



XXXX

基于波数域投影的近场XL-RIS多用户多波束设计

邢东琴^{1,2,3}, 虞贵财^{1,2,3}, 徐宗良^{1,2,3}

1. 青海民族大学智能科学与工程学院, 青海 西宁 810007;
2. 青海民族大学通信工程国家级实验教学示范中心, 青海 西宁 810007;
3. 青海民族大学通信工程重点实验室, 青海 西宁 810007)

摘要: 超大规模可重构智能表面 (XL-RIS) 瑞利距离随表面孔径尺寸增大而增加, 传统远场离散傅里叶变换 (DFT) 角域码本难以准确匹配近场球面波信道, 导致角域能量泄漏、多波束焦点失配及反射增益损失。针对上述问题, 提出一种基于波数域投影的近场 XL-RIS 多用户多波束设计方法。首先, 建立连续孔径近场信道与恒模反射模型, 以刻画球面波传播及远场基失配; 其次, 利用二维傅里叶波数基投影构造有限维波数域等效矩阵, 通过低波数截断保留主要传播模式, 给出截断误差上界; 最后, 在无源恒模约束下, 以最大化最小用户频谱效率为目标, 采用分块坐标下降与主化最小化 (BCD-MM) 算法实现多用户联合聚焦。仿真结果表明, 所提波数域投影多波束设计具有更高最小用户频谱效率, 系统性能随信噪比增大而升高、随用户数增加而降低、随波数截断半径先升后饱和、随 XL-RIS 孔径面积扩大而提升。该方法为 6G 智能内生网络中基于信道与位置信息的 XL-RIS 自适应多波束重构提供一种兼顾性能、低维表示与物理可解释性的设计思路。

关键词: 超大规模可重构智能表面 (XL-RIS); 近场; 多波束; 波数域; 恒模约束

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.

Near-field XL-RIS multi-user multi-beam design based on wavenumber-domain projection

XING Dongqin^{1,2,3}, YU Guicai^{1,2,3}, XU Zongliang^{1,2,3}

1. School of Intelligent Science and Engineering, Qinghai Minzu University, Xining 810007, China
2. National Experimental Teaching Demonstration Center for Communication Engineering, Qinghai Minzu University, Xining 810007, China
3. Key Laboratory of Communication Engineering, Qinghai Minzu University, Xining 810007, China

Abstract: The Rayleigh distance of extremely large-scale reconfigurable intelligent surface (XL-RIS) increases with its aperture size. Consequently, conventional far-field discrete Fourier transform (DFT) angular-domain codebooks

收稿日期: 2026-07-21; 修回日期: 2026-09-14

通信作者: 虞贵财, yuguicai@ncu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62261056); 青海民族大学理工类科学研究项目 (重点) (No.2024XJZD01)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.62261056), Science and Engineering Research Project of Qinghai Minzu University (Key Project) (No. 2024XJZD01)



cannot accurately match near-field spherical-wave channels, resulting in angular-domain energy leakage, multibeam focal mismatch, and reflection-gain loss. To address these issues, a wavenumber-domain projection-based multibeam design method was proposed for near-field XL-RIS multiuser communications. First, continuous-aperture near-field channel and constant-modulus reflection models were established to characterize spherical-wave propagation and the basis mismatch induced by the far-field assumption. Second, a finite-dimensional wavenumber-domain equivalent matrix was constructed through projection onto two-dimensional Fourier wavenumber bases. The dominant propagation modes were retained via low-wavenumber truncation, and an upper bound on the truncation error was derived. Finally, under the passive constant-modulus constraint, the minimum user spectral efficiency was maximized, and a block coordinate descent and majorization-minimization (BCD-MM) algorithm was employed to achieve joint focusing for multiple users. The system performance improved with the signal-to-noise ratio, decreased as the number of users increased, first increased and then approached saturation as the wavenumber truncation radius increased, and improved with the XL-RIS aperture area. The proposed method provides a design approach that balances performance, low-dimensional representation, and physical interpretability for adaptive XL-RIS multibeam reconfiguration based on channel and location information in 6G endogenous-intelligence networks.

