

时间相关信道下大规模 SIMO 系统非相干两时隙联合星座设计

李双志, 李璐琦, 高向川, 郭新

(郑州大学电气与信息工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要: 针对高速移动场景下大规模单输入多输出 (Single-Input Multiple-Output, SIMO) 系统非相干传输因信道统计特性动态变化引起的星座失配问题, 本文提出一种面向时间相关信道的两时隙联合星座设计方法。利用接收信号协方差矩阵的非欧几何特征, 该方法引入黎曼距离构建星座区分准则, 以刻画时间相关信道下不同星座点对应统计特性间的可分程度。在此基础上, 设计幅度-角度-相位三维可分解星座结构, 通过分层优化策略联合求解几何参数与比特分配, 实现星座参数随信道相关性变化调整。同时, 提出配套的级联一维参数估计与检测框架, 在控制解码复杂度的前提下实现信号检测。理论与仿真结果表明, 所提方案在宽范围信道相关系数与接收天线数下的误符号率均低于对比方案, 为时间相关信道下的非相干传输提供了一种可行方案。

关键词: 大规模 SIMO 系统; 非相干传输; 时间相关信道; 两时隙联合星座设计; 黎曼距离

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000

Two-slot joint noncoherent constellation design for massive SIMO systems over time-correlated fading channels

Li Shuangzhi, Li Luqi, Gao Xiangchuan, Guo Xin

School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China

Abstract: To address the constellation mismatch problem caused by dynamic variations of channel statistical properties in noncoherent transmission over massive single-input multiple-output (SIMO) systems under high-mobility scenarios, this paper proposes a two-slot joint constellation design method for time-correlated channels. By exploiting the non-Euclidean geometric characteristics of the received signal covariance matrix, the method adopts Riemannian distance to construct a constellation discrimination criterion for characterizing the separability of statistical properties corresponding to different constellation points under time-correlated channels. On this basis, a three-dimensional decomposable constellation structure with amplitude-angle-phase dimensions is designed. A layered optimization strategy is adopted to jointly solve geometric parameters and bit allocation, enabling constellation parameters to be adjusted with the variation of channel correlation. Meanwhile, a supporting cascaded one-dimensional parameter estimation and detection framework is put forward to realize signal detection while controlling decoding complexity. Theoretical analysis and simulation results demonstrate that the proposed scheme achieves lower symbol error rates than the benchmark schemes across a wide range of channel correlation coefficients and numbers of receive antennas, providing a feasible solution for noncoherent transmission over time-correlated channels.

Key words: massive SIMO systems, noncoherent transmission, time-correlated channels, two-slot joint constellation design, Riemannian distance

收稿日期: XXXX-XX-XX; 修回日期: XXXX-XX-XX

通信作者: 郭新, iexguo@zzu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61901416); 河南省自然科学基金资助项目 (No.252300421887)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61901416), the Natural Science Foundation of Henan Province (No.252300421887)

0 引言

为民航客机、高速列车、无人机等高移动性平台提供可靠无线通信,是6G移动通信系统的重要应用需求^[1]。在此类场景中,终端高速运动会导致无线信道快速时变,使信道相干时间缩短至微秒量级,严重影响信道估计、链路自适应以及数据传输可靠性^[2-3]。作为6G关键技术之一,超可靠低时延通信(Ultra-Reliable Low-Latency Communication, URLLC)能够支撑高移动场景下极低时延与超高可靠性的传输需求^[4]。短包通信(Short-Packet Communication, SPC)凭借数据传输长度短、时延开销低等优势,成为URLLC物理层传输的重要技术方案^[5]。

传统SPC通常采用相干检测实现信号解调,性能依赖准确且持续的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[6-7]。然而,在高速移动环境下,极短的信道相干时间使得导频辅助信道估计面临严峻挑战^[8]。一方面,短包长度有限,增加导频开销会降低有效载荷比例并影响系统频谱效率^[9];另一方面,快速变化的无线信道会导致已获取CSI迅速失效,使基于初始信道估计的相干检测性能下降。因此,无需获取瞬时CSI的非相干通信技术受到关注,成为高速移动URLLC场景下的重要传输方式。除瞬时CSI难以获取外,高速移动场景还面临另一重挑战:信道统计特性(如时间相关性)随移动速度、载波频率与传播环境而变化,固定统计假设下的传输方案难以适配。同时,SPC有限码长条件下信道编码增益受限,需要充分利用空间、时间等多维分集资源提升系统可靠性。大规模多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术凭借大规模天线阵列带来的空间分集增益和信道硬化特性,为非相干短包传输提供了重要支撑^[10-11]。目前,非相干空时调制主要包括Grassmannian信令、差分检测和能量检测三类方案^[12]。

Grassmannian信令通过在Grassmann流形上设计星座点,实现无需CSI的可靠信息传输^[13]。现有Grassmannian星座分为非结构化与结构化两类:非结构化方案通过优化距离准则求解Grassmannian填充问题,理论性能较好,但缺乏解析结构,存储、检测复杂度随星座规模增长;结构化星座能够降低设计复杂度,适配大规模星座。酉空时调制是经典的结构化方案,在高信噪比(Signal-to-Noise Ra-

tio, SNR)或准静态块衰落信道下具有良好的理论性能^[14-17]。但该方案通常建立在块衰落假设基础上,其编码维度受到信道相干时间限制。当高速移动导致可用相干时间缩短时,传统Grassmannian设计难以在有限的时域资源内保证可靠传输。

差分检测利用相邻符号间的相位关系进行信息编码,通过差分解调避开瞬时CSI获取,且具有一定的相位噪声鲁棒性^[18]。文献[19]将多进制差分相移键控与迭代译码比特交织编码调制结合,设计了满足不同可靠性需求的差分星座。文献[20]针对莱斯信道改进差分结构,并结合联合符号检测减轻直射分量带来的干扰。但差分检测依赖相邻符号间较强的时间相关性,当高速移动环境导致连续符号间信道相关程度下降时,差分检测所利用的相位关系会受到影响,限制其在快速时变信道中的应用。

能量检测不依赖相位信息和瞬时CSI,为高速移动场景下非相干短包传输提供了另一种低复杂度实现方式^[21]。在大规模SIMO系统中,接收天线阵列能够平均随机衰落的影响,使接收信号统计量趋于稳定,为基于能量检测的非相干传输提供了理论基础^[22]。文献[23]表明,随着接收天线数量增加,基于能量检测的非相干方案可获得接近相干系统的容量增长趋势。目前,能量检测相关研究主要集中在基于统计特征的星座设计^[24-28]。文献[24]基于精确符号错误概率优化非负脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM)星座,并分析大规模天线条件下的分集增益与复用-分集折中关系。文献[25]研究多用户场景下的等距星座设计,通过统计分布分析推导误符号率(Symbol Error Rate, SER)表达式并优化检测区域。文献[26]提出参数化Alamouti结构星座,利用幅度、混合角度和相位联合承载信息,在短码长条件下降低最大似然检测复杂度。为进一步挖掘信道统计先验带来的性能增益,文献[27]考虑接收天线间的空间相关性,以最大化最小Kullback-Leibler散度为目标设计适配信道相关性的PAM星座。文献[28]面向空间相关大规模MIMO建立了基于黎曼距离(Riemannian Distance, RD)的协方差匹配检测与星座优化框架。

然而,现有能量检测星座设计主要针对固定统计条件或低维传输模型进行优化,对于时间相关信道下多时隙统计信息的联合利用仍缺乏系统研究。一方面,已有方案通常基于预设信道统计特性进行

星座优化,当信道相关系数随移动环境变化时,固定星座结构可能产生统计失配;另一方面,现有研究多关注单符号或有限结构联合传输,连续时隙间的信道时间相关性尚未被用来提升星座点之间的统计可分性。因此,设计既能利用时隙间统计信息、又能随信道相关水平调整的非相干星座,并保持复杂度可控,是高速移动 URLLC 场景下非相干通信亟待解决的问题。

