

引用本文: 张钰, 杜建新, 辛雅洁, 等. 网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案[J]. 光通信技术, 2024, 48(6): 75-81.

网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案

张钰, 杜建新*, 辛雅洁, 王陈

(南京邮电大学 电子与光学工程学院、柔性电子(未来技术)学院, 南京 210046)

摘要: 为了进一步提升正交频分复用(OFDM)在密集波分复用(DWDM)光纤通信系统中的表现, 提出了一种基于16进制振幅移相键控(16APSK)的多维网格编码调制(TCM)星座整形相位共轭孪生波(PCTW)方案, 并设计了一种基于OFDM子载波的多维哈夫曼概率整形(PS)方法。通过使用Matlab与OptiSystem构建仿真平台, 对比分析了实施星座整形前后的系统性能。仿真实验结果表明: 相比于未采用任何星座整形技术的系统, 引入多维哈夫曼PS和几何整形策略后系统的频谱效率虽有所下降(减少了0.04), 但误符号率显著降低了10.7 dB。

关键词: 密集波分复用; 振幅移相键控; 网格编码调制; 相位共轭孪生波; 概率整形

中图分类号: TN929 **文献标志码:** A **文章编号:** 1002-5561(2024)06-0075-07

DOI: 10.13921/j.cnki.issn1002-5561.2024.06.014

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



Trellis coding modulation constellation shaping phase conjugate twin wave scheme

ZHANG Yu, DU Jianxin*, XIN Yajie, WANG Chen

(College of Electronic and Optical Engineering & College of Flexible Electronics,
Nanjing University of Posts & Telecommunications, Nanjing 210046, China)

Abstract: In order to further improve the performance of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) in dense wavelength division multiplexing (DWDM) fiber optic communication systems, a multi-dimensional trellis coding modulation (TCM) constellation shaping phase conjugate twin waves (PCTW) scheme based on hexadecimal amplitude phase shift keying (16APSK) is proposed, and a multi-dimensional Huffman probability shaping (PS) method based on OFDM subcarriers is designed. By using Matlab and OptiSystem to build a simulation platform, the system performance before and after implementing constellation shaping is compared and analyzed. The simulation experiment results show that compared with the system without any constellation shaping technology, the introduction of multidimensional Huffman PS and geometric shaping strategy reduces the spectral efficiency of the system by 0.04, but significantly reduces the symbol error rate by 10.7 dB.

Key words: dense wavelength division multiplexing, amplitude phase shift keying, trellis coding modulation, phase conjugated twin waves, probability shaping

0 引言

光纤通信系统作为现代通信网络不可或缺的关键

收稿日期: 2024-01-09。

基金项目: 江苏省高校自然科学研究面上项目(16KJB510033)资助。

作者简介: 张钰(1998—), 男, 硕士研究生, 现就读于南京邮电大学电子与光学工程学院、柔性电子学院光学工程专业, 主要从事光通信系统以及非线性光学方面的研究工作, 重点研究相干光通信系统中非线性补偿算法的优化。

*通信作者: 杜建新(1972—), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为光纤通信系统。



组成部分, 其性能提升对于实现高速、稳定和可靠的数据传输至关重要。随着信息技术的迅猛发展, 用户对通信带宽的需求日益增长, 因此增强光纤通信系统的性能变得尤为紧迫。当前, 已有多种技术手段能够有效改善光纤通信系统的性能。

相位共轭孪生波(PCTW)^[1-3]通过在发送端生成一个与原始信号相位共轭的副本, 在接收端利用相干叠加来消除非线性失真, 从而有效减弱系统的非线性效应, 并提升系统性能。文献[3]提出了一种改进的高阶调制格式与非线性分离技术相结合的32信道正交脉

张钰,杜建新,辛雅洁,等: 网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案

冲整形双相位共轭孪生波(QPS dual-PCTW)非线性抑制方案,该方案能够在抑制非线性效应的同时保证频谱效率。星座整形技术是一种先进的编码方法,包括概率整形(PS)和几何整形,该技术不仅能有效减轻非线性效应的影响,还能显著提高系统的信道容量。其中,PS^[4-5]是一种可以使传输容量逼近香农极限的技术,它通过减小信号的平均功率来降低系统的非线性效应,从而提升系统性能。文献[4]提出了一种基于位级整形的多维分布匹配(MDDM)方法,用于实现高阶调制格式的PS。与恒定组成分布匹配(CCDM)相比,该方法提出的简并四维分布匹配(4DDM)实现了0.055的归一化广义互信息量(NGMI)增益。文献[5]介绍了一种基于互信息量估计的几何与概率联合整形技术。在信噪比为10 dB的高斯加性白噪声(AWGN)信道条件下,该技术相比单独使用几何整形时,系统互信息量提升了0.041 7 bit/symbol;而相较于仅采用PS的系统,则提高了0.027 9 bit/symbol。将PCTW技术与PS技术相结合能够更进一步提升光纤通信系统的性能。文献[6]提出了一种PS-PCTW方案,将时域(CDR)、偏振域(POL)、子载波域(SUB)这3种维度的PCTW技术与PS技术相结合,但该方案仅对16进制正交幅度调制(16QAM)格式的星座图进行了PS处理,并未对其它类型的调制格式进行分析,同时也没有结合格形编码调制(TCM)技术^[7-8]。

