引用本文:陈波,史培明,艾炜. 基于双平行MZM的24倍频光生毫米波技术研究[J]. 光通信技术,2026,50(5):61-64.

基于双平行MZM的24倍频光生毫米波技术研究

陈 波[1],史培明[2],艾 炜[1]

(1.上海邮电设计咨询研究院有限公司,上海 200092;2. 慧传科技(珠海)有限公司,广东 珠海 519000)

摘要:为了满足更高倍频因子的光生毫米波信号的应用场景需要,同时简化系统结构和降低系统成本,提出一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(MZM)的24倍频光生毫米波方案。对方案的实施机理进行了详细的阐述,并通过理论推导进行了相应的模拟验证。仿真结果表明,在消光比为30 dB的情况下,所产生的24倍频光毫米波信号及毫米波信号均表现出良好的性能指标。

关键词:双平行马赫-曾德尔调制器;24倍频;非线性调制;光生毫米波;无光滤波

中图分类号:TN929.11　　**文献标志码:**A　　**文章编号:**1002-5561(2026)05-0061-04

DOI:10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2026.05.010

Research on 24-fold frequency multiplication optical generation millimeter-wave technology based on dual-parallel MZM

CHEN Bo[1], SHI Peiming[2], AI Wei[1]

(1. Shanghai Posts & Telecommunications Designing Consulting Institute Co., Ltd., Shanghai 200092, China;
2. Smartsensor (Zhuhai) Co., Ltd., Zhuhai Guangdong 519000, China)

Abstract: To satisfy the application requirements of photonic millimeter-wave signals with higher frequency multiplication factors, while simplifying the system structure and reducing system cost, a 24-fold multiplication optical generation millimeter-wave scheme based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (MZM) is proposed. The implementation mechanism of the scheme is elaborated in detail, and corresponding simulation verification is conducted through theoretical derivation. The simulation results show that, with an extinction ratio of 30 dB, both the generated 24-fold multiplication optical generation millimeter-wave signal and the millimeter-wave signal exhibit good performance indicators.

Key words: dual-parallel Mach-Zehnder modulator, 24-fold frequency multiplication, nonlinear modulation, optical generation millimeter-wave, without optical filter

0 引言

随着第五代移动通信技术(5G)的广泛应用与演进,中低频段频谱资源日趋紧张。为满足未来海量设备连接与Tbit/s级超高带宽传输需求,向毫米波频段拓展已成为第六代移动通信(6G)的必然选择。光载射频(RoF)被视为毫米波频段宽带无线接入网的潜在解决方案[1]。毫米波信号生成是RoF系统的核心技术之一,主要实现方法包括电子学法与光学法。电子学法在产生高频毫米波信号时面临成本高昂及电子器件响应带宽受限等问题。相比之下,光学法具有成本较低、频率连续可调、相位噪声低等优势。因此,基于光学原理的高频段毫米波生成技术引起了国内外学者的广泛关注与深入研究[2-5]。该技术通过对2个频率相异的光波进行拍频,生成频率等于两者频差的毫米波信号,主流方法包括基于相干激光器的光外差法,基于光调制与光纤非线性效应结合的上变频法,以及基于光外调制器的非线性调制法。其中,光外差法通常需2个及以上激光器,且对光源线宽要求严格,系统成本较高。此外,为提升拍频光波的相干性,常需对激光源实施锁相控制,进一步增加了系统复杂度。相比之下,上变频法系统结构相对简单、对激光源无特殊要求,但存在入射功率受限、偏振需精确控制及串

收稿日期:2026-01-12。

作者简介:陈波(1979—),男,博士,高级工程师,毕业于上海交通大学,现任上海邮电设计咨询研究院有限公司华东分院副总工程师,主要研究方向为毫米波通信技术、通感一体化组网、数据治理和数据资产管理。



扰抑制困难等不足。与上述2种方法相比,基于光外调制器的非线性调制法生成的毫米波信号具有高纯度、低相位噪声的特性,且系统结构简洁、成本较低[6-9]。为产生更高频率的毫米波信号或降低对射频本振源带宽的要求,在8倍频与16倍频方案基础上,有学者提出了多种基于马赫-曾德尔调制器(MZM)的24倍频毫米波生成方案[10-12]。其中,文献[10]的方案需使用2个光电探测器(PD)与1个光滤波器,系统成本较高;文献[11]与文献[12]的方案利用光纤四波混频(FWM)效应,需严格控制高非线性光纤(HNLF)的入射功率并配置光滤波器(OF),系统实现复杂且成本相对较高。

为降低MZM响应带宽和微波源输出带宽,产生更高倍频因子的高质量毫米波信号,并简化系统结构和降低系统成本,本文提出一种基于双平行MZM(DP-MZM)的24倍频光生毫米波方案。

