

# 激光与光电子学进展

## 一种矢量毫米波信号的几何成形性能分析

刘君, 赵峰\*, 孟佳欣, 魏怡, 姜长鹏, 王凡允

西安邮电大学电子工程学院, 陕西 西安 710121

**摘要** 基于单个推挽调制器产生矢量毫米波信号的光路方案, 结合几何成形技术, 研究了 8PSK/GS-8PSK 和 8QAM/GS-8QAM 调制格式下 8/16-Gbaud 80 GHz 的矢量毫米波信号的传输性能。结果表明, 与传统调制格式相比, 几何成形后的信号在背靠背和光纤传输条件下的误码率与光功率均有明显的改善, 8-Gbaud GS-8PSK 信号经过 150 km 光纤传输后, 光功率约有 1 dBm 的提升; 16-Gbaud GS-8QAM 调制信号经过背靠背和 80 km 光纤传输后, 光功率约有 0.5 dBm 的改善。

**关键词** 光通信; 矢量毫米波; 几何成形; 互信息; 推挽调制器; 单边带调制

中图分类号 TN928

文献标志码 A

doi: 10.3788/LOP202158.2306004

## Analysis of Geometric Shaping Performance of a Vector Millimeter Wave Signal

Liu Jun, Zhao Feng\*, Meng Jiaxin, Wei Yi, Jiang Changpeng, Wang Fanyun

*School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications,  
Shaanxi, Xi'an 710121, China*

**Abstract** Photonic-aided millimeter-wave communication combines the advantages of optical fiber and wireless communications, and it has several applications in the next generation of wireless access network systems. Geometric shaping (GS) technology can effectively overcome the signal damage caused by the transmission channel's nonlinear effect through optimising the Euclidean distance between the constellations and can effectively improve system transmission capacity and spectrum efficiency without increasing the system hardware costs. The transmission performance of 8/16-Gbaud 80-GHz vector millimeter-wave signal in the modulation formats of 8PSK/GS-8PSK and 8QAM/GS-8QAM is studied using an optical link scheme that uses a single push-pull modulator to generate vector millimeter-wave signal, combined with GS technology. The results show that when compared with traditional modulation formats, the geometrically shaped signal has a considerable improvement in the bit error rate and optical power under back-to-back and optical fiber transmission conditions. After transmitting an 8-Gbaud GS-8PSK signal through 150 km optical fiber, the optical power is increased by approximately 1 dBm; after transmitting a 16-Gbaud GS-8QAM modulated signal through back-to-back and 80 km optical fiber, the optical power is increased by approximately 0.5 dBm.

**Key words** optical communications; vector millimeter wave; geometric shaping; mutual information; push-pull modulator; single-side-band modulation

**OCIS codes** 060.4510; 060.4080; 060.2360

收稿日期: 2021-02-01; 修回日期: 2021-03-27; 录用日期: 2021-04-09

基金项目: 国家自然科学基金(61875164)

通信作者: hfengzhao@xupt.edu.cn

## 1 引言

随着 5G 通信、云计算、人工智能和大数据等高新技术的快速发展,人们对于具有大容量、低时延和高频谱利用率的通信系统的需求日益增长,光子辅助矢量毫米波信号的产生不仅具有高频谱效率和低功率损耗的优点<sup>[1-4]</sup>,还可以利用光电混合提供较高的调制指数,有效地克服了电子设备的带宽瓶颈,提高了接收机的灵敏度<sup>[5-8]</sup>。如何保持毫米波通信技术优点和链路简便性的同时,又提高通信系统的容量和频谱效率,并传输高质量的信号,受到广泛关注。

常规通信系统一般采用传统的正交幅度调制(QAM)格式进行传输<sup>[9-12]</sup>,由于传统 QAM 的调制格式与香农极限的容量存在着很大的差距,当调制格式为高斯分布时,这个差距可以通过整形增益来缩短。很多专家学者对此进行了研究,其中几何成形(GS)技术成为研究的热点之一<sup>[13-17]</sup>。GS 技术与编码映射、欧氏距离和信道特性等因素有关,通过改变其星座点的分布在有限维度内来接近香农极限。Zhang 等<sup>[18]</sup>研究了利用广义成对优化算法对二维和四维空间中不同形状的 8QAM 信号进行了 GS 优化,但只模拟了背靠背的性能。Li 等<sup>[19]</sup>提出并验证了基于单个相位调制器生成 W 波段矢量毫米波信号的方案,但需要采用预编码技术,使传统调制格式信号以倍频的方式产生 W 波段矢量毫米波信号。Qu 等<sup>[16]</sup>分析了几何和概率两种整形方式的增益并经过光纤传输,得出了 GS 优化后的信号整形增益更大的结论,利用迭代极量化方法实现 GS,该系统是利用相位调制器和 IQ 调制器集成的偏振复用系统,成本较高。由上述分析可知,GS 技术和毫米波传输技术得到了广泛的研究,但在光子辅助毫米波甚至太赫兹通信系统中,如何利用 GS 技术提升其传输性能需要进一步研究。

利用 GS 技术对 8 相移键控(8PSK)、星形 8QAM 和圆形 16QAM 三种调制格式进行星座整形,并与传统的调制格式在高斯信道中的互信息(MI)性能进行了数值比较,Zhao 等<sup>[5]</sup>介绍了一种利用单个推挽调制器生成非对称单边带 W 波段矢量毫米波信号的光纤承载射频传输系统,采用外部光调制和单边带(SSB)调制获得较为稳定的光载波且能够有效克服光纤中的走离效应,同时降低器件的带宽要求,该方案结合 GS 技术,可以同时利用两者