本文基于16进制振幅移相键控(16APSK)调制格式,提出一种多维TCM星座整形相位共轭孪生波方案(下文简称新型星座整形方案),以进一步提升系统性能与数据传输效率。

1 新型星座整形方案

本文提出的新型星座整形方案,旨在通过融合TCM的纠错功能、星座整形技术(尤其是本文重点研究的PS)所具备的信道容量提升能力,以及PCTW技术在非线性噪声补偿方面的优势,以进一步增强系统的整体性能。

1.1 TCM及PS

TCM技术作为一种集成了卷积码的前向纠错(FEC)方案,将编码与调制过程有机结合。该技术通过扩展星座图的方式,有效承载了由卷积编码器生成的冗余比特,这些冗余比特对于提高数据传输的可靠性至关重要。例如,扩展星座图的实现依赖于集合分割映射技术,它能够将原始信号映射到更复杂的星座空间中,从而提高系统的抗干扰能力。本文采用16APSK

星座图作为示例(如图1所示),该星座图以其独特的2个不同幅度值设计,展现了其在提升频谱效率和传输性能方面的优势。图1中, W_0 、 W_1 、 W_2 、 W_3 为内圈低功率星座点, W_4 、 W_5 、 W_6 、 W_7 、 W_8 、 W_9 、 W_{10} 、 W_{11} 、 W_{12} 、 W_{13} 、 W_{14} 、 W_{15} 为外圈高功率星座点。图1(a)为将16APSK经过一次分集后得到的4个星座子集,同一子集的星座点由相同颜色表示,其中星座子集M由1个内圈低功率星座点 W_0 和3个外圈高功率星座点 W_6 、 W_{11} 、 W_{15} 组成;图1(b)展示了将4个星座子集再次分集后得到的8个子集,同一子集的星座点仍由相同颜色表示。本文将8个子集根据结构分为A与B两类。其中,A类子集中,子集 G_0 (图1(b)中红色星座点)由低功率星座点 W_0 和高功率星座点 W_6 组成;B类子集中,子集 G_4 (图1(b)中绿色星座点)由2个高功率星座点 W_{11} 和 W_{15} 组成。

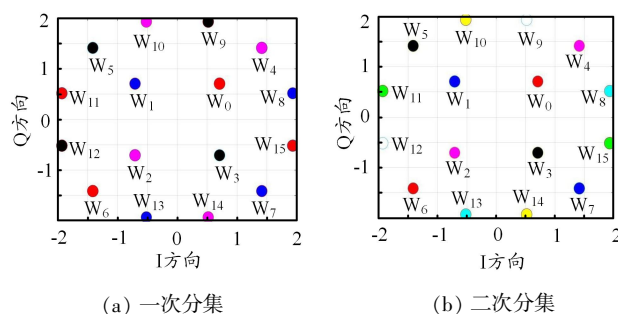


图1 16APSK星座图

文献[6]提出的PS-PCTW方案采用16QAM作为调制格式,这种格式下的星座点具有3种功率等级,适合直接对信号进行PS;而本文所使用的16APSK调制格式下星座点仅有2种功率等级,不便直接对信号实施PS。为了使16APSK信号具备更多的功率等级,需将2D-16APSK扩展到8D-16APSK。由于多维星座是由低维星座组合而成,每个子载波在每个维度上调制的是低维信号,多个维度上的低维信号共同构成了多维信号。因此,要实现从2D-16APSK到8D-16APSK的扩展,需要使用4个16APSK信号进行相应的分割映射。通过将这4组16APSK子集中的星座点进行排列组合,最终可以形成8D-16APSK的完整星座点。每个8D符号由4个子载波承载,在正交频分复用技术(OFDM)符号周期内,每个子载波均承载1个2D-16APSK符号的信息。每个2D-16APSK拥有8个星座子集,因此4个2D-16APSK的星座子集共有 $8^4=4096$ 种排列组合方式。本文选取由4个2D星座子集 $G_0(W_0, W_6)$ 排列组合的8D星座子集,则该星座子集中8D星

座点的组成如表 1 所示。

对于 2D-16APSK, 设分支过程为 X , 则分支过程可以表示为

$$X = A_j' + B_j' \quad (1)$$

其中, $A_j' = \sum_{i=1, j=1}^4 A_j^{(i)}$, $A_j^{(i)}$ 表示 A 类子集对应分支; $B_j' = \sum_{i=1, j=1}^4 B_j^{(i)}$, $B_j^{(i)}$ 表示 B 类子集对应分支, j 表示子载波的序号, i 表示在子载波中 A 类子集的序号, $+$ 表示同一层级。将 4 个 16APSK 的分支进行排列组合, 即有 $(A_1' + B_1')(A_2' + B_2')(A_3' + B_3')(A_4' + B_4')$ 一种组合。排列组合过程如图 2 所示。其中, $\times$ 表示包含多个节点的同分支。

