

引用格式:戴思源,陈新桥,陈旭.一种新颖的基于偏振调制器的无码元走离效应的倍频毫米波光载无线系统[J].中国传媒大学学报(自然科学版),2024,31(02):09-18.

文章编号:1673-4793(2024)02-0009-10

一种新颖的基于偏振调制器的无码元走离效应的倍频毫米波光载无线系统

戴思源,陈新桥*,陈旭

(中国传媒大学信息与通信工程学院,北京100024)

摘要:为了克服基于马赫-曾德尔调制器(MZM)的倍频毫米波光载无线系统(Radio Over Fiber, ROF)中的MZM存在的直流偏置漂移问题和ROF中的码元走离效应,本文提出了一种基于偏振调制器(Polarization Modulator, PolM)的无码元走离效应的倍频ROF系统。在中心站,利用PolM产生 ± 1 阶边带信号,利用复合射频(Radio Frequency, RF)信号来驱动PolM,实现将下行数据信号仅调制在+1阶边带上。复合RF驱动信号由两路信号合成,其中一路信号由数据信号通过相位调制器调制RF驱动信号形成,另一路信号是由数据信号经电放大器进行放大形成。在基站,利用光纤光栅(Fiber Bragg Grating, FBG)反射出部分-1阶边带做上行链路的光载波,实现载波重用;利用透过FBG的 ± 1 阶边带在光检测器(Photo Detector, PD)中的拍频产生倍频毫米波信号。在误码率为 10^{-9} 情况下,经20、40和60公里的传输后,下行链路功率代价分别为1dB、1.2dB和1.22dB,上行链路的功率代价分别为0.5 dB、0.8 dB和1 dB。本文设计的方案能有效地克服光纤色散导致的码元走离效应,极大地提高了系统的传输距离,在ROF系统中具有重要的应用前景。

关键词:微波;偏振调制器(PolM);光载无线系统(ROF);码元走离效应

中图分类号:TN929.11 文献标识码:A

A novel frequency double millimeter wave radio over fiber without bit walk-off effect based on polarization modulator

DAI Siyuan, CHEN Xinqiao*, CHEN Xu

(School of Information and Communication Engineering, Communication University of China, Beijing 100024, China)

Abstract: In order to overcome the DC drift problem of the March-Zenhdler modulator and the codeword walk-away effect in radio over fiber (ROF) system, in this paper a novel without codeword walk-away effect ROF system based on a polarization modulator (PolM) was proposed. At the central station, a PolM was used to generate ± 1 order sideband signals, and the composite radio frequency (RF) signals were used to drive the PolM to realize modulating the downlink data signals on the +1 order sideband only. The composite RF drive signal was constructed by combing two signals, one of which was formed by the data signal modulating the RF drive signal through a phase modulator, and the other was formed by the data signal amplified by an electrical amplifier. At the base station, a fiber bragg grating was used to reflect part of the -1 order sideband for the optical carrier of the uplink to achieve carrier reuse; the ± 1 order sideband through the fiber bragg grating was used to generate a frequency doubling microwave signal by beating them in the photo detector. With the BER at 10^{-9} , after 20,

基金项目:2023年度研究生高水平科研提升专项(211/JG23204015)

作者简介(*为通讯作者):戴思源(1998-),男,硕士研究生,主要从事光纤通信研究。Email:641590644@qq.com;陈新桥(1965-),男,博士,教授,主要从事光纤通信研究。Email:chenxinqiao9999@163.com;陈旭(1998-),男,硕士研究生,主要从事光纤通信研究。Email:469087487@qq.com

40 and 60 km fiber transmission distance, the power penalty of downlink is 1 dB, 1.2 dB and 1.22 dB, and that of uplink is 0.5 dB, 0.8 dB and 1 dB, respectively. The scheme designed in this paper effectively overcomes the codeword walking away effect caused by fiber dispersion and greatly increases the transmission distance of system, which has an important application prospect in ROF systems.

Keywords: millimeter-wave (MMW); polarization modulator (PolM); radio over fiber (ROF); bit walk-off effect

1 引言

随着智能手机、高清电视、虚拟现实等智能设备的广泛应用,5G和6G的快速发展,数据传输速率的不断提高,无线通信系统的载波频率扩展到毫米波(Millimeter-Wave, MMW)和太赫兹波^[1-4]。光载无线系统(Radio Over Fiber, ROF)是无线通信系统中的核心技术。在ROF系统中,在电域产生100GHz以上的MMW的时候,由于受到电子器件频率响应的限制,会出现严重的电子瓶颈问题^[5]。在光域中产生和传输高频MMW能克服上述电子瓶颈问题,光生MMW是ROF系统中的一个关键技术^[6]。在光生MMW技术中,一般是利用各种方法产生频率间隔为MMW的相干光载波,利用它们在光检测器中的拍频产生MMW。

目前提出了多种在光域中产生MMW信号的方法^[7]。根据工作原理的不同,大致可分为五种:1)直接调制^[8];2)光学外差法^[9];3)频率上转换法^[10];4)外部调制法^[11-12];5)非线性法^[13],如四波混频(Four-Wave Mixing, FWM);6)光电振荡器(Optoelectronic Oscillator, OEO)^[14]。在这些方法中外部调制法具有调制带宽高、可调性强、高频乘法因子、生成信号的频谱纯度高以及出色的系统稳定性等优点^[12],是目前光生MMW的主要方法。

目前商用外部调制器主要包括相位调制器(Phase Modulators, PM)、马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder Modulator, MZM)和偏振调制器(Polarization Modulator, PolM)。采用PM产生MMW存在所产生的MMW的纯度较低的问题。采用MZM产生MMW存在直流漂移和消光比有限的问题^[15]。采用PolM生成MMW的方法不存在直流漂移和消光比受限问题,该方法是国内外研究的热点^[16-17]。

在光载波倍频MMW的ROF系统中,光波作为MMW的载波,而MMW作为数据信号的载波,MMW为副载波。数据信号的调制格式直接影响ROF的性能。ROF中数据调制格式有单边带(Single-Sideband, SSB)调制、双边带(Double-Sideband, DSB)调制和光载波抑制(Optical Carrier Suppression Double-Sideband,