针对上述挑战,本文提出一种面向时间相关信道的两时隙联合星座设计方法。该方法通过最大化最小 RD 构建时间相关衰落信道的星座优化准则,使星座结构能够根据信道时间相关特性调整;同时,通过两时隙联合星座设计,利用时隙间相关性提升不同星座点对应统计特性之间的可分性,并结合参数化结构实现低复杂度检测。本文方法将文献[28]的 RD 准则与协方差匹配检测框架推广至时间相关大规模 SIMO 场景:文献[28]中研究接收天线之间的统计关联,瞬时信道在码字持续时间内保持恒定;而本文研究的时间相关性刻画码字内部不同时隙之间的统计依赖,允许信道在同一个码字的传输周期内发生演化。这一差异也正是本文工作能够缓解极短信道相干时间带来性能约束的重要原因。本文主要创新点如下:

(1) 提出一种面向时间相关信道的两时隙联合星座设计方法。针对高速移动场景下信道统计特性动态变化导致固定星座设计失配的问题,建立基于 RD 的星座区分准则,通过最大化不同星座点对应协方差矩阵之间的最小 RD,实现星座参数随信道相关系数变化进行调整。在无需瞬时 CSI 条件下,利用时隙间统计相关性提升非相干传输可靠性。

(2) 设计一种幅度-角度-相位三维参数化联合星座结构。将复杂的联合优化问题分解为幅度、角度和相位子空间优化问题,降低星座设计维度,并联合优化比特分配与星座几何参数,使所设计星座能够适配不同的信道相关水平。

(3) 提出一种与参数化星座结构相匹配的低复杂度分层检测算法。利用星座结构中的参数解耦特性,将联合 RD 检测转化为幅度、角度和相位的级联一维参数估计,在降低检测复杂度的同时,保证不同信道相关条件下检测性能稳定。

符号说明:矩阵、列向量和标量变量分别用大写粗体字母(如 $\mathbf{A}$)、小写粗体字母(如 $\mathbf{a}$)和斜体

字母(如 a)表示。 $\mathbb{C}^{m \times n}$ 表示 $m \times n$ 维复矩阵集合,上标 $(\cdot)^H$ 和 $(\cdot)^*$ 分别表示共轭转置和共轭,欧几里得范数记为 $\|\cdot\|$,弗罗贝尼乌斯(Frobenius)范数记为 $\|\cdot\|_F$, $|x|$ 表示复数 x 的模。 $\mathbb{E}(\cdot)$ 表示期望。 $\text{diag}(\cdot)$ 、 $\text{tr}(\cdot)$ 、 $\Re(\cdot)$ 分别表示对角矩阵,矩阵的迹和实部。 $\mathbf{I}_K$ 表示 $K \times K$ 单位矩阵。 $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数。循环对称复高斯分布记为 $\text{CN}(\mu, \sigma^2)$ 。 $|\mathcal{X}|$ 表示星座集合 $\mathcal{X}$ 的基数。

1 系统模型

传统块衰落模型假设信道在码字传输周期内保持不变,难以刻画高速移动场景下时隙间信道演化特性。本节引入时间相关信道模型,利用信道相关系数表征时隙间统计关联;并依托大规模天线下样本协方差矩阵的渐近收敛特性,为星座设计与非相干检测提供理论基础。

考虑大规模 SIMO 系统上行通信链路,其中用户终端配置单根发射天线,基站端部署 M 根接收天线,单天线发射机发送联合码字 $\mathbf{x} = [x_1, x_2]^T$ 。为刻画信道演化特性,采用广义一阶相关信道模型:

$$\mathbf{h}_2 = \rho \mathbf{h}_1 + \sqrt{1 - \rho^2} \mathbf{w}, \quad (1)$$

其中 $\rho = J_0(2\pi f_d T_s) \in [0, 1]$ 表示非负信道相关系数,由多普勒频移 f_d 决定^[29], T_s 为符号周期, $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 服从 $\text{CN}(0, \mathbf{I}_M)$, 初始信道矢量 $\mathbf{h}_1 \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 满足 $\mathbf{h}_1 \sim \text{CN}(0, \mathbf{I}_M)$ 。接收信号矩阵 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{M \times 2}$ 可表示为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N}, \quad (2)$$

其中 $\mathbf{X} = \text{diag}(\mathbf{x})$, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$, $\mathbf{N} \in \mathbb{C}^{M \times 2}$ 是加性高斯白噪声且服从独立同分布 $\text{CN}(0, \sigma_0^2)$ 。发送信号取自星座集合 $\mathcal{X}$, 满足功率约束 $\mathbb{E}(\|\mathbf{x}\|^2) = 1$ 。

1.1 渐近特性与度量选择

在大规模天线阵列中,系统受益于信道硬化特性。当接收天线数 $M \rightarrow \infty$ 时,接收信号样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{M} \mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$ 收敛于:

$$\hat{\mathbf{R}} \xrightarrow{a.s.} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} + \sigma_0^2 \mathbf{I}_2, \quad (3)$$

其中 $\mathbf{R}_H = \frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 为归一化信道相关矩阵。这种渐近稳态特性,将检测问题转化为流形上的矩阵匹配问题。在无法获取 CSI 的情况下,信号检测通常将 $\hat{\mathbf{R}}$ 与理论协方差矩阵 $\mathbf{P} \triangleq \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}$ 进行匹配检测。

由于 $\hat{\mathbf{R}}$ 属于 Hermitian 半正定矩阵 (Hermitian Positive Semi-Definite, HPSD), 位于非欧几里得黎曼流形上, 传统的欧氏距离度量 $\|\hat{\mathbf{R}} - \mathbf{P}\|_F^2$ 难以表征该流形的内在几何特性与正定约束。因此, 若要实现最优区分性能, 需采用适用非欧几何特性的度量, 即 RD。对于黎曼度量的选择除了来自几何层面的判断, 同时源自经典估计理论。对信道矩阵 $\mathbf{H}$ 和发射码字 $\mathbf{x}$ 的联合最小二乘估计可写为^[30]:

$$\begin{aligned} \{\hat{\mathbf{H}}, \hat{\mathbf{x}}\} &= \arg \min_{\mathbf{H}, \mathbf{x} \in \mathcal{X}} \frac{1}{M} \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}\|_F^2 \\ &= \arg \min_{\mathbf{H}, \mathbf{x} \in \mathcal{X}} \left(\frac{\text{tr}(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})}{M} + \text{tr} \left(\mathbf{X}^H \frac{\mathbf{H}^H \mathbf{H}}{M} \mathbf{X} \right) - 2\Re \left\{ \text{tr} \left(\frac{\mathbf{Y} \mathbf{X}^H \mathbf{H}^H}{M} \right) \right\} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

在 $M \rightarrow \infty$ 的渐近条件下, 对所有满足二阶约束 $\frac{1}{M} \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{R}_H$ 的信道实现 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times 2}$, 其互相关项的最大值满足:

$$\max_{\mathbf{H}} \Re \left\{ \text{tr} \left(\frac{\mathbf{Y} \mathbf{X}^H \mathbf{H}^H}{M} \right) \right\} = \text{tr} \left\{ \left(\hat{\mathbf{R}} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}, \quad (5)$$

式(4)的优化问题可重新写为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \text{tr}(\hat{\mathbf{R}}) + \text{tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}) \\ &\quad - 2\text{tr} \left\{ \left(\hat{\mathbf{R}} \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}, \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)在数学形式上等价于最小化样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 与理论信号能量矩阵 $\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}$ 之间的第一类 RD 平方 $\mathcal{D}_{R_1}^2(\hat{\mathbf{R}}, \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X})$ 。两个 HPSD 矩阵 $\mathbf{P}_m$ 、 $\mathbf{P}_n$ 之间的第一类 RD 定义为^[31]:

$$\mathcal{D}_{R_1}(\mathbf{P}_m, \mathbf{P}_n) = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{P}_m) + \text{tr}(\mathbf{P}_n) - 2\text{tr} \left\{ \left(\mathbf{P}_m^{\frac{1}{2}} \mathbf{P}_n \mathbf{P}_m^{\frac{1}{2}} \right)^{\frac{1}{2}} \right\}}. \quad (7)$$

为提升估计精度, 本文引入噪声偏置校正处理, 将样本能量矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 替换为去噪估计量 $\hat{\mathbf{R}} - \sigma_0^2 \mathbf{I}_2$ 。因此本文提出的 RD 检测器为:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \mathcal{D}_{R_1}^2(\hat{\mathbf{R}} - \sigma_0^2 \mathbf{I}_2, \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}). \quad (8)$$