Key words: extremely large-scale reconfigurable intelligent surface (XL-RIS), near field, multi-beam, wavenumber domain, constant-modulus constraint

1 引言

第六代 (the 6th generation, 6G) 移动通信面向高速率、海量连接、广覆盖与智能化需求, 推动无线空口向超大孔径与密集可重构方向演进^[1-2]。可重构智能表面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 通过调节无源单元反射相位重构传播环境, 在增强覆盖和缓解遮挡方面具有潜力^[2]。RIS 辅助链路由基站 (base station, BS) 经 RIS 反射至用户, 级联损耗较大; 为补偿级联损耗并提升反射阵列增益, RIS 向超大规模 RIS (extremely large-scale reconfigurable intelligent surface, XL-RIS) 演进^[3-4]。面向智能内生驱动 6G 通信, XL-RIS 根据用户信道与位置信息自适应配置反射相位, 实现无线传播环境可编程重构, 服务于热点覆盖增强、遮挡补盲及多用户公平接入等。随着孔径增大, XL-RIS 瑞利距离快速增加, 基站与用户易处于近场, 波前呈球面波形态, 阵列响应同时依赖角度与距离^[1,4]。以平面波假设构造离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 角域码本在近场球面波信道产生基

失配^[5], 近场 XL-RIS 波束设计需同时刻画角度与距离信息。

目前在近场大孔径系统的研究主要有: 文献 [6] 分别为近场信道与远近场混合信道构造距离维码本和角度—距离联合码本, 结合分层与两阶段波束训练实现角度域和距离域对准; 文献 [7] 在离散相移约束下提出多分辨率码本, 通过自适应增益矩阵近似兼顾用户公平; 文献 [8] 在无源恒模约束下引入目标相位辅助变量, 提出分块坐标下降 (block coordinate descent, BCD) 与主化最小化 (majorization-minimization, MM) 算法求解最小用户频谱效率最大化。近期研究将球面波传播与空间非平稳等近场特性拓展至信道估计^[9]与混合场信道估计^[10], 进一步将其拓展至宽带感知^[11]、通感一体化^[12]和安全传输^[13]等场景, 但仍多依赖离散角度—距离网格或逐波束码字, 难以从连续孔径角度刻画近场级联信道的空间模式。

连续孔径 MIMO (continuous-aperture MIMO, CAP-MIMO) 与全息 MIMO (holographic MIMO, H-MIMO) 则从电磁传播机理出发进行大孔径建模。文献 [14] 基于波传播第一性

原理给出信道响应的傅里叶平面波级数展开, 为近远场提供统一波数域描述; 文献[15]提出 H-MIMO 波数域统一表示, 可缓解 DFT 角域基在近场中的基失配与能量泄漏; 文献[16]进一步构建 H-MIMO 波数域信号处理框架, 用于刻画亚波长空间相关性与球面波传播; 文献[17]将连续孔径信号的波数域投影思想用于多用户传输, 通过图案分割复用将连续孔径电流图案投影到有限维正交波数基。围绕连续孔径阵列 (continuous-aperture array, CAPA) [18], 相关研究涉及容量特性[19-20]、波束成形设计[21-24]、复用-分集折中[25]及通感一体化[26-28]。已有波数域方法多针对可联合调控幅度、相位甚至极化的主动连续孔径收发机[14,17-28]; 对于仅支持恒模相位调节的被动 XL-RIS, 其等效信道由两段球面波级联形成, 波数域投影系数并非可直接优化的自由变量, 现有方法难以直接迁移。

针对上述不足, 提出了基于波数域投影的近场 XL-RIS 多用户多波束设计方案, 实现最小用户频谱效率最大化, 主要贡献如下:

(1) 建立被动恒模 XL-RIS 近场级联信道的波数域等效表示。采用球面波格林函数刻画两段级联传播, 并通过二维傅里叶波数基投影构造有限维等效设计矩阵。区别于近场码本 BCD-MM 方案[8]离散角度-距离网格表示, 所提方法基于连续孔径球面波信道进行波数域表征, 可降低网格量化与离网格失配影响。

(2) 提出了圆形低波数截断准则并推导了截断误差上界。以归一化径向波数为判据保留承载主要信道能量的低阶传播模式, 将无限维相干叠加积分压缩为有限维等效设计矩阵; 证明截断引起的等效增益偏差可由能量保持率显式界定, 从而使表示精度与设计维度之间的折中可解析调控, 为波数模式数量选择与复杂度控制提供理论依据。

