

# 基于多边带拍频实现高功率毫米波方法

韩一石 郑振宇 郭方伟

(广东工业大学信息工程学院, 广东 广州 510006)

**摘要** 研究了一种多边带拍频产生多倍频、高功率毫米波的方法,并提出了相应的交错复用模块结构。该模块无需额外光滤波器件和复杂电路驱动,通过器件参数设置生成间隔可调的周期边带信号。理论分析表明,多个边带相互拍频并叠加最终形成毫米波信号,信号能量更为集中,且信号频率具有可调性。实验结果显示,多边带调制方法可实现 12 倍频、16 倍频甚至 18 倍频毫米波信号,而且输出信号体现出明显高功率特性,相对典型双边带调制输出信号功率提高了 20 dB 以上。根据系统仿真结果,多边带拍频光纤无线系统还具备较好的传输稳定性和抗色散能力,更适合长距离传输。

**关键词** 光通信;交错复用;多边带;高功率;光生毫米波

**中图分类号** TN914 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL201340.0805003

## Optical High-Power Millimeter-Wave Generated by Multiple-Sidebands

Han Yishi Zheng Zhenyu Guo Fangwei

(School of Information Engineering, Guangzhou University of Technology,  
Guangzhou, Guangdong 510006, China)

**Abstract** A method about multiple-sidebands beat is studied to produce a series of high-power millimeter-wave, and interleaver module is proposed. For the module without additional optical filter and complex circuit driver, periodical sideband signals generated by parameters setting are tunable. Theoretical analysis demonstrates that multiple-sidebands beat with each other, the millimeter wave signal is formed by superposition ultimately, the signal energy is more concentrated, and the frequency is tunable. Simulation results indicate that multiple-sidebands modulation method can generate 12-tupling, 16-tupling, even 18-tupling millimeter waves, and output signals reflect high power characteristics obviously. In comparison with typical bi-sideband modulation method, the power of millimeter wave signal is improved by more than 20 dB. According to the results of the system simulation, the proposed radio-over-fiber (RoF) system has better performance on transmission and anti-dispersion, and it is more suitable for long-distance transmission.

**Key words** optical communications; interleaver; multiple-sidebands; high power; optical millimeter-wave

**OCIS codes** 060.2330; 060.2310; 060.4510

## 1 引 言

光纤无线(RoF)技术充分结合光纤和高频无线电波传输的特点,能实现大容量、低成本的射频信号有线传输和超过 1 Gb/s 的超宽带无线接入<sup>[1]</sup>。

针对 RoF 系统设计的研究,目前重点集中在基站和中心站间的毫米波产生和传输技术<sup>[2-5]</sup>。较多文献也提出了各种使用外部调制器通过倍频产生毫米波信号的倍频方案<sup>[6-11]</sup>。现对于 8 倍频以下毫

米波实现更高倍频毫米波(如 12 倍频以上毫米波实现)方法的研究不多,总结起来主要分为两大类:1)利用光信号四波混频(FWM)效应,通过不同频率光波之间的非线性极化形成额外混频产物,选取其中高频率间隔的两边带进行拍频,以获得高倍频毫米波信号。如清华大学 Wang 等<sup>[6]</sup>基于两个级联的单驱动马赫-曾德尔调制器(MZM)和 FWM 效应得到 12 倍频 42 GHz 毫米波。台湾交通大学的 Shih

