

采用双平行马赫曾德调制器的四倍频信号产生

王云新^{1,2}, 许家豪¹, 周涛³, 王大勇^{1,2}, 杨登才^{1,2}, 钟欣³

- (1. 北京工业大学 应用数理学院, 北京 100124;
2. 北京市精密测控技术与仪器工程技术研究中心, 北京 100124;
3. 电子信息控制重点实验室, 四川 成都 610036)

摘要: 采用了一种基于双平行马赫曾德调制器(DPMZM)产生四倍频微波信号的方法。理论分析了微波四倍频的基本原理,双平行马赫曾德调制器的上臂子 MZM 加载射频信号,且上臂子 MZM 工作在最大传输点,下臂子 MZM 直通光载波,使 DPMZM 最终工作在载波抑制的偶次边带调制模式,结合光学带通滤波器滤除高阶杂散边带,提升四倍频信号的纯净度。搭建了基于双平行马赫曾德调制器的四倍频微波光子链路,并对四倍频系统的性能进行测试,实验结果表明系统的光边带抑制比和射频杂散抑制比分别达到了 21.09 dB 和 28.41 dB。由于链路未引入额外的电子器件,系统可以产生高达 80 GHz 的微波信号。基于双平行马赫曾德调制器产生四倍频微波信号的方法结构简单,易于控制,具有良好的倍频性能,可实现高纯净度和高频率的四倍频信号的产生。

关键词: 微波光子; 双平行马赫曾德调制器; 四倍频; 微波信号产生

中图分类号: TN929.11 文献标志码: A DOI: 10.3788/IRLA201847.0918009

Frequency-quadruple signal generation based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator

Wang Yunxin^{1,2}, Xu Jiahao¹, Zhou Tao³, Wang Dayong^{1,2}, Yang Dengcai^{1,2}, Zhong Xin³

- (1. College of Applied Sciences, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China;
2. Beijing Engineering Research Center of Precision Measurement Technology and Instruments, Beijing 100124, China;
3. Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China)

Abstract: A frequency-quadruple microwave signal method based on dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) was proposed. The frequency-quadruple principle was theoretically analyzed. The upper sub-MZM of the DPMZM was modulated by RF signal and operated at the maximum transmission point (MATP), while only an optical carrier was obtained from the bottom sub-MZM of the DPMZM. Then the DPMZM worked at the carrier-suppressed even-order sideband modulation mode. In order to improve the purity of quadruple frequency signal, optical bandpass filter (OBPF) was used to remove the high-order spurious sideband. Microwave photonic frequency-quadruple system was built based on DPMZM, and its performance was tested experimentally. The results demonstrate that the optical sideband

收稿日期: 2018-04-05; 修订日期: 2018-05-03

基金项目: 国家自然科学基金(61372061); 北京市青年拔尖创新人才(CIT&TCD201504020)

作者简介: 王云新(1981-), 女, 副教授, 博士, 主要从事微波光子学与光学信息处理方面的研究。Email: yxwang@bjut.edu.cn

suppression ratio (OSSR) and radio frequency spurious suppression ratio(RFSSR) can reach 21.09 dB and 28.41 dB, respectively. Since no extra electronic devices were used, the system can generate radio frequency with frequency up to 80 GHz. DPMZM based microwave photonic frequency-quadruple system had the advantages of simple structure, convenient operation and good frequency-quadruple performance, which can realize high purity and high frequency quadruple frequency generation.

Key words: microwave photonic; dual-parallel Mach-Zehnder modulator; frequency quadrupling; generation of microwave signal

0 引言

随着无线通信技术的高速发展,微波通信对频带的要求日益提高。与传统的基于电子电路产生微波信号的方法相比,基于微波光子链路产生微波信号的方法具有频率高、噪声低、可调谐范围大等优点。由于以上诸多优势,微波光子倍频技术在光载无线(Radio over Fiber, RoF)通信,宽带无线网络接入,相控阵天线,卫星通讯和雷达等领域具有广泛应用^[1-3]。目前,已经提出了多种利用微波光子技术实现信号产生的方法,主要包括光注入锁定^[4]、光锁相环^[5]、光电振荡器^[6]、双波长激光源^[7]和外调制技术^[8-16]。其中基于外调制技术产生多倍频微波信号的方法具有相位噪声低、频率灵活可调和易于实现的优点,在高频微波信号产生方面有很大的潜力。

