

引用格式: XU Yan, WU Di, HU Tao, et al. Filterless Frequency 16-tupling Millimetre-wave Signal Generation Based on Parallel Mach-Zehnder Modulators[J]. Acta Photonica Sinica, 2021, 50(11):1106003

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

基于并联 MZM 的无滤波 16 倍频毫米波信号产生

徐岩^{1,2}, 吴迪², 胡涛², 田志富²

(1 郑州大学 中原网络安全研究院, 郑州 450001)

(2 战略支援部队信息工程大学 数据与目标工程学院, 郑州 450001)

摘 要:提出了一种基于并联马赫-曾德尔调制器的无滤波 16 倍频毫米波信号生成方案。该方案利用并联的马赫-曾德尔调制器和光移相器产生 8 阶光边带, 通过光电探测器拍频得到 16 倍频毫米波信号。针对调制器消光比理想和不理想两种情况, 理论推导了消光比分别为 35 dB 和 100 dB 下的抑制光载波及 4 阶光边带, 产生 8 阶光边带信号, 并通过仿真验证理论推导的正确性。根据仿真结果分析了调制指数偏移, 电、光移相器相位偏移, 光衰减器衰减值偏移等各种非理想参数对系统的影响, 以及激光器线宽与接收功率的关系。结果表明: 在方案产生的 16 倍频毫米波信号上调制 2.5 Gbit/s 的基带信号, 系统传输距离 5 km、10 km、15 km 时损耗功率分别为 0.35 dBm、0.55 dBm 和 2 dBm, 传输损耗较小; 线宽为 10 MHz 时接收功率为 -22.6 dBm, 线宽为 20 MHz、30 MHz 和 40 MHz 时功率损耗分别为 0.1 dBm、0.25 dBm 和 0.6 dBm。

关键词:毫米波信号; 马赫-曾德尔调制器; 并联; 16 倍频; 无滤波

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi:10.3788/gzxb20215011.1106003

Filterless Frequency 16-tupling Millimetre-wave Signal Generation Based on Parallel Mach-Zehnder Modulators

XU Yan^{1,2}, WU Di², HU Tao², TIAN Zhifu²

(1 Zhong Yuan Network Security Research Institute, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

(2 College of Data Target Engineering, Strategic Support Force Information Engineering University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A scheme for generating 16-tupling millimeter wave signals is proposed, which uses parallel Mach-Zehnder modulators and optical attenuator without filters. In this scheme, the Mach-Zehnder modulator and optical phase shifter in parallel are used to generate the 8th-order optical sideband, and the 16-tupling millimeter wave signal is obtained through the beat frequency of photodetector. In view of ideal and non-ideal extinction ratio of modulator, when the extinction ratio is 35 dB and 100 dB respectively, the optical carrier and the fourth-order optical sideband are theoretically suppressed, and the eighth-order optical sideband signal is derived. The correctness of this deduction is verified by simulation. Furthermore, according to the simulation results, the influence of non-ideal conditions of various parameters, such as the shift of modulation index and optical attenuator attenuation value, the angle shift of electric phase shifter and optical phase shifter, on the system is analyzed. The 2.5 Gbit/s baseband signal is modulated on the 16-frequency millimeter wave signal generated by the scheme. When the transmission distance of the system is 5 km, 10 km and 15 km, the loss power is 0.35 dBm, 0.55 dBm and 2 dBm respectively, and

基金项目: 国家自然科学基金(No.62001162), 基础研究项目(No.2020-063-00)

第一作者: 徐岩(1996—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为微波光子。Email: xuyann2021@163.com

导师(通讯作者): 胡涛(1976—), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为电子对抗。Email: tzf2021@sina.com

收稿日期: 2021-04-20; 录用日期: 2021-06-22

<http://www.photon.ac.cn>

the transmission loss is small. In addition, the relationship between laser linewidth and received power is analyzed. The received power is -22.6 dBm when the linewidth is 10 MHz, and the power losses are 0.1 dBm, 0.25 dBm and 0.6 dBm when the linewidth is 20 MHz, 30 MHz and 40 MHz, respectively.

Key words: Millimeter wave signal; Mach-Zehnder modulator; Parallel; 16-tupling; Filterless

OCIS Codes: 060.5625; 060.4510; 060.2330; 060.2360

0 引言

卫星、雷达、电子战及下一代无线通信等实际应用中微波信号频率的要求越来越高,为了提高信号传输速率及带宽,需要电子系统的工作频率向毫米波段发展。电子器件频率响应带宽受限和非线性因素^[1]会导致信号相位噪声恶化以及相位漂移严重,因此产生 100 GHz 以上的毫米波信号存在一定的局限性。微波光子系统中产生微波的方法主要是利用两个不同波长的光信号通过光电探测模块拍频产生高频微波信号,微波信号的频率由两个光信号的波长差所决定,更容易获得毫米波段信号。光生微波技术也越来越多应用到光载无线通信(Radio over Fiber, ROF)系统、雷达系统、卫星通信等领域。因此,近年来光领域毫米波的产生技术受到研究者的广泛关注。

目前光生毫米波的方法主要有光学自外差法^[2-3]、受激布里渊散射(Stimulated Brillouin Scattering, SBS)^[4-5]、直接调制^[6-7]和外调制等。外调制法产生毫米波具有高可靠性、低相位噪声和频率可调谐等特性。目前相关研究者已经提出了 4 倍频^[8-10]、6 倍频^[11]、8 倍频^[12-14]、12 倍频^[15-16]的毫米波生成方案。低倍频因子的方案不能满足实现更高频率的需求,因此相关研究者提出更高倍频系数 16 倍频^[17-22]的方案。文献[17]和[18]均采用 4 个马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)产生 16 倍频毫米波信号,该方案需要使用多个电移相器去调整驱动不同 MZM 射频信号之间所需要的相位差,而且对相位控制的精度要求很高,导致结构较为复杂。文献[19]中提出级联双平行马赫-曾德尔调制器(Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, DPMZM)结构,级联 DPMZM 输出的光信号中包含光载波和 8 阶边带,采用带阻滤波器滤除光载波,光滤波器的使用影响系统的可调谐性和稳定性。文献[20]中提出基于三平行 MZM 和单个 MZM 级联产生 16 倍频毫米波信号的结构,该结构的光边带抑制比受到第二级单个 MZM 的消光比影响非常大,消光比小于 50 dB 时系统的光边带抑制比(Optical Sideband Suppression Ratio, OSSR)为 0,仿真中 MZM 消光比设置达到 80 dB 才能完全抑制光载波,由于 MZM 的实际消光比基本为 30~35 dB,该方案在使用中受到限制。

