

DOI:10.16136/j.joel.2022.11.0134

基于双平行 MZM 调制器的矢量毫米波信号传输性能分析

孟 昭, 赵 峰*, 田晔瑶, 王 肖, 杨雄伟, 赵林仙

(西安邮电大学 电子工程学院, 陕西 西安 710121)

摘要:提出了一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(dual parallel Mach-Zehnder modulators, DP-MZM)的单边带矢量毫米波信号产生和传输方案,在MATLAB和VPI联合仿真环境下分析了90 GHz波段不同调制格式信号的产生和传输性能。仿真中,DP-MZM工作在光载波抑制(optical carrier suppression, OCS)模式时,小信号驱动的两个子调制器输出的单边带信号相互叠加后,无需使用滤波器,可以实现完全抑制中心载波的效果。结果表明:经过该系统传输后,各调制信号的误码率(bit error rate, BER)均可达到硬判决前向纠错(hard judgment forward error correction, HD-FEC)阈值。概率整形后正交幅度调制信号的误码性能明显优于均匀正交幅度调制信号,其中,7 bit/symbol 概率整形 256 阶正交幅度调制(probability shaping 256 quadrature amplitude modulation, PS-256QAM)信号经过系统传输后功率增益最为明显,经过 50 km 光纤传输后,提升了 2.94 dB 的功率增益。与目前存在的载波抑制毫米波产生方案相比,该系统结构相对简单,可调节度高,信号传输增益明显,因此具有一定的应用价值。

关键词:双平行马赫曾德尔调制器(DP-MZM);光载波抑制(OCS);概率整形高阶正交幅度调制(PS-MQAM);误码率(BER)

中图分类号:O436 文献标识码:A 文章编号:1005-0086(2022)11-1183-09

Analysis of vector millimeter wave signal transmission performance based on dual parallel MZM modulators

MENG Zhao, ZHAO Feng*, TIAN Bingyao, WANG Xiao, YANG Xiongwei, ZHAO Linxian
(School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, Shaanxi, China)

Abstract: A scheme of single sideband vector millimeter wave signal generation and transmission based on double parallel Mach-Zehnder modulators (DP-MZM) is proposed. Under the joint simulation environment of MATLAB and VPI, the generation and transmission performance of different modulation formats in 90 GHz band are analyzed. In the simulation, when the DP-MZM works in the optical carrier suppression (OCS) mode, the single sideband signals of the two submodulators driven by small signal superimpose each other without the use of filters, the center carrier can be completely suppressed. The results show that the bit error rate (BER) of each modulation signal can reach the hard decision forward error correction (HD-FEC) threshold. The error performance of the quadrature amplitude modulation signal after probability shaping is obviously better than that of the uniform quadrature amplitude modulation signal, and the power gain of the 7 bit/symbol probability shaping 256 quadrature amplitude modulation (PS-256QAM) signal after systematic transmission is the most obvious, the power gain of 2.94 dB is increased after transmission of 50 km optical fibers. Compared with the existing schemes of carrier suppression millimeter wave, the system has the advantages of simple structure, high adjustability and obvi-

* E-mail: hfengzhao@xupt.edu.cn

收稿日期: 2022-03-06 修订日期: 2022-05-08

基金项目: 国家自然科学基金(61875164)和陕西省创新能力支撑计划(2021TD-09)资助项目

ous signal transmission gain, so it has certain application value.

Key words: double parallel Mach-Zehnder modulators (DP-MZM); optical carrier suppression (OCS); probability shaping multiple quadrature amplitude modulation (PS-MQAM); bit error rate (BER)

1 引言

毫米波具有带宽宽、波束窄、传播受大气影响小以及易于小型化等优点,被广泛应用到天文学、医疗、交通、安检等行业中^[1,2]。研究发现,光载无线毫米波通信能极大地增强无线通信系统的带宽、抗干扰能力^[3-6]。目前,产生毫米波的方法主要有:外差拍频法、直接调制法、外部调制器法等^[7-11]。其中,外部调制器法相比于直接调制法,能够克服直接调制激光器带宽的限制以及噪声的影响,相比于外差拍频方案能有效降低外差拍频信号间的相位噪声,产生频率更为稳定的毫米波,因此可以适应长距离的传输。近几年,利用外部调制器法产生毫米波的诸多方案中,抑制中心载波的单边带毫米波生成方案受到了更广泛的关注^[12]。因为不携带信息的载波分量会占据部分功率,经过拍频后产生的高功率谐波分量,会严重影响毫米波信号传输的有效性和可靠性。LI等在文献[13]中提出基于同相/正交(in-phase quadrature, IQ)调制器抑制载波单边带信号的产生方案。该方案在数字域,利用数字信号处理(digital signal processing, DSP)方法生成单边带射频(radio frequency, RF)信号和未调制数字载波(虚载波),随后经过IQ调制器,实现了抑制中心载波单边带毫米波信号的生成。但受到数模转换器(digital to analog converter, DAC)带宽限制,因此,高频率的毫米波信号会受到滤波效应发生损耗。为弥补上述方案的缺点,文献[14]提出了基于强度调制器(intensity modulator, IM)与IQ调制器级联的方案。该方案中,IQ调制器前级联了一个由射频源驱动并且工作在光载波抑制(optical carrier suppression, OCS)模式下的IM,在抑制中心载波边带的同时,提高了输出光载波的频率,降低了对DAC带宽的要求,从而产生更高频率的毫米波信号。但因使用光电调制器的个数较多,增加了系统的成本和复杂度。针对上述系统存在的问题,文献[15]提出了基于IM和单推挽式马赫-曾德尔调制器级联的抑制载波单边带毫米波生成方案,该方案使用一个马赫-曾德尔调制器(Mach-Zehnder modulator, MZM)替换了结构复杂的IQ调制器,不仅简化了系统结构,节约了成本,也减小了由于IQ调制器偏置过多引入的不稳定性和调节难度。然而,在接收端除拍频得到的矢量毫米

