

引用格式: XUE Zhuang-zhuang, PEI Li, LIU Ting-ting, *et al.* Photonic Generation of Filterless Frequency Multiple Tupling Optical Millimeter-wave Signal[J]. *Acta Photonica Sinica*, 2020, **49**(4):0406002

薛壮壮,裴丽,刘婷婷,等. 无滤波高倍频光载毫米波生成技术[J].光子学报,2020,**49**(4):0406002

# 无滤波高倍频光载毫米波生成技术

薛壮壮<sup>1,2</sup>,裴丽<sup>1,2</sup>,刘婷婷<sup>1,2</sup>,解宇恒<sup>1,2</sup>,李晶<sup>1,2</sup>

(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:**提出了一种无滤波的高倍频光载毫米波生成方案.该方案未使用相关的光/电滤波器就可 16 倍频的毫米波信号.整个系统采用三平行的马赫-曾德尔调制器结构和单个马赫-曾德尔调制器级联,通过调整系统的参数可以很好地抑制所有冗余光边带,只留下高质量的 8 阶光边带,无需任何光/电滤波器就能够得到 16 倍频的高质量毫米波信号.另外,详细分析了系统的工作原理,并通过仿真验证了调制深度、消光比、移相器偏移以及调制器偏压对系统的影响.研究结果表明将 2 Gbit/s 的非归零码型数据与 10 GHz 的射频信号混频后作为马赫-曾德尔调制器的驱动信号,系统经过 50 km 光纤传输后的链路功率代价为 1.0 dB,具有良好的传输性能.该方案对于无滤波的高倍频毫米波生成有一定的参考价值.

**关键词:**光载无线电;毫米波;16 倍频;无滤波;级联

中图分类号:TN929.1

文献标识码:A

doi:10.3788/gzxb20204904.0406002

## Photonic Generation of Filterless Frequency Multiple Tupling Optical Millimeter-wave Signal

XUE Zhuang-zhuang<sup>1,2</sup>, PEI Li<sup>1,2</sup>, LIU Ting-ting<sup>1,2</sup>, XIE Yu-heng<sup>1,2</sup>, LI Jing<sup>1,2</sup>

(1 Key Laboratory of All Optical Network & Advanced Telecommunication Network of Ministry of Education, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

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

**Abstract:** A scheme is proposed for millimeter-wave signal generation without filters. No optical or electrical filters are used in the scheme, and the scheme can obtain 16-tupling millimeter-wave signals. The scheme adopts the structure of cascading a three-parallel Mach-Zehnder modulator structure and a single Mach-Zehnder modulator. All redundant sidebands can be suppressed very well by adjusting the parameters of the system and only 8th order optical sidebands are left. The scheme can obtain 16-tupling millimeter-wave signals without any optical or electrical filters. The theoretical analysis for this proposed scheme are provided, and the effects of modulation depth, extinction ratio, phase shifter offset and modulator bias on the system are verified by simulation. The 10 GHz radio frequency signal is mixed with the 2 Gbit/s non-return-to-zero pattern data as the driving signal of the Mach-Zehnder modulator, it is verified that the power cost of the system link through 50 km optical fiber transmission is only 1.0 dB. The system can meet the needs of communication systems with good transmission performance. The scheme has certain reference value for the generation of high frequency millimeter wave signal without filters.

**Key words:** Radio over fiber; Millimeter-wave; 16-tupling; Filterless; Cascade

基金项目:国家重点研发计划(No.2018YFB1801003),国家自然科学基金(Nos.61827817,61525501)

第一作者:薛壮壮(1994-),男,硕士研究生,主要研究方向为微波光子. Email: 17120146@bjtu.edu.cn

导师(通讯作者):裴丽(1970-),女,教授,博士,主要研究方向为光纤通信、RoF、光纤传感. Email:lipei@bjtu.edu.cn

收稿日期:2019-12-10;录用日期:2020-01-28

OCIS Codes: 060.5625; 060.4510; 060.2330; 060.2360; 060.2310

## 0 引言

随着全球通信和信息技术的快速发展,毫米波光载无线通信(Radio over Fiber, RoF)正逐渐成为无线通信领域的重要发展趋势<sup>[1-2]</sup>.其中毫米波信号的光学生成技术是目前光载无线通信领域的关键技术,在当前的国内外研究中,最常见的毫米波的光学生成方法有四种:简单直接调制法<sup>[3]</sup>、外部调制法<sup>[4-5]</sup>、频率上变频法<sup>[6]</sup>和光学自外差法<sup>[7]</sup>.其中,外部调制法是最简单也是最有效的方法<sup>[8]</sup>.外部调制法结构简单,同时它的调制效率高,相比其他方法,外部调制法在生成高质量频谱、高倍频的毫米波信号方面具有很大的优势<sup>[9-10]</sup>.当采用外部调制法时,由于马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)的工作性能十分稳定,且调制速率也比较高,所以该类调制器得到广泛使用,同时业界也已经解决了存在的插入损耗和偏置点漂移等问题<sup>[11-12]</sup>.利用单个 MZM 调制器得到微波本振信号 2 倍频<sup>[13]</sup>,利用 MZM 串联结构生成 8 倍频的毫米波信号<sup>[14]</sup>,基于双平行马赫-曾德尔调制器(Dual Parallel Mach-Zehnder Modulator, DPMZM)来得到 6 倍频以及 8 倍频的毫米波信号<sup>[15]</sup>,但通过上述方案得到的信号的倍频因子是有限的,对于生成频率较高的毫米波的情况依旧存在一些问题.