(3) 在统一真实球面波近场信道下, 从信噪

比、用户数、归一化 XL-RIS 孔径面积与波数截断半径等维度, 将所提方法与近场码本 BCD-MM、近场单波束设计、远场单波束设计及随机相位设计进行系统对比, 仿真结果验证了所提波数域多波束设计在最小用户频谱效率及多用户公平性方面的优势。

2 系统模型与问题建模

建立近场 XL-RIS 辅助多用户下行通信模型, 在无源恒模约束下构建多用户联合聚焦的反射相位多波束优化问题。将 BS-XL-RIS-用户级联链路简化为以反射相位向量为唯一设计变量的等效增益形式; 引入瑞利距离及两段传播距离的近场判据, 建立连续孔径级联球面波信道模型, 说明 DFT 角域在近场基失配机理。进一步给出恒模反射约束与用户等效增益, 建立等时隙接入频谱效率模型, 将最小用户频谱效率最大化表述为显式优化问题。

2.1 信号模型

考虑一个 XL-RIS 辅助的下行多用户通信系统, BS 配置 M 根天线, 经部署 $N=N_1N_2$ 个无源单元的 XL-RIS 服务 K 个单天线用户。XL-RIS 部署于 yOz 平面, 用户集合记为 $\mathcal{K}=\{1, \dots, K\}$ 。参照 XL-RIS 通常架设于高墙或散射体稀少场景, 假定 BS 与用户间的直连链路被遮挡, 通信经 XL-RIS 反射完成, 采用窄带准静态信道及连续相移模型。据此, 用户 k 的接收信号为

$$y_k = \mathbf{h}_{r,k}^T \boldsymbol{\Theta} \mathbf{G} \mathbf{x} + n_k \quad (1)$$

式 (1) 中, y_k 表示接收信号; $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示 BS 到 XL-RIS 的信道矩阵; $\mathbf{h}_{r,k}^T \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 为 XL-RIS 到用户 k 的信道向量; $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为 BS 预编码后的发射信号; $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 为加性高斯白噪声, σ^2 为噪声功率; $\boldsymbol{\Theta} = \text{diag}(\mathbf{q})$ 为 XL-RIS 反射对角矩阵, $\mathbf{q} = [q_1, \dots, q_N]^T$ 为反射向量, q_n 为第 n 个单元的可控反射系数。



由于BS与XL-RIS位置固定、二者间为视距(line-of-sight, LoS)传播且散射体稀少,BS发射波束可预指向XL-RIS,其有效激励可等效为单一空间方向。参照文献[8],BS可等效为面向XL-RIS的单天线发射端,将BS-XL-RIS与XL-RIS-用户两段链路合并为有效级联反射信道,接收信号简化为

$$y_k = \sqrt{P_k} (\mathbf{q}^T \bar{\mathbf{h}}_k) x_k + n_k \quad (2)$$

式(2)中, P_k 为用户 k 的发射功率; x_k 为归一化数据符号,满足 $\mathbb{E}\{|x_k|^2\}=1$; $\bar{\mathbf{h}}_k$ 为用户 k 的有效级联反射信道向量,则端到端链路可凝练为等效增益 $g_k = \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{h}}_k$,其设计变量为无源反射向量 $\mathbf{q}$ 。该向量由所有用户共享且仅能调整相位,如何以单一反射向量同时为多用户提供足够等效增益,构成本文的核心问题。

2.2 近场级联信道模型

在XL-RIS场景中,孔径增大会显著扩展近场区域。为判断基站及用户是否位于XL-RIS近场,引入瑞利距离作为近场与远场判断依据,XL-RIS孔径对应的瑞利距离定义为

$$R_{\text{Ray}} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3)$$

式(3)中, $D = \sqrt{L_y^2 + L_z^2}$ 为XL-RIS对角线孔径长度, L_y 和 L_z 分别为 y 轴与 z 轴方向的物理孔径尺寸; λ 为载波波长。由于 R_{Ray} 随孔径平方增长;XL-RIS下BS与用户易落入近场。反射链路由BS-XL-RIS与XL-RIS-用户两段级联构成,单跳瑞利距离不足以判定整条链路,故引入两段传播距离的级联近场判据

$$\frac{r_{\text{RA}} r_{\text{RD},k}}{r_{\text{RA}} + r_{\text{RD},k}} < R_{\text{Ray}} \quad (4)$$

