

# 面向非相干 SIMO 短包通信的多符号 酉星座参数化设计

李双志, 刘莹莹, 李璐琦, 郭 新\*

(郑州大学电气与信息工程学院, 河南郑州 450001)

**摘 要:** 针对高阶酉星座设计及在接收端检测复杂度高的问题, 本文面向块瑞利衰落信道下的非相干单输入多输出短包通信系统, 提出一种低复杂度的多符号高阶酉星座参数化设计方法, 以实现在短包传输中高效利用时域分集, 提升系统可靠性, 并降低设计与检测开销. 短包通信是支持超可靠低时延通信的关键技术之一, 其传输块长度有限, 传统信道编码与相干检测方案因需分配大量导频进行信道估计而导致频谱效率下降. 非相干通信虽无需瞬时信道状态信息, 但传统非结构化酉星座的设计与最大似然检测复杂度随调制阶数呈指数增长, 难以应用于高阶调制或时延敏感场景. 为此, 本文通过引入参数化与结构化设计思想, 在给定传输速率和平均功率约束下, 将酉星座设计问题转化为以最大化不同发送信号间最小弦距为目标的混合离散-连续优化问题. 本文所提方法的核心在于将长度为  $L$  的发送信号递归参数化为一系列独立的角度参数与相位参数, 并假设二者分属不同的星座集合. 这一结构化假设不仅将高维星座点优化问题解耦为对有限个参数的优化, 极大降低了设计复杂度, 也为接收端实现低复杂度递归检测算法奠定了结构基础. 具体地, 本文提出一种联合比特分配与星座结构优化的两步求解策略: 首先, 在给定比特分配下, 通过最大化最小弦距特性推导出最优角度星座应具有算术序列结构、最优相位星座应为均匀分布的相移键控星座; 其次, 基于该结构通过离线搜索确定各参数子空间的最优比特分配, 从而在保证结构规律性的同时最大化系统的最小弦距. 在接收端, 得益于星座的参数化与结构独立性, 本文进一步提出一种低复杂度的递归最大似然检测算法. 该算法将任意符号长度的检测问题递归分解为两符号检测, 降低了计算复杂度. 理论分析表明, 所提检测算法的复杂度与各参数子空间的星座点数之和呈线性关系, 避免了传统全局搜索算法随总调制阶数指数增长的问题, 尤其适用于高阶调制与实时性要求高的短包通信场景. 仿真结果表明, 与基于导频的正交幅度调制和相移键控方案相比, 所提结构化酉星座具有更优的误码性能, 且在高速率场景下通过联合利用角度与相位维度进一步提升频谱效率. 同时, 所提递归检测器在误码率与误比特率性能上均接近全局搜索检测器, 而计算复杂度降低超过 95%, 验证了其在保持优异性能的同时实现低复杂度处理的可行性. 本文工作为单输入多输出系统下的非相干短包通信提供了一种高效、实用的星座设计与检测方案, 有助于推动超可靠低时延通信在实际系统中的部署与应用.

**关键词:** SIMO 系统; 短包通信; 星座设计; 非相干空时调制; 递归检测; 最小弦距准则

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61901416); 河南省青年人才托举工程基金(No.2024HYTP026); 河南省自然科学基金(No.242300420269); 河南省科技攻关资金(No.242102211017)

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)12-4708-11

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250986

## Parametric Design of Multi-Symbol Unitary Constellations for Non-Coherent SIMO Short-Packet Communications

LI Shuang-zhi, LIU Ying-ying, LI Lu-qi, GUO Xin\*

(School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

**Abstract:** To address the issues of high-order unitary constellation design and the high complexity of detection at the receiver, this paper focuses on non-coherent single-input multiple-output (SIMO) short-packet communication systems over block Rayleigh fading channels. It proposes a low-complexity multi-symbol high-order unitary constellation parameterization design method, aiming to efficiently exploit time-domain diversity in short-packet transmissions, improve system reliability, and reduce design and detection overhead. Short-packet communication is one of the key technologies for supporting ultra-reli-

able low-latency communication (URLLC). Due to limited transmission block lengths, traditional channel coding and coherent detection schemes suffer from reduced spectral efficiency as they require allocating a large number of pilot symbols for channel estimation. Although non-coherent communication does not require instantaneous channel state information, the design and maximum likelihood (ML) detection complexity of traditional unstructured unitary constellations grow exponentially with the modulation order, making them difficult to apply in high-order modulation or latency-sensitive scenarios. To tackle this, this paper introduces a parameterized and structured design approach. Under given transmission rate and average power constraints, the unitary constellation design problem is transformed into a mixed discrete-continuous optimization problem with the objective of maximizing the minimum chordal distance (MCD) between different transmitted signals. The core of the proposed method lies in recursively parameterizing the transmitted signal of the length  $L$  into a series of independent angle parameters and phase parameters, assuming they belong to different constellation sets. This structural assumption not only decouples the high-dimensional constellation point optimization problem into the optimization of a finite number of parameters, significantly reducing the design complexity, but also establishes a structural foundation for implementing low-complexity recursive detection algorithms at the receiver. Specifically, the paper proposes a two-step solution strategy that jointly optimizes bit allocation and constellation structure: first, under a given bit allocation, it is derived that the optimal angle constellation should have an arithmetic sequence structure, and the optimal phase constellation should be a uniformly distributed phase-shift keying (PSK) constellation, based on maximizing the MCD property; Second, based on this structure, offline search is employed to determine the optimal bit allocation for each parameter subspace, thereby maximizing the system's MCD while ensuring structural regularity. At the receiver, benefiting from the parameterization and structural independence of the constellation, the paper further proposes a low-complexity recursive ML detection algorithm. This algorithm recursively decomposes the detection problem of any symbol length into two-symbol detection, reducing computational complexity. Theoretical analysis shows that the complexity of the proposed detection algorithm scales linearly with the sum of the constellation points in each parameter subspace, avoiding the exponential growth with the total modulation order characteristic of traditional global search algorithms. This makes it particularly suitable for high-order modulation and real-time short-packet communication scenarios. Simulation results demonstrate that compared to pilot-based quadrature amplitude modulation and PSK schemes, the proposed structured unitary constellation achieves better block error rate (BLER) performance. Moreover, in high-rate scenarios, it further enhances spectral efficiency by jointly utilizing the angle and phase dimensions. Meanwhile, the proposed recursive detector achieves BLER and bit error rate performances close to those of the global search detector, while reducing computational complexity by over 95%. This validates its feasibility in maintaining excellent performance while achieving low-complexity processing. The study provides an efficient and practical constellation design and detection scheme for non-coherent short-packet communication in SIMO systems, contributing to the deployment and application of URLLC in practical systems.

**Key words:** SIMO system; short-packet communication; constellation design; non-coherent space-time modulation; recursive detection; minimum chordal distance (MCD) criterion

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61901416); Young Elite Scientists Sponsorship Program of Henan (No.2024HYTP026); Natural Science Foundation of Henan Province (No.242300420269); Science and Technology Development Project of Henan Province (No.242102211017)

## 1 引言

超可靠低时延通信 (Ultra-Reliable Low-Latency Communication, URLLC) 是 5G 及未来 6G 无线通信的核心技术,对工业自动化、远程控制等关键业务场景至关重要<sup>[1]</sup>. URLLC 对块错误率 (Block Error Rate, BLER) 有着严苛的要求 (例如  $10^{-5}$ ),同时物理层时延必须严格限制在 1~10 ms 之间. 为满足这一时延约束,物理层通常采用短包通信机制<sup>[2]</sup>,即在极短的相干时间内传输几十至几百字节的数据. 然而,传统信道编码在短包长度下性能受限,亟需在有限符号内充分利用除时间以外的分集增益,以提高传输可靠性. 在多种分集技术中,单输入多输出 (Single-Input Multiple-Output, SIMO) 系统通过配置多天线接收结构,可有效提升链路鲁棒性,已成为短包通信中的重要实现方案<sup>[3-5]</sup>. 现有 SIMO 系统大多基于

相干检测,其性能严重依赖于准确的信道状态信息 (Channel State Information, CSI). 在短包通信中,用于信道估计的导频符号占总符号数的比例显著增加,导致系统频谱效率显著下降<sup>[6]</sup>. 相比之下,非相干通信无需依赖瞬时 CSI,为 SIMO 短包通信提供了更高效的解决方案. 在非相干 SIMO 编码方案中,设计思路与天线配置的规模密切相关,主要可分为两大类:

(1) 大规模多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 下的非西星座. 在大规模 MIMO 系统中,由于信道硬化效应,研究者倾向于关注基于能量检测的非西星座设计<sup>[5,7-9]</sup>. 该类方法仅通过信号幅度携带信息,虽然检测复杂度低,但限制了频谱效率的进一步提升.

(2) 传统 MIMO 下的西星座. 对于本文研究的传统小规模 MIMO 系统 (如 SIMO),收发天线数量较少,信道

特性更复杂. 研究表明, 在块衰落信道下, 西星座在满足能量约束的同时, 通过联合角度和相位信息来编码, 被认为是高信噪比(Signal-to-NoiseRatio, SNR)或信道相干时间较长时的最优空时码设计<sup>[10,11]</sup>. 因此, 设计高效率的西星座成为传统SIMO非相干编码研究的重点.

