

无滤波 24 倍频光载毫米波发生器

薛壮壮^{1,2}, 裴丽^{1,2*}, 解宇恒^{1,2}, 郝丹^{1,2}, 朱可^{1,2}

¹北京交通大学全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044;

²北京交通大学光波技术研究所, 北京 100044

摘要 提出一种基于偏振复用的无滤波 24 倍频毫米波发生器, 该发生器采用三平行马赫-曾德尔调制器结构和单个马赫-曾德尔调制器级联的方式, 结合偏振复用的结构滤除了所有的冗余光边带, 只剩下 12 阶光边带信号, 没有采用任何光/电滤波器就能生成 24 倍频的高质量毫米波信号。结合系统理论研究, 通过仿真验证了该发生器的可行性, 对系统进行了性能分析, 讨论了非理想情况下调制深度、消光比、相位差、偏置电压以及激光器线宽对系统性能的影响。研究表明, 光边带抑制比可达到 40 dB, 射频杂散抑制比可达到近 30 dB, 系统的传输距离为 150 km 时仍然有着较好的传输性能。该系统方案没有使用任何辅助滤波器, 具有倍频因子高、频谱质量好等优点, 对无滤波高倍频毫米波发生器的研究有一定参考价值。

关键词 光通信; 光载无线电; 毫米波; 24 倍频; 无滤波; 偏振复用

中图分类号 TN929.1

文献标志码 A

doi: 10.3788/AOS202040.1006001

Filterless 24-Tupling Frequency Millimeter-Wave Generator

Xue Zhuangzhuang^{1,2}, Pei Li^{1,2*}, Xie Yuheng^{1,2}, Hao Dan^{1,2}, Zhu Ke^{1,2}

¹Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network, Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China;

²Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract Herein, a filterless 24-tupling frequency millimeter-wave generator based on polarization multiplexing was proposed. The generator cascaded a three-parallel Mach-Zehnder modulator structure and a single Mach-Zehnder modulator. Further, the generator used the polarization multiplexing structure to filter out all redundant optical sidebands, leaving only 12th order optical sideband signals. The scheme can produce a 24-tupling frequency millimeter-wave signal without any optical or electrical filter. Moreover, combined with the theoretical study of the system, the feasibility of the generator was verified via simulation. The system performance was analyzed and the effects of modulation depth, extinction ratio, phase difference, bias voltage, and line width of the laser on system performance under non-ideal conditions were discussed. The research results show that the value of the optical sideband suppression ratio and radio frequency stray suppression ratio can reach 40 dB and nearly 30 dB, respectively. The system maintains good transmission performance for 150-km transmission distance. The system does not require any auxiliary filter. This system demonstrates the advantages of a high-frequency multiplier and good spectrum quality, thus providing important reference values for research of filterless millimeter-wave generator.

Key words optical communications; radio over fiber; millimeter-wave; 24-tupling frequency; filterless; polarization multiplexing

OCIS codes 060.5625; 060.4510; 060.2330; 060.2360; 060.2310

1 引 言

集成光纤通信和无线通信的优势, 光载无线电 (RoF) 已成为未来微波/毫米波段宽带无线接入的

最具吸引力的解决方案, 增加了服务的容量、带宽和用户^[1-2]。光纤上的微波/毫米波信号广泛应用于众多领域, 例如宽带无线通信系统、生物医学、光纤无线电系统、相控阵天线以及太赫兹 (THz) 领域^[3]。

收稿日期: 2019-12-12; 修回日期: 2020-01-22; 录用日期: 2020-02-18

基金项目: 国家自然科学基金(61525501, 61827817)

* E-mail: lipei@bjtu.edu.cn

然而,由于电子设备和设备的频率响应受到限制,用于 100 GHz 以上的微波和毫米波信号生成的常规技术存在一些局限性。因此,随着预期的毫米波频率的增加,频率超过 100 GHz 的毫米波光信号产生技术对于各种应用至关重要。与电领域的常规技术相比,毫米波信号技术的光学生成非常有吸引力,因为它能产生高于 100 GHz 频率的信号,具有宽带宽、可调性和抗电磁干扰性。例如通过使用两个稳定激光器或一个带有外部调制器的激光器,可以实现基于光学外差的电信号生成。基于两个自由运行的激光器产生的电信号可能符合应用规范,但质量较差。目前国内外研究中常见光学生成方法有:直接调制法^[4]、外部调制法^[5]、频率上变频法^[6]和光学自外差法^[7]。在各种光子学技术中,基于外部调制的毫米波生成被认为是一种最有效的解决方案,因为它具有宽泛的频率可调性、出色的系统稳定性,产生信号具有高光谱纯度^[8-12]。