式(4)中, r_{RA} 为BS到XL-RIS中心的距离; $r_{\text{RD},k}$ 为用户 k 到XL-RIS中心的距离。当式(4)成立时,用户 k 的反射链路采用近场建模。该判据由两段传播距离共同决定,只要任一跳落

入近场即触发。

远场条件下,RIS各单元到收发节点的传播方向近似相同,信道通常由角度参数描述。XL-RIS孔径较大,表面不同位置到BS和用户的传播距离存在差异,平面波近似引入相位误差。因此,需建立依赖XL-RIS表面位置的球面波级联信道模型,即XL-RIS连续孔径区域为

$$\mathcal{S}_R = \left\{ \mathbf{s} = (s_x, s_y, s_z) | s_x = 0, |s_y| \leq \frac{L_y}{2}, |s_z| \leq \frac{L_z}{2} \right\} \quad (5)$$

式(5)中, $\mathcal{S}_R$ 为XL-RIS连续孔径区域; $\mathbf{s}$ 为孔径位置坐标,因XL-RIS位于 yOz 平面,故 $s_x = 0$ 。假设BS位于 $\mathbf{r}_B$ 、用户 k 位于 $\mathbf{r}_k$,则孔径点 $\mathbf{s}$ 到BS距离为

$$d_B(\mathbf{s}) = \|\mathbf{s} - \mathbf{r}_B\|_2 \quad (6)$$

同理,孔径点 $\mathbf{s}$ 到用户 k 距离为

$$d_k(\mathbf{s}) = \|\mathbf{s} - \mathbf{r}_k\|_2 \quad (7)$$

单极化LoS传播假设下,任意两个空间点之间的自由空间传播响应可由标量格林函数表示

$$G(\mathbf{s}, \mathbf{r}) = \frac{1}{4\pi \|\mathbf{s} - \mathbf{r}\|_2} \exp(-j\kappa_0 \|\mathbf{s} - \mathbf{r}\|_2) \quad (8)$$

其中,分式 $1/4\pi \|\mathbf{s} - \mathbf{r}\|_2$ 反映自由空间传播衰减, 4π 为自由空间球面扩散损耗归一化,自由空间波数为 $\kappa_0 = 2\pi/\lambda$, λ 为载波波长, j 为虚数单位,指数项 $\exp(\dots)$ 描述沿传播路径相位累积。将与归一化及大尺度衰落相关常数并入系数 $\bar{a}_k$,得孔径位置连续的级联近场函数可表示为

$$\bar{h}_k(\mathbf{s}) = \bar{a}_k \frac{\exp(-j\kappa_0 (d_B(\mathbf{s}) + d_k(\mathbf{s})))}{d_B(\mathbf{s}) d_k(\mathbf{s})} \quad (9)$$

式(9)中, $\bar{h}_k(\mathbf{s})$ 保留了传播距离 $d_B(\mathbf{s}) + d_k(\mathbf{s})$ 关于 $\mathbf{s}$ 的非线性变化,其相位同时依赖角度与距离。传统DFT角域码字仅由角度参数化,难以匹配距离相关相位,因而在近场产生角域能量泄漏与波束焦点失配。实际XL-RIS由 N 个单元构成,取单元中心 $\mathbf{s}_n$,连续有效级联信道向量为 $\bar{\mathbf{h}}_k = [\bar{h}_k(\mathbf{s}_1), \dots, \bar{h}_k(\mathbf{s}_N)]^T$ 。

