

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

张 敬 王目光 邵晨光 李唐军 简水生

(北京交通大学光波技术研究所, 全光网络与现代通信网教育部重点实验室, 北京 100044)

摘要 基于外调制器的光子毫米波生成技术具有频率调谐范围大、结构简单、稳定性强和信号频率纯度高优点, 被认为是实现高频宽带可调毫米波信号产生的有效解决方法。对基于一种双平行马赫-曾德尔调制器(DPMZM)的光子倍频毫米波生成技术进行系统的理论分析, 给出了实现四倍频、六倍频、八倍频毫米波产生的参数条件, 在此基础上提出了一种不需要利用电相移器和光滤波器的四倍频毫米波产生方案, 讨论了DPMZM消光比和调制深度对光子倍频毫米波生成的影响。

关键词 光纤光学; 光子毫米波生成; 倍频; 双平行马赫-曾德尔调制器

中图分类号 TN25 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/AOS201434.0306004

Photonic Frequency-Multiplying Millimeter-Wave Generation Based on Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator

Zhang Jing Wang Muguang Shao Chenguang Li Tangjun Jian Shuisheng

(Key Laboratory of All Optical Network and Advanced Telecommunication Network, Ministry of Education, Institute of Lightwave Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

Abstract Photonic millimeter-wave frequency multiplication based on external modulation is considered as an attractive solution for high-frequency and frequency-tunable millimeter-wave signal generation due to its simplicity and stability, in addition to the large frequency tunability, and high spectral purity of the generated millimeter-wave signal. A generalized approach to achieve microwave frequency-multiplying generation based on external modulation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator (DPMZM) is presented. A theoretical analysis is developed, and the operating conditions are given to achieve frequency quadrupling, sextupling, and octupling millimeter-wave generation. Finally, a novel scheme for photonic generation of frequency quadrupling millimeter-wave signal without wideband microwave phase shifter and optical filter is proposed. The impact of the finite extinction ratio (ER) and modulation index of DPMZM on the generated millimeter-wave signal is also evaluated.

Key words fiber optics; photonic millimeter-wave generation; frequency multiplication; dual-parallel Mach-Zehnder modulator

OCIS codes 060.2310; 060.2360; 250.4110

1 引 言

近年来, 基于光学方法的毫米波生成技术受到了广泛的关注, 与传统的电域方法相比, 光子毫米波具有频率高、调谐范围大、噪声低等优点^[1-2]。另

外, 毫米波在光域中产生, 可以基于光载无线(RoF)技术直接通过光纤传输而不需要价格昂贵的宽带电混频器、电光调制器和探测器等复杂的电光/光电转换。光子毫米波生成的基本原理是将两束不同波长

收稿日期: 2013-09-02; **收到修改稿日期**: 2013-10-30

基金项目: 国家自然科学基金(60807003)、北京高等学校青年英才计划项目(YETP0528)、新世纪优秀人才支持计划(NCET-09-0209)

作者简介: 张 敬(1987—), 男, 硕士研究生, 主要从事光子毫米波生成、光载无线系统方面的研究。

E-mail: 11120192@bjtu.edu.cn

导师简介: 王目光(1978—), 男, 博士, 教授, 主要从事光纤通信、微波光子学方面的研究。

E-mail: mgwang@bjtu.edu.cn(通信联系人)

的光波输入光电探测器中进行拍频,所产生的毫米波频率为两光波频率之差。产生稳定的低相位噪声毫米波信号的关键是要求做拍频的两光波需要具有高的相位相关性。

现有的光子毫米波生成技术主要有:光注入锁定(OIL)^[3]、光锁相环法^[4]、光锁模技术^[5]、双波长光源^[6]和外调制技术^[7-11]等。其中外调制技术的工作原理是利用调制器的非线性效应产生高阶边带,同时结合滤波器选择两个光学边带,再输入光电探测器进行拍频,从而产生不同倍频因子(FMF)的高质量毫米波信号。该方法结构简单、稳定性好、灵活性高且易于实现。另外,参与拍频的两个边带来自于同一个激光器,相干性非常好,产生的毫米波信号噪声低。因此外调制技术被认为是实现高频宽带可调毫米波信号产生的有效解决方案。近年来,国际上先后报道了基于单个马赫-曾德尔调制器(MZM)^[8]、级联MZM^[9-11]和双平行MZM(DPMZM)^[12-16]等外调制器结构的毫米波生成方案。采用调制器级联技术,可以实现四倍频、六倍频和八倍频等高倍频因子的毫米波信号生成,从而扩大毫米波信号频率的调谐范围,采用低频驱动微波信号就可以产生高频的毫米波甚至次太赫兹波信号。但级联调制器方式具有结构复杂、插损大和成本高等缺点,另外调制器有限消光比也会恶化毫米波信号的生成质量^[11,17]。而DPMZM则具有插损小、性能稳定和消光比高等优点,从而受到了研究者的关注^[12]。在前人工作基础上,本文对基于DPMZM的光子倍频毫米波生成技术进行系统的理论分析,给出了基于DPMZM实现四倍频、六倍频、八倍频毫米波产生的参数条件,最后在此基础上提

