

基于多包络方法的 3D 双模 OFDM-IM 调制及其性能分析

郭漪, 华朱昊, 刘刚, 付少忠

(西安电子科技大学空天地一体化综合业务网全国重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 针对当前高维 OFDM 索引调制系统误码率较高、抗干扰能力有限的问题, 提出了一种基于多包络三维星座调制的双模正交频分复用索引调制 (3D-DM-OFDM-IM) 方案。该方案采用多个球体包络内接正多面体的方法来设计 3D 星座图, 相比现有 3D 星座映射方案, 增大了星座点间的最小欧氏距离。仿真结果表明, 在保证频谱效率相同的条件下, 无论是低阶调制还是高阶调制, 所提方案相比现有 3D 双模 OFDM-IM 调制方案, 都具有更好的误码率性能和更低的峰均比。

关键词: 三维星座; 索引调制; 正交频分复用; 频谱效率; 误码率

中图分类号: TN929.1

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025066

3D dual-mode OFDM-IM modulation with multi-envelope approach and performance analysis

GUO Yi, HUA Zhuhao, LIU Gang, FU Shaozhong

State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China

Abstract: To address the issues of high bit error rate and limited anti-interference capability in current high-dimensional OFDM index modulation systems, a dual-mode orthogonal frequency division multiplexing index modulation scheme based on multi-envelope three-dimensional constellation modulation (3D-DM-OFDM-IM) was proposed. The scheme employed a method of inscribing regular polyhedrons within multiple spherical envelopes to design a 3D constellation diagram. Compared to existing 3D constellation mapping schemes, the minimum Euclidean distance between constellation points has improved. Simulation results show that under the condition of ensuring the same spectral efficiency, the proposed scheme achieves better bit error rate performance and lower peak-to-average power ratio compared to the existing 3D dual-mode OFDM-IM modulation scheme, regardless of low-order modulation or high-order modulation.

Keywords: three-dimensional constellation, index modulation, orthogonal frequency division multiplexing, spectral efficiency, bit error rate

0 引言

正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 系统^[1]具有较高的频谱效率 (SE, spectral efficiency), 因此被广泛应用于无线通信系统中。受空间调制技术的启发, 进一步

提出了正交频分复用索引调制 (OFDM-IM, OFDM with index modulation) 系统^[2], 该系统增加了子载波传输的索引信息, 提高了频谱效率, 降低了系统能量消耗^[3-5]与峰均比 (PAPR, peak to average power ratio)。

收稿日期: 2024-11-07; 修回日期: 2025-04-11

通信作者: 华朱昊, 23011210525@stu.xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62171354); 陕西省自然科学基金资助项目 (No.2024JC-YBMS-533)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62171354), The Natural Science Foundation of Shaanxi Province (No.2024JC-YBMS-533)

近年来,许多学者在提高 OFDM-IM 系统的频谱效率^[6]、误码率^[7] (BER, bit error ratio) 与峰均比^[8]性能方面进行了大量研究。文献[9]提出了双模式索引调制辅助正交频分复用系统 DM-OFDM-IM, 该系统将每个 OFDM 子载波块中的子载波分为两组, 分别交由 2 个不同的映射器进行调制, 以牺牲能量效率为代价, 提高了系统的 SE。文献[10]首次提出了三维 OFDM, 将调制端的传统二维星座替换为三维星座, 显著降低了系统误码率。文献[11]和文献[12]研究了三维 OFDM 的理论分析和峰均比性能。文献[13]将 DM-OFDM-IM 系统的二维星座图扩展到三维的情况, 提出了一种三维双模式索引调制正交频分复用系统 3D-DM-OFDM-IM。该系统结合三维信号和双模式索引调制的优点, 相比于原始的 3D-OFDM 系统^[10], 提高了系统频谱效率和能量效率 (EE, energy efficiency)。而相比于原始的 DM-OFDM-IM 系统则具有更好的误码率性能。

对于三维星座图的设计, 学者们进行了大量研究^[13-15]。文献[14]参考了格理论, 将 4-QAM 星座图进行旋转拉伸并组合, 设计了三维星座图。文献[15]通过星座旋转与分层设计了三层单包络三维星座图。文献[13]同样采用单包络法设计了三维星座图, 对于低阶星座图, 采用单位球体内接正多面体的方法。对于高阶星座图, 由于星座图的星座点数与正多面体顶点数不匹配, 故文献[13]采用将其分解成多个低阶星座图再进行组合的方法。该方法设计的星座图中各星座点幅值固定, 限制了星座点间最小欧氏距离 (MED, minimum Euclidean distance) 的增大, 导致系统误码率较高。