2.3 恒模反射与用户等效增益

XL-RIS 由大量无源反射元件构成, 不具备射频放大能力, 仅通过调节入射电磁波相位实现反射控制, 因而反射幅度归一化为常数, 其反射系数满足恒模约束

$$q_n = \exp(j\phi_n), \forall n \in \{1, \dots, N\} \quad (10)$$

式 (10) 中, $\phi_n \in [0, 2\pi)$ 为第 n 个 XL-RIS 单元施加的可控相位偏移; $|q_n| = 1$ 表示无源单元只能调相而不能调幅。用户 k 的等效反射信道增益由 XL-RIS 表面各单元的反射贡献相干叠加而成, 连续孔径情况下为

$$g_k = \int_{S_R} \bar{h}_k(s) q(s) ds \quad (11)$$

式 (11) 中, $q(s) = \exp(j\phi(s))$ 为孔径点 s 处的连续反射函数。离散化为 N 个 XL-RIS 单元后, 用户 k 的等效反射信道增益为

$$g_k = A_e \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{h}}_k \quad (12)$$

式 (12) 中, A_e 为单元面积, 离散化在单元间距取 $d_R = \lambda/2$ 时误差可忽略。 g_k 由反射向量 $\mathbf{q}$ 与级联信道向量 $\bar{\mathbf{h}}_k$ 共同决定; 若直接叠加各用户单波束码字, 所得反射向量通常不再满足恒模约束, 其幅度变化会造成波束偏离和最弱用户增益下降。因此, 多用户多波束设计应在恒模约束下对共享反射向量 $\mathbf{q}$ 联合优化。

2.4 共享反射向量的时分接入

考虑 XL-RIS 重构时延与控制开销, 假设一个信道相干区间内反射向量保持不变, 多用户采用等时隙接入并共享同一反射向量, 在 K 个相邻时隙内依次接收下行信号。该硬件约束要求单一 $\mathbf{q}$ 在 K 个用户位置同时形成聚焦。在第 k 个时隙, 由式 (2) 可得用户 k 的瞬时接收信噪比为

$$\gamma_k = \frac{P_k |g_k|^2}{\sigma^2} \quad (13)$$

式 (13) 中, 分子 $|g_k|^2$ 为用户 k 经 XL-RIS 相干反射所得的等效增益功率, 反射向量 $\mathbf{q}$ 直接

映射为用户接收质量。进一步地, 用户 k 的频谱效率为

$$R_k = \frac{1}{K} \log_2(1 + \gamma_k) \quad (14)$$

式 (14) 中, 因子 $1/K$ 源自 K 个用户在一个相干区间内的等时隙划分。由于所有用户共享同一 $\mathbf{q}$, 为保证多用户公平性, 以最小用户频谱效率作为系统性能指标, 可表示为

$$R_{\min} = \min_{k \in \mathcal{K}} R_k \quad (15)$$

式 (15) 中, $R_{\min}$ 表示所有用户频谱效率中的最小值, 作为兼顾多用户公平性的系统性能指标。

2.5 优化问题模型

时分接入下, $\mathbf{q}$ 需共同服务 K 个近场用户, 而 XL-RIS 可提供的空间自由度有限。若以总频谱效率为设计目标, 反射增益将集中于信道条件较好的用户, 边缘用户因增益不足而受限, 难以满足公平性要求。为此, 多波束设计以最大化最小用户频谱效率为目标, 恒模约束下的优化问题可表述为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_0: \max_{\mathbf{q}} \min_{k \in \mathcal{K}} \frac{1}{K} \log_2 \left(1 + \frac{P_k |g_k|^2}{\sigma^2} \right) \\ \text{s.t. } |q_n| = 1, \forall n \in \{1, \dots, N\} \end{aligned} \quad (16)$$

式 (16) 中, 问题 $\mathcal{P}_0$ 难以直接求解, 其难点来自三个方面。其一, 目标函数为对数复合的 $\max - \min$ 形式, 内层 $\min$ 取各用户频谱效率最小值, 外层 $\max$ 通过设计恒模反射向量提升该最差用户频谱效率, 该目标为逐点取最小后再最大化, 既非光滑亦非凸; 其二, 恒模约束将可行域限定为非凸的单位模流形; 其三, 近场等效增益由连续孔径球面波相干叠加形成, 信道相位随孔径位置和用户距离耦合变化, 远场 DFT 码本难以直接适用。针对上述困难, 本文以等效增益匹配转化将 $\max - \min$ 目标重写为可处理的增益匹配问题, 并利用波数域投影构建紧凑且物理一致的