出了一种不需要利用电相移器和光滤波器的四倍频毫米波产生方案,讨论了DPMZM消光比(ER)和调制深度对光子倍频毫米波生成的影响。

2 DPMZM 产生毫米波原理

基于DPMZM的光子倍频毫米波产生系统如图1所示,它由激光器二极管(LD)、偏振控制器(PC)、DPMZM、电相移器(PS)、可选光滤波器(OFF)、掺铒光纤放大器(EDFA)和光电探测器(PD)组成,而电谱分析仪(ESA)用于毫米波频谱测量。其中DPMZM是产生光学倍频毫米波信号的关键器件,其由三个MZM组成,相当于把两个子MZM(MZM-a和MZM-b)嵌入到主MZM-c的两个臂上,两个子MZM呈平行或者并联结构,如图1中阴影部分。当两个子调制器偏置在最大传输点(MATP)时,可以抑制所有奇数边带,偏置在最小传输点(MITP)时,可以抑制所有偶数边带。

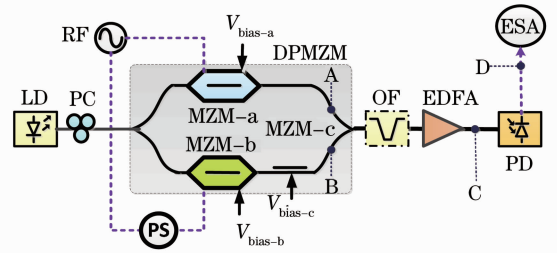


图1 基于DPMZM的光子倍频毫米波生成系统示意图
Fig.1 Schematic diagram of the proposed photonic millimeter-wave frequency-multiplying generation using a DPMZM

假设主MZM的分光比为 c 、两子MZM的分光比分别为 a 和 b ,则MZM-a、MZM-b和MZM-c的归一化输出光场可表示为

$$\begin{cases} E_a = \sqrt{c} \exp(j\omega_c t) \left\{ a \exp \left\{ j\pi \left[\frac{V_a + V_m \cos(\omega_m t)}{2V_\pi} \right] \right\} + (1-a) \exp \left\{ j\pi \left[\frac{-V_a - V_m \cos(\omega_m t)}{2V_\pi} \right] \right\} \right\}, \\ E_b = \sqrt{1-c} \exp(j\omega_c t) \left\{ b \exp \left\{ j\pi \left[\frac{V_b + V_m \cos(\omega_m t + \phi)}{2V_\pi} \right] \right\} + (1-b) \exp \left\{ j\pi \left[\frac{-V_b - V_m \cos(\omega_m t + \phi)}{2V_\pi} \right] \right\} \right\}, \\ E_c = \sqrt{c} E_a + \sqrt{1-c} E_b \exp \left(j\pi \frac{V_c}{V_\pi} \right), \end{cases} \quad (1)$$

式中 ω_c 和 ω_m 分别是光载波和射频(RF)信号的角频率, V_π 是调制器的半波电压, V_m 是射频信号的幅度。 V_a, V_b, V_c 分别为MZM-a、MZM-b和MZM-c的直流偏置电压, ϕ 是两子调制器驱动射频信号之间的相位差。

根据主调制器和子调制器工作偏置点的不同,可以有4种偏置点组合:1) MITP, MATP; 2) MITP, MITP; 3) MATP, MITP; 4) MATP, MATP。下面依次分析4种组合在理想消光比($a=b=c=\gamma=0.5$)下,产生毫米波的原理和实现不同倍

频的参数条件。

MZM-b 偏置在 MATP, 即 $V_c = V_\pi, V_a = V_b = 0$ 。根据(1)式, MZM-a、MZM-b、MZM-c 的输出光场可表示为

2.1 主调制器 MITP+子调制器 MATP

主 MZM-c 偏置在 MITP, 子 MZM-a 和子

$$\left\{ \begin{aligned} E_a &= \frac{\sqrt{2}}{2} \exp(j\omega_c t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \exp(j2n\omega_m t), \\ E_b &= \frac{\sqrt{2}}{2} \exp(j\omega_c t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \exp[j2n(\omega_m t + \phi)], \\ E_c &= \frac{\sqrt{2}}{2} (E_a - E_b) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [1 - \exp(j2n\phi)] (-1)^n J_{2n}(\beta) \exp[j(\omega_c t + 2n\omega_m t)] \approx \\ &\quad - \frac{1}{2} \{ [1 - \exp(j2\phi)] J_2(\beta) \exp[j(\omega_c + 2\omega_m)t] + [1 - \exp(-j2\phi)] J_2(\beta) \exp[j(\omega_c - 2\omega_m)t] \} + \\ &\quad \frac{1}{2} \{ [1 - \exp(j4\phi)] J_4(\beta) \exp[j(\omega_c + 4\omega_m)t] + [1 - \exp(-j4\phi)] J_4(\beta) \exp[j(\omega_c - 4\omega_m)t] \}, \end{aligned} \right. \quad (2)$$

式中 $\beta = \pi V_m / 2V_\pi$ 为相位调制深度, $J_n(\beta)$ 是 n 阶第一类贝塞尔函数, n 为整数。如果满足以下条件 $1 - \exp(j4\phi) = 0, 1 - \exp(-j4\phi) = 0$, 即 $\phi = \pi/2$, E_c 可简化为

$$E_c \approx -J_2(\beta) \{ \exp[j(\omega_c + 2\omega_m)t] + \exp[j(\omega_c - 2\omega_m)t] \}. \quad (3)$$

由(3)式可以看出, DPMZM 输出的光信号只有二阶边带存在(忽略高次谐波的影响), 将正负二阶边带输入到 PD 进行平方律检测, 则可以产生四倍于射频驱动信号频率的毫米波。忽略探测器噪声, 对应的光电流表达式表示为

$$i(t) \propto \mathcal{R}E_c E_c^* \propto \mathcal{R}J_2^2(\beta) \cos(4\omega_m t), \quad (4)$$