由排列组合可以得到 8^4 条分支, 将分支分为 5 类。第一类由 4 个 A 分支组成, 例如 $A_1^{(1)} A_2^{(1)} A_3^{(1)} A_4^{(1)}$, 该类分支数量为 4^4 , 分支概率 $P_1=1/16$; 第二类分支由 3 个 A 分支与 1 个 B 分支组成, 例如 $A_1^{(1)} A_2^{(1)} A_3^{(1)} B_4^{(1)}$, 该类分支数量为 4^5 , 分支概率 $P_2=1/4$; 第三类分支由 2 个 A 分支与 2 个 B 分支组成, 例如 $A_1^{(1)} A_2^{(1)} B_3^{(1)} B_4^{(1)}$, 该

表 1 8D 星座点及组成

8D 星座点	8D 星座点组成	8D 星座点	8D 星座点组成
S_0	(W_0, W_0, W_0, W_0)	S_8	(W_0, W_6, W_6, W_0)
S_1	(W_0, W_0, W_0, W_6)	S_9	(W_0, W_6, W_0, W_6)
S_2	(W_0, W_0, W_6, W_0)	S_{10}	(W_0, W_0, W_6, W_6)
S_3	(W_0, W_6, W_0, W_0)	S_{11}	(W_6, W_6, W_6, W_0)
S_4	(W_6, W_0, W_0, W_0)	S_{12}	(W_6, W_6, W_0, W_6)
S_5	(W_6, W_6, W_0, W_0)	S_{13}	(W_6, W_0, W_6, W_6)
S_6	(W_6, W_0, W_6, W_0)	S_{14}	(W_0, W_6, W_6, W_6)
S_7	(W_6, W_0, W_0, W_6)	S_{15}	(W_6, W_6, W_6, W_6)

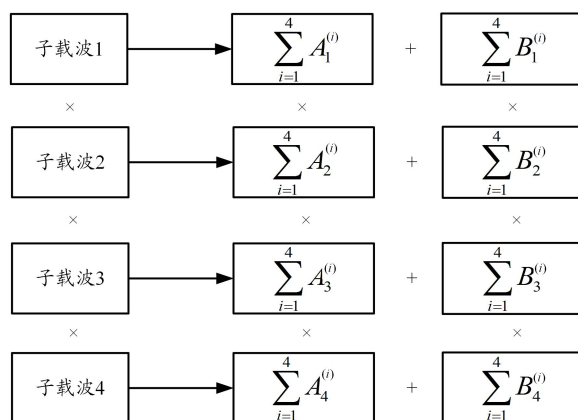


图 2 多维 TCM 排列组合过程

类分支数量为 6×4^4 , 分支概率 $P_3=3/8$; 第四、第五类分支依此类推, 则第四类分支概率 $P_4=1/4$, 第五类分支概率 $P_5=1/16$ 。本文提出一种整形方案, 将通过排列组合得到的分支中, 前三类分支进行 PS, 并将它们归类为 PS 类; 而后两类分支不进行 PS, 则将它们归类为无概率整形(NPS)类。设 PS 类占总分支数的比值为 K_P ,

NPS 类占总分支数的比值为 K_{NP} , 则 $K_P = \sum_{i=1}^3 P_i = 11/16$,

$K_{NP} = \sum_{i=4}^5 P_i = 5/16$, PS 类与 NPS 类分支的比例为 11:5。

设子载波 1 中子集 $G_0(W_0, W_6)$ 对应 $A_1^{(1)}$, 以分支 $A_1^{(1)} A_2^{(1)} A_3^{(1)} A_4^{(1)}$ 为例对 8D 星座点进行 PS 编码 (如表 2 所示), 增加内圈低功率星座点出现的概率, 减小外圈高功率星座点出现的概率, 从而减少了因外圈高功率导致的非线性效应, 提高了系统性能。假设 16APSK 星座点内圈半径为 R_1 , 外圈半径为 R_2 , 则该星座子集中 8D 星座点的功率如表 3 所示。

PS 后信号的信息熵 H 计算公式为

表 2 8D 星座点对应编码

星座点	PS 前	PS 后	星座点	PS 前	PS 后
S_0	0000	000	S_8	1000	11000
S_1	0001	001	S_9	1001	11001
S_2	0010	100	S_{10}	1010	11010
S_3	0011	101	S_{11}	1011	11011
S_4	0100	0100	S_{12}	1100	11100
S_5	0101	0101	S_{13}	1101	11101
S_6	0110	0110	S_{14}	1110	11110
S_7	0111	0111	S_{15}	1111	11111

