

高阶边带对高倍频光毫米波系统的影响

黄馨蕊^{1,2}, 卢嘉^{1,2*}, 王杨^{1,2}, 刘剑飞^{1,2}, 曾祥焯^{1,2}

¹河北工业大学电子信息工程学院, 天津 300401;

²天津市电子材料与器材重点实验室, 天津 300401

摘要 在传统的高倍频光毫米波系统中,当边带间的抑制比较大时,高阶边带的存在可直接忽略。当边带抑制比很小时,高阶边带的功率较高,将对光毫米波产生影响。为研究高阶边带对生成高倍频光毫米波的影响,利用级联马赫-曾德尔调制器(MZM)的抑制偶数阶边带方式产生 8 倍频光毫米波。在实际的光毫米波产生系统中,高阶边带经过调制后会生成冗余的低阶边带,使得边带功率累加,相位不相干,从而造成系统无法解调。为此,详细讨论了不同调制深度下调制器输出的高阶边带对系统的影响。通过对高阶边带的分析可知,当射频信号满足最优的相位关系式时,由第 1 个 MZM 输出 $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ 阶平坦边带后,无需光滤波器,即可直接经过第 2 个 MZM 调制得到 4 阶边带的 8 倍频光毫米波。利用该方法,不需要大幅度的射频信号就可得到纯净的 8 倍频毫米波。该方案结构简单,频谱纯度高。

关键词 光通信; 偶数阶边带抑制; 马赫-曾德尔调制器; 毫米波

中图分类号 TN929.11

文献标识码 A

doi: 10.3788/LOP56.040603

Influence of High-Order Sideband on High-Frequency Millimeter Wave System

Huang Xindi^{1,2}, Lu Jia^{1,2*}, Wang Yang^{1,2}, Liu Jianfei^{1,2}, Zeng Xiangyue^{1,2}

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

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

Abstract In the conventional high-frequency millimeter wave system, the high-order sidebands can be directly ignored when the sideband suppression ratio is relatively large. However, for a small sideband suppression ratio, the big power of a high-order sideband obviously influences the generation of millimeter waves. The effects of high-order sidebands on the generated high-frequency millimeter waves are mainly demonstrated in this paper. In addition, an eightfold-frequency millimeter wave is obtained based on even-order sideband suppression by the cascaded Mach-Zehnder modulators (MZMs). In an actual optical millimeter wave system, the redundant low-order sidebands usually occur after the modulation of high-order sidebands, which makes the power of low-order sidebands accumulated. However the phases are incoherent, and thus the system is unable to demodulate. Therefore, the influences of high-order sidebands outputted from the modulators with different modulation depths are discussed in detail. From the analysis of high-order sidebands, one can know that when the radio-frequency signals satisfy the optimal phase formula, the $\pm 1^{\text{st}}$, $\pm 3^{\text{rd}}$, $\pm 5^{\text{th}}$, $\pm 7^{\text{th}}$ order flat sidebands are generated by the first MZM, and the eightfold-frequency millimeter wave with a 4^{th} order sideband can thus be obtained through the second MZM without a filter. With this scheme, a pure eightfold-frequency millimeter wave can be obtained without large radio-frequency signals. For this scheme, not only the design structure is simple, but also the spectral purity is high.

Key words optical communications; even-order sideband suppression; Mach-Zehnder modulator; millimeter wave

OCIS codes 060.4320; 130.4110; 230.0250

收稿日期: 2018-08-10; 修回日期: 2018-09-04; 录用日期: 2018-09-05

基金项目: 天津市自然科学基金(15JCYBJC17000)、河北省科技计划项目(17275404D)