1 基本原理

本文提出的基于DP-MZM的24倍频光生毫米波方案原理图如图1所示。连续波(CW)激光器发出的光波(频率为w_0、幅度为E_0)被光分路器(OS)分为2路,分别输入到DP-MZM$_1$、DP-MZM$_2$。射频本振(RFLO)输出的微波信号首先被电功分器(ES)分为2路,然后再经过电移相器(EPS)产生一定的相移,分别加载到DP-MZM$_1$、DP-MZM$_2$的射频电极上。DP-MZM$_1$、DP-MZM$_2$输出光场经过光耦合器(OC)进行合路,经由掺铒光纤放大器(EDFA)放大,最后在PD中进行双音拍频,产生期望的射频本振输出频率24倍的光生毫米波信号。

图1中,OS的分光比设定为1∶1,OC耦合比为1∶1;DP-MZM$_1$、DP-MZM$_2$的子调制器均偏置在最大输出点,即每个子调制器偏置电压值为0,V_{RF}为每个子调制器加载射频信号的电压,其中,DP-MZM的每个加载微波信号的子调制器内部2个电极之间的信号相位

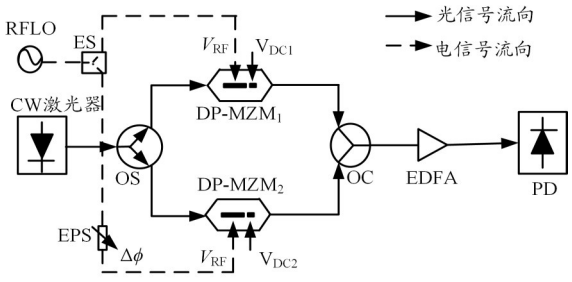


图1 基于DP-MZM的24倍频光生毫米波方案原理图

差为π,2个DP-MZM之间的微波信号相位差为$\frac{\pi}{4}$。

忽略OS、OC与MZM等器件的插入损耗,并假设每个MZM子调制器具有理想消光比,V_π为半波电压,w_{RF}为射频本振输出微波信号的频率,ϕ_0为初始相位。令m为每个子调制器的调制系数,$m=\pi\frac{V_{RF}}{V_\pi}$,则经过OC后的输出光场$E_{out}$可以写为

$$\begin{aligned}E_{out}=&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_2(m)e^{j2(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j2\Delta\phi}]+\\&2J_{-2}(m)e^{-j2(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j2\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_4(m)e^{j4(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j4\Delta\phi}]+\\&2J_{-4}(m)e^{-j4(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j4\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_6(m)e^{j6(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j6\Delta\phi}]+\\&2J_{-6}(m)e^{-j6(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j6\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_{10}(m)e^{j10(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j10\Delta\phi}]+\\&2J_{-10}(m)e^{-j10(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j10\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_{12}(m)e^{j12(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j12\Delta\phi}]+\\&2J_{-12}(m)e^{-j12(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j12\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_{14}(m)e^{j14(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j14\Delta\phi}]+\\&2J_{-14}(m)e^{j14(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j14\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_{18}(m)e^{j18(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j18\Delta\phi}]+\\&2J_{-18}(m)e^{-j18(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j18\Delta\phi}]\}\end{aligned}\tag{1}$$

式中:$\Delta\phi$为DP-MZM的2个加载微波信号的子调制器间的微波信号相位差,$J(\cdot)$表示贝塞尔函数,j表示虚数单位,t为时间。

由式(1)可知,当满足$[1\pm e^{j2\Delta\phi}]=0$、$[1+e^{j6\Delta\phi}]=0$、$[1+e^{j10\Delta\phi}]=0$、$[1+e^{j14\Delta\phi}]=0$、$[1+e^{j18\Delta\phi}]=0$时,2阶、6阶、10阶、14阶、18阶边带也会抑制,此时$\Delta\phi=\frac{\pi}{2}$,则输出光场可以写为

$$\begin{aligned}E_{out}\approx&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_4(m)e^{j4(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j4\Delta\phi}]+\\&2J_{-4}(m)e^{-j4(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j4\Delta\phi}]\}+\\&\frac{E_0}{4}e^{jw_0t}\{2J_{12}(m)e^{j12(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{j12\Delta\phi}]+\\&2J_{-12}(m)e^{-j12(w_{RF}t+\phi_0)}[1+e^{-j12\Delta\phi}]\}\end{aligned}\tag{2}$$