的优势,进一步有效地提升通信系统的传输容量和传输性能。

## 2 原理分析

### 2.1 几何成形原理

几何成形技术通过调整  $N$  维空间中星座点的位置,利用非均匀间隔的星座点来获得更大的最小欧氏距离,从而获得更大的整形增益,使系统容量可以更加向信道的香农极限靠近,达到更高的可实现信息速率(AIR)。最小欧式距离反映了信号抗噪声的能力,其值越大,系统抗干扰能力越强。

2009 年,Moore 等<sup>[20]</sup>提出了成对优化(PO)算法,首先需要最小化符号错误率(SER),再找到最佳比特映射,最后再最小化误码率(BER)。对于大小为  $M$  的二维星座,符号表示为  $s_i (i=1, 2, \dots, M)$ ,均匀分布星座的符号发送概率相等为  $p(s_i) = 1/M$ ,对应的比特映射用  $\beta_i (i=1, 2, \dots, M)$  表示。在二维空间中的星座点需要满足两个限制条件:矢量和  $\sum_{i=1}^M p_i s_i = 0$ 、总能量为  $\sum_{i=1}^M p_i \|s_i\|^2 = E_M$ ,即复平面中所有星座点的坐标矢量和为零且总能量的和为定值。由于星座点为均匀分布且发送概率相等,令  $p(s_i) = 1$ ,限制条件可以化简为  $\sum_{i=1}^M s_i = 0$  和  $\sum_{i=1}^M \|s_i\|^2 = E_M$ 。则对于任意一对点  $(s_i, s_j)$  的相关约束可以写为

$$s_i = -b - s_j, \quad (1)$$

$$\left\| s_j + \frac{b}{2} \right\|^2 = \frac{E_M - d}{2} - \frac{\|b\|^2}{4}, \quad (2)$$

式中,  $b = \sum_{k=1, k \neq i, k \neq j}^M s_k$ ,  $d = \sum_{k=1, k \neq i, k \neq j}^M \|s_k\|^2$ 。SER 的上界可以表示如下

$$P(\epsilon_{ij}) = Q \left( \frac{\|s_i - s_j\|}{\sqrt{4N_0/N}} + \frac{\sqrt{4N_0/N} \ln \frac{p_i}{p_j}}{\|s_i - s_j\|} \right), \quad (3)$$

式中:  $N_0$  为二维空间中高斯噪声的方差;  $N$  为空间维度,这里取  $N=2$ ;  $Q(x)$  为高斯  $Q$  函数;  $p_i = p_j = 1$ 。故(3)式可表示为

$$P(\epsilon_{ij}) = Q \left( \frac{\|s_i - s_j\|}{\sqrt{4N_0/N}} \right). \quad (4)$$

将最小化 SER 和寻找最佳比特映射合并成一个简单的优化目标,即在给定比特映射和信噪比(SNR)的情况下使 BER 最小化<sup>[18]</sup>。用汉明距离

$h(\beta_i, \beta_j)$  表示  $\beta_i$  和  $\beta_j$  之间不同的比特数, GS 调制无法保证所有相邻星座点之间的不同比特数都达到最小, 但是可以尽量减少汉明距离, 使相距距离最小且容易出错的星座点之间的不同比特数更少。因此, SER 转换为 BER 后的最小化目标函数可以表示为

$$\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1, j \neq i}^M h(\beta_i, \beta_j) \cdot p(\epsilon_{ij}) \quad (5)$$

由上述过程可知, GS 可以通过优化每对点的欧氏距离来改变星座点在星座图平面中的位置分布, 从而达到星座整形的目的。其迭代过程总结如下:

(1) 首先选择均匀分布且满足零均值限制和平均功率限制的常规星座作为初始星座;

(2) 在给定的信噪比和比特映射下, 将  $M$  个星座点以成对的方式选取(其他点保持不变)一对点, 通过(1)式和(2)式计算其约束曲线;

(3) 通过(4)式和(5)式寻找约束曲线上使目标函数最小化的最佳星座点位置;

(4) 重复步骤 2 和步骤 3, 直到遍历完所有的符号对, 星座的几何分布趋于稳定。

## 2.2 基于几何成形的矢量毫米波信号产生

图 1 为基于单个推挽调制器经单边带调制产生矢量毫米波信号的系统原理图。基带调制部分, 如图 1(a) 所示, 用一定长度的伪随机二进制序列(PRBS)作为待发送的信号, 经过贝塞尔滤波器后的信号频谱如图 1(a1)所示, 在下边带  $f_{s2}$  处对初始信号进行调制, 将原始二进制数据转换成符号后用于 8PSK、GS-8PSK 等映射, 产生的单边带矢量信号频谱如图 1(a2)所示, 在上边带  $f_{s1}$  处产生一个未调制的单载波信号, 图 1(a3)为上边带信号频谱图, 将上下边带的信号结合产生如图 1(a4)的信号频谱, 最后生成的基带矢量信号可表示为<sup>[5]</sup>