针对上述问题, 本文提出了一种新型 3D 双模 OFDM-IM 方案, 该方案采用多包络法进行三维星座图设计, 增大了星座点间的最小欧氏距离, 提高了系统的误码率性能。同时, 本文方案通过正多面体组合的方法, 解决了高阶调制中星座点数与正多面体顶点数不匹配的问题。仿真结果表明, 在保证系统频谱效率相同的条件下, 无论是低阶调制还是高阶调制, 相比现有 3D 双模索引调制方案, 本文方案都具有更好的误码率性能与更低的峰均比。

1 新型 3D-DM-OFDM-IM

1.1 信号模型

新型 3D-DM-OFDM-IM 发送端模型, 如图 1 所

示。输入 B bit 的信息经过比特分流器被划分给 G 个子载波块, 每个子载波块携带 P bit 的信息, 即 $G = \frac{B}{P}$ 。输入端总子载波数为 N , 因此每个子载波块长度 $n = \frac{N}{G}$ 。之后, 各组信息比特经过双模式索引调制部分形成调制符号。 G 个子载波块再经过 OFDM 块生成器复用, 形成长度为 N 的 OFDM 块。之后, 对 OFDM 块进行快速傅里叶逆变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform), 并添加循环前缀, 然后进行并串转换 (P/S, parallel to serial), 数模转换后送入信道进行传输。

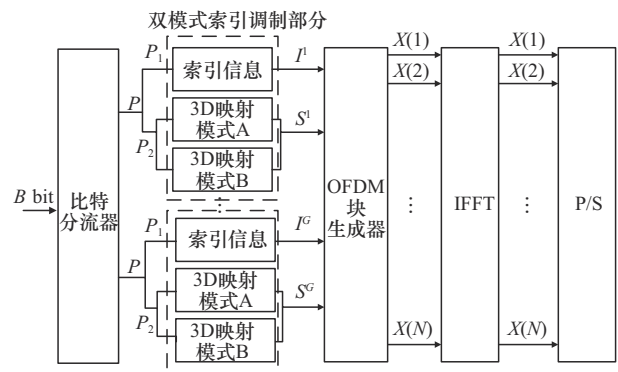


图 1 新型 3D-DM-OFDM-IM 发送端模型

为了具体说明调制方式, 以单个子载波块为例。经过比特分流器后, 每个子载波块携带 P bit 信息。将 P bit 信息进一步分为 P_1 bit 索引信息和 P_2 bit 符号信息。索引信息 $P_1 = \lfloor \log_2(C_n^k) \rfloor$, 其中参数 n 表示单个子载波块中子载波数, k 和 $n - k$ 分别表示单个子载波块中分别由调制模式 A 和 B 所调制的子载波数。 P_2 bit 符号信息通过调制模式 A 和 B 的星座图进行映射, 如图 1 所示, 得到 2 种调制模式下的星座映射输出为 $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_A, \mathbf{S}_B]$ 。再由 P_1 bit 索引信息按文献[13]表 1 映射方法确定传输 \mathbf{S}_A 和 \mathbf{S}_B 的激活子载波位置, 对于单个子载波块, 由 P_1 bit 索引信息确定模式 A 的子载波激活位置, 剩余子载波由模式 B 激活。

将 G 个频域子载波块信号连接, 就可以得到频域中完整的 OFDM 信号 $\mathbf{X} = [X(1), X(2), \dots, X(N)]$ 。由文献[13]可知, 通过以下 2D-IFFT 矩阵 $\mathbf{W}_N^{-1} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, 能够将三维频域信号转变为时域信号, 如式(1)所示。

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{3N}} \mathbf{W}_3^{-1} (\mathbf{X} \mathbf{W}_N^{-1}) \quad (1)$$

时域信号经过并串转化后, 送入信道进行传输, 最终到达接收端。

在接收端, 为了降低检测复杂度, 使用基于深度神经网络 (DNN, deep neural network) 的检测算法对信号进行检测^[16]。在使用 DNN 检测之前, 需要利用模拟收集的数据离线训练 DNN 模型。一旦 DNN 模型完成了离线训练, 则使用具有优化参数的 DNN 模型能够在线部署, 接收任意信噪比下的信号, 并实时检测数据。

1.2 多包络 3D 双模星座图设计

3D 双模星座图设计需遵循以下规则。首先, 不同模式间的信号必须能够被区分, 因此模式间信号不能存在交集。其次, 为了高效地将数据比特映射到调制符号上, 需采用格雷编码进行编码, 这也就要求 3D 双模星座图符号必须规则且对称。文献[13]提出了一种单包络下的三维星座图设计方案, 对于低阶星座图, 采用单位球体内接正多面体的方法。对于高阶星座图, 由于星座图的星座点数与正多面体顶点数不匹配, 故文献[13]采用将其分解成多个低阶星座图再进行组合的方法。该方案设计的星座图中各星座点幅值固定, 限制了星座点间最小欧氏距离的增大, 导致系统误码率较高。