由式(2)可知,当满足$J_4(m)=0$、$J_{-4}(m)=0$时,4阶边带被抑制,m为11.065或14.373;在进入OC合波之

前,通过在DP-MZM$_1$与DP-MZM$_2$间引入$\frac{\pi}{4}$的相位差,同时调整调制系数m为11.065或14.373,使得DP-MZM$_1$与DP-MZM$_2$的2阶、6阶、10阶、14阶、18阶边带的相位恰好相反。则经过OC合波后的最终输出光场形式为

$$E_{\text{out}} \approx \frac{E_0}{4} e^{jw_0 t}\{4J_{12}(m)e^{j12(w_{RF}t+\phi_0)} + 4J_{-12}(m)e^{-j12(w_{RF}t+\phi_0)} \tag{3}$$

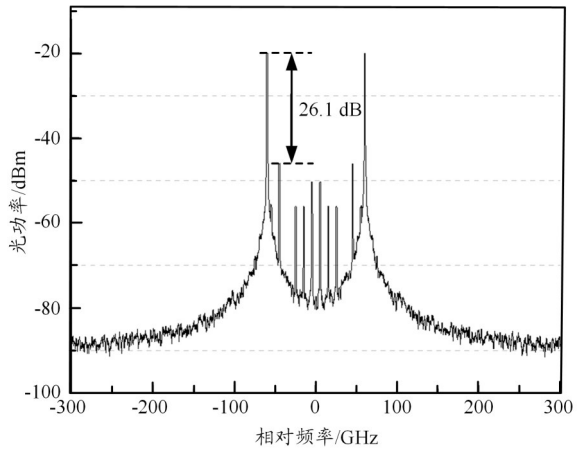
由式(3)可知,输出光场中仅保留12阶边带分量。最后,在PD中对2个12阶边带进行拍频,就可以产生24倍频毫米波信号。

2 仿真结果与讨论

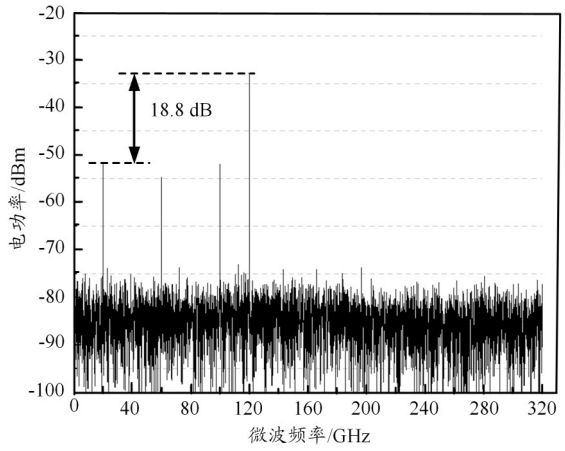
依据图1,本文搭建了24倍频光生毫米波信号的仿真系统,以验证所提方案的可行性并评估其生成毫米波信号的关键性能指标。在该仿真系统中,微波信号源频率为5 GHz;CW激光器输出光功率为0 dBm,中心波长为1 550 nm,对应频率为193.1 THz,线宽为10 MHz;DP-MZM的2个子调制器之间的微波信号相位差为$\frac{\pi}{2}$,DP-MZM的每个子调制器的调制系数设置为11.065或14.373;EDFA的增益设定为20 dB,噪声指数为4 dB;PD的响应度为1 A/W,暗电流为10 nA,其他参数设置与图1相同。

基于上述参数,本文利用仿真软件Optisystem在DP-MZM$_1$与DP-MZM$_2$的消光比为30 dB的情况下进行了仿真验证,得到调制系数为11.065时的光谱图与电谱图,如图2所示。从图2(a)可以看出,在本文提出的方案中,由于有效抑制了载波及其他冗余边带,12阶光边带(相对光载波中心频率偏移值,即相对频率为60 GHz)的功率最大;在所有的冗余边带中,10阶光边带(相对频率为50 GHz)的功率相对更大。此时,边带抑制比(SSR)等于12阶边带功率与10阶光边带功率之比,为26.1 dB。由于未完全消除载波和其它冗余的边带,在产生所期望的24倍频120 GHz毫米波信号外,还存在20、60、100 GHz等杂散射频成分。杂散射频成分中,20 GHz毫米波信号的功率大于其它杂散射频信号的功率,射频杂散比等于120 GHz毫米波信号与20 GHz毫米波信号的功率比,为18.8 dB,如图2(b)所示。