典型的西星座方案包括差分相移键控(Differential Phase Shift Keying, DPSK)<sup>[12,13]</sup>, 其复杂度较低. 然而, 为实现高阶调制下的最优分集增益和更高的频谱效率, 需设计更具结构的多符号空时码. 目前, 高阶西星座的设计主要面临两大挑战. 一方面, 最优非结构化设计复杂度高. 最优西星座的设计本质是对应于Grassmannian上的球填充问题<sup>[14]</sup>. 现有的非结构化西星座(如通过数值优化或随机搜索构造的方案<sup>[15]</sup>)虽然在小规模星座下可获得较优的误码性能, 但缺乏规则结构, 其设计过程和接收端的最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测复杂度均随星座调制阶数呈指数增长<sup>[16]</sup>, 难以应用于高阶调制或时延敏感的短包通信. 另一方面, 现有结构化方案的局限性. 虽然彭秋平等<sup>[17]</sup>和韩东升等人<sup>[18]</sup>提出了基于代数或排列旋转的结构化西星座, 但解码仍需进行全局搜索或复杂度较高的分类解调. Zhang等人<sup>[19]</sup>提出的唯一可分解星座实现了两时隙内的全分集增益, 且解码复杂度与星座大小呈线性关系, 但其设计结构相对复杂. 此外, Li等人<sup>[20]</sup>提出了基于相移键控(Phase-Shift Keying, PSK)的参数化西星座设计, 虽然将ML检测器的复杂度降至与PSK符号检测相当, 但其结构限于两符号块长度, 难以在不增加块长度的前提下充分利用多符号带来的时域分集增益. 综上, 针对传统SIMO系统下, 如何设计兼具低复杂度编解码与优异误码性能的多符号高阶西星座, 仍是一个开放性问题.

针对上述不足, 本文提出一种面向非相干SIMO短包通信的结构化多符号西星座参数化设计方法. 本文采用西星座参数化设计的核心优势在于, 它将高维的星座点优化问题解耦为对有限个角度和相位参数的优化. 这种结构化方法不仅降低了设计和存储的复杂度, 更重要的是, 它为所提星座设计低复杂度、递归的ML检测算法奠定了结构基础. 本文以最大化最小弦距(Minimum Chordal Distance, MCD)为准则优化成对差错概率(Pairwise ErrorProbability, PEP). 本文的主要贡献包括以下3点.

(1) 提出一种结构化多符号高阶西星座参数化设计方法, 通过将星座参数分解为独立的角度和相位集合, 以最大化MCD为目标进行联合优化. 与文献[10]中的非结构化西星座相比, 所提方案的检测复杂度与各参数子空间的星座点数之和呈正比, 避免了指数复杂度的设计和检测开销.

(2) 所设计的星座具有结构规则性, 对于任意符号长度, 仅需少量参数即可完整表征高阶星座, 减少了发射端和接收端的参数存储量. 基于所提结构化星座, 设计了一

种低复杂度递归ML检测算法, 可将任意符号长度的检测问题递归转化为两符号检测, 大幅降低计算开销.

(3) 仿真结果表明, 所提星座的检测器复杂度低且误码性能逼近全局搜索检测器, 相比传统基于导频的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)与PSK方案, 误码性能更优, 验证了其在短包URLLC场景下的有效性.

## 2 系统模型

考虑一个块瑞利衰落信道下的SIMO上行通信系统, 其中配备单天线的发射机与一个具有 $M$ 根接收天线的基站进行通信. 信道向量 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示从用户到基站的信道响应, 服从复圆对称高斯分布, 即 $\mathbf{h} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ , 且收发两端均未知其瞬时状态. 系统采用块衰落模型, 假定信道在一个包含 $L$ 个符号的传输块内保持恒定, 在不同块之间独立变化. 发送符号序列 $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_L)^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 取自某个满足功率约束 $\|\mathbf{x}\|^2 = 1$ 的西星座 $\mathcal{X}$ . 接收信号 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times L}$ 可写为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{h}\mathbf{x}^T + \mathbf{N} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{M \times L}$ 为加性高斯白噪声矩阵, 其每个元素独立同分布, 均服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$ 分布. 接收端每根天线上的SNR定义为 $\text{SNR} \triangleq 1/L\sigma_n^2$ .

### 2.1 最大似然检测

在发送符号序列 $\mathbf{x}$ 的条件下, 接收信号 $\mathbf{Y}$ 的概率密度函数为

$$f(\mathbf{Y}|\mathbf{x}) = \frac{1}{\pi^{LM} \left( (\sigma_n^2 + \|\mathbf{x}\|^2) \sigma_n^{2L-2} \right)^M} \times \exp \left( - \frac{\text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})}{\sigma_n^2} + \frac{\text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y} \mathbf{x}^* \mathbf{x}^T)}{\sigma_n^2 (\sigma_n^2 + \|\mathbf{x}\|^2)} \right) \quad (2)$$

ML检测器可表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \left( \frac{\text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y} \mathbf{x}^* \mathbf{x}^T)}{\sigma_n^2 (\sigma_n^2 + \|\mathbf{x}\|^2)} - M \ln (\sigma_n^2 + \|\mathbf{x}\|^2) \right).$$

鉴于所有星座点满足酉约束 $\|\mathbf{x}\| = 1, \forall \mathbf{x} \in \mathcal{X}$ , 上述ML检测器可简化为

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ML}} = \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y} \mathbf{x}^* \mathbf{x}^T) = \arg \max_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \|\mathbf{Y}^H \mathbf{x}\|^2.$$

该最优检测器需在大小为 $|\mathcal{X}| = 2^R$ 的星座中进行穷举搜索, 其复杂度随调制阶数 $R$ 呈指数增长, 难以适用于大规模星座.

### 2.2 基于最小弦距最大化的星座设计

根据文献[10], 采用ML检测器时, 两个不同发送信号 $\mathbf{x}_i$ 与 $\mathbf{x}_j$ 之间的PEP上界为 $P_e(\mathbf{x}_i \rightarrow \mathbf{x}_j) \leq \frac{1}{2} \left( 1 + \right.$

$$\left. \frac{d^2(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)}{4\sigma_n^2(1 + \sigma_n^2)} \right)^{-M},$$
 其中 $d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ 表示两信号之间的弦距

离, 定义为

$$d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \sqrt{1 - |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2} \quad (3)$$

从 PEP 上界可以看出, PEP 随弦距离的减小而增大. 因此, 为优化系统可靠性, 本文以最大化星座  $\mathcal{X}$  中的最小弦距为设计准则:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^* &= \arg \max_{\mathcal{X}} \left\{ \min_{\mathbf{x}_i \neq \mathbf{x}_j, \mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j \in \mathcal{X}} d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) \right\} \\ \text{s.t. } & \|\mathbf{x}\| = 1, \forall \mathbf{x} \in \mathcal{X} | \mathcal{X}| = 2^R, R \in \mathbb{Z}^+ \end{aligned} \quad (4)$$

该问题是一个高维非凸优化问题, 直接求解复杂度较高, 尤其当  $R$  较大时难以处理.

### 2.3 所提多符号参数化星座设计

对于长度为  $L$  的发送信号  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_L)^T$ , 每个符号  $x_l$  可表示为  $x_l = |x_l| e^{j\phi_l}$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$ , 其中  $|x_l| \geq 0, 0 \leq \phi_l < 2\pi$ . 根据功率约束条件  $\|\mathbf{x}\|^2 = 1$ , 有  $\sum_{l=1}^L |x_l|^2 = 1$ , 可等价写为  $|x_1|^2 + \sum_{l=2}^L |x_l|^2 = 1$ . 因此, 该约束可参数化为  $|x_1| = \cos \theta_{L-2}$ ,  $\sqrt{\sum_{l=2}^L |x_l|^2} = \sin \theta_{L-2}$ , 其中  $0 \leq \theta_{L-2} \leq \pi/2$ . 类似地,  $\sum_{l=2}^L |x_l|^2$  可通过递归方式进一步参数化. 根据文献[20], 第一个符号的相位可在信道中被吸收, 且其分布不受该相位影响, 因此可将第一个符号设为实信号. 基于此, 发送信号可递归的参数化为

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}(L) = \begin{pmatrix} \cos \theta_{L-2} \\ \sin \theta_{L-2} e^{j\phi_{L-2}} \mathbf{x}(L-1) \end{pmatrix} \quad (5)$$

其中, 递归基为  $\mathbf{x}(1) = 1$  (标量). 参数集包括角度参数  $\vartheta = \{\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_{L-2}\}$  和相位参数  $\varphi = \{\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{L-2}\}$ , 满足  $0 \leq \theta_l \leq \pi/2, 0 \leq \phi_l < 2\pi, l = 0, 1, \dots, L-2$ .

为简化设计, 本文假设角度参数与相位参数相互独立, 并分属于不同的星座集合. 这一结构化假设是实现低复杂度编解码的关键技术选择<sup>[20]</sup>. 最优星座的设计需要对所有参数进行联合优化, 其搜索空间随星座调制阶数呈指数增长. 通过引入独立性假设, 可将高维的联合优化问题解耦为对两个低维子集的优化, 从而大幅降低设计复杂度. 更重要的是, 这一假设为接收端设计低复杂度递归 ML 检测算法 (详见第 4 节) 奠定了结构基础. 此外, 为实现格雷编码, 假设各子星座的星座点数为 2 的整数次幂. 特别地, 基于上述假设, 文献[20] 给出了  $L=2$  时的最优星座集.