本文提出了一种基于并联 MZM 的无滤波器 16 倍频毫米波信号产生方案。本方案不引入任何光或电滤波器,将射频信号调制到两个并联 MZM 上产生光载波及所需要的 8 阶边带信号,再通过调整光衰减器的衰减值和光移相器的相位来实现对光载波的抑制,仅留下所需要的 8 阶边带信号,通过光电探测器拍频得到 16 倍频毫米波信号。根据毫米波信号生成方案,搭建 ROF 链路评估毫米波信号的传输性能,经过单模光纤(Single Mode Fiber, SMF)传输后链路损耗较小,因此产生的毫米波信号具有良好的传输性能。

1 基本原理

基于并联 MZM 的 16 倍频毫米波信号产生原理如图 1 所示。连续激光器输出的光信号表达式为

$$E_i(t) = E_0 \exp(j\omega_c t) \quad (1)$$

式中, E_0 和 ω_c 为光信号幅度和角频率。射频信号经过电耦合器分为两路, $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 分别作为 MZM-1 和 MZM-2 的驱动信号。射频驱动信号的时域表达式分别为

$$v_1(t) = v_m \sin(\omega_m t) \quad (2)$$

$$v_2(t) = v_m \sin(\omega_m t + \Delta\varphi) \quad (3)$$

式中, v_m 和 ω_m 分别为射频信号幅度和角频率, $\Delta\varphi$ 是 MZM-1 和 MZM-2 之间射频驱动信号的相移。MZM-1 将射频驱动信号 $v_1(t)$ 调制到光载波上,输出光场的时域表达式为

$$E_{oMZM-1}(t) = \sqrt{\alpha} E_i(t) \left\{ \gamma \exp \left[j\pi \left(\frac{v_m \sin(\omega_m t + \pi) + v_{bias1}}{v_\pi} \right) \right] + (1 - \gamma) \exp \left[j\pi \left(\frac{v_m \sin(\omega_m t) + v_{bias1}}{v_\pi} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

射频驱动信号 $v_1(t)$ 经过电相移器相移 $\frac{\pi}{2}$ 后,即 $v_2(t)$ 加载到 MZM-2,调制器 MZM-2 输出光信号时域表达式为

$$E_{oMZM-2}(t) = \sqrt{\alpha} E_i(t) \left\{ \gamma \exp \left[j\pi \left(\frac{v_m \sin(\omega_m t + 3\pi/2) + v_{bias2}}{v_\pi} \right) \right] + (1 - \gamma) \exp \left[j\pi \left(\frac{v_m \sin(\omega_m t + \pi/2) + v_{bias2}}{v_\pi} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

式中, α 为调制器插入损耗; $E_i(t)$ 表示光载波信号; γ 为分光比(理想情况下 $\gamma = 0.5$), $\gamma = 0.5 - 10^{-0.5ER}$, ER 为 MZM 的消光比; v_π 表示 MZM 的半波电压; 并联 MZM 均工作在最大偏置点, 直流偏置电压 $v_{bias1} = v_{bias2} = 0$ 。

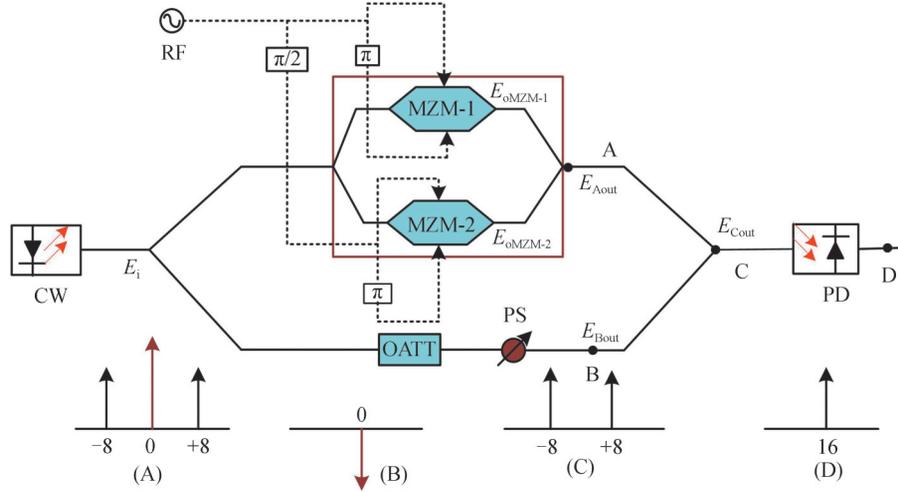


图1 毫米波信号产生方案

Fig. 1 Schematic of millimeter wave signal generation

令 $\beta = 1 - \gamma$, 由 MZM-1 和 MZM-2 并联, 则在 A 点光耦合器处输出光信号表达式为

$$E_{Aout}(t) = E_{oMZM-1}(t) + E_{oMZM-2}(t) = \left\{ \sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) \left\{ \gamma \left[\exp(jm \sin(\omega_m t + \pi)) + \exp\left(jm \sin\left(\omega_m t + \frac{3}{2}\pi\right)\right) \right] + \beta \left[\exp(jm \sin(\omega_m t)) + \exp\left(jm \sin\left(\omega_m t + \frac{\pi}{2}\right)\right) \right] \right\} \right\} \quad (6)$$

式中, $m = \frac{\pi v_m}{v_\pi}$ 表示调制指数, 根据贝塞尔函数展开式 $\exp(jm \sin\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \exp(jn\theta)$, $J_n(m)$ 是第一类 n 阶贝塞尔函数, 则式(6)展开为

$$E_{Aout}(t) = \sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \exp(jn\omega_m t) (\beta + \gamma \exp(jn\pi)) \left(1 + \exp\left(jn \frac{\pi}{2}\right) \right) \right] = \sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \exp(jn\omega_m t) (\beta + (-1)^n \gamma) \left(1 + \exp\left(jn \frac{\pi}{2}\right) \right) \right] \quad (7)$$

由式(7)可知, n 取奇数时, A 点输出的光信号中奇数阶边带的系数为 $(\beta - \gamma)(1 \pm j)J_n(m)$, 其中 $(\beta - \gamma)$

的值取决于MZM的消光比($\gamma = 0.5 - 10^{-0.5\text{ER}}$; $\beta = 1 - \gamma$), ($\beta - \gamma$)在MZM消光比为理想情况下(消光比无穷大)约为0, 不理想情况下($\beta - \gamma$)的取值随消光比的变化而变化。目前商用MZM的消光比基本为35 dB, 所以本方案中MZM消光比在非理想情况下取值35 dB。根据图1推导在消光比分别为35 dB和100 dB下系统输出的光信号表达式。