为了实现高倍频因子毫米波信号的生成,现有方案多采用级联 MZM 结构、并联 MZM 结构等方法<sup>[16]</sup>.同时还利用光或电滤波器来滤除冗余的边带,导致系统的稳定性有所下降,光边带利用率不高.文献[17]采用级联 MZM 调制器的链路结构,该方案需要利用光学滤波器来滤除四阶光边带才能实现 24 倍频毫米波输出,并且方案中第二级调制器需要有相当高的调制带宽,在 80GHz 以上不利于应用.文献[18]是基于并联 MZM 和半导体光纤四波混频效应(Four Wave Mixing, FWM)的结构,利用 MZM 调制器和半导体放大器(Semiconductor optical amplifier, SOA)等非线性器件的 FWM 效应结合以产生高阶光边带,然后利用光滤波器滤除冗余边带得到 24 倍频毫米波信号,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.文献[19]采用级联 DPMZM 调制器结构生成 16 倍频的毫米波信号,该方案使用光滤波器滤除光载波,导致大部分光功率浪费.

针对上述问题,本文提出了一种高倍频光载毫米波生成方案,方案中不使任何相关的滤波器.该方案的基本原理是将低频本振信号调制到三并联 MZM 结构上,分别控制子调制器间的驱动信号相位差和偏置电压,产生-4 和+4 阶边带信号,拍频得到的 8 倍频信号调制在第二级 MZM 调制器上,控制其工作在最小传输点上,可以产生-8 和+8 阶边带信号,拍频后生成频率为射频驱动信号 16 倍的毫米波信号.本文方案生成的毫米波信号倍频次数高,频谱纯度好,具有良好的传输性能,无需任何光或电滤波器,对无滤波的高倍频毫米波的生成有一定参考价值.

## 1 理论分析

本文提出的方案的系统结构如图 1 所示.连续(Continuous Wave, CW)激光器发出的光一部分注入第二级 MZM 调制器,另一部分注入三平行 MZM 调制器结构后在光电探测器(Photodetector, PD)处将光信号转换成电信号,并作为第二级 MZM 调制器的调制信号,调制生成-8 和+8 阶光边带,在 PD 拍频后得到毫米波信号.该方案的好处在于不但产生的信号倍频因子高,质量好,而且具有良好传输性能.

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

假设连续激光器得到光信号

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

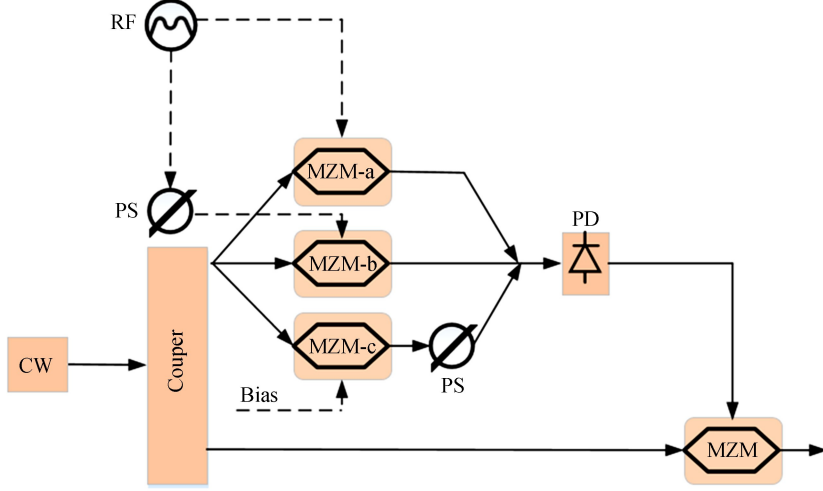
式中  $\omega_0$  和  $E_0$  是光信号的角频率和幅度.