因此, 所提出的星座可表示为  $\mathcal{X} = \{\mathbf{x}(\vartheta, \varphi) | \vartheta \in \Theta, \varphi \in \Phi\}$ , 其中  $\Theta = \{\Omega_{\theta,l}\}_{l=0}^{L-2}$  为角度星座集合,  $\Phi = \{\Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$  为相位星座集合, 其调制阶数分别为  $R_\theta$  和  $R_\phi$ , 满足  $R_\theta + R_\phi = R$ . 角度调制阶数可进一步表示

为集合形式  $R_\theta = \{R_{\theta,0}, R_{\theta,1}, \dots, R_{\theta,L-2}\}$ , 满足  $R_\theta = \sum_{l=0}^{L-2} R_{\theta,l}$ ;

类似地, 相位调制阶数可表示为集合形式  $R_\phi = \{R_{\phi,0}, R_{\phi,1}, \dots, R_{\phi,L-2}\}$ , 满足  $R_\phi = \sum_{l=0}^{L-2} R_{\phi,l}$ ; 为不失一般性,

本文假设  $R_{\phi,0} \geq R_{\phi,1} \geq \dots \geq R_{\phi,L-2}$ .

根据前述假设, 所提星座的 MCD 可写为

$$\min_{\substack{\mathbf{x}_i \neq \mathbf{x}_j \\ \mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j \in \mathcal{X}}} d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \min_{\substack{(\vartheta_i, \varphi_i) \neq (\vartheta_j, \varphi_j) \\ \vartheta_i, \varphi_i \in \Theta \\ \vartheta_j, \varphi_j \in \Phi}} d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j)) \quad (6)$$

### 3 基于参数优化的结构星座设计

根据式(6), 式(4)描述的优化问题可等价表述为如下问题 1.

**问题 1** 在总传输速率约束下, 确定  $2(L-1)$  个非负整数  $\{R_{\theta,l}\}_{l=0}^{L-2}$  和  $\{R_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$ , 以及相应的星座  $\{\Omega_{\theta,l}\}_{l=0}^{L-2}$  和  $\{\Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$ , 满足  $|\Omega_{\theta,l}| = 2^{R_{\theta,l}}, |\Omega_{\phi,l}| = 2^{R_{\phi,l}}, l = 0, 1, \dots, L-2$ , 以最大化  $\min d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j))$ , 即

$$\begin{aligned} & \left\{ \hat{R}_{\theta,l}, \hat{R}_{\phi,l}, \hat{\Omega}_{\theta,l}, \hat{\Omega}_{\phi,l} \right\}_{l=0}^{L-2} \\ &= \arg \max_{\{R_{\theta,l}, R_{\phi,l}, \Omega_{\theta,l}, \Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}} \min d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j)) \quad (7) \end{aligned}$$

$$\text{s.t. } R_\theta + R_\phi = R, R \in \mathbb{Z}^+, \left\{ R_{\theta,l}, R_{\phi,l} \right\}_{l=0}^{L-2} \in 0 \cup \mathbb{Z}^+$$

该问题是一个混合了离散整数与连续参数的联合优化问题. 为解决该问题, 本文采用两步优化方法, 首先, 对于任意固定的非负整数集合  $\{R_{\theta,l}, R_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$ , 求最优星座结构  $\{\hat{\Omega}_{\theta,l}, \hat{\Omega}_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$  以最大化最小弦距; 其次, 确定最优星座结构下的最优比特分配  $\{\hat{R}_{\theta,l}, \hat{R}_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$ , 进一步最大化最小弦距.

#### 3.1 最优星座结构

第一步优化问题可表述为

$$\begin{aligned} & \left\{ \hat{\Omega}_{\theta,l}, \hat{\Omega}_{\phi,l} \right\}_{l=0}^{L-2} = \arg \max_{\{\Omega_{\theta,l}, \Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}} \min d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j)) \\ \text{s.t. } & |\Omega_{\theta,l}| = 2^{R_{\theta,l}}, |\Omega_{\phi,l}| = 2^{R_{\phi,l}}, l = 0, 1, \dots, L-2, \quad (8) \end{aligned}$$

$$R_\theta + R_\phi = R, R \in \mathbb{Z}^+, \left\{ R_{\theta,l}, R_{\phi,l} \right\}_{l=0}^{L-2} \in 0 \cup \mathbb{Z}^+$$

设

$$d\left(\left\{ R_{\theta,l}, R_{\phi,l} \right\}_{l=0}^{L-2}\right) = \max_{\{\Omega_{\theta,l}, \Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}} \min d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j)),$$

为解决式(8)的优化问题, 提出命题 1.

**命题 1** 对于给定的非负分配整数集合  $\{R_{\theta,l}\}_{l=0}^{L-2}$  和  $\{R_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$  的前提下, 为最大化参数化星座的 MCD, 角度星座  $\{\Omega_{\theta,l}\}_{l=0}^{L-2}$  和相位星座  $\{\Omega_{\phi,l}\}_{l=0}^{L-2}$  的最优结构应满足以下两点.

(1) 相位星座: 对于任意  $l \in \{0, 1, \dots, L-2\}$ , 相位星座  $\Omega_{\phi,l}$  应设计为包含  $2^{R_{\phi,l}}$  个点的均匀 PSK 星座,  $\Omega_{\phi,l} =$

$$\left\{ e^{j\phi_{l,n}} | \phi_{l,n} = \frac{2\pi(n-1)}{2^{R_{\phi,l}}}, n=1, 2, \dots, 2^{R_{\phi,l}} \right\}.$$

(2) 角度星座: 对于任意  $l \in \{0, 1, \dots, L-2\}$ , 角度星座  $\Omega_{\theta,l}$  中的元素应满足算术序列结构, 即  $\Omega_{\theta,l} = \left\{ \theta_{l,0}, \theta_{l,0} + \Delta\theta_l, \dots, \frac{\pi}{2} - \theta'_{l,0} \right\}$ , 且  $\Delta\theta_l = \frac{\pi/2 - \theta_{l,0} - \theta'_{l,0}}{2^{R_{\theta,l}} - 1}$ ,  $\{\theta_{l,0}, \theta'_{l,0}\}$  分别为待优化的起始与终止参数.

**证明** 根据弦距的定义公式, 对于任意两个不同的星座点  $\mathbf{x}_i \neq \mathbf{x}_j$ , 等价于  $(\vartheta_i, \varphi_i) \neq (\vartheta_j, \varphi_j)$ . 此时, 最小弦距出现在以下两种情形:  $\vartheta_i \neq \vartheta_j$  或  $\vartheta_i = \vartheta_j$ .

(1) 当  $\vartheta_i \neq \vartheta_j$  时, 存在两种情况:  $\varphi_i \neq \varphi_j$  和  $\varphi_i = \varphi_j$ . 由于  $\min_{\vartheta_i \neq \vartheta_j, \varphi_i \neq \varphi_j} d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) > \min_{\vartheta_i \neq \vartheta_j, \varphi_i = \varphi_j} d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j)$ , 因此最小弦距由  $\vartheta_i \neq \vartheta_j, \varphi_i = \varphi_j$  决定. 可观察到, 该距离受  $\Delta\theta_l (l=0, 1, \dots, L-2)$  影响, 且随  $\Delta\theta_l$  增大而增大. 基于最大化最小距离准则, 各角度参数  $\theta_l (l=0, 1, \dots, L-2)$  应具有算术序列结构 (详见第 3.2.1 节式 (9) 和式 (14)).

(2) 当  $\vartheta_i = \vartheta_j$  时, 有  $\min d(\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_j) = \min_{\varphi_i \neq \varphi_j} d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j))$ . 此时, 最小弦距取决于一系列

$$\max_{\vartheta \neq \tilde{\vartheta}} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2 = \max \left\{ \max_{\theta_1 \neq \tilde{\theta}_1} \cos \Delta\theta_1, \max_{\theta_0 \neq \tilde{\theta}_0, \theta_1} 1 - 2 \sin^2(\theta_1) \sin^2\left(\frac{\Delta\theta_0}{2}\right) \right\}^2 \quad (9)$$

(b) 当  $\vartheta = \tilde{\vartheta}$  时, 有:

$$\begin{aligned} \max_{\vartheta = \tilde{\vartheta}} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2 &= \max \left\{ \max_{\theta_1} |\cos^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_1 e^{j\Delta\phi_1}|^2, \right. \\ &\max_{\theta_0, \theta_1} |\cos^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_1 \cos^2 \theta_0 e^{j\Delta\phi_1} + \sin^2 \theta_1 \sin^2 \theta_0|^2, \\ &\left. \max_{\theta_0, \theta_1} |\cos^2 \theta_1 + \sin^2 \theta_1 \cos^2 \theta_0 + \sin^2 \theta_1 \sin^2 \theta_0 e^{j\Delta\phi_0}|^2 \right\} \quad (10) \end{aligned}$$

定义角度集合  $\Omega_{\theta,0} \triangleq \left\{ \theta_{0,0}, \theta_{0,0} + \Delta\theta_0, \dots, \frac{\pi}{2} - \theta'_{0,0} \right\}$  和

$\Omega_{\theta,1} \triangleq \left\{ \theta_{1,0}, \theta_{1,0} + \Delta\theta_1, \dots, \frac{\pi}{2} - \theta'_{1,0} \right\}$ , 其中  $|\Omega_{\theta,0}| = 2^{R_{\theta,0}}$ ,

$$|\Omega_{\theta,1}| = 2^{R_{\theta,1}}, \Delta\theta_0 = \frac{\pi/2 - \theta_{0,0} - \theta'_{0,0}}{2^{R_{\theta,0}} - 1}, \Delta\theta_1 = \frac{\pi/2 - \theta_{1,0} - \theta'_{1,0}}{2^{R_{\theta,1}} - 1},$$

$$\frac{\pi}{2} - \theta'_{0,0} \geq \theta_{0,0}, \frac{\pi}{2} - \theta'_{1,0} \geq \theta_{1,0}, 0 \leq \theta_{0,0}, \theta'_{0,0} \leq \frac{\pi}{2}, 0 \leq \theta_{1,0} \leq \frac{\pi}{2}$$

$\theta'_{1,0} \leq \frac{\pi}{2}$ .  $\{\theta_{0,0}, \theta'_{0,0}, \theta_{1,0}, \theta'_{1,0}\}$  为待优化参数.