近场级联信道表示, 在恒模约束下迭代求解反射向量。

2.6 目标增益匹配转化

对数函数关于信噪比单调递增, 各用户等时隙接入且发射功率给定, 最大化最小用户频谱效率等价于在恒模约束下提升最差用户的等效增益幅值。为每个用户预设目标增益幅值, 通过设计单一反射向量使等效增益幅值同时逼近其目标。目标增益相位不影响频谱效率, 引入可调相位辅助变量构造复目标增益向量

$$\bar{\mathbf{g}} = \mathbf{g}_0 \odot \boldsymbol{\zeta} \quad (17)$$

式 (17) 中, $\mathbf{g}_0 = [g_{0,1}, \dots, g_{0,K}]^T$ 为目标增益幅值向量, 元素 $g_{0,k} > 0$ 为用户 k 的期望增益幅值, 等功率目标 $g_{0,k} = g_0$ 对应各用户均衡的公平性设定; $\boldsymbol{\zeta} = [\exp(j\zeta_1), \dots, \exp(j\zeta_K)]^T$ 为目标相位辅助向量, $\exp(j\zeta_k)$ 为可调相位因子; $\bar{\mathbf{g}} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 在保持目标幅值不变的同时引入相位自由度, 将幅值匹配问题松弛为相位可调的复增益匹配问题。相应地, 多用户多波束设计问题建模为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}: \min_{\mathbf{q}, \boldsymbol{\zeta}} & \|\bar{\mathbf{g}} - \mathbf{g}(\mathbf{q})\|_2^2 \\ \text{s.t.} & |q_n| = 1, |\zeta_k| = 1 \end{aligned} \quad (18)$$

式 (18) 中, $\mathbf{g}(\mathbf{q}) = [\mathbf{q}^T \bar{\mathbf{h}}_1, \dots, \mathbf{q}^T \bar{\mathbf{h}}_K]$ 为多用户等效增益向量。文献[8]采用类似的目标增益匹配方法进行多波束设计。 $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ 仍为连续孔径近场球面波的相干叠加, 需先建立其紧凑表示, 再在恒模约束下迭代求解。

3 波数域投影等效表示

通过将连续孔径上的相干叠加积分正交投影到有限维波数域, 给出低波数截断准则与能量保持率评价, 并导出连接 XL-RIS 空间域相位向量与多用户等效增益的线性等效设计矩阵。

3.1 波数域基与信道投影

为将连续孔径上的空间函数转化为有限维波

数域表示, 本文采用定义在 $\mathcal{S}_R$ 上的二维傅里叶正交基函数, 令二维波数域索引为 $\mathbf{m} = (m_1, m_2) \in \mathbb{Z}^2$, 则对应的二维傅里叶基函数定义为

$$\Psi_{\mathbf{m}}(\mathbf{s}) = \frac{1}{\sqrt{A_R}} \exp \left[j2\pi \left(\frac{m_1 s_y}{L_y} + \frac{m_2 s_z}{L_z} \right) \right] \quad (19)$$

式 (19) 中, $\Psi_{\mathbf{m}}(\mathbf{s})$ 表示第 $\mathbf{m}$ 个二维傅里叶波数基函数, m_1, m_2 分别为 y 轴与 z 轴方向的整数模式阶数, $A_R = L_y L_z$ 表示 XL-RIS 的孔径面积。由式 (19) 可得共轭对称性 $\Psi_{\mathbf{m}}^*(\mathbf{s}) = \Psi_{-\mathbf{m}}(\mathbf{s})$ 。该基满足正交性

$$\int_{\mathcal{S}_R} \Psi_{\mathbf{m}}(\mathbf{s}) \Psi_{\mathbf{n}}^*(\mathbf{s}) d\mathbf{s} = \delta_{\mathbf{m}, \mathbf{n}} \quad (20)$$

式 (20) 中, $\mathbf{n} = (n_1, n_2) \in \mathbb{Z}^2$ 表示与 $\mathbf{m}$ 同属二维整数索引集合的另一波数模式索引; $\delta_{\mathbf{m}, \mathbf{n}}$ 表示 Kronecker 函数, 当 $\mathbf{m} = \mathbf{n}$ 时取 1、否则取 0。XL-RIS 反射函数 $q(\mathbf{s})$ 定义在有限孔径 $\mathcal{S}_R$ 上且平方可积, 按正交基展开为

$$q(\mathbf{s}) = \sum_{\mathbf{m}} w_{\mathbf{m}} \Psi_{\mathbf{m}}(\mathbf{s}) \quad (21)$$