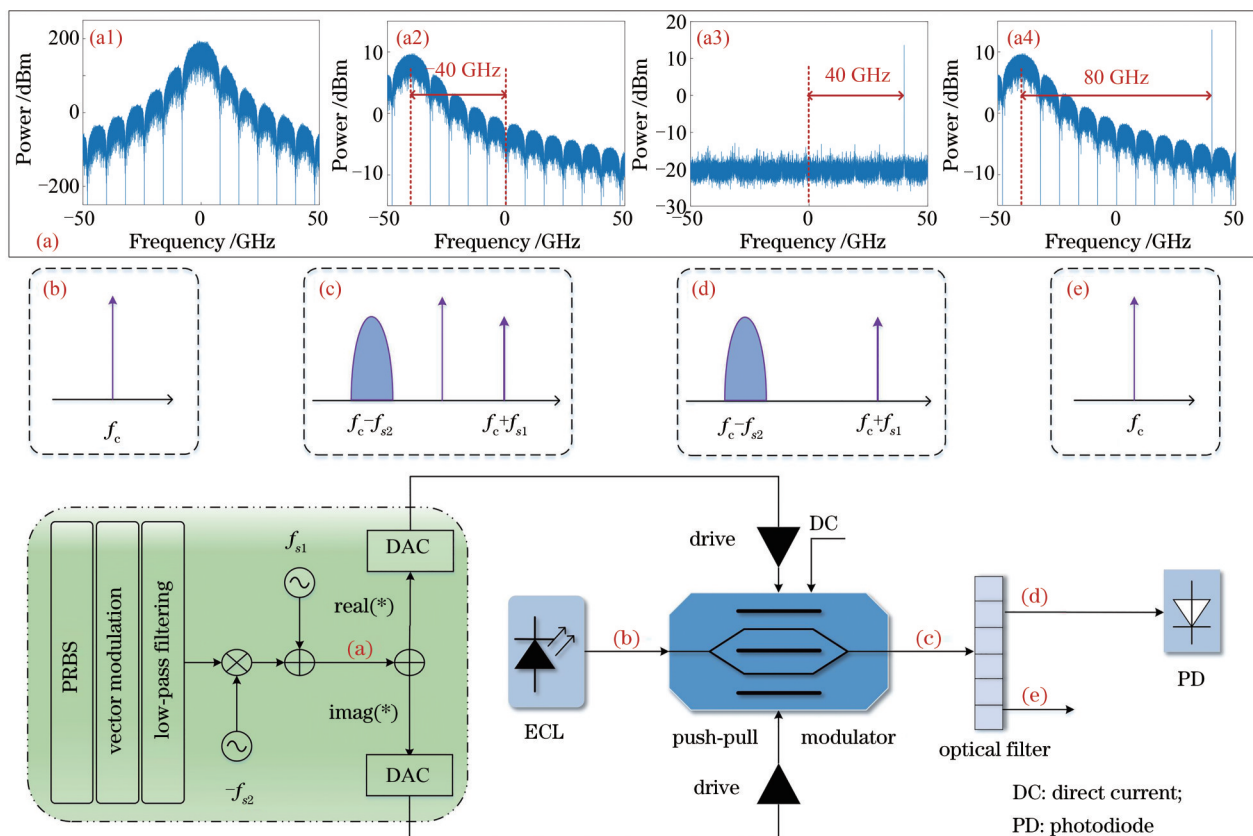


图 1 基于推挽调制器产生矢量毫米波信号原理图。(a)基带信号频谱图;(b)ECL 发射信号的简化光谱;(c)推挽调制器输出信号的简化光谱;(d)光滤波器输出信号的简化光谱;(e)光滤波器抑制的载波信号

Fig. 1 Schematic of vector mm-wave signal generation based on push-pull modulator. (a) Baseband signal spectrum diagram; (b) simplified optical spectra detected after ECL; (c) simplified optical spectra detected after push-pull modulator; (d) simplified optical spectra detected after optical filter; (e) carrier signal suppressed by optical filter

$$D = A \exp(j2\pi f_{s1}t) + B \exp(-j2\pi f_{s2}t), \quad (6)$$

式中:  $D$  表示调制后的复射频信号;  $f_{s1}$  和  $f_{s2}$  为两个载波的中心频率;  $A$  为直流电压值;  $B$  为基带中矢量调制信号(8PSK、GS-8PSK等)。

将其分为实部和虚部两路信号, 分别通过数模转换器(DAC)进行数模转换, 再经过放大后驱动推挽调制器。如图 1(b)所示, 一个连续光波从中心频

率为  $f_c$ 、振幅为  $E_0$  的外腔激光器(ECL)发出, 入射到推挽调制器的电场强度随时间的变化可表示为

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j2\pi f_c t), \quad (7)$$

光波经过推挽调制器与基带信号调制后的简化波形如图 1(c)所示, 产生了一个具有中心载波并且上下边带为不同调制的光信号, 此时光输出功率为

$$\begin{aligned} E_{out}(t) &= E_{in}(t) \cdot \left\{ R \left\{ \text{Re}(D) + [-j\text{Im}(D)] \right\} + P_0 \right\} = \\ &= E_{in}(t) \cdot \left\{ R \left\{ \begin{aligned} &A \cos(2\pi f_{s1}t) + B \cos(2\pi f_{s2}t) - \\ &j[A \sin(2\pi f_{s1}t) - B \sin(2\pi f_{s2}t)] \end{aligned} \right\} + P_0 \right\} = \\ &= E_{in}(t) \cdot \left\{ R \left\{ \begin{aligned} &A[\cos(2\pi f_{s1}t) - j\sin(2\pi f_{s1}t)] + \\ &B[\cos(2\pi f_{s2}t) + j\sin(2\pi f_{s2}t)] \end{aligned} \right\} + P_0 \right\} = \\ &= E_{in}(t) \cdot \left\{ R \left[ A \exp(-j2\pi f_{s1}t) + B \exp(j2\pi f_{s2}t) \right] + P_0 \right\} = \\ &= RE_0 A \exp[j2\pi(f_c - f_{s1})t] + RE_0 B \exp[j2\pi(f_c + f_{s2})t] + P_0 E_0 \exp(j2\pi f_c t), \end{aligned} \quad (8)$$