该检测器通过计算观测矩阵与信号模板矩阵之间的测地线距离, 同时在 RD 度量中结合 $\mathbf{R}_H$ 表征信道相关性, 使得该检测方法对不同程度的信道相关

性都具备鲁棒性。

1.2 星座设计准则

RD 检测器的性能取决于不同码字对应的 HPSD 矩阵之间的几何分辨性。为实现最优性能, 本文设计星座集 $\mathcal{X}$, 使任意两个不同码字协方差矩阵之间的最小 RD 最大^[32]:

$$\mathcal{X}^{(\text{opt})} = \arg \max_{\mathbf{x}, \tilde{\mathbf{x}} \in \mathcal{X}} \min_{\mathbf{x} \neq \tilde{\mathbf{x}}} \mathcal{D}_{R_1}^2(\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}, \tilde{\mathbf{X}}^H \mathbf{R}_H \tilde{\mathbf{X}}). \quad (9)$$

1.3 有限接收天线下载样本协方差扰动分析

上述推导基于接收天线数 $M \rightarrow \infty$ 的渐近条件, 当 M 有限时, 样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 与理论值之间存在扰动。本节将分析该扰动的量级及对 RD 检测器的影响。

(1) 扰动矩阵的定义: 由式(3), 定义理论协方差矩阵为 $\mathbf{R} = \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} + \sigma_0^2 \mathbf{I}_2$, 则有限 M 下的样本协方差扰动矩阵定义为: $\Delta \mathbf{R} = \hat{\mathbf{R}} - \mathbf{R}$ 。

(2) 扰动矩阵的统计特性: $\hat{\mathbf{R}}$ 的第 (i, j) 个元素定义为 $\hat{R}_{ij} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_{mi}^* y_{mj}$, $Z_m^{(ij)} = y_{mi}^* y_{mj}$, 则 $\hat{R}_{ij} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Z_m^{(ij)}$ 。在给定信道统计下, 各接收天线的观测近似独立同分布, 因此 $Z_1^{(ij)}, \dots, Z_M^{(ij)}$ 近似独立同分布。设 $\mathbb{E}(Z_m^{(ij)}) = \mu_{ij}$, $\text{Var}(Z_m^{(ij)}) = \sigma_{ij}^2$, 则 $\mathbb{E}(\hat{R}_{ij}) = \mu_{ij}$, $\text{Var}(\hat{R}_{ij}) = \sigma_{ij}^2/M$, 扰动矩阵的均方值为 $\mathbb{E}(|\Delta \mathbf{R}_{ij}|^2) = \text{Var}(\hat{R}_{ij}) = \sigma_{ij}^2/M$, 即扰动矩阵元素的幅度量级为 $|\Delta \mathbf{R}_{ij}| = \mathcal{O}_p(1/\sqrt{M})$, 扰动矩阵的幅度量级为 $\|\Delta \mathbf{R}_{ij}\|_F = \mathcal{O}_p(1/\sqrt{M})$ 。

(3) 扰动对 RD 检测器的影响: 将 $\hat{\mathbf{R}} = \Delta \mathbf{R} + \mathbf{R}$ 代入式(8), 去噪后样本协方差为 $\hat{\mathbf{R}} - \sigma_0^2 \mathbf{I}_2 = \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} + \Delta \mathbf{R}$, 因此, RD 检测器实际计算的是带扰动的样本协方差 $\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X} + \Delta \mathbf{R}$ 与 $\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}$ 之间的 RD。记 $\mathcal{D}_{\text{th}}$ 为理论 RD, 实际检测中, 由于扰动的存在, 使 RD 产生偏差, 实际距离 $\mathcal{D}_{\text{实际}} = \mathcal{D}_{\text{th}} + \mathcal{O}_p(1/\sqrt{M})$ 。记 $\mathcal{D}_{\min}$ 为星座集内最小 RD, 则 $\mathcal{O}_p(1/\sqrt{M}) \ll \mathcal{D}_{\min}$ 时, 扰动可忽略, $\mathcal{O}_p(1/\sqrt{M}) \gg \mathcal{D}_{\min}$ 时, 扰动主导, 检测不可靠。

2 参数化星座设计

两时隙联合星座全局优化存在多变量耦合, 直接求解复杂度高。本节构建幅度-角度-相位可分解

的参数化星座, 将星座的设计问题转化为低维几何参数寻优, 分层优化几何参数与比特分配, 在降低设计复杂度的同时适配信道动态相关性。

对任意发射向量 $\mathbf{x}$ 进行单位范数归一化, 可得 $\mathbf{x} = \|\mathbf{x}\| \mathbf{u}$, 其中 $\mathbf{u}$ 为酉向量。利用 $\mathbf{u}^H \mathbf{u} = 1$, 可通过角度和相位对向量分量进行参数化:

$$\mathbf{u} = \begin{pmatrix} \cos \theta \\ e^{j\varphi} \sin \theta \end{pmatrix}, \quad (10)$$

其中 $\theta \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right]$, $\varphi \in [0, 2\pi)$ 。同时, 将 $\|\mathbf{x}\|$ 定义为幅度 α , 发射符号可表示为^[33-34]:

$$\mathbf{x} = \alpha \begin{pmatrix} \cos \theta \\ e^{j\varphi} \sin \theta \end{pmatrix}, \quad (11)$$

其中 $\alpha \geq 0$ 。每一个码字属于星座集 $\mathcal{X}$, 该集合的基数满足 $|\mathcal{X}| = 2^{k_s}$ 。为了实现低复杂、高效率的信号传输, 假设幅度参数、角度参数和相位参数相互独立, 并分属于不同的星座集合 Ω_α 、 Ω_θ 和 Ω_φ 。基于此, 对总比特资源 k_s 进行分配: 幅度星座集 Ω_α 分配 k_α 比特, 角度星座集 Ω_θ 分配 k_θ 比特, 相位星座集 Ω_φ 分配 k_φ 比特, 满足 $k_s = k_\alpha + k_\theta + k_\varphi$ 。

利用 RD 公式和 $\text{tr}(\mathbf{A}^{1/2}) = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{A}) + 2\sqrt{\det(\mathbf{A})}}$ 可将式(9)显式表达为:

$$\begin{aligned} & \mathcal{D}_{R_1}^2(\mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}, \tilde{\mathbf{X}}^H \mathbf{R}_H \tilde{\mathbf{X}}) \\ &= \alpha^2 + \tilde{\alpha}^2 \\ & - 2\alpha\tilde{\alpha} \sqrt{\cos^2(\theta - \tilde{\theta}) - \rho^2 \sin 2\theta \sin 2\tilde{\theta} \sin^2 \frac{\varphi - \tilde{\varphi}}{2}}, \end{aligned} \quad (12)$$

可以看出式(12)的目标函数是由参数集合 $(\alpha, \tilde{\alpha}, \theta, \tilde{\theta}, \varphi, \tilde{\varphi})$ 决定的, 因此为实现最大化通信可靠性, 式(9)的优化问题可通过联合优化星座几何结构与比特分配方案求解, 可将优化问题等效表达为问题 1。

问题 1 在总比特资源 k_s 约束下, 求解最优比特分配方案 $\{\hat{k}_\alpha, \hat{k}_\theta, \hat{k}_\varphi\}$ 及其对应的星座集 $\hat{\Omega}_\alpha$ 、 $\hat{\Omega}_\theta$ 和 $\hat{\Omega}_\varphi$, 以最大化最小星座集 $\mathcal{X}$ 的 RD:

$$\begin{aligned} & \{\hat{k}_\alpha, \hat{k}_\theta, \hat{k}_\varphi, \hat{\Omega}_\alpha, \hat{\Omega}_\theta, \hat{\Omega}_\varphi\} \\ &= \arg \max_{k_\alpha, k_\theta, k_\varphi} \max_{\Omega_\alpha, \Omega_\theta, \Omega_\varphi} \min_{(\alpha, \theta, \varphi) \neq (\tilde{\alpha}, \tilde{\theta}, \tilde{\varphi})} \mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \tilde{\alpha}, \theta, \tilde{\theta}, \varphi, \tilde{\varphi}), \\ \text{s.t. } & |\Omega_\alpha| = 2^{k_\alpha}, |\Omega_\theta| = 2^{k_\theta}, |\Omega_\varphi| = 2^{k_\varphi}, \\ & k_\alpha + k_\theta + k_\varphi = k_s, k_s \in \mathbb{Z}^+, \\ & k_\alpha, k_\theta, k_\varphi \in \{0\} \cup \mathbb{Z}^+, \\ & \mathbb{E}(\alpha^2) = \mathbb{E}(\tilde{\alpha}^2) = 1. \end{aligned} \quad (13)$$