OCS)调制^[18]。在倍频MMW的ROF系统中,一般是利用各种方法产生频率间隔为MMW的两个相干光边带信号,利用它们在光检测器中的拍频产生MMW。在基于外调制产生倍频MMW的ROF系统中,(a)当系统产生了带载波的两个 $\pm n$ 阶边带,该系统称为DSB调制系统;(b)当系统产生抑制载波的两个 $\pm n$ 阶边带,该系统称为OCS调制系统;(c)当系统产生带载波的 n 阶(或 $-n$ 阶)边带,该系统称为SSB调制系统。对应DSB调制系统,光纤色度色散不仅会导致周期性衰减效应^[19],而且还存在码元走离效应,这些将极大地限制了系统的传输距离^[20-21]。

对于OCS和SSB调制系统而言,系统能够消除周期性衰落效应,但仍然存在码元走离效应^[21-22]。如果能够将数据调制到光MMW的一个边带上,从理论上就可消除周期性衰落效应和码元走离效应。有研究者提出了利用光滤波器实现将数据信号仅调制到一个边带上的方法^[23-25]。采用滤波器的方法不仅会导致系统的插入损耗增大和成本增加,同时限制了系统的可调谐性。如何在不采用滤波器情况下,将数据信号调制到一个边带上,这是目前国内外研究的热点课题。有研究学者提出了一种利用双并行MZM(Dual Parallel MZM, DPMZM)实现了无滤波将数据信号仅调制到-1阶边带上的方法^[26-27],这些方法均存在结构复杂、成本高昂和倍频因子低等问题。为了简化系统结构,提高倍频因子,朱子航等人提出了三种基于DPMZM的无滤波将数据调制到-2、-4和-6阶边带上的方案^[28-30]。这些基于MZM的方案仍然存在MZM消光比有限和MZM存在直流漂移问题^[7]。如果在基于PolM无滤波产生倍频MMW的ROF系统中,将数据信号仅调制到一个边带上,那么这种系统即能克服MZM的消光比有限和直流漂移问题,又能克服码元走离效应。据掌握的资料可见,目前还没有相关的研究报道。

本文提出了一种新颖的基于PolM无滤波能克服码元走离效应的倍频MMW的ROF系统,理论分析了其工作原理,设计了仿真系统,验证了系统的可行性,同时还分析了系统器件中的非理性参数对系统误码率的影响。

2 系统设计

图1表示采用一个PolM产生倍频微波的系统结构示意图。系统是由一个射频本振(Radio Frequency Local Oscillation, RF-LO)信号发生器、一个连续波激光器(Continuous-Wave Laser, CW Laser)、一个PolM、一个偏振控制器(Polarisation Controllers, PC)、一个偏振器(Polariser, Pol)、一个光纤光栅(Fiber Bragg Grating, FBG)和一个光电探测器(Photo Detector, PD)构成。通过设置PC为 -45° , Pol为 45° ,使得PolM工作在等效于MZM的最小传输点模式(Minimum Transmission Point, MITP)。图中虚线表示电路,实线表示光路。

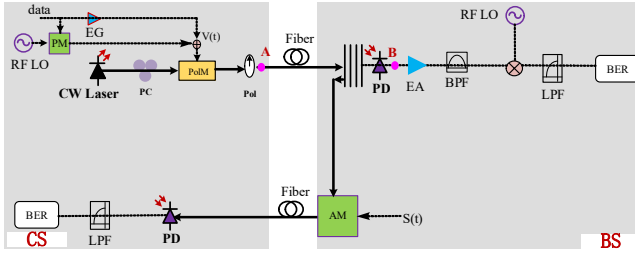


图1 基于PolM产生无码元走离效应的倍频微波ROF系统结构示意图

3 工作原理

设激光器产生的光载波表示为 $E_0(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t)$,其中 E_0 和 ω_0 分别为其幅度和角频率。设基带二进制数字信号表示为 $s(t) = \sum_n I_n g(t - nT)$,其中 $I_n \in \{0,1\}$ 为二进制序列, $g(t)$ 为码元波形函数, T 为码元周期。设电放大器(Electrical Amplifier, EA)增益为 $G=1.5$,PM的相位调制系数为 $3\pi/2$ 。

设加载到PolM上的射频驱动信号为式(1)所示:

$$V(t) = V_{\text{RF}} \cos\left[\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] + \frac{3}{2} s(t) \quad (1)$$

式中 V_{RF} 和 ω_{RF} 分别为RF驱动信号的幅值和角频率。

从激光器输出的光载波经过PC后注入到PolM中。设置于PolM前的PC方位角为 θ_1 ,则PolM输出的光信号可表示为式(2):

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = E_0 \exp(j\omega_0 t) \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \exp\left[jm \cos\left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t)\right) + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] \\ \sin \theta_1 \exp\left[jm \cos\left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t) + \pi\right) + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, ω_{RF} 为加载在PolM上的RF驱动信号的中

心角频率。

从PolM输出的信号进入Pol,设Pol的偏振角为 θ_2 ,则有PolM输出信号为式(3)所示:

$$\begin{aligned} E_{\text{PolM}} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & 0 \\ 0 & \sin \theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \\ &= E_0 \exp(j\omega_0 t) \\ &\quad \begin{bmatrix} \cos \theta_1 \cos \theta_2 \\ \exp\left[jm \cos\left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t)\right) + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] \\ + \sin \theta_1 \sin \theta_2 \\ \exp\left[jm \cos\left(\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t) + \pi\right) + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

当 $\theta_1 = -\frac{\pi}{4}, \theta_2 = \frac{\pi}{4}$ 时,式(3)变为式(4):

$$\begin{aligned} E_{\text{PolM}} &= \frac{1}{2} E_0 e^{j\left[\omega_0 t + m \cos\left[\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] + \frac{3\pi}{2} s(t)\right]} \\ &\quad - \frac{1}{2} E_0 e^{j\left[\omega_0 t + m \cos\left[\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t) + \pi\right] + \frac{3\pi}{2} s(t)\right]} \\ &= \frac{1}{2} E_0 e^{j\omega_0 t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left\{ j^n [1 - (-1)^n] J_n(m) \right\} \\ &\quad \left\{ e^{jn\left[\omega_{\text{RF}} t + \frac{3\pi}{2} s(t)\right] + j\frac{3\pi}{2} s(t)} \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $m = \frac{V_{\text{RF}}}{V_\pi} \pi$ 为PolM的调制指数, $J_n(m)$ 为贝