MZM-a 和 MZM-b 工作在最大传输点处,其中将两个子调制器工作在推挽模式下,其上下臂的偏置电压之差为 0,所以它们的输出表示为

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

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

式中,  $m = \pi V_{\text{RF}} / 2V_{\pi_1}$  为调制深度,  $V_{\pi_1}$  是两个子调制器的半波电压, 射频信号的幅度与角频率分别为  $V_{\text{RF}}$  和  $\omega_{\text{RF}}$ , 另外  $\varphi_0$  和  $\varphi_0 + \Delta\varphi$  分别是加载在两个子调制器 MZM-a 与 MZM-b 的射频信号初始相位。



CW: Continuous Wave; MZM: Mach-Zehnder Modulator; RF: Radio Frequency; PS: Phase Shifter; PD: Photodetector

图 1 毫米波发生器结构示意图

Fig.1 Conceptual diagram of the proposed mm-wave signal generation methods

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  $V_{\pi_c}$  和  $V_{\text{bias}_c}$  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 函数可以转换为

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

式中,  $J_{2n}(m)$  为第一类贝塞尔函数的  $2n$  阶,  $\varphi$  为子调制器 MZM-c 之后经过的光移相器的相位。

为了获得高射频杂散抑制比(Radio Frequency Stray Suppression Ratio, RFSSR), 保留四阶光边带的同时抑制其他冗余的光边带. 在冗余的光边带中, 二阶和六阶光边带对 RFSSR 会有明显的影响. 因此系统为了得到高质量的-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. 从式(5)可以看出, 当满足  $1 + \exp(2j\Delta\varphi) = 0$  和  $1 + \exp(6j\Delta\varphi) = 0$  的时候, 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 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. 然后, 通过调整 MZM-c 的偏置电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, 将式(5)中  $n=0$ , 且要满足

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

式中,  $\varphi_c = \pi V_{\text{bias}_c} / 2V_{\pi_c}$ , 其中  $V_{\pi_c}$  和  $V_{\text{bias}_c}$  分别是 MZM-c 的半波电压和偏压. 式(6)可以转换为

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

即当 MZM-c 的偏压满足上式时可以很好地抑制零阶光边带.

因此, 三平行 MZM 调制器结构输出表达式近似为

$$E_{\text{out}_1}(t) \approx E_0 \exp(j\omega_0 t) [J_4(m) \exp(4j\omega_{\text{RF}} t) \times \exp(4j\varphi_0)] \quad (8)$$

经过 PD1 拍频得到八倍频的电信号, 假设 PD1 输出的电信号的频率为  $\omega_{\text{RF}1} = 8\omega_{\text{RF}}$ , 幅度为  $V_{\text{RF}1}$ , 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,这时输出的光信号表达式为

$$E_{\text{out}_2}(t) = \exp(j\omega_0 t) \cdot \exp(j\pi/2) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_1) \exp[jn(\omega_{\text{RF}} t + \pi)] \cdot \cos[(n-1)\pi/2] = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_{2n+1}(m_1) \exp\{j[\omega_0 + (2n+1)\omega_{\text{RF}}]t\} \quad (9)$$

式中,  $m_1 = \pi V_{\text{RF1}}/2V_{\pi_2}$  为调制深度,  $V_{\pi_2}$  为调制器的半波电压.

由于第二级 MZM 的偏置电压是极小的,满足弱调制的条件,所以可以忽略第二级 MZM 调制器产生的二阶及以上的光边带.因此最终输出表达式为

$$E_{\text{out}_2}(t) = \exp(j\omega_0 t) [J_{-1}(m_1) \exp(-8j\omega_{\text{RF}} t) - J_1(m_1) \exp(8j\omega_{\text{RF}} t)] \quad (10)$$

由式(10)可以得出,冗余光边带被抑制,最终只输出八阶光边带.经过 PD2 拍频可得到 16 倍频的毫米波信号,然后通过相干解调重新恢复基带数据信号,并利用误码仪评估系统的传输性能.

## 2 仿真结果分析

### 2.1 信号输出分析

利用 Optisystem 软件根据图 1 的毫米波生成系统结构图来对方案进行仿真.系统中 CW 的中心频率为 193.1 THz,激光功率为 30 dBm,频率为 10 GHz 的射频信号通过功率等分的功分器分成两路信号,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  $V_{\pi_1} = 4$  V,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

Parameters	Value
Optical power of CW laser	30 dBm
Center frequency of CW laser	193.1 THz
Linewidth of CW laser	10 MHz
Dispersion of optical fiber	17 ps · nm <sup>-1</sup> · km <sup>-1</sup>
Half-wave voltage of all MZM modulators	4V
Responsivity of photodetector	0.6 A · W <sup>-1</sup>
Frequency of RF signal	10 GHz

在调制深度  $m = \pi$  时,三平行 MZM 调制器结构的输出光谱图如图 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.