该优化问题同时耦合比特分配和星座结构设计两类待优化变量, 直接联合求解复杂度高。为此, 本文采用分层分解策略将原问题解耦为双层子优化问题: 内层在给定比特分配组合的前提下, 求解各维度最优离散星座; 外层遍历满足总比特约束的可行比特分配方案, 从中筛选出使内层最小 RD 最大化的比特分配组合, 即为全局最优比特分配。

(1) 固定比特分配下的最优星座结构: 当比特分配方案确定时, 优化星座集 Ω_α 、 Ω_θ 和 Ω_φ 以提升星座点的最大可区分度。基于最大化最小原则, 该优化问题可表述为:

$$\begin{aligned} & \{\hat{\Omega}_\alpha, \hat{\Omega}_\theta, \hat{\Omega}_\varphi\} \\ &= \arg \max_{\Omega_\alpha, \Omega_\theta, \Omega_\varphi} \min_{(\alpha, \theta, \varphi) \neq (\tilde{\alpha}, \tilde{\theta}, \tilde{\varphi})} \mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \tilde{\alpha}, \theta, \tilde{\theta}, \varphi, \tilde{\varphi}), \\ \text{s.t. } & |\Omega_\alpha| = 2^{k_\alpha}, |\Omega_\theta| = 2^{k_\theta}, |\Omega_\varphi| = 2^{k_\varphi}, \\ & \mathbb{E}(\alpha^2) = \mathbb{E}(\tilde{\alpha}^2) = 1. \end{aligned} \quad (14)$$

式(14)的最优解由命题 1 严格表述。

命题 1 对于任意给定的非负整数 $\{k_\alpha, k_\theta, k_\varphi\}$, 以最大化最小 RD 为优化约束, 最优的幅度星座集 $\hat{\Omega}_\alpha$ 为包含 2^{k_α} 个元素的等差序列, 最优的角度星座集 $\hat{\Omega}_\theta$ 为包含 2^{k_θ} 个元素的等差序列, 最优的相位星座集 $\hat{\Omega}_\varphi$ 为均匀分布的 2^{k_φ} -相移键控 (Phase Shift Keying, PSK) 星座。具体可由如下情况确定:

□ 若 $\{k_\alpha, k_\theta, k_\varphi\}$ 均为正整数, 则最优相位星座集 $\hat{\Omega}_\varphi$ 为标准 2^{k_φ} -PSK 星座; 最优角度星座集 $\hat{\Omega}_\theta = \{\theta_0 + i\Delta\theta\}_{i=0}^{2^{k_\theta}-1}$, 其中 $\Delta\theta = \frac{\pi/2 - 2\theta_0}{2^{k_\theta} - 1}$, θ_0 为等式 $1 - \sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 2\theta_0 \sin^2 \frac{\pi}{2^{k_\varphi}}} = 2 \sin^2 \left(\frac{\pi/4 - \theta_0}{2^{k_\theta} - 1} \right)$ 的唯一解; 最优幅度星座集 $\hat{\Omega}_\alpha = \{\alpha_0 + i\Delta\alpha\}_{i=0}^{2^{k_\alpha}-1}$, 其中 $\Delta\alpha = 2\alpha_0 \sin \left(\frac{\pi/4 - \theta_0}{2^{k_\theta} - 1} \right)$, $\alpha_0 = \sqrt{\frac{3}{\tau_1}}$, $\tau_1 = 3 +$

$6(2^{k_a} - 1) \sin\left(\frac{\pi/4 - \theta_0^{\text{opt}}}{2^{k_\theta} - 1}\right) + 2 \sin^2\left(\frac{\pi/4 - \theta_0^{\text{opt}}}{2^{k_\theta} - 1}\right) (2^{k_a} - 1) \times (2^{k_a+1} - 1)$ 。在这种情况下, $\mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \theta, \varphi) = \Delta\alpha^2$ 。

□ 若 $\{k_a, k_\theta, k_\varphi\}$ 中有两个为正整数, 则最优星座参数由以下三种情况确定:

1) 如果 $k_a = 0, k_\theta > 0, k_\varphi > 0$, 则最优相位星座集 $\hat{\Omega}_\varphi = 2^{k_\varphi}$ -PSK; 最优相位星座集 $\hat{\Omega}_\theta = \{\theta_0 + i\Delta\theta\}_{i=0}^{2^{k_\theta}-1}$, 其中 $\Delta\theta = \frac{\pi/2 - 2\theta_0}{2^{k_\theta} - 1}$, θ_0 为等式 $1 - \sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 2\theta_0 \sin^2 \frac{\pi}{2^{k_\varphi}}} = 2 \sin^2\left(\frac{\pi/4 - \theta_0}{2^{k_\theta} - 1}\right)$ 的唯一解;

$\hat{\Omega}_\alpha$ 退化为包含 $\{1\}$ 的单点星座集。此时, $\mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \theta, \varphi) = 6 \sin^2\left(\frac{\pi/4 - \theta_0}{2^{k_\theta} - 1}\right)$ 。

2) 如果 $k_a > 0, k_\theta = 0, k_\varphi > 0$, 此时, 最优相位星座集 $\hat{\Omega}_\varphi = 2^{k_\varphi}$ -PSK; $\hat{\Omega}_\theta$ 退化为仅含 $\{\pi/4\}$ 的单点星座集; $\hat{\Omega}_\alpha = \{\alpha_0 + i\Delta\alpha\}_{i=0}^{2^{k_a}-1}$, 其中 $\alpha_0 = \sqrt{\frac{6}{6 + (2^{k_a} - 1)(2^{k_a+1} - 1)\mu^2 + 6(2^{k_a} - 1)\mu}}$, $\mu = \sqrt{2 - 2\sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 \frac{\pi}{2^{k_\varphi}}}}$, $\Delta\alpha = \alpha_0\mu$ 。此时,

$\mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \theta, \varphi) = \Delta\alpha^2$ 。

3) 如果 $k_a > 0, k_\theta > 0, k_\varphi = 0$, 则 $\hat{\Omega}_\varphi = \{0\}$; $\hat{\Omega}_\theta = \{i\Delta\theta\}_{i=0}^{2^{k_\theta}-1}$, 其中 $\Delta\theta = \frac{\pi}{2(2^{k_\theta} - 1)}$; 最优幅度星

座集 $\hat{\Omega}_\alpha = \{\alpha_0 + i\Delta\alpha\}_{i=0}^{2^{k_a}-1}$, 其中 $\alpha_0 = \sqrt{\frac{3}{\tau_1}}$, $\tau_1 = 3 + 6$

$\times (2^{k_a} - 1) \sin\left(\frac{\pi}{4(2^{k_\theta} - 1)}\right) + 2 \sin^2\left(\frac{\pi}{4(2^{k_\theta} - 1)}\right) (2^{k_a} - 1) \times (2^{k_a+1} - 1)$, $\Delta\alpha = 2\alpha_0 \sin\left(\frac{\pi}{4(2^{k_\theta} - 1)}\right)$, 在这种情况下, $\mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \theta, \varphi) = \Delta\alpha^2$ 。