塞尔函数。

当 $m = 0.2$ 时,除了 ± 1 阶边带,其他边带的值很小,可忽略。忽略 $n=0$ 以及 $n>1$ 的高阶边带,则式(4)可简化为式(5):

$$E_{\text{out}}(0,t) = E_0 \left\{ \begin{aligned} &J_1(m) e^{j(\omega_0 t + \omega_{\text{RF}} t) + j3\pi s(t) + j\frac{\pi}{2}} \\ &+ J_{-1}(m) e^{j(\omega_0 t - \omega_{\text{RF}} t) - j\frac{\pi}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

从式(5)中可以看出,数据仅在 $+1$ 边带上被调制。

在背靠背(Back-To-Back, BTB)的情况下, ± 1 阶边带经PD拍频后,产生的2倍频微波信号可表示为式(6):

$$\begin{aligned} I(0,t) &= \Re \left| E_{\text{out}}(0,t) \right|^2 \\ &= 2\Re E_0^2 J_1^2(m) \left\{ 1 + \cos[2\omega_{\text{RF}} t + 3\pi s(t)] \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中 \Re 为PD的响应度。

在光纤传输的情况下,由于光纤色度色散的影响, ± 1 阶边带信号将会具有不同的群速度, ± 1 阶边带经光纤传输 z 距离后,输出信号表示为式(7):

$$\begin{aligned} E_{\text{out}}(z,t) &= e^{-\gamma z} E_0 J_1(m) e^{j[\omega_0 t + \omega_{\text{RF}} t - \beta(\omega_0 + \omega_{\text{RF}})z] + j3\pi s(t-t')} \\ &\quad + e^{-\gamma z} E_0 J_{-1}(m) e^{j[\omega_0 t - \omega_{\text{RF}} t - \beta(\omega_0 - \omega_{\text{RF}})z]} \end{aligned} \quad (7)$$

其中, γ 为光纤损耗系数, $t' = (\omega_0 + \omega_{\text{RF}})^{-1} \beta(\omega_0 + \omega_{\text{RF}})z$ 为码元时延, $\beta(\omega)$ 为光纤传输常数。在此忽略了光纤非线性的影响。

对比式(5)可以看出,经过光纤传输后的信号的频谱没有改变。

对式(7)中传播常数 $\beta(\omega_0 \pm \omega_{RF})$ 进行泰勒展开,忽略数值很小的 $\beta^{(n)}(\omega_0)(n>2)$ 项,得到式(8):

$$\beta(\omega_0 \pm \omega_{RF}) = \beta(\omega_0) \pm \omega_{RF} \beta'(\omega_0) + \frac{1}{2} \omega_{RF}^2 \beta''(\omega_0) \quad (8)$$

将式(8)代入式(7)中,PD输出的光电流表示为式(9):

$$\begin{aligned} I(z,t) &= \Re |E_{out}(z,t)|^2 \\ &= 2e^{-2\gamma z} \Re E_0^2 J_1^2(m) \\ &\quad \left\{ 1 + \cos \left[\begin{array}{l} 2\omega_{RF}t + \beta(\omega_0 + \omega_{RF})z \\ -\beta(\omega_0 - \omega_{RF})z - 3\pi S(t-t') \end{array} \right] \right\} \\ &= 2e^{-2\gamma z} \Re E_0^2 J_1^2(m) \\ &\quad \left\{ 1 + \cos \left[\begin{array}{l} 2\omega_{RF}t + 2\omega_{RF} \beta'(\omega_0)z \\ -3\pi S(t-t') \end{array} \right] \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

从式(9)可以看出,数据信号的码元除了受到光纤传输延时的影响外,并没有发生码元走离现象。

4 仿真实验

4.1 仿真参数设置

根据图1,采用光子模拟软件设计仿真实验系统。仿真实验中主要器件的参数设置如表1所示。

表1 仿真系统中主要器件的参数设置

器件	参数	数值
连续波激光器	频率	193.1THz
	线宽	10MHz
数据	速率	2.5Gbit/s
	RF-LO	频率
相位调制器	幅值	0.0636V
	调制常数	1.5π
电增益器	增益	1.5
PC	角度	-45°
Pol	角度	45°

4.2 仿真实验结果

图2为图1中A点的光谱图。从图2可见,除了 ± 1 阶边带以外,其他边带均被抑制; $+1$ 阶边带的峰值功率低于 -1 阶的峰值功率; -1 阶边带上没有调制数据信号,数据仅调制到 $+1$ 阶边带上。

图3为图1中B的频谱图,为从PD输出电信号的频谱图。从图3可见,从PD中产生了携带数据信号

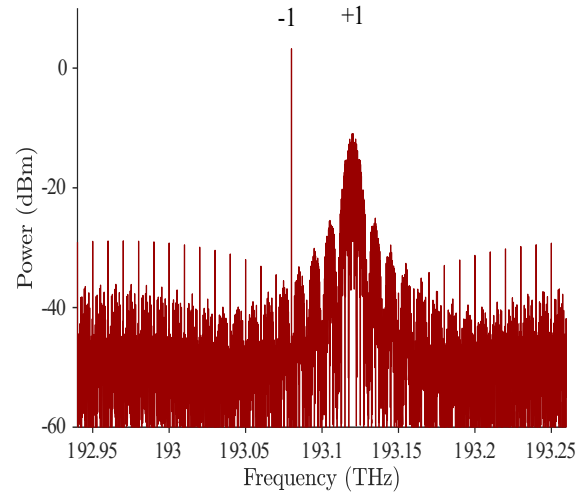


图2 图1中A点的光谱图

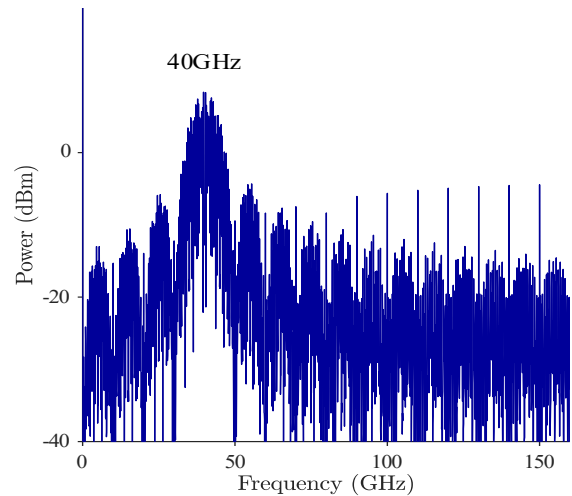


图3 图1中B点的光谱图

的2倍频毫米波信号。

为了与将数据信号直接调制到 ± 1 阶边带的常规OCS方法进行比较,在相同参数设置下也建立了基于OCS调制的2倍频毫米波的ROF仿真系统。

根据文献[30]可知,由于光纤色散导致码元走离效应,该效应导致眼图完全闭合的传输距离为 $z <$

$\frac{\eta \tau c}{\lambda_c^2 D f_{RF}}$ 。对于占空比 $\eta = 1$ 的非归零码, f_{RF} 为40 GHz,色散为 $D=16.75$ ps/nm/km,中心波长 λ 为1552.52 nm,数据速率为2.5 Gbps,即码元周期 $\tau = 0.4$ ns。将数据同时调制到 ± 1 阶边带上,眼图完全闭合的最大传输距离为73 km。