式中 \mathcal{R} 是 PD 的响应度。

2.2 主调制器 MITP+子调制器 MITP

主 MZM-c 偏置在 MITP, 子 MZM-a 和 MZM-b 也偏置在 MITP, 相当于 $V_a = V_b = V_c = V_\pi$ 。则 MZM-a、MZM-b、MZM-c 的输出光场可分别表示为

$$\left\{ \begin{aligned} E_a &= -\frac{\sqrt{2}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n J_{2n+1}(\beta) \exp\{j[\omega_c + (2n+1)\omega_m]t\}, \\ E_b &= -\frac{\sqrt{2}}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \exp[j(2n+1)\phi] J_{2n+1}(\beta) \exp\{j[\omega_c + (2n+1)\omega_m]t\}, \\ E_c &= -\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \{1 - \exp[j(2n+1)\phi]\} J_{2n+1}(\beta) \exp\{j[\omega_c + (2n+1)\omega_m]t\} \approx \\ &\quad - \frac{1}{2} [1 - \exp(j\phi)] J_1(\beta) \exp[j(\omega_c + \omega_m)t] - \frac{1}{2} [1 - \exp(-j\phi)] J_{-1}(\beta) \exp[j(\omega_c - \omega_m)t] + \\ &\quad \frac{1}{2} [1 - \exp(j3\phi)] J_3(\beta) \exp[j(\omega_c + 3\omega_m)t] + \frac{1}{2} [1 - \exp(-j3\phi)] J_{-3}(\beta) \exp[j(\omega_c - 3\omega_m)t] - \\ &\quad \frac{1}{2} [1 - \exp(j5\phi)] J_5(\beta) \exp[j(\omega_c + 5\omega_m)t] - \frac{1}{2} [1 - \exp(-j5\phi)] J_{-5}(\beta) \exp[j(\omega_c - 5\omega_m)t]. \end{aligned} \right. \quad (5)$$

如果满足以下两个条件 $J_1(\beta) = 0, 1 - \exp(\pm j5\phi) = 0$, 即 $\beta = 3.8317$ 或 $V_m = 2.4393V_\pi$ 且 $\phi = 2\pi/5$, 则 E_c 可简化为

$$E_c \approx \frac{1}{2} J_3(\beta) \{ [1 - \exp(j6\pi/5)] \exp[j(\omega_c + 3\omega_m)t] - [1 - \exp(-j6\pi/5)] \exp[j(\omega_c - 3\omega_m)t] \}, \quad (6)$$

从(6)式可以看出, DPMZM 输出端光信号只有正负三阶边带存在, 输入 PD, 可产生六倍于射频驱动信号频率的毫米波信号, 其对应的光电流为

$$i(t) \propto \mathcal{R}E_c E_c^* \propto \mathcal{R}J_3^2(\beta) \left(1 - \cos \frac{6}{5}\pi\right) \cos\left(6\omega_{RF}t + \frac{6}{5}\pi\right). \quad (7)$$

2.3 主调制器 MATP+子调制器 MITP

设置偏置电压 $V_a = V_b = V_\pi, V_c = 0$, 使主 MZM-c 偏置在 MATP, 子 MZM-a 和 MZM-b 偏置在

MITP。此时, 两子调制器 MZM-a 和 MZM-b 的输出光场 E_a 和 E_b 与 2.2 节相同, 故只给出主 MZM-c 输出的光场为

$$E_c = -\frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \{1 + \exp[j(2n+1)\phi]\} J_{2n+1}(\beta) \exp\{j[\omega_c + (2n+1)\omega_m]t\} \approx$$

$$-\frac{1}{2}[1 + \exp(j\phi)]J_1(\beta) \exp[j(\omega_c + \omega_m)t] - \frac{1}{2}[1 + \exp(-j\phi)]J_{-1}(\beta) \exp[j(\omega_c - \omega_m)t] +$$

$$\frac{1}{2}[1 + \exp(j3\phi)]J_3(\beta) \exp[j(\omega_c + 3\omega_m)t] + \frac{1}{2}[1 + \exp(-j3\phi)]J_{-3}(\beta) \exp[j(\omega_c - 3\omega_m)t] -$$

$$\frac{1}{2}[1 + \exp(j5\phi)]J_5(\beta) \exp[j(\omega_c + 5\omega_m)t] - \frac{1}{2}[1 + \exp(-j5\phi)]J_{-5}(\beta) \exp[j(\omega_c - 5\omega_m)t]. \quad (8)$$

当 $J_1(\beta) = 0, 1 + \exp(\pm j5\phi) = 0$, 即 $\phi = \pi/5$ 且 $\beta = 3.8317$ 或 $V_m = 2.4393V_\pi$ 时, E_c 可简化为

$$E_c \approx \frac{1}{2} J_3(\beta) \left\{ \left[1 + \exp\left(j\frac{3}{5}\pi\right) \right] \exp[j(\omega_c + \omega_m)t] - \left[1 + \exp\left(-j\frac{3}{5}\pi\right) \right] \exp[j(\omega_c - \omega_m)t] \right\}. \quad (9)$$

由(9)式可以看出, 同 2.2 节类似, DPMZM 输出端光信号也只有正负三阶边带产生, 输入到 PD 进行拍频, 则可实现六倍频毫米波信号, 对应的光电流表达式为

$$i(t) \propto \Re E_c E_c^* \propto \Re J_3^2(\beta) \left(1 + \cos\frac{3}{5}\pi \right) \cos\left(6\omega_{RF}t + \frac{3}{5}\pi\right). \quad (10)$$