* E-mail: lujia8299@163.com

1 引言

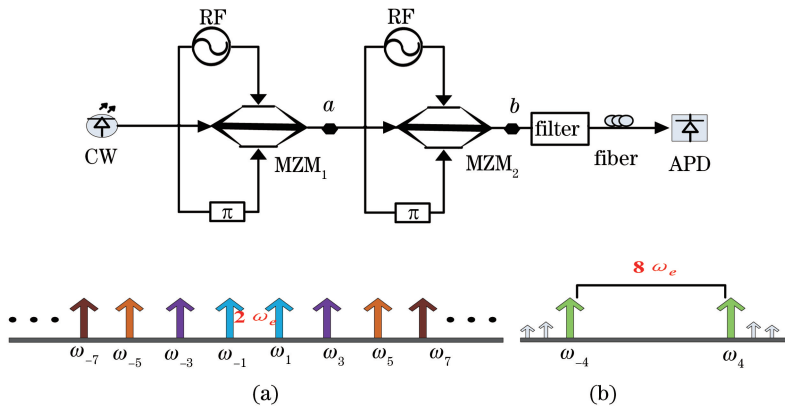
随着人们对电磁谱的深入研究,毫米波作为一项关键技术^[1-3],不但在雷达、射电天文、通信导航等^[4-5]方面得到了应用,而且在日常生活中也得到了广泛使用。当前,在 6 GHz 以内的通信频段中,频谱资源的利用已经达到了极限,限制了通信业务的发展,而毫米波频段仍存在巨大的潜力可以挖掘。毫米波生成技术主要分为两大类:电学方案与光学方案。电学方案生成毫米波是以微波振荡为基础,利用固态功率源以及真空管等基础器件级联得到毫米波^[6-8]。但此类方案系统的性能不稳定,相位噪声会对毫米波产生巨大的影响,并且冗余边带的存在降低了毫米波的纯度^[9-10]。光学方案主要是使用外部调制技术,该方案的系统稳定性好,灵活程度高,并且易于毫米波的产生^[11-14]。Lu 等^[15]利用级联强度调制器产生毫米波,利用抑制偶数阶边带的方法使每个调制器生产的边带主要为 1 阶边带,此时边带间的抑制比(即所需边带与相邻的高阶边带间的功率差值)较大,3 阶以上边带不会对毫米波产生影响。为了获取高频率的光毫米波,有学者开始利

用双平行马赫-曾德尔调制器(DP-MZM)或者集成马赫-曾德尔调制器(MZM)产生高倍频毫米波,这类系统中边带的抑制比数值较大,从而也不需要考虑高阶边带的影响^[16-19]。就目前光毫米波的产生系统而言中,边带之间具有较高的抑制比,高阶边带不会对系统性能造成影响,但当系统中边带的抑制比很小时,高阶边带的存在会对毫米波产生较大影响^[20-23],因此需要对其进行分析讨论。

本文深入探讨了高阶边带对光毫米波的影响。通过分析高阶边带对系统的影响,合理设置 MZM 的参数,得到所需的输出边带。根据边带之间的相互影响可知,当调制器之间射频(RF)信号的初始相位符合一定的关系时,高阶边带的影响可以完全抵消,故可以得到纯净的毫米波频谱。此方案既可以保证光波间的相位和偏振方向一致,又可以降低系统的复杂程度,节约成本,得到纯度较高的毫米波。

2 理论分析

基于抑制偶数阶边带的原理,采用级联 MZM 产生 8 倍频的方案如图 1 所示。



CW: continuous wave; OC: optical coupler; APD: avalanche photo diode

图 1 系统原理图。(a)第 1 个 MZM 输出的频谱示意图;(b)第 2 个 MZM 输出的频谱示意图

Fig. 1 Schematic of system. (a) Spectral diagram of the first MZM output;
(b) spectral diagram of the second MZM output

连续输入光波 CW 场可表示为

$$E_{in} = E_0 \cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

式中: E_0 和 ω_0 为输入光幅度与频率; t 为时间。射频信号可表示为

$$V_{RF} = E_{RF} \cos(\omega_e t + \varphi_i), \quad (2)$$

式中: E_{RF} 和 ω_e 为射频信号幅度与频率, φ_i ($i=1,2$) 表示第 i 个调制器使用的射频信号的初始相位。

通过设置调制器的两臂相位差 $\theta = \pi$, 功率分光比 $\gamma = 1/2$, 直流电压引起的相位偏转 $\varphi_1 = V_{bias1} \pi / V_{DC} = \pi, V_{bias2} = 0$, 其中 V_{bias1} 与 V_{bias2} 为调制器上下臂直流电压, V_{DC} 为调制器直流偏置电压, 调制深度 $\beta_1, \beta_1 = \pi E_{RF} / V_{\pi}$, 可抑制偶数阶边带, 得到奇数阶边带。如图 1(a) 所示, 此时的输出公式可以表达为

$$\begin{aligned}
 E_{\text{out1}} = & E_0 \cos(\omega_0 t) \left\{ \gamma \exp \left[j\pi \frac{E_{\text{RF}} \cos(\omega_e t + \varphi_1)}{V_\pi} + j\pi \frac{V_{\text{bias1}}}{V_{\text{DC}}} \right] + (1 - \gamma) \exp \left[j\pi \frac{E_{\text{RF}} \cos(\omega_e t + \varphi_1 + \theta)}{V_\pi} + j\pi \frac{V_{\text{bias2}}}{V_{\text{DC}}} \right] \right\} = \\
 & \frac{1}{2} E_0 \left\{ (-1)^{n+1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_1) \sin[\omega_0 t + (2n-1)(\omega_e t + \varphi_1)] + (-1)^{n+1} \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\beta_1) \times \right. \\
 & \left. \sin[\omega_0 t + (2n-1)(\omega_e t + \varphi_1)] \right\} = E_0 J_1(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + \omega_e t + \varphi_1) + \sin(\omega_0 t - \omega_e t - \varphi_1)] - \\
 & E_0 J_3(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + 3\omega_e t + 3\varphi_1) + \sin(\omega_0 t - 3\omega_e t - 3\varphi_1)] + \\
 & E_0 J_5(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + 5\omega_e t + 5\varphi_1) + \sin(\omega_0 t - 5\omega_e t - 5\varphi_1)] + \dots, \quad (3)
 \end{aligned}$$