为简化式 (10) 的求解, 定义函数  $f(a, \Delta\phi) \triangleq |a + (1-a)e^{j\Delta\phi}|^2$ ,  $0 \leq a \leq 1$ , 化简可得  $f(a, \Delta\phi) = a^2 + (1-a)^2 + 2a(1-a)\cos \Delta\phi$ . 该函数具有如下性质:  $f(a, \Delta\phi)$  具有对称性, 即  $f(a, \Delta\phi) = f(1-a, \Delta\phi)$ ; 而且, 当  $0 \leq a < 1/2$  时,

形如  $\sqrt{1 - |a + be^{j\Delta\phi}|^2}$  ( $l=0, 1, \dots, L-2$ ) 的表达式, 且  $0 < a, b < 1, a+b=1$ , 随相位差  $\Delta\phi_l$  增大而增大. 因此, 各相位参数  $\phi_l (l=0, 1, \dots, L-2)$  应为均匀分布的 PSK 星座点 (详见第 3.2.1 节式 (10) 和式 (15)).

证毕.

## 3.2 联合星座参数优化与比特分配

### 3.2.1 固定比特分配下的参数优化

(1)  $L=3$  的星座参数优化

由式 (3) 可得, 最大化最小弦距等效于最小化最大不同信号之间的互相关函数  $|\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2$ .

当  $L=3$  时, 设发送信号  $\mathbf{x}_i = \begin{pmatrix} \cos \theta_1 \\ \sin \theta_1 \cos \theta_0 e^{j\phi_1} \\ \sin \theta_1 \sin \theta_0 e^{j(\phi_1 + \phi_0)} \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{x}_j = \begin{pmatrix} \cos \tilde{\theta}_1 \\ \sin \tilde{\theta}_1 \cos \tilde{\theta}_0 e^{j\tilde{\phi}_1} \\ \sin \tilde{\theta}_1 \sin \tilde{\theta}_0 e^{j(\tilde{\phi}_1 + \tilde{\phi}_0)} \end{pmatrix}$ . 此时, 互

相关函数  $|\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2$  可写为

$$\begin{aligned} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2 &= |\cos \theta_1 \cos \tilde{\theta}_1 + \sin \theta_1 \sin \tilde{\theta}_1 \cos \theta_0 \cos \tilde{\theta}_0 e^{j(\tilde{\phi}_1 - \phi_1)} \\ &+ \sin \theta_1 \sin \tilde{\theta}_1 \sin \theta_0 \sin \tilde{\theta}_0 e^{j[(\tilde{\phi}_1 - \phi_1) + (\tilde{\phi}_0 - \phi_0)]}|^2. \end{aligned}$$

(a) 当  $\vartheta \neq \tilde{\vartheta}$  时, 有:

$f(a, \Delta\phi)$  关于  $a$  单调递减; 当  $1/2 < a \leq 1$  时,  $f(a, \Delta\phi)$  关于  $a$  单调递增. 特别地, 当  $a=1/2$  时,  $f(a, \Delta\phi)$  取得最小值. 当  $a$  固定时,  $f(a, \Delta\phi)$  关于  $\Delta\phi$  单调递减.

基于以上结论, 式 (10) 可进一步化简为

$$\begin{aligned} \max_{\vartheta = \tilde{\vartheta}} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2 &= \max \left\{ f(\cos^2 \theta_{1,0}, \Delta\phi_1), f(\sin^2 \theta'_{1,0}, \Delta\phi_1), \right. \\ &f(\sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta'_{0,0}, \Delta\phi_1), f(\cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta_{0,0}, \Delta\phi_1), \\ &\left. f(\sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{0,0}, \Delta\phi_0), f(\cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{0,0}, \Delta\phi_0) \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

通过联合考虑式 (9) 和式 (11), 可建立如下星座参数优化问题:

$$\begin{aligned} &\left\{ \hat{\theta}_{0,0}, \hat{\theta}'_{0,0}, \hat{\theta}_{1,0}, \hat{\theta}'_{1,0} \right\} \\ &= \arg \min_{\{\theta_{0,0}, \theta'_{0,0}, \theta_{1,0}, \theta'_{1,0}\}} \left\{ \max_{\vartheta \neq \tilde{\vartheta}} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2, \max_{\vartheta = \tilde{\vartheta}} |\mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j|^2 \right\} \\ \text{s. t. } &\Delta\theta_0 = \frac{\pi/2 - \theta_{0,0} - \theta'_{0,0}}{2^{R_{\theta,0}} - 1}, \Delta\theta_1 = \frac{\pi/2 - \theta_{1,0} - \theta'_{1,0}}{2^{R_{\theta,1}} - 1}, \\ &\Delta\phi_0 = \frac{2\pi}{2^{R_{\phi,0}}}, \Delta\phi_1 = \frac{2\pi}{2^{R_{\phi,1}}}, \frac{\pi}{2} - \theta'_{0,0} \geq \theta_{0,0}, \end{aligned}$$

$$0 \leq \theta_{0,0}, \theta'_{0,0} \leq \frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} - \theta'_{1,0} \geq \theta_{1,0}, 0 \leq \theta_{1,0}, \theta'_{1,0} \leq \frac{\pi}{2} \quad (12)$$

(2)  $L=4$  的星座参数优化

当  $L=4$  时, 互相关函数为

$$\begin{aligned} \left| \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j \right|^2 &= \left| \cos \theta_2 \cos \tilde{\theta}_2 + \sin \theta_2 \sin \tilde{\theta}_2 \cos \theta_1 \cos \tilde{\theta}_1 e^{j(\tilde{\phi}_2 - \phi_2)} \right. \\ &\quad \left. + \sin \theta_2 \sin \tilde{\theta}_2 \sin \theta_1 \sin \tilde{\theta}_1 \cos \theta_0 \cos \tilde{\theta}_0 e^{j[(\tilde{\phi}_2 - \phi_2) + (\tilde{\phi}_1 - \phi_1)]} \right. \\ &\quad \left. + \sin \theta_2 \sin \tilde{\theta}_2 \sin \theta_1 \sin \tilde{\theta}_1 \sin \theta_0 \sin \tilde{\theta}_0 e^{j[(\tilde{\phi}_2 - \phi_2) + (\tilde{\phi}_1 - \phi_1) + (\tilde{\phi}_0 - \phi_0)]} \right|^2 \end{aligned} \quad (13)$$

(a) 当  $\vartheta \neq \tilde{\vartheta}$  时, 有:

$$\max_{\vartheta \neq \tilde{\vartheta}} \left| \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j \right|^2 = \max \left\{ \max_{\theta_2 \neq \tilde{\theta}_2} \cos \Delta \theta_2, \max_{\theta_1 \neq \tilde{\theta}_1, \theta_2} \cos^2 \theta_2 + \sin^2 \theta_2 \cos \Delta \theta_1, \right. \\ \left. \max_{\theta_0 \neq \tilde{\theta}_0, \theta_2, \theta_1} \cos^2 \theta_2 + \cos^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 + \sin^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 \cos \Delta \theta_0 \right\}^2 \quad (14)$$

(b) 当  $\vartheta = \tilde{\vartheta}$  时

$$\text{定义角度集合 } \Omega_{\theta_2} \triangleq \left\{ \theta_{2,0}, \theta_{2,0} + \Delta \theta_2, \dots, \frac{\pi}{2} - \theta'_{2,0} \right\}, \quad \text{其中, } |\Omega_{\theta_2}| = 2^{R_{\theta_2}}, \Delta \theta_2 = \frac{\pi/2 - \theta_{2,0} - \theta'_{2,0}}{2^{R_{\theta_2}} - 1}, \frac{\pi}{2} - \theta'_{2,0} \geq \theta_{2,0}, \\ 0 \leq \theta_{2,0}, \theta'_{2,0} \leq \frac{\pi}{2}, \text{可得式(15).}$$

$$\begin{aligned} \max_{\vartheta = \tilde{\vartheta}} \left| \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j \right|^2 &= \max \left\{ \max_{\theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta'_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_2), \max_{\theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_2), \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta'_{0,0} \sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_1), \right. \\ &\quad \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta_{0,0} \cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_1), \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta_{0,0} \sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_0), \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta'_{0,0} \cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_0), \\ &\quad \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta'_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0} + \sin^2 \theta'_{0,0} \sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_2), \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0} + \cos^2 \theta_{0,0} \cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_2), \\ &\quad \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta'_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0} + \sin^2 \theta_{0,0} \sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_2), \max_{\theta_0, \theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0} + \cos^2 \theta'_{0,0} \cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_2), \\ &\quad \left. \max_{\theta_1, \theta_2} f(\sin^2 \theta_{1,0} \sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_1), \max_{\theta_1, \theta_2} f(\cos^2 \theta'_{1,0} \cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_1), \max_{\theta_2} f(\sin^2 \theta_{2,0}, \Delta \phi_2), \max_{\theta_2} f(\cos^2 \theta'_{2,0}, \Delta \phi_2) \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