针对上述问题, 本文提出了一种多包络下的星座图设计方案。该方案使用多个正多面体进行组合, 不仅增大了星座点间的最小欧氏距离, 而且正多面体的组合能使三维图形的顶点数与高阶星座图点数相同, 解决了高阶调制中星座点数与正多面体顶点数不匹配的问题。

下面介绍本文提出的 4 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图设计方案, 如图 2 所示。为了区分不同球体上的星座点, 本文方案星座图中星形和圆形符号分别表示模式 A 和模式 B, 细线和粗线分别表示内外包络。此外, 对于文献[13]星座图, 星形和圆形符号分别表示模式 A 和模式 B。

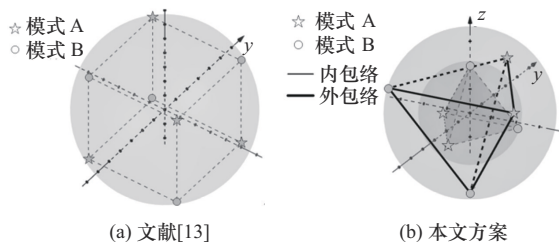


图 2 4 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图设计

图 2(b)给出了当阶数为 4 时, 本文设计的 3D-DM-OFDM-IM 星座图, 设计过程可分为 2 个步骤。

1) 对星座图进行分解

将双模正交相移键控 (QPSK, quadrature phase shift keying) 星座点分为两组 $G_j (1 \leq j \leq 2)$, 每组共 4 个星座点。又因为当星座图阶数 $M = 4$ 时, 最优的 3D 星座图为单位球体内接正四面体。因此, 本文采用多包络方法, 将星座图分解为 2 个正四面体的组合, 2 个正四面体棱长之比为 $l_1:l_2$ 。

2) 确定 2 个正四面体棱长比 $l_1:l_2$

为了直观起见, 图 3 重新给出了本文设计的 4 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图结构。假设 2 个正四面体 ABCD 与 SPOM 的几何中心都位于原点 K, 较小的正四面体 ABCD 棱长为 l_1 , 较大的正四面体 SPOM 棱长为 l_2 。假设 2 个正四面体之间初始各面互相平行。为了使不同正四面体相邻顶点之间的距离 d_1 (即线段 PA 的长度) 最大, 在保证 2 个正四面体几何中心 K 不变的条件下, 将棱长为 l_2 的正四面体 SPOM 进行倒置, 并沿水平面旋转 $\frac{\pi}{3}$, 使其顶点 P 位于棱长为 l_1 的正四面体 ABCD 侧面的中心垂线 PT 上。

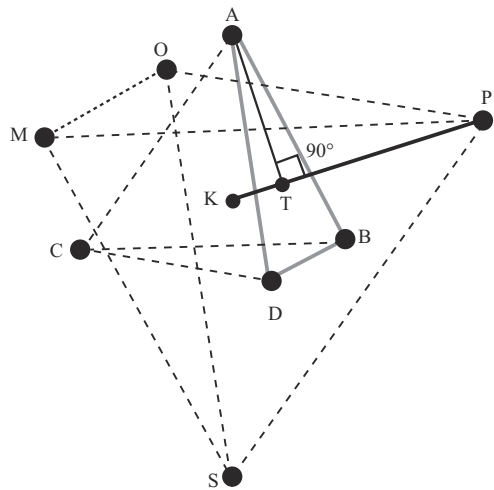


图 3 4 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图结构

由图 3 可知, 正三角形 ADB 棱长为 l_1 , 由正三角形外接圆半径与棱长的关系式可推出线段 $AT = \frac{\sqrt{3}}{3} l_1$, 线段 $TP = KP - KT = \frac{\sqrt{6}}{4} l_2 - \frac{\sqrt{6}}{12} l_1$ 。根据勾股定理, 可以推导出 d_1 与 l_1, l_2 的关系如式(2)所示。

$$d_1 = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{6}}{4}l_2 - \frac{\sqrt{6}}{12}l_1\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{3}l_1\right)^2} \quad (2)$$

假设内外正四面体的外接球半径分别为 r_1 和 r_2 ，由正四面体棱长与外接球半径公式可得

$$r_1 = \frac{\sqrt{6}}{4}l_1, r_2 = \frac{\sqrt{6}}{4}l_2 \quad (3)$$

根据功率归一化原则，需保证星座图所有点到原点距离平方均值为 1，进一步可以得到 r_1 与 r_2 之间的限制关系为

$$r_1^2 + r_2^2 = 2 \quad (4)$$

根据组合图形的空间关系，可得最小欧氏距离表达式为

$$\text{MED} = \begin{cases} l_1, & l_1 \leq d_1 \\ d_1, & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