式中: $J_1(\beta_1)$ 为第一类贝塞尔函数; V_π 为调制器的半波电压。当生成的多条奇数阶边带输入至 MZM2 中进行二次调制时, 可看作多条输入光同时进行调制, 此时的调制深度为 β_2 , 初始相位为 φ_2 , 频率仍为 ω_e 。

理想状态下(不考虑高阶边带的影响), 将 MZM₁ 生成的 $\pm 1, \pm 3$ 阶边带输入 MZM₂ 后, 每一个奇数阶载波产生相对于其自身的 ± 1 阶边带。此时的输出为

$$\begin{aligned}
 E_{\text{out2}} = & E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_e t + \varphi_1 + \\
 & \varphi_2) + \cos(\omega_0 t + \varphi_1 - \varphi_2)] + E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) \cdot \\
 & [\cos(\omega_0 t - \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_e t - \varphi_1 -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \varphi_2)] + E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 4\omega_e t + \\
 & 3\varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\omega_0 t + 2\omega_e t + 3\varphi_1 - \varphi_2)] + \\
 & E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2) [\cos(\omega_0 t - 2\omega_e t - 3\varphi_1 + \varphi_2) + \\
 & \cos(\omega_0 t - 4\omega_e t - 3\varphi_1 - \varphi_2)]. \quad (4)
 \end{aligned}$$

经过二次调制后, 作为输入的 $\pm 1, \pm 3$ 阶边带消失, 生成新的中心载波和 $\pm 2, \pm 4$ 阶边带, 同时在中心载波与 ± 2 阶边带频率处存在多个边带, 其相位关系如图 2 所示。

根据图 2, 当处于相同频率下的边带数量为偶数时, 可通过设置射频信号的相位参数使其抵消。当边带数量为奇数时, 则无法完全抵消。这些边带的幅度与相位如表 1 所示。

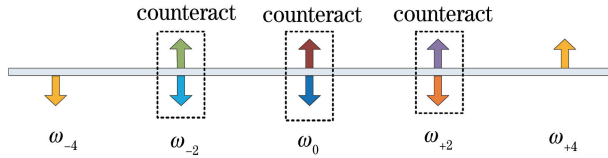


图 2 不考虑高阶边带影响下(理想状况)各阶边带相位图

Fig. 2 Phase diagram of different sidebands without influence of high-order sideband (ideal condition)

表 1 处于相同频率下的边带幅度与相位

Table 1 Sideband amplitude and phase at same frequency

Frequency	Amplitude	Phase
$\omega_0 t - 4\omega_e t$	$E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$-3\varphi_1 - \varphi_2$
$\omega_0 t - 2\omega_e t$	$E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$-\varphi_1 - \varphi_2$
	$E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$-3\varphi_1 + \varphi_2$
$\omega_0 t$	$E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$\varphi_1 - \varphi_2$
	$E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$-\varphi_1 + \varphi_2$
$\omega_0 t + 2\omega_e t$	$E_0 J_1(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$\varphi_1 + \varphi_2$
	$E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$3\varphi_1 - \varphi_2$
$\omega_0 t + 4\omega_e t$	$E_0 J_3(\beta_1) J_1(\beta_2)$	$3\varphi_1 + \varphi_2$

根据表 1, 为使得中心载波与 ± 2 阶边带相互抵消, 使两个初始相位满足

$$|\varphi_1 - \varphi_2| = \frac{\pi}{2}, \quad (5)$$

此时边带幅度满足

$$J_1(\beta_1) J_1(\beta_2) = J_3(\beta_1) J_1(\beta_2), \quad (6)$$

由此可得

$$J_1(\beta_1) = J_3(\beta_1), \quad (7)$$

即在第一次调制时, 输出的 4 个奇数阶边带之间具有相等的功率。此时中心载波与 ± 2 阶边带因相位抵消而消失, 留下纯净的 ± 4 阶边带以及高阶边带。

在实际情况下, MZM 产生的高阶边带对系统是有影响的。由理想状态可知, 需要 MZM 的输出边带间具有近似相等的功率。根据贝塞尔曲线, 选择不同的调制深度, 使调制器输出中具有近似功率的边带数目不同, 如图 3(a) 所示。随着调制深度的增加, 所需边带与冗余的高阶边带之间的抑制比数值减小。选定调制深度后, 抑制比也被随之固定下来, 如图 3(b) 所示。此时边带抑制比数值小于 30 dB, 因此高阶边带的存在对光毫米波产生影响。