□ 若 $\{k_a, k_\theta, k_\varphi\}$ 中只有一个为正整数, 该情形属于上述两类条件下的退化形式, 可通过令其余维

度比特数置零由前述条件退化得到。

证明 当星座为完整三维构型, 即幅度、角度和相位维度均分配比特时, 枚举参数异同的全部组合可知, 全局最小 RD 由三种情形主导: 同幅度同角度异相位、同幅度同相位异角度、同角度同相位异幅度。其余情形 RD 均不小于上述三者之一, 不构成最小距离的紧致约束, 因此最小 RD 可表示为:

$$\begin{aligned} \min \mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \tilde{\alpha}, \theta, \tilde{\theta}, \varphi, \tilde{\varphi}) \\ = \min \left\{ \min_{\varphi \neq \tilde{\varphi}} 2\alpha^2 - 2\alpha^2 \sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 2\theta \sin^2 \frac{\varphi - \tilde{\varphi}}{2}}, \right. \\ \left. \min_{\theta \neq \tilde{\theta}} 4\alpha^2 \sin^2\left(\frac{\theta - \tilde{\theta}}{2}\right), \min_{\alpha \neq \tilde{\alpha}} (\alpha - \tilde{\alpha})^2 \right\}, \end{aligned} \quad (15)$$

由此, 最优子星座结构可逐项确定。各维度均采用均匀离散星座, 相位子星座 Ω_φ 为均匀 PSK, 角度子星座 Ω_θ 和幅度子星座 Ω_α 均为等差数列。设 Ω_θ 的首末点分别为 θ_0 和 $\pi/2 - \theta'_0$, 最优条件下必有 $\theta_0 = \theta'_0$, 其最优解由方程 $1 - \sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 2\theta_0 \sin^2 \frac{\pi}{2^{k_\varphi}}} = 2 \sin^2\left(\frac{\pi/4 - \theta_0}{2^{k_\theta} - 1}\right)$ 唯一确定, 记为 θ_0^{opt} 。进一步地, 结合幅度均衡条件 $4\alpha_0^2 \sin^2\left(\frac{\pi/4 - \theta_0^{\text{opt}}}{2^{k_\theta} - 1}\right) = \Delta\alpha^2$ 和平均功率约束

$\frac{1}{2^{k_a}} \sum_{i=1}^{2^{k_a}} (\alpha_0 + (i-1)\Delta\alpha)^2 = 1$ 可以得到 α_0 和 $\Delta\alpha$ 闭式解。对于 k_a, k_θ, k_φ 中部分为 0 的边界情况, 缺失维度的对应参数固定为常量, 最小距离表达式依相同逻辑退化为相应闭式。

证毕。

(2) 最优比特分配: 在确定固定比特分配下的最优星座结构后, 可进一步确定最优比特分配使全局最小 RD 最大, 优化问题可表示为:

证毕。

(2) 最优比特分配: 在确定固定比特分配下的最优星座结构后, 可进一步确定最优比特分配使全局最小 RD 最大, 优化问题可表示为:

$$\begin{aligned} \{\hat{k}_a, \hat{k}_\theta, \hat{k}_\varphi\} &= \arg \max_{k_a, k_\theta, k_\varphi} \mathcal{D}_{R_1}^2(\alpha, \tilde{\alpha}, \theta, \tilde{\theta}, \varphi, \tilde{\varphi}), \\ \text{s.t. } k_a + k_\theta + k_\varphi &= k_s, k_s \in \mathbb{Z}^+, \\ k_a, k_\theta, k_\varphi &\in \{0\} \cup \mathbb{Z}^+. \end{aligned} \quad (16)$$

式(16)的解可通过穷举搜索确定, 需遍历的非负整数比特组合复杂度为 $\mathcal{O}(k_s^2)$, 配合内层命题 1 给出的闭式求解表达式, 总设计复杂度随星座规模呈多项式增长。表 1 和表 2 分别给出了信道相关系数 ρ 固定以及总比特约束 k_s 固定情况下的比特分配情况以及最优星座参数。

从表 1 和表 2 可以看出: (1)给定信道相关系数时, 低比特区间最优星座退化为无相位实星座, 仅依靠幅度和角度承载信息, 最小 RD 随比特增加快速下降, 比特充足时, 最优策略为相位分配信息, 最小 RD 的衰减速率放缓; (2)给定总比特资源条件下, 当 ρ 较小时, 相位维度不分配比特, 星座退化为无相位实星座; 随着 ρ 增大, $\mathbf{R}_H$ 互相关项增强, 相位维度开始有效贡献 RD 增益, 最优策略逐渐向相位维度分配比特, 且 ρ 越大, 相位维度分配的比特数越多; 当 ρ 超过一定阈值后, 最优比特分配不再改变, 仅微调星座点位置即可适配不同相关强度。这说明信道相关性主要通过改变相位维度的可用区分度来影响比特分配策略, 而幅度和角度维度的比特分配在较宽 ρ 范围内相对稳定。同时, 本文星座仅需存储少量参数即可表征完整星座集。

本文的三维参数化星座结构继承了现有幅度-角度-相位分解的基本框架, 但与现有三维参数化星座多基于信道在码字内恒定的假设不同, 本文面向时间相关信道, 允许信道在码字内演化, 改进体现在两个方面: 其一, 将星座设计准则从基于码字

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \arg \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}} \mathcal{D}_{R_1}^2(\hat{\mathbf{R}} - \sigma_0^2 \mathbf{I}_2, \mathbf{X}^H \mathbf{R}_H \mathbf{X}) \\ &= \arg \min_{\alpha \in \hat{\Omega}_\alpha, \theta \in \hat{\Omega}_\theta, \varphi \in \hat{\Omega}_\varphi} \alpha^2 - 2\alpha \sqrt{\mu_1 \cos^2 \theta + \mu_2 \sin^2 \theta + \rho \sin 2\theta} |\varphi_t| \cos(\varphi - \angle \varphi_t) + \mu_3 \sqrt{1 - \rho^2 \sin^2 2\theta} \end{aligned} \quad (17)$$

一维离散搜索问题, 仅需在相位星座集合 $\hat{\Omega}_\varphi$ 内遍历有限候选相位, 即可得到最优相位估计。将已求得的最优相位 $\hat{\varphi}$ 代入式(17), 对含 θ 项做三角

内信道恒定假设的协方差匹配推广至两时隙联合协方差矩阵的 RD 最大化, 使星座能够利用时隙间信道相关性带来的额外统计区分度; 其二, 在优化问题中显式引入信道相关系数, 使比特分配与星座几何参数随信道相关程度变化, 而非固定统计假设。

3 RD 快速检测算法

为了降低全局检测的指数级复杂度, 本节利用星座在幅度、角度和相位三个维度上的参数解耦特性, 设计分层解码算法, 以最小 RD 为目标, 逐层搜索最优幅度、角度与相位, 实现低复杂度信号检测。结合星座的参数化结构 $\mathbf{x}(\alpha, \theta, \varphi)$ 与信道相关矩阵代数性质, 可将式(8)的优化目标转化为式(17), 其中 $\varphi_t = \mathbf{y}_1^H \mathbf{y}_2 / M$, $\mu_1 = \mathbf{y}_1^H \mathbf{y}_1 / M - \sigma_0^2$, $\mu_2 = \mathbf{y}_2^H \mathbf{y}_2 / M - \sigma_0^2$, $\mu_3 = \sqrt{\mu_1 \mu_2 - |\varphi_t|^2}$ 。观察化简后优化目标, 相位 φ 仅独立出现在单一余弦因子, 与幅度、角度变量完全解耦, 因此可优先单独求解最优相位估计。仅保留含相位的目标项, 最优相位满足 $\hat{\varphi} = \arg \min_{\varphi \in \hat{\Omega}_\varphi} |\exp(j\varphi) - \exp(j\angle \varphi_t)|$ 。该式为相位

恒等变换可得最优角度估计满足 $\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in \hat{\Omega}_\theta} \left| \theta - \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2} \theta_t \right|$, 其中 $\theta_t =$