1) MZM消光比在非理想情况下系统输出的信号

MZM的消光比为35 dB时, ($\beta - \gamma$) ≈ 0.0178 。根据式(7)可知, $n = \pm(4n - 2)$ 时, $1 + \exp\left(jn\frac{\pi}{2}\right) = 0$, 则输出光信号中不包括 $\pm(4n - 2)$ 阶边带。为了系统的光边带抑制比最大, 需要最大化地抑制其他阶边带。当满足式(8)条件时, 8阶边带对其他阶边带的OSSR最大。

$$\begin{cases} J_4(m) = 0 & m = 7.585 \\ (\beta - \gamma)J_n(m) \approx 0 & n > 7 \\ J_n(m) \approx 0 & n > 12 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知, 通过调节调制指数, 4阶边带可以被完全抑制。考虑到贝塞尔函数的特性, 高于12阶的边带由于功率极小可以忽略不计, 则式(7)可以化简为

$$\begin{aligned} E_{A\text{out}}(t) = & \sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) \left[J_0(m) + (\beta - \gamma)(1 + j)J_1(m) \exp(j\omega_m t) + \right. \\ & (\beta - \gamma)(1 - j)J_3(m) \exp(j3\omega_m t) + (\beta - \gamma)(1 + j)J_5(m) \exp(j5\omega_m t) + \\ & (\beta - \gamma)(1 - j)J_7(m) \exp(j7\omega_m t) + 2J_8(m) \exp(j8\omega_m t) + 2J_{12}(m) \exp(j12\omega_m t) - \\ & (\beta - \gamma)(1 - j)J_1(m) \exp(-j\omega_m t) + (\beta - \gamma)(1 + j)J_3(m) \exp(-j3\omega_m t) - \\ & (\beta - \gamma)(1 - j)J_5(m) \exp(-j5\omega_m t) - (\beta - \gamma)(1 + j)J_7(m) \exp(-j7\omega_m t) + \\ & \left. 2J_8(m) \exp(-j8\omega_m t) + 2J_{12}(m) \exp(-j12\omega_m t) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)可知, 光频谱中存在光载波、 ± 8 、 ± 12 和7阶以下奇数阶边带。由于($\beta - \gamma$)和 $J_{12}(m)$ 的取值较小, 所以奇数阶边带和 ± 12 阶边带的幅值系数都较小。根据式(8)和(9)推导可知光频谱的主要分量为光载波和 ± 8 阶边带, 则抑制掉光载波就可以实现16倍频毫米波信号的产生。

针对光载波的抑制, 本方案采用级联光衰减器和光移相器结构, 由图1中光载波通过分束器进入下臂的光衰减器和光学相移器, 在B点输出光信号表达式为

$$E_{B\text{out}}(t) = \sqrt{1 - \alpha} \eta E_0 \exp(j\omega_c t) \exp(j\varphi) \quad (10)$$

式中, η 为衰减器的衰减系数, φ 为光移相器的相位, 当光移相器的移相角度为 π , 且光衰减器的衰减系数值满足式(11)即可以消除光载波。

$$\sqrt{1 - \alpha} \eta \exp(j\pi) + \sqrt{\alpha} J_0(m) = 0 \quad (11)$$

并联MZM和光衰减器输出的光信号经过光耦合器后, 在C点输出的光信号可以表示为

$$\begin{aligned} E_{C\text{out}}(t) = & 2\sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) \left[2J_8(m) \cos(8\omega_m t) + 2J_{12}(m) \cos(12\omega_m t) + \right. \\ & \sqrt{2} j(\beta - \gamma) J_1(m) \cos\left(\omega_m t - \frac{\pi}{4}\right) + \sqrt{2} j(\beta - \gamma) J_3(m) \cos\left(3\omega_m t - \frac{3\pi}{4}\right) + \\ & \left. \sqrt{2} j(\beta - \gamma) J_5(m) \cos\left(5\omega_m t - \frac{\pi}{4}\right) + \sqrt{2} j(\beta - \gamma) J_7(m) \cos\left(7\omega_m t - \frac{3\pi}{4}\right) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

由式(12)可知光载波被抑制, 光频谱中包含8、12和7阶以下的奇数阶边带, 且8阶边带功率远大于其他边带分量。8阶边带信号对其他冗余边带的OSSR为

$$\begin{aligned} \left(\frac{p_8}{p_{12}}\right)_{\text{OSSR}} &= 10\log\left(\frac{[2J_8(m)]^2}{[2J_{12}(m)]^2}\right)_{m=7.585} = 29.93\text{dB} \\ \left(\frac{p_8}{p_n}\right)_{\text{OSSR}} &= 10\log\left(\frac{[2J_8(m)]^2}{[\sqrt{2}(\beta-\gamma)J_n(m)]^2}\right)_{m=7.585} = \begin{cases} 39.39\text{dB} & n=1 \\ 34.67\text{dB} & n=3 \\ 34.64\text{dB} & n=5 \\ 33.97\text{dB} & n=7 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, p_n 表示 n 阶光边带的功率。由式(13)可知, MZM 消光比不理想的条件下, 理论上 8 阶边带对 12 阶边带的抑制比为 29.93 dB, 对其他奇数阶边带的抑制比均大于对 12 阶边带的抑制比。即 MZM 消光比不理想时, 奇数阶边带对 8 阶边带的影响均小于 12 阶边带。

2) MZM 消光比在理想情况下系统输出的信号

如果 MZM 的消光比是理想状态, 即消光比为无穷大, 则 $\gamma=0.5, (\gamma-\beta)=0$, 奇数阶边带的系数均为 0, 式(7)可以化简为

$$\begin{aligned} E_{\text{Aout}}(t) &= \sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) [J_0(m) + 2J_8(m)\exp(j8\omega_m t) + 2J_8(m)\exp(-j8\omega_m t) + \\ & 2J_{12}(m)\exp(j12\omega_m t) + 2J_{12}(m)\exp(-j12\omega_m t)] \end{aligned} \quad (14)$$

由(14)可知, 输出的光信号中只含有光载波、8 和 12 阶边带信号。满足式(11)消除光载波后, 在 C 点输出的光信号为

$$E_{\text{Cout}}(t) = 4\sqrt{\alpha} E_0 \exp(j\omega_c t) [J_8(m)\cos(8\omega_m t) + J_{12}(m)\cos(12\omega_m t)] \quad (15)$$

将式(15)中得到的光信号输出到光电探测器进行平方律检测, 忽略检测噪声的影响, 对应的光电流表达式为

$$\begin{aligned} I(t) &= RE_{\text{Cout}}(t)E_{\text{Cout}}^*(t) = 8\alpha E_0^2 \{ [J_8^2(m) + J_{12}^2(m)] + 2J_8(m)J_{12}(m)\cos(4\omega_m t) + \\ & J_8^2(m)\cos(16\omega_m t) + 2J_8(m)J_{12}(m)\cos(20\omega_m t) + J_{12}^2(m)\cos(24\omega_m t) \} \end{aligned} \quad (16)$$