波信号外,还伴随高功率的谐波或杂波分量,影响信号传输的有效性和可靠性。针对上述缺陷,本文提出一种基于双平行马赫-曾德尔调制器(dual parallel Mach-Zehnder modulators, DP-MZM)的抑制载波单边带毫米波产生的方案。其中,DP-MZM的子调制器MZM1的上下臂由经过希尔伯特变换后中心频率为 $-f_{s1}$ 的RF单边带信号驱动,子调制器MZM2的上下臂由一个频率为 f_{s2} 的射频源信号经过倍频器后产生的频率为 $2f_{s2}$ 的二倍频信号驱动。设并联的MZM1和MZM2均工作在正交点(orthogonal point, QTP),控制主偏置电压产生 180° 的相移,两路单边带光载波信号相互叠加后,不使用光学滤波器就可以抵消中心载波。该方案中,由于DP-MZM的两个输出单边带载波信号 $f_c - f_{s1}$ 和 $f_c + 2f_{s2}$ 的功率较大,因此可以忽略其他频率分量对毫米波信号产生的影响。此外,通过改变射频源生成信号的频率,可以在接收端得到不同频率的矢量毫米波信号。相比于其他抑制载波毫米波的生成方案,该系统具有成本低,结构简单,谐波分量少等特点,因此具有一定的经济实用价值。

2 系统原理

图1为矢量毫米波生成原理图。虚线框中,发送信号由MATLAB仿真实现,一定长度的伪随机二进制序列(pseudorandom binary sequence, PRBS)转换为矢量符号数据后,经过正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)矢量映射、上采样、希尔伯特上变频之后生成频率为 f_{s1} 的MZM1 RF驱动信号,如图1(a)所示。图1(b)为射频源信号二倍频后产生频率为 $2f_{s2}$ 的MZM2上下臂驱动信号。设DP-MZM偏置在最小传输点,即控制相位调制器(phase modulator, PM)相位偏移为 π 时,可以抑制掉中心载波,光谱如图1(e)所示。

在发射端,外腔激光器(external cavity laser, ECL)为信号的传输提供了连续光波(continuous wave, CW),可表示为:

$$E_{in}(t) = E_c e^{2\pi f_c t}, \quad (1)$$

式中, E_c 和 f_c 分别表示光载波的幅度和中心频率。设耦合器Y分支具有3 dB理想特性,随后将上下两路光载波发射到并联的两个子调制器中,采用负频率为 $-f_{s1}$ 和正频率为 $2f_{s2}$ 的矢量信号 $u_{RF1}(t)$ 和 $u_{RF2}(t)$ 分别作为MZM1和MZM2的RF驱动,其中,

RF 驱动 $u_{\text{RF1}}(t)$ 的实部和虚部分别控制 MZM1 的上支路和下支路,用下式表示为:

$$\begin{aligned} u_{\text{RF1}}(t) &= v_{\text{RF1}} \cdot A_1 \cdot \cos(-2\pi \cdot f_{s1}t + \varphi_1), \\ u_{\text{RF12}}(t) &= v_{\text{RF1}} \cdot A_1 \cdot \cos(-2\pi \cdot f_{s1}t + \varphi_1 + \Delta\varphi), \end{aligned} \quad (2)$$

式中, v_{RF1} 为 MZM1 的 RF 驱动电压, A_1 和 φ_1 分别表示基带 RF 信号的幅度和初始相位, $\Delta\varphi$ 则表示上下臂 RF 驱动信号的相位差, $\Delta\varphi$ 为 $-\pi/2$ 。设 V_{DC11} 和 V_{DC12} 为 MZM1 的上下臂直流偏置电压, 当 MZM1 工作在正交偏置点时, V_{DC11} 为 $v_{\pi1}/2$, V_{DC12} 为 0, 其中 $v_{\pi1}$ 为调制器 MZM1 的半波电压。调制器 MZM1 的输出光场强度可表示为:

$$E_{\text{out1}}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[e^{j\pi \frac{V_{\text{DC11}} + u_{\text{RF1}}(t)}{v_{\pi1}}} + e^{-j\pi \frac{V_{\text{DC12}} + u_{\text{RF12}}(t)}{v_{\pi1}}} \right]. \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)中, 设 $\beta_1 = \pi \cdot v_{\text{RF1}}/v_{\pi1}$ 为 MZM1 的调制深度, $\phi_1 = \pi \cdot V_{\text{DC11}}/v_{\pi1}$, $\phi_2 = \pi \cdot V_{\text{DC12}}/v_{\pi1}$, 分别为上臂和下臂直流偏置引入的初始相位, 通过化简 $E_{\text{out1}}(t)$ 可表示为:

$$E_{\text{out1}}(t) =$$

$$\frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[e^{j\phi_1} + j\beta_1 A_1 \cos(-2\pi \cdot f_{s1}t + \varphi_1) + e^{-j\phi_2} - j\beta_1 A_1 \cos(-2\pi \cdot f_{s1}t + \varphi_1 + \Delta\varphi) \right]. \quad (4)$$

考虑到小信号调制, 即 $\beta_1 \ll 1$, 高阶贝塞尔函数可以忽略。使用雅可比-安格尔恒等式后, 式(4)可以进一步化简为:

$$E_{\text{out1}}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[\sqrt{2} e^{j\frac{\pi}{4}} J_0(\beta_1 A_1) - 2J_1(\beta_1 A_1) \cdot e^{j(-2\pi \cdot f_{s1}t + \varphi_1)} \right]. \quad (5)$$

将式(1)代入式(5), 最终, MZM1 的输出可表示为:

$$E_{\text{out1}}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[\sqrt{2} J_0(\beta_1 A_1) \cdot e^{j(2\pi \cdot f_c t + \frac{\pi}{4})} - 2J_1(\beta_1 A_1) \cdot e^{j[2\pi(f_c - f_{s1})t + \varphi_1]} \right]. \quad (6)$$