图4为常规OCS产生的 ± 1 阶边带的光谱图,图5为常规OCS产生的2倍频微波的频谱图。

图6为传统OCS系统中数据信号经光纤传输不同距离后的眼图。可以看出,随着传输距离的增加,码元

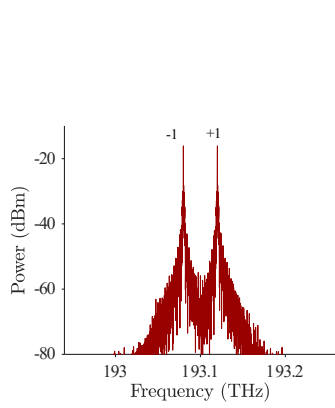


图4 常规OCS产生的±1阶边带的光谱图

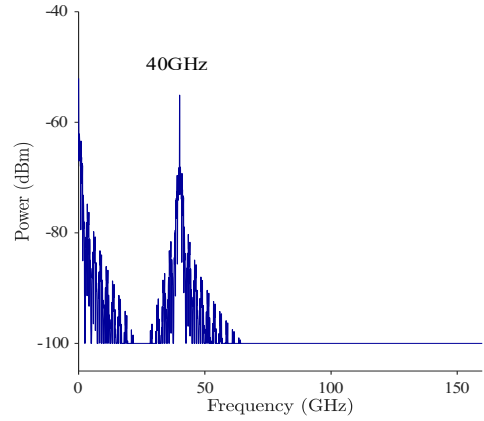
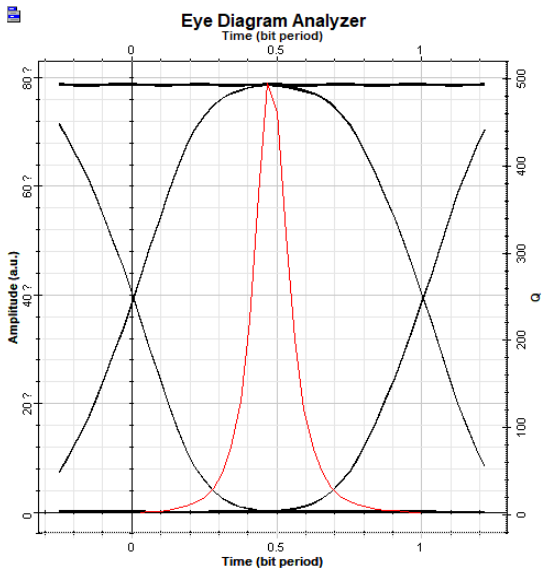
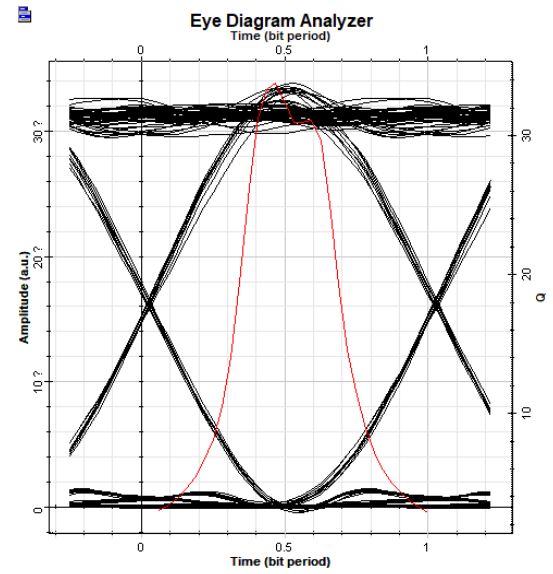