表 1 信道相关系数 $\rho = 0.5$ 时不同调制比特数 k_s 下的最优比特分配及星座参数

k_s	$(\hat{k}_\alpha, \hat{k}_\theta, \hat{k}_\varphi)$	$(\hat{\Omega}_\alpha, \hat{\Omega}_\theta, \hat{\Omega}_\varphi)$	$\mathcal{D}_{R_1}^{\min}$
1	(1,0,0)	$\alpha_0 = 0, \Delta\alpha = 1.4142, \theta_0 = 0.7854, \Delta\theta = 0, \hat{\Omega}_\varphi = \{0\}$	1.4142
2	(1,1,0)	$\alpha_0 = 0.5412, \Delta\alpha = 0.7654, \theta_0 = 0, \Delta\theta = 1.5708, \hat{\Omega}_\varphi = \{0\}$	0.7654
3	(2,1,0)	$\alpha_0 = 0.2858, \Delta\alpha = 0.4042, \theta_0 = 0, \Delta\theta = 1.5708, \hat{\Omega}_\alpha = \{0\}$	0.4042
4	(1,1,2)	$\alpha_0 = 0.8465, \Delta\alpha = 0.2863, \theta_0 = 0.6155, \Delta\theta = 0.3398, \hat{\Omega}_\varphi = 4\text{PSK}$	0.2863
5	(1,2,2)	$\alpha_0 = 0.8809, \Delta\alpha = 0.2255, \theta_0 = 0.4004, \Delta\theta = 0.2566, \hat{\Omega}_\varphi = 4\text{PSK}$	0.2255
6	(2,2,2)	$\alpha_0 = 0.7076, \Delta\alpha = 0.1811, \theta_0 = 0.4004, \Delta\theta = 0.2566, \hat{\Omega}_\varphi = 4\text{PSK}$	0.1811
7	(2,2,3)	$\alpha_0 = 0.7898, \Delta\alpha = 0.1327, \theta_0 = 0.5330, \Delta\theta = 0.1683, \hat{\Omega}_\varphi = 8\text{PSK}$	0.1327
8	(2,3,3)	$\alpha_0 = 0.8376, \Delta\alpha = 0.1038, \theta_0 = 0.3514, \Delta\theta = 0.1240, \hat{\Omega}_\varphi = 8\text{PSK}$	0.1038
9	(3,3,3)	$\alpha_0 = 0.6842, \Delta\alpha = 0.0848, \theta_0 = 0.3514, \Delta\theta = 0.1240, \hat{\Omega}_\varphi = 8\text{PSK}$	0.0848
10	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.7689, \Delta\alpha = 0.0630, \theta_0 = 0.4984, \Delta\theta = 0.0820, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0630

表2 调制比特数 $k_s = 10$ 时不同信道相关系数 ρ 下的最优比特分配及星座参数

ρ	$(\hat{k}_\alpha, \hat{k}_\theta, \hat{k}_\varphi)$	$(\hat{\Omega}_\alpha, \hat{\Omega}_\theta, \hat{\Omega}_\varphi)$	$\mathcal{D}_{R_1}^{\min}$
0	(5,5,0)	$\alpha_0 = 0.5418, \Delta\alpha = 0.0275, \theta_0 = 0, \Delta\theta = 0.0507, \hat{\Omega}_\varphi = \{0\}$	0.0275
0.1	(4,4,2)	$\alpha_0 = 0.7130, \Delta\alpha = 0.0364, \theta_0 = 0.4028, \Delta\theta = 0.0510, \hat{\Omega}_\varphi = 4\text{PSK}$	0.0364
0.2	(4,4,2)	$\alpha_0 = 0.6411, \Delta\alpha = 0.0450, \theta_0 = 0.2593, \Delta\theta = 0.0701, \hat{\Omega}_\varphi = 4\text{PSK}$	0.0450
0.3	(4,3,3)	$\alpha_0 = 0.5741, \Delta\alpha = 0.0528, \theta_0 = 0.4635, \Delta\theta = 0.0920, \hat{\Omega}_\varphi = 8\text{PSK}$	0.0528
0.4	(4,3,3)	$\alpha_0 = 0.5279, \Delta\alpha = 0.0581, \theta_0 = 0.4002, \Delta\theta = 0.1101, \hat{\Omega}_\varphi = 8\text{PSK}$	0.0581
0.5	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.7689, \Delta\alpha = 0.0630, \theta_0 = 0.4984, \Delta\theta = 0.0820, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0630
0.6	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.7446, \Delta\alpha = 0.0693, \theta_0 = 0.4593, \Delta\theta = 0.0932, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0693
0.7	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.7246, \Delta\alpha = 0.0745, \theta_0 = 0.4254, \Delta\theta = 0.1029, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0745
0.8	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.7080, \Delta\alpha = 0.0787, \theta_0 = 0.3959, \Delta\theta = 0.1113, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0787
0.9	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.6940, \Delta\alpha = 0.0823, \theta_0 = 0.3700, \Delta\theta = 0.1187, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0823
1.0	(3,3,4)	$\alpha_0 = 0.6821, \Delta\alpha = 0.0853, \theta_0 = 0.3473, \Delta\theta = 0.1252, \hat{\Omega}_\varphi = 16\text{PSK}$	0.0853

$\arctan \frac{\mu_1 - \mu_2}{2(\rho|\varphi_t|\cos(\hat{\varphi} - \angle\varphi_t) + \mu_3\sqrt{1-\rho^2})}$ 。最后可

直接在幅度星座集 $\hat{\Omega}_\alpha$ 内一维搜索得到最优幅值 $\hat{\alpha}$ 。
算法1给出了快速检测算法的完整流程。

算法1 RD快速检测算法

输入 $Y, M, \hat{\Omega}_\alpha, \hat{\Omega}_\theta, \hat{\Omega}_\varphi, \sigma_0^2, \rho$

输出 $\hat{\alpha}, \hat{\theta}, \hat{\varphi}$

1) 相位估计: 计算 φ_t , 求解

$$\hat{\varphi} = \arg \min_{\varphi \in \hat{\Omega}_\varphi} |\exp(j\varphi) - \exp(j\angle\varphi_t)|;$$

2) 角度估计: 计算 μ_1, μ_2, μ_3 以及 θ_t , 求解

$$\hat{\theta} = \arg \min_{\theta \in \hat{\Omega}_\theta} \left| \theta - \frac{\pi}{4} + \frac{1}{2}\theta_t \right|;$$

3) 幅度估计: 代入 $\hat{\varphi}, \hat{\theta}$ 通过式(17)求解 $\hat{\alpha}$;

4) 返回所有估计参数 $\hat{\varphi}, \hat{\theta}, \hat{\alpha}$ 。

说明: 本文算法假设信道时间相关系数 ρ 为先验已知参数。这是因为在实际通信中, 发射端的用户终端可通过速度传感器实时估计自身速度 v 。结合已知载波频率 f_c 、光速 c 和符号周期 T_s , 终端可推算出多普勒频移 $f_d = vf_c/c$, 进而由 $\rho = J_0(2\pi f_d T_s)$ 得到信道相关系数。在接收端, 则能够基于接收信号的二阶统计量完成 ρ 估计。设接收信号协方差矩阵 $\hat{R}$, 根据式(3), 在接收天线 $M \rightarrow \infty$ 时, 其元素满足: $\hat{R}_{11} \approx |x_1|^2 + \sigma_0^2$, $\hat{R}_{22} \approx |x_2|^2 + \sigma_0^2$, $\hat{R}_{12} \approx \rho x_1^* x_2$ 。因此, 可先利用对角元素恢复两

时隙的发射幅度: $|\hat{x}_1| = \sqrt{\hat{R}_{11} - \sigma_0^2}$, $|\hat{x}_2| = \sqrt{\hat{R}_{22} - \sigma_0^2}$, 代入非对角元可估计 $\hat{\rho} = |\hat{R}_{12}| / (|\hat{x}_1| |\hat{x}_2|)$ 。收发端依据估计值查表选取星座集, 进而完成信号的估计与检测。

4 仿真结果

本节对所提星座及低复杂度检测算法进行性能评估。为构建公平的性能对比基准, 将所提方案与大规模唯一可分解星座^[16]、多符号星座^[17]、能量调制星座^[23]以及基于导频的PSK/正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)方案进行对比, 其中基于导频的调制方案采用包含一个导频符号和一个数据符号的块传输结构。为保证相同传输速率下对比的公平性, 所有方案均采用相同比特数, 基于导频的方案导频符号不携带信息, 数据符号承载全部比特, 对能量调制方案采用重复编码, 两个时隙发送相同的比特信息。所有方案的发射信号均满足相同的平均功率约束 $\mathbb{E}(\|\mathbf{x}\|^2) = 1$ 。若无特殊说明, 实验设置接收天线数 $M = 128$ 。本文数值仿真基于MATLAB R2019a平台实现。