式 (21) 中, $w_{\mathbf{m}}$ 是 XL-RIS 反射函数 $q(\mathbf{s})$ 在第 $\mathbf{m}$ 个波数模式上的系数, 为待优化的波数域模式权重。根据正交投影原理, 将 XL-RIS 表面反射函数 $q(\mathbf{s})$ 投影到第 $\mathbf{n}$ 个波数模式上, 得到对应的波数域系数为

$$w_{\mathbf{n}} = \int_{\mathcal{S}_R} q(\mathbf{s}) \Psi_{\mathbf{n}}^*(\mathbf{s}) d\mathbf{s} \quad (22)$$

与之对偶地, 定义用户 k 的近场级联信道在第 $\mathbf{m}$ 个波数模式上的波数域投影为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{k, \mathbf{m}} = \int_{\mathcal{S}_R} \bar{\mathbf{h}}_k(\mathbf{s}) \Psi_{\mathbf{m}}(\mathbf{s}) d\mathbf{s} \quad (23)$$

式 (23) 中, 模平方 $|\tilde{\mathbf{h}}_{k, \mathbf{m}}|^2$ 表征该模式对用户 k 近场聚焦的能量贡献。加权函数取 $\Psi_{\mathbf{m}}$ 而非其共轭, 以匹配式 (11) 中反射函数非共轭的相干叠加形式。由式 (19) 的共轭对称性可知 $\tilde{\mathbf{h}}_{k, \mathbf{m}}$ 恰为 $\bar{\mathbf{h}}_k$ 关于基函数 $\Psi_{-\mathbf{m}}(\mathbf{s})$ 的展开系数, 故 Parseval

等式成立, 即

$$\sum_m |\tilde{h}_{k,m}|^2 = \int_{S_R} |\bar{h}_k(s)|^2 ds \quad (24)$$

将式 (21) 级联函数与反射系数的波数展开带入式 (11) 并利用波数域投影定义, 可得

$$g_k = \sum_m \tilde{h}_{k,m} w_m \quad (25)$$

式 (25) 中, 把连续孔径上的相干叠加积分转化为模式域上可数求和, 但项数仍为无穷, 须进一步截断。

3.2 低波数截断与能量评价

波数展开包含无限多模式, 但 XL-RIS 可控空间自由度受单元数限制, 且近场级联信道能量通常集中于有限波数区域, 高阶弱能量模式贡献有限。XL-RIS 孔径平面上第 m 个模式对应横向波矢横向波数为

$$\kappa_t(m) = \left[\frac{2\pi m_1}{L_y}, \frac{2\pi m_2}{L_z} \right]^T \quad (26)$$

式 (26) 中, t 表示相对传播方向的横向分量, κ_y 与 κ_z 分别表示沿 XL-RIS 表面的横向波数。 m_1 和 m_2 分别表示沿 y 方向和 z 方向的整数模式索引。根据自由空间平面波分解关系, 三维波矢满足:

$$\kappa_x^2 + \|\kappa_t\|_2^2 = \kappa_0^2 \quad (27)$$

其中, κ_x 表示垂直于 XL-RIS 表面的传播方向波数。对于可传播波, 通常需满足 $\|\kappa_t\|_2 \leq \kappa_0$ 。因此, 定义归一化横向波数为

$$\rho(m) = \frac{\|\kappa_t(m)\|_2}{\kappa_0} \quad (28)$$

式 (28) 中, 当 $\rho(m) \leq 1$ 时, 对应模式位于主要传播波数区域内; 当 $\rho(m) > 1$ 时, 对应模式属于高阶横向波数分量, 其能量通常较弱。基于此, 给定低波数截断半径 ρ_c , 有限截断波数模式集合定义为