**收稿日期**: 2013-03-25; **收到修改稿日期**: 2013-05-06

**基金项目**: 国家自然科学基金(61202268)、广东省科技计划(2011B010200029,2011B090400344,2012B091100030)

**作者简介**: 韩一石(1970—),男,博士,副教授,主要从事全光通信网络器件及光纤无线技术等方面的研究。

E-mail: yshan@gdut.edu.cn

等<sup>[7]</sup>利用双驱动双平衡马赫-曾德尔调制器(DP-MZM)并结合半导体光放大器(SOA)的FWM效应,实现12倍频60 GHz毫米波信号。采用FWM方法,为了获取频率间隔大的边带信号,需要高功率SOA以及滤波器参与,增加系统成本及复杂性,而且FWM效应产生较多冗余频率成分,最终影响RoF系统的传输性能。2)利用光外调制器固有的非线性调制特性,设计不同调制器级联结构,结合调制器相位偏移抑制相邻边带,实现两个主要边带相互拍频。如西安电子科技大学Chen等<sup>[9-10]</sup>提出两种级联DP-MZM实现12倍频和18倍频毫米波的方案,并对毫米波信号质量评价进行系统分析。他们还提出采用三并行MZM结构产生12倍频和18倍频的光生毫米波信号<sup>[10]</sup>。Yin等<sup>[12]</sup>采用双并行DP-MZM结构产生了8倍频和16倍频的光生毫米波信号。外部调制器级联结构具有较高的光谱抑制比和射频谱抑制比,但仍然需要复杂的直流偏压控制,而且输出毫米波信号稳定性不足。此外,还有其他一些方法,如美国的日本电气公司(NCE)实验室的Yu等<sup>[8]</sup>提出利用多波长光源和波长选择开关(WSS),级联MZM,生成12倍频毫米波信号。上述方法,或者需要结构复杂的驱动电路,实现成本较高;或者输出毫米波信号不稳定,系统传输性能不

佳。而且形成的双边带信号功率较弱,很难得到高能量毫米波输出。

本文提出采用交错复用模块结构,无需额外光滤波器件和复杂电路驱动,通过器件参数设置生成间隔可调的周期边带信号。多个边带经光电探测器(PD)后相互拍频并叠加最终形成毫米波信号,信号能量更为集中。还能通过改变相位偏移 $\beta$ 的值使相关频率的毫米波功率达到最大,使信号频率具有可调性。

## 2 交错复用模块的基本原理与实现

采用交错复用产生多倍频毫米波方法如图1所示:分布反馈式激光器(DFB-LD)产生频率为 $\omega_c$ 的光载波,受频率 $\omega_s$ 的正弦信号驱动,交错复用功能模块对激光光源进行相位调制,调制后的光波频谱将产生一系列以频率 $\omega_c$ 为中心,频率间隔为 $\omega_s$ 的边带频谱分量。交错复用功能模块作为方案的核心器件,其功能是通过交错滤波方式获取频率周期间隔为 $2\omega_s$ 的一组边带分量,边带经光电探测器后产生拍频效应,并形成一系列频率为 $2k\omega_s$ ( $k$ 为整数)的毫米波,最后通过带通滤波器(BPF)获得所需要的高倍频。其中 $2k$ 称为频率倍增因子,由交错复用模块的结构以及相位调制特性确定。

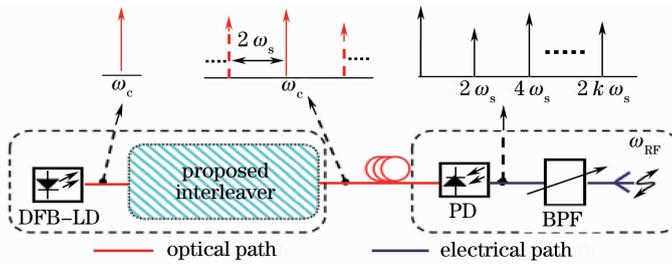


图1 交错复用方法产生多倍频毫米波的原理图

Fig. 1 Figure of interleaver module about generating multiple-frequency millimeter wave

采用并行相位调制器(PM)结构实现谐波的交错滤波功能,结构如图2所示。模块由两个结构性能完全相同的相位调制器组成,调制器被频率为 $\omega_s$ 的调制信号驱动,但是信号初始相位分别相差 $\pi$ 。