因为第 1 个调制器产生的 5 阶边带不可忽略,

同时二次调制过程中由每个奇数阶载波调制产生的3阶边带也不可忽略,所以最终输出包含中心载波、

2阶边带以及4阶边带。2阶边带的数量为奇数,故2阶边带也无法抵消,如图4所示。

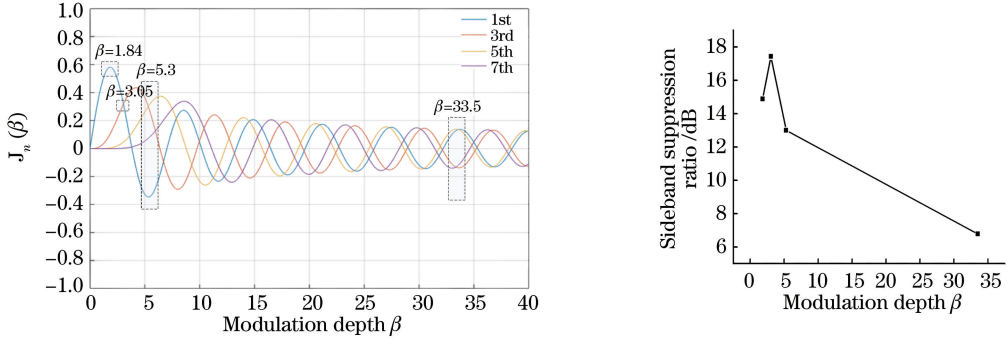


图3 调制深度对应的曲线。(a)贝塞尔曲线;(b)边带抑制比

Fig. 3 Curves corresponding to different modulation depths. (a) Bessel curve; (b) sideband suppression ratio

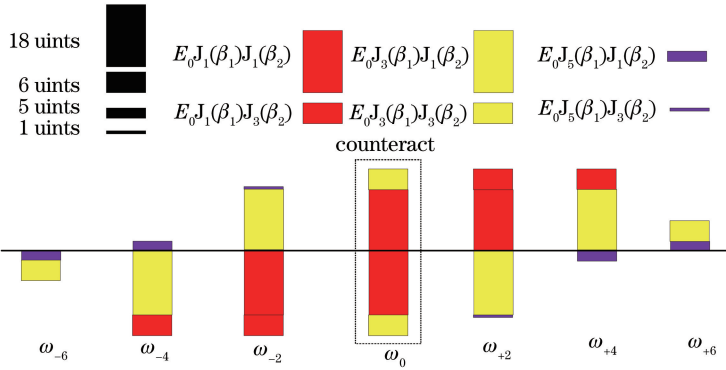


图4 MZM₂ 输出边带的相位示意图。方块的高度表示边带的幅度大小,方块所在横线位置表示边带的相位方向

Fig. 4 Sideband phase diagram of MZM₂ output. Square height indicates each sideband amplitude and horizontal line position does each sideband phase direction

根据高阶边带对系统的影响,经过理论分析,需要 MZM₁ 产生具有相等功率的 ±1, ±3 ±5 和 ±7 阶边带。此时 ±9 阶或更高阶边带在二次调制后不会对 8 倍频产生影响,因此直接忽略。此时 MZM₁ 的输出表达式为

$$E_{out1} = E_0 J_1(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + \omega_e t + \varphi_1) + \sin(\omega_0 t - \omega_e t - \varphi_1)] - E_0 J_3(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + 3\omega_e t + 3\varphi_1) + \sin(\omega_0 t - 3\omega_e t - 3\varphi_1)] + E_0 J_5(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + 5\omega_e t + 5\varphi_1) + \sin(\omega_0 t - 5\omega_e t - 5\varphi_1)] - E_0 J_7(\beta_1) [\sin(\omega_0 t + 7\omega_e t + 7\varphi_1) + \sin(\omega_0 t - 7\omega_e t - 7\varphi_1)]$$

$$\sin(\omega_0 t - 7\omega_e t - 7\varphi_1)] \quad (8)$$

根据贝塞尔曲线,当 $\beta_1 = 33.5$ 时,8 个奇数阶边带之间的功率差非常小,可近似将其看作相等。将奇数阶边带输入 MZM₂ 时,二次调制主要是对输入的每一个奇数阶边带进行 ±1 阶调制。由于 ±1 阶与 ±3, ±5 阶边带之间的抑制比数值较小,因此需要考虑 ±3, ±5 阶边带在系统中的影响,而更高阶边带的抑制比大于 30 dB,可以忽略。