式中,  $R$  为光电响应系数,  $P_0$  为推挽调制器的输出功率。

从(8)式可以看出, 生成的信号频率分别为  $f_c - f_{s1}$  和  $f_c + f_{s2}$ , 由于上下边带互换, 调整系统中推挽调制器的偏置电压, 使其工作在负的正交点, 生成频率分别为  $f_c - f_{s2}$  和  $f_c + f_{s1}$  的信号, 因此, 它不影响毫米波信号的产生。使用光纤布拉格光栅(FBG)滤波器可以提高光纤链路的传输性能, 将毫米波信号的光频成分进行分离, 通过降低光载波的功率来优化传输信号中的光调制深度, 从而提高接收机灵敏度<sup>[21]</sup>。如图 1(d)和(e)所示, 利用 FBG 滤波器进行中心载波的抑制, 得到一个未调制的上边带和 GS 调制后的下边带相结合的光信号。

最后, 光信号入射至光电探测器(PD), 根据 PD 平方检测律, PD 产生的输出电流可用  $i_{PD}(t) = RE_{out}(t)E_{out}^*(t)$  表示, 其中  $E_{out}(t)$  是输入 PD 的光信号,  $E_{out}^*(t)$  为  $E_{out}(t)$  的共轭, PD 产生的输出信号经过计算得到的结果如下

$$i_{PD}(t) = 2RUAB \cos[2\pi(f_{s1} + f_{s2})t] + V, \quad (9)$$

式中:  $U$  为 PD 的综合系数,  $U = E_0^2 R^2$ ;  $V$  为无拍频信号,  $V = RP(A^2 + B^2)$ 。由(9)式可知, 光信号通过 PD 的光拍频模式最终产生频率为  $f_{s1} + f_{s2}$  的单边带矢量毫米波信号。

## 3 仿真及结果分析

### 3.1 高斯信道中几何成形信号性能分析

互信息(MI)是一种信息度量, 描述信号经过信道传输后, 接收端获得的信息量。因此, 可以用 MI 评估 GS 增益效果。对 8PSK、星形 8QAM 和圆形 16QAM 进行 GS 优化, 利用 MATLAB 仿真软件进行多次仿真实验, 独立运行算法迭代过程, 以不同的分割角度和循环次数为变量, 寻找最佳星座点的几何分布, 使每个星座点间的最小欧氏距离最大化, GS 优化后的星座图与原始星座图的对比如图 2 所示。为了验证 GS 对通信容量的影响, 在高斯信道下对比研究了 8PSK/GS-8PSK、8QAM/GS-8QAM 和 16QAM/GS-16QAM 的 MI 性能, 由此产生的 MI 与 SNR 的关系如图 2(a)-(c)所示。

由图 2 可知, 星座整形之后的 GS-8PSK/8QAM/16QAM 在较宽的信噪比范围内均可以获得较好的 MI 性能。GS-8PSK 相较于初始化星座, 当 SNR 为 9 dB 时获得约 0.19 bits/symbol 的 MI 增益, 当 MI 为 2.8 时获得约 1.5 dB 的 SNR 增益; GS-8QAM 相较于初始化星座, 当 SNR 为 9 dB 时获得约 0.08 bits/symbol 的 MI 增益, 当 MI 为 2.9 时获得约 0.35 dB 的 SNR 增益; GS-8QAM 相比于传统矩形 8QAM 的增益更大, 当 SNR 为 9 dB 时 MI 的增益约 0.22 bits/symbol, 当 MI 为 2.8 时 SNR 的增益约

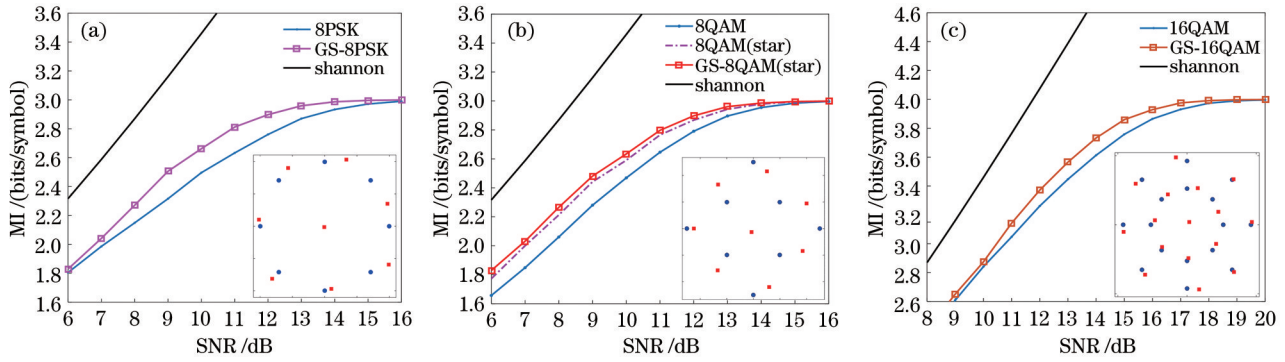


图2 MI曲线及星座图。(a) 8PSK/GS-8PSK;(b) 8QAM/GS-8QAM;(c) 16QAM/GS-16QAM

Fig. 2 MI curves and constellation diagrams. (a) 8PSK/GS-8PSK; (b) 8QAM/GS-8QAM; (c) 16QAM/GS-16QAM