图1给出了不同 k_s 下, 星座最小RD随信道相关系数 ρ 的变化曲线。对于固定 k_s , 利用时间相关性带来的统计区分度增益, 星座最小RD随时间相关系数 ρ 整体呈单调上升趋势。在 ρ 较小的弱相关区间存在RD平台效应: 这是由于 ρ 较小时, 信道

相关矩阵 $\mathbf{R}_H$ 中互相关项幅值微弱, 相位维度无法贡献 RD 增益, 最小 RD 仅由幅度和角度维度确定, 曲线呈现平台特征。当 ρ 逐渐增大时, $\mathbf{R}_H$ 互相关项显著增强, 相位维度开始有效输出距离增益, 最小 RD 随之增加。这一机理也正是本文采用幅度-角度-相位三维可分解星座结构的设计出发点, 三维星座可充分利用互相关项释放的相位自由度, 提升星座的最小 RD, 为获取更低的 SER 提供几何基础。

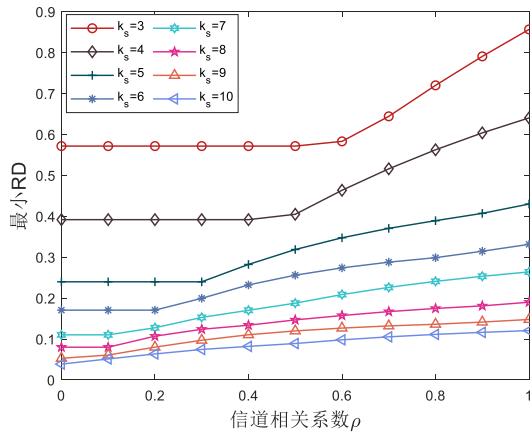


图1 不同 k_s 下的 RD 随 ρ 变化情况

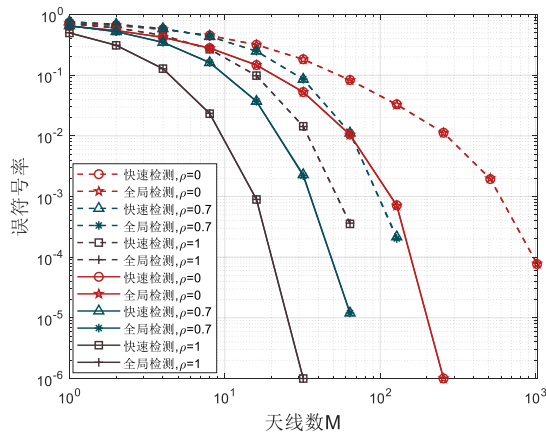


图2 快速检测算法与全局检测算法性能对比

图2对比了 $k_s = 3$ 时不同信道相关系数, 不同 SNR 下所提快速检测算法与全局检测算法的 SER 性能, 其中, $\text{SNR} \triangleq 1/(2\sigma_0^2)$, 虚线表示 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, 实线表示 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ 。由图2可知, 快速检测算法将三维联合指数级搜索拆解为多次一维遍历, 大幅降低检测时延与计算开销的前提下, 实现了逼近全局检测的 SER 性能。其原因在于优化目

标具有参数解耦特性, 相位、角度、幅度可依次求解, 每层均为条件最优, 从而保证了级联检测的整体性能。

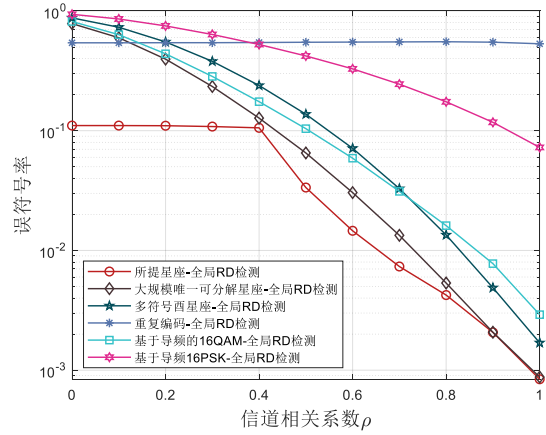
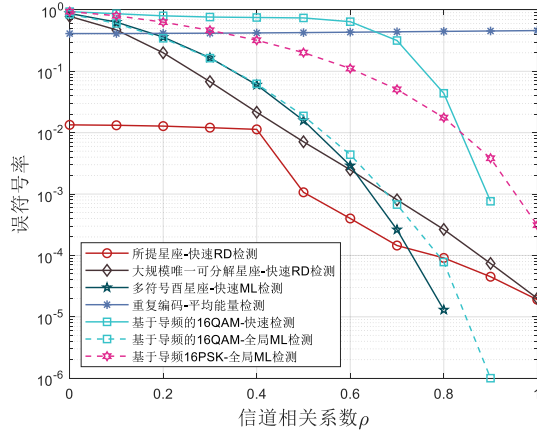


图3 RD 检测下各方案随 ρ 变化的性能对比

图3统一采用全局 RD 检测准则, 对比 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$, $k_s = 4$ 时不同调制方案的 SER 性能。可以看出, 随着 ρ 减小, 各对比方案的 SER 性能均出现明显恶化, 在仿真区间内, 所提方案的 SER 均低于各对比方案。这归因为相比于基准方案的固定星座结构, 所提星座可随信道时间相关性调整星座参数, 适配不同的信道统计条件。

图4和图5在 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$, $k_s = 4$ 条件下结合各星座配套检测算法, 对比 SER 性能, 其中基于导频的 QAM 方案快速检测采用最小均方误差信道估计和最小均方误差线性检测。由图4可见, 在 $\rho \in [0, 0.7]$ 区间内, 所提方案优于对比方案, 说明星座优势在完整方案框架下依然成立。图5对比了 $\rho = 0.2$ 和 $\rho = 0.6$ 时 SER 随接收天线数 M 的变化规律。在大规模接收天线数区间 (如 $M \geq 16$) 内, 所提方案的 SER 始终低于对比基准算法。这是因为所提方案依赖大规模天线阵列的信道硬化特性, 天线数越大, 样本协方差矩阵越接近理论值, 检测条件越理想, 所提方案的性能优势越明显。

表3对比了各算法的检测复杂度。相较于全局 RD 检测, 所提算法运算开销降低约 73.2%, 在保持检测性能的前提下, 计算开销可控。同时, 所提算法的计算复杂度与现有同类快速非相干检测算法接近, 但在快速时变场景下可展现出更优的检测性能, 实现了复杂度与误码性能之间的有效折中。

图4 各星座采用配套检测算法随 ρ 变化的性能对比

5 结束语

本文针对时间相关信道下大规模 SIMO 系统非相干传输所面临的统计特性动态变化与星座失配难题, 研究并提出了一种面向时间相关信道的两时隙联合星座设计方法。通过利用接收信号协方差矩阵的非欧几何特征, 引入 RD 构建星座区分准则; 在此基础上, 设计了幅度-角度-相位三维可分解星座结构, 并通过分层优化策略实现了星座参数随信道相关性调整; 同时, 配套构建的级联一维参数估计

与检测框架有效控制了系统解码复杂度。理论分析与仿真结果表明, 相比单符号能量检测方案、传统块衰落条件下的非相干星座方案以及基于导频辅助的相干传输方案, 所提方法能有效降低时间相关信道下的 SER, 提升了时间相关信道下的非相干传输可靠性。

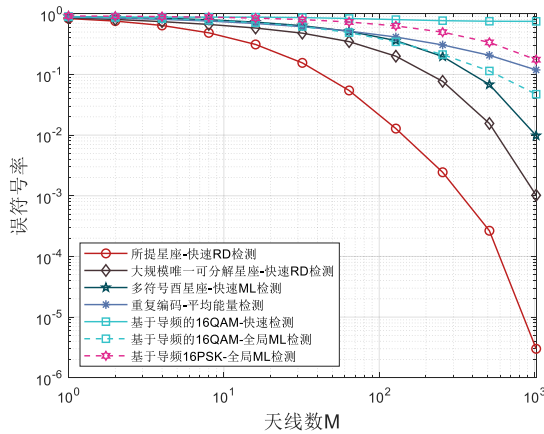
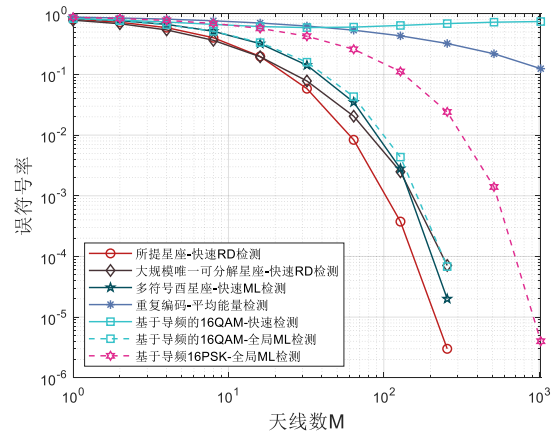
(a) $\rho = 0.2$ (b) $\rho = 0.6$