根据式(6)得出, 小信号条件下, 忽略高阶边带后, RF 信号 $u_{\text{RF1}}(t)$ 驱动 MZM1 后输出的光信号有频率为 f_c 的中心载波和频率为 $f_c - f_{s1}$ 的一阶边带。

另外 $u_{\text{RF2}}(t)$ 作为 MZM2 的上下臂 RF 驱动信号, 可用下式表示为:

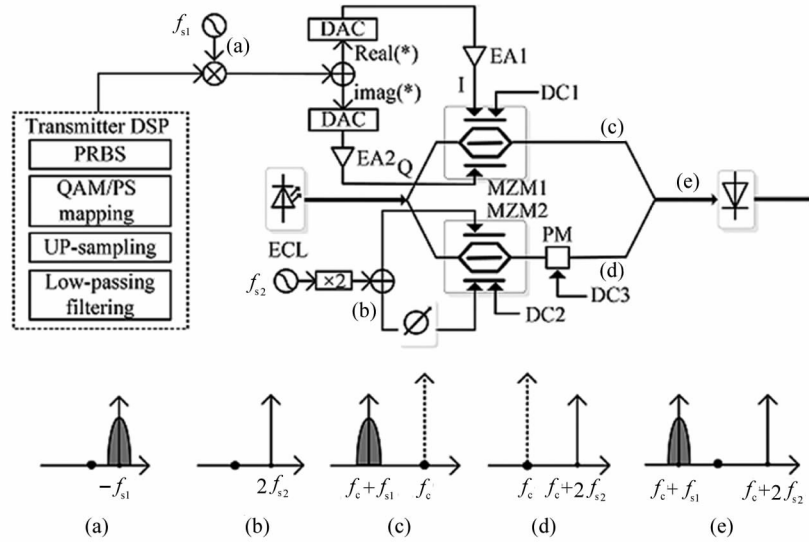


图 1 矢量毫米波生成原理图

Fig. 1 Schematic diagram of vector millimeter wave generation

$$\begin{aligned} u_{\text{RF21}}(t) &= v_{\text{RF2}} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{s2}t) \\ u_{\text{RF22}}(t) &= v_{\text{RF2}} \cdot \cos(2\pi \cdot 2f_{s2}t + \varphi), \end{aligned} \quad (7)$$

式中, v_{RF2} 为 MZM2 驱动信号的 RF 电压, φ 为 MZM2 上下臂驱动信号之间的相位差, 即 φ 为 $-\pi/2$ 。MZM2 输出光场强可用下式表示为:

$$E_{\text{out2}}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[e^{j\pi \frac{V_{\text{DC21}} + u_{\text{RF21}}(t)}{v_{\pi2}}} + e^{-j\pi \frac{V_{\text{DC22}} + u_{\text{RF22}}(t)}{v_{\pi2}}} \right]. \quad (8)$$

将式(7)代入式(8)中, 设 $\beta_2 = \pi \cdot v_{\text{RF2}}/v_{\pi2}$, $\gamma_{21} = \pi \cdot V_{\text{DC21}}/v_{\pi2}$, $\gamma_{22} = \pi \cdot V_{\text{DC22}}/v_{\pi2}$ 分别为 MZM2 的调制深度及直流偏置引入的初始相位。通过化简, $E_{\text{out2}}(t)$ 可用下式表示为:

$$E_{\text{out2}}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[e^{j\gamma_{21} + j\beta_2 \cos(4\pi \cdot f_{s2}t)} + e^{-j\gamma_{22} - j\beta_2 \sin(4\pi \cdot f_{s2}t)} \right]. \quad (9)$$

由于小信号调制情况下 $\beta_2 \ll 1$, 忽略高阶贝塞尔

函数可以得到:

$$E_{\text{out}2}(t) = \frac{1}{4} E_{\text{in}}(t) \left[\sqrt{2} e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot J_0(\beta_2) - 2J_1(\beta_2) \cdot e^{j4\pi f_{s2}t} \right]. \quad (10)$$

代入式(1)后, $E_{\text{out}2}(t)$ 可表示为:

$$E_{\text{out}2}(t) = \frac{1}{4} E_c \left[\sqrt{2} J_0(\beta_2) \cdot e^{j(2\pi f_c t + \frac{\pi}{4})} - 2J_1(\beta_2) \cdot e^{j2\pi(f_c + 2f_{s2})t} \right]. \quad (11)$$

从式(11)可以看出,忽略高阶贝塞尔函数后, MZM2 输出的光信号有频率为 f_c 的中心载波和频率为 $f_c + 2f_{s2}$ 的一阶边带。

当 DP-MZM 工作在最小偏置点时,上下两路子调制器输出信号间存在 π 的相移,可抑制掉中心载波,因此,DP-MZM 的输出信号可用 $E_{\text{DP-MZM}}$ 表示为:

$$E_{\text{DP-MZM}}(t) = \frac{1}{2} E_c J_1(\beta_2) \cdot e^{j2\pi(f_c + 2f_{s2})t} - \frac{1}{2} E_c J_1(\beta_1 A_1) \cdot e^{j[2\pi(f_c - f_{s1})t + \varphi_1]}. \quad (12)$$

从式(12)可以看出,产生的低阶边带有两个,频率分别为 $f_c + 2f_{s2}$ 和 $f_c - f_{s1}$ 。随后将光信号送入光电探测器(photoelectric detector, PD) 中进行光电转换,得到的电信号为:

$$i_{\text{PD}}(t) = R \cdot E_{\text{DP-MZM}}(t) \cdot E_{\text{DP-MZM}}^*(t), \quad (13)$$

式中, R 为 PD 的转换因子,式(13)可展开表示为:

$$i_{\text{PD}}(t) = R \cdot$$

$$\left\{ \frac{1}{4} E_c^2 \cdot J_1^2(\beta_2) + \frac{1}{4} E_c^2 \cdot J_1^2(\beta_1 A_1) - \frac{1}{2} E_c^2 \cdot J_1^2(\beta_2) \cdot J_1(\beta_1 A_1) \cdot \cos(2\pi(2f_{s2} + f_{s1})t - \varphi_1) \right\}, \quad (14)$$