2.4 主调制器 MATP+子调制器 MATP

如果主 MZM 和两个子 MZM 均工作在 MATP, 则偏置电压应为 $V_a = V_b = V_c = 0$ 。此时, 两子调制器 MZM-a 和 MZM-b 的输出光场 E_a 和 E_b 与 2.1 节相同, 而 MZM-c 的输出光场 E_c 可表示为

$$E_c = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n [1 + \exp(j2n\phi)] J_{2n}(\beta) \exp[j(\omega_c + 2n\omega_m)t] \approx$$

$$J_0(\beta) \exp(j\omega_c t) - \frac{J_2(\beta)}{2} \{ [1 + \exp(j2\phi)] \exp[j(\omega_c + 2\omega_m)t] - [1 + \exp(-j2\phi)] \exp[j(\omega_c - 2\omega_m)t] \} +$$

$$\frac{J_4(\beta)}{2} \{ [1 + \exp(j4\phi)] \exp[j(\omega_c + 4\omega_m)t] + [1 + \exp(-j4\phi)] \exp[j(\omega_c - 4\omega_m)t] \}. \quad (11)$$

当 $J_0(\beta) = 0, 1 + \exp(\pm j2\phi) = 0$, 即 $\beta = 2.405$ 或 $V_m = 1.531V_\pi, \phi = \pi/2$ 时, E_c 可简化为

$$E_c \approx J_4(\beta) \{ \exp[j(\omega_c + 4\omega_m)t] + \exp[j(\omega_c - 4\omega_m)t] \}. \quad (12)$$

由(12)式可知, DPMZM 输出端光信号只有正负四阶边带, 输入到 PD 后, 则可得八倍于射频信号频率的毫米波, 其可表示为

$$i(t) \propto \Re E_c E_c^* \propto \Re J_4^2(\beta) \cos(8\omega_m t). \quad (13)$$

该方案需要设定调制深度对光载波进行抑制, 另外也可以通过在 DPMZM 输出端加一带阻光滤波器将光载波滤除, 得到纯度高的八倍频毫米波信号, 这种方法对调制深度没有限制, 降低了对射频信

号的要求, 但光路上增加了光滤波器^[16]。

综合上述分析, 表 1 给出了基于 DPMZM 产生不同倍频因子毫米波信号的条件。由此可知, 基于单个 DPMZM 即可实现四倍频、六倍频和八倍频等毫米波信号生成, 其中在子 MZM-a 和 MZM-b 偏置在 MITP 时, 无论主 MZM-c 偏置在 MITP 或 MATP, 均可产生六倍频毫米波信号。

表 1 利用 DPMZM 产生仅两个主要边带的参数条件

Table 1 Conditions for generation of only two main optical sidebands using a DPMZM

Condition	β	ϕ	FMF
MITP (MZM-c) + MATP (MZM-a & MZM-b)	none	$\pi/2$	4
MITP (MZM-c) + MITP (MZM-a & MZM-b)	3.8317	$2\pi/5$	6
MATP (MZM-c) + MITP (MZM-a & MZM-b)	3.8317	$\pi/5$	6
MATP (MZM-c) + MATP (MZM-a & MZM-b)	2.405 (none, OF)	$\pi/2$	8

3 仿真分析

系统结构如图 1 所示,根据 2.1~2.4 节的原理,利用商用 OptiSystem 仿真软件对基于 DPMZM 的光子倍频毫米波生成系统进行了仿真。激光器输出波长为 1552.52 nm,线宽是 10 MHz,输出光功率为 10 dBm。DPMZM 的射频驱动信号频率为 10 GHz,插入损耗为 5 dB。为简化分析,假定三个 MZM 半波电压均为 6 V,消光比为无穷大,EDFA 的增益为 15 dB,噪声系数为 4 dB,PD 的响应度为 0.6 A/W,暗电流为 2 nA,热噪声为 1×10^{-22} W/Hz。

首先分析基于 DPMZM 的四倍频毫米波的生成,为此,将两子 MZM 偏置在 MATP,主 MZM 偏

置在 MITP,并且使调制深度 $\beta = \pi$ 。图 2(a)给出了信号在图 1 系统中各点的频谱示意图,A、B、C 和 D 分别对应 MZM-a、MZM-b、MZM-c 和 PD 的输出。而图 2(b)和(c)则分别为仿真所得的 DPMZM 输出信号光谱和 PD 后输出的毫米波信号频谱。从图 2(b)可以看出,载波和四阶边带得到了很好的抑制,二阶边带的功率最大,六阶边带未被抑制,此时的光学边带抑制比(OSSR)为 30.45 dB。由图 2(c)可知,产生的 40 GHz 毫米波具有最大功率,由于六阶边带的存在,导致低(高)二阶边带与高(低)六阶边带拍频产生 80 GHz 的毫米波信号,因此射频杂散抑制比(RFSSR)为 24.93 dB。