1992年,O'Reilly等人首次提出了基于马赫曾德调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)的微波二倍频方法^[9]。在接下来的20年里,陆续报道了许多基于外调制器的微波光子信号产生二倍频^[9]、四倍频^[10-14]、六倍频^[15]和八倍频^[16-17]的方案。Qi等人采用MZM串联光纤布拉格光栅的方法产生四倍频信号^[10],其中MZM工作在最大传输点,将射频信号(Radio Frequency, RF)加载在MZM上,利用光纤布拉格光栅(Fiber Bragg Grating, FBG)滤除载波保留正负二阶边带,通过光电探测器进行拍频获得四倍频信号。由于FBG滤波器的带宽过大,该方法对低频微波信号无法实现四倍频。Zhao等人提出了一种双级联MZM的四倍频信号产生方法^[11]。该系统的优势是无需光滤波器,但是由于系统对两个级联的MZM器件对称性要求比较严格,实验中得到的四倍频信号的纯净度不够理想。Yu等人设计了一种采用MZM与两个光频梳级联的方法实现四倍频信号的产生^[12]。

该方法将MZM调至最大传输点后,利用光频梳将载波和正负二阶边带分离,将包含边带的一路直接探测得到四倍频信号。该方法由于采用了光频梳使得系统不具有频率可调性,而且系统链路复杂。Lin等人基于双平行马赫曾德调制器(Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, DPMZM)实现了四倍频信号产生^[13]。利用90°电桥将两路相位差90°的射频信号分别加载在上下两臂子MZM上,两个子MZM工作在最大传输点,通过调节主MZM的电压使上下两臂的输出光谱相位相差 π ,从而将载波以及四阶边带抵消,从而产生高纯净度的四倍频信号,实现了高调制效率和高集成度的统一。同时吕敏利用相同的链路结构,通过设置不同的偏置点也实现了四倍频信号的产生,并具体分析了调制深度与消光比对四倍频信号纯净度的影响^[14]。但是由于两个系统均使用了电移相器,导致系统的带宽受限。

文中采用了一种基于双平行马赫曾德调制器的四倍频信号产生方法,有效提高了四倍频的光谱和频谱的纯净度。在对四倍频原理进行理论推导和分析的基础上,搭建了微波光子四倍频链路。将射频信号直接加载在DPMZM的上臂MZM中,通过控制DPMZM的偏置电压,使其上臂的MZM工作在最大传输点,同时调节下臂与主MZM上的偏置电压,使载波与上臂MZM中的载波相位相反,从而抑制载波只留下偶次边带。由于使用的射频信号功率较高,无法消除四阶边带,因此需要采用滤波器滤除四阶以上高阶边带,以提高四倍频信号的纯净度。输出纯净的正负二阶边带经过光电探测器进行拍频,从而产生纯净的四倍频信号。利用光谱仪和频谱仪对四倍频链路的光边带抑制比、射频边带抑制比等性能进行了测试,结果表明系统可以实现纯净度较高的四倍频微波信号产生。该微波光子四倍频链路无需

额外电子器件,结构简单,容易控制,另外由于链路中没有引入额外电桥,系统的带宽不受额外限制,可实现高频微波信号的倍频产生。

1 四倍频原理

基于双平行马赫增德尔调制器产生四倍频微波光子链路的结构如图 1 所示。系统主要由激光器、DPMZM、光学带通滤波器 (Optical bandpass filter, OBPF)、光电探测器(Photodetector, PD)组成。DPMZM 由上下两个平行的子 MZM 和一个主 MZM 组成,上下两个子 MZM 分别由 DC1 和 DC2 控制偏置点,DC3 控制上下两臂 MZM 的相位差。激光器输出中心频率为的光载波,并输入 DPMZM 中,将频率为的射频信号加载在 DPMZM 的上臂子 MZM 中,下臂的子 MZM 直通光载波。通过调节 DC1 使上臂的子 MZM 工作在最大传输点,再调节 DC2 和 DC3 使下臂的直通光载波与上臂的光载波相互抵消,如图 1 中(S₁)和(S₂)的光谱图所示,使 DPMZM 工作在载波抑制的偶次边带输出模式,DPMZM 输出的光谱如图 1 中(S₃)所示。DPMZM 输出的调制信号进入 OBPF 滤波,只保留正负二阶边带,得到的光谱如图 1 中(S₄)所示。输出光信号进入 PD 进行光电转换,通过拍频即可得到感兴趣的四倍频信号。