式中,第一项和第二项为一阶直流分量,第三项为所需的倍频分量信号,可以看出经过 PD 转换之后得到的倍频毫米波信号频率为 $2f_{s2} + f_{s1}$ 。

3 系统仿真与结果

图 2 为系统仿真原理图。如图所示,发送端 ECL 发射一定波长的连续相干光,随后分别入射到 MZM1 和 MZM2 中。设置两个子调制器参数,使其均工作在正交偏置点(相关参数设置详见表 1 所示)。采用频率为 -30 GHz 的概率整形高阶正交幅度调制(probability shaping multiple quadrature amplitude modulation, PS-MQAM)信号作为 MZM1 的驱动信号,并设驱动电压 $v_{\text{RF}1}$ 为 0.3 V,再根据表 1 设置 MZM1 相关参数,得到图 3(a)所示的输出光谱图。由于 MZM2 的上下臂由一个高频未调制载波驱动,使用单个射频源无法生成该频段载波信号,因此需在其后级联一个倍频器,将产生频率为 f_{s2} 的 RF 信号倍频为 $2f_{s2}$ 的 RF 信号。

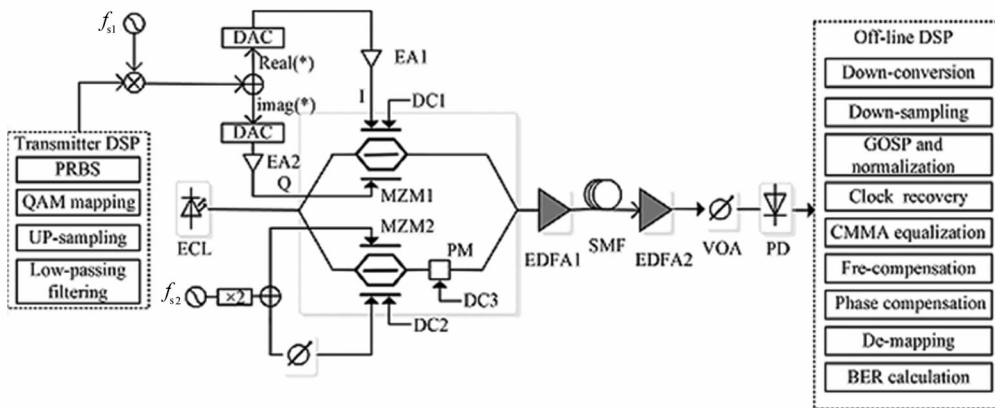


图 2 系统仿真原理图

Fig. 2 Schematic diagram of system simulation

考虑到实际电光调制器带宽的限制,选取频率为 60 GHz 的二倍频信号作为 MZM2 的驱动信号,设置驱动信号电压 $u_{\text{RF}2}(t)$,且控制上下臂相位差为 $-\pi/2$,设置 MZM2 相关参数,得到如图 3(b)所示的 MZM2 输出信号光谱图。随后设 PM 相移为 π ,两个子调制器输出的光载波相互叠加后生成抑制中心载

波的不同频双边带信号,如图 3(c)所示。采用掺铒光纤放大器(erbium doped fiber amplifier, EDFA)将 DP-MZM 输出光信号的功率提升至 0 dBm,并分别经过背靠背(back to back, BTB)和 120 km 光纤传输。由于经过长距离光纤传输会造成大量的功率损耗,因此在单模光纤(single mode fiber, SMF)后增加

了另一个 EDFA 来补偿光纤传输带来的功率损耗。图 3(d)为 BTB 条件下,经过 PD 拍频生成的电信号频谱图。从图中可以看出,除 90 GHz 拍频信号外,由于电光调制器边带抑制较低,导致 30 GHz 和 60 GHz 处出现携带信息的信号。在后续的仿真中,选择 90 GHz 的矢量毫米波信号进行离线的 DSP。离线 DSP 主要包括:下变频、下采样、时钟恢复、级联多模算法、频偏估计、相位估计和误码率 (bit error rate, BER) 计算等。

图 4(a)和(b)表示入 PD 功率为 -18 dBm 时,均匀 16 阶正交幅度调制 (uniform 16 quadrature amplitude modulation, Uni-16QAM) 经过 BTB 和 120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。图 4(c)和 (d) 表示入 PD 功率为 -18 dBm 时,符号熵为 3.7 bit/symbol 的概率整形 16 阶正交幅度调制

(probability shaping 16 quadrature amplitude modulation, PS-16QAM) 信号经过 BTB 和 120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。图 4(e)和 (f) 表示入 PD 功率为 -18 dBm 时,符号熵为 3.5 bit/symbol 的 PS-16QAM 信号经过 BTB 和 120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。可以看出图 4(e)和 (f) 的星座图最清晰,因此可以验证 3.5 bit/symbol 的 PS-16QAM 信号的性能最好。

图 5 给出 90 GHz 载频处, PS-16 QAM ($H_x = 3.7$ bit/symbol, 3.5 bit/symbol) 和 Uni-16QAM 信号经过 BTB 和 120 km 光纤传输系统后的入 PD 功率与 BER 关系曲线图。考虑到经过概率整形后信号符号熵会降低,为保证信号间的可比性,通过改变概率整形信号的波特率,使两者的净比特速率均保持一致。如图所示,在该入 PD 功率条件下,经过

表 1 仿真系统关键器件参数表
Tab. 1 Parameters of key components of the simulation system

Device	Parameters
ECL	Emission frequency=193.1×10 ¹² Hz; Line-width=1×10 ⁵ Hz; Average power=0.03 W
MZM1	Insertion loss=4.5 dB; Extinction ratio=22 dB
MZM2	Half-wave voltage=6 V
EDFA	Noise figure=4.0 dB
SMF	Attenuation=0.2×10 ⁻³ dB/m; Dispersion=16×10 ⁻⁶ s/m ³
PD	Responsivity=0.9 A/W