表 3 8D 星座点的功率及概率

8D 星座点	功率	概率	8D 星座点	功率	概率
S_0	$4R_1^2$	0.125	S_8	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.031 25
S_1	$3R_1^2 + R_2^2$	0.125	S_9	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.031 25
S_2	$3R_1^2 + R_2^2$	0.125	S_{10}	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.031 25
S_3	$3R_1^2 + R_2^2$	0.125	S_{11}	$1R_1^2 + 3R_2^2$	0.031 25
S_4	$3R_1^2 + R_2^2$	0.062 5	S_{12}	$1R_1^2 + 3R_2^2$	0.031 25
S_5	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.062 5	S_{13}	$1R_1^2 + 3R_2^2$	0.031 25
S_6	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.062 5	S_{14}	$1R_1^2 + 3R_2^2$	0.031 25
S_7	$2R_1^2 + 2R_2^2$	0.062 5	S_{15}	$4R_2^2$	0.031 25

$$H = \sum_i p_i \log_2 \frac{1}{p_i} \quad (2)$$

其中, p_i 为星座子集中每个星座点出现的概率, $\log_2 \frac{1}{p_i}$ 为对应星座点的信息量。由于在 16APSK 分集之后的星座子集中(图 1),以 A 类子集 $G_0(W_0, W_6)$ 与 B 类子集 $G_4(W_9, W_{15})$ 为例, G_0 由一个低功率星座点和一个高功率星座点组成,而 G_4 由 2 个高功率星座点组成,所以 16APSK 由于星座子集不同构且星座子集中星座点的功率分配不同,无法直接对系统的信息熵进行计算,因此本文又提出一种基于分组概率树的信息熵计算方法。该方法主要适用于 TCM 中集合分割映射得到的星座子集不同构的情形。星座子集不同构的定义如下:在 TCM 中,集合分集映射之后产生子集 a, b 。分别对子集 a, b 中的星座点按功率从高到低排序,子集 a, b 中的星座点功率可分别表示为 $p_i^{(a)}, p_i^{(b)}$, 其中上标表示子集的名称,下标表示在该子集中星座点按功率由高到低排序后的序号。当子集 a, b 中所有星座点的功率都满足 $p_i^{(a)} = p_i^{(b)}$ 时,则称子集 a, b 同构,反之则子集 a, b 不同构。

以本文所提出的方案为例,信息熵可用分组概率树进行计算,如图 3 所示。图 3(a)为计算过程, O 为分

支起点,表示完整的未分集 16APSK 信号;分支上的分数值为该类分支的概率,括号中的值为该分支所对应的信息量。图 3(b)为计算结果,计算出 PS 类分支的信息熵 $H_{PS} = 3.75$, NPS 类分支的信息熵 $H_{NPS} = 4$ 。PS 类分支占比 K_P 为 $11/16$, NPS 类分支占比 K_{NP} 为 $5/11$, 在 TCM 中分集过程所对应的信息量为 8。在 PS 类分支中, $W_0 \cdots W_3$ 出现的概率均为 $1/8$, 对应的信息量为 3, $W_4 \cdots W_7$ 出现的概率为 $1/16$, 对应的信息量为 4, $W_8 \cdots W_{15}$ 出现的概率为 $1/32$, 对应的信息量为 5。因此,经过 PS 后,该高维度星座的信息熵计算公式为

$$H_{SD} = K_P \times H_{PS} + K_{NP} \times H_{NPS} = \frac{11}{16} \times H_{PS} + \frac{5}{16} \times H_{NPS} \quad (3)$$

其中, H_{NPS} 为未经过 PS 后符号的信息熵, H_{PS} 为经过 PS 后符号的信息熵,其计算公式为

$$H_{PS} = \sum_i p_i \log_2 \frac{1}{p_i} \quad (4)$$

各调制格式及整形方案对应的信息熵如表 4 所示。

由于 16APSK 分集后产生的星座子集不同构,各子载波内星座点出现的概率可以通过构建分组概率树来计算,如图 4 所示。以计算子载波 1 中子集 $A_1^{(1)}$ 中的星座点 W_0 概率为例,由于子载波 1 中分支为 A 类分支,根据本文提出的方案,只有当子载波 2、3、4 中的

分支全部为 B 类分支时(例如 $A_1^{(1)} B_2^{(1)} B_3^{(1)} B_4^{(1)}$),才不进行 PS,其它任何排列组合情况均进行 PS。因此,此时 PS 类分支占比 K_P 为 $7/8$, NPS 类分支占比 K_{NP} 为 $1/8$ 。经过 PS 后,子集 $A_1^{(1)}$ 中 W_0 出现的概率为 $4/5$, W_6 出现的概率为 $1/5$;而未经过 PS 时, W_0 与 W_6 出现的概率均为 $1/2$ 。因此,星座点出现的概率计算公式为

$$\begin{cases} P_{W_i} = P_M (K_P P_{PS} + K_{NP} P_{NP}) = \\ \frac{1}{8} \left(\frac{7}{8} P_P + \frac{1}{8} P_{NP} \right) \\ P_{W_0} = \frac{1}{8} \left(\frac{7}{8} \times \frac{4}{5} + \frac{1}{8} \times \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (5)$$