式中, R 是光电探测器的响应度。由式(16)可知输出的光电流主要包括 5 种频率分量, 其中 16 倍频为系统所需要的毫米波信号, 其他频率均为杂散波。160 GHz 的毫米波信号对其他杂散波频率分量的射频杂散波抑制比(Radio Frequency Stray Suppression Ratio, RFSSR)表达式为

$$\begin{aligned} \left(\frac{p_{16}}{p_{24}}\right)_{\text{RFSSR}} &= 10\log\left(\frac{[J_8^2(m)]^2}{[J_{12}^2(m)]^2}\right)_{m=7.585} = 59.86\text{dB} \\ \left(\frac{p_{16}}{p_4}\right)_{\text{RFSSR}} &= \left(\frac{p_{16}}{p_{20}}\right)_{\text{RFSSR}} = 10\log\left(\frac{[J_8^2(m)]^2}{[2J_8(m)J_{12}(m)]^2}\right)_{m=7.585} = 23.92\text{dB} \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)可知, 16 倍频毫米波信号对 4 倍频和 20 倍频毫米波信号的 RFSSR 相等均为 23.92 dB, 对 24 倍频毫米波信号的抑制比达到 59.86 dB, 输出的电信号中基本不含 240 GHz 频率分量。最终经过光电探测器平方律检测输出 16 倍频毫米波信号。

2 仿真结果与分析

根据图 1 毫米波信号产生方案, 利用 OptiSystem 软件进行仿真验证所提方案的可行性。仿真系统参数设置如下: 激光器输出连续波的频率为 193.1 THz, 线宽为 10 MHz, 输出的光功率为 0 dBm; MZM 上下臂的相位差为 π , 半波电压为 4 V, 插入损耗为 5 dB, MZM 均工作在最大偏置点; 驱动 MZM-1 和 MZM-2 的射频信号之间的相位差为 $\frac{\pi}{2}$, 光移相器的相位为 π , 光电探测器的响应度为 1 A/W, 暗电流为 10 nA。

2.1 系统输出信号频谱分析

针对消光比理想和不理想的情况, 分别在 MZM 消光比为 35 dB 和 100 dB 两种情况下进行仿真。图 2 为 MZM 消光比为 35 dB 时系统各节点输出的光谱图。当调整射频信号的电压幅度使调制指数 $m=7.585$ 时 A 节点输出的光谱如图 2(a) 所示。可以看出, A 点输出的光信号只包含光载波、 ± 8 、 ± 12 及 7 阶以下的奇数

阶边带,其中载波与8阶边带功率最大,12阶边带次之,其余低于7阶的奇数阶边带功率较小,4阶边带完全被抑制,仿真结果与式(9)推导完全吻合。仿真结果中并联MZM在图2(b)为B节点输出的光谱,可以看出B点输出的光信号是未经调制的光载波,与式(10)相符。在C点输出信号光谱如图2(c)所示,可以看出经过光耦合器后光载波的功率为0,输出的光信号中主要分量只有8阶边带,这是由于A点与B点输出的光信号中光载波功率相等,相位相反,仿真结果与式(12)一致,输出的光谱图中8阶边带对12阶边带抑制比达30 dB,其他阶的抑制比均大于30 dB,与式(13)中理论计算结果完全吻合。图4(d)为光电探测器输出的毫米波信号频谱,可以看出输出的毫米波信号中有40 GHz和200 GHz的杂散波分量,160 GHz对其他杂波分量的RFSSR可以达到24.2 dB。

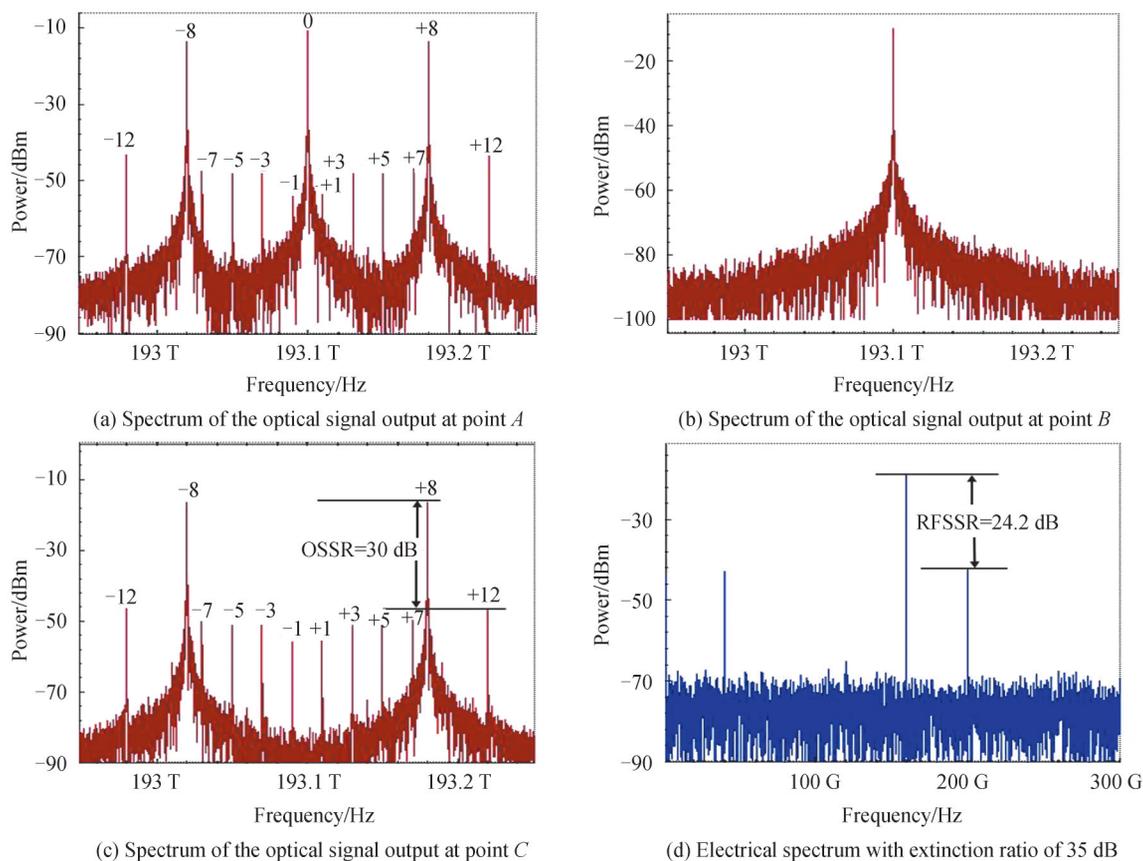
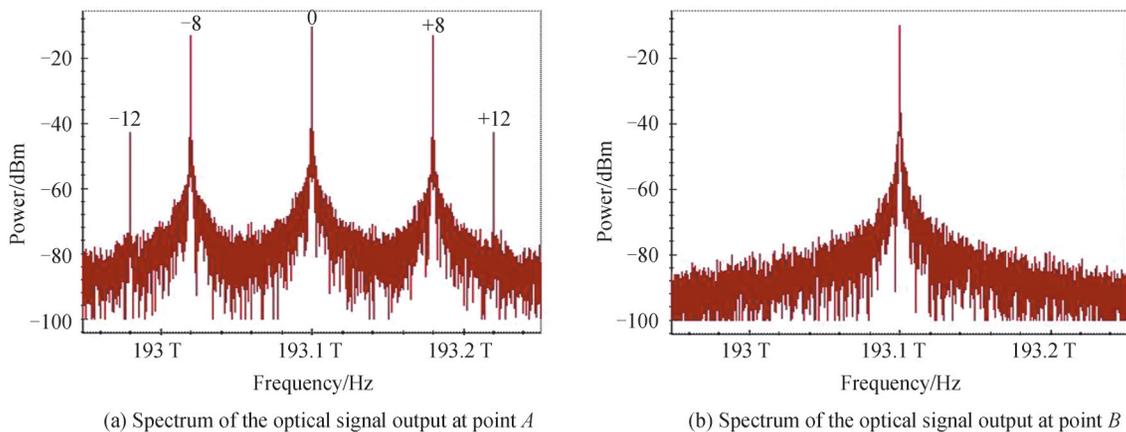