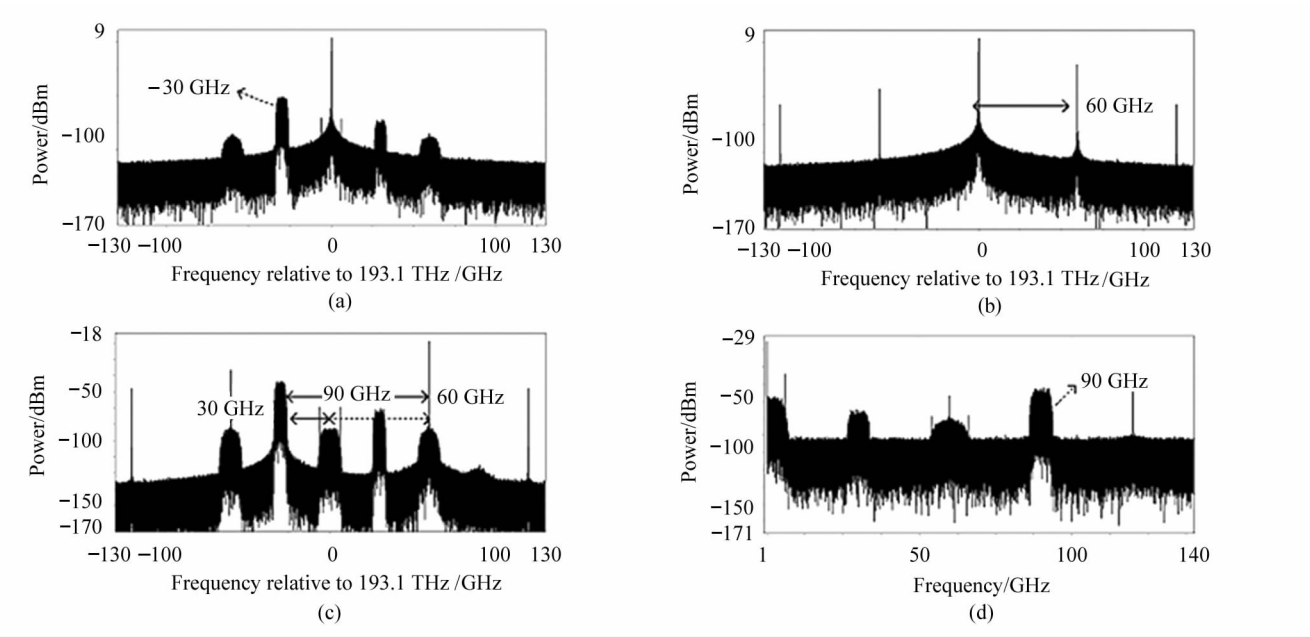


图 3 矢量毫米波信号的光谱和电谱:(a) MZM1 输出光谱;(b) MZM2 输出光谱;(c) DP-MZM 输出光谱;
(d) 经过 BTB 传输后产生的 90 GHz 的毫米波电谱

Fig. 3 Spectral and electrical spectrum of vector millimeter wave signal: (a) MZM1 output spectrum;
(b) MZM2 output spectrum; (c) DP-MZM output spectrum;
(d) 90 GHz millimeter wave electrical spectrum after back to back transmission

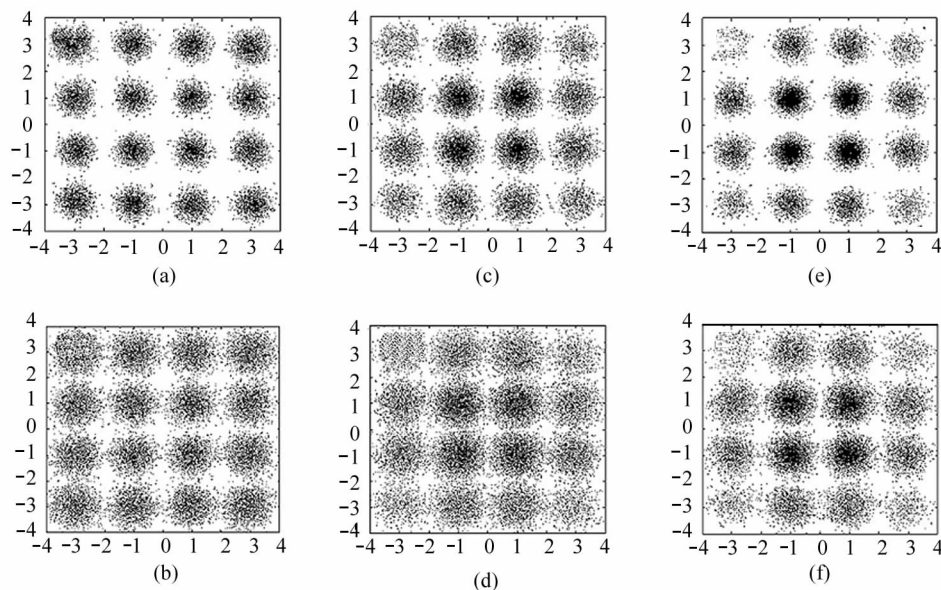


图4 Uni-16QAM和PS-16QAM信号恢复星座图(−18 dBm): (a)、(b) Uni-16QAM, BTB和120 km 光纤传输;
(c)、(d) 符号熵 3.7 bit/symbol PS-16QAM, BTB和120 km 光纤传输;
(e)、(f) 符号熵 3.5 bit/symbol PS-16QAM, BTB和120 km 光纤传输

Fig. 4 Diagram of Uni-16QAM and PS-16QAM signal recovery constellation (−18 dBm):

(a), (b) Uni-16QAM, BTB and 120 km fiber transmission;
(c), (d) Symbol entropy 3.7 bit/symbol PS-16QAM, BTB and 120 km fiber transmission;
(e), (f) Symbol entropy 3.5 bit/symbol PS-16QAM, BTB and 120 km fiber transmission