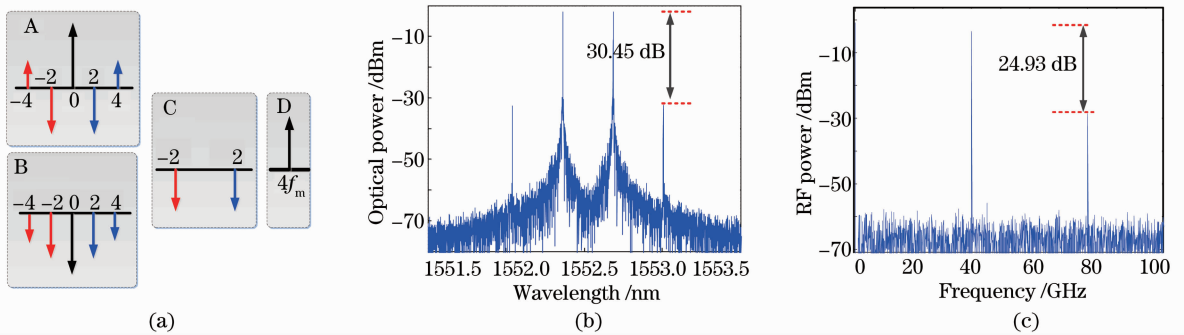


图 2 四倍频信号产生。(a)工作原理:图 1 中不同点处(A、B、C)的光谱和 D 处的电域频谱;
(b) DPMZM 输出信号光谱;(c) PD 输出的毫米波信号频谱

Fig. 2 Frequency-quadrupled signal generation. (a) Operation principle: optical spectra at different locations (A, B, C) and electrical spectrum at D in Fig. 1; (b) output optical spectrum from the DPMZM; (c) frequency spectrum of the millimeter-wave signal of PD output

其次,为了产生六倍频毫米波信号,改变偏置电压使两子 MZM 和主 MZM 的工作点均为 MITP,同时调节射频驱动信号幅值和相位使 $\beta = 3.8317$, $\phi = 2\pi/5$ 。图 3(a)为信号在系统中各点的频谱演化情况示意图,而实际 DPMZM 输出信号的光谱和

PD 拍频后产生的射频频谱如图 3(b)和(c)所示。图 3(b)表明,三阶边带的功率明显高于七阶边带, OSSR 为 31.09 dB。由于七阶边带的存在,输入 PD 后拍频会产生 40 GHz 的毫米波,但其功率远小于 60 GHz 信号的功率。六倍频毫米波信号 RFSSR

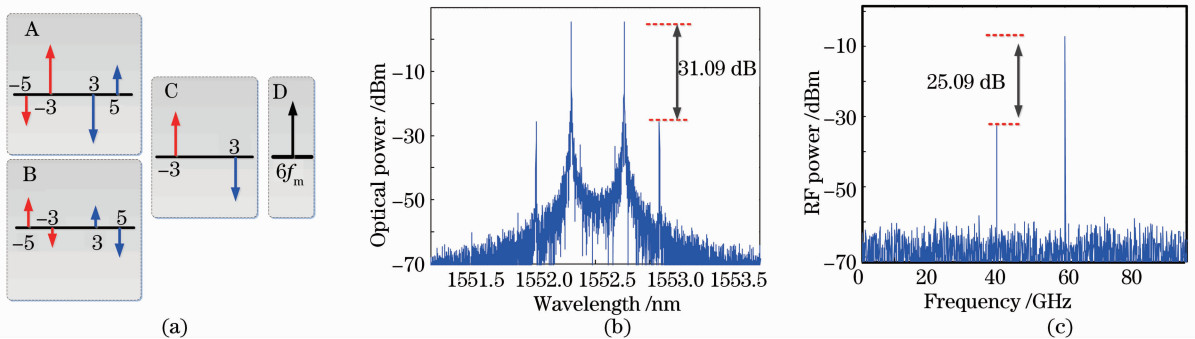


图 3 六倍频信号产生。(a)工作原理:图 1 中不同点处(A、B、C)的光谱和 D 处的电域频谱;
(b) DPMZM 输出信号光谱;(c) PD 输出的毫米波信号频谱

Fig. 3 Frequency-sextupled signal generation. (a) Operation principle: optical spectra at different locations (A, B, C) and electrical spectrum at D in Fig. 1; (b) output optical spectrum from the DPMZM; (c) frequency spectrum of the millimeter-wave signal of PD output

为 25.09 dB, 如图 3(c) 所示。

图 4(a) 给出了不加光滤波器时信号在系统中各点的频谱演化情况即八倍频毫米波信号生成的工作原理示意图。此时, 各 MZM 均偏置在 MATP, 并且 $V_m = 9.1864$ V 即 $\beta = 2.405$ 。DPMZM 输出的光谱和产生的毫米波频谱分别如图 4(b) 和 (c) 所示。可以看出, 在理想消光比下, DPMZM 输出的四

阶边带质量高, 光信号 OSSR 为 54.85 dB, 而产生的 80 GHz 毫米波信号 RFSSR 为 43.42 dB。由图 4(c) 还可以看出产生的毫米波信号功率较小, 约为 -38 dBm。考虑实际应用, 可以通过直接提高激光器输出光功率, 或在线路中引入光放大器或电放大器来提高生成的微波信号功率。

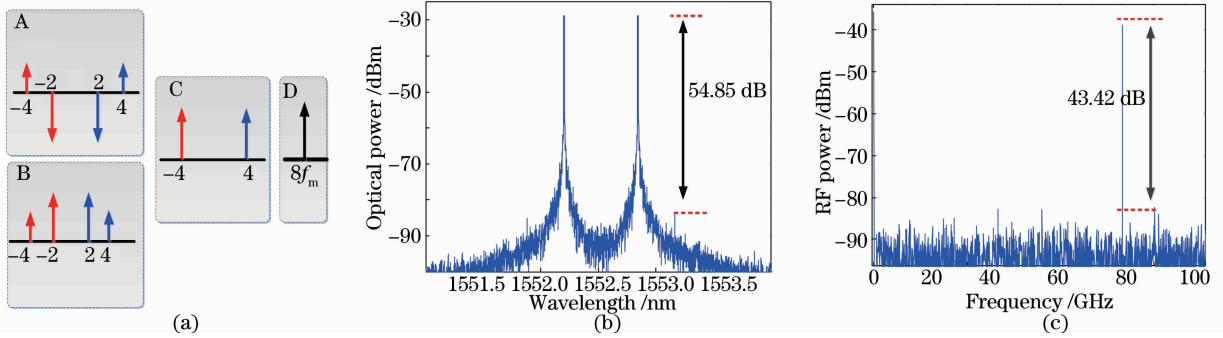


图 4 八倍频信号产生。(a)工作原理:图 1 中不同点处(A、B、C)的光谱和 D 处的电域频谱;
(b) DPMZM 输出信号光谱; (c) PD 输出的毫米波信号频谱