依据电磁场传播动力学理论,经耦合器耦合后,输出端的光信号表示为

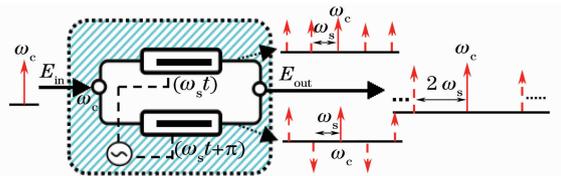


图2 交错复用功能模块结构

Fig. 2 Proposed interleaver module

$$E(t) = E_0(t) + E_\pi(t) = \frac{E_c}{2} \exp\{j[\omega_c t + \beta \sin(\omega_s t)]\} + \frac{E_c}{2} \exp\{j[\omega_c t - \beta \sin(\omega_s t)]\}, \quad (1)$$

(1)式取实部,展开并经贝塞尔函数 $J(\cdot)$ 展开得

$$E(t) = E_c \{ \cos(\omega_c t) J_0(\beta) + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\beta) \{ \cos[(\omega_c - 2k\omega_s)t] + \cos[(\omega_c + 2k\omega_s)t] \} \}, \quad (2)$$

式中  $\beta$  为相位调制器的调相指数。经光电检测器平方律检波后,输出光电流可表示为

$$I_{PD}(t) = \frac{1}{2} \Re\{E(t) \cdot E^*(t)\} = E_c^2(t) [J_0(\beta) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(\beta) \cos(2k\omega_s t)]^2, \quad (3)$$

式中  $\Re$  为光电探测器的响应度。由(3)式经过展开,得到

$$I_{PD}(t) = E_c^2(t) \left\{ \left[ J_0^2(\beta) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}^2(\beta) \right] + 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \left[ \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l}(\beta) J_{2(k+l)}(\beta) + \sum_{m=0}^r J_{2m}(\beta) J_{2(k-m)}(\beta) \right] \cos(2k\omega_s t) \right\}, \quad (4)$$

式中  $r$  的值为  $k/2$  向下取整,当  $k \neq 0$  时,取

$$H_k = \sum_{l=0}^{\infty} J_{2l}(\beta) J_{2(k+l)}(\beta) + \sum_{m=0}^r J_{2m}(\beta) J_{2(k-m)}(\beta), \quad (5)$$

这里  $H_k$  指输出信号频率为  $2k\omega_s$  的毫米波的光电流强度系数。由(5)式知,  $H_k$  大小与相位调制器结构相位偏移  $\beta$  直接相关。当  $k=0$  时,  $H_0 = J_0^2(\beta) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} J_{2l}^2(\beta)$  为毫米波信号的直流成分;  $H_k$  大小与  $\beta$  有关。将(5)式代入(4)式可得

$$I_{PD}(t) = E_c^2(t) \left\{ H_0 + \sum_{k=0}^{\infty} H_k \cos(2k\omega_s t) \right\}. \quad (6)$$

由(5)式和(6)式说明:1)光电检测器输出端含有一系列频率为  $2k\omega_s$  的毫米波,每个毫米波信号是由边带  $J_{2l}, J_{2(k+l)}$  ( $l=0,1,\dots$ ) 以及  $J_{2m}, J_{2(k-m)}$  ( $m=0,1,\dots,r$ ) 两两拍频形成,毫米波能量为多个边带拍频信号能量的叠加结果,因此信号能量更为集中。2)光电流强度系数  $H_k$  大小与器件结构参数  $\beta$  有关,如果需要频率为  $2n\omega_s$  的毫米波功率达到最大,可通过数值计算获取适当的  $\beta$  值,并以此设置 PM 的结构参数,实现  $H_n$  最大。

若要获取 12 倍频毫米波信号 ( $k=6$ ),则由(5)式知道 12 倍频毫米波信号能量主要贡献来自边带  $\{\pm 4\omega_s, \pm 8\omega_s\}, \{\pm 2\omega_s, \pm 10\omega_s\}, \{\pm 6\omega_s\}, \{0, \pm 12\omega_s\}$  两两互拍并叠加而成,忽略其他微弱边带对输出射频信号的影响,毫米波信号幅值可化简为

$$H_6 = 2J_2(\beta)J_{10}(\beta) + 2J_4(\beta)J_8(\beta) + 2J_6^2(\beta) + 4J_0(\beta)J_{12}(\beta). \quad (7)$$