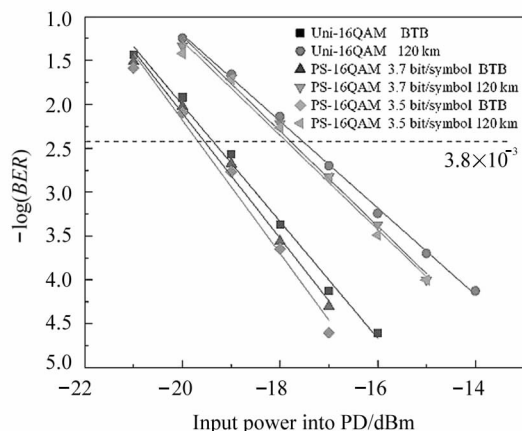


图5 Uni-16QAM和PS-16QAM信号BER曲线图

Fig. 5 Bit error rate curves of Uni-16QAM and PS-16QAM signals

BTB传输后信号的BER明显小于120 km 光纤传输后的BER, PS-16QAM信号的抗误码性能总是优于Uni-16QAM信号, 并且随着符号熵的减小, 信号误码性能呈上升趋势。

图6(a)和(b)表示入PD功率为−16 dBm时, 均匀64阶正交幅度调制(uniform 64 quadrature am-

plitude modulation, Uni-64QAM)信号经过BTB和120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。图6(c)和(d)表示入PD功率为−16 dBm时, 符号熵为5.8 bit/symbol的概率整形64阶正交幅度调制(probability shaping 64 quadrature amplitude modulation, PS-64QAM)信号经过BTB和120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。图6(e)和(f)表示入PD功率为−16 dBm时, 符号熵为5.47 bit/symbol的PS-64QAM信号经过BTB和120 km 光纤传输后接收端恢复信号的星座图。可以看出图6(e)和(f)的星座图最清晰, 因此可以验证5.47 bit/symbol的PS-64QAM信号的性能最好。

图7为90 GHz载频处, PS-64QAM($H_x = 5.8$ bit/symbol, 5.47 bit/symbol)和Uni-64QAM信号经过BTB和120 km 光纤传输系统后的入PD功率与BER关系曲线图。如图所示, 在该入PD功率条件下, 经过BTB传输后信号的BER明显小于120 km 光纤传输后的BER, PS-64QAM信号的抗误码性能总是优于Uni-64QAM信号。在BTB系统中, 符号熵为5.47 bit/symbol的PS-64QAM信号在−18.9 dBm达到硬判决前向纠错(hard judgment for-

ward error correction, HD-FEC) 阈值, 相比 Uni-64QAM 信号约有 1.8 dB 的增益; 符号熵为 5.8 bit/symbol 的 PS-64QAM 信号在 -18.22 dBm 达到 HD-FEC 阈值, 相比 Uni-64QAM 信号约有 1.14 dB 的增益。在 SMF 传输系统中, 符号熵为 5.47 bit/symbol 的 PS-64QAM 在 -16.6 dBm 左右达到 HD-FEC 阈值, 比 Uni-64QAM 约有 2.64 dB 的增益; 符号熵为 5.8 bit/symbol 的 PS-64QAM 在 -15.89 dBm 左右达到 HD-FEC 阈值, 比 Uni-64

QAM 约有 1.95 dB 的增益。
图 8 为 90 GHz 载频处, 概率整形 256 阶正交幅度调制 (probability shaping 256 quadrature amplitude modulation, PS-256QAM) ($H_x=7.5$ bit/symbol, 7 bit/symbol) 和均匀 256 阶正交幅度调制 (uniform 256 quadrature amplitude modulation, Uni-256QAM) 信号经过 BTB 和 50 km 光纤传输后的 BER 曲线图。
由于 256QAM 信号发送功率较大, 因此在系统

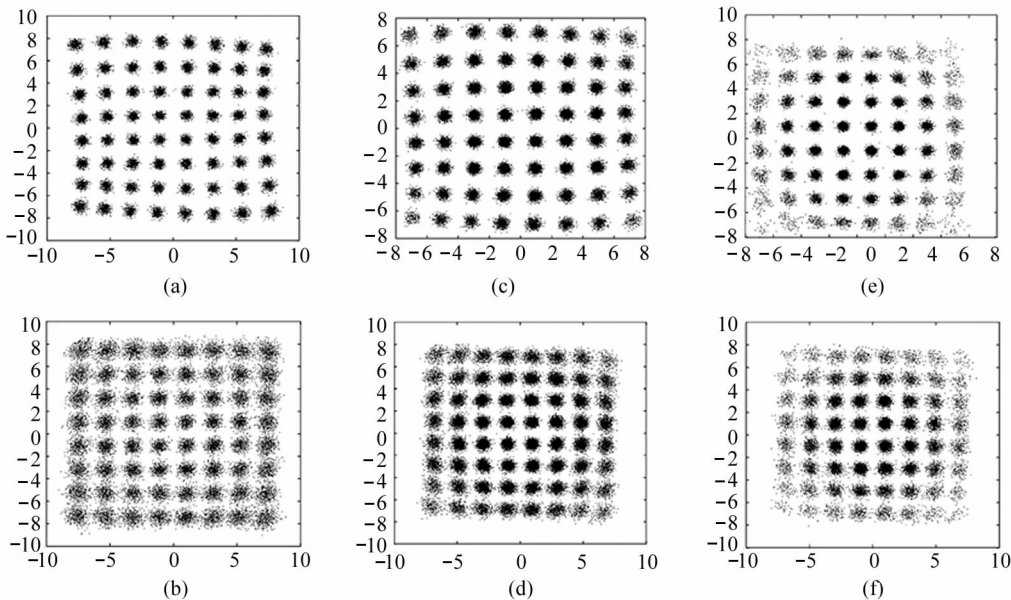


图 6 Uni-64QAM 和 PS-64QAM 信号恢复星座图 (-16 dBm): (a)、(b) Uni-64QAM, BTB 和 120 km 光纤传输; (c)、(d) 符号熵 5.8 bit/symbol PS-64QAM, BTB 和 120 km 光纤传输; (e)、(f) 符号熵 5.47 bit/symbol PS-64QAM, BTB 和 120 km 光纤传输