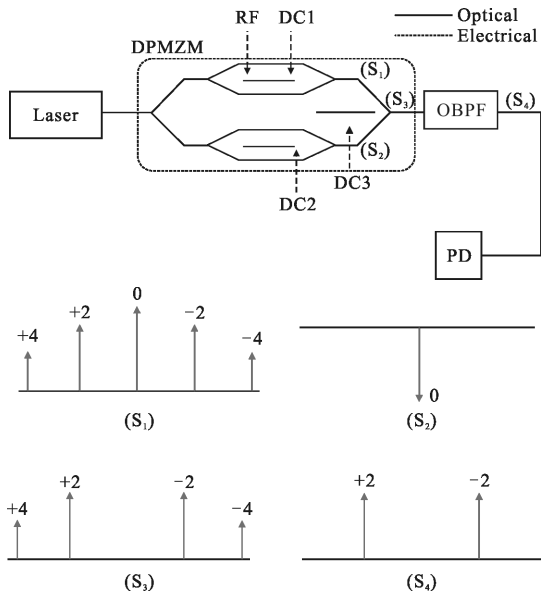


图 1 基于 DPMZM 产生四倍频的系统结构图及其对应光谱图(S₁-S₄)

Fig.1 System structure and optical spectrum (S₁-S₄) of DPMZM based quadruple frequency signal generator

设输入 DPMZM 的光载波为:

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

式中: E_0 和 ω_0 分别为光载波的幅度和角频率。加载在 DPMZM 上臂子 MZM 的射频信号为:

$$V_{RF}(t) = V_{RF} \cos(\omega_{RF} t) \quad (2)$$

式中: V_{RF} 和 ω_{RF} 分别为射频信号的幅度与角频率。可得 DPMZM 的上臂和下臂输出分别为:

$$\begin{cases} E_{up} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_{in}(t) \cos[m \cos(\omega_{RF} t) + \varphi_1] \\ E_{down} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_{in}(t) \cos[\varphi_2 + \varphi_3] \end{cases} \quad (3)$$

式中: t_{ff} 为 DPMZM 的插损; $m = \pi \frac{V_{RF}}{V_{\pi}}$ 为 RF 信号的调制深度; V_{π} 为两个子 MZM 的半波电压; 其中 $\varphi_1 = \pi \frac{V_{DC1}}{V_{\pi}}$, $\varphi_2 = \pi \frac{V_{DC2}}{V_{\pi}}$, $\varphi_3 = \pi \frac{V_{DC3}}{V_{\pi}}$, V_{DC1} , V_{DC2} , V_{DC3} 分别为加载在 DPMZM 的三个直流偏置电压。可得 DPMZM 的输出光场为:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_{in}(t) \times \{ \cos[m \cos(\omega_{RF} t) + \varphi_1] + \cos[\varphi_2 + \varphi_3] \} \quad (4)$$

对公式(4)进行三角函数展开可得:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_{in}(t) \times \{ \cos[m \cos(\omega_{RF} t)] \cos(\varphi_1) - \sin[m \cos(\omega_{RF} t)] \sin(\varphi_1) + \cos[\varphi_2 + \varphi_3] \} \quad (5)$$

根据第一类贝塞耳函数对公式(5)进行展开可得:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_{in}(t) \times \{ \cos(\varphi_1) [J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) (-1)^n \cos(2n\omega_{RF} t)] - \sin(\varphi_1) \cdot \{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) (-1)^n \cos[(2n-1)\omega_{RF} t] \} + \cos[\varphi_2 + \varphi_3] \} \quad (6)$$

为了得到纯净的四倍频信号,使上臂仅保留偶次边带,通过调节 V_{DC1} 使上臂的子 MZM 工作在最大传输点以抑制奇次边带。忽略四阶以上高次边带,令 $\varphi_1 = n\pi (n=0, 1, 2, \dots)$ 可得:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_0 \times \{ \cos(\omega_0 t) [J_0(m) + \cos(\varphi_2 + \varphi_3)] - J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF} t)] + J_4(m) [\cos(\omega_0 t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 4\omega_{RF} t)] \} \quad (7)$$

为了消除光载波,可通过调节 V_{DC2} 和 V_{DC3} ,令 $J_0(m) = -\cos(\varphi_2 + \varphi_3)$ 以抑制光载波对倍频信号的影响,可得:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} E_0 \times \{ -J_2(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF} t)] + J_4(m) [\cos(\omega_0 t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 4\omega_{RF} t)] \}$$

$$\cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF} t) + J_4(m) [\cos(\omega_0 t + 4\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 4\omega_{RF} t)] \quad (8)$$