目前,由于工艺技术的成熟,马赫-曾德尔调制器(MZM)以其工作性能稳定、线性度好、调制速率高等优点被广泛应用。为了实现更高频率的毫米波的生成,现有方案大多采用级联 MZM 结构、并联 MZM 结构等方法^[13-15],同时还利用光或电滤波器来滤除冗余的边带,增加了系统的成本和复杂度,光边带利用率不高。文献^[16]采用级联双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)结构生成高倍频的毫米波信号,该方案使用光滤波器滤除光载波,得到 24 倍频毫米波信号。文献^[17]采用级联 MZM 调制器的链路结构,该方案也需要利用光学滤波器来滤除四阶光边带才能得到 24 倍频毫米波。上述方案都使用光/电滤波器来滤除冗余的光边带信号,均会导致部分光功率浪费,增加了系统的成本和复杂度,同时系统不够灵活,需要调整滤波器的滤波范围。文献^[18]中基于并联 MZM 和半导体光纤四波混频效应(FWM)的结构,利用 MZM 调制器和半导体放大器(SOA)等非线性器件的 FWM 效应产生高阶光边带,然后利用光滤波器滤除冗余边带得到 24 倍频毫米波信号。同样地,文献^[19]中级联两个双电极 MZM,并利用半导体光放大器的 FWM 效应,得到 ± 4 阶和 ± 12 阶边带,通过波分解复用器选出 ± 12 阶光边带,得到 24 倍频毫米波信号。但是 SOA 的 FWM 效应自发辐射噪声较大,而且效率很低,在高性能的毫米波通信系统中应用受限。

综上所述,上述文献在生成高倍频因子的毫米波信号时大多都利用 SOA 的 FWM 效应、光学滤波

器以及其他的非线性器件,FWM 效应的自发辐射噪声较大,效率低,滤波器会增加系统的成本和复杂度,不够灵活。针对上述问题,本文提出一种不采用光或电滤波器的 24 倍频光生毫米波发生器。该系统的基本原理是将射频(RF)信号调制在三并联 MZM 调制器结构上,控制子调制器的偏置电压和驱动信号相位差,得到 -4 和 $+4$ 阶边带信号。之后通过偏振分束器(PBS)将边带信号分成两个正交的偏振方向(即 X 轴和 Y 轴)。X 轴偏振光一部分作为第二级 MZM 的光源,另一部分经拍频得到 8 倍频信号后在第二级 MZM 上进行调整,使其偏置点位于最小传输点,以产生四阶和十二阶边带信号。Y 轴偏振光保持不变,未被调制。在 PBS 之前设置一个偏振控制器(PC),将 X 轴和 Y 轴的载波调整为振幅相同的两个正交偏振信号,再由偏振束组合器(PBC)进行组合,并调节后面的 PC 来抑制四阶光边带,最后仅留下一 12 阶和 +12 阶光边带信号,经过光电转换后得到 24 倍频的毫米波信号。

2 基本原理

本文提出的毫米波发生器系统结构如图 1 所示。光从连续(CW)激光器中发出并注入三并联 MZM 调制器结构后,调制生成 -4 和 $+4$ 阶边带。然后 PBS 将其分成两个正交的偏振方向,即 X 轴和 Y 轴,X 轴偏振光一部分作为第二级 MZM 的光源,另一部分将拍频得到的 8 倍频信号经第二级 MZM 进行调制,调制器工作在最小传输点,调制生成四阶和十二阶边带信号。最后将两个正交偏振信号经 PBC 组合,调节 PC2 抑制四阶光边带后仅留下一 12 阶和 +12 阶光边带信号,在光电探测器(PD)拍频后得到毫米波信号。

首先,三平行 MZM 调制器结构由三个平行的子 MZM 调制器以及光移相器(PS)组成。其中 RF 信号加载在子调制器 MZM-a 和 MZM-b 上,工作在最大传输点,且通过调整 MZM-c 偏压来抑制零阶光边带。

假设连续激光器得到光信号为

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

式中: ω_0 和 E_0 是光信号的频率和幅度。

MZM-a 和 MZM-b 工作在最大传输点处,其中两个子调制器在推挽模式下工作,其上下臂的偏置电压之差为 0,所以它们的输出可以表示为

$$E_{out_a}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} E_0 \exp(j\omega_0 t) \cos[m \sin(\omega_{RF} t + \varphi_0)], \quad (2)$$

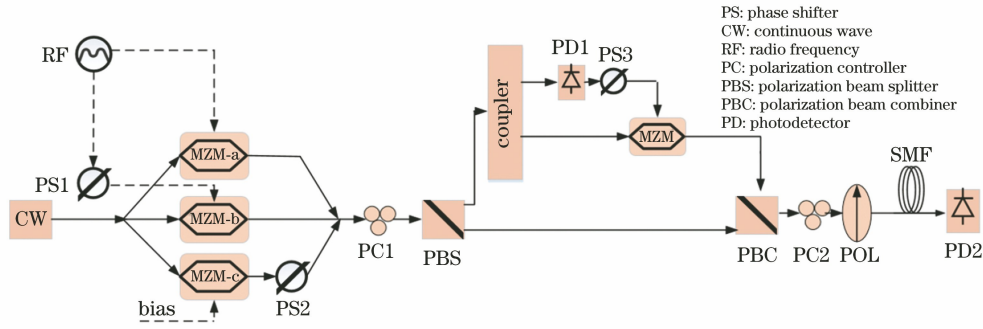


图 1 毫米波发生器结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of the proposed mm-wave signal generator

$$E_{\text{out}_b}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} E_0 \exp(j\omega_0 t) \cdot \cos[m \sin(\omega_{\text{RF}} t + \varphi_0 + \Delta\varphi)], \quad (3)$$

式中： $m = \pi V_{\text{RF}} / (2V_{\pi_1})$ 为调制深度， V_{π_1} 是两个子调制器的半波电压， V_{RF} 为 RF 信号幅度； ω_{RF} 为 RF 信号的频率； φ_0 和 $\varphi_0 + \Delta\varphi$ 分别是 MZM-a 与 MZM-b 射频信号的初始相位。