Fig. 6 Diagram of Uni-64QAM and PS-64QAM signal recovery constellation (-16 dBm):

(a), (b) Uni-64QAM, BTB and 120 km fiber transmission; (c), (d) Symbol entropy 5.8 bit/symbol PS-64QAM, BTB and 120 km fiber transmission; (e), (f) Symbol entropy 5.47 bit/symbol PS-64QAM, BTB and 120 km fiber transmission

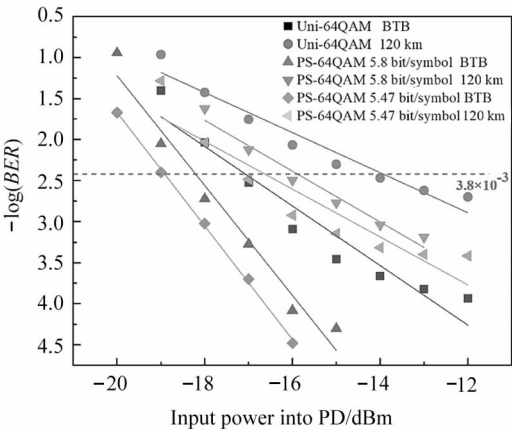


图 7 Uni-64QAM 和 PS-64QAM 信号 BER 曲线图
Fig. 7 Bit error rate curves of Uni-64QAM and PS-64QAM signals

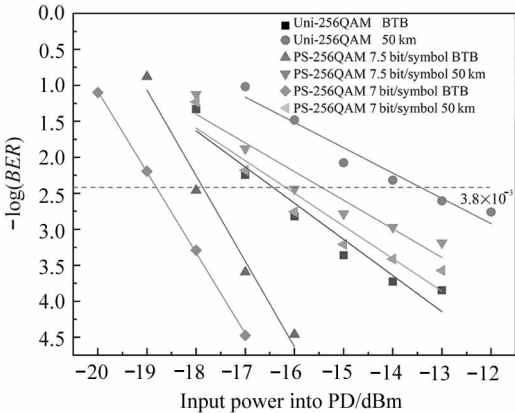


图 8 Uni-256QAM 和 PS-256QAM 信号 BER 曲线图
Fig. 8 Bit error rate curves of Uni-256QAM and PS-256QAM signals

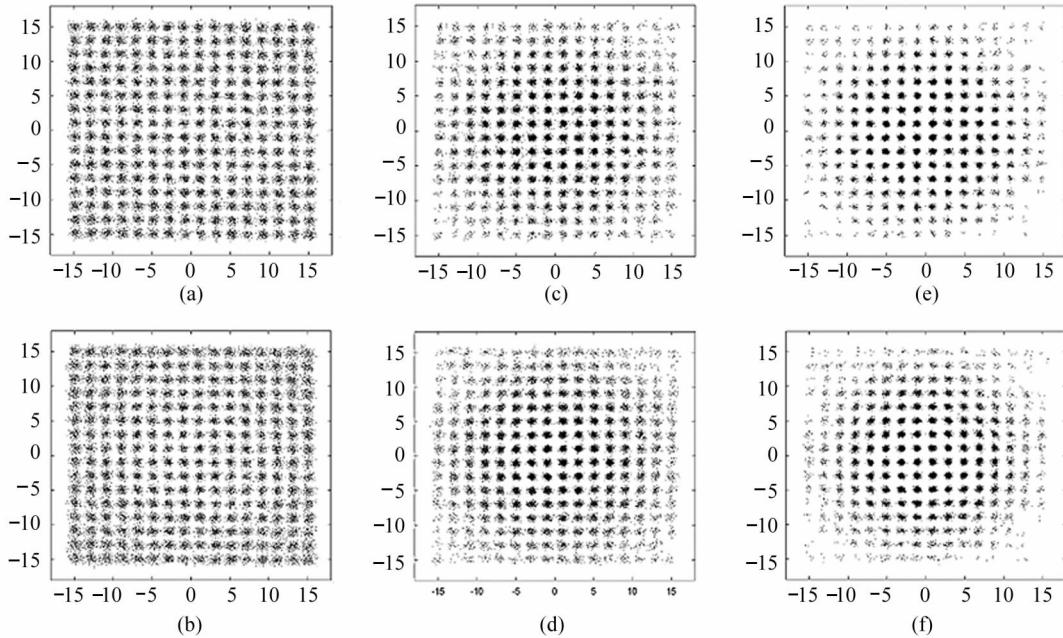


图9 Uni-256QAM和PS-256QAM信号恢复星座图(−15 dBm):(a)、(b) Uni-256QAM,BTB和120 km光纤传输;(c)、(d)符号熵7.5 bit/symbol PS-256QAM,BTB和120 km光纤传输;(e)、(f)符号熵7 bit/symbol PS-256QAM,BTB和120 km光纤传输

Fig. 9 Diagram of Uni-256QAM and PS-256QAM signal recovery constellation (−15 dBm):(a),(b) Uni-256QAM,BTB and 120 km fiber transmission;(c),(d) Symbol entropy 7.5 bit/symbol PS-256QAM,BTB and 120 km fiber transmission;(e),(f) Symbol entropy 7 bit/symbol PS-256QAM, BTB and 120 km fiber transmission