图2 消光比为35 dB系统输出的光谱

Fig. 2 Spectral diagram of system output with extinction ratio of 35 dB

图3为MZM消光比为理想值100 dB时系统各节点输出的光谱。从图3(a)可以看出, $(\gamma - \beta) = 0$,奇数阶边带的幅度系数均为0,A点输出的光信号只含有光载波、 ± 8 、 ± 12 阶边带,仿真结果与式(14)推导结果



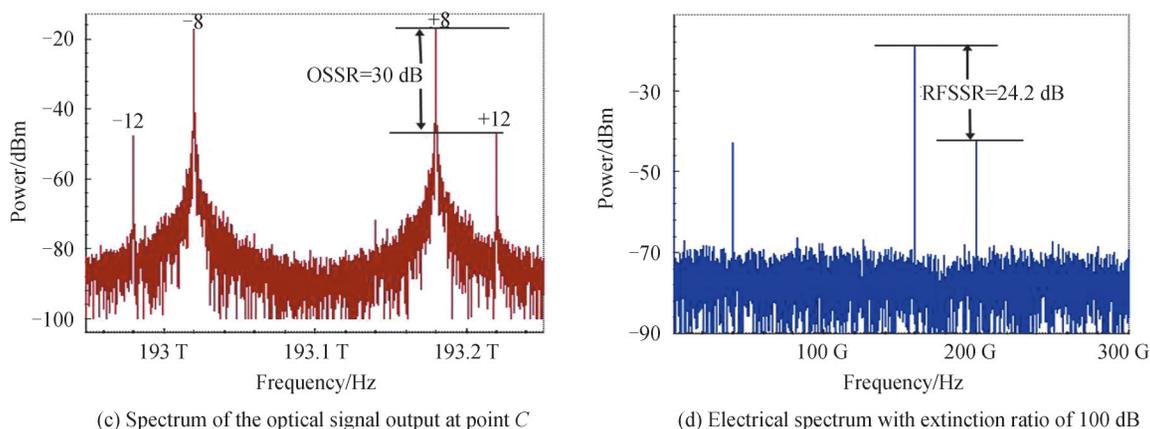


图3 消光比为100 dB系统输出的光谱

Fig. 3 Spectral diagram of system output with extinction ratio of 100 dB

一致。图3(b)为B点的输出光谱,可以看出仿真结果与图2(b)一致,这是由于光载波通过光衰减器和光移相器输出的光信号与并联MZM消光比取值无关。图3(c)为C点的输出光谱,可以看出光载波被抑制,C点输出的光信号中只有8和12阶边带,与式(15)中的理论推导一致。图3(d)为光电探测器输出的毫米波信号频谱,160 GHz的毫米波对其他杂波频率分量的抑制比为24.2 dB,符合式(17)中的理论计算。

由仿真结果可知在消光比理想与非理想情况下OSSR和RFSSR基本一致,即调制器消光比不理想的情况下产生的奇数阶边带对产生毫米波信号的性能基本没有影响。仿真结果与理论推导基本保持一致,验证了所提方案的正确性。

2.2 非理想因素对信号性能的影响

上述理论推导和仿真都是在假设所有参数均为理论值的基础上进行的。在实际实验中,很难实现对器件参数值的精准控制,任何参数的改变都可能会影响产生的毫米波信号性能,因此需要分析非理想因素对产生毫米波信号性能的影响。

2.2.1 调制指数偏移对OSSR和RFSSR的影响

图4是调制指数偏移对产生毫米波信号的OSSR和RFSSR的影响。由图4可以看出,调制指数偏移量为0时系统的OSSR和RFSSR分别达到峰值30 dB和24.2 dB,调制指数的偏移量在 ± 0.1 内,OSSR和RFSSR值下降速度较快,偏移量达到0.1时OSSR和RFSSR分别从最大值下降到17 dB和10 dB。大于0.1后下降趋势逐渐平缓。根据式(8)可知 $m=7.585$ 时 $J_4(m)=0$ 即4阶边带信号被抑制,调制指数偏移会使4阶边带信号的幅度系数不等于0,即不能完全抑制4阶边带信号,从而影响系统的OSSR和RFSSR。由图5可知,调制指数偏移对产生毫米波信号的OSSR和RFSSR的影响较大,系统中调制指数控制在7.575~7.625范围内,OSSR可以保持在28 dB以上,RFSSR可以保持在22 dB以上,可以满足实际毫米波性能