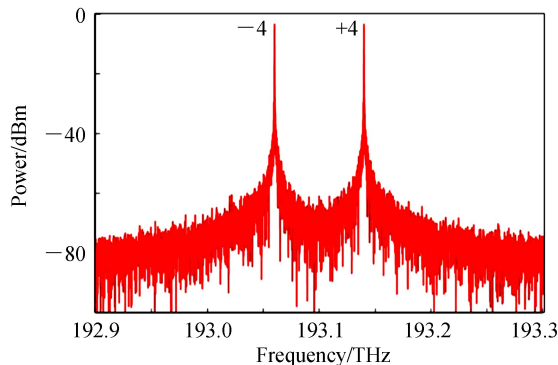


图 2 三平行 MZM 调制器结构输出的光谱图

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

第二级 MZM 调制器的半波电压  $V_{\pi_2} = 4$  V,工作在最小传输点,将 2Gbit/s 的非归零码型的基带数据信号调制在光信号上,然后经过掺铒光纤放大器和光纤传输后到达接受端,其中光纤的色散系数为 17 ps/(nm · km),为了突显色散对系统传输性能的影响,忽略光纤的非线性效应和损耗.在接收端,通过 PD 拍频生成 16 倍频毫米波信号,PD 的响应灵敏度为  $R = 0.6$  A/W.最终得到光谱图和输出 RF 信号图,分别如

图 3 所示.由图 3 可知,系统很好地抑制了除 -8 阶和 +8 阶信号光边带之外的冗余边带,光边带抑制比 (Optical Sideband Suppression Ratio, OSSR) 的值可达到 41 dB.同样从频谱图可以得知 160 GHz 以外的信号都被抑制,射频杂散抑制比 (Radio Frequency Stray Suppression Ratio, RFSSR) 的值可以达到 30 dB.较高的 OSSR 和 RFSSR 说明系统得到的信号质量较高,纯度较好.

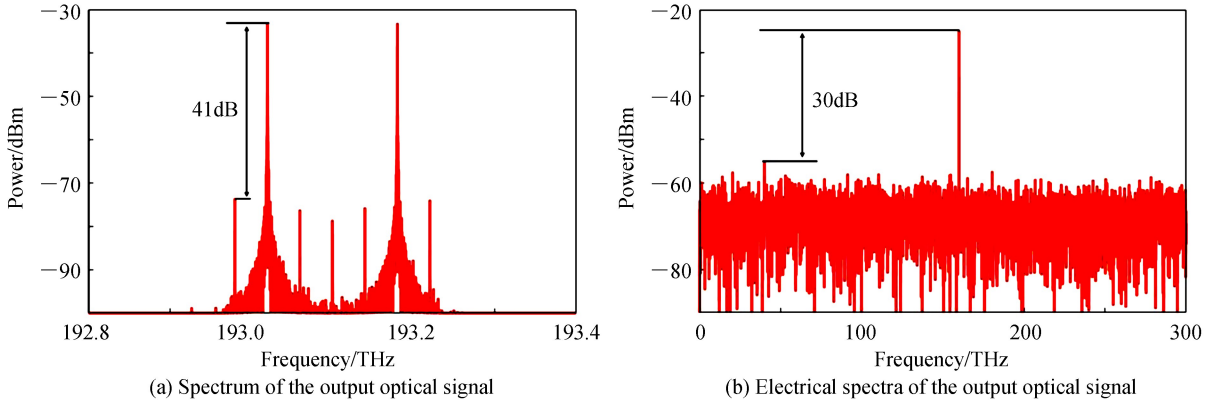


图 3 系统输出的信号图  
Fig.3 The output optical signal from the system

系统需要对过程中的光边带抑制比和最终得到电信号的射频杂散抑制比来进行状态分析.调整 MZM-c 的偏压一直处于最佳值, MZM-c 的偏压随系统调制深度的变化如图 4 所示,从图中的曲线可以看出偏压的变化趋势先是逐渐减小后是逐渐增大.通过调整 MZM-c 的偏压,可以达到恰好消除零阶光边带的效果.

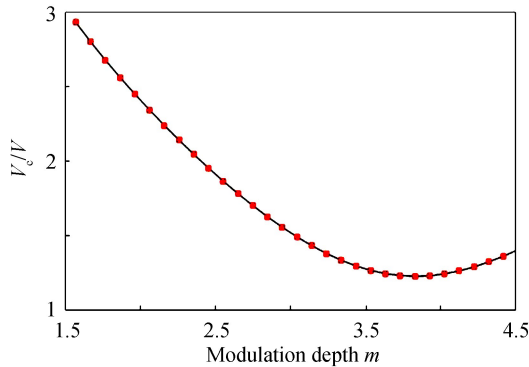


图 4 MZM-c 偏压动态最佳值随着调制深度变化关系  
Fig.4 Best bias voltage of MZM-c versus different modulation depths  $m$

针对该系统产生的 16 倍频毫米波信号,可以通过最小误码率、最大品质因子  $Q$  值、系统的眼图及接收灵敏度等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  $Q$