其中, P_M 为子载波 1 中分支的概率, P_{PS} 为 PS 类分支中星座点出现的概率, P_{NP} 为 NPS 类分支中星座点出现的概率, P_{W_0} 为子载波 1 中 W_0 出现的概率。在子载波 1 中,星座点的出现概率和对应坐标如表 5 所示。

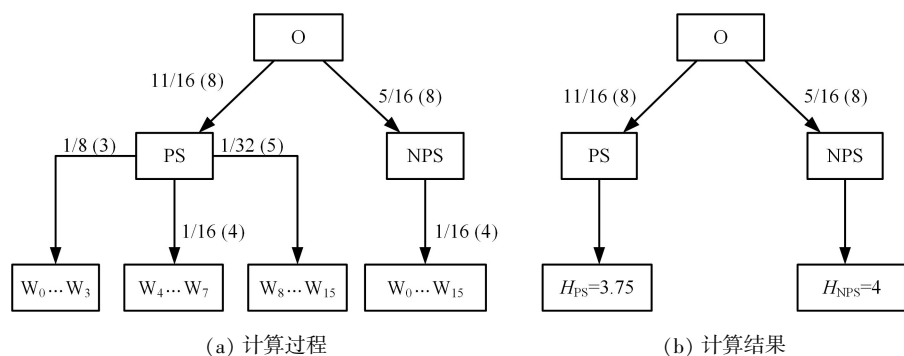


图 3 通过分组概率树计算信息熵

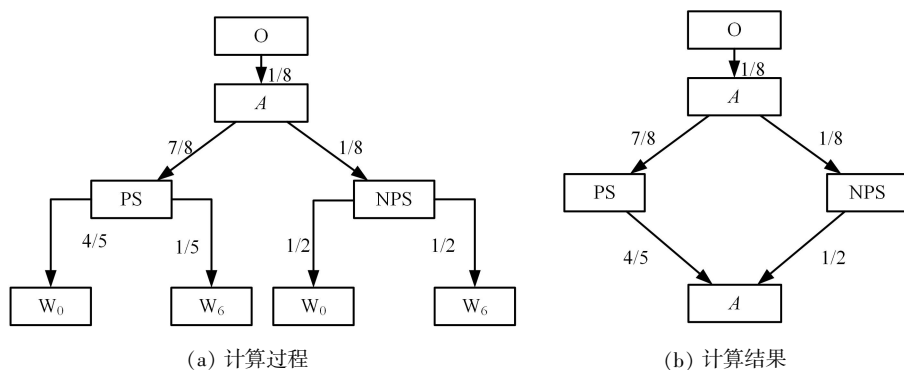


图 4 通过分组概率树计算星座点出现的概率

表4 调制格式及对应信息熵

调制格式	信息熵(bits/2D symbol)
2D-16APSK	4
8D-PS-TCM-16APSK	2.96
8D-TCM-16APSK	3

表5 子载波1中星座点概率及对应坐标

子载波1星座点	出现概率	坐标
$W_0 \cdots W_3$	0.12	$R_1 \times e^{\frac{\pi}{4} + \frac{k\pi}{2}}, k \in [0, 3]$
$W_4 \cdots W_7$	0.01	$R_2 \times e^{\frac{\pi}{4} + \frac{k\pi}{2}}, k \in [0, 3]$
$W_8 \cdots W_{15}$	0.06	$R_2 \times e^{\frac{\pi}{12} + \frac{k\pi}{6}}, k \in [0, 7]$

1.2 系统误符号率(SER)

当调制格式为16QAM时,由于16QAM中星座点在I与Q方向上等间距分布,因此可以采用常规计算公式来计算系统的SER^[6]。而新型星座整形方案所采用的调制格式为16APSK,该调制格式下的星座点在I与Q方向上的间距不同,无法直接采用常规的SER计算公式。因此,本文通过比较实际接收信号矢量与理想接收信号矢量之间的误差矢量来计算系统SER^[9-10]。设I方向的噪声为 n_I ,Q方向的噪声为 n_Q ,2个方向的噪声都服从高斯分布,则噪声在I方向和Q方向的概率密度函数为

$$\begin{cases} f_I = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times \sigma_I} e^{-\frac{(n_I)^2}{2\sigma_I^2}} \\ f_Q = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \times \sigma_Q} e^{-\frac{(n_Q)^2}{2\sigma_Q^2}} \end{cases} \quad (6)$$

其中, σ_I 为 n_I 的标准差, σ_Q 为 n_Q 的标准差。由 n_I 、 n_Q 可得系统总噪声的概率密度函数 $f_0=f_I \times f_Q$ 。总噪声 $n=n_I+n_Q$,则实际接收矢量 $E_r=E_s+n$ 。其中, E_s 为发送的信号矢量。由此可得,实际接收的信号矢量与理想接收的

张钰,杜建新,辛雅洁,等: 网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案

信号矢量之间的误差矢量 $E_{err}=E_r-E_i$ 。其中, E_i 为理想接收信号矢量。当该误差矢量的模长取最小值时,该实际接收矢量被误判为对应的星座点。