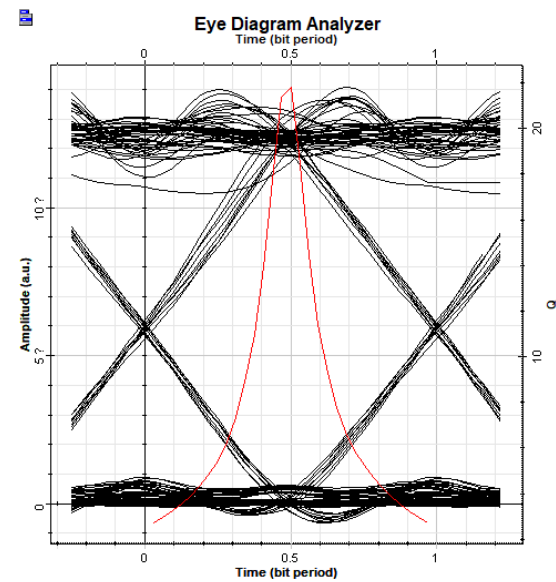
图5 常规OCS产生的2倍频微波的频谱图



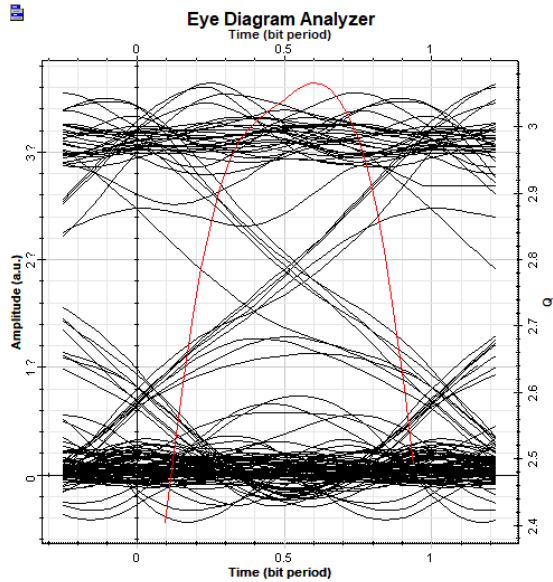
(a) BTB



(b) 20km



(c) 40km



(d) 73km

图6 传统OCS系统中不同传输距离的眼图

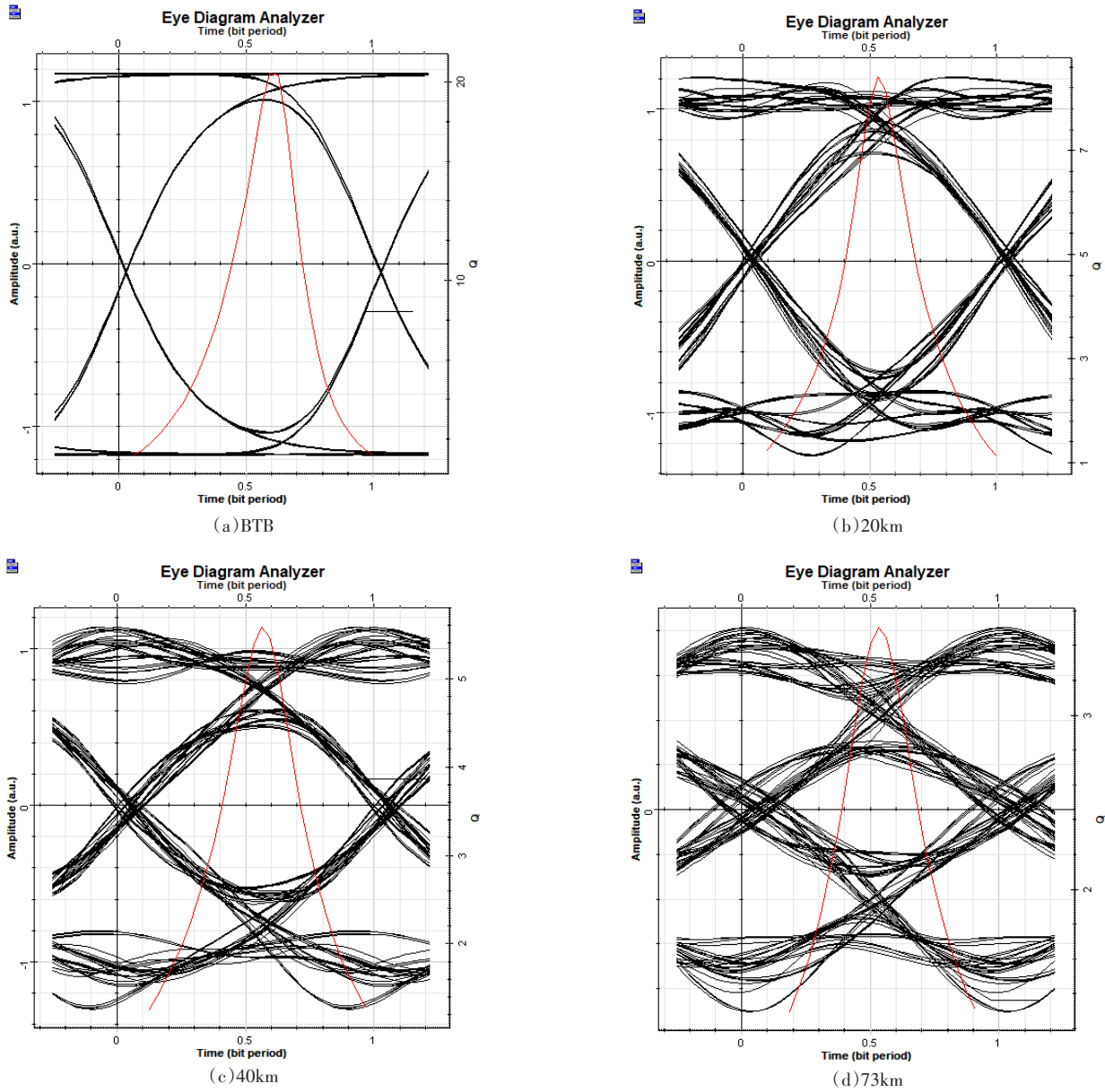


图7 本文设计的OCS系统中不同传输距离的眼图

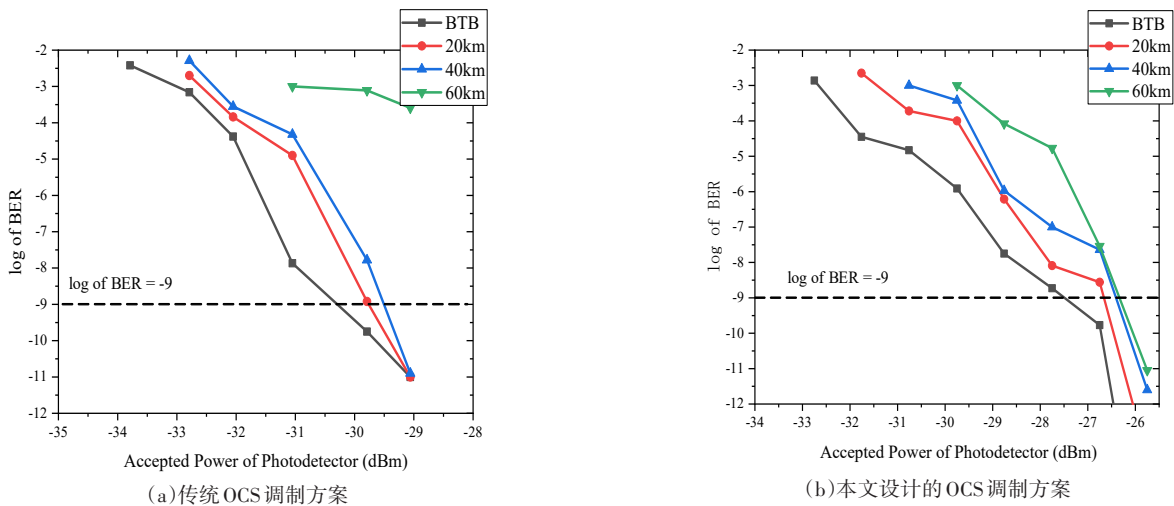


图8 BER与PD接收功率的关系曲线

宽度越来越窄,当距离为 73 km 时,码元走离现象严重,眼图几乎闭合。仿真得到的结果与理论分析一致。

图 7 为本文设计的系统中数据信号经光纤传输不同距离后的眼图。可以看出,随着传输距离的增加,码元宽度越来越窄,当距离为 73 km 时,码元走离现象不明显,传输至 100 km 时眼图仍良好。