通过联合考虑式(14)和式(15),可建立如式(16)的星座参数优化问题:

$$\begin{aligned} &\left\{ \hat{\theta}_{0,0}, \hat{\theta}'_{0,0}, \hat{\theta}_{1,0}, \hat{\theta}'_{1,0}, \hat{\theta}_{2,0}, \hat{\theta}'_{2,0} \right\} \\ &= \arg \min_{\{\theta_{0,0}, \theta'_{0,0}, \theta_{1,0}, \theta'_{1,0}, \theta_{2,0}, \theta'_{2,0}\}} \left\{ \max_{\vartheta \neq \tilde{\vartheta}} \left| \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j \right|^2, \max_{\vartheta = \tilde{\vartheta}} \left| \mathbf{x}_i^H \mathbf{x}_j \right|^2 \right\} \\ \text{s.t. } \Delta \theta_0 &= \frac{\pi/2 - \theta_{0,0} - \theta'_{0,0}}{2^{R_{\theta_0}} - 1}, \quad \Delta \theta_1 = \frac{\pi/2 - \theta_{1,0} - \theta'_{1,0}}{2^{R_{\theta_1}} - 1}, \\ \Delta \theta_2 &= \frac{\pi/2 - \theta_{2,0} - \theta'_{2,0}}{2^{R_{\theta_2}} - 1}, \\ \pi/2 - \theta'_{0,0} &\geq \theta_{0,0}, \quad 0 \leq \theta_{0,0}, \quad \theta'_{0,0} \leq \pi/2, \\ \pi/2 - \theta'_{1,0} &\geq \theta_{1,0}, \quad 0 \leq \theta_{1,0}, \quad \theta'_{1,0} \leq \pi/2, \\ \pi/2 - \theta'_{2,0} &\geq \theta_{2,0}, \quad 0 \leq \theta_{2,0}, \quad \theta'_{2,0} \leq \pi/2, \\ \Delta \phi_0 &= \frac{2\pi}{2^{R_{\phi_0}}}, \quad \Delta \phi_1 = \frac{2\pi}{2^{R_{\phi_1}}}, \quad \Delta \phi_2 = \frac{2\pi}{2^{R_{\phi_2}}} \end{aligned} \quad (16)$$

当  $L=3$  时,可通过四维线性搜索确定式(12)中的最优参数  $\{\hat{\theta}_{0,0}, \hat{\theta}'_{0,0}, \hat{\theta}_{1,0}, \hat{\theta}'_{1,0}\}$ ; 当  $L=4$ , 发送信号结构更复杂, 互相关表达式相应延长. 类似地, 可通过分析建立式(16)中六个参数  $\{\hat{\theta}_{0,0}, \hat{\theta}'_{0,0}, \hat{\theta}_{1,0}, \hat{\theta}'_{1,0}, \hat{\theta}_{2,0}, \hat{\theta}'_{2,0}\}$  的优化问题, 并通过六维线性搜索求解. 对于一般  $L$ , 需对  $2(L-1)$  个参数  $\{\hat{\theta}_{l,0}, \hat{\theta}'_{l,0}\}_{l=0}^{L-2}$  进行线性搜索优化.

### 3.2.2 最优比特分配

在确定固定  $\{R_{\theta_l}, R_{\phi_l}\}_{l=0}^{L-2}$  下的最优星座结构后, 可通过优化  $2(L-1)$  个整数变量  $\{R_{\theta_l}, R_{\phi_l}\}_{l=0}^{L-2}$  进一步最大化  $\min d((\vartheta_i, \varphi_i), (\vartheta_j, \varphi_j))$ :

$$\begin{aligned} \left\{ \hat{R}_{\theta_l}, \hat{R}_{\phi_l} \right\}_{l=0}^{L-2} &= \arg \max_{\{R_{\theta_l}, R_{\phi_l}\}_{l=0}^{L-2}} d \left( \left\{ R_{\theta_0}, R_{\phi_0}, \dots, R_{\theta_{L-2}}, R_{\phi_{L-2}} \right\} \right) \\ \text{s.t. } R_{\theta} + R_{\phi} &= R, \quad R \in \mathbb{Z}^+, \quad \left\{ R_{\theta_l}, R_{\phi_l} \right\}_{l=0}^{L-2} \in 0 \cup \mathbb{Z}^+ \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)的解可通过离线穷举搜索确定. 表1和表2分别给出了所提星座在  $L=3$  和  $L=4$  情况下的最优比特分配及关键星座参数. 图1展示了  $L=3$  情况下, 总调制阶数分别为6和7时的星座图.

通过表1和表2可以看出, 所提参数化星座设计的一个关键优势在于其存储效率. 对于高阶星座, 仅需少量参数即可完整表征星座结构, 这不仅有助于降低发射端与接收端的存储需求, 还可简化收发设备的复杂度.

对于多符号块长度  $L$  的取值,  $L$  是决定系统性能和传输时延的关键参数. 一方面, 如文献[20]所示,  $L=2$  仅提供有限的时域分集增益. 本文采用  $L>2$  的多符号设计, 是为了在不显著增加时延的前提下, 充分利用多

表 1  $L=3$  的最优比特分配及关键星座参数

$R$	$(\hat{R}_{\theta,1}, \hat{R}_{\theta,0}, \hat{R}_{\phi,1}, \hat{R}_{\phi,0})$	$\hat{\Omega}_{\theta,1}, \hat{\Omega}_{\theta,0}, \hat{\Omega}_{\phi,1}, \hat{\Omega}_{\phi,0}$	$d(\hat{R}_{\theta,0}, \hat{R}_{\phi,0}, \hat{R}_{\theta,1}, \hat{R}_{\phi,1})$
1	(1, 0, 0, 0)	$\hat{\theta}_{1,0}=0, \hat{\theta}'_{1,0}=0; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	1
2	(0, 0, 1, 1)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.628\ 3; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.938 4
3	(0, 0, 1, 2)	$\hat{\theta}_{1,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.863\ 9, \hat{\theta}'_{0,0}=0.706\ 9;$	0.707 0
4	(0, 0, 2, 2)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.628\ 3; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.663 6
5	(0, 1, 2, 2)	$\hat{\theta}_{1,0}=1.099\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.471\ 2, \hat{\theta}'_{0,0}=0.471\ 2;$	0.523 2
6	(1, 1, 2, 2)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.471\ 2, \hat{\theta}'_{0,0}=0.471\ 2;$	0.415 6
7	(1, 1, 2, 3)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.863\ 9, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.706\ 9, \hat{\theta}'_{0,0}=0.392\ 7;$	0.321 1
8	(1, 1, 3, 3)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.863\ 9, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.549\ 8, \hat{\theta}'_{0,0}=0.549\ 8;$	0.270 6
9	(1, 2, 3, 3)	$\hat{\theta}_{1,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.392\ 7, \hat{\theta}'_{0,0}=0.392\ 7;$	0.221 1
10	(2, 2, 3, 3)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{1,0}=0.235\ 6; \hat{\theta}_{0,0}=0.392\ 7, \hat{\theta}'_{0,0}=0.392\ 7;$	0.173 8
11	(2, 2, 3, 4)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.628\ 3, \hat{\theta}'_{0,0}=0.314\ 2;$	0.147 3
12	(2, 2, 4, 4)	$\hat{\theta}_{1,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.471\ 2, \hat{\theta}'_{0,0}=0.471\ 2;$	0.118 7