MZM-c 没有 RF 驱动电压，其输出表达式为

$$E_{\text{out}_c}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} E_0 \exp(j\omega_0 t) \cos \varphi_c, \quad (4)$$

式中： $\varphi_c = \pi V_{\text{bias}_c} / (2V_{\pi_c})$ ，其中 V_{π_c} 和 V_{bias_c} 分别是 MZM-c 的半波电压和偏压。

将三平行 MZM 调制器结构的输出表达式用 Bessel 函数可以表示为

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} E_0 \exp(j\omega_0 t) \left\{ \cos \varphi_c \exp(j\varphi) + \sum_{-\infty}^{+\infty} J_{2n}(m) \exp[j(2n)\omega_{\text{RF}} t] \exp[j(2n)\varphi_0] \times \{1 + \exp[j(2n)\Delta\varphi]\} \right\}, \quad (5)$$

式中： $J_{2n}(m)$ 为第一类贝塞尔函数的 $2n$ 阶； φ 为子调制器 MZM-c 之后的光移相器的相位。

在冗余的光边带中，二阶和六阶光边带对射频杂散抑制比有明显的影响，因此系统为了得到高质量的一 4 和 +4 阶光边带，其中关键步骤就是消除二阶和六阶光边带。从 (5) 式可以看出，当满足 $1 + \exp(2j\Delta\varphi) = 0$ 和 $1 + \exp(6j\Delta\varphi) = 0$ 时，即 $\Delta\varphi = \pi/2$ 时，可以同时很好地抑制冗余的二阶和六阶光边带。在调制系数取 2.5~4.0 的范围时，四阶贝塞尔函数的值远大于八阶贝塞尔函数的值，所以可以忽略八阶以上的光边带。通过调整 MZM-c 的偏压和之后的光移相器可以抑制零阶光边带，所以为了抑制零阶光边带，令 (5) 式中 $n=0$ ，且 MZM-c 偏压需满足

$$\cos \varphi_c \exp(j\varphi) + J_0(m) = 0, \quad (6)$$

即

$$V_{\text{bias}_c} = \frac{2V_{\pi_c}}{\pi} \arccos[-J_0(m)], \quad (7)$$

此时，三平行 MZM 结构输出为

$$E_{\text{out}_1}(t) \approx$$

$$E_0 \exp(j\omega_0 t) [J_4(m) \exp(4j\omega_{\text{RF}} t) \times \exp(4j\varphi_0)]. \quad (8)$$

然后，PBS 将其分成两个正交的偏振方向，即 X 轴

偏振光一部分作为第二级 MZM 的光源，另一部分经过 PD1 拍频得到八倍频信号，再将该信号调制到第二级 MZM 调制器上，控制调制器工作在最小传输点，在推挽模式下，上下臂的偏置电压之差为半波电压的一半，由于第二级 MZM 的偏置电压是极小的，满足弱调制的条件，因此可以忽略第二级 MZM 调制器产生的二阶及以上的光边带。假设 PD1 输出的电信号的幅度为 $V_{\text{RF}1}$ ，这时输出的光信号表达式为

$$E_{\text{out}_2}(t) \propto J_4(m) \exp(j\omega_c t) \cdot [J_1(m_1) \exp(12j\omega_{\text{RF}} t) + J_1(m_1) \exp(4j\omega_{\text{RF}} t) + J_{-1}(m_1) \exp(-4j\omega_{\text{RF}} t) + J_{-1}(m_1) \exp(-12j\omega_{\text{RF}} t)], \quad (9)$$

式中： $m_1 = \pi V_{\text{RF}1} / (2V_{\pi_2})$ 为调制深度， V_{π_2} 为调制器的半波电压。

由 (9) 式可以得出，X 轴偏振光得到四阶和十二阶光边带，Y 轴偏振光保持不变，未被调制。两个正交偏振信号由 PBC 进行组合后，调整 PC 可以抑制四阶光边带，只留下十二阶光边带，经过 PD2 拍频可得到 24 倍频的毫米波信号，最后利用误码仪评估系统的传输性能。

3 仿真结果与分析

3.1 信号输出分析

利用 Optisystem 软件根据图 1 的毫米波发生器结构来进行仿真。系统中 CW 激光器的中心频率为 193.1 THz, 激光功率为 30 dBm。频率为 10 GHz 的 RF 信号经功分器分为功率相等的两路信号, 其中一路用来驱动 MZM-a, 另外一路相移 $\pi/2$ 后再驱动 MZM-b, MZM-a 和 MZM-b 的半波电压 $V_{\pi_1} = 4V$, 均工作在最大传输点。系统参数如表 1 所示。

表 1 系统参数

Table 1 System parameters

Parameter	Value
Optical power of CW laser /dBm	30
Center frequency of CW laser /THz	193.1
Linewidth of CW laser /MHz	10
Dispersion of optical fiber / (ps · nm ⁻¹ · km ⁻¹)	17
Half-wave voltage of all MZM modulators /V	4
Frequency of RF signal /GHz	10

在调制深度 $m = 3.24$ 时, 三平行 MZM 调制器结构的输出光谱如图 2 所示, 除 -4 阶和 +4 阶光边带之外的冗余边带几乎被完全抑制, 完全满足系统需求。