图 8(a) 为传统 OCS 调制方案中, 2.5 Gbit/s 数据传输的误码率与传输距离的关系曲线图。从图 8(a) 可见,在满足 BER 为 10^{-9} 条件下,传输 20、40 km 后,功率代价分别为 0.7 dB 和 1 dB; 传输 60 km 后, BER 无法高于 10^{-9} 。

图 8(b) 为本文设计的方案中, 2.5 Gbit/s 数据传输的误码率与传输距离的关系曲线图。从图 8(b) 可以看出,在满足 BER 为 10^{-9} 条件下,在 20、40 和 60 km 传输后,功率代价分别为 1 dB、1.2 dB 和 1.22 dB。

图 9 为上行链路系统在不同传输距离的情况下的数据传输的 BER 与 PD 接收功率的关系曲线图。从图 9 可以看出, ROF 的上行链路中,当 BER 为 10^{-9} 时,在光纤传输距离为 20、40 和 60 km 后,功率代价分别为 0.5 dB、0.8 dB 和 1 dB。

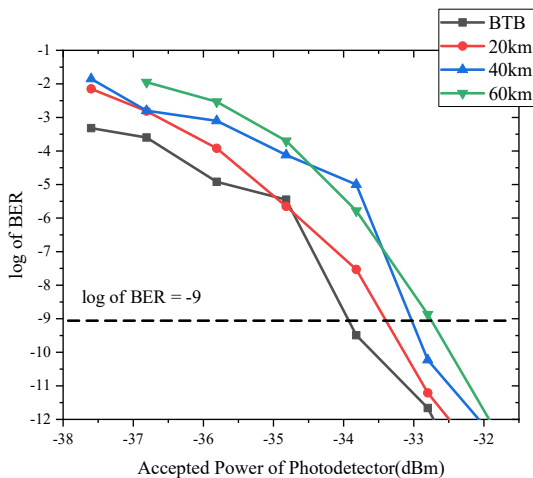


图 9 上行链路 BER 与 PD 接收功率的关系曲线

通信系统的 Q 值与 BER 具有确定的关系, BER 为 10^{-9} 对应的 Q 值为 6。图 10 为系统上行链路的 Q 值与光纤传输距离的关系。从图 10 可以看出,在 ROF 上行链路中,即使信号传输超过 50 km, Q 值仍满足大于 6 的数字传输系统要求。

5 非理性参数对系统传输性能的影响

上述理论分析和仿真是基于系统参数是理想的假设。然而,在实际系统中,影响误码率性能的主要因素为: RF 驱动信号的调相指数、数据信号的增益、

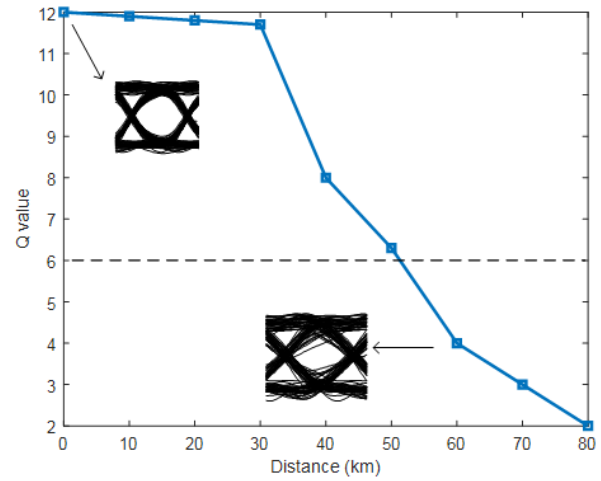


图 10 本文设计的 ROF 系统上行链路的 Q 值与光纤传输距离的关系

5.1 相位调制指数的影响

PM 的调相指数 P 在 $270^\circ \pm 30^\circ$ 范围内变化时, BER 与 P 的关系如图 11 所示。从图 11 可见,当 P 偏离设计值 270° 时, BER 迅速下降; P 在 $247^\circ \sim 295^\circ$ 范围变化时,满足 $Q > 6$ 的要求。

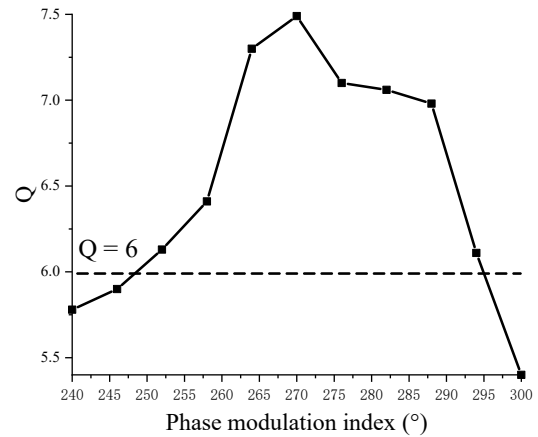


图 11 Q 值与 PM 的调制指数 P 的关系

5.2 电放大器增益的影响

EG 的增益系数 G 在 1.5 ± 1.5 范围内变化时, BER 与 G 的关系如图 12 所示。从图 12 可见,当 G 偏离设计值 1.5 时, BER 迅速下降; G 在 0~3 范围变化时,满足 $Q > 6$ 的要求。

5.3 FBG 的反射率的影响

在本文设计的 ROF 系统的基站中,利用 FBG 反射出部分 -1 阶边带的功率作为上行链路的光载波,

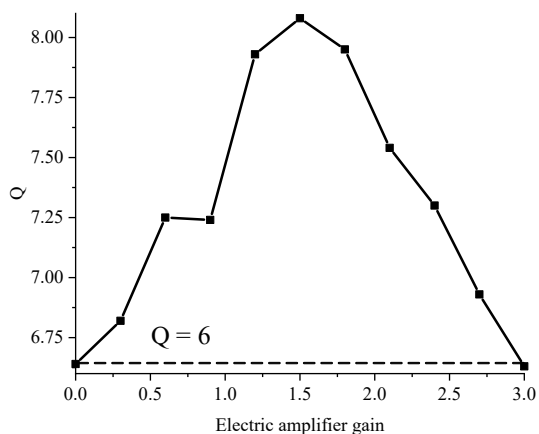


图12 由电增益器增益的偏差引起的误码率的变化

实现载波重用。FBG反射率的大小影响系统上下链路的性能。一般来说,系统的上行链路的性能随FBG反射率的增加而增加,系统的下行链路的性能随FBG反射率的增加而降低。因此,需要研究FBG反射率的选择,选择的标准是尽量使上下链路的BER同时达到最佳值。