表 2  $L=4$  的最优比特分配及关键星座参数

$R$	$\{\hat{R}_{\theta,2}, \hat{R}_{\theta,1}, \hat{R}_{\theta,0}, \hat{R}_{\phi,2}, \hat{R}_{\phi,1}, \hat{R}_{\phi,0}\}$	$\hat{\Omega}_{\theta,2}, \hat{\Omega}_{\theta,1}, \hat{\Omega}_{\theta,0}, \hat{\Omega}_{\phi,2}, \hat{\Omega}_{\phi,1}, \hat{\Omega}_{\phi,0}$	$d(\{\hat{R}_{\theta,0}, \hat{R}_{\phi,0}, \dots, \hat{R}_{\theta,2}, \hat{R}_{\phi,2}\})$
1	{0, 0, 0, 0, 0, 1}	$\hat{\theta}_{2,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{2,0}=0.785\ 4; \hat{\theta}_{1,0}=1.570\ 8, \hat{\theta}'_{1,0}=0; \hat{\theta}_{0,0}=1.570\ 8, \hat{\theta}'_{0,0}=0;$	1
2	{0, 0, 0, 0, 1, 1}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.549\ 8; \hat{\theta}_{1,0}=1.256\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.939 5
3	{0, 0, 0, 1, 1, 1}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.549\ 8; \hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.628\ 3; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.851 6
4	{0, 0, 0, 1, 1, 2}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.099\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{0,0}=0.549\ 8;$	0.707 0
5	{0, 0, 0, 1, 2, 2}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.099\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.661 0
6	{0, 0, 0, 2, 2, 2}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.549\ 8; \hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.628\ 3; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.602 2
7	{0, 0, 1, 2, 2, 2}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.099\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.471\ 2, \hat{\theta}'_{0,0}=0.471\ 2;$	0.490 2
8	{0, 0, 1, 2, 2, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.256\ 6, \hat{\theta}'_{2,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{1,0}=1.099\ 6, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.392\ 7;$	0.364 7
9	{0, 0, 0, 3, 3, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.549\ 8; \hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.628\ 3; \hat{\theta}_{0,0}=0.785\ 4, \hat{\theta}'_{0,0}=0.785\ 4;$	0.325 9
10	{0, 1, 1, 2, 3, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{1,0}=0.235\ 6; \hat{\theta}_{0,0}=0.549\ 8, \hat{\theta}'_{0,0}=0.549\ 8;$	0.286 0
11	{1, 1, 1, 2, 3, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.235\ 6; \hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.549\ 8, \hat{\theta}'_{0,0}=0.549\ 8;$	0.257 3
12	{1, 1, 1, 3, 3, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=0.863\ 9, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.549\ 8, \hat{\theta}'_{0,0}=0.549\ 8;$	0.225 4
13	{1, 1, 2, 3, 3, 3}	$\hat{\theta}_{2,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{1,0}=0.314\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.392\ 7, \hat{\theta}'_{0,0}=0.392\ 7;$	0.179 4
14	{1, 1, 1, 3, 4, 4}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.178\ 1, \hat{\theta}'_{2,0}=0.235\ 6; \hat{\theta}_{1,0}=0.942\ 5, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.628\ 3, \hat{\theta}'_{0,0}=0.628\ 3;$	0.153 9
15	{1, 1, 1, 4, 4, 4}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=0.863\ 9, \hat{\theta}'_{1,0}=0.471\ 2; \hat{\theta}_{0,0}=0.628\ 3, \hat{\theta}'_{0,0}=0.628\ 3;$	0.137 5
16	{1, 1, 2, 4, 4, 4}	$\hat{\theta}_{2,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{2,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{1,0}=1.021\ 0, \hat{\theta}'_{1,0}=0.392\ 7; \hat{\theta}_{0,0}=0.471\ 2, \hat{\theta}'_{0,0}=0.471\ 2;$	0.120 4

符号带来的分集增益. 另一方面, 在 URLLC 短包通信场景下, 对时延的严格约束限制了  $L$  的最大值. 根据 5G NR 对极低时延 (例如 1 ms 目标) 的要求<sup>[21,22]</sup>, 空中接口的传输块长度被严格限制在少数几个正交频分复用符号内 (例如 2 符号或 7 符号子时隙). 因此, 信息符号长度  $L$  合理取值范围通常在  $L=3$  至  $L=7$  之间, 以在分集增益和传输时延之间取得最优平衡.  $L$  值过大 (例如  $L \geq 8$ ) 将导致块长度超出 URLLC 的时延预算.

鉴于此, 本文仅给出了  $L=3$  和  $L=4$  两种情况的最优星座参数结果. 未考虑更大  $L$  值的原因还包括: 随着

$L$  增大, 星座优化的复杂度和计算开销急剧上升, 而带来的编码增益提升有限.

#### 4 低复杂度递归检测算法

针对第 3 节所提出的多符号结构化星座, 本节提出一种低复杂度的递归 ML 检测算法. 该算法充分利用星座的参数化结构, 将任意符号长度的检测问题递归转化为两符号检测, 从而降低计算复杂度. 具体如下: 考虑接收信号矩阵  $\mathbf{Y}=[\mathbf{y}_0, \tilde{\mathbf{Y}}]$ , 其中  $\mathbf{y}_0 \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  为第一个时隙接收信号,  $\tilde{\mathbf{Y}} \in \mathbb{C}^{M \times (L-1)}$  为后  $L-1$  个时隙接收信号. 对于长

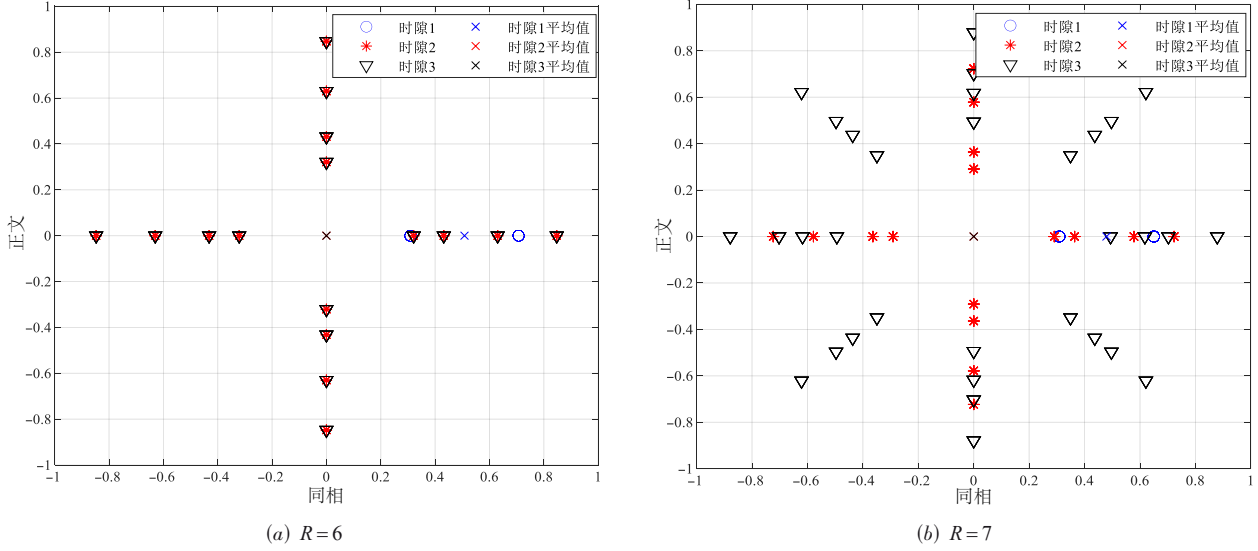


图1 所提星座图

度为  $L$  的发送信号  $\mathbf{x} = \mathbf{x}(L) = \begin{pmatrix} \cos \theta_{L-2} \\ \sin \theta_{L-2} e^{j\phi_{L-2}} \mathbf{x}(L-1) \end{pmatrix}$ , 参数  $(\vartheta, \varphi)$  的检测可分为两个步骤: 首先基于  $\tilde{\mathbf{Y}}$  检测  $\mathbf{x}(L-1)$ , 其中  $L-1 \geq 2$ ; 继而联合  $\mathbf{y}_0$  与预处理后的  $\tilde{\mathbf{Y}}$ , 检测参数  $(\phi_{L-2}, \theta_{L-2})$ . 递归过程最终归结为两符号检测问题. 算法1给出了完整的递归 ML 检测流程.

**算法 1**  $L$  符号星座参数  $(\vartheta, \varphi)$  的递归 ML 检测算法

输入: 接收信号矩阵  $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_0, \tilde{\mathbf{Y}}]$ , 其中  $\mathbf{y}_0 \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ ,  $\tilde{\mathbf{Y}} \in \mathbb{C}^{M \times (L-1)}$ ; 星座参数集合  $\{\hat{\Omega}_{\phi, l}, \hat{\Omega}_{\theta, l}\}_{l=0}^{L-2}$

输出:  $\{\hat{\phi}_{0, \text{ML}}, \hat{\theta}_{0, \text{ML}}, \dots, \hat{\phi}_{L-2, \text{ML}}, \hat{\theta}_{L-2, \text{ML}}\}$

1. 若  $L=2$
2. 计算相位差  $\phi_{0t} = \angle \mathbf{y}_{L-2}^H \mathbf{y}_{L-1}$ , 解码相位:  

$$\hat{\phi}_{0, \text{ML}} = \arg \min_{\phi_{0t}} |\exp(j\phi_{0t}) - \exp(j\phi_{0t})|^2$$
3. 计算  $\phi_{0s} = \arctan \frac{\mathbf{y}_{L-2}^H \mathbf{y}_{L-2} - \mathbf{y}_{L-1}^H \mathbf{y}_{L-1}}{2|\mathbf{y}_{L-2}^H \mathbf{y}_{L-1}| \cos(\hat{\phi}_{0, \text{ML}} - \phi_{0t})}$ , 解码角度:  

$$\hat{\theta}_{0, \text{ML}} = \arg \max_{\theta_{0s}} \sin(2\theta_{0s} + \phi_{0s})$$
4. 若  $L > 2$
5. 从  $\tilde{\mathbf{Y}}$  中递归估计  $\hat{\mathbf{x}}_{L-1}$
6. 构造新接收矩阵:  $\hat{\mathbf{Y}} = [\mathbf{y}_0, \tilde{\mathbf{Y}} \hat{\mathbf{x}}_{L-1}^*] \in \mathbb{C}^{M \times 2}$
7. 基于  $\hat{\mathbf{Y}}$  检测  $\hat{\phi}_{L-2}, \hat{\theta}_{L-2}$ , 方法同  $L=2$  情形
8. 返回所有估计参数  $\{\hat{\phi}_{0, \text{ML}}, \hat{\theta}_{0, \text{ML}}, \dots, \hat{\phi}_{L-2, \text{ML}}, \hat{\theta}_{L-2, \text{ML}}\}$

所提检测算法主要包括计算  $\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$  以及递归检测角度参数  $\vartheta$  和相位参数  $\varphi$ . 计算  $\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$  的复杂度: 当  $L=2$  时, 需计算 3 个内积  $\mathbf{y}_{L-1}^H \mathbf{y}_{L-1}, \mathbf{y}_{L-2}^H \mathbf{y}_{L-1}, \mathbf{y}_{L-2}^H \mathbf{y}_{L-2}$ , 总复杂度为  $\mathcal{O}(3M)$ ; 当  $L=3$  时, 需计算 6 个内积, 总复杂度为  $\mathcal{O}(6M)$ ; 一般地, 对  $L$  符号情况, 总复杂度为

$\mathcal{O}\left(\frac{L(L+1)}{2} M\right)$ . 检测角度参数  $\vartheta$  和相位参数  $\varphi$  的总复杂度为  $\mathcal{O}\left(\sum_{l=0}^{L-2} (2^{R_{\theta, l}} + 2^{R_{\phi, l}})\right)$ .