综上所述可以得出当 DPMZM 的三个直流偏执电压满足以下条件时:

$$\begin{cases} V_{DC1} = nV_\pi \\ V_{DC2} + V_{DC3} = \arctan[J_0(m)] \end{cases} \quad (9)$$

此时的光谱如图 1 中(S₃)所示。由于调制器工作在载波抑制的偶次边带调制状态,二阶边带和四阶边带经光电探测器进行光电转换拍频后会产生不需要的二倍频信号,从而降低了四倍频信号的倍频效率和纯净度。为此使用光学带通滤波器滤除高阶边带,得到纯净的正负二阶边带:

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{t_{ff}} \sqrt{t_{OBPF}} E_0 \times \{-J_0(m) [\cos(\omega_0 t + 2\omega_{RF} t) + \cos(\omega_0 t - 2\omega_{RF} t)]\} \quad (10)$$

式中: t_{OBPF} 为光学带通滤波器的插损。输出的光信号经光电探测器进行光电转换,探测器得到的输出电流为:

$$I_{out} = \frac{\mathcal{R}}{2} t_{ff} t_{OBPF} E_0^2 J_2(m)^2 [1 + \cos(4\omega_{RF} t)] \quad (11)$$

式中: \mathcal{R} 为光电探测器的响应度。因此得到的四倍频信号功率为:

$$P_{out} = \frac{\mathcal{R}}{2} Z_{out} t_{ff} t_{OBPF} E_0^2 J_2(m)^2 \cos(4\omega_{RF} t) \quad (12)$$

式中: Z_{out} 为探测器的匹配阻抗。

可见,该微波光子四倍频方法通过 DPMZM 抑制光载波和奇次边带,结合光学带通滤波器滤除高阶杂散边带,可以实现较为纯净的四倍频微波信号的产生。产生的四倍频微波信号的功率与输入光功率,输入射频功率和探测器的响应度有关。

2 实验与分析

2.1 四倍频链路的搭建

根据图 1 的系统结构搭建了基于 DPMZM 的四倍频实验链路,如图 2 所示。为了补偿 DPMZM 与可调谐滤波器的插损,在链路中加入了掺铒光纤放大器(Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA)。实验中,光源采用中心波长为 1550 nm,线宽为 500 kHz,输出光功率为 11.63 dBm 的分布反馈式(Distributed Feedback, DFB)窄线宽激光器。激光器的输出光入射到 DPMZM 调制器(Fujitsu, FTM7962EP),通过 DPMZM 的上臂子 MZM 将 RF 信号调制到光载波上, DPMZM 的插入损耗为 7 dB, 3 dB 带宽为 22 GHz, 半

波电压为 3.5 V。通过调节 DPMZM 的直流偏置电压 DC1 使上臂子 MZM 工作在最大传输点,再调节 DC2 和 DC3 使下臂的光载波与上臂的光载波等大反向,相互抵消。最终使 DPMZM 调制器工作在载波抑制的偶次边带输出模式。调制器输出的光信号通过可调谐光滤波器(Alnair, BVF-300CL)滤除正负二阶边带以外的高阶边带,再经过 EDFA 放大器(JITAI, TERA-PA-1618G)对光信号进行补偿放大。最后在接收端使用响应度为 0.65 A/W,可探测频率范围为 40 GHz 的光电探测器(Conquer, KG-PT-40G)对光信号进行光电转换,得到四倍频信号。实验中分别利用光谱仪(Optical Spectrum Analyzer, OSA)(Yokogawa, AQ6370C)和频谱仪(Electrical Spectrum Analyzer, ESA)(Tektronix, RSA5126B)对输出的光信号和电信号进行分析。

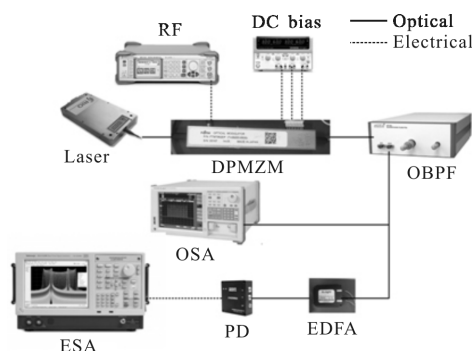


图 2 微波光子四倍频链路的实验装置

Fig.2 Experimental setup of frequency-quadruple signal microwave photonics link

2.2 性能测试与分析

在微波光子倍频链路中通常采用光边带抑制比(Optical Sideband Suppression Ratio, OSSR)和射频杂散抑制比(Radio Frequency Spurious Suppression Ratio, RFSSR)来评价系统的倍频效率。OSSR 表示在光谱中所需的光边带与其他不想要的谐波边带中最大的边带之间的光功率比值,RFSSR 为输出射频信号中感兴趣信号与其他杂散信号中最大的杂散信号之间的比值。