经过二次调制后的表达式为

$$E'_{out2} = E_{out2} + E_0 J_1(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 6\omega_e t + \varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 4\omega_e t + \varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_1(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 4\omega_e t - \varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 6\omega_e t - \varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_3(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 8\omega_e t + 3\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_e t + 3\varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_3(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_e t - 3\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 8\omega_e t - 3\varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_5(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 10\omega_e t + 5\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t + 5\varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_5(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t - 5\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 10\omega_e t - 5\varphi_1 - 5\varphi_2)] + E_0 J_7(\beta_1) J_1(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 8\omega_e t + 7\varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\omega_0 t + 6\omega_e t + 7\varphi_1 - \varphi_2)] +$$

$$\begin{aligned}
 & E_0 J_7(\beta_1) J_3(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 10\omega_e t + 7\varphi_1 + 3\varphi_2) + \cos(\omega_0 t + 4\omega_e + 7\varphi_1 - 3\varphi_2)] + \\
 & E_0 J_7(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t + 12\omega_e t + 7\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t + 2\omega_e t + 7\varphi_1 - 5\varphi_2)] + \\
 & E_0 J_7(\beta_1) J_1(\beta_2) [\cos(\omega_0 t - 6\omega_e t - 7\varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 8\omega_e t - 7\varphi_1 - \varphi_2)] + \\
 & E_0 J_7(\beta_1) J_3(\beta_2) [\cos(\omega_0 t - 4\omega_e t - 7\varphi_1 + 3\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 10\omega_e t - 7\varphi_1 - 3\varphi_2)] + \\
 & E_0 J_7(\beta_1) J_5(\beta_2) [\cos(\omega_0 t - 2\omega_e t - 7\varphi_1 + 5\varphi_2) + \cos(\omega_0 t - 12\omega_e t - 7\varphi_1 - 5\varphi_2)]. \quad (9)
 \end{aligned}$$

根据(9)式,可以看出输出光中依旧存在多个频率相同且相位方向相反的边带。由此可以得到图5。

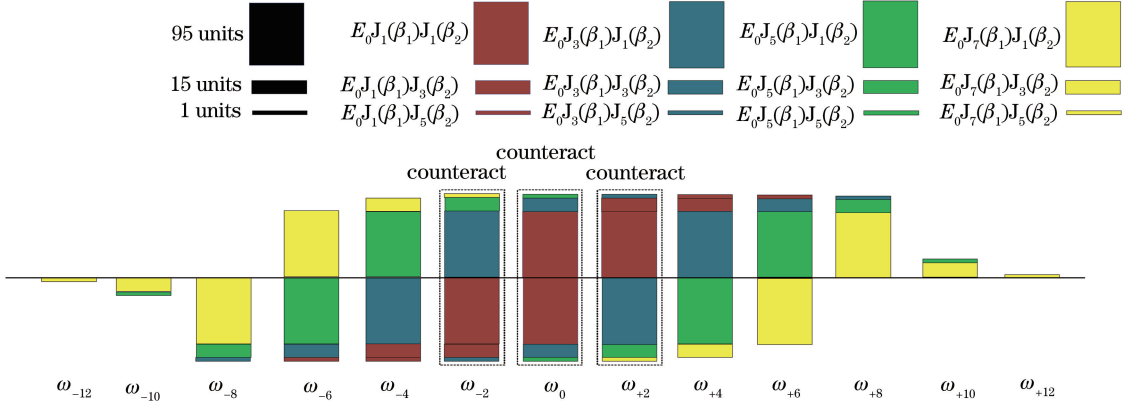


图5 考虑高阶边带存在条件下相位示意图(实际情况)。

方块的幅度表示各阶边带的幅度大小,方块在横线的位置表示各阶边带的相位方向

Fig. 5 Phase diagram with consideration of high-order sidebands (actual condition). Square height indicates each sideband amplitude and horizontal line position does each sideband phase direction

图4中的 $E_0 J_m(\beta_1) J_n(\beta_2)$ ($m=1, 3, 5, 7; n=1, 3, 5$)表示经过MZM₁调制产生的正负 m 阶载波经过二次调制后其自身产生的正负 n 阶边带的幅度。由前面的推论可知,新产生的中心载波与 ± 2 阶边带存在偶数个边带,可通过设置射频信号的相位参数使其相互抵消。根据(9)式中的相位,求解可得到

$$|\varphi_1 - \varphi_2| = \frac{\pi}{2}. \quad (10)$$

在相位满足(10)式后,得到的倍频信号光谱图如图1(b)所示。利用滤波器滤除高阶边带后的输出可表示为

$$E_{\text{final-out}} = E_0 J_1(\beta_1) J_5(\beta_2) [\sin(\omega_0 t - 4\omega_e t) - \sin(\omega_0 t + 4\omega_e t)]. \quad (11)$$