Fig. 4 Frequency-octupled signal generation. (a) Operation principle: optical spectra at different locations (A, B, C) and electrical spectrum at D in Fig. 1; (b) output optical spectrum from the DPMZM; (c) frequency spectrum of the millimeter-wave signal of PD output

4 无电相移器和光滤波器的四倍频方法

基于外调制器的多倍频毫米波信号生成技术, 一般都需要光滤波器或宽带电相移器^[7], 如上述的四倍频、六倍频和八倍频毫米波信号生成方案。采用光滤波器滤除多余边带的方法会使整个系统具有波长依赖特性, 从而降低生成毫米波信号的频率调节速度和范围。同样, 受制于现有的微波技术, 使用有限带宽电相移器的方法产生的毫米波信号频率调节范围也会大大受限。鉴于此, 提出了一种不使用

电域相移器和光滤波器的四倍频毫米波产生方案, 其系统同样如图 1 所示。令子 MZM-a 偏置在 MATP, 抑制所有奇数次边带, 而子 MZM-b 射频端口不加驱动信号, 只输出未被调制的光载波, 但光载波功率大小可由 MZM-b 的直流偏压调节。因此通过恰当控制 MZM-b 的直流偏压, 使 MZM-b 输出的光载波分量与 MZM-a 输出的光载波分量大小相等, 然后调节主 MZM-c 偏压, 使两个子调制器输出的光载波分量相位差相差 π , 就能使 DPMZM 输出

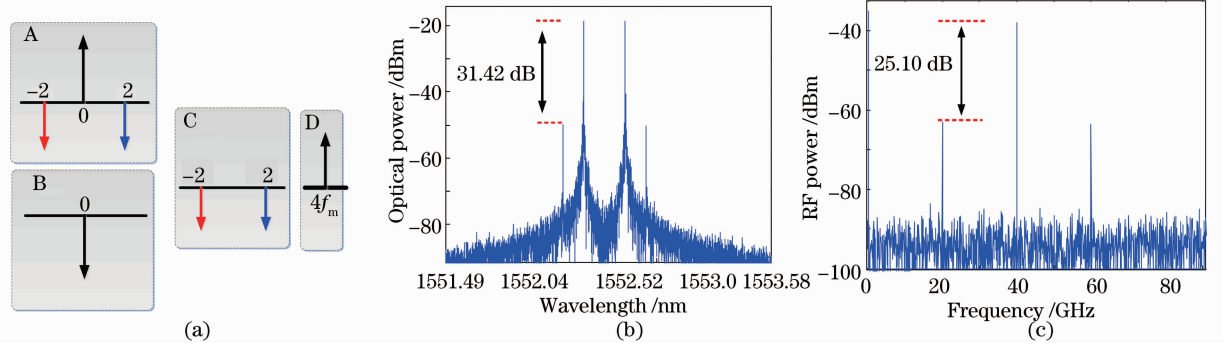


图 5 无相移四倍频产生。(a)工作原理:图 1 中不同点处(A、B、C)的光谱和 D 处的电域频谱;
(b) DPMZM 输出信号光谱; (c) PD 输出的毫米波信号频谱

Fig. 5 Frequency-quadrupled signal generation without phase shifter. (a) Operation principle: optical spectra at different locations (A, B, C) and electrical spectrum at D in Fig. 1; (b) output optical spectrum from the DPMZM; (c) frequency spectrum of the millimeter-wave signal of PD output

的光载波项抵消,仅保留偶数阶边带。忽略高阶边带,最后只有二阶边带存在,经 PD 拍频后则产生四倍于调制器驱动信号频率的毫米波信号。图 5(a) 给出了信号在图 1 系统中各点的频谱示意图。