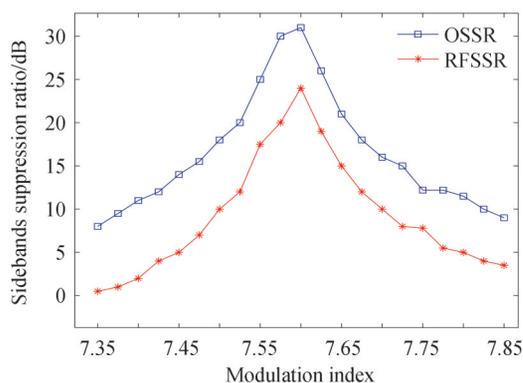


图4 调制指数对OSSR和RFSSR的影响

Fig. 4 Effect of modulation index on OSSR and RFSSR

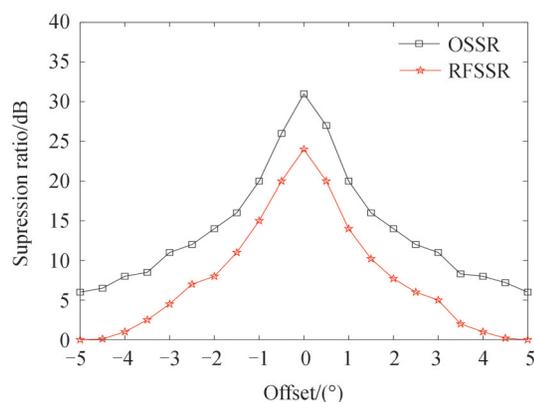


图5 并联MZMs间射频信号相位差对OSSR和RFSSR的影响

Fig. 5 Effect of RF signal phase difference between parallel MZMs on OSSR and RFSSR

需求。

2.2.2 MZM-1与MZM-2之间驱动信号相位差对OSSR和RFSSR的影响

图5研究了MZM-1与MZM-2之间驱动信号相位差偏移对系统OSSR和RFSSR的影响。方案中MZM-1与MZM-2之间射频驱动信号的相位差为 $\pi/2$ 。从图5可以看出,相位差偏离 $\pi/2$ 后系统的OSSR和RFSSR随着相位偏移的角度增大而减小,相位角偏移量达到 5° 时,16倍频毫米波信号对其他杂散波的抑制比会降低到0 dB,相位差偏移保持在 $\pm 0.5^\circ$ 范围内时,OSSR在27 dB以上,RFSSR保持在20 dB以上,产生的毫米波信号可以保持良好的性能。根据式(7)可知,相位差为 $\pi/2$ 时, $\pm(4n-2)$ 阶边带信号的幅度系数 $\left(1 + \exp\left(jn\frac{\pi}{2}\right)\right)$ 取值为0,可以抑制掉不需要的 $\pm(4n-2)$ 阶边带信号,相位差偏移 $\pi/2$ 会影响对 $\pm(4n-2)$ 阶边带的抑制,即影响系统的OSSR和RFSSR。MZM-1与MZM-2之间射频信号的相位差由电移相器控制,因此选择性能较好的电移相器也可以提高系统的性能。

2.2.3 光移相器相位偏移对OSSR和RFSSR的影响

图6是光移相器的相位偏移对系统OSSR和RFSSR的影响。由图6可以看出,光移相器角度偏移对系统RFSSR影响较小,偏移量在 $\pm 20^\circ$ 内,RFSSR均保持在最大值24.2 dB左右。OSSR对于光移相器的偏移较为敏感,偏移量小于 5° ,OSSR可以保持在28 dB以上,偏移量大于 5° 后,OSSR下降较为剧烈,偏移量达到 10° 时,OSSR下降到12 dB左右。根据式(10)可知光移相器的相位为 π 是为了使B点产生的光载波相位与A点中光载波的相位相反,光移相器相位偏移会影响系统对光载波的抑制从而影响系统的OSSR和RFSSR,因此需要对光移相器偏移量进行合理控制才可以产生所需要的高性能毫米波信号。

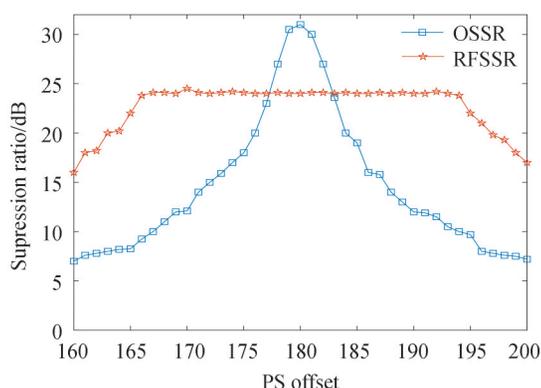


图6 光移相器偏移对OSSR和RFSSR的影响

Fig. 6 Effect of optical phase shifter on OSSR and RFSSR

2.2.4 光衰减器的衰减量偏移对OSSR和RFSSR的影响

图7是光衰减器的衰减量偏移对系统OSSR和RFSSR的影响。可以看出,光衰减器的衰减量设置在16.9 dB时系统的OSSR和RFSSR均达到最大值,衰减量偏差小于0.2 dB时,OSSR和RFSSR基本保持不变,衰减量偏移大于0.2 dB后,随着衰减量偏移量的增大,OSSR和RFSSR都逐渐降低,偏差达到1 dB时OSSR从30 dB下降到16 dB,RFSSR从24.2 dB下降到10 dB。由图7可知光衰减器的衰减量偏移量小于0.2 dB,产生的毫米波信号可以保持良好的性能。光衰减器的作用是使B点与A点输出的光载波功率相等,

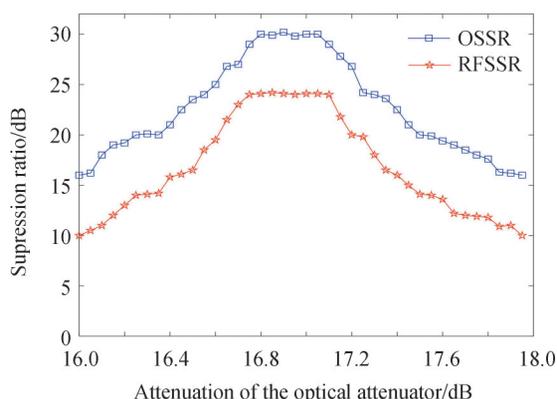


图7 光衰减器对OSSR和RFSSR的影响

Fig. 7 Effect of optical attenuator on OSSR and RFSSR

衰减值偏移会使A点与B点输出的光功率不相等从而会影响对光载波的抑制,因此控制好光衰减器的衰减量可以使系统的OSSR和RFSSR均保持在最大值。

2.2.5 非理想相位漂移对OSSR和RFSSR的影响

如图8所示,根据仿真结果分析了MZM-1和MZM-2的射频驱动信号的非理想相位漂移对生成毫米波信号性能的影响。MZM-1和MZM-2上下臂射频驱动信号之间的相位差均为 π ,由于MZM-1和MZM-2并联,相位漂移对系统OSSR和RFSSR的影响基本相似。由图8(a)和(b)可知,射频信号的相位漂移在 $\pm 1^\circ$ 范围内,系统的OSSR基本可以保持最大值,160 GHz毫米波信号对其他频率分量信号的RFSSR也可以保持最大值,即相位漂移保持在一定的范围内,对OSSR和RFSSR的影响较小。