光电二极管直接检测的输出表达式为

$$\begin{aligned}
 I = \mu |E_{\text{final-out}}(t)|^2 = \mu E_0^2 J_1(\beta_1)^2 J_5(\beta_2)^2 & \\
 \left[1 - \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + 8\omega_e t) - \right. & \\
 \left. \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t - 8\omega_e t) + \cos 2\omega_0 t - \cos 8\omega_e t \right], & \quad (12)
 \end{aligned}$$

式中: μ 为响应率。(12)式的中括号中包含5项,第1项与前面的系数相乘的结果为直流分量,第2~4项分别与前面的系数相乘的结果为光频分量,经

过二极管后同样转变成直流分量,因此在二极管输出后系统只得到中括号中第5项分量与前面系数相乘的结果,即生成一个8倍于射频信号的电毫米波。

由以上理论推导可知,为了使低阶边带完全抵消,需要第1个调制器产生 $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ 阶具有相等功率的边带,并且满足相位关系 $|\varphi_1 - \varphi_2| = \pi/2$,才可得到纯净的8倍频毫米波。同时使用类似的方法,通过级联多个调制器,可以得到更高频率的毫米波信号。

3 模拟仿真及结果分析

在理论分析的基础上,采用optisystem 14.0系统平台对级联MZM调制器产生8倍频毫米波进行模拟。激光器的频率为193.22 THz,功率为20 dBm,线宽为1 MHz,射频信号的驱动频率为10 GHz,相位为0,射频信号的电压为2 V。理想状态下,MZM调制器的半波电压为2.053 V。如图6(a)所示,1阶边带与3阶边带的功率相等,5阶边带与3阶边带的抑制比为17.43 dB。实际状态下,半波电压为0.18 V,如图6(b)所示,1、3、5阶与7阶边带功率近似相等,与9阶的抑制比数值较小,但9阶边带及以上边带不会在二次调制中对8倍频毫米波产生影响。

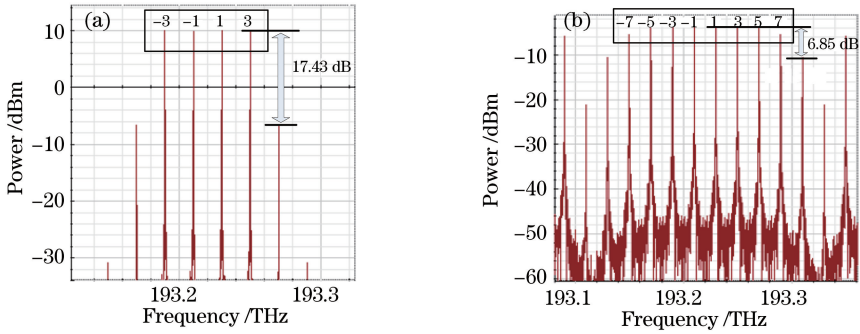


图 6 第 1 个 MZM 调制器的输出载波示意图。(a)理想状态下;(b)实际状态下

Fig. 6 Schematic of carrier wave of first MZM output. (a) Ideal condition; (b) actual condition

将生成的奇数阶边带输入到第 2 个 MZM 调制器中,进行二次调制。根据贝塞尔曲线,射频信号的频率为 10 GHz,调制深度为 1.84,在不考虑高阶边带影响下生成的边带如图 7(a)所示。在图 7(a)中 2 阶边带抵消不彻底致使光毫米波不纯净。在考虑高阶边带影响的情况下,设置射频信号间的相位差值为 $\pi/2$ 后,系统只生成了 4 阶及以上阶的边带,如图 7(b)所示。利用滤波器滤除多余边带,就可得到纯净的 4 阶边带,如图 7(c)所示。利用雪崩光电二极

管(APD)进行拍频,将光载波信号转化为电信号,得到的电频谱图如图 7(d)所示。

利用调制器将速率为 2.5 Gb/s 的非归零码(NRZ)信号调制为倍频信号,利用 APD 进行直接解调。在背靠背(B-T-B)和 10 km 的光纤传输的情况下数据的误码特性曲线如图 8 所示。当 80 GHz 毫米波通过 10 km 的光纤的传输后,在误码率(BER, R_{BE})为 10^{-9} 的情况下,功率代价小于 1 dB。