首先分析微波光子倍频系统的光边带抑制比。由于实验中频谱仪的带宽为 26.5 GHz,为该射频信号的频率设置为 6 GHz。将功率为 23 dBm 的 RF 信号加载在 DPMZM 上,利用光谱仪检测 DPMZM 和滤波器的输出光谱,并结合宽带光源获取了滤波器的光谱响应特性,结果如图 3 所示。由图可见, DPMZM 可

以很好地实现载波抑制的双边带输出, 载波抑制比达到 29.02 dB, 在不需要的杂散边带中三阶边带最为突出, 此时的光边带抑制比仅为 17.11 dB。为此, 利用可调谐滤波器滤除正负二阶边带以外的高阶边带后, 此时的光边带抑制比提高到了 19.96 dB。

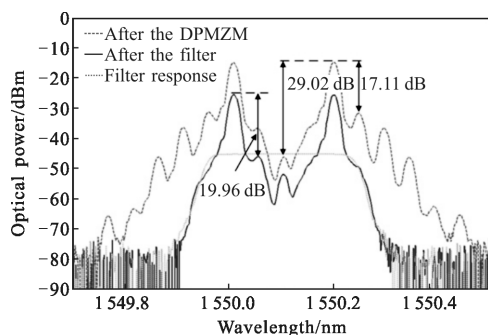


图 3 实验链路的光谱图

Fig.3 Optical spectrum of the experimental link

由于在实验中无法完全消除奇次边带, 为了对比较在光谱中一阶与三阶边带之间的大小关系, 将实验测得的数据与仿真结果进行对比, 这里对仿真和实验测得的功率进行了归一化处理, 结果如图 4 所示。可以看出仿真与测量数据有相同的变化趋势。当射频功率大于 21 dBm 时, 这时的三阶边带大于一阶边带且在射频功率增加到 26 dBm 的过程中两者的差距逐渐增大。这是由于随着微波功率的提高, 虽然增大了 DPMZM 输出光谱中需要的正负二阶边带功率, 但杂散的三阶边带却得到更大的提升。可以看出, 当射频功率大于 21 dBm 时三阶边带为主要的杂散边带, 因此有必要在 DPMZM 后加入可调谐滤波器, 以滤除三阶及其他高阶杂散边带。

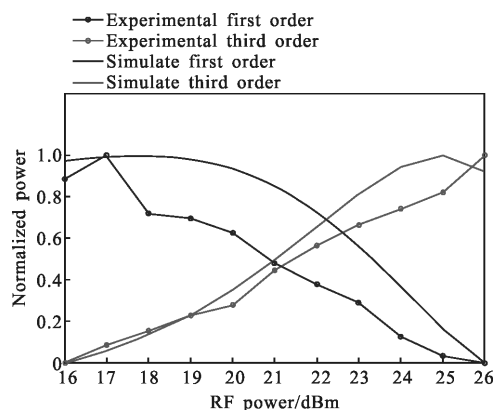


图 4 一阶与三阶边带的归一化功率

Fig.4 Normalized power of 1st order and 3rd order sideband

为了分析输入微波信号的功率对系统光边带抑制比的影响, 将射频功率从 16 dBm 增加到 26 dBm, 利用光谱仪对 DPMZM 和滤波器输出的光谱进行分析, 结果如图 5 所示。对比 DPMZM 直接输出和通过滤波器后的输出光谱, 可以看出在射频功率小于 21 dBm 时, 滤波器输出的光边带抑制比与 DPMZM 输出的光边带抑制比相差较小。当射频功率大于 21 dBm 时, 由图 4 可知, 这时的三阶边带要高于一阶边带, 因此三阶边带成为主要的杂散边带, 导致 DPMZM 输出的光边带抑制比随着 RF 功率的增加而大幅度恶化, 当功率为 26 dBm 时, 光边带抑制比仅为 14.18 dB。为此采用可调谐滤波器滤除三阶及其他高阶边带, 从而提高链路输出光谱的纯净度, 有助于提升系统产生的四倍频性能, 经过滤波器后的光边带抑制比最高可达 21.09 dB。