对(7)式,利用数值软件计算工具进行优化,得到  $\beta=6.94$  时,  $H_6$  达到最大值,即 12 倍频毫米波信号功率最大。

针对上述结论,结合仿真软件进行验证,参数设置如下:光源中心频率  $\omega_c=193.1$  THz,输入功率为 100 mW,线宽为 10 MHz;正弦发生器频率  $\omega_s=5$  GHz,驱动电压为 1 V,相位调制器的调相指数  $\beta=6.94$ 。仿真结果如图 3、图 4 所示。

图 3 表示,经过并联相位调制器结构,光信号最

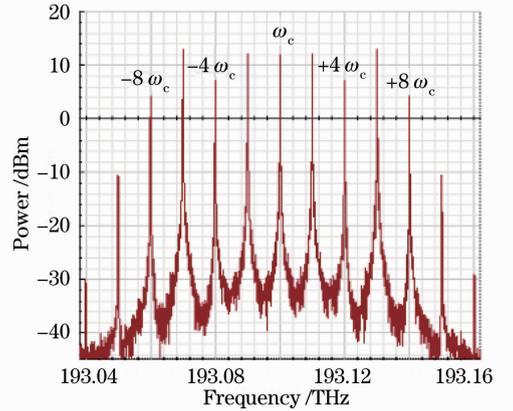


图 3 并行 PM 输出端频谱

Fig. 3 Output spectrum of the parallel PM

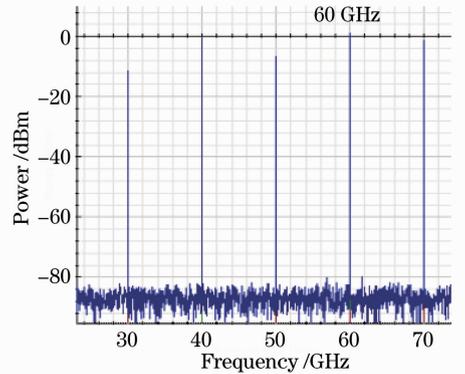


图 4 光电检测器输出端频谱

Fig. 4 Output spectrum of photo detector

终形成中心频率为  $\omega_c$ , 频率间隔为  $2\omega_s$  的多个偶次边带,其中以 2,4,6,8 阶边带功率最大,12 阶以上边带信号已较微弱。图 4 表示边带信号经光电探测器拍频,可得到 8 倍频 (40 GHz)、10 倍频 (50 GHz)、12 倍频 (60 GHz)、16 倍频 (80 GHz) 毫米波信号。其中,12 倍频信号功率最大,仿真结果与(5)式和(6)式推导结论吻合。

### 3 并行 PM 结构高功率、多倍频特性

因为典型外调制结构由双边带信号拍频实现,很难得到高能量毫米波输出,故取典型的并行 MZM 外调制方法与本文结构比较,分析毫米波功率输出特性。为保证分析结果的一致性,统一设定输入光信号中心频率  $\omega_c = 193.1$  THz,输入功率为 100 mW,线宽为 10 MHz。

文献[10]提出三并行 MZM 结构,产生 12 倍频( $\pm 6$  边带拍频)和 18 倍频信号( $\pm 9$  边带拍频)。将文献[10]中倍频参数代入文献[10]中(4)式,可得到 MZM 调制器输出端电场表达式

$$E(t) = \frac{1}{2} E_c J_n(m) \times [\cos(\omega_c t + n\omega_s t) + \cos(\omega_c t - n\omega_s t)], \quad (8)$$