结合式(2)~式(5)可以确定，当最小欧氏距离最大时， $l_1=1.188$ ， $l_2=1.979$ 。从而可以进一步确定棱长 l_1 的正四面体 4 个顶点的坐标：上顶点坐标为 $\left(0, 0, \frac{\sqrt{6}}{4}l_1\right)$ ，下顶点坐标依次为 $\left(0, -\frac{\sqrt{3}}{3}l_1, \frac{\sqrt{6}}{12}l_1\right)$ 、 $\left(-\frac{l_1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{6}l_1, -\frac{\sqrt{6}}{12}l_1\right)$ 和 $\left(\frac{l_1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{6}l_1, -\frac{\sqrt{6}}{12}l_1\right)$ 。同理也可以确定出棱长 l_2 的正四面体 4 个顶点的坐标，这里不再赘述。

以上为 $M=4$ 时的三维星座图设计原理。接下来将其推广到更高维的情况，以阶数 16 为例。图 4(b) 给出了本文设计的 16 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图。

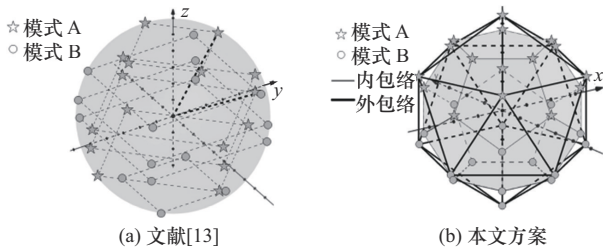


图 4 16 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图设计

当阶数为 16 时，星座点数变为 32 个。此时星座图能够分解为一个正十二面体和一个正二十面体，设计过程如下。

1) 对星座图进行分解

将双模 16QAM 星座图分解为 2 组 $G_j (1 \leq j \leq 2)$ ，星座点数分别为 20 和 12。又因为当星座图阶数 $M=20, 12$ 时，最优的 3D 星座图分别为单位球体内接正十二面体和正二十面体。因此，本文方案采用多包络方法，将星座图分解为 2 个正多面体的组合，正十二面体和正二十面体的棱长之比为 $l_3:l_4$ 。

2) 确定 2 个正多面体棱长比 $l_3:l_4$

为了直观起见，图 5 重新给出了本文设计的 16 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图结构。假设这 2 个正多面体大小不同（正十二面体略大），几何中心位于原点 B，正十二面体（简称 AFE）棱长为 l_3 ，正二十面体（简称 GDH）棱长为 l_4 。假设 2 个正多面体初始底面互相平行。为了使不同正多面体相邻顶点之间的距离 d_2 （即线段 DA 的长度）最大，在保证 2 个正多面体几何中心不变的条件下，将正多面体按如图 5 所示方式进行组合。将正二十面体上底面中心沿面 ADB 旋转 0.207π ，使其外侧正多面体 GDH 顶点 D 位于内侧正多面体 AFE 侧面的中心垂线 BC 上。

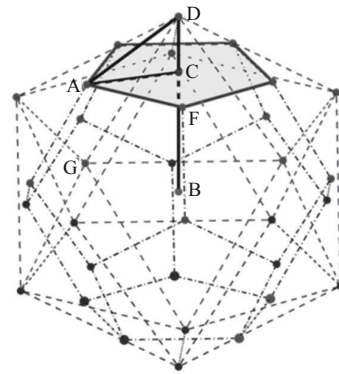


图 5 16 阶 3D-DM-OFDM-IM 星座图结构

由图 5 可知，正五边形棱长为 l_3 ，由正五边形外接圆半径与棱长的关系式能够推出线段 $AC = \frac{1}{2\cos 54^\circ}l_3$ ，线段 $DC = DB - CB = \frac{\sqrt{10+2\sqrt{5}}}{4}l_4 - \frac{\sqrt{2.5+1.1\sqrt{5}}}{2}l_3$ 。由勾股定理可以推导出 d_2 与 l_3, l_4 关系如式(6)所示。

$$d_2 = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{10+2\sqrt{5}}}{4}l_4 - \frac{\sqrt{2.5+1.1\sqrt{5}}}{2}l_3\right)^2 + \left(\frac{1}{2\cos 54^\circ}l_3\right)^2} \quad (6)$$

假设内外正多面体的外接球半径分别为 r_3 和 r_4 。由正多面体棱长与外接球半径公式可得

$$r_3 = \frac{(1 + \sqrt{5})\sqrt{3}}{4} l_3, r_4 = \frac{\sqrt{10 + 2\sqrt{5}}}{4} l_4 \quad (7)$$