1.1 dB;GS-16QAM 相较于初始化星座,当 SNR 为 14 dB 时获得约 0.12 bits/symbol 的 MI 增益,当 MI 为 3.9 时获得约 1 dB 的增益。由此可以看出,对于低阶调制格式,星座的几何成形增益较好,且三种优化后的星座均可以缩小与香农极限的差距,提高信道的传输容量。

此外,在算法中可以进一步增加更多的约束条件来提高计算的精确度,尽可能的覆盖所有局部或全局的最小值。蒙特卡罗模拟算法也可以获得更大的欧式距离,但是对于高阶的 GS-MQAM 调制,复杂度较高,计算量较大。对于不满足零均值条件和平均能量约束条件的星座在调制过程中会存在额外的复杂性,需要使其满足上述两个约束条件后再进行广义 PO 算法的迭代优化。

### 3.2 矢量毫米波信号几何成形性能分析

图 3 给出了基于推挽调制器的 80 GHz 矢量毫米波信号的产生和传输仿真装置。在 MATLAB 软件和 VPI 系统的联合仿真的实验环境下对光纤传输系统进行性能研究,根据 GS 优化后信号的 MI 增益,选取 8PSK/GS-8PSK 和 8QAM/GS-8QAM 作为基带信号,利用 MATLAB 进行数字信号处理 (DSP),得到上下边带中心载波分别为 40 GHz 和

-40 GHz 的信号。基带射频信号经过 DAC 和放大后驱动推挽调制器,ECL 发出波长为 1552.524 nm、线宽为 100 kHz 的连续相干光,推挽调制器工作在 SSB 模式,其插入损耗和消光比分别设置为 3.3 dB 和 40 dB,DC 偏置电压工作在正交点,半波电压为 6 V。从推挽调制器输出的光学边带信号通过 FBG 滤波器滤除中心载波,可以观察到,中心波长发生近 60 dB 的抑制。为了补偿光功率,分别在 FBG 的前后各使用了一个掺铒光纤放大器(EDFA)。滤除中心载波后,得到了一个具有 40 GHz 未调制的上边带和 -40 GHz 调制后的下边带的光信号。这两个光学边带信号经过单模光纤(SMF)传输后在 PD 拍频,得到 80 GHz 电矢量毫米波信号。最后,利用 MATLAB 对信号进行离线 DSP 处理,恢复出原始的数据信号。

图 4 展示了 VPI 系统仿真中经过不同器件后的信号光谱和频谱图。图 4(a)为基带调制后产生的 R 路信号经过 DAC 转换和驱动放大后的频谱图;图 4(b)为经过推挽调制器后的信号光谱图;图 4(c)为经过 FBG 滤波器抑制中心波长的信号光谱图;图 4(d)为经过 PD 拍频后得到 80 GHz 矢量毫米波信号的频谱图。

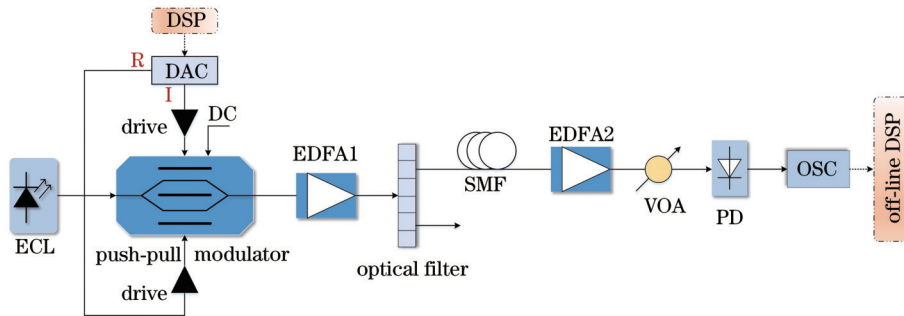


图 3 80 GHz 矢量毫米波信号的产生与传输仿真系统

Fig. 3 Generation and transmission simulation system of 80 GHz vector mm-wave signal

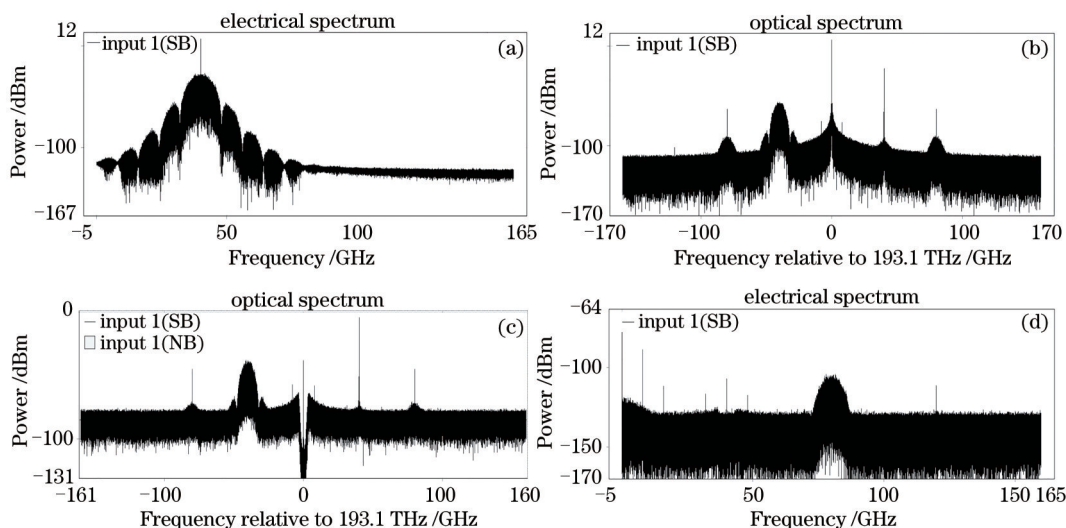


图4 VPI仿真结果。(a)R路信号频谱;(b)经过推挽调制器后信号光谱;(c)经过FBG滤波器后信号光谱;(d)PD拍频后信号频谱

Fig. 4 VPI simulation results. (a) R signal spectrum; (b) signal spectrum after push-pull modulator; (c) signal spectrum after FBG filter; (d) signal spectrum after PD