假定两子调制器和主调制器具有相同的分光比 γ ,则 MZM-a、MZM-b 和 MZM-c 的归一化输出光场可表示为

$$\begin{cases}
 E_a = \sqrt{\gamma} \exp(j\omega_c t) \{ \gamma \exp[j\beta \cos(\omega_m t)] + (1 - \gamma) \exp[-j\beta \cos(\omega_m t)] \} = \\
 \quad \sqrt{\gamma} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \exp[j(\omega_c + 2n\omega_m)t] + \sqrt{\gamma} \cdot (1 - 2\gamma) \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\beta) \times \\
 \quad \exp\left\{ j[\omega_c + (2n - 1)\omega_m]t + j\frac{\pi}{2} \right\}, \\
 E_b = \sqrt{1 - \gamma} \exp(j\omega_c t) \left[\gamma \exp\left(j\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) + (1 - \gamma) \exp\left(-j\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) \right] = \\
 \quad \left[\sqrt{1 - \gamma} \cos\left(\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) \right] \exp(j\omega_c t) + \sqrt{1 - \gamma} \cdot (2\gamma - 1) \sin\left(\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) \exp\left(j\omega_c t + j\frac{\pi}{2}\right), \\
 E_c(t) \approx \left[\gamma J_0(\beta) + (1 - \gamma) \cos\left(\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) \exp\left(j\pi \frac{V_c}{V_\pi}\right) \right] \exp(j\omega_c t) + \\
 \quad \left[(1 - \gamma)(2\gamma - 1) \sin\left(\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) \exp\left(j\pi \frac{V_c}{V_\pi}\right) \right] \exp\left(j\omega_c t + j\frac{\pi}{2}\right) - \\
 \quad (1 - 2\gamma) \gamma J_1(\beta) \left\{ \exp\left[j(\omega_c + \omega_m)t + j\frac{\pi}{2}\right] + \exp\left[j(\omega_c - \omega_m)t + j\frac{\pi}{2}\right] \right\} - \\
 \quad \gamma J_2(\beta) \left\{ \exp[j(\omega_c + 2\omega_m)t] + \exp[j(\omega_c - 2\omega_m)t] \right\} + \\
 \quad (1 - 2\gamma) \gamma J_3(\beta) \left\{ \exp\left[j(\omega_c + 3\omega_m)t + j\frac{\pi}{2}\right] + \exp\left[j(\omega_c - 3\omega_m)t + j\frac{\pi}{2}\right] \right\} + \\
 \quad \gamma J_4(\beta) \left\{ \exp[j(\omega_c + 4\omega_m)t] + \exp[j(\omega_c - 4\omega_m)t] \right\}. \tag{14}
 \end{cases}$$

在理想消光比下($\gamma=0.5$),满足下列条件:

$$J_0(\beta) - \cos\left(\pi \frac{V_b}{2V_\pi}\right) = 0, \quad V_c = V_\pi, \tag{15}$$

光载波项为零。当 $\beta=1.1027$ 时,由(15)式可知 $V_b=2.9388$ V,对应 DPMZM 输出光谱如图 5(b)所示, OSSR 为 31.42 dB。经 PD 转化后毫米波频谱为图 5(c),可以看出四倍频信号 RFSSR 为 25.10 dB。

实际商用化的 DPMZM 由于其内部 Y 分支器的分光比不是理想的 1:1 关系,消光比是有限的。

此时满足以下条件,光载波项也可被完全抑制掉:

$$\begin{cases}
 \cos\left(\pi \frac{V_b}{V_\pi}\right) = 1 - \frac{1}{2\gamma(1-\gamma)} + \frac{\gamma^2 J_0^2(\beta)}{2\gamma(1-\gamma)^3} \\
 \tan\left(\pi \frac{V_c}{V_\pi}\right) = (2\gamma - 1) \tan\left(\pi \frac{V_b}{V_\pi}\right)
 \end{cases} \tag{16}$$

假定 $\gamma=0.45$ (子 MZM 消光比为 20 dB, DPMZM 消光比为 40 dB), $\beta=1.1027$, 根据(16)式计算出相应的 $V_b=3.6268$ V, $V_c=5.7349$ V, 仿真所得

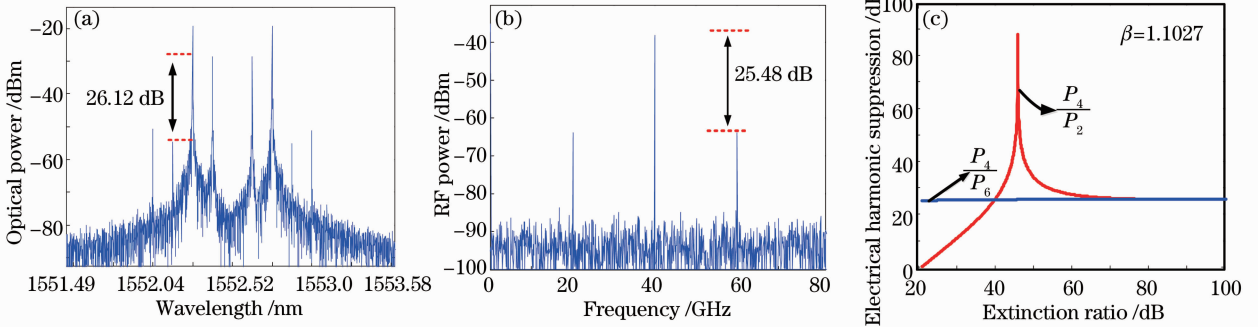


图 6 (a) MZM-c 处输出光谱图; (b) 产生的毫米波频谱; (c) 电谐波抑制比 P_4/P_2 , P_4/P_6 与消光比关系曲线
Fig. 6 (a) Output spectrum at MZM-c; (b) frequency spectrum of millimeter-wave; (c) relationship between the electrical harmonic suppression ratios P_4/P_2 , P_4/P_6 and ER

MZM-c 输出光谱为图 6(a), 由于非理想消光比的影响产生了一阶边带和三阶边带, 两边带比为 26.12 dB, 但光载波项被完全抑制。经 PD 转化后毫米波频谱为图 6(b), 四倍频微波信号 RFSSR 为 25.48 dB。为分析消光比对生成毫米波性能的影响, 分别计算了二倍频(P_2)、四倍频(P_4)和六倍频(P_6)毫米波信号功率, 由图 6(c)可以看出, 随着消光比的增加, P_4/P_6 几乎保持不变, P_4/P_2 先增后减。由于 P_4/P_6 保持不变, RFSSR 随消光比先增大后趋于不变。