经过光电检测器,其输出端光电流表达式为

$$I_{PD}(t) = \frac{1}{2} E_c^2 J_n^2(m) \cos(2n\omega_s t), \quad (9)$$

(9)式说明,采用并行 MZM 外调制方法,其调制器输出信号由两对称边带( $\pm n\omega_s$ )拍频形成,对称边带贡献所有毫米波输出能量。

以 12 倍频为例进行分析,由(9)式知道,文献[10]三并行 MZM 结构下,光电检测器输出端 12 倍频光电流表达式为

$$I'_6 = \frac{1}{2} E_c^2 J_6^2(5.52) \cos(12\omega_s t). \quad (10)$$

由(4)式知道,并行 PM 结构下,光电检测器输出端 12 倍频光电流表达式为

$$I_6 = E_c^2 [2J_2(6.94)J_{10}(6.94) + 2J_4(6.94)J_8(6.94) + 2J_6^2(6.94) + 4J_0(6.94)J_{12}(6.94)] \cos(12\omega_s t). \quad (11)$$

设两种系统中的光电检测器负载电阻为  $R$ ,则两种结构的射频(RF)频谱功率比为

$$T = 10 \lg \frac{(1/2)I_6^2 R}{1/2 I_6'^2 R} = 20 \lg \frac{I_6}{I_6'} = 23 \text{ dB}. \quad (12)$$

(12)式说明,在相同条件下,并行 PM 结构 12 倍频毫米波输出功率比文献[10]结构高出 23 dB。

通过图 4 可知,并行 PM 结构 60 GHz 毫米波

功率为 2 dBm,比文献[10]结构(-20 dBm)高 22 dB。这主要是因为并行 PM 结构毫米波的能量是由多个边带两两互拍并叠加而成,因此信号能量更为集中。

此外通过分析发现,并行 PM 结构输出的边带信号光谱功率也高于并行 MZM 外调制结构。

由(8)式得,文献[10]中第 6 阶边带电场表达式为

$$E'_6(t) = \frac{1}{2} E_c J_6(5.52) \cos[(\omega_c + 6\omega_s)t], \quad (13)$$

对应边带光功率为

$$P'_6 = \frac{1}{4} E_c^2 J_6^2(5.52), \quad (14)$$

由(2)式得,并行 PM 结构第 6 阶边带光功率为

$$P_6 = E_c^2 J_6^2(6.94), \quad (15)$$

则两种结构的光频谱功率比为

$$S = 10 \lg \frac{P_6}{P'_6} = 10 \lg \frac{4J_6^2(6.94)}{J_6^2(5.52)} = 10 \text{ dB}, \quad (16)$$

即在相同条件下,并行 PM 结构第 6 阶边带光功率比文献[10]相应边带高出 10 dB。对比图 3 及文献[10]相关数据可得到类似结果。其主要原因是,MZM 外调制方法为了获得较高的边模抑制比,难免会损伤到拍频边带的光谱功率。

有别于文献[10],本文结构还可以获得更多倍频毫米波信号,如 8 倍频、16 倍频信号。

Yin 等<sup>[12]</sup>提出采用双并行 DP-MZM 结构,可形成 8 倍频和 16 倍频光载毫米波信号。分析文献[12]中的(3)式,同理可推导出本文(8)式和(9)式。类似地进行功率比分析,可得到各种倍频情况下的毫米波输出功率值,如表 1 所示。

由表 1 可见,双边带外调制结构只能获得有限的高倍频信号;并行 PM 结构能产生多种高倍频毫米波,而且输出毫米波功率明显高于双边带外调制方法。

表 1 中,其理论功率比值与仿真实验功率比值略有差别,这主要是因为并行 PM 结构功率分析中,剔除了部分微弱的边带,且受实验数据读取精度的影响。

表 1 RF 频谱功率比较

Table 1 RF power spectrum

	Power of RF spectrum			
	Octupling	12-tupling	16-tupling	18-tupling
This paper /dBm	2	2	0	1
Ref. [10] /dBm	—	-20	—	-12
Ref. [12] /dBm	-43	—	-20	—
Difference (simulation) /dB	45	22	20	13
Difference (theory) /dB	42.9	23	20.8	12.6