全局非相干 ML 检测器需要遍历所有  $2^R$  个候选码字, 其复杂度为  $\mathcal{O}(2^R)$ , 且计算  $\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$  的复杂度为  $\mathcal{O}(L^2 M)$ , 总复杂度为  $\mathcal{O}(2^R + L^2 M)$ , 随  $R$  呈指数增长. 本文所提算法通过递归和子空间分解, 将总复杂度降低至  $\mathcal{O}\left(\sum_{l=0}^{L-2} (2^{R_{\theta, l}} + 2^{R_{\phi, l}}) + \frac{L(L+1)}{2} M\right)$ , 优于全局搜索方法, 尤其适用于高传输速率场景. 该算法在保持近似 ML 性能的同时, 大幅降低了计算需求, 适用于对时延和计算资源敏感的短包通信系统.

**5 仿真结果及讨论**

本节对所提星座的 MCD 及检测器的误码性能进行评估, 并与现有方案进行对比. 实验设置接收天线数  $M=32$ . 特别地, 在仿真中, 本文将所提非相干方案与基于导频的相干方案 (包括基于导频的 QAM 和 PSK 方案) 进行对比, 其核心目的在于: 首先, 以广泛应用的导频方案作为性能参考基准; 其次, 通过对比凸显非相干技术在避免导频开销、提升短包传输可靠性方面的固有优势.

图 2 展示了不同星座的 MCD 性能随传输速率  $R$  变化的比较. 对比方案包括本文提出的结构化星座、通过穷举搜索获得的数值优化星座<sup>[10]</sup>、基于导频的 PSK 星座以及 Cube-split 星座<sup>[23]</sup>. 其中, 基于导频的 PSK 星座使用一个导频符号和  $L-1$  个具有相同幅度与相同调制阶数的 PSK 符号, 数值优化星座通过高维空间穷举搜索获得, 具有较高的理论性能, 其 MCD 曲线可作为本文所提方案性

能逼近的上界参考. 但其设计和检测复杂度极高, 不适合短包通信. 图2还展示了最优星座的理论边界, 上下界是根据文献[23]中关于复数域 Grassmannian 上最优星座最小距离的引理计算得出, 代表了在给定速率下的理论性能极限. 从图2可以看出, 本文所提的结构化星座 MCD 性能优于基于导频的 PSK 星座, 表明其优化设计是有效

的. 在  $R$  值较低时, 根据比特分配策略, 所提星座的比特主要分配给相位参数, 此时其结构近似于 PSK 星座, MCD 性能与基于导频的 PSK 星座接近. 在  $R$  值增大时, 所提星座开始在角度参数分配比特, 通过联合利用角度和相位实现编码, MCD 开始明显优于基于导频的 PSK 星座, 体现了所提参数化结构在频谱效率上的优势.

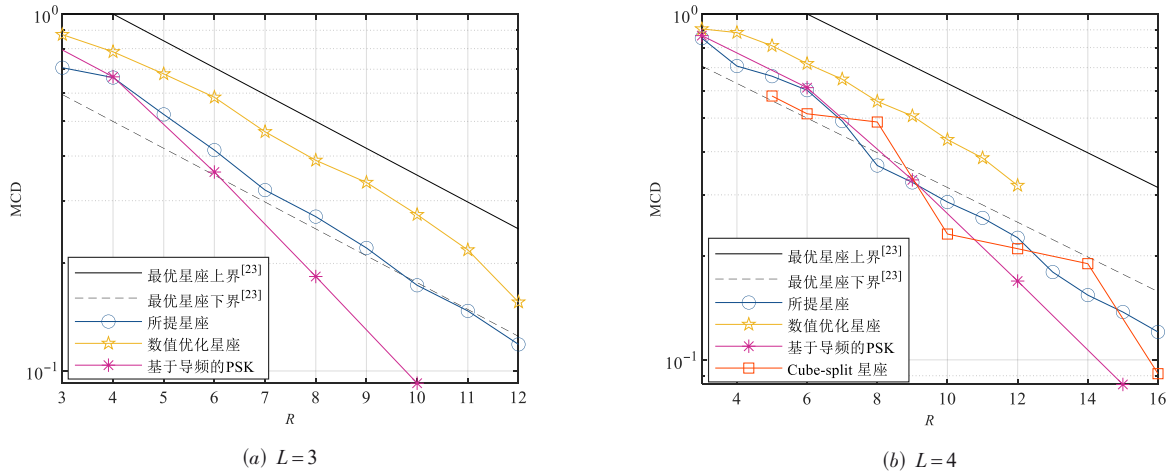


图2 不同  $R$  和  $L$  值的 MCD 比较

图2中虚线所示的理论下界代表了理想的最优非结构化星座性能极限<sup>[23]</sup>. 值得注意的是, 本文所提的结构化星座与该下界的关系取决于符号长度和速率: 在  $L=3$  时, 所提星座的 MCD 略高于理论下界; 而在  $L=4$  且高速率时, MCD 则位于理论下界之下. 这种表现是合理的, 因为本文星座是基于参数独立性假设的结构化设计, 在设计自由度上有所限制, 是在确保低复杂度的前提下, 对性能进行的有效权衡. 相比之下, 基于导频的 PSK 星座由于受限于固定的导频开销和非最优的

结构, 其 MCD 性能始终显著低于最优星座的理论下界, 进一步凸显了本文结构化设计的优越性.

图3展示了在传输速率分别为3比特/信道使用和4比特/信道使用条件下, 不同  $L$  值的误码性能比较. 从图3可以观察到, 在相同的传输速率下, 较大的  $L$  值(即更长的符号块长度)可带来更好的误码性能, 表明更长的块结构有助于提升系统可靠性. 此外, 所提星座结合递归 ML 检测器的误码性能接近于全局搜索检测算法, 验证了所提低复杂度检测方法的有效性.

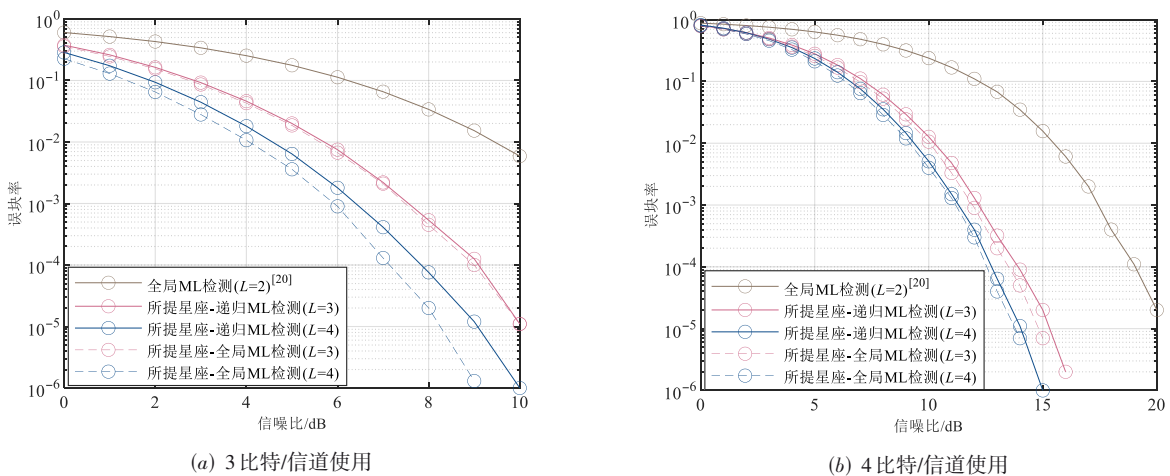


图3 不同  $R$  和  $L$  值的误码性能比较

图4比较了所提星座与数值优化星座<sup>[10]</sup>以及基于导频方案的性能. 在基于导频的方案中, 系统使用一个导

频和  $L-1$  个 PSK 或 QAM 符号进行传输. 由图4可知, 所提星座在性能上优于采用低复杂度检测器的基于导频方

案. 具体而言,所提星座比基于导频的 QAM 方案优约 1 dB,比基于导频的 PSK 方案优近 2 dB. 尽管采用 ML 检测器的数值优化星座在 BLER 性能上优于所提星座,但从图 4(b)所示的误比特率(Bit Error Rate, BER)性能来看,所提

星座与数值优化星座之间的性能差距较 BLER 性能差距更小. 这一现象可归因于数值优化星座因其随机结构缺乏有效的映射规则,而所提星座可采用类似于 PSK 星座的格雷映射,从而改善了 BER 性能.

