春, 陈林等. 改进型双二进制归零码信号在标记交换系统中的新应用[J]. *中国激光*, 2008, **35**(8): 1201~1207
- 15 Shao Yufeng, Li Jia, Cheng Lili *et al.*. Four serial differential phase-shift keying modulation formats for 100 Gb/s transmission applications [J]. *Chinese J. Lasers*, 2009, **35**(3): 574~580
- 邵宇丰, 李佳, 程黎黎. 四种级联差分相位调制码的 100 Gb/s 传输[J]. *中国激光*, 2009, **35**(3): 574~580
- 16 Yufeng Shao, Shuangchun Wen, Lin Chen *et al.*. A staggered differential phase-shift keying modulation format for 100 Gb/s applications [J]. *Opt. Express*, 2008, **16**(7): 12937~12942
- 17 Xia Minmin, Dong Ze, Cao Zizheng *et al.*. Performance comparison of 40 GHz optical millimeter wave with OFDM signal generated by an optical phase modulator and an optical intensity modulator [J]. *Acta Optical Sinica*, 2010, **30**(6): 1586~1591
- 夏敏敏, 董泽, 曹子峥等. 光相位调制器和光强度调制器产生 40 GHz 光载 OFDM 毫米波信号的传输性能比较[J]. *光学学报*, 2010, **30**(6): 1586~1591