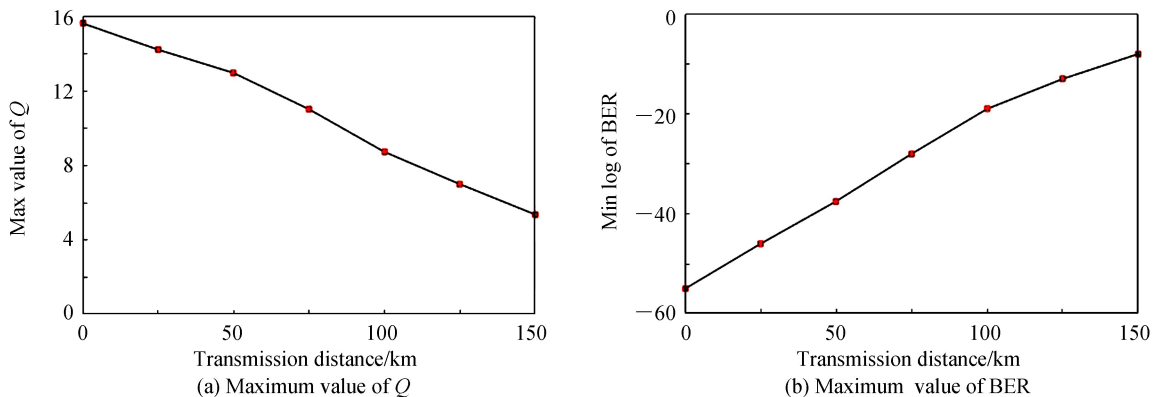


图 5  $Q$  值和 BER 随着光纤传输距离的变化关系图  
Fig.5 Maximum value of  $Q$  and maximum value of BER versus different fiber distance



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 5,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  $10^{-9}$ ,整体的变化趋势比较平稳,说明系统有着良好的传输性能.

在系统输出的毫米波信号上调制有 2 Gbit/s 的基带数据信号,经过 0 km 和 50 km 的光纤传输后系统的眼图和误码率曲线如图 6 所示.当误码率为  $10^{-9}$  的时候,对比信号经过 0 km 和 50 km 光纤传输的接收功率,链路功率代价约为 1.0 dB.

相同的条件下,对文献[20]的方案进行仿真,该文献中的方案采用四个 MZM 调制器级联的结构,同样得到十六倍频的毫米波信号.经过 0 km 和 50 km 的光纤传输后系统的眼图和误码率曲线如图 7 所示.当误码率为  $10^{-9}$  的时候,对比信号经过 0 km 和 50 km 光纤传输的接收功率,链路功率代价约为 1.5 dB.

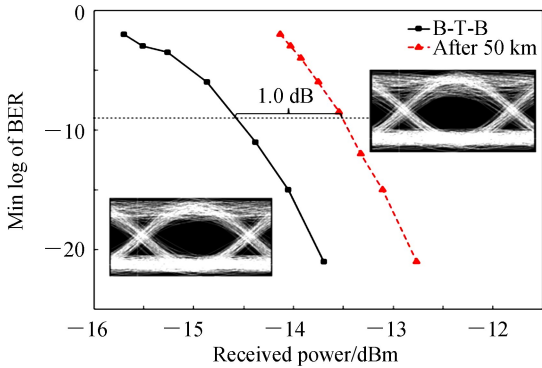


图 6 系统的眼图和误码率随着接收功率的变化曲线  
Fig.6 The eye diagrams and the BER versus different received power

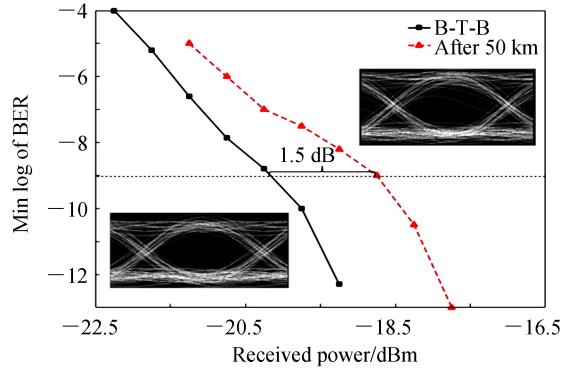
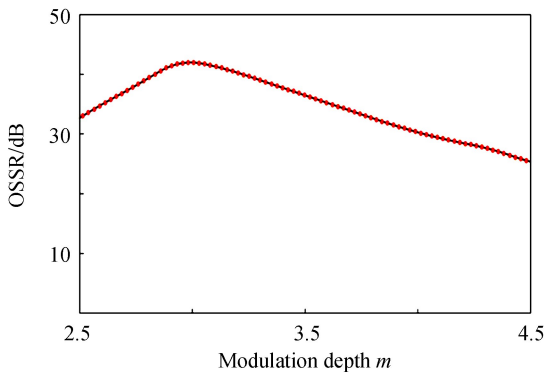