根据功率归一化原则(同式(4)),进一步可以得到 r_3 与 r_4 之间的限制关系为

$$5r_3^2 + 3r_4^2 = 8 \quad (8)$$

根据组合图形的空间关系,可得最小欧氏距离表达式为

$$\text{MED} = \begin{cases} l_3, & l_3 \leq d_2 \\ d_2, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

结合式(6)~式(9)可以确定,当最小欧氏距离最大时, $l_3 = 0.67$, $l_4 = 1.15$ 。从而可以进一步确定棱长为 l_3 的正十二面体顶点坐标(以顶层为例),依次为 $(-0.5l_3, 0.69l_3, 1.11l_3)$ 、 $(-0.81l_3, -0.26l_3, 1.11l_3)$ 、 $(0, -0.85l_3, 1.11l_3)$ 、 $(0.81l_3, -0.26l_3, 1.11l_3)$ 和 $(0.5l_3, 0.69l_3, 1.11l_3)$ 。同理也可以确定出棱长为 l_4 的正二十面体的顶点坐标,这里不再赘述。由此完成 $M=16$ 时的星座图设计。

表1给出了文献[13]中原始3D-DM-OFDM-IM方案与本文方案的最小欧氏距离对比。

方案	$M=4$	$M=16$
文献[13]	1.15	0.22
本文方案	1.19	0.67

由表1可以看出,当阶数为4时,本文方案最小欧氏距离略优于文献[13],而当阶数为16时,本文方案最小欧氏距离远大于文献[13]。

2 性能分析

2.1 频谱效率

假设信息源等概率均匀分布,子载波块传输的信息总比特数与使用子载波之比表示系统的频谱效率SE,则本文所提新型3D双模OFDM-IM方案的频谱效率可以表示为

$$\eta = \frac{\lfloor \text{lb}C_n^k \rfloor + k\text{lb}N_A + (n - k)\text{lb}N_B}{n} \quad (10)$$

其中, C_n^k 表示二项式系数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, n 表示每个子载波块的子载波数, k 表示模式A激活子

载波数, $\lfloor \text{lb}C_n^k \rfloor$ 表示传输的索引信息比特数, N_A 与 N_B 分别表示模式A与模式B的调制阶数, $k\text{lb}N_A$ 表示所有调制模式为A的激活子载波携带的符号信息比特数, $(n - k)\text{lb}N_B$ 表示所有调制模式为B的激活子载波携带的符号信息比特数。

2.2 误码率

假设发送信号 \mathbf{X} 发送后被错误地检测为 $\hat{\mathbf{X}}$, 那么接收端将会在激活子载波模式和子载波携带符号的解调中产生错误。模型的已知条件成对错误概率(CPEP, conditional pairwise error probability)表达式如式(11)所示。

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}|\mathbf{h}) = Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{2N_{0,F}^2}}\right) \quad (11)$$

其中, $d = \|(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})\mathbf{h}\|_F^2 = \mathbf{h}^H \mathbf{A} \mathbf{h}$, \mathbf{h} 为信道频域系数, $(\cdot)^T$ 为转置操作, $N_{0,F}$ 是频域的噪声方差。由于 $\mathbf{A} = (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^T (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})$, 根据文献[17],可以近似得到 $Q(x)$ 为

$$Q(x) \cong \frac{1}{12} e^{-\frac{x^2}{2}} + \frac{1}{4} e^{-\frac{2x^2}{3}} \quad (12)$$

因此,新型3D双模OFDM-IM方案的无条件成对错误概率(UPEP, unconditional PEP)为

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = E_{\mathbf{h}} \left[\frac{1}{12} \exp(-q_1 d^2) + \frac{1}{4} \exp(-q_2 d^2) \right] \quad (13)$$

其中, $q_1 = \frac{1}{4N_{0,F}}$, $q_2 = \frac{1}{3N_{0,F}}$, 对所有子载波块都有效。

由此可得,该方案的平均比特误差概率(ABEP, average bit error probability)为

$$P_b \approx \frac{1}{pn_X} \sum_{\mathbf{X}} \sum_{\hat{\mathbf{X}}} P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (14)$$

其中, n_X 表示输入比特 \mathbf{X} 的可能实现数, $e(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 表示相应成对错误事件的比特错误数。