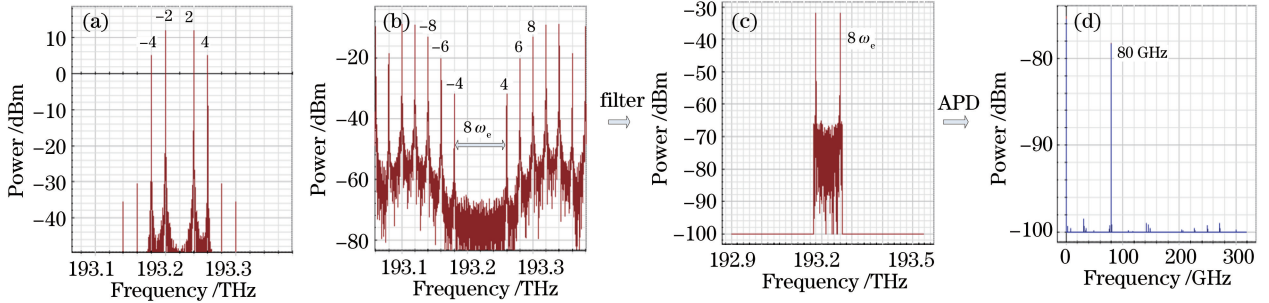


图 7 毫米波的产生与接收。(a)理想状态下得到的 2 阶以及 4 阶边带;(b)实际状态下 4 阶以及高阶边带;

(c)经过滤波后的 4 阶边带;(d) 80 GHz 毫米波的电频谱

Fig. 7 Generation and reception of millimeter wave. (a) Second-order and fourth-order sidebands under ideal condition; (b) fourth-order and high-order sidebands under actual condition; (c) four-order sideband after filtering; (d) electric spectrum of millimeter wave at 80 GHz

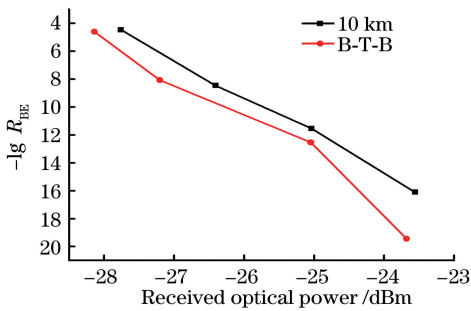


图 8 传输速率为 2.5 Gb/s 时数据的误码特性曲线

Fig. 8 BER curves of data at transmission speed of 2.5 Gb/s

4 结 论

理论分析并模拟仿真了高阶边带对光毫米波的影响,利用抑制偶数阶边带的调制方式,通过级联 MZM 调制器生成 8 倍频毫米波。根据贝塞尔曲线,设置不同的调制深度。通过分析高阶边带对系统的影响及边带间的相互影响可知,当调制器之间的初始相位差为 $\pi/2$,并且第 1 个调制器输出 $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7$ 阶边带时,可得到正负 4 阶边带及以上边带。利用滤波器滤除多余边带,保留纯净的 8 倍频毫米波。当 80 GHz 毫米波经过 10 km 的光