在离线的数据处理部分,采用了下变频、重采样、格拉姆-施密特(Gram-Schmidt)正交归一化(GSOP)算法<sup>[22]</sup>、均衡算法(CMMA)<sup>[23]</sup>、载波恢复(V-V)算法<sup>[24]</sup>、盲相位搜索(BPS)<sup>[25]</sup>和BER计算等离线DSP技术,将经过系统的8-Gbaud 8PSK/8QAM和GS-8PSK/8QAM信号进行了星座恢复,其中载波恢复算法通常包括频偏估计算法和相位恢复算法两部分。由于GS是针对星座点的非均匀位置分布进行整形,不同于传统QAM调制呈现规则的矩形形状,因此适用于传统QAM调制的

载波恢复算法不再适用于GS调制格式,可以采用BPS算法或改进的较低复杂度的BPS\_ML算法<sup>[26]</sup>。图5(a)-(d)分别给出了在光纤传输系统中8-Gbaud 8PSK信号经SMF传输,在离线DSP中先后经过重采样后、正交化后、CMMA均衡后和载波恢复后的星座图,而图5(e)-(h)则是GS-8PSK信号在离线DSP中先后经过重采样后、正交化后、CMMA均衡后和BPS后的星座图。

图6显示了当传输速率为8-Gbaud时,信号在不同调制格式下分别经过背靠背(BTB)和80 km

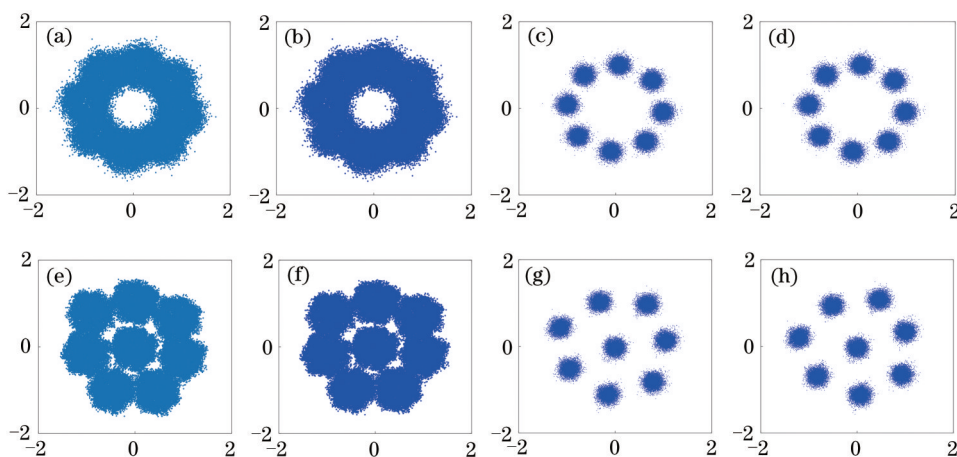


图5 接收到的8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK星座图。8PSK:(a)下变频、重采样后;(b)GSOP后;(c)CMMA均衡后;(d)载波恢复后。GS-8PSK:(e)重采样后;(f)GSOP后;(g)CMMA均衡后;(h)BPS恢复后

Fig. 5 Received 8PSK/GS-8PSK constellations at the baud rate of 8-Gbaud. 8PSK: (a) After down conversion and resample; (b) after GSOP; (c) after CMMA equalization; (d) after frequency-offset estimation and carrier phase estimation. GS-8PSK: (e) after down conversion and resample; (f) after GSOP; (g) after CMMA equalization; (h) after BPS

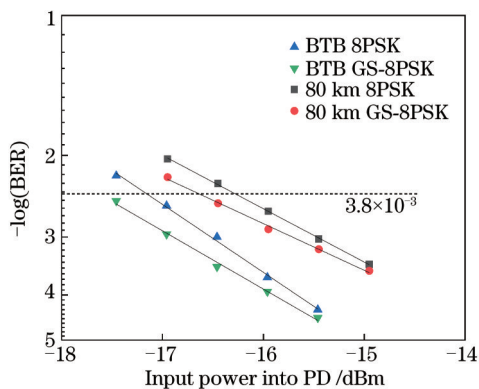


图 6 8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK 信号 BER 与 PD 输入光功率的关系

Fig. 6 Relationship between signal BER of 8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK and input optical power into PD

SMF 传输后, BER 与 PD 输入光功率的关系曲线。从图中可以看出, 随着 PD 输入光功率的数值逐渐增加, 光信噪比会逐渐增加, BER 会逐渐减小。在 BTB 传输条件下, 传统调制 8PSK 信号的 PD 输入光功率高于  $-17.15$  dBm 时, BER 低于硬判决前向纠错 (HD-FEC) 的阈值  $3.8 \times 10^{-3}$ , 而几何成形后 GS-8PSK 信号的 PD 输入光功率只需要高于  $-17.65$  dBm 即可。因此, GS-8PSK 信号与 8PSK 信号相比, 光功率有约  $0.5$  dBm 的提升, PD 输入光功率为  $17.46$  dBm, 误码率约有  $0.3$  的改善。同理, 在  $80$  km 光纤传输条件下, 光功率有近  $0.5$  dBm 的提升, PD 输入光功率为  $16.46$  dBm, 误码率约有  $0.24$  的改善。相比于 BTB 传输, GS-8PSK 信号和 8PSK 信号经过  $80$  km SMF 传输后各产生约  $1$  dB 的功率损失。