这里以阶数4为例,分析该调制方式下的误码率。本文方案4阶星座分布如图6所示,其中,细线和粗线分别表示内外包络,星形和圆形分别表示模式A和模式B。

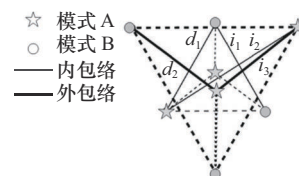


图6 本文方案4阶星座分布

第一种错误情况为某一模式下激活子载波位置错误，等同于索引信息错误。在此类错误中，将该模式激活子载波误判为另一种模式。在该错误情况下，发送向量与错误向量之间的最小距离可以表示为

$$d_1^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (15)$$

$$d_2^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (16)$$

其中， \mathbf{x} 表示发送端向量， \mathbf{x}' 表示接收端向量， h_1 和 h_2 表示子载波激活模式检测错误时的信道衰落系数。

第二种错误情况为当模式 A 和模式 B 激活子载

$$P \approx \frac{1}{p2^p} \left\{ n_1 \left[\frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{d_1^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) + \frac{1}{2} Q \left(\sqrt{\frac{d_2^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) \right] p_{b1} + n_2 \left[\frac{1}{3} Q \left(\sqrt{\frac{i_1^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) + \frac{1}{3} Q \left(\sqrt{\frac{i_2^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) + \frac{1}{3} Q \left(\sqrt{\frac{i_3^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) \right] p_{b2} \right\} = \frac{1}{p2^p} \left\{ \left(\frac{1}{2} n_1 p_{b1} + \frac{1}{3} n_2 p_{b2} \right) Q \left(\sqrt{\frac{i_1^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) + \frac{1}{3} n_2 p_{b2} Q \left(\sqrt{\frac{i_2^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) + \left(\frac{1}{2} n_1 p_{b1} + \frac{1}{3} n_2 p_{b2} \right) Q \left(\sqrt{\frac{i_3^2}{(2N_{0,F}^2)}} \right) \right\} \quad (20)$$

其中， $i_1 = 1.18$ ， $i_2 = 1.94$ ， $i_3 = 1.98$ ， p 表示每个子载波块传输的信息比特数， n_1 和 n_2 分别表示第一种和第二种错误情况出现次数， p_{b1} 和 p_{b2} 分别表示第一种和第二种错误情况下的错误比特数。

3 仿真分析

本节给出了在加性白高斯噪声 (AWGN) 信道、莱斯信道 (RC) 和瑞利信道 (RL) 下，本文方案与文献[13]和文献[14]在相同频带利用率下的性能比较。

仿真中设置 $n=4$ ， $k=2$ ，莱斯信道功率比参数 Z 设置为3。在系统接收端，当接收4阶信号时，DNN^[12]隐层节点数为32；当接收16阶信号时，DNN隐层节点数为128。

图7给出了4阶双模星座误码率性能对比。从图7中可以看到，在保证双方频带利用率相等(4阶：0.83 bit/(s·Hz))，且误码率为 10^{-4} 时，在高斯信道下，本文方案相比于文献[13]和文

波位置判断正确，即索引信息正确，同一模式内的符号判断错误。此类错误将同一模式下的符号误判为另一符号。在该错误情况下，发送向量与错误向量之间的最小距离可以表示为

$$i_1^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (17)$$

$$i_2^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (18)$$

$$i_3^2 = \|(\mathbf{x} - \mathbf{x}')\mathbf{h}\|_F^2 = |h_1(s_1 - s'_1)|^2 + |h_2(s_2 - s'_2)|^2 \quad (19)$$

由几何关系可知， $i_1 = d_1$ ， $i_3 = d_2$ 。由于星座图的平均功率限制，内外包络各点出现概率相等。由此，系统的误码率^[18]可以近似表示为

献[14]分别有0.5 dB和0.3 dB增益。在莱斯信道下，本文方案相比于文献[13]和文献[14]分别有1.2 dB和0.9 dB增益。在瑞利信道下，本文方案相比于文献[13]和文献[14]分别有1.5 dB和0.7 dB增益。

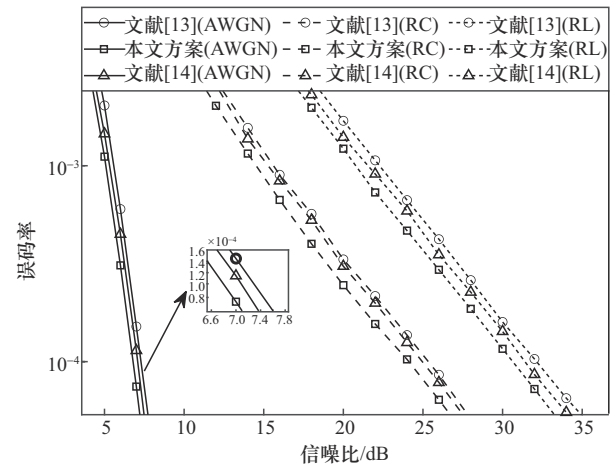


图7 4阶双模星座误码率性能对比

图 8 给出了 16 阶双模星座误码率性能对比。从图 8 中可以看到,在保证双方频带利用率相等(16 阶: 1.5 bit/(s·Hz)),且误码率为 10^{-4} 时,在高斯信道下,本文方案相比于文献[13]和文献[14]分别有 1.0 dB 和 0.7 dB 增益。在莱斯信道下,本文方案相比于文献[13]和文献[14]分别有 1.2 dB 和 0.4 dB 增益。在瑞利信道下,本文方案相比于文献[13]有 0.6 dB 增益,与文献[14]性能接近。