系统设置FBG的反射率初始值为5%。本文在FBG反射率在 $5\% \pm 4\%$ 的范围内进行了扫参实验,得到了上下行链路 Q 值与FBG反射率的关系,如图13所示。从图13可见,下行链路的BER值在FBG反射率为5%时最小,随着反射率偏离5%,BER随反射率偏移量的增加而增加。上行链路的BER随FBG的反射率的增加而单调降低,在反射率大于4%时,能满足BER小于 10^{-9} 的要求。综合系统上下链路的BER与FBG反射率的关系,得到FBG的反射率为5%时上下链路的性能达到最佳值。

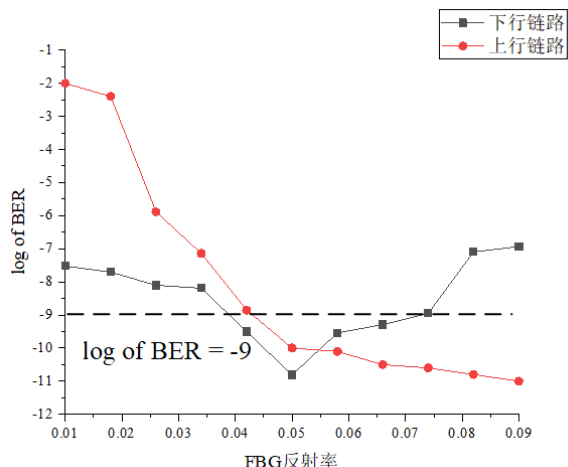


图13 系统上下链路的BER与FBG反射率的关系

根据上面对系统主要参数偏离理论值时对系统性能的影响,在系统的BER小于 10^{-9} 条件下,得到主要参数允许的变化范围,如表2所示。

表2 在BER小于 10^{-9} 条件下系统主要参数允许的变化范围

器件参数	参数偏移范围
相位调制指数	$247^\circ \sim 295^\circ$
电放大器的增益的影响	0~3
FBG的反射率的影响	4%~7.5%

6 讨论

(1)在双向ROF系统中,为了降低基站的成本,需要在基站中采用载波重用技术,也就是从ROF下行光信号中提出光信号做上行载波。

本文采用FBG反射部分没有携带数据的-1阶边带信号,用它来做上行链路的载波。这种方法会带来两个问题,一是FBG的反射的中心波长必须位于-1阶边带信号的波长上,这就限制了系统的调谐性;二是FBG反射出了部分-1阶边带功率,导致了 ± 1 阶边带的功率不平衡,降低了下行链路的 Q 值。为了解决上述问题,本文提出一种新颖的插入导频方法。该方法是在ROF的中心站,采用一个光分束器将光源发出的光载波分成两路,一路用于常规的ROF系统,另一路作为导频信号。在BS利用100%反射率的FBG将导频信号反射出来,作为上行链路的光载波,实现载波重用。引入插入导频方法可以克服本文采用的利用FBG反射出部分-1阶空闲边带做上行链路的光载波带来的问题,这是我们下一步计划研究的课题。

(2)由于本文设计的系统采用的是单光载波,其功率相对较低,因此本文中分析光信号在光纤中传输的时候没有考虑光纤的非线性效应。如果将本文设计的方法应用于在波分复用(Wavelength Division Multiplexing, WDM)ROF系统中,系统的传输功率会大大增加,这时就需要考虑光纤的非线性效应。

(3)在本文设计的方案中,通过适当设置PM的 P 值和EG的 G 值,实现了对-1阶边带数据信号的调制。这种方法可以扩展到基于外部调制器产生 $2n$ 倍频毫米波的ROF系统。在该系统中,利用外部调制器产生 $\pm n$ 阶的主边带信号,利用复合RF驱动信号作为外部调制器的驱动信号,实现了仅对 $+n$ (或 $-n$)阶边带的信号调制。复合RF驱动信号由两路信号复合而成,其中一路信号是数据信号通过PM,将数据调制到RF载波上而形成;另一路信号是数据信号经过一个EA放大而形成。

设PM的调相系数为 P ,EG的放大倍数为 G ,根据前面的分析可知,对于二进制数据信号, $\pm n$ 阶边带的幅度分别与 $e^{j[n\omega_{RF}t + nPs(t)] + jGs(t)/V_\pi}$ 和 $e^{j[-n\omega_{RF}t + nPs(t)] + jGs(t)/V_\pi}$

成正比。

如果将数据仅调制到 $+n$ 阶边带上,需要满足公式(10):

$$\begin{cases} nP + G/V_{\pi} = (2k + 1)\pi \\ -nP + G/V_{\pi} = 2k\pi \end{cases} \quad (10)$$

根据式(10),可以得到式(11):

$$G = (2k + 1/2)\pi V_{\pi}, \quad P = \pi/2n \quad (11)$$

如果将数据仅调制到 $-n$ 阶边带的数据,需要满足式(12):

$$\begin{cases} nP + G/V_{\pi} = 2k\pi \\ -nP + G/V_{\pi} = (2k + 1)\pi \end{cases} \quad (12)$$

根据式(12),我们可以得到式(13):

$$G = \pi\left(2k + \frac{1}{2}\right)V_{\pi}, \quad P = -\frac{\pi}{2n} \quad (13)$$

7 结论

本文提出了一种基于单个PoIM产生能够克服光纤色散导致的码元走离效应的倍频MMW ROF系统。在中心站,在无数据传输情况下,通过调节加载到PoIM上的RF驱动信号的幅值和初相,可使PoIM的输出信号为 ± 1 阶边带。在有数据传输的情况下,加载到PoIM的驱动信号为复合RF信号,该信号由两路信号合成,一路是利用数据信号通过PM调制RF驱动信号形成,另一路信号是数据信号经EA放大形成。通过调节PM的调相指数和EA的放大倍数,可实现下行数据仅调制到 $+1$ 阶边带上。在基站,首先通过FBG反射出部分 -1 阶边带的信号做上行载波,实现载波重用;透过FBG的 ± 1 阶边带在PD中拍频,产生携带下行数据信号的倍频毫米波信号。在BER为 10^{-9} 情况下,在20 km、40 km和60 km不同传输距离情况下,得到下行链路的功率代价分别为1 dB、1.2 dB和1.22 dB,上行链路的功率代价分别为0.5 dB、0.8 dB和1 dB。分析了PM的调制指数 P 和EA的放大倍数 G 偏离设计值时对BER的影响, P 在 $247^{\circ}\sim 295^{\circ}$ 范围变化时, G 在 $0\sim 3$ 范围变化时,满足 $Q>6$ 的要求。