假设 DPMZM 消光比为 40 dB, 图 7 给出了调制深度对各次谐波的影响。定义 $G_{\text{SSR}}(\beta) = \min\{P_4/P_2, P_4/P_6\}$, 当在 P_4/P_2 和 P_4/P_6 的交点 ($\beta = 1.1027$) 处, $G_{\text{SSR}}(\beta)$ 的值最大且为 25.48 dB, 表明四倍频毫米波具有较高的频谱纯度。仿真输出的毫米波频谱如图 6(b)所示。

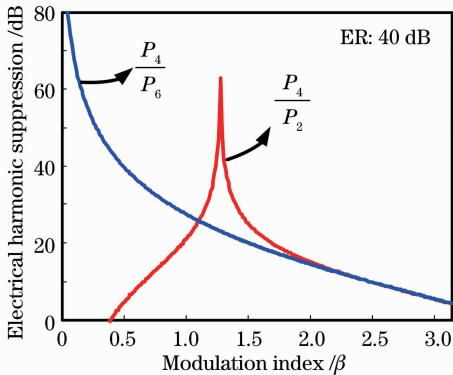


图 7 电谐波抑制比 P_4/P_2 , P_4/P_6 与调制深度的关系曲线

Fig.7 Relationship between the electrical harmonic suppression ratios P_4/P_2 , P_4/P_6 and the phase modulation index

5 结 论

详细阐述了基于 DPMZM 光子倍频毫米波系统的结构和工作原理, 得出了四倍频、六倍频、八倍频毫米波产生的参数条件。提出了一种无电相移器和光滤波器的四倍频毫米波生成方案, 该方案优点是克服了电相移器有限带宽的限制, 能够产生高频率、大范围可调的毫米波甚至次太赫兹波; 由于不需要光滤波器, 具有波长不敏感的特性; 同时系统结构简单、配置成本低、具有实用性。最后还讨论了调制深度和消光比对光生毫米波性能的影响。

参 考 文 献

1 A J Seeds, K J Williams. Microwave photonics [J]. J Lightwave Technol, 2006, 24(14): 4628-4641.

- 2 Yao Jianping. Microwave photonics [J]. J Lightwave Technol, 2009, 27(3): 314-325.
- 3 Han Bingchen, Yu Jinlong, Wang Wenrui, *et al.*. Experimental study of continuously tunable photonic microwave frequency multiplication based on distributed feedback injection locking [J]. Chinese J 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.
- 4 R J Steed, L Ponnampalam, M J Fice, *et al.*. Hybrid integrated optical phase-lock loops for photonic terahertz sources [J]. IEEE J Sel Top Quantum Electron, 2011, 17(1): 210-217.
- 5 Deng Zhichao, Yao Jianping. Photonic generation of microwave signal using a rational harmonic mode-locked fiber ring laser [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(2): 763-767.
- 6 Chen Xiangfei, Deng Zhichao, Yao Jianping. Photonic generation of microwave signal using a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser [J]. IEEE Trans Microw Theory Tech, 2006, 54(2): 804-809.
- 7 Liu Weilin, Wang Muguang, Yao Jianping. Tunable microwave and sub-terahertz generation based on frequency quadrupling using a single polarization modulator [J]. J Lightwave Technol, 2013, 31(10): 1636-1644.
- 8 J J O'Reilly, P M Lane, R Heidemann, *et al.*. Optical generation of very narrow linewidth millimeter wave signals [J]. Electron Lett, 1992, 28(25): 2309-2310.
- 9 Zhao Ying, Zheng Xiaoping, Wen He, *et al.*. Simplified optical millimeter-wave generation configuration by frequency quadrupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators [J]. Opt Lett, 2009, 34(21): 3250-3252.
- 10 Zhang Jian, Chen Hongwei, Chen Minghua, *et al.*. Photonic generation of a millimeter-wave signal based on sextuple-frequency multiplication [J]. Opt Lett, 2007, 32(9): 1020-1022.
- 11 Li Wangzhe, Yao Jianping. Investigation of photonically assisted microwave frequency multiplication based on external modulation [J]. IEEE Trans Microw Theory Techn, 2010, 58(11): 3259-3268.
- 12 T Kawanishi, T Sakamoto, M Tsuchiya, *et al.*. 70 dB extinction-ratio LiNbO₃ optical intensity modulator for two-tone lightwave generation [C]. Optical Fiber Communication Conference, 2006, OWC4.
- 13 Lin Chunting, Po-Tsung Shih, Xue Wenqiang, *et al.*. Optical millimeter-wave signal generation using frequency quadrupling technique and no optical filtering [J]. IEEE Photon Technol Lett, 2008, 20(12): 1027-1029.
- 14 Ma Jianxin, Xin Xiangjun, Yu Chongxiu, *et al.*. Optical millimeter wave generated by octupling the frequency of the local oscillator [J]. Opt Netw, 2008, 7(10): 837-845.
- 15 Shi Peiming, Yu Song, Li Zekun, *et al.*. A frequency sextupling scheme for high-quality optical millimeter-wave signal generation without optical filter [J]. Opt Fiber Technol, 2011, 17(3): 236-241.
- 16 Zhang Yamei, Pan Shilong. Experimental demonstration of frequency-octupled millimeter-wave signal generation based on a dual-parallel Mach-Zehnder modulator [C]. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS 2012), 2012, 51.
- 17 Ying Xiangyue, Xu Tiefeng, Liu Taijun. Influence of finite extinction ratio of MZM on optically generated millimeter-wave [J]. Opto-Electronic Engineering, 2012, 39(2): 26-30.
应祥岳, 徐铁峰, 刘太君. 马赫-曾德尔调制器有限消光比对光生毫米波的影响 [J]. 光电工程, 2012, 39(2): 26-30.

栏目编辑: 王晓琪