由于在TCM中,符号的误判主要存在于同一星座子集中的星座点之间,因此若考虑只发生此类错误判决,则SER计算方法如下:以子载波1中A类子集 $A_1^{(1)}$ 为例,该子集由内圈低功率星座点 W_0 与外圈高功率星座点 W_6 组成。设2个星座点对应的理想接收信号矢量分别为 O_{W_0} 与 O_{W_6} ,实际接收矢量为 O_{W_i} 。当实际接收矢量 O_{W_i} 与理想接受矢量 O_{W_0} 的误差矢量模长小于实际接收矢量 O_{W_i} 与理想接受矢量 O_{W_6} 的误差矢量模长时,即 $|O_{W_i}-O_{W_0}| < |O_{W_i}-O_{W_6}|$ 时,该实际接受矢量对应的星座点被判决为 W_0 ,反之被判决为 W_6 。设 $P(W_0)$ 与 $P(W_6)$ 分别为接收到“ W_0 ”与“ W_6 ”的概率, $P(W_6/W_0)$ 与 $P(W_0/W_6)$ 分别为收到“ W_0 ”错判为“ W_6 ”和收到“ W_6 ”错判为“ W_0 ”的概率,则该子集的 S_{SER} 可以表示为

$$\begin{aligned} S_{SER} &= P(W_0)P(W_6/W_0) + P(W_6)P(W_0/W_6) = \\ &= P(W_0) \frac{1}{2\pi} \int \frac{1}{\sigma_{0I}} e^{-\frac{(n_I)^2}{2\sigma_{0I}^2}} \frac{1}{\sigma_{0Q}} e^{-\frac{(n_Q)^2}{2\sigma_{0Q}^2}} dn_I dn_Q + \\ &= P(W_6) \frac{1}{2\pi} \int \frac{1}{\sigma_{6I}} e^{-\frac{(n_I)^2}{2\sigma_{6I}^2}} \frac{1}{\sigma_{6Q}} e^{-\frac{(n_Q)^2}{2\sigma_{6Q}^2}} dn_I dn_Q \quad (7) \end{aligned}$$

其中, σ_{0I} 与 σ_{0Q} 分别为 W_0 在I方向与Q方向的标准差, σ_{6I} 与 σ_{6Q} 分别为 W_6 在I方向与Q方向的标准差。

2 仿真分析

2.1 仿真系统搭建

本文提出的新型星座整形方案用于优化OFDM与密集波分复用(DWDM)光纤通信系统的性能。采用的波分复用系统结构如图5所示^[1]。相应的光纤链路采用虚线框中的新型光纤来补偿色散。光纤传输链路包含多个跨段,每个跨段由三部分光纤组成:增大有效面积的正色散光纤(EEPDF)、色散斜率补偿光纤

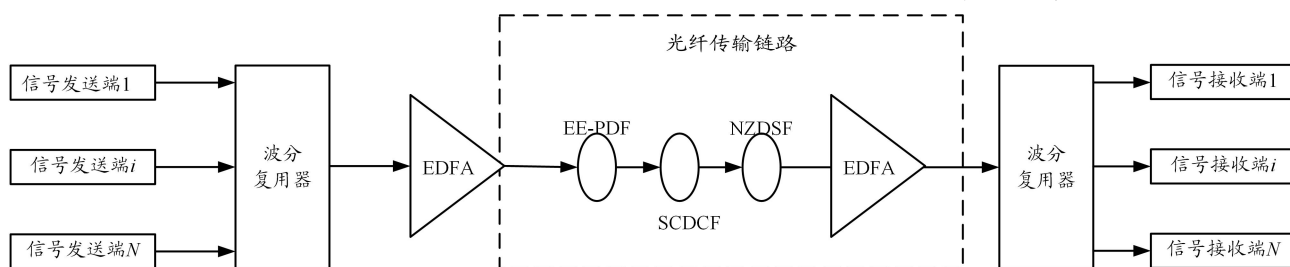


图5 波分复用系统结构图

张钰,杜建新,辛雅洁,等: 网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案

参数如表 6 所示。每个跨度长 50 km,跨段内的残余色散为 0, 总的跨度长度等于跨段数与每个跨段长度的乘积。掺铒光纤放大器(EDFA)的作用是补偿光纤各跨段的传输损耗,噪声系数和增益系数分别为 4 dB 和 10.45 dB。

表 6 新型色散光纤参数

参数	EEPDF	SCDCF	NZDSF
长度/km	15	15	20
色散/(ps·nm ⁻¹ ·km ⁻¹)	18	-22	3
色散斜率/(ps·nm ⁻² ·km ⁻¹)	0.06	-0.12	0.045
衰减/(dB·km ⁻¹)	0.2	0.23	0.2
有效面积/μm ²	100	30	50