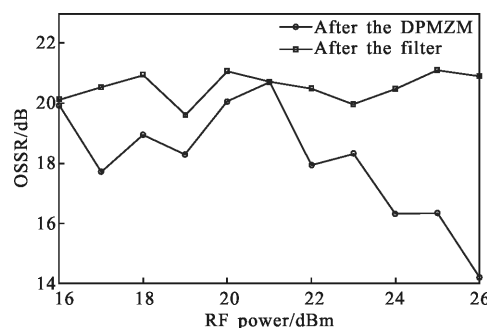


图 5 DPMZM 与滤波器输出的光边带抑制比

Fig.5 OSSR of the output from DPMZM and filter

随后将较为纯净的正负二阶边带输入光电探测器进行光电转换, 通过两边带之间的拍频即可获得四倍频信号。由图 3 中的光谱图可见, 这时的主要杂散边带为负一阶边带, 在拍频过程中正负一阶边带与正负二阶边带拍频, 会产生杂散三倍频信号。当输入频率为 6 GHz、功率为 23 dBm 的射频信号时, 利用频谱仪得到的四倍频信号频谱如图 6 所示。由图可见, 该微波光子倍频链路的射频杂散抑制比达到了 28.41 dB, 可以得到较为纯净的四倍频信号。

下面分析四倍频微波信号的功率与输入微波信号功率的关系。由四倍频原理推导中公式(11)可知, 四倍频功率与射频信号调制深度的二阶贝塞耳函数的平方成正比。实验中使输入射频功率从 16 dBm 增加到 26 dBm, 对获取的四倍频信号的功率进行测量, 并将实验结果与理论仿真结果进行对比验证, 结

果如图 7 所示。由图可以看出产生的四倍频功率随射频功率的增加而增加，测量数据与仿真数据具有很好的一致性。

最后,实验分析了该四倍频链路的带宽特性。利用光谱仪测试了系统在不同频率下的四倍频性能,分别输入频率为 10、15、20 GHz 的射频信号,滤波器输出的光谱如图 8 所示。从光谱图中可以看出在射频频率为 10、15、20 GHz 时,该四倍频链路均可获得较为纯净的光谱,光边带抑制比均达到了 30 dB 以上,可见该链路可以产生高达 80 GHz 的微波信号。