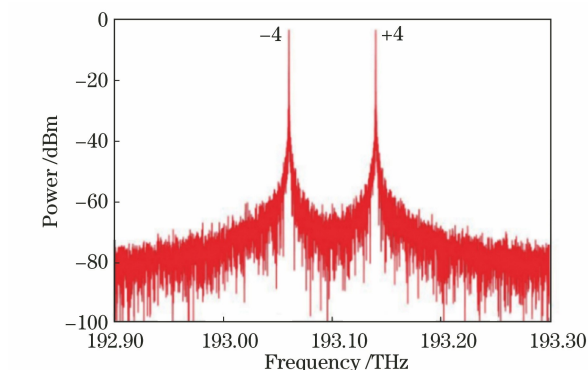
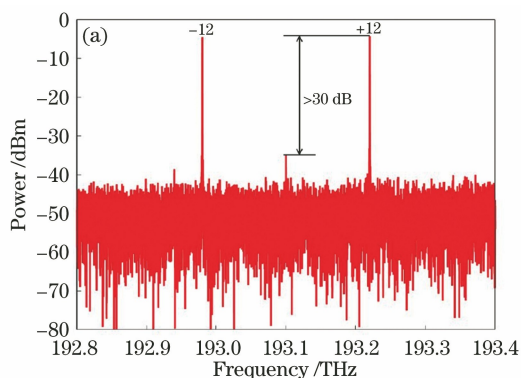


图 2 三平行 MZM 调制器结构输出光谱图

Fig. 2 Spectrum of the output optical signal from the structure of triple-parallel Mach-Zehnder modulator

PBS 将其分成两个正交的偏振方向: X 轴偏振光一部分作为第二级 MZM 调制器的光源; 另一部分经过 PD1 拍频得到八倍频的电信号, 其中 PD1 的响应灵敏度为 $R = 0.6$ A/W, 将电信号调制到第二级 MZM 调制器上, 第二级 MZM 调制的半波电压 $V_{\pi_2} = 4$ V, 控制调制器工作在最小传输点。调整 PBS 之前的 PC1 和 PBC 之后的 PC2, 最终得到光谱图和频谱图, 如图 3 所示。由图 3 可知, 系统很好地抑制了除 -12 阶和 +12 阶信号之外的冗余边带, 光边带抑制比(OSSR)的值可达到 30 dB, 频谱图中 240 GHz 以外的信号都被抑制, 说明可以得到射频信号频率的 24 倍频毫米波, 射频杂散抑制比(RFSSR)的值可以达到 24 dB。较高的 OSSR 和 RFSSR 说明系统得到的信号质量较高。

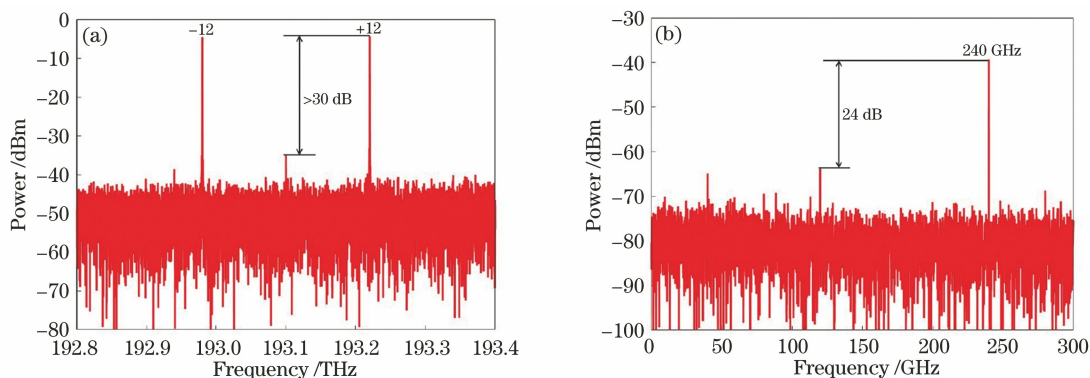


图 3 输出结果图。(a)光谱图;(b)频谱图

Fig. 3 Output results. (a) Optical spectrum; (b) RF spectrum

该发生器根据毫米波信号 OSSR 和最终电信号的 RFSSR 来进行状态分析。OSSR 和 RFSSR 随着调制深度变化的关系如图 4(a) 所示。从图中可以看出, OSSR 和 RFSSR 的变化趋势相同, 先增大后减小, OSSR 和 RFSSR 在调制深度为 3 左右时

有最大值, OSSR 可以达到 40 dB 以上, RFSSR 可以到达近 30 dB。调制深度满足一定条件下, OSSR 和 RFSSR 都有着较高的数值, 故系统可以获得高质量的毫米波信号。在调制深度偏离量为 1 时, OSSR 的值减小到 20 dB, RFSSR 的值减小到 15 dB。