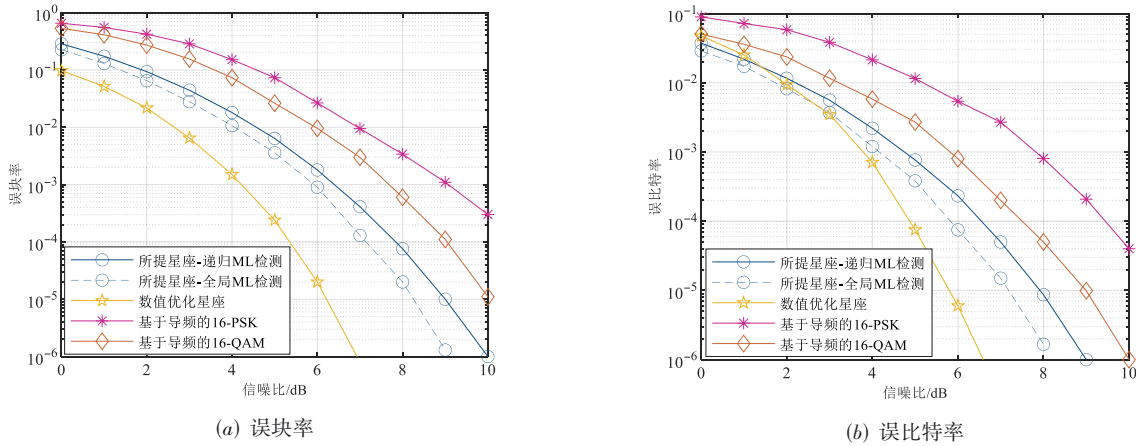


图 4 不同方案在  $L=4, R=12$  时的误块率和误比特率比较

表 3 对比了数值优化星座与所提星座的检测复杂度. 可以看出,全局搜索算法(对应数值优化星座)由于缺乏内在结构,其 ML 检测复杂度与整个星座空间的点数呈指数级乘积关系. 具体而言,复杂度正比于所有编码参数空间星座点数的乘积,即  $\mathcal{O}(2^R)$ . 相比之下,本文提出的结构化星座利用了角度和相位相互独立的特性,结合所设

计的低复杂度递归 ML 检测算法,将复杂度降低至各参数子空间星座点数的线性求和关系  $\mathcal{O}\left(\sum_{l=0}^{L-2} (2^{R_{a,l}} + 2^{R_{\phi,l}})\right)$ . 特别在高阶调制 ( $R \geq 13$ ) 中,本文方案的计算开销相比全局搜索算法降低了 95% 以上. 该方案通过性能代价换取复杂度降低,以实现性能与复杂度之间的平衡.

表 3 数值优化星座与所提星座递归检测计算复杂度的比较 ( $M=32, L=4$ )

调制阶数 $R$	比特分配 $\{\hat{R}_{\theta,2}, \hat{R}_{\theta,1}, \hat{R}_{\theta,0}, \hat{R}_{\phi,2}, \hat{R}_{\phi,1}, \hat{R}_{\phi,0}\}$	数值优化星座 $\mathcal{O}(2^{R+L^2M})$	所提星座递归检测 $\mathcal{O}\left(\sum_{l=0}^{L-2} (2^{R_{a,l}} + 2^{R_{\phi,l}}) + \frac{L(L+1)}{2}M\right)$	复杂度降低/%
13	{1, 1, 2, 3, 3, 3}	8 704	352	95
14	{1, 1, 1, 3, 4, 4}	16 896	366	97
15	{1, 1, 1, 4, 4, 4}	33 280	374	98
16	{1, 1, 2, 4, 4, 4}	66 048	376	99

## 6 结论

本文面向块瑞利衰落信道下的非相干 SIMO 短包通信系统,提出了一种低复杂度参数化星座设计方案. 该方案将信号传输周期设定为多个符号,以最大化星座点间的 MCD 为目标,联合优化了星座在角度和相位维度上的结构以及比特分配. 所设计的星座具有规则的结构特性,对于任意符号长度,仅需少量参数即可表征高阶星座,从而降低了发射端和接收端的参数存储需求. 基于所构建星座的结构化特性,进一步提出了一种低复杂度递归检测算法,可将任意符号长度的检测问题递归分解为两符号检测,降低了计算复杂度. 仿真结果表明,所提方案优于传统基于导频的 QAM 与 PSK 方法,验证了其在非相干短包通信中的有效性.

## 参考文献

- [1] WANG C X, YOU X H, GAO X Q, et al. On the road to 6G: Visions, requirements, key technologies, and testbeds[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023, 25(2): 905-974.
- [2] DURISI G, KOCH T, POPOVSKI P. Toward massive, ultra-reliable, and low-latency wireless communication with short packets[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(9): 1711-1726.
- [3] LI S Z, DONG Z, CHEN H, et al. Constellation design for noncoherent massive SIMO systems in URLLC applications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4387-4401.
- [4] DUONG S T, NGUYEN H H, BEDEER E, et al. Design and detection of unitary constellations in non-coherent SIMO systems for short packet communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10): 12873-12887.

- [5] GAO X C, ZHANG J K, CHEN H, et al. Energy-efficient and low-latency massive SIMO using noncoherent ML detection for industrial IoT communications[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(4): 6247-6261.
- [6] POPOVSKI P, NIELSEN J J, STEFANOVIC C, et al. Wireless access for ultra-reliable low-latency communication: Principles and building blocks[J]. IEEE Network, 2018, 32(2): 16-23.
- [7] JING L S, DE CARVALHO E, POPOVSKI P, et al. Design and performance analysis of noncoherent detection systems with massive receiver arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(19): 5000-5010.
- [8] CHOWDHURY M, MANOLAKOS A, GOLDSMITH A. Scaling laws for noncoherent energy-based communications in the SIMO MAC[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(4): 1980-1992.
- [9] XIE H Q, XU W Y, NGO H Q, et al. Non-coherent massive MIMO systems: A constellation design approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(6): 3812-3825.
- [10] HOCHWALD B M, MARZETTA T L. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(2): 543-564.
- [11] MARZETTA T L, HOCHWALD B M. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(1): 139-157.
- [12] MA Y, ZHANG Q T. Accurate evaluation for MDPSK with noncoherent diversity[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(7): 1189-1200.
- [13] BAEZA V M, ARMADA A G, ZHANG W B, et al. A noncoherent multiuser large-scale SIMO system relying on M-ary DPSK and BICM-ID[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(2): 1809-1814.
- [14] ZHENG L Z, TSE D N C. Communication on the Grassmann manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(2): 359-383.
- [15] GOHARY R H, DAVIDSON T N. Noncoherent MIMO communication: Grassmannian constellations and efficient detection[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(3): 1176-1205.
- [16] BEKO M, XAVIER J, BARROSO V A N. Noncoherent communication in multiple-antenna systems: Receiver design and codebook construction[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(12): 5703-5715.
- [17] 彭秋平, 彭立, 杨玲玲. 基于 Grassmann 流形的非相干空时码设计[J]. 电子学报, 2011, 39(7): 1497-1501.
- PENG Q P, PENG L, YANG L L. Noncoherent space-time codes based on Grassmannian[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(7): 1497-1501. (in Chinese)
- [18] 韩东升, 杨维, 谢映海. 一种联合酉空时星座图的分类解调算法[J]. 电子学报, 2015, 43(4): 730-737.
- HAN D S, YANG W, XIE Y H. A classification demodulation algorithm of joint unitary space-time constellations[J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(4): 730-737. (in Chinese)
- [19] XIONG L, ZHANG J K. Energy-efficient uniquely factorable constellation designs for noncoherent SIMO channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(5): 2130-2144.
- [20] LI S Z, ZHANG J K, MU X M. Design of optimal noncoherent constellations for SIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5706-5720.
- [21] SACHS J, WIKSTROM G, DUDDA T, et al. 5G radio network design for ultra-reliable low-latency communication[J]. IEEE Network, 2018, 32(2): 24-31.
- [22] 3GPP. Study on new radio (NR) access technology: ETSI TR138912V14.1.0[S/OL]. [2025-12-02]. [https://www.etsi.org/deliver/etsi\\_TR/138900/138999/138912/14.01.00\\_60/tr\\_138912v140100p.pdf](https://www.etsi.org/deliver/etsi_TR/138900/138999/138912/14.01.00_60/tr_138912v140100p.pdf).
- [23] NGO K H, DECURNINGE A, GUILLAUD M, et al. Cube-split: A structured grassmannian constellation for noncoherent SIMO communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(3): 1948-1964.

## 作者简介



李双志 男, 1990年1月出生于河南省南阳市. 现为郑州大学电气与信息工程学院副教授. 主要研究方向为无线通信信号处理等.  
E-mail: ielsz@zzu.edu.cn



刘莹莹 女, 2000年1月出生于河南省商丘市. 现为郑州大学电气与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为 MIMO 系统非相干空时调制.  
E-mail: ieeyliu@gs.zzu.edu.cn



李璐琦 女, 2002年5月出生于河南省郑州市. 现为郑州大学电气与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为 MIMO 系统非相干空时调制.  
E-mail: ielqli@gs.zzu.edu.cn



郭新 女, 1988年8月出生于河南省周口市. 现为郑州大学电气与信息工程学院副教授. 主要研究方向为多媒体信号处理、人工智能等.  
E-mail: iexguo@zzu.edu.cn