图5 各星座采用配套检测算法性能对比

表3

各检测算法复杂度对比($M = 128, k_s = 6, \rho = 1$)

算法	复数乘法次数	数值	算法	复数乘法次数	数值
大规模唯一可分解星座快速检测 ^[16]	$2(2^{k_a} + 2^{k_\theta} + 2^{k_\phi}) + 3M$	412	PSK/QAM 全局 ML 检测	$6 \cdot 2^{k_s} + 4M$	896
多符号星座快速检测 ^[17]	$4(2^{k_a} + 2^{k_\theta}) + 4M$	592	全局 RD 检测	$16 \cdot 2^{k_s} + 4M$	1536
能量调制星座能量检测 ^[23]	$2M$	256	所提 RD 快速检测	$2(2^{k_a} + 2^{k_\theta} + 2^{k_\phi}) + 3M$	412

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] NOH G, HUI Bing and KIM I. High speed train communications in 5G: design elements to mitigate the impact of very high mobility[J], IEEE Wireless Communications, 2020, 27(6): 98-106.
- [3] WANG J W, JIANG C X and KUANG L L. High-mobility satellite-UAV communications: challenges, solutions, and future research trends [J], IEEE Communications Magazine, 2022, 60(5): 38-43.
- [4] BENNIS M, DEBBAH M and POOR H V. Ultrareliable and low-latency wireless communication: tail, risk, and scale[J], Proceedings of the IEEE, 2018, 106(10): 1834-1853.
- [5] DURISI G, KOCH T and POPOVSKI P. Toward massive, ultrareliable, and low-latency wireless communication with short packets[J], Proceedings of the IEEE, 2016, 104(9): 1711-1726.
- [6] 伏玉笋, 杨根科. 无线超可靠低时延通信: 关键设计分析与挑战[J]. 通信学报, 2020, 41(8): 187-203.
FU Y S, YANG G K. Wireless ultra-reliable and low-latency communication: key design analysis and challenge[J]. Journal on Communications, 2020, 41(8): 187-203. (in Chinese)
- [7] 李兴旺, 张鹏辉, 张建华, 等. 近场通信中的信道估计: 关键技术、挑战与展望[J]. 电子学报, 2026, 54(7), 38-53.
LI X W, ZHANG P H, ZHANG J H, et al. Channel estimation in near field communications: key technologies, challenges and prospects[J]. ACTA ELECTRONICA SINICA, 2026 54(7), 38-53. (in Chinese)
- [8] WU J X and FAN P Z. A survey on high mobility wireless communications: challenges, opportunities and solutions[J], IEEE Access, 2016, 4: 450-476.
- [9] ÖSTMAN J, DURISI G, STRÖM E G, et al. Short packets over block-memoryless fading channels: pilot-assisted or noncoherent transmission? [J], IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(2): 1521-1536.
- [10] 沈弘, 朱鹏程, 刘平川, 等. 面向超可靠低时延通信的有限块长 MIMO 传输理论与技术[J]. 中国科学: 信息科学, 2024, 54(5): 1055-1077.
SHEN H, ZHU P C, LIU P C, et al. Finite blocklength MIMO transmission for ultra-reliable and low-latency communications: theories and techniques[J]. Scientia Sinica Informationis, 2024, 54(5): 1055-1077. (in Chinese)
- [11] 赵晗珂, 罗海瑞, 刘博, 等. 大规模 MIMO 使能高可靠低时延通信: 关键技术分析与发展[J]. 移动通信, 2025, 49(9): 31-38.
ZHAO H K, LUO H R, LIU B, et al. Massive MIMO-enabled high-reliability low-latency communication: key technology analysis and development[J]. Mobile Communications, 2025, 49(9): 31-38. (in Chinese)
- [12] NGO K H, CUEVAS D, GIL R D M, BAEZA V M, ARMADA A G and SANTAMARIA I. Noncoherent MIMO communications: theoretical foundation, design approaches, and future challenges, IEEE Open Journal of Vehicular Technology[J], 2026, 7: 381-401.
- [13] 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.
- [14] HOCHWALD M and 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.
- [15] 李双志, 刘莹莹, 李璐琦, 等. 面向非相干 SIMO 短包通信的多符号西星座参数化设计[J]. 电子学报, 2025, 53(12): 4708-4718.
LI S Z, LIU Y Y, LI L Q, et al. Parametric design of multi-symbol unitary constellations for non-coherent SIMO short-packet communications[J], Acta Electronica Sinica, 2025, 53(12): 4708-4718. (in Chinese)
- [16] LI S Z, ZHANG J K and MU X M. Design of optimal noncoherent constellations for SIMO systems[J], IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5706-5720.
- [17] 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.
- [18] Chen, J M, Qiu H B, Zheng L, et al. Difference processing framework for noncoherent MIMO With energy or differential Detection[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(4): 793-797.
- [19] BAEZA V M, ARMADA A G, ZHANG W, EL-HAJJAR M and HANZO L. 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.
- [20] BAEZA V M and ARMADA A G. Non-coherent massive SIMO system based on M-DPSK for Rician channels[J], IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(3): 2413-2426.
- [21] WITRISAL K, et al. Noncoherent ultra-wideband systems[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 26(4): 44-66.
- [22] JING L, 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.
- [23] CHOWDHURY M, MANOLAKOS A and GOLDSMITH A. Scaling laws for noncoherent energy-based communications in the SIMO MAC [J], IEEE Transactions on Information Theory, 2016, 62(4): 1980-1992.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] LI S Z, LIU Y Y and GUO X. A low-complexity noncoherent uplink for IoT devices in massive MIMO systems[J], IEEE Internet of Things Journal, 2026, 13(7): 13082-13094.
- [27] HAN W T, DONG Z, CHEN H, et al. Constellation design for energy-based noncoherent massive SIMO systems over correlated channels[J], IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(10): 2165-2169.
- [28] LI S Z, SUN X H, XIAO Y H, et al. Noncoherent space-time coding for correlated massive MIMO channel with Riemannian distance[J], Digital Signal Processing, 2022, 133.
- [29] JAKES W C. Microwave mobile communications[M]. New York: Wiley, 1974.
- [30] 张美晨, 李双志, 陆晶晶, 张建康. 基于黎曼距离的大规模单入多出系统非相干星座映射方案设计[J]. 信号处理, 2021, 37(3): 374-382.

ZHANG M C, LI S Z, LU J J, et al. Noncoherent constellation mapping scheme designs for massive SIMO system based on Riemannian distance[J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(3): 374-382.(in Chinese)

- [31] LI Y L and WONG K M. Riemannian distances for signal classification by power spectral density[J], IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2013, 7(4): 655-669.
- [32] LI S Z, LI L Q and GUO X. Recursive constellation design for reliable multi-RE noncoherent massive SIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, DOI:10.1109/TVT.2026.3717988. (Early Access)
- [33] 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.
- [34] LI S Z, ZHANG J K and MU X M. Double full diversity massive unitary space-time codes for MIMO channels[J], IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3686-3701.



李双志 (1990-), 男, 博士, 郑州大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为超可靠低时延、无线通信信号处理等。

李璐琦 (2002-), 女, 郑州大学硕士, 主要研究方向为非相干空时调制。



高向川 (1981-), 男, 博士, 郑州大学教授、博士生导师, 主要研究方向为先进移动通信、通信信号处理与对抗、车联网-自动驾驶等。

郭新 (1988-), 女, 博士, 郑州大学副教授, 主要研究方向为多媒体信号处理、模式识别、图像处理等。