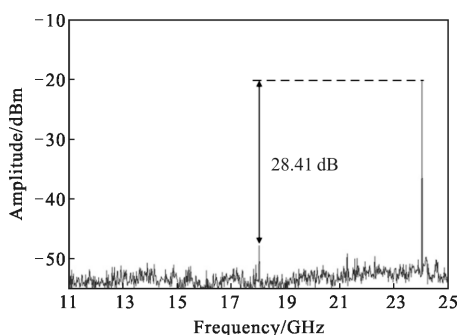


图 6 探测器输出的频谱图

Fig.6 Spectrogram of detector output

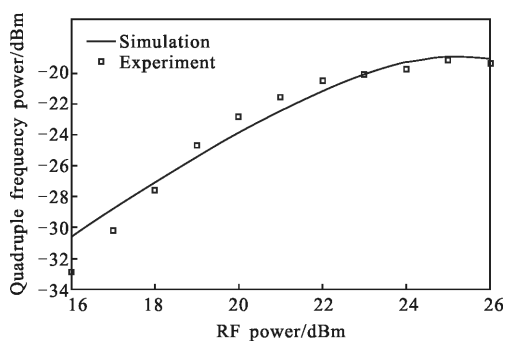


图 7 四倍频微波信号功率的仿真与实验结果

Fig.7 Simulation and experimental result of frequency-quadruple signal power

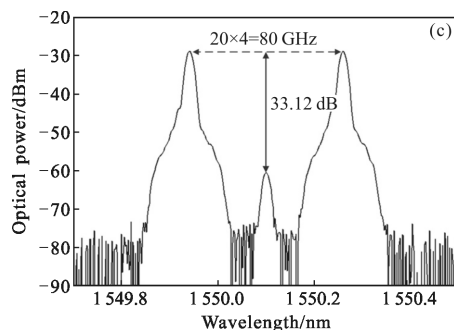
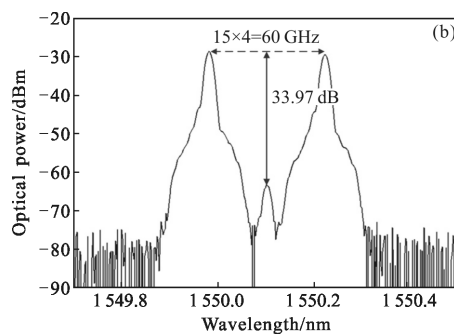
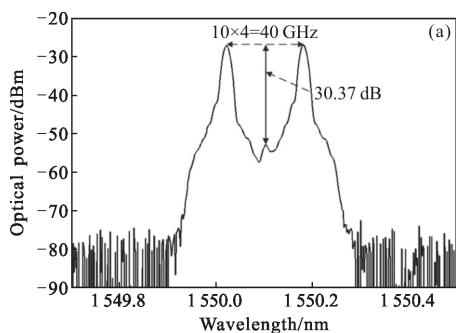


图 8 射频频率为(a)10 GHz、(b)15 GHz、(c)20 GHz 时的输出光谱图

Fig.8 Output of the optical spectrum when RF frequency is (a) 10 GHz, (b) 15 GHz and (c) 20 GHz

2.3 半波电压的偏移对四倍频信号的影响

在实际使用过程中 DPMZM 会受到外界温度变化等因素的影响,长时间工作下其调制特性曲线会发生随机漂移,导致 DPMZM 的半波电压产生偏移,等价于其直流偏置点产生变化。因此即便外接直流偏置电压稳定不变,DPMZM 自身的半波电压漂移也会使其无法工作在稳定的工作状态。结合文中研究的四倍频产生方法,由公式(6)可知,产生四倍频信号的正负二阶光边带是由控制上臂 MZM 的电压 V_{DC1} 决定的,当 DPMZM 的直流偏置点发生漂移时,四倍频信号的强度会随着直流偏置点的偏移而改变。首先仿真分析半波电压稳定性对四倍频信号的影响。设输入射频信号的频率为 6 GHz,功率为 23 dBm,DPMZM 的半波电压为 3.5 V,根据公式(6)仿真了当半波电压的变化幅度为 ± 1 V 时对四倍频信号强度的影响,仿真结果如图 9 所示,可见当半波电压发生偏移时,四倍频信号功率会逐渐减小。在此基础上,在相同的条件下对仿真分析进行实验验证。由于在很短的时间内,DPMZM 的半波电压基本不变。因此实验中在短时间内迅速改变偏置电压,进而

定量分析半波电压的漂移对四倍频信号稳定性的影响。将 VDC1 由最大传输点处改变 $\pm 1V$ 来模拟半波电压的偏移,同时通过频谱仪观察改变电压时四倍频信号的强度变化,结果如图 9 中的实验曲线所示,可见仿真与实验结果具有相同的变化趋势,且四倍频的信号强度变化范围为 2.5 dBm,可见半波电压偏移对的四倍频信号影响较小,四倍频信号的强度具有很好的稳定性。

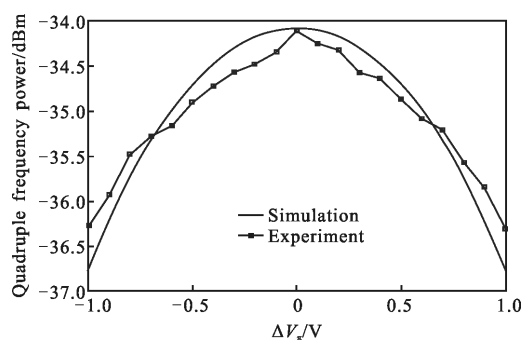


图 9 半波电压偏移对四倍频信号强度的影响

Fig.9 Influence of half-wave voltage offset on the intensity of frequency-signal quadruple

3 结 论

为了优化微波光子四倍频链路的倍频效率,文中提出了一种基于双平行马赫曾德调制器的微波光子四倍频方法。理论分析了微波光子四倍频的原理,实验搭建了基于 DPMZM 的四倍频链路,通过调整 DPMZM 的直流偏置,使其实现载波抑制的偶次边带输出。由于实验中无法完全消除奇次边带,通过模拟与实验归一化分析,当射频功率高于 21 dBm 时三阶边带会高于一阶边带,成为主要杂散边带。结合光学带通滤波器滤除三阶及其他高阶杂散边带,提升了四倍频信号的纯净度。在此基础上,对系统性能进行了测试,实验结果表明系统的光边带抑制比和射频杂散抑制比分别达到了 21.09 dB 和 28.41 dB。由于该链路未引入额外的电子器件,系统最高可以产生 80 GHz 的高频微波信号,最后还通过实验和仿真证明了在实际使用过程中当调制器的半波电压漂移时,四倍频信号具有很好的稳定性。基于双平行马赫曾德调制器的四倍频微波光子链路结构简单,易于控制,具有良好的倍频性能,为实现高纯净度和高频率的四倍频信号产生提供了一种有效途径。