根据波分复用系统中,中心波长对应的信号发送端与接收端,得出了本文方案中 TCM-PS-PCTW 单信道的具体结构,如图 6 所示。发送端首先生成二进制伪随机序列,该序列通过 Matlab 组件依次经过 TCM、PS 和 PCTW 处理,最终形成 TCM-PS-PCTW 信号。随后,此信号经 OFDM 调制转换成电信号,并利用 IQ 调制器完成从电到光的转换。在此过程中,连续波激光器作为 IQ 调制器的光源。在接收端,采用本振激光器对收到的光信号实施相干解调,然后在 Matlab 软件中对解调后的信号进行解码,以恢复原始的发送端信号,并计算出 SER。仿真系统部分参数如表 7 所示。

2.2 仿真结果分析

在新型星座整形方案的仿真过程中,本文采用了 16APSK 作为调制格式,经过 PS 与未经 PS 的 16APSK

表 7 仿真系统部分参数

光纤链路 总长度/km	信道数	中心信道 频率/THz	信道间隔 /GHz	子载 波数	单信道 符号率/GHz
150	32	193	100	128	160

星座图如图 7 所示。可以看出,经过 PS 之后,系统内圈低功率星座点(W_0, W_1, W_2, W_3)出现概率增大,外圈高功率星座点($W_4, W_5, W_6, W_7, W_8, W_9, W_{10}, W_{11}, W_{12}, W_{13}, W_{14}, W_{15}$)出现概率减小。

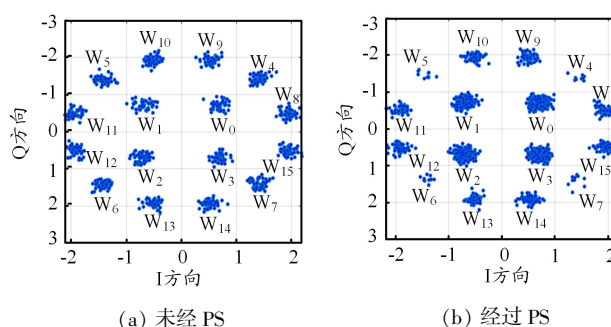


图 7 16-APSK 格式下,本文方案星座图

通过搭建联合仿真平台,以子载波 1 中 16APSK 信号为例,则有无 PS 时所提系统的仿真结果如图 8 所示。相关仿真结果如表 8 所示。其中, T 为外圈星座点半径 R_2 与内圈星座点半径 R_1 的比值。

由图 8 可知,随着激光器发射功率的增加,系统的 SER 逐渐减小;然而,当激光器发射功率超过最佳值后,系统非线性失真加剧,导致 SER 迅速增大。与没有 PS 的系统相比,有 PS 的系统的 SER 性能更好。这