#### 4 基于交错复用模块 RoF 系统分析

基于并行 PM 结构产生毫米波的 RoF 系统结构如图 5 所示。图中,交错复用模块产生周期间隔的多个边带,经过光分插复用器(OADM)提取其中第  $k$  个边带信号,并通过 MZM 将基带进行信号调

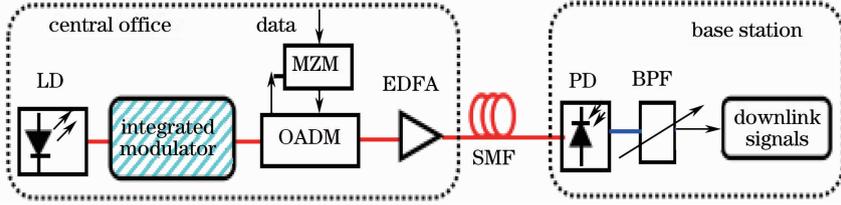


图 5 交错复用模块的 RoF 系统

Fig. 5 Interleaver module RoF system

图 6 为 RoF 系统下行背对背(BTB)传输,传输 20 km 及传输 50 km 得到的误码率(BER,  $R_{BE}$ )曲线图及眼图。由图 6 可知,在  $R_{BE} = 10^{-9}$  的情况下,当系统码元速率为 2.5 Gb/s 时,经 20 km 光纤传输后,12 倍频和 18 倍频的功率代价约为 0.2 dB 和 0.6 dB。传输距离为 50 km 时,功率代价约为 1 dB 和 1.9 dB。对应文献[10],经 20 km 传输,获取倍频信号光功率代价约为 1 dB 和 3 dB,并行 PM 结构体现了更好的传输性能。

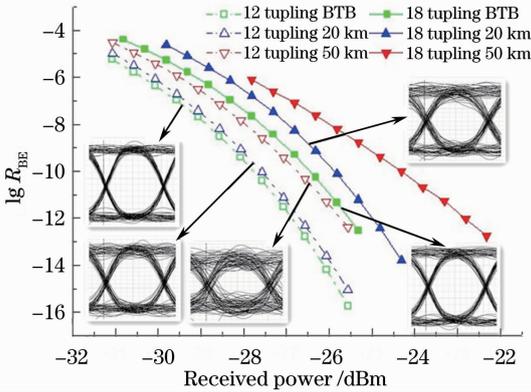


图 6 下行链路误码率曲线和眼图

Fig. 6 Downlink link bit error rate curves and eye diagrams

由图 6 还发现,经 20 km 传输后,两种倍频信号对应眼图依然清晰可见,能保持眼图的形状,误码率稳定。但随着传输距离增加,眼图逐渐变窄,导致误码率增加。在传输距离为 50 km 时,18 倍频信号已不可用,但 12 倍频信号依然清晰。文献[10]中 12 倍频系统最大传输距离仅为 20 km,可见在相同的情况下,本文 RoF 系统更适合长距离的传输。

在本文结构中,考虑到多边带在光纤传输中可能出现色散问题,通过理论分析,引入光纤色散致信

制,这种方法具有良好的抗色散性能<sup>[11]</sup>。边带信号经过掺铒光纤放大器(EDFA)进行功率放大,由单模光纤(SMF)传输到基站,最后经 PD 检测后生成电信号,并通过 BPF 生成对应倍频毫米波信号。

号相位偏移  $\beta$  改变的系数  $\varphi = -[\omega_s^2 D \lambda^2 / (4\pi c)]z$ ,其中  $z$  为传输光纤长度,  $D$  为一阶光纤色散常数。

周期间隔多边带经过光纤传输后,受到色散影响,在电光检测器输出端  $p$  倍频毫米波信号强度为

$$I_p = E_c^2 \left\{ J_p[2\beta \sin(p\varphi)] \exp\left(jp \frac{\pi}{2}\right) + J_p[-2\beta \sin(p\varphi)] \exp\left(jp \frac{\pi}{2}\right) + J_p[2\beta \cos(p\varphi)] + J_p[-2\beta \cos(p\varphi)] \right\}. \quad (17)$$