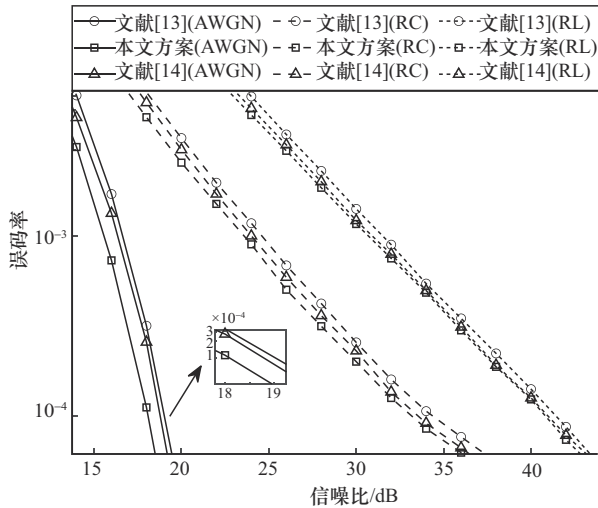


图 8 16 阶双模星座误码率性能对比

图 9 给出了高斯信道下相同传输速率下误码率性能对比。本文方案、文献[13]和文献[14]采用 4 阶星座图, 2D-OFDM-IM 方案采用文献[9]中图 2 所示的星座图, 为了保证所有方案传输速率相同(即每帧发送 320 bit), 参考文献[13], 3D-OFDM 方案每一帧中前 64 个子载波采用正四面体星座, 其他子载波采用正六面体星座。由图 9 可以看出, 本文方案误码率性能优于其他方案, 当误码率为 10^{-4} 时, 本文方案相比于文献[13]、文献[14]、2D-OFDM-IM 和 3D-OFDM 方案分别有 0.5 dB、0.3 dB、7 dB 和 2 dB 增益。

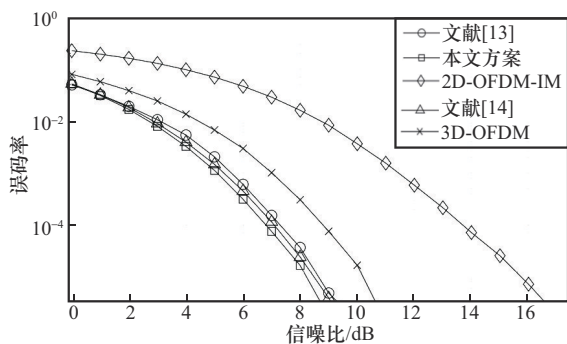


图 9 相同传输速率下误码率性能对比

图 10 给出了不同方案的补充累积分布函数^[19](CCDF, complementary cumulative distribution function), 其中, 实线代表 4 阶调制, 虚线代表 16 阶调制。从图 10 可以看到, 当 CCDF= 10^{-3} 时, 对于 4 阶调制, 本文方案相比于文献[13]和文献[14]峰均比分别低 0.5 dB 和 0.4 dB; 对于 16 阶调制, 本文方案相比于文献[13]和文献[14]峰均比分别低 0.2 dB 和 0.7 dB。本文采用多包络法设计星座图, 相比于单包络, 多包络调制星座点具有不同幅度相位, 从而避免了峰值功率的集中, 降低了峰均比。

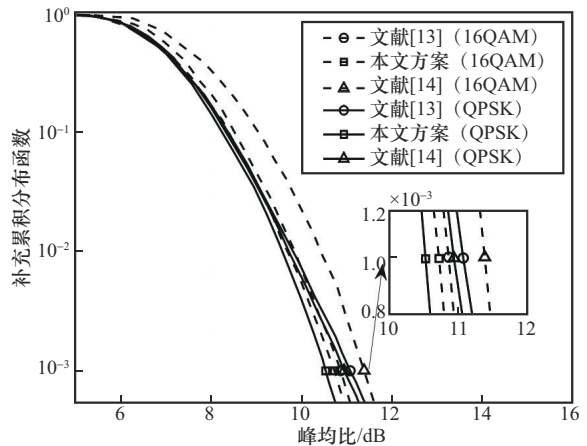


图 10 不同方案的 CCDF 曲线

4 结束语

本文提出了一种基于多包络方法的 3D 双模 OFDM-IM 的传输方案。该方案采用多包络设计星座图, 使用多个正多面体组合, 不仅增大了星座点之间的最小欧氏距离, 多面体组合还能使三维图形的顶点数与高阶星座图点数相同, 解决了高阶调制中星座点数与正多面体顶点数不匹配的问题。仿真结果表明, 在保证频谱效率相同的条件下, 无论在低阶调制还是高阶调制下, 相比现有 3D 双模索引调制方案, 本文方案都具有更好的误码率性能与更低的峰均比。

参考文献:

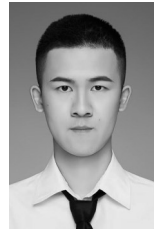
[1] ZHANG G Y, LEENHEER M D, MOREA A, et al. A survey on OFDM-based elastic core optical networking[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(1): 65-87.
 [2] BAŞAR E, AYGÖLÜ Ü, PANAYIRCI E, et al. Orthogonal frequency division multiplexing with index modulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(22): 5536-5549.