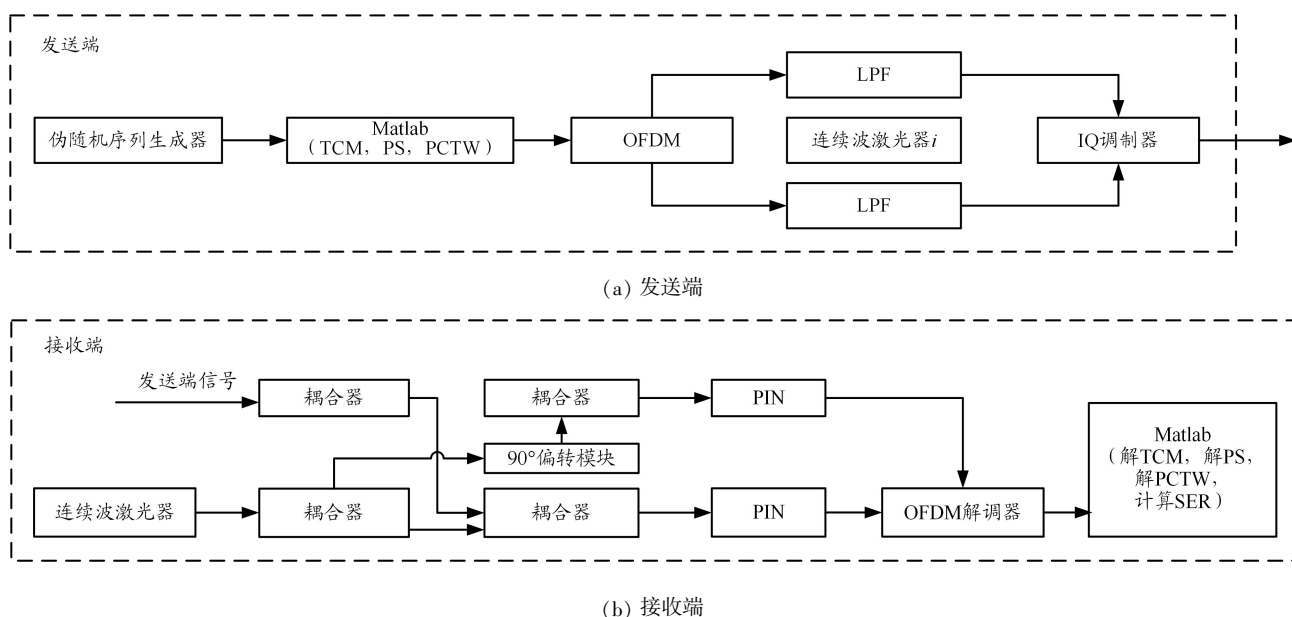


图 6 本文方案中 TCM-PS-PCTW 单信道结构图

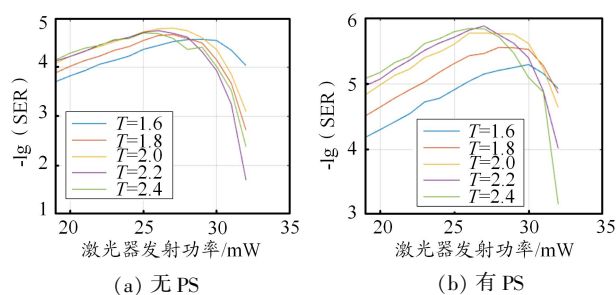


图8 有无 PS 时本文方案的系统性能

表8 有无 PS 系统的相关仿真结果

系统	激光器最佳发射功率/mW	T	$-\lg(\text{SER})$
无 PS	27	2	4.80
有 PS	27	2.2	5.87

是由于 PS 技术能有效降低信号的平均功率,进而减少因高功率信号而产生的非线性效应。此外,通过几何整形对系统进行优化,随着 T 值的变化,系统的 SER 性能也会相应地发生变化。

由表 8 可知,在没有 PS 系统的条件下,当 $T=2.0$ 时,系统的 SER 达到最低点;而在采用了 PS 系统的条件下,当 $T=2.2$ 时,系统的 SER 才能达到最小值。相较于未使用 PS 的系统,新提出的星座整形方案虽然损失了 0.04 的频谱效率,但其 SER 显著下降了 10.7 dB。这是因为随着 T 值的增加,外圈星座点的功率随之增强,这不仅提高了系统的平均功率,还加强了系统的非线性效应。然而,随着外圈星座点半径的扩大,同一星座子集内的星座点之间欧氏距离也相应增加,从而有效减少了误判的概率。相反地,当 T 值减少时,系统的平均功率下降,非线性效应减弱,但是星座点间的欧氏距离缩小,导致误判率上升。

3 结束语

本文基于 16QAM 格式,结合偏振域的 PCTW 方案,提出了一种新型的多维 TCM 星座整形方案,同时,

张钰,杜建新,辛雅洁,等: 网格编码调制星座整形相位共轭孪生波方案

定义了非同构星座子集,并且对该类子集中星座点信息熵及各子载波内星座点出现概率提出了一种基于分组概率树的计算方法。仿真结果表明:在对系统进行几何整形时,当系统中非线性效应与星座子集中星座点的欧氏距离对系统性能的影响达到最佳平衡时,系统性能最好;与未采用 PS 的系统相比,新型星座整形方案的系统虽然牺牲了 0.04 的频谱效率,但其 SER 显著降低了 10.7 dB。

参考文献:

- [1] 易航,杜建新,夏松格,等. 概率整形相位共轭孪生波 OFDM WDM 系统 IQ 不平衡研究[J]. 光通信技术,2023,47(2):78–83.
- [2] LIU X, CHANDRASEKHAR S, WINZER P J, et al. Fiber-nonlinearity-tolerant superchannel transmission via nonlinear noise squeezing and generalized phase-conjugated twin waves[J]. Journal of Lightwave Technology: A Joint IEEE/OSA Publication, 2014, 32(4): 766–775.
- [3] 缪涛,杜建新,王陈,等. 一种基于正交脉冲整形双相位共轭孪生波的非线性抑制方案[J]. 光通信技术,2021,45(6):26–30.
- [4] MENG FAN F, QIAO Y A L, YI CHENG X, et al. Multi-dimensional distribution matching with bit-level shaping for probabilistically shaped high order modulation formats[J]. Journal of Lightwave Technology: A Joint IEEE/OSA Publication, 2022, 40(9): 2870–2879.
- [5] 杨雄伟,赵峰,赵林仙,等. 基于 K-means 的自适应概率整形信号相位恢复算法[J]. 光学学报,2022,42(9):64–72.
- [6] 王陈,杜建新,易航,等. 基于概率整形相位共轭孪生波系统的仿真研究[J]. 光通信研究,2022(1):37–44.
- [7] ZHANG Y, HU G, YANG X, et al. Four-dimensional trellis-coded modulation using sphere packing non-cubic constellations[J]. Optik-International Journal for Light and Electron Optics, 2019, 186(4): 84–92.
- [8] LIN FANG W, DAN S, FELIPE A, et al. Probabilistic shaping for trellis-coded modulation with CRC-aided list decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(3): 1271–1283.
- [9] RENE S, BERND N, MARCUS W, et al. Error vector magnitude as a performance measure for advanced modulation formats[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2012, 24(1/4): 61–63.
- [10] SHAFIK R A, RAHMAN M S, ISLAM A R. On the extended relationships among EVM, BER and SNR as Performance Metrics[C]//Electrical and Computer Engineering, December 19–21, 2006, Dhaka, Bangladesh. Bangladesh: International Conference, 2006: 408–411.