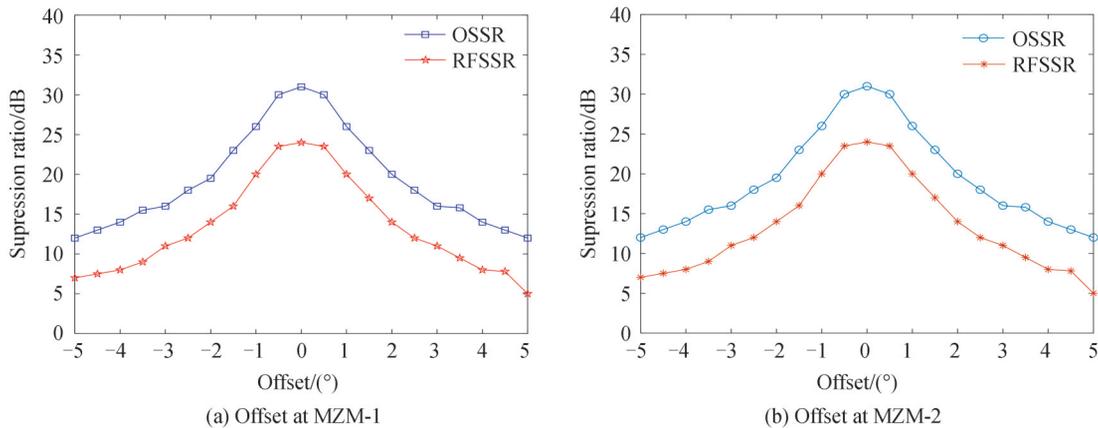


图8 MZM的相位漂移对OSSR和RFSSR的影响

Fig. 8 Effect of the MZM phase drifts on RFSSR and OSSR

通过分析可知,各部分参数的改变都会使系统的OSSR和RFSSR下降,系统对调制指数的精度要求较高,调制指数偏移0.05会使OSSR和RFSSR下降约5 dB,对产生毫米波信号的性能影响较大,其他部分的参数偏移均在可控范围内,合理控制各参数的偏移量就可以产生纯度较高的毫米波信号。

2.3 系统传输性能验证

为了评估方案产生的16倍频毫米波信号的传输性能,搭建了一个基础的ROF链路,如图9所示。连续波激光源的功率设置为0 dBm,光放大器的增益为12 dB,噪声系数为4 dB,SMF的衰减系数为0.2 dB/km,色散系数为 $16.75 \text{ ps} \cdot \text{nm}^{-1} \cdot \text{km}^{-1}$,为了更好地抑制不必要的光边带,MZM的消光比均设置为60 dB。基带信号通过MZM调制到双边带信号上,通过单模光纤传输到PD端拍频产生16倍频光载毫米波信号,光放大器用来补偿链路的损耗。光信号传输到基站后采用零差技术对PD输出的电信号进行解调,解调后的数据经过低通滤波后进入误码率测试仪进行分析。

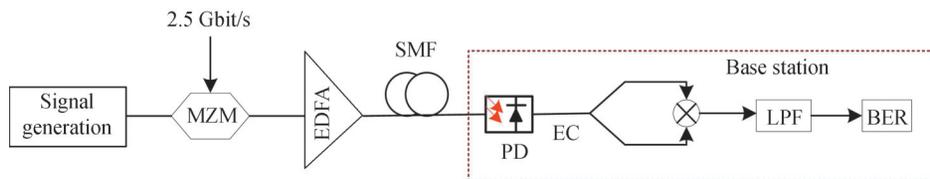


图9 16倍频毫米波信号传输性能评估方案

Fig. 9 Scheme diagram of signal transmission performance evaluation of 16-frequency millimeter wave

根据图9搭建了仿真系统,2.5 Gbit/s的非归零码型的基带数据信号通过MZM调制到C点输出的两个光边带上,如图10(a)所示。经过SMF传输后到达基站,通过PD拍频产生的毫米波信号如图10(b)所示,检测的信号是已调制的160 GHz毫米波信号和基带信号。

图11为误码率随接收功率变化的曲线。图11(a)显示了经过不同长度的单模光纤传输,接收功率与误码率的关系。误码率为 10^{-9} 时,与背靠背(Back-To-Back, BTB)传输的接收功率相比,5 km的功率损失为