当  $p = 2n$ ,  $n$  为整数时, (17) 式可简化为

$$I_{2n} = \frac{E_c^2}{2} \{ J_{2n}[2\beta \cos(2n\varphi)] + (-1)^n J_{2n}[2\beta \sin(2n\varphi)] \}. \quad (18)$$

当  $p = 2n - 1$ ,  $n$  为整数时,

$$I_{2n-1} = 0. \quad (19)$$

(17)~(19) 式表明,经过色散光纤传输以后,交错复用系统只生成偶数倍频(如 8 倍频、10 倍频和 12 倍频等)毫米波,图 7 为  $\beta = 6.94$  时(对应 12 倍

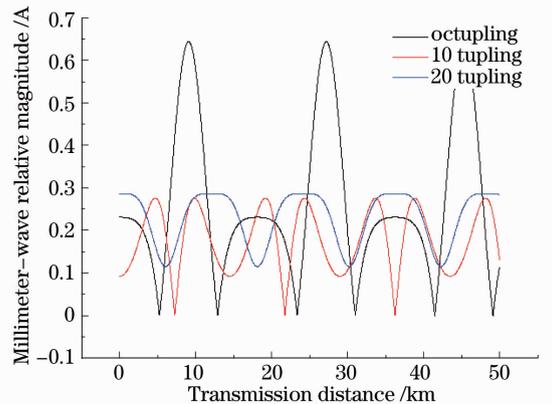


图 7 并行 PM 结构的色散衰落分析

Fig. 7 Dispersion fading analysis of parallel PM

频毫米波信号最强),各种输出毫米波幅度随光纤传输距离变化的关系曲线。由图 7 可见,设置适当调相指数,12 倍频毫米波相对幅度随光纤距离周期起伏变化最小,色散影响最小。比较文献[10] 并行 MZM 结构与本文并行 PM 结构色散表现,图 8 为 12 倍频毫米波归一化幅度随光纤距离变化的关系曲线。由图 8 可知,并行 PM 结构输出的毫米波,其幅度起伏较并行 MZM 结构要缓慢得多,且不存在幅度为 0 的情况,毫米波功率沿光纤长度的衰落相对较小,表现出更好的抗色散能力。

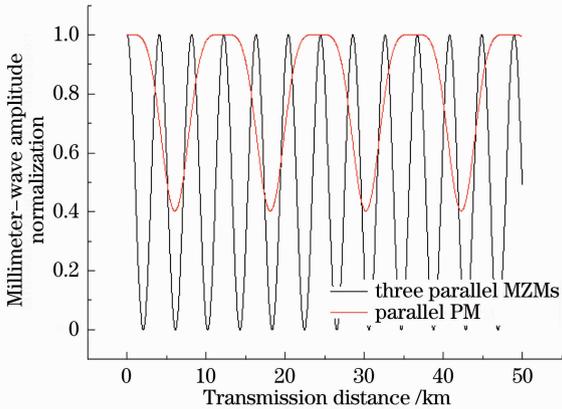


图 8 两结构的色散衰落分析

Fig. 8 Dispersion fading analysis of two structures

这是因为:并行 PM 结构利用相位差为  $\pi$  的奇数边带相消,相位差为 0 的偶数边带相长的方法,获得多个周期间隔边带,各边带成分具有较好的相位一致性,相互干涉引起的色散相对较小。而并行 MZM 结构利用抑制多余边带方法获得拍频光信号,经过远距离光纤传输、放大,被抑制边带相位各不相同,传输中互相干涉,最终影响系统传输性能。