- [3] MAHMUD M T, RYU H G. Performance evaluation of OFDM hybrid number and index modulation for 6G mobile system[C]//Proceedings of the 2021 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC). Piscataway: IEEE Press, 2021: 39-42.
- [4] MRKIC J, KOCAN E, PEJANOVIC-DJURISIC M. Index modulation techniques in OFDM relay systems for 5G wireless networks[C]//Proceedings of the 2017 40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). Piscataway: IEEE Press, 2017: 208-211.
- [5] LIU T H. A review on the 5G enhanced OFDM modulation technique[C]//Proceedings of the 2023 3rd Asia-Pacific Conference on Communications Technology and Computer Science (ACCTCS). Piscataway: IEEE Press, 2023: 677-683.
- [6] WEN M W, LI J, DANG S P, et al. Joint-mapping orthogonal frequency division multiplexing with subcarrier number modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4306-4318.
- [7] DANG S P, MA G Q, SHIHADA B, et al. Enhanced orthogonal frequency-division multiplexing with subcarrier number modulation[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(5): 7907-7920.
- [8] FARAJ B S, SIDDIQ A. Peak to average power ratio reduction for OFDM with IM system[C]//Proceedings of the 2022 4th International Conference on Advanced science and Engineering (ICOASE). Piscataway: IEEE Press, 2022: 95-100.
- [9] MAO T Q, WANG Z C, WANG Q, et al. Dual-mode index modulation aided OFDM[J]. IEEE Access, 2016, 5: 50-60.
- [10] KANG S G. An OFDM with 3-D signal mapper and 2-D IDFT modulator[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(12): 871-873.
- [11] CHEN Z X, CHOI E C, KANG S G. Closed-form expressions for the symbol error probability of 3-D OFDM[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(2): 112-114.
- [12] HUANG H Q, ZHANG L. 3-D constellation extension-aided PAPR suppressing for OFDM systems[C]//Proceedings of the 2018 10th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-6.
- [13] WANG M Y, CHEN Z H, CHEN Z X. Dual-mode index modulation aided 3D-OFDM[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(3): 612-616.
- [14] 严袁司祎. 基于 3D-QAM 和机器学习的保密光通信研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2023.
YAN Y S W. Research on secure optical communication based on 3D-QAM and machine learning[D]. Changsha: Hunan University, 2023.
- [15] 赵耿, 吴锐, 马英杰, 等. 基于扰动时空混沌的三维 OFDM 星座加密方案[J]. 计算机科学, 2024, 51(5): 390-399.
ZHAO G, WU R, MA Y J, et al. Three-dimensional OFDM constellation encryption scheme based on perturbed spatiotemporal chaos[J]. Computer Science, 2024, 51(5): 390-399.
- [16] LUONG T V, KO Y, VIEN N A, et al. Deep learning-based detector for OFDM-IM[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(4): 1159-1162.
- [17] NAMBI S A, GIRIDHAR K. Lower order modulation aided BER reduction in OFDM with index modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(8): 1596-1599.
- [18] 郭漪, 王翊卿, 樊媛媛, 等. 基于子载波补给索引调制的 OFDM 传输方案[J]. 通信学报, 2023, 44(2):104-111.
GUO Y, WANG Y Q, FAN Y Y, et al. OFDM transmission scheme with subcarrier supply index modulation[J]. Journal on Communications, 2023, 44(2): 104-111.
- [19] JAWHAR Y A, AUDAH L, TAHER M A, et al. A review of partial transmit sequence for PAPR reduction in the OFDM systems[J]. IEEE Access, 2019, 7: 18021-18041.

[作者简介]



郭漪 (1977-), 女, 陕西榆林人, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为 B5G/6G 智能传输关键技术等。



华朱昊 (2000-), 男, 江苏无锡人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为基于索引调制的 OFDM 技术等。



刘刚 (1977-), 男, 陕西三原人, 博士, 西安电子科技大学教授, 主要研究方向为宽带无线传输等。



付少忠 (1975-), 男, 湖北钟祥人, 博士, 西安电子科技大学副教授, 主要研究方向为宽带无线通信技术等。