参 考 文 献 :

- [1] Capmany J, Mora J, Gasulla I, et al. Microwave photonic signal processing [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(4): 571-586.
- [2] David M, Chris R, RenÉ H, et al. Integrated microwave photonics[J]. *Laser & Photonics Reviews*, 2013, 7(4): 506-538.
- [3] Wang Yunxin, Li Jingnan, Du Haozheng, et al. Microwave photonic down-conversion method using intensity-phase cascaded modulation[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2017, 25(4): 827-834. (in Chinese)
王云新, 李静楠, 杜浩峥, 等. 基于强度-相位级联调制的微波光子下变频法[J]. *光学精密工程*, 2017, 25(4): 827-834.
- [4] Gan L, Liu J, Li F, et al. An optical millimeter-wave generator using optical higher order sideband injection locking in a Fabry-Pérot laser diode [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2015, 33(23): 4985-4996.
- [5] Arafin S, Simsek A, Kim S K, et al. Towards chip-scale optical frequency synthesis based on optical heterodyne phase-locked loop[J]. *Optics Express*, 2017, 25(2): 681-695.
- [6] Zheng J, Sun W, Wang W, et al. Frequency-doubling optoelectronic oscillator using polarization property of LiNbO₃ modulator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015: 1-1.
- [7] Jia Q, Zhang P, Wang T, et al. 40 GHz narrow linewidth frequency-switched microwave signal generation based on a single-longitudinal-mode-double-Brillouin-frequency spaced Brillouin fiber laser[J]. *Applied Optics*, 2017, 56(19): 5323.
- [8] O'Reilly J J, Lane P M, Heidemann R, et al. Optical generation of very narrow linewidth millimetre wave signals [J]. *Electronics Letters*, 1992, 28(25): 2309-2311.
- [9] Long Jie, Li Zhenyong, Ye Zhuxiong, et al. Frequency multiplication of microwave photonic signal based on biased Mach-Zehnder modulator [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2014, 43(12): 4078-4081. (in Chinese)
龙洁, 李政勇, 叶祝雄, 等. 基于偏置马赫-曾德调制器的微波光子信号倍频[J]. *红外与激光工程*, 2014, 43(12): 4078-4081.
- [10] Qi G, Yao J, Seregelyi J, et al. Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2005, 53(10): 3090-3097.
- [11] Zhao Y, Zheng X, Wen H, et al. Simplified optical

- millimeter-wave generation configuration by frequency quadrupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. *Optics Letters*, 2009, 34(21): 3250–3252.
- [12] Yu J, Jia Z, Wang T, et al. Centralized lightwave radio-over-fiber system with photonic frequency quadrupling for high-frequency millimeter-wave generation [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(19): 1499–1501.
- [13] Lin C T, Shih P T, Chen J, et al. Optical millimeter-wave up-conversion employing frequency quadrupling without optical filtering [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2009, 57(8): 2084–2092.
- [14] Lv Min. Study on the key technologies of RoF system based on DPMZM [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2011. (in Chinese)
吕敏. 基于DPMZM的RoF系统的关键技术研究 [D]. 北京: 北京理工大学, 2011.
- [15] Zheng H, Wen A, Gao Y, et al. Photonic frequency sextupling scheme based on two intensity modulators and a Sagnac loop [J]. *Microwave & Optical Technology Letters*, 2017, 59(4): 853–857.
- [16] Gao Y, Wen A, Jiang W, et al. Photonic microwave generation with frequency octupling based on a DP-QPSK modulator [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2015, 27(21): 2260–2263.
- [17] Zhu Zihang, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi, et al. Analysis of influence of phase shift drift and splitting ratio on octupling-frequency optical millimeterwave generation and distribution [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2012, 41(8): 2112–2118. (in Chinese)
朱子行, 赵尚弘, 么周石, 等. 相位偏移和分束比对八倍频光毫米波产生及传输的影响分析 [J]. 红外与激光工程, 2012, 41(8): 2112–2118.