## 5 结 论

研究了一种多边带拍频产生系列多倍频、高功率毫米波的方法,并提出用平行相位调制器结构生成间隔可调的周期边带信号。该模块无需额外光滤波器件和复杂电路驱动,结构简单,易实现。理论分析表明,所形成毫米波由多个边带相互拍频并叠加形成,信号能量更为集中,而且通过设置适当的器件结构参数,可实现 12 倍频、16 倍频甚至 18 倍频以上的毫米波信号。实验表明,在光功率为 20 dBm 的条件下,并行 PM 结构边带信号光谱功率、毫米波

信号输出功率均高于双边带外调制方法。而且,根据系统仿真实验,多边带拍频 RoF 系统体现了较好的传输稳定性和抗色散能力,更适合长距离传输。

## 参 考 文 献

- Li Guang, Huang Xuguang. A bi-directional radio-over-fiber system based on double-sideband with optical carrier suppression [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2009, 38(5): 1153–1157.  
李广, 黄旭光. 抑光载波双边带 Radio over Fiber 双工通信系统设计[J]. *光子学报*, 2009, 38(5): 1153–1157.
- Rujian Lin, Xiang Chen, Lin Zhang, *et al.*. Design of mm-RoF system based on OFM technique with optimized OFDM modulation[J]. *Chinese J Lasers*, 2012, 39(8): 0805007.
- Yuan Yan, Qin Yi. Frequency sextupling technique using two cascaded dual-electrode Mach-Zehnder modulators[J]. *Chinese J Lasers*, 2011, 38(10): 1005004.  
袁燕, 秦毅. 基于串联双电极马赫-曾德尔调制器的六倍频技术[J]. *中国激光*, 2011, 38(10): 1005004.
- Wang Yong, Li Ming'an, Zhao Qiang, *et al.*. Vector signal modulation technique based on a novel frequency quadrupling scheme in millimeter-wave band[J]. *Acta Optica Sinica*, 2012, 32(9): 0906001.  
王勇, 李明安, 赵强, 等. 新型四倍频光生毫米波矢量信号调制技术[J]. *光学学报*, 2012, 32(9): 0906001.
- Zhu Zixing, Zhao Shanghong, Yao Zhoushi, *et al.*. Generation of frequency quadruple optical millimeter-wave signal to overcome chromatic dispersion [J]. *Chinese J Lasers*, 2012, 39(4): 0405004.  
朱子行, 赵尚弘, 么周石, 等. 一种克服色度色散影响的四倍频光毫米波信号产生方法[J]. *中国激光*, 2012, 39(4): 0405004.
- T Wang, M H Chen, H Chen, *et al.*. Millimeter-wave signal generation using two cascaded optical modulators and FWM effect in semiconductor optical amplifier [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2007, 19(16): 1191–1193.
- P T Shih, J Chen, C T Lin, *et al.*. Optical millimeter-wave signal generation via frequency 12-tupling [J]. *J Lightwave Technol*, 2010, 28(1): 71–78.
- J J Yu, M F Huang, Z S Jia, *et al.*. Arbitrary-frequency optical millimeter-wave generation for radio over fiber systems [C]. *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, 2010. OTuF2.
- Y Chen, A Wen, L Shang, *et al.*. A full-duplex radio-over-fiber link with 12-tupling mm-wave generation and wavelength reuse for upstream signal [J]. *Opt Laser Technol*, 2011, 43(7): 1167–1171.
- Y Chen, A Wen, J J Guo, *et al.*. A novel optical mm-wave generation scheme based on three parallel Mach-Zehnder modulators[J]. *Opt Commun*, 2010, 284(5): 1159–1169.
- Y T Hsueh, Z S Jia, H C Chien, *et al.*. A novel bidirectional 60-GHz radio-over-fiber scheme with multiband signal generation using a single intensity modulator [J]. *IEEE Photon Technol Lett*, 2009, 21(18): 1338–1340.
- X J Yin, A J Wen, Y Chen, *et al.*. Studies in an optical millimeter-wave generation scheme via two parallel dual-parallel Mach-Zehnder modulators [J]. *J Mod Opt*, 2011, 58(8): 665–673.

栏目编辑:王晓球