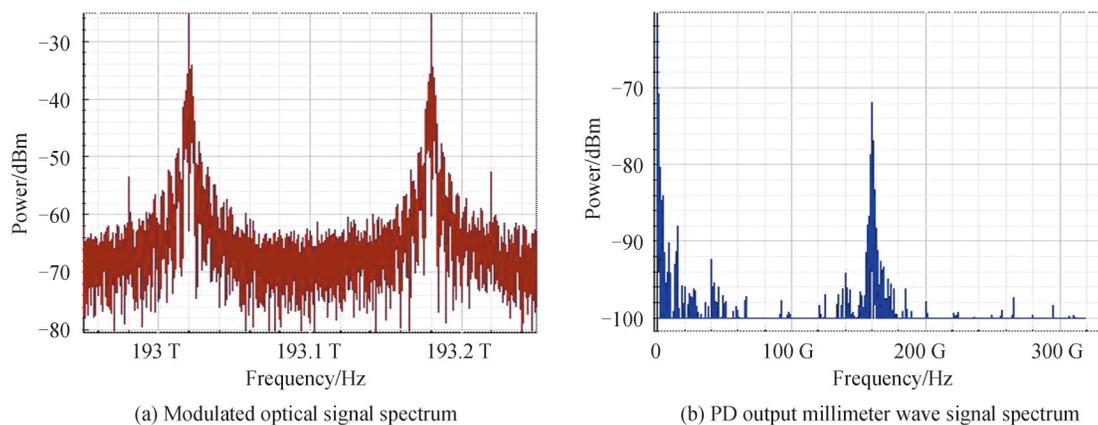


图10 调制信号频谱图
Fig. 10 Modulation signal spectrogram

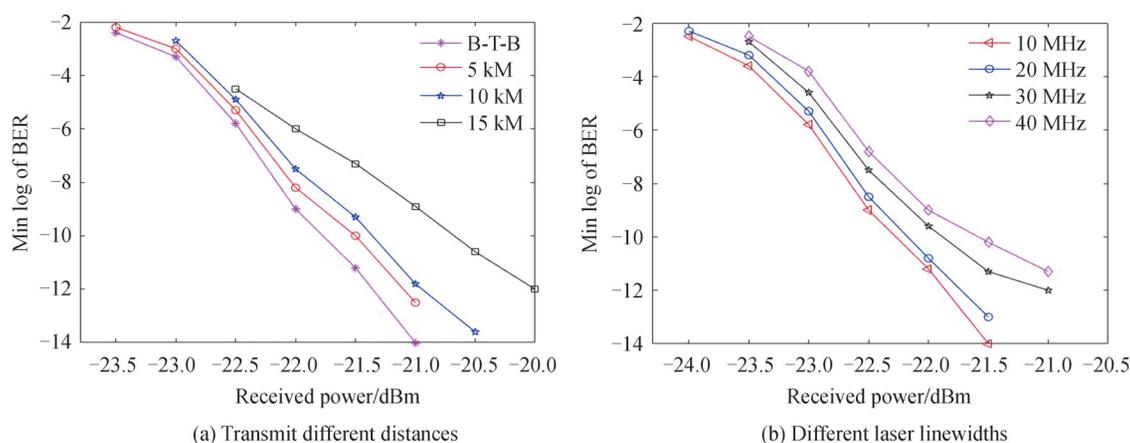


图11 误码率随接收功率变化的曲线
Fig. 11 Variation curve of BER with received power

0.35 dBm, 10 km的功率损耗为0.55 dBm, 15 km的功率损耗为2 dBm。由于光纤长度增加导致损耗、色散影响增大,随着光纤长度的增加,在相同接收功率下误码率会增加。图11(b)显示了不同的激光器线宽下,接收功率与误码率的关系。误码率为 10^{-9} 时,激光器线宽为10 MHz时接收功率为-22.6 dBm,线宽为20 MHz、30 MHz和40 MHz的功率损耗分别为0.1 dBm、0.25 dBm和0.6 dBm。随着线宽的增加,误码率也会增加,是由于色散和线宽之间的相互作用将振幅噪声转换为相位噪声,从而降低了误码率性能。

3 结论

本文提出了一种新的无光或电滤波的高倍频毫米波生成技术方案。采用并联MZM结构,根据贝塞尔函数设置合适的调制指数,输出主要包括主载波和8阶双边带的光信号,再通过调整光衰减器值和移相器相位来抑制光载波,最终产生抑制载波的8阶双边带信号,进入光电探测器平方律检测后可得到16倍频的毫米波信号。该方案中OSSR达到30 dB,RFSSR达到24.2 dB,理论分析结果与仿真结果基本一致。根据仿真结果分析了调制指数偏差、消光比、射频信号之间的相位差漂移、MZM上下臂相位差漂移、衰减值的偏差及光移相器角度的偏差对输出信号OSSR和RFSSR的影响。通过分析可知,MZM的不理想消光比对系统影响较小,其他偏差控制在一定范围内,输出的毫米波信号性能可以保持良好。搭建ROF链路测试方案产生毫米波信号的传输性能,误码率为 10^{-9} 时,使用5 km、10 km、15 km的单模光纤传输与背靠背传输相比分别损耗0.35 dBm、0.55 dBm和2 dBm,传输损耗较小,因此产生毫米波信号具有良好的传输性能。

参考文献

- [1] 蒲涛,闻传花. 微波光子学原理与应用[M]. 北京:电子工业出版社, 2015.3: 2-9, 90, 84-89.

- [2] KHAN M H, SHEN H, XUAN Y, et al. Ultrabroad-bandwidth arbitrary radiofrequency waveform generation with a silicon photonic chip-based spectral shaper[J]. *Nature Photonics*, 2010, 4(2):117-122.
- [3] LIN C T, SHIH P T, CHEN J 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] LI X, XIAO J, WANG Y, XU Y, et al. W-band QPSK vector signal generation based on photonic heterodyne beating and optical carrier suppression[C]. *IEEE Optical Fiber Communication Conference*, 2016:1-3.
- [5] WEI L, NING H Z, LI X W. Harmonic RF carrier generation and broadband data upconversion using stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Communications*, 2011, 284(13):3437-3439.
- [6] WEI L, NING H Z, LI X W, et al. Carrier generation and IF signal up-conversion using optical injection locking and stimulated Brillouin scattering[J]. *Optics Communications*, 2010, 283(24):5207-5212.
- [7] LIN C, PI Y, HONG W, et al. All-optical mm-wave generation by using direct-modulation DFB laser and external modulator[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2007, 49(6):1265-1267.
- [8] LIU W, WANG M, YAO J. Tunable microwave and sub-terahertz generation based on frequency quadrupling using a single polarization modulator[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(10):1636-1644.
- [9] YING Z, ZHENG X, HE W, et al. Simplified optical millimeter-wave generation configuration by frequency quadrupling using two cascaded Mach-Zehnder modulators[J]. *Optics Letters*, 2009, 34(21):3250.
- [10] HE Y, YING L, YAO C, et al. A full-duplex 100-GHz radio-over-fiber communication system based on frequency quadrupling[J]. *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, 2018, 175:148-153.
- [11] MOHAMED M, ZHANG X, HRAIMELB, et al. Frequency sextupler for millimeter-wave over fiber systems[J]. *Optics Express*, 2008, 16(14):10141-10151.
- [12] SHIH P T, LIN C T, JIANG W J, et al. A continuously tunable and filterless optical millimeter-wave generation via frequency octupling[J]. *Optics Express*, 2009, 17(22):19749.
- [13] LI W, YAO J. Microwave generation based on optical domain microwave frequency octupling [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2009, 22(1):24-26.
- [14] QIN Y, SUN J, DU M, et al. Simplified optical millimeter-wave generation configuration based on frequency octupling [J]. *Optics Communications*, 2014, 315:280-285.
- [15] CHEN Yang, WEN Aijun, LEI Shuang, et al. A full-duplex radio-over-fiber link with 12-tupling mm-wave generation and wavelength reuse for upstream signal[J]. *Optics & Laser Technology*, 2011, 43(7):1037-1370.
- [16] SHIH P T, JASON, LIN C T, et al. Optical millimeter-wave signal generation via frequency 12-tupling[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 28(1):71-78.
- [17] 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.
- [18] DAR A B, AHMAD F. Filterless 16-tupling photonic millimeter-wave generation with Mach-Zehnder modulators using remodulation[J]. *Applied Optics*, 2020, 59(20): 6018-6023.
- [19] YING Xiangyue, XU Tiefeng, LIU 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.
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.
- [20] XUE Zhuangzhuang, PEI Li, LIU Tingting, et al. Photonic generation of 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(04):128-136.
- [21] WANG Xianbing, YANG Jie, GAO Yanyan, et al. Frequency 16-tupling ROF system based on cascaded Mach-Zehnder modulators[J]. *Journal of Optoelectronics·Laser*, 2020, 31(12):28-35.
王现彬, 杨洁, 高彦彦, 等. 基于级联马赫曾德尔调制器的16倍频RoF系统[J]. *光电子·激光*, 2020, 31(12):28-35.
- [22] WANG D, TANG X, XI L, et al. A filterless scheme of generating frequency 16-tupling millimeter-wave based on only two MZMs[J]. *Optics & Laser Technology*, 2019, 116:7-12.