图 7 系统的眼图和误码率随着接收功率的变化曲线  
Fig.7 The eye diagrams and the BER versus different received power

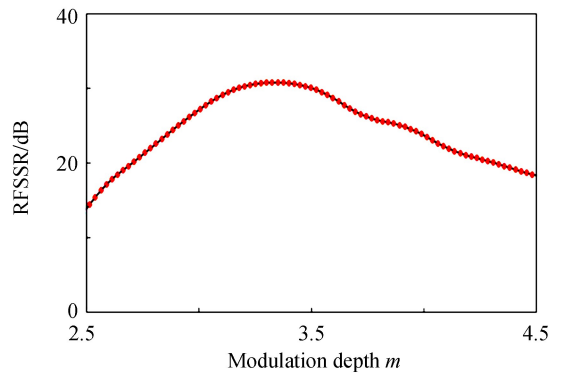
对比本文的方案和文献[20]的方案,本方案的链路功率代价更小,接收灵敏度更高,说明本方案统具有更好的传输性能.

### 2.2 非理想调制深度对生成信号的影响

OSSR 和 RFSSR 随着调制深度的变化关系分别如图 8(a)、(b)所示.从图 8 中可以看出,OSSR 和 RFSSR 的变化趋势先是逐渐增大然后减小,OSSR 和 RFSSR 在调制深度为 3.25 左右的时候有最大值,OSSR 最大值可以达到 40 dB 以上,RFSSR 最大值可以到达 30 dB 以上.随着调制深度偏离增大,OSSR 和 RFSSR 的值越来越小,系统的性能逐渐下降.将调制深度控制在 2.5 至 4 的范围时,OSSR 可以保持在 30 dB 以上,将调制深度控制在 2.75 至 4.35 的范围时,RFSSR 可以保持在 20 dB 以上.在调制深度满足一定条件下,OSSR 和 RFSSR 有着较高的数值,系统可以获得高质量的毫米波信号.



(a) OSSR versus different modulation depths  $m$



(b) RFSSR versus different modulation depths  $m$

图 8 OSSR 和 RFSSR 随着调制深度变化关系

Fig.8 OSSR and RFSSR versus different modulation depths  $m$

### 2.3 非理想消光比对生成信号的影响

实际的应用中,MZM 调制器的消光比并不理想,所以针对两级 MZM 消光比对系统最终生成信号的

OSSR 和 RFSSR 的影响分别进行分析,如图 9(a)、(b)所示。

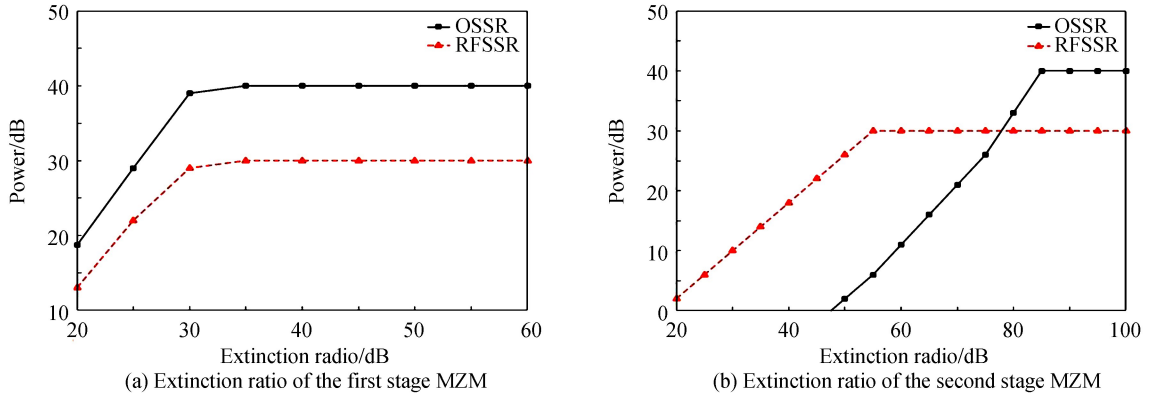


图 9 OSSR 和 RFSSR 分别随着第一级和第二级 MZM 消光比变化关系  
Fig.9 OSSR and RFSSR versus different extinction ratio of the first and the second stage MZM

调整第一级 MZM 的消光比对系统 OSSR 和 RFSSR 的影响如图 9(a)所示,消光比小于 30 dB 时, OSSR 和 RFSSR 都呈线性增长,当消光比大于 30 dB 时, OSSR 和 RFSSR 都趋于稳定值.调整第二级 MZM 调制器的消光比对系统 OSSR 和 RFSSR 的影响如图 9(b)所示,对于 OSSR,消光比在小于 80 dB 时, OSSR 随着消光比线性增长,之后趋于稳定值;对于 RFSSR,当消光比在小于 50 dB 时, RFSSR 随着消光比线性增长,之后趋于稳定值.