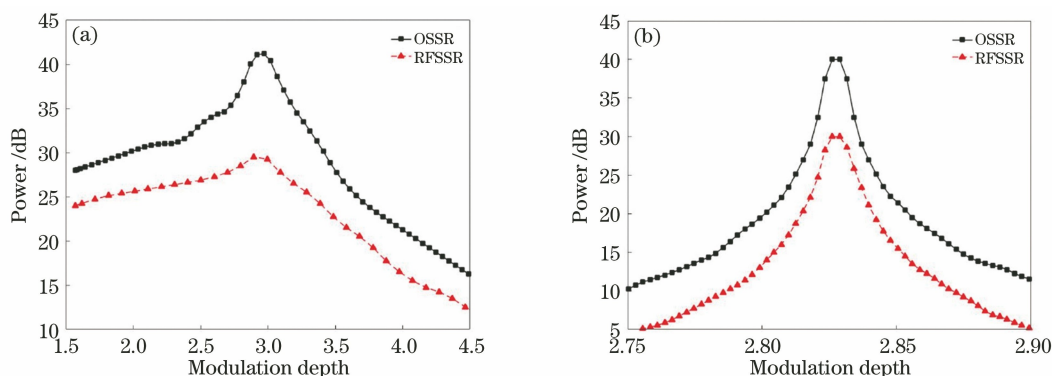


图4 OSSR和RFSSR随着调制深度变化关系图。(a)本文的方案;(b)文献[20]的方案

Fig. 4 OSSR and RFSSR versus modulation depth. (a) Scheme of this article; (b) scheme of Ref. [20]

相同条件下,对文献[20]的方案进行仿真,该文献中的方案采用4个MZM调制器级联的结构,得到16倍频的毫米波信号。OSSR和RFSSR随着调制深度变化的关系如图4(b)所示。在调制深度为2.827时OSSR和RFSSR具有最大值,而当调制深度偏离量为0.025时,OSSR由40 dB减小到20 dB,RFSSR由30 dB减小到15 dB。相比之下,本系统方案对调制深度的灵敏度要小于文献[20]的方案,受到调制深度的影响更小。

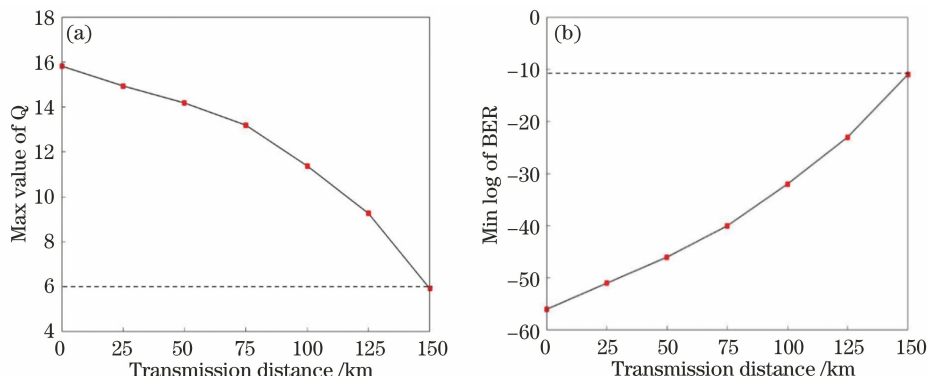


图5 最大品质因子Q值和误码率随光纤传输距离的变化图。(a)最大品质因子Q值;(b)误码率

Fig. 5 Maximum value of Q and maximum value of BER versus fiber transmission distance. (a) maximum value of Q;

(b) Maximum value of BER

3.2 非理想情况对生成信号的影响

3.2.1 非理想消光比对生成信号的影响

在实际的应用中,马赫-曾德尔调制器的消光比并不理想,通常调制器的消光比一般在35 dB左右,因此会对OSSR和RFSSR产生一定的影响。分别调整第一级和第二级MZM调制器,分析调制器消光比对系统OSSR和RFSSR的影响,如图6(a)(b)所示,OSSR和RFSSR都呈线性增长,之后趋于稳定值。相比之下,调整第一级MZM时OSSR和RFSSR比调整第二级MZM时能够更快地趋于稳定值。对于OSSR,调整第一级MZM时,OSSR在

针对发生器产生的24倍频毫米波信号,可以通过最小误码率(BER)、最大品质因子Q值来验证链路传输的性能。如图5中所示,在光纤传输长度小于150 km的情况下,最大品质因子Q值逐渐减少,在传输距离达到150 km时最大品质因子Q值依旧可以达到6,系统的最小误码率曲线逐渐升高,在传输距离达到150 km时最小误码率曲线仍然小于 10^{-10} ,整体的变化趋势比较平稳,说明系统的传输距离延长至150 km仍然有着较好的传输性能。

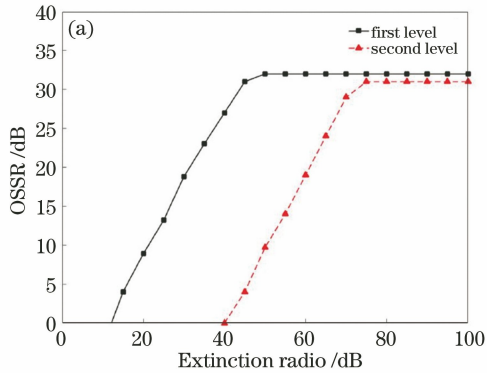
消光比为40 dB时达到稳定,而后者是在消光比为70 dB时达到稳定;对于RFSSR,调整第一级MZM时,RFSSR在消光比为35 dB时达到稳定,而后者是在消光比为50 dB时达到稳定。