本文设计的基于PoIM的倍频MMW ROF系统能够克服光纤色散导致的码元走离效应,极大地提高了光纤传输距离,在ROF系统中具有重要的应用前景。

参考文献 (References):

- [1] Yao J. Microwave photonic systems[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(20): 6595-6607.
- [2] Li K, Yu J. Photonics-aided terahertz-wave wireless communication[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(13): 4186-4195.
- [3] Duan F, Guo Y, Gu Z, et al. Optical beamforming networks for millimeter-wave wireless communications[J]. Applied Sciences, 2023, 13(14): 8346.
- [4] Asha D S. A comprehensive review of millimeter wave based radio over fiber for 5G front haul transmissions[J]. Indian Journal of Science and Technology, 2021, 14(1): 86-100.
- [5] Chen N, Okada M. Toward 6G internet of things and the convergence with RoF system[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 8(11): 8719-8733.
- [6] Dar A B, Ahmad F, Jha R K. Filterless 16-tupled optical millimeter-wave generation using cascaded parallel Mach-Zehnder modulators with extinction ratio tolerance [J]. Progress in Electromagnetics Research Letters, 2020, 91: 129-135.
- [7] Dar A B, Ahmad F. Optical millimeter-wave generation techniques: an overview[J]. Optik, 2022, 258: 168858.
- [8] Chen L, Pi Y, Wen H, 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.
- [9] Li X, Xiao J, Xu Y, et al. QPSK vector signal generation based on photonic heterodyne beating and optical carrier suppression[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(5): 1-6.
- [10] Wang C, Zhang Q, Wang W. Low-frequency wideband vibration energy harvesting by using frequency up-conversion and quin-stable nonlinearity [J]. Journal of Sound and Vibration, 2017, 399: 169-181.
- [11] Rani A, Kedia D. Mathematical analysis of 24-tupled mm-wave generation using cascaded MZMs with polarization multiplexing for RoF transmission[J]. Optical and Quantum Electronics, 2024, 56(2): 193.
- [12] Li W, Yao J. Investigation of photonic assisted microwave frequency multiplication based on external modulation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2010, 58(11): 3259-3268.
- [13] Wang T, Chen M, Chen H, et al. Millimetre-wave signal generation using FWM effect in SOA[J]. Electronics Letters, 2007, 43(1): 36-38.
- [14] Li W, Kong F, Yao J. Arbitrary microwave waveform generation based on a tunable optoelectronic oscillator[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(23): 3780-3786.
- [15] Dar A B, Ahmad F, Jha R K. Filterless optical millimeter-wave generation using cascaded-parallel Mach-Zehnder modulators with tunable frequency multiplication factor[J]. Optical and Quantum Electronics, 2021, 53: 1-15.
- [16] Abouelez A E. Photonic generation of millimeter-wave signal through frequency 12-tupling using two cascaded dual-parallel

- polarization modulators[J]. *Optical and Quantum Electronics*, 2020, 52: 1-20.
- [17] Chen X, Liu X, Dai S, et al. Generation of frequency 32-tupling millimeter-wave based on a dual-parallel polarization modulator[J]. *Applied Optics*, 2022, 61(1): 294-301.
- [18] Yu J, Jia Z, Yi L, et al. Optical millimeter-wave generation or up-conversion using external modulators [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 18(1): 265-267.
- [19] Griffin R A, Salgado H M, Lane P M, et al. System capacity for millimeter-wave radio-over-fiber distribution employing an optically supported PLL[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1999, 17(12): 2480.
- [20] Ma J, Yu C, Zhou Z, et al. Optical mm-wave generation by using external modulator based on optical carrier suppression[J]. *Optics Communications*, 2006, 268(1): 51-57.
- [21] Ma J, Yu J, Yu C, et al. Fiber dispersion influence on transmission of the optical millimeter-waves generated using LN-MZM intensity modulation [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2007, 25(11): 3244-3256.
- [22] Ma J, Yu J, Yu C, et al. The influence of fiber dispersion on the code form of the optical mm-wave signal generated by single sideband intensity-modulation [J]. *Optics Communications*, 2007, 271(2): 396-403.
- [23] Zhou M, Ma J. The influence of fiber dispersion on the transmission performance of a quadruple-frequency optical millimeter wave with two signal modulation formats [J]. *Optical Switching and Networking*, 2012, 9(4): 343-350.
- [24] CHEN L X, Huang C, Chen L. A modified scheme for optical millimeter-wave generation based on optical carrier suppression modulation[J]. *Laser Technology*, 2008, 32(6): 659-662.
- [25] Xie J L, Huang X G, Tao J. A full-duplex radio-over-fiber system based on a novel double-sideband modulation and frequency quadrupling[J]. *Optics Communications*, 2010, 283(6): 874-878.
- [26] Liu X, Liu Z, Li J, et al. Generation of optical carrier suppression millimeter-wave signal using one dual-parallel MZM to overcome chromatic dispersion[J]. *Optics Communications*, 2010, 283(16): 3129-3135.
- [27] Liang D, Jiang W, Tan Q, et al. A novel optical millimeter-wave signal generation approach to overcome chromatic dispersion[J]. *Optics Communications*, 2014, 320: 94-98.
- [28] Zhu Z, Zhao S, Yao Z, et al. Optical millimeter-wave signal generation by frequency quadrupling using one dual-drive Mach-Zehnder modulator to overcome chromatic dispersion[J]. *Optics Communications*, 2012, 285(13-14): 3021-3026.
- [29] Zhu Z, Zhao S, Yao Z, et al. A novel OCS millimeter-wave generation scheme with data carried only by one sideband and wavelength reuse for uplink connection[J]. *Optics & Laser Technology*, 2012, 44(8): 2366-2370.
- [30] Zhu Z, Zhao S, Li Y, et al. A radio-over-fiber system with frequency 12-tupling optical millimeter-wave generation to overcome chromatic dispersion[J]. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 2013, 49(11): 919-922.

编辑:赵志军