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

## 2.4 移相器偏移对生成信号的影响

### 2.4.1 MZM-a 与 MZM-b 之间的射频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系统最终生成信号的 OSSR 和 RFSSR 的影响如图 10 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 1° 时, OSSR 可以保持在 20 dB 以上, RFSSR 可以保持在 15 dB 以上.

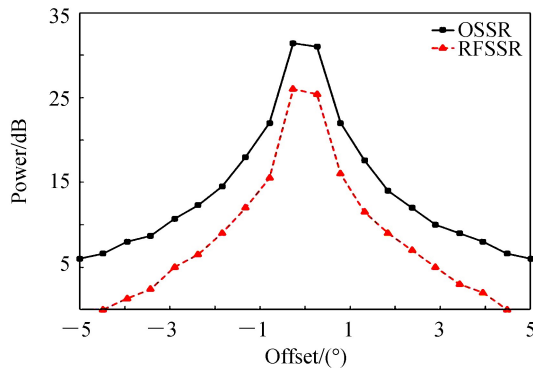


图 10 OSSR 和 RFSSR 随着 MZM-a 和 MZM-b 之间射频的相位差变化关系  
Fig.10 OSSR and RFSSR versus different phase shift of RF between MZM-a and MZM-b

### 2.4.2 MZM-c 之后的光移相器偏移对生成信号的影响

子调制器 MZM-c 之后的光移相器偏移对系统最终生成信号的 OSSR 和 RFSSR 的影响如图 11 所示.从图 11 中可以看出, OSSR 和 RFSSR 有着相同的变化趋势,当偏移量继续增大时, OSSR 和 RFSSR 处于下降趋势.在偏移量小于 5° 时, OSSR 和 RFSSR 处于波动状态,分别在 39 dB 和 30 dB 上下波动.

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的偏离量控制在 1° 之内, OSSR 可以到达 20 dB 以上, RFSSR 可以到达 15 dB 以上.将子调制器 MZM-c 之后的移相器偏移控制在 5° 之内, OSSR 和 RFSSR 分别在 39 dB 和 30 dB 左右波动.因此,为了获得高质量的毫米波信号,需要对 MZM-a 与

MZM-b 的射频之间的移相器和 MZM-c 之后的光移相器进行合理的控制和设置。

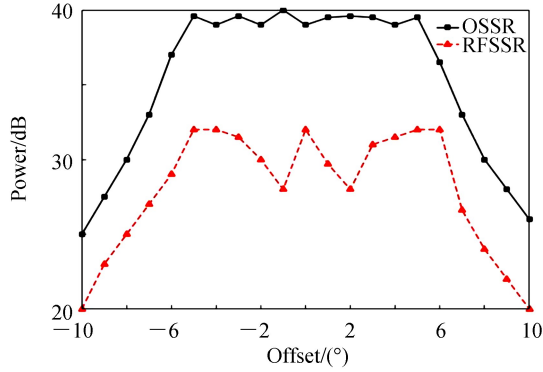


图 11 OSSR 和 RFSSR 随着 MZM-c 之后的相移器偏移变化关系  
Fig.11 OSSR and RFSSR versus phase shifter offset after MZM-c

## 2.5 MZM-c 的偏压偏移对生成信号的影响

子调制器 MZM-c 的偏压偏移对第一级的三平行 MZM 调制器结构生成信号的 OSSR 和系统最终生成信号的 OSSR 的影响如图 12 所示.从图中可以看出,第一级和第二级生成信号的 OSSR 有着相同的变化趋势,随着偏移量的增大时,第一级和第二级生成信号的 OSSR 都处于下降趋势,并且下降的趋势也越来越缓慢.同时,由于系统级联结构以及第二级调制特性的影响,所以第二级生成信号的 OSSR 要小于第一级生成信号的 OSSR.

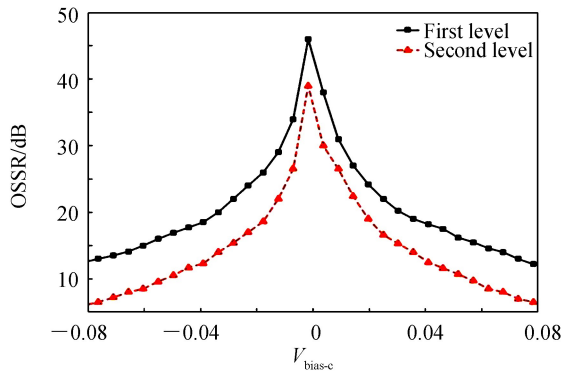


图 12 OSSR 随着 MZM-c 偏压变化关系  
Fig.12 OSSR versus different bias voltage of MZM-c

通过上述分析,将子调制器 MZM-c 的偏压偏移控制在 0.01 之内,生成信号的 OSSR 可以到达 25 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 结论