通过上述分析,第一级MZM调制器的消光比对OSSR和RFSSR的影响较小,几乎可以忽略,第二级MZM调制器的消光比对OSSR和RFSSR的影响较大。

3.2.2 MZM-c的偏压偏移对生成信号的影响

图7给出了当调制深度为3.24时,MZM-c的偏压漂移对产生的毫米波性能的影响。MZM-c的

偏压对 OSSR 和 RFSSR 的影响分别如图 7 所示,从图中可知,在偏压值为 1.384 时 OSSR 和 RFSSR 最大,而随着偏压的偏离量增加,OSSR 和 RFSSR 均有明显减少,MZM-c 偏压对 OSSR 和 RFSSR 的



影响相似。在偏压的偏离量小于 0.003 时,OSSR 总大于 30 dB,RFSSR 总大于 20 dB。实际系统中采用稳定度较高的直流偏置源,可以达到更好的系统性能。

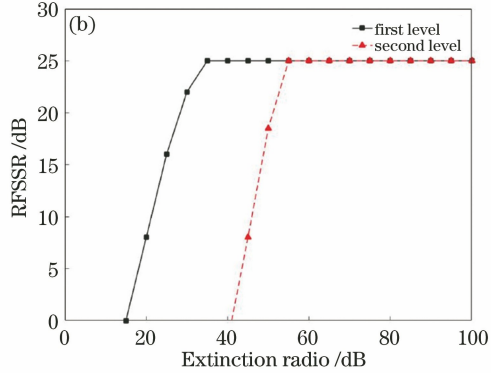


图 6 OSSR 和 RFSSR 随着消光比的变化关系图。(a) OSSR;(b) RFSSR

Fig. 6 OSSR and RFSSR versus extinction ratio. (a) OSSR; (b) RFSSR

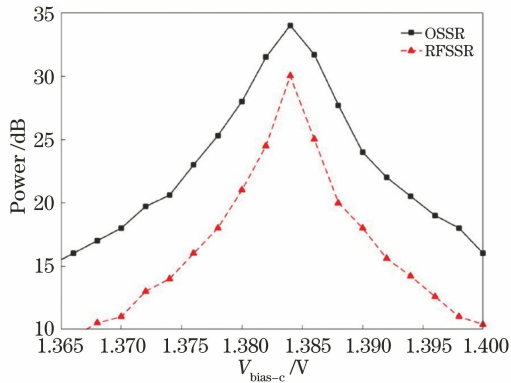


图 7 OSSR 和 RFSSR 随着 MZM-c 偏压变化关系图

Fig. 7 OSSR and RFSSR versus bias voltage of MZM-c

通过上述分析,将子调制器 MZM-c 偏压的偏离量控制在 0.003 时,生成信号的 OSSR 可以保持在 30 dB 以上,RFSSR 可以保持在 20 dB 以上。因此,严格控制子调制器 MZM-c 的偏压可以获得高质量的毫米波信号。

3.2.3 MZM-a 与 MZM-b 之间驱动信号的相位差对生成信号的影响

两个子调制器 MZM-a 和 MZM-b 间的驱动信号的相位差对 OSSR 和 RFSSR 的影响如图 8 所示。从图中可以看出,在 OSSR 和 RFSSR 随着相位差的偏离量增大而不断减小,而且 OSSR 和 RFSSR 的变化趋势相似,相比之下 RFSSR 比 OSSR 的下降趋势更加明显。在相位差的偏离量小于 0.5° 时,OSSR 可以保持在 20 dB 以上,RFSSR 可以保持在 15 dB 以上。

通过上述分析,将子调制器 MZM-a 和 MZM-b 之间的射频信号的相位差偏离量控制在 0.5° 之内,

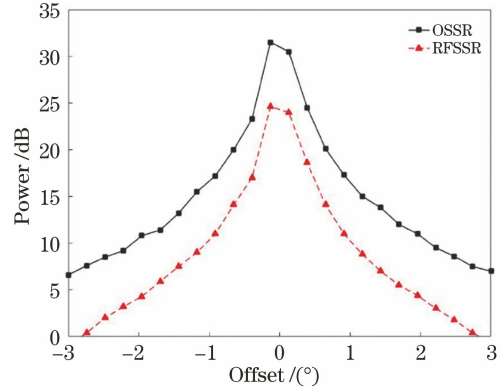


图 8 OSSR 和 RFSSR 随着 MZM-a 和 MZM-b 间的驱动信号的相位差变化关系图

Fig. 8 OSSR and RFSSR versus offset of driving signals between MZM-a and MZM-b

OSSR 可以保持在 20 dB 以上,RFSSR 可以保持在 15 dB 以上。因此,为了获得高质量毫米波信号,需要对 MZM-a 和 MZM-b 之间的射频之间的移相器进行合理的设置和控制。

3.2.4 不同线宽下系统误码率和眼图

在 RoF 系统中,影响系统性能的一个重要因素是激光器的线宽。为了验证激光器线宽对系统性能的影响,将系统除激光器线宽外的其他参数都设为相同参数。当激光器线宽 δ 分别取值为 5, 15, 35, 50 MHz 时,得到的不同激光器条件下的系统眼图如图 9 所示。

根据仿真结果可得,当线宽为 5 MHz 时,系统 BER 为 7.9399×10^{-26} ;当线宽为 15 MHz 时,系统 BER 为 3.4275×10^{-23} ;当线宽为 35 MHz 时,系统 BER 为 1.0118×10^{-16} ;当线宽为 50 MHz 时,系统