图 7 展示了  $80$  GHz 8PSK 和 GS-8PSK 调制格式下传输  $150$  km SMF 的 BER 与输入 PD 光功率的关系曲线以及离线 DSP 恢复后的星座图: (a) 当 PD 的输入光功率为  $-11.7$  dBm 时, 8PSK 信号经过恢复后的星座图; (b) 当 PD 光功率为  $-11.7$  dBm 时, GS-8PSK 信号经过恢复后的星座图。从图中可以看到, 当 PD 的输入光功率在  $-11.7$  dBm 时, 8PSK 信号的 BER 高于 HD-FEC 阈值, 恢复后的星座如图 7(a) 所示。而 GS-8PSK 信号的 BER 则低于 HD-FEC 阈值, 恢复后的星座如图 7(b) 所示, 随着 PD 输入光功率的增大, 信号的 BER 趋于稳定。由图 6 和图 7 可知, 相比于  $80$  km SMF 的传输, 8PSK 和 GS-8PSK 信号传输  $150$  km SMF 后的功率代价约为  $4.5$  dB。在进入 PD 的光功率相同的情况下, GS-8PSK 信号相比于 8PSK 信号, BER 有较稳定的下降

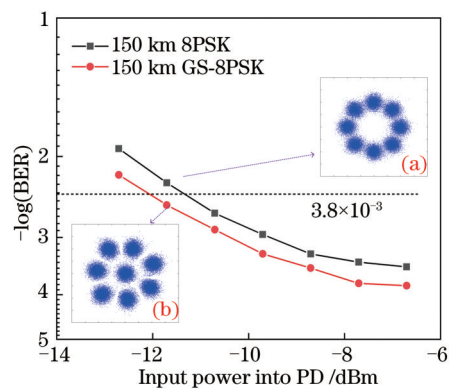


图 7 8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK 信号传输  $150$  km SMF 的误码率曲线及星座图。(a) 8PSK 信号相位恢复后的星座图; (b) GS-8PSK 信号 BPS 恢复后的星座图

Fig. 7 Bit error rate curves of 8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK signal after transmitting  $150$  km SMF and constellation diagrams. (a) Constellation of 8PSK signal after carrier phase estimation; (b) constellation of GS-8PSK signal after BPS

并且与 PD 输入光功率的关系几乎相同, 光功率提升了约  $1$  dBm, BER 有约  $0.27$  的改善, 这是因为 GS-8PSK 改变了星座点的位置, 使得相邻星座点之间的最小欧氏距离最大化, 降低了 BER, 从而提高了信号的传输性能。

为了验证不同调制格式下 GS 对系统传输性能的影响, 研究了星型 8QAM 和 GS-8QAM 信号的系统传输性能。图 8 是当传输速率为  $16$ -Gbaud 时,  $80$  GHz 矢量毫米波信号经 BTB 和  $80$  km SMF 传输后, BER 与 PD 输入光功率的关系曲线。从图 8 可以看出, 信号经过  $80$  km SMF 传输与 BTB 传输相比, 8QAM 的功率代价约  $0.4$  dB, GS-8QAM 的功率代价约  $0.38$  dB, 这是因为采用了 SSB 调制, 使得光

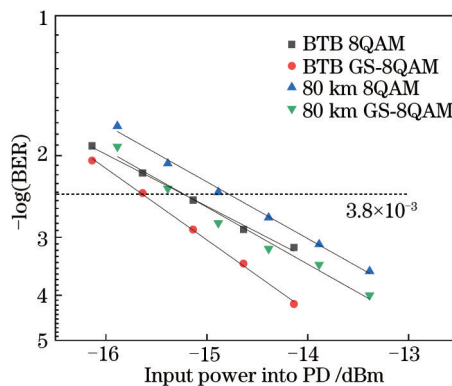


图 8  $16$ -Gbaud 8QAM/GS-8QAM 信号 BER 与 PD 输入光功率的关系

Fig. 8 Relationship between signal BER of  $16$ -Gbaud 8QAM/GS-8QAM and input optical power into PD

纤色散对矢量毫米波信号影响较小,易于进行数据处理,而FBG滤波器可以抑制中心载波的直流分量,因此可以传输较远的距离,但GS调制后的信号对器件和算法的要求较高。从图8中还可以看出,当BER为HD-FEC阈值时,GS-8QAM信号与8QAM信号相比,在BTB和80 km SMF传输条件下的误码率明显降低且光功率有近0.5 dBm的改善。

## 4 结 论

分析了基于推挽调制器生成W波段矢量毫米波信号的光纤传输方案,通过仿真分别验证了8-Gbaud 8PSK/GS-8PSK和16-Gbaud 8QAM/GS-8QAM调制格式下80 GHz矢量毫米波信号产生和传输的可行性以及GS技术可以有效提升光纤通信系统性能。仿真结果表明,高斯信道中GS-8PSK信号与传统的8PSK相比,MI有约0.19 bits/symbol的增益;8-Gbaud GS-8PSK信号经过150 km SMF的系统传输后,光功率提升约1 dBm。高斯信道中星形GS-8QAM信号相较于传统星形8QAM有约0.08 bits/symbol的MI增益,相较于传统矩形8QAM有约0.22 bits/symbol的MI增益;16-Gbaud GS-8QAM信号经过80 km SMF的系统传输后,光功率有约0.5 dBm的改善。此外,实际实验中会受到器件噪声等因素的影响。GS技术可以在较宽的光信噪比范围内获得较好的MI,减少信道中非线性效应对信号的损伤,与光生毫米波技术结合可以有效提高系统的传输性能。