本文提出了一种无光或电滤波的高倍频毫米波生成技术方案.该方案采用三平行 MZM 调制器与单个 MZM 调制器级联的结构,达到无需使用任何滤波器而产生高倍频因子的毫米波信号,OSSR 可以达到 40 dB 以上,RFSSR 可以达到 30 dB 以上,并且链路代价仅为 1.0 dB,与其他方案相比具有更好的传输性能.通过研究,验证了系统 MZM 消光比对性能的影响,第一级 MZM 消光比的影响可以忽略,第二级 MZM 消光比的影响较大.同时分析了系统中对应的移相器偏移和子调制器的偏压对系统的影响,将子调制器 MZM-a 和 MZM-b 之间的射频信号的相位差的偏离量控制在  $1^\circ$  之内,OSSR 可以到达 20 dB 以上,RFSSR 可以到达 15 dB 以上;将子调制器 MZM-c 之后的移相器偏移控制在  $5^\circ$  之内,OSSR 和 RFSSR 分别在 39 dB 和 30 dB 左右波动;将子调制器 MZM-c 的偏压偏移控制在 0.01 之内,生成信号的 OSSR 可以到达 25 dB 以上.适当调整移相器的相位值和子调制器的偏压值是系统性能的关键.相比以往的方案,该方案没有使用任何光或电滤波器,降低了系统的成本,得到高倍频因子的毫米波信号.同时,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,后续的研究会考虑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 Li-li, NING Ti-gang, LI Jing, *et al.* Improved 60 GHz millimeter-wave generator based on feed-forward modulation [J]. *Acta Optica Sinica*, 2013, **33**(2): 34-39.  
许丽丽, 宁提纲, 李晶, 等. 一种改进的基于前向调制技术生成 60GHz 毫米波方案[J]. *光学学报*, 2013, **33**(2): 34-39.
- [2] WEI Zhi-hu, WANG Rong, PU Tao, *et al.* A wideband tunable phase shifter based on orthogonal optical single-sideband [J]. *Chinese Optics Letters*, 2013, **11**(14): 20-22.
- [3] FANG Zu-jie, YE Qing, LIU Feng, *et al.* Progress of millimeter wave subcarrier optical fiber communication technologies [J]. *Chinese Journal of Lasers*, 2006, **33**(4): 481-488.
- [4] CHEN Ye-hong, LIN Chun-ting, WEN Jiang, *et al.* Generation of optical millimeter-wave signals and vector formats using an integrated optical I/Q modulator[J]. *Journal of Optical Networking*, 2009, **8**(2): 188-200.
- [5] LIU Ting-ting, PEI Li, WANG Yi-qun, *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.
- [6] OGAWA H, POLIFKO D, BANBA S, *et al.* Millimeter-wave fiber optics systems for personal radio communications [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1992, **40**(12): 2285-2293.
- [7] LI Jing, NING Ti-gang, PEI Li, *et al.* Millimeter-wave radio-over-fiber system based on two-step heterodyne technique [J]. *Optics Letters*, 2009, **24**(20): 3136-3138.
- [8] YAO J. Microwave photonics[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, **27**(3): 314-335.
- [9] MA Jian-xin, TU J, YU Chong-xiu, *et al.* Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using In-mzm intensity modulation[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, **25**(11): 3244-3256.
- [10] NAMITA K, KUMAR G A. 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.
- [11] TAN Zhi-ying. Research on adaptive bias voltage control technique for Mach-Zehnder modulator[D]. Wuhan: Huazhong University of Science & 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研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016: 13-26.
- [12] HAO Chong-zheng, LI Hong-zuo, SUN Quan, *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[J]. *光子学报*, 2017, **46**(10): 1023002.
- [13] REILLY O, LANE P M, HEIDEMANN R, *et al.* Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals [J]. *Electronics Letters*, 1992, **28**(25): 2309-2311.
- [14] 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]. International Topical Meeting on IEEE, 2005: 1-4.
- [15] ZHANG Jing, WANG Mu-guang, SHAO Chen-guang, *et al.* Photonic frequency-multiplying millimeter-wave generation based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator[J]. *Acta Optica Sinica*, 2014(3): 71-78.  
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(3): 71-78.
- [16] WANG Yi-qun, PEI Li, LI Yue-qin, *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.
- [17] PENG Ji-shen, WEN Lu-chun. 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 Zan-yang, WANG Tian-liang, WANG Jin-hua. High frequency millimeterwave signal generation based on parallel modulator[J]. *Laser Technology*, 2019, **43**(2): 133-137.  
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): 133-137.
- [19] YING Xiang-yue, XU Tie-feng, LI Jun, *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.
- [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**(1): 13.