BER 为 2.5496×10^{-14} 。由图 9 可知:当激光器的线宽 δ 为 5~15 MHz 时,系统可以得到比较清晰的眼图;随着激光器线宽的增大,系统眼图逐渐变得模糊。

图 10 给出了不同激光器线宽的条件下系统的

误码率随着线宽 δ 的曲线,由图可以看出,随着线宽的增大系统误码率增加。通过以上仿真结果分析可知,窄线宽可以使系统获得清晰的眼图和较低的误码率,有助于提高系统的性能。

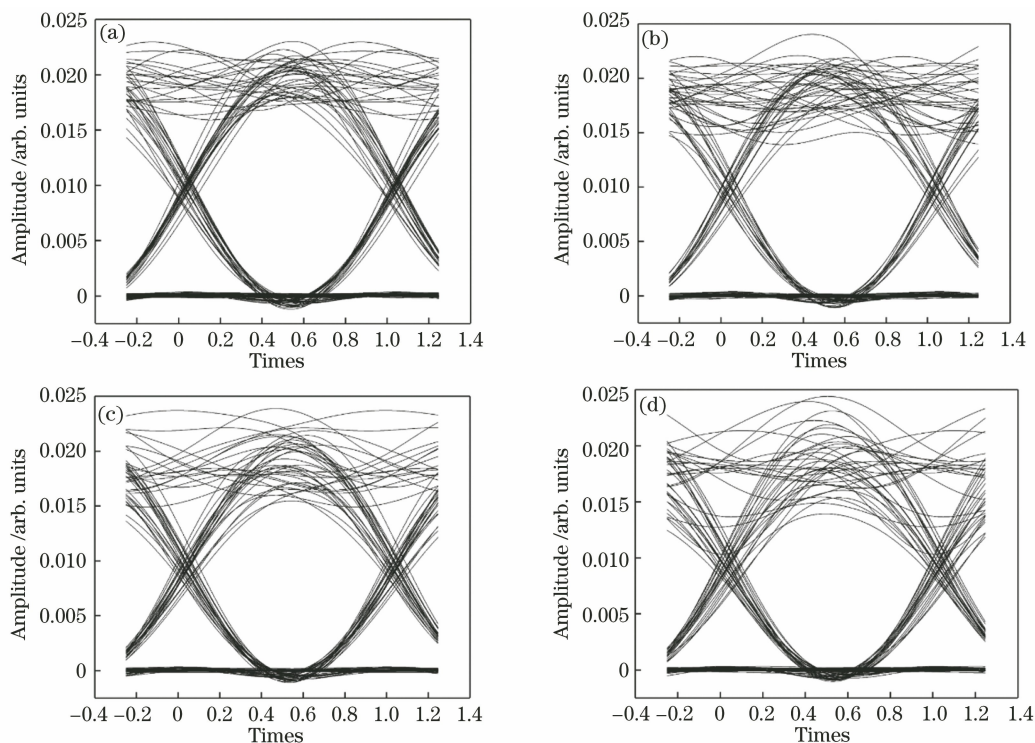


图 9 不同激光器线宽下系统眼图。(a) $\delta=5$ MHz;(b) $\delta=15$ MHz;(c) $\delta=35$ MHz;(d) $\delta=50$ MHz

Fig. 9 Eye diagram versus linewidth of laser. (a) $\delta=5$ MHz; (b) $\delta=15$ MHz; (c) $\delta=35$ MHz; (d) $\delta=50$ MHz

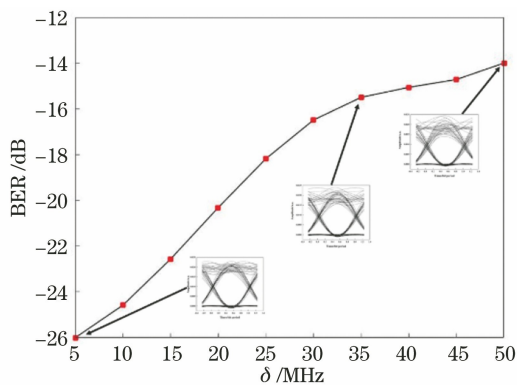


图 10 误码率随着激光器线宽的变化图

Fig. 10 BER versus linewidth of laser

4 结 论

本文提出了一种无光或电滤波的 24 倍频光生毫米波发生器。研究发现, OSSR 的值可达到 40 dB, RFSSR 的值可达近 30 dB, 系统的传输距离延长至 150 km 时仍然有着较好的传输性能。分析了消光比对生成信号的影响, 系统第一级 MZM 的消光比对系统性能的影响可以忽略, 第二级 MZM

的消光比对系统性能的影响较大。同时, 也分析了子调制器 MZM-c 的偏压和 MZM-a 与 MZM-b 之间驱动信号的相位差对系统的影响, 发现: 将 MZM-c 偏压的偏离量控制在 0.003 之内, OSSR 可以保持在 30 dB 以上, RFSSR 可以保持在 20 dB 以上; 将 MZM-a 与 MZM-b 之间的驱动信号相位差的偏离量控制在 0.5° 之内, OSSR 可以保持在 20 dB 以上, RFSSR 可以保持在 15 dB 以上。结果表明: 当调制深度、MZM-c 的偏压和 MZM-a 与 MZM-b 之间驱动信号的相位差在一定偏移范围内, 生成的信号仍能保持良好的性能。最后, 分析不同激光器线宽对系统性能的影响, 发现窄线宽激光器有助于提高系统的性能。相比于以往的方案, 整个系统没有采用任何光或电滤波器, 降低了系统的成本, 同时可以得到高倍频、高质量、具有良好传输性能的毫米波信号, 对于无滤波的高倍频毫米波信号生成具有一定的参考价值。由于系统采用的结构需要多个调制器, 调制器的插入损耗是一个问题, 后续的研究将会采用更少的调制器来实现高倍频毫米波信号的生成。