## 参 考 文 献

- [1] Li X Y, Yu J J, Chang G K. Frequency-quadrupling vector mm-wave signal generation by only one single-drive MZM[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2016, 28(12): 1302-1305.
- [2] Gou P Q, Qin C Y, Chi N. Research on key technology of photonic vector microwave/millimeter-wave signal generation[J]. Optics & Optoelectronic Technology, 2017, 15(2): 46-51.  
勾鹏琪, 秦超逸, 迟楠. 光子辅助矢量微波/毫米波产生的关键技术研究[J]. 光学与光电技术, 2017, 15(2): 46-51.
- [3] Liu L, Xu T F, Dai Z X, et al. Research progress on optical millimeter-wave generation based on four-wave mixing[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2016, 53(5): 050001.
- [4] Huang X D, Lu J, Wang Y, et al. Influence of high-order sideband on high-frequency millimeter wave system[J]. Laser & Optoelectronics Progress, 2019, 56(4): 040603.  
黄馨葳, 卢嘉, 王杨, 等. 高阶边带对高倍频光毫米波系统的影响[J]. 激光与光电子学进展, 2019, 56(4): 040603.
- [5] Zhao F, Li J L, Gong J M, et al. 80-GHz RoF based on push-pull modulator[J]. IEEE Photonics Journal, 2019, 11(5): 1-6.
- [6] Li J L, Zhao F, Yu J J. D-band millimeter wave generation and transmission through radio-over-fiber system[J]. IEEE Photonics Journal, 2020, 12(2): 1-8.
- [7] Zhou W, Qin C Y. Simultaneous generation of 40, 80 and 120 GHz optical millimeter-wave from one Mach-Zehnder modulator and demonstration of millimeter-wave transmission and down-conversion[J]. Optics Communications, 2017, 398: 101-106.
- [8] 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.
- [9] Li X Y, Xu Y M, Yu J 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.
- [10] Li W P, Kong M, Shi J T, et al. Multiple radio frequency operation based on a modulator in a radio-over-fiber 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] Li W P, Kong M, Shi J T, et al. Generation of multiple path wireless and wireline signals based on a 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.
- [12] Wang D F, Tang X F, Xi L X, et al. Orthogonal frequency division multiplexing vector millimeter-wave generation based on two parallel phase modulators[J]. Acta Optica Sinica, 2020, 40(18): 1806006.  
王东飞, 唐先锋, 席丽霞, 等. 基于两个并行相位调制器的正交频分复用矢量毫米波产生[J]. 光学学报, 2020, 40(18): 1806006.



- [13] Batshon H G. Merits of coded modulation with probabilistic and geometrical shaping[C]//2018 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 23-27, 2018, Rome, Italy. New York: IEEE Press, 2018: 1-3.
- [14] Liu B, Li X Y, Zhang Y, et al. Probabilistic shaping for ROF system with heterodyne coherent detection [J]. *APL Photonics*, 2017, 2(5): 056104.
- [15] Lü R, Zhang Q, Xin X J, et al. A constellation shaped 11-QAM signaling scheme based on geometric and probabilistic shaping[J]. *Optics Communications*, 2019, 452: 450-456.
- [16] Qu Z, Djordjevic I B. Geometrically shaped 16QAM outperforming probabilistically shaped 16QaM[C]//2017 European Conference on Optical Communication (ECOC), September 17-21, 2017, Gothenburg, Sweden. New York: IEEE Press, 2017: 1-3.
- [17] Qu Z, Djordjevic I B. On the probabilistic shaping and geometric shaping in optical communication systems[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 21454-21464.
- [18] Zhang S L, Yaman F, Mateo E, et al. A generalized pairwise optimization for designing multi-dimensional modulation formats[C]//Optical Fiber Communication Conference 2017, March 19-23, 2017, Los Angeles, California, United States. Washington, D.C.: OSA, 2017: W4A.6.
- [19] Li X Y, Xiao J N, Yu J J. W-band vector millimeter-wave signal generation based on phase modulator with photonic frequency quadrupling and precoding [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2017, 35(13): 2548-2558.
- [20] Moore B, Takahara G, Alajaji F. Pairwise optimization of modulation constellations for non-uniform sources[J]. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, 2009, 34(4): 167-177.
- [21] Attygalle M, Lim C, Pendock G J, et al. Transmission improvement in fiber wireless links using fiber Bragg gratings[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2005, 17(1): 190-192.
- [22] Tao L, Ji Y, Liu J, et al. Advanced modulation formats for short reach optical communication systems[J]. *IEEE Network*, 2013, 27(6): 6-13.
- [23] Zhou X, Yu J J. Multi-level, multi-dimensional coding for high-speed and high-spectral-efficiency optical transmission[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(16): 3641-3653.
- [24] Nafta A, Johannisson P, Shtaiif M. Blind equalization in optical communications using independent component analysis[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2013, 31(12): 2043-2049.
- [25] Selmi M, Jaouen Y, Ciblat P. Accurate digital frequency offset estimator for coherent PolMux QAM transmission systems[C]//2009 35th European Conference on Optical Communication, September 20-24, 2009, Vienna, Austria. New York: IEEE Press, 2009: 1-2.
- [26] Zhou X. An improved feed-forward carrier recovery algorithm for coherent receivers with  $M$ -QAM modulation format[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2010, 22(14): 1051-1053.