传输时,60 GHz二阶边带分量增加,从而对拍频后毫米波信号产生严重干扰,无法正确恢复出256QAM信号。图6也展示出64QAM信号经过系统传输后受噪声干扰星座图发生了明显扭曲。为改善这一问题,在保证一阶边带功率的同时,使用−32 GHz的MZM1驱动信号和58 GHz未调制载波相互叠加,避开二阶边带对毫米波信号产生的影响。在BTB系统中,符号熵为7 bit/symbol的PS-256QAM信号在−18.79 dBm时达到HD-FEC阈值,相比Uni-256QAM信号约有2.12 dB的增益;符号熵为7.5 bit/symbol的PS-256QAM信号在−18.04 dBm达到HD-FEC阈值,相比Uni-256QAM信号约有1.37 dB的增益。在SMF传输系统中,符号熵为7 bit/symbol的PS-256QAM信号在−16.57 dBm达到HD-FEC阈值,相比Uni-256QAM信号约有2.94 dB的增益;符号熵为7.5 bit/symbol的PS-256QAM信号在−16.03 dBm达到HD-FEC阈值,相比Uni-256QAM信号约有2.37 dB的增益。比较图9中各星座图发现,入PD功率为−15 dBm时,符号熵为7 bit/symbol的PS-256QAM信号的星座图更加清晰,可以看出7 bit/symbol PS-256QAM信号的

抗误码性能明显优于Uni-256QAM信号,相比于7.5 bit/symbol PS-256QAM具有更高的功率增益。

4 结论

分析了基于DP-MZM不同频率矢量毫米波信号的产生与传输方案。当DP-MZM工作在OCS模式时,无需使用光学滤波器,经过两个子调制器的输出信号相互叠加后可抵消中心载波。仿真结果表明,在净比特速率相同条件下,PS-MQAM驱动信号经过BTB、120 km SMF系统传输后的BER性能均优于Uni-MQAM驱动信号,并且BER均能达到HD-FEC阈值。对比发现,PS-256QAM信号比PS-16QAM和PS-64QAM信号具有更高的功率增益。与目前存在的载波抑制毫米波产生方案相比,该系统的结构相对简单,可调节度高,信号传输增益明显。本文主要研究了单载波信号在光纤链路中的传播,未来研究可以进行信号复用,偏振复用,OFDM技术,结合无线信道来探究系统的传输特性;也可通过结合机器学习与深度学习,改善信号恢复部分离线DSP算法的效果。

参考文献:

- [1] LIU B, JIANG L, MAO Y Y, et al. Probabilistic shaping coding modulation technology[J]. Journal of Nanjing University of Information Technology (Natural Science Edition), 2020, 12(1): 118-126.
刘博, 姜蕾, 毛雅亚, 等. 概率整形编码调制技术[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2020, 12(1): 118-126.
- [2] LI W P, KONG M, SHI J T, et al. Generation of multiple path wireless and wireline signals based on single optical modulator [J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40 (19): 1906001.
李韦萍, 孔森, 石俊婷, 等. 基于单个光调制器产生多路无线和有线信号[J]. 光学学报, 2020, 40(19): 1906001.
- [3] WANG D F, XI L X, TANG X F, et al. Photonic filterless scheme to generate V-band OFDM vector mm-wave signal without precoding[J]. Optics Communications, 2020, 466: 125663.
- [4] WU X Y, LIU B, ZHANG L J, et al. Probabilistic shaping design based on reduced-exponentiation subset indexing and honeycomb-structured constellation optimization for 5G fronthaul network[J]. IEEE Access, 2019, 7: 141395-141403.
- [5] ZHANG S L, YAMAN F. Constellation design with geometric and probabilistic shaping[J]. Optics Communications, 2018, 409: 7-12.
- [6] PENG J X. Research on advanced modulation/demodulation and probabilistic constellation shaping for beyond-100 G optical transmission[D]. Wuhan: Wuhan University of Posts and Telecommunications, 2020: 48-54.
彭家昕. 超 100 G 光传输高级调制解调和概率星座整形技术研究[D]. 武汉: 武汉邮电大学, 2020: 48-54.
- [7] ZHANG W J. Non-uniform high-order modulation format in optical fiber transmission system[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019: 18-25.
张文静. 非均匀的高阶调制格式在光纤传输系统中的应用[D]. 成都: 电子科技大学, 2019: 18-25.
- [8] LI W P, KONG M, YU J J. Generation of PDM-16QAM radio frequency signal based on a polarization multiplexing optical modulator[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40 (23): 2306002.
李韦萍, 孔森, 余建军. 基于偏振复用光调制器产生 PDM-16QAM 射频信号[J]. 光学学报, 2020, 40 (23): 2306002.
- [9] KONG M, WANG K, DING J, et al. 640-Gbps/carrier WDM transmission over 6,400 km based on PS-16QAM at 106 Gbaud employing advanced DSP [J]. Journal of Light-wave Technology, 2020, 39(1): 55-63.
- [10] LI W P, KONG M, SHI J T, et al. Multiple radio frequency operation based on a modulator for ROF system[J]. Chinese Journal of Lasers, 2020, 47(11): 1106002.
李韦萍, 孔森, 石俊婷, 等. ROF 系统中基于单个调制器的多射频操作[J]. 中国激光, 2020, 47(11): 1106002.
- [11] JIANG C P, ZHAO F, WEI Y, et al. Performance analysis of a multi-band vector millimeter wave signal probability shaping[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2021, 58 (21): 2106002.
姜长鹏, 赵峰, 魏怡, 等. 一种多波段矢量毫米波信号概率整形性能分析[J]. 激光与光电子学进展, 2021, 58 (21): 2106002.
- [12] DING J J, ZHANG J, WEI Y Y, et al. Comparison of geometrically shaped 32-QAM and probabilistically shaped 32-QAM in a bandwidth- limited IM-DD system[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(16): 4352-4358.
- [13] LI X, XU Y, YU J. Single-sideband W-band photonic vector millimeter-wave signal generation by one single I/Q modulator[J]. Optics Letters, 2016, 41(18): 4162-4165.
- [14] LI L J, ZHAO F, YU J. D-band millimeter wave generation and transmission through radio-over-fiber system[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(2): 1-8.
- [15] LI J L, ZHAO F, YU J J, et al. D-band vector signal generation based on OCS and SSB without an optical filter[J]. Optics Communications, 2020, 464: 125520.

作者简介:

赵峰 (1979—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要从事宽带光纤传输技术, 光子辅助毫米波, 太赫兹通信技术, 光与无线融合通信技术方面的研究。