参 考 文 献

- [1] Xu L L, Ning T G, Li J, et al. Improved 60 GHz millimeter-wave generator based on feed-forward modulation[J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, 33(2): 0206002.
许丽丽, 宁提纲, 李晶, 等. 一种改进的基于前向调制技术生成 60 GHz 毫米波方案[J]. *光学学报*, 2013, 33(2): 0206002.
- [2] Wei Z H, Wang R, Pu T, et al. A wideband tunable phase shifter based on orthogonal optical single-sideband[J]. *Chinese Optics Letters*, 2013, 11(s2): s20601.
- [3] Tan Z Y. Research on adaptive bias voltage control technique for Mach-Zehnder modulator[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016: 13-26.
谭芷莹. 马赫-曾德尔调制器偏置电压自适应控制技术[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016: 13-26.
- [4] Fang Z J, Ye Q, Liu F, et al. Progress of millimeter wave subcarrier optical fiber communication technologies[J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2006, 33(4): 481-488.
方祖捷, 叶青, 刘峰, 等. 毫米波副载波光纤通信技术的研究进展[J]. *中国激光*, 2006, 33(4): 481-488.
- [5] Chen J, Lin C T, Shih P T, et al. Generation of optical millimeter-wave signals and vector formats using an integrated optical I/Q modulator [Invited] [J]. *Journal of Optical Networking*, 2009, 8(2): 188-200.
- [6] Ogawa H, Polifko D, Banba S. Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communication [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, 40(12): 2285-2293.
- [7] Li J, Ning T G, Pei L, et al. Millimeter-wave radio-over-fiber system based on two-step heterodyne technique[J]. *Optics Letters*, 2009, 34(20): 3136-3138.
- [8] 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.
- [9] Wang Y Q, Pei L, Li Y Q, et al. Analysis on the performance of RoF downlink with tunable optical millimeter-wave generation by employing triangular wave sweep [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2016, 45(5): 0522001.
王一群, 裴丽, 李月琴, 等. 三角波扫频的可调谐毫米波 RoF 下行链路性能分析[J]. *红外与激光工程*, 2016, 45(5): 0522001.
- [10] Liu T T, Pei L, Wang Y Q, et al. Tunable high-frequency millimeter-wave signal generator based on optical carrier-suppressed modulation [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2018, 47(12): 1206003.
刘婷婷, 裴丽, 王一群, 等. 基于光载波抑制调制的可调谐高倍频毫米波信号发生器[J]. *光子学报*, 2018, 47(12): 1206003.
- [11] Hao C Z, Li H Z, Sun Q, et al. Stable bias control technique for any-point locking in Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2017, 46(10): 1023002.
郝崇正, 李洪祚, 孙权, 等. 马赫-曾德尔调制器任意偏置点稳定控制技术[J]. *光子学报*, 2017, 46(10): 1023002.
- [12] 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.
- [13] Kawanishi T, Kiuchi H, Yamada M, et al. Quadruple frequency double sideband carrier suppressed modulation using high extinction ratio optical modulators for photonic local oscillators[C]// 2005 International Topical Meeting on Microwave Photonics, October 14, 2005, Seoul, Korea. New York: IEEE, 2005: 1-4.
- [14] Kathpal N, Garg A K. Performance analysis of radio over fiber system using direct and external modulation schemes [J]. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 2017, 8(4): 172-175.
- [15] Ma J X, Yu J, Yu C X, et al. Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(11): 3244-3256.
- [16] 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.
- [17] Peng J S, Wen L C. 24 frequency multiplication millimeter-wave signal generation based on cascade

- modulators [J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2016, 37(5): 758-762.
- 彭继慎, 温禄淳. 基于级联调制器的 24 倍频毫米波信号产生[J]. *半导体光电*, 2016, 37(5): 758-762.
- [18] Hong Z Y, Wang T L, Wang J H. Generation of high frequency millimeter wave signal based on parallel modulators[J]. *Laser Technology*, 2019, 43(2): 275-279.
- 洪赞扬, 王天亮, 王金华. 基于并联调制器的高倍频毫米波信号生成[J]. *激光技术*, 2019, 43(2): 275-279.
- [19] Zhang Z, Wang T L, Zhu W. Generation of 24 multiplied millimeter wave signal based on microwave photonics[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2019, 40(6): 852-856.
- 张舟, 王天亮, 朱维. 基于微波光子的 24 倍频毫米波信号生成[J]. *半导体光电*, 2019, 40(6): 852-856.
- [20] Baskaran M, Prabakaran R. Optical millimeter wave signal generation with frequency 16-tupling using cascaded MZMs and no optical filtering for radio over fiber system [J]. *Journal of the European Optical Society-Rapid Publications*, 2018, 14: 13.