调制系数为14.373时的光谱图与电谱图如图3所示。从图3(a)可以看出,在本文提出的方案中,载波



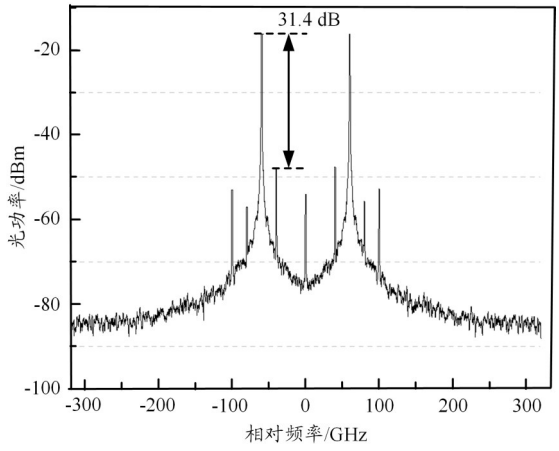
(a) 光谱图



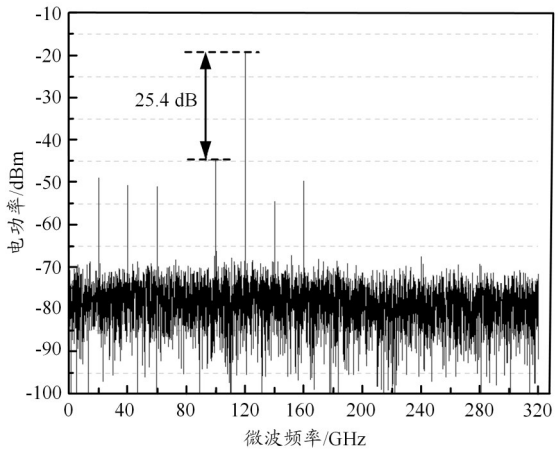
(b) 电谱图

图2 消光比为30 dB,调制系数为11.065时的光谱图和电谱图

及其他冗余边带均得到有效抑制,12阶光边带(相对频率为60 GHz)呈现最大功率。在冗余边带中,10阶光边带(相对频率为50 GHz)功率大于其他冗余边带。此时,SSR等于12阶光边带功率与10阶光边带功率之



(a) 光谱图



(b) 电谱图

图3 消光比为30 dB,调制系数为14.373时的光谱图和电谱图

比,为31.4 dB。载波及其余冗余边带产生了20、40、60、100、140、160 GHz等杂散射频信号,其中,100 GHz毫米波信号功率大于其它冗余的射频成份,但仍然明显小于产生的24倍频120 GHz毫米波信号,射频杂散比为25.4 dB,如图3(b)所示。

3 结束语

本文提出了一种基于DP-MZM的24倍光生毫米波方案,该方案系统结构较为简单,成本相对较低。采用2个DP-MZM,通过设置单个调制器的偏置电压和2个电极间的微波驱动信号相位差,同时在2个DP-MZM间引入合理的相位差,可以抑制光毫米波信号中的载波与冗余边带,从而很好地保留12阶边带。在无需使用光滤波器的条件下,仿真所生成的光毫米波信号及其对应的毫米波信号均表现出良好的性能指标。当DP-MZM调制器的消光比为30 dB时,在调制系数为11.065的情况下,光毫米波信号的SSR为26.1 dB,毫米波信号的射频杂散抑制比为18.8 dB;在调制系数为14.373的情况下,光毫米波信号的SSR为31.4 dB,毫米波信号的射频杂散抑制比为25.4 dB。并联DP-MZM的设计后续也可应用于产生32倍频甚至更高倍频因子毫米波信号以及提升调制器的动态范围。

参考文献:

[1] Jia Zhensheng, Yu Jianjun, Ellinas G, et al. Key enabling technologies for optical-wireless networks: optical millimeter-wave generation, wavelength reuse, and architecture[J]. Journal of Lightwave Technology, 2007, 25(11): 3452-3471.

[2] Li Wei, Yao Jianping. Investigation of photonically assisted microwave frequency multiplication based on external modulation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(11): 3259-3268.

[3] Lin Chunting, Shih P T, Chen J, et al. Optical millimeter-wave signal generation using frequency quadrupling technique and no optical filtering [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(12): 1027-1029.

[4] Ma Jianxin, Xin Xiangjun, Yu Chongxiu, et al. Optical millimeter wave generated by octupling the frequency of the local oscillator[J]. Journal of Optical Networking, 2008, 7(10): 837-844.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] 徐岩,吴迪,胡涛,等. 基于并联MZM的无滤波16倍频毫米波信号产生[J]. 光子学报,2021,50(11):1106003.

[9] 吴波,于晋龙,刘毅,等. 基于低速光调相信号注入DFB-LD产生4~16倍频的40 GHz和60 GHz毫米波信号[J]. 中国激光,2011,38(11):1105002.

[10] 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.

[11] 周威,邹喜华,潘炜,等. 基于级联调制器和四波混频效应的24倍频微波信号的光学生成[J]. 光电子·激光,2013,24(12):2332-2337.

[12] 应祥岳,徐铁峰,刘太君,等. 基于双平行MZM和HNLF四波混频效应的24倍频光生毫米波技术[J]. 光电子·激光,2016,27(8):814-818.