纤传输后接收端的误码率为 3.66×10^{-10} 。该系统不需要大幅度的射频信号,也不需要 对损耗进行补偿,简化了整体结构。

参 考 文 献

- [1] Lu J, Dong Z, Liu J F, *et al.* Generation of a frequency sextupled optical millimeter wave with a suppressed central carrier using one single-electrode modulator[J]. *Optical Fiber Technology*, 2014, 20(5): 533-536.
- [2] Chen L, Lu J, Dong Z, *et al.* Polarization insensitive all-optical up-conversion for ROF systems based on parallel pump FWM in a SOA[J]. *Optics Express*, 2009, 17(9): 6962-6967.
- [3] Liu A L, Yin H X, Wu B, *et al.* Phase-shift characteristics of radio frequency signals for radio over fiber transmission systems [J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(5): 0506003.
刘安良, 殷洪玺, 吴宾, 等. 光载无线通信系统射频信号相移特性研究 [J]. *光学学报*, 2018, 38(5): 0506003.
- [4] Wang J R, Shan Z Y, Zhang Y. Methodology analysis on stochastic radiation field of radar correlated imaging[J]. *Acta Optica Sinica*, 2017, 37(8): 0811004.
王靖茹, 山卓玉, 张勇. 构造雷达关联成像随机辐射场的方法分析 [J]. *光学学报*, 2017, 37(8): 0811004.
- [5] Xiang J F, Wang L G, Ren W, *et al.* Frequency noise suppression of single-frequency laser with radio-frequency modulation[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2017, 44(5): 0501009.
项静峰, 王利国, 任伟, 等. 采用射频调制实现对单频激光器频率噪声的抑制 [J]. *中国激光*, 2017, 44(5): 0501009.
- [6] Cao H. Application of vapor chamber cooling solution in MMW power amplifier design [J]. *Machinery & Electronics*, 2015, 33(2): 38-40.
曹红. 一体化均热板在某毫米波功率放大器热设计中的应用 [J]. *机械与电子*, 2015, 33(2): 38-40.
- [7] Brehm G E. Trends in microwave/millimeter-wave front-end technology[C]//2006 European Microwave Integrated Circuits Conference, September 10-13, 2006, Manchester, UK. New York: IEEE, 2006: 282734.
- [8] Kuno H J. Solid-state microwave and millimeter-wave sources development: A personal account [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1984, 32(9): 1083-1087.
- [9] Brokmeier A, Geist T, Puchinger J. A way to modern and cost effective packaging for RF frontends for use from microwave through millimeter wave frequencies[C]// Microwave Conference, September 28-30, Paris, France. New York: IEEE: 2010: 609-611.
- [10] Shang Y, Yu H, Cai D Y, *et al.* Design of high-Q millimeter-wave oscillator by differential transmission line loaded with metamaterial resonator in 65-nm CMOS[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, 61(5): 1892-1902.
- [11] Zhou W, Li X Y, Yu J J. Pre-coding assisted generation of a frequency quadrupled optical vector D-band millimeter wave with one Mach-Zehnder modulator [J]. *Optics Express*, 2017, 25(22): 26483-26491.
- [12] Fan S H, Liu C, Chang G K. Heterodyne optical carrier suppression for millimeter-wave-over-fiber systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(19): 3210-3216.
- [13] Han B C, Yu J L, Wang W R, *et al.* Experimental study of continuously tunable photonic microwave frequency multiplication based on distributed feedback injection locking [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2012, 39(12): 1205004.
韩丙辰, 于晋龙, 王文睿, 等. 基于分布反馈注入锁定的连续可调光子微波倍频实验研究 [J]. *中国激光*, 2012, 39(12): 1205004.
- [14] Zhu Z H, Zhao S H, Li Y J, *et al.* A novel scheme for high-quality 120 GHz optical millimeter-wave generation without optical filter[J]. *Optics & Laser Technology*, 2015, 65: 29-35.
- [15] Li X Y, Yu J J, Chang G K. Frequency-quadrupling vector mm-wave signal generation by only one single-drive MZM[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2016, 28(12): 1302-1305.
- [16] Lu J. Research on the application of four-wave mixing in Radio-over-Fiber system and all-optical wavelength conversion [D]. Changsha: Hunan University, 2011: 22-28.
卢嘉. 四波混频效应在 Radio-over-Fiber 系统和全光波长变换中的应用研究 [D]. 长沙: 湖南大学, 2011: 22-28
- [17] Li X Y, Xu Y M, Yu J J. Single-sideband W-band photonic vector millimeter-wave signal generation by one single I/Q modulator[J]. *Optics Letters*, 2016, 41(18): 4162-4165.

- [18] Chen L X, Lu J, Dong Z, *et al.* A radio over fiber system based on two external modulator for optical millimeter generation with photonic frequency quadruple[J]. Chinese Journal of Lasers, 2008, 35(12): 1910-1913.
陈罗湘, 卢嘉, 董泽, 等. 采用两个级联外部调制器产生四倍频光载毫米波的光纤无线通信系统[J]. 中国激光, 2008, 35(12): 1910-1913.
- [19] Lu J, Dong Z, Chen L, *et al.* High-repetitive frequency millimeter-wave signal generation using multi-cascaded external modulators based on carrier suppression technique [J]. Optics Communications, 2008, 281(19): 4889-4892.
- [20] Zhang J, Wang M G, Shao C G, *et al.* Photonic frequency-multiplying millimeter-wave generation based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator [J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(3): 0306004.
张敬, 王目光, 邵晨光, 等. 基于双平行马赫-曾德尔调制器的光子倍频毫米波生成的研究[J]. 光学学报, 2014, 34(3): 0306004.
- [21] Liu X L, Liu Z J, Li J D, *et al.* Generation of optical carrier suppression millimeter-wave signal using one dual-parallel MZM to overcome chromatic dispersion [J]. Optics Communications, 2010, 283(16): 3129-3135.
- [22] Ying X Y, Xu T F, Li J, *et al.* Photonic generation of millimeter-wave signal via frequency 16-tupling based on cascaded dual-parallel MZM [J]. Journal of Optoelectronics • Laser, 2017, 28(11): 1212-1217.
应祥岳, 徐铁峰, 李军, 等. 基于级联双平行 MZM 的 16 倍频光生毫米波技术 [J]. 光电子 • 激光, 2017, 28(11): 1212-1217.
- [23] Shang J M, Wang D B, Liu Y J, *et al.* Research on the controllable frequency octupling technology for generating optical millimeter-wave by external modulator [J]. Acta Optica Sinica, 2014, 34(5): 0506003.
商建明, 王道斌, 刘延君, 等. 基于外调制器的可控八倍频光载毫米波生成技术研究 [J]. 光学学报, 2014, 34(5): 0506003.