$$\mathcal{M} = \{m = (m_1, m_2) | \rho(m) \leq \rho_c\} \quad (29)$$

式 (29) 中, 当 $\rho_c = 1$ 时, 该式对应自由空

间主要传播波数范围; 当 $\rho_c < 1$ 时, 仅保留更集中的低波数模式; 当 $\rho_c > 1$ 时, 部分高波数弱能量模式也被纳入截断集合。将式 (29) 的径向条件投影至各坐标轴, 得整数索引轴向范围 $|m_1| \leq M_1$ 、 $|m_2| \leq M_2$, 其中最大整数阶 $M_1 = \lfloor \rho_c L_y / \lambda \rfloor$ 、 $M_2 = \lfloor \rho_c L_z / \lambda \rfloor$; 在该范围内枚举整数模式并按式 (29) 逐一筛选, 即得保留模式集合 $\mathcal{M}$, 其保留的波数模式数为 $N_W = |\mathcal{M}|$ 。

式 (29) 界定的圆域映射到整数索引平面为一椭圆区域, 其整数格点均位于轴向范围之内, 故 $N_W \leq (2M_1 + 1)(2M_2 + 1)$ 。舍去 $\mathcal{M}$ 之外的模式, 低波数截断后用户 k 的等效增益近似为

$$\hat{g}_k = \sum_{m \in \mathcal{M}} \tilde{h}_{k,m} w_m \quad (30)$$

引理 1 设 $E_k = \int_{S_R} |\bar{h}_k(s)|^2 ds$ 为用户 k 的信道能量, $\eta_k = \sum_{m \in \mathcal{M}} |\tilde{h}_{k,m}|^2 / E_k$ 为其能量保持率。恒模约束下, 式 (30) 截断误差满足 $|g_k - \hat{g}_k| \leq \sqrt{(1 - \eta_k) E_k A_R}$ 。证明见附录 A。

为定量评价截断对信道能量的保留能力, 定义多用户平均波数域能量谱

$$\bar{P}(m) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |\tilde{h}_{k,m}|^2 \quad (31)$$

式 (31) 中, $\bar{P}(m)$ 表示所有用户在第 m 个波数模式上的平均能量。据此定义低波数截断半径 ρ_c 对应的能量保持率为

$$\eta(\rho_c) = \frac{\sum_{m \in \mathcal{M}} \bar{P}(m)}{\sum_m \bar{P}(m)} \quad (32)$$

式 (32) 中, $\eta(\rho_c)$ 表示截断集合 $\mathcal{M}$ 保留的能量占全部波数能量的比例。 η 越接近 1, 说明截断对原始级联信道的主要能量保留越充分; η 偏小则表明截断半径过小、部分重要模式被舍弃。

图 1 给出了近场 XL-RIS 级联信道的低波数截断有效性验证结果。图 1(a) 为二维波数域能量分



布图, 信道能量主要集中在低波数区域, 黑色虚线圆表示 $\rho_c=1$ 低波数截断边界, 圆内区域保留能量比例为 $\eta \approx 0.97$ 。图 1(b) 给出了能量保持率随低波数截断半径的变化, 可以观察到 $\eta(\rho_c)$ 随 ρ_c 增大而快速上升并逐渐饱和。当 ρ_c 取 0.26 和 0.54 时, 能量保持率分别达到 90% 和 95%。说明有限低波数模式可捕获近场级联信道的大部分能量, 因此后续可基于截断模式集构造有限维等效矩阵, 保证主要能量的同时降低建模与优化复杂度。

3.3 波数域有限维表示

截断模式集合 $\mathcal{M}$ 与保留模式数 N_w 确定后, 近场级联信道可由有限个波数域投影系数刻画。为便于矩阵表示, 将 $\mathcal{M}$ 中的二维模式索引按固定次序排列为 $\mathbf{m}^{(1)}, \dots, \mathbf{m}^{(N_w)}$, 即在集合 $\mathcal{M}$ 与序号集 $\{1, \dots, N_w\}$ 之间建立一一对应。将用户 k 在该序列上的信道投影堆叠为向量 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,m}$, 再按行堆叠 K 个用户, 得到

$$\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_K]^T \quad (33)$$

式 (33) 中, $\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{K \times N_w}$ 为多用户近场级联信道的波数域投影矩阵, 第 k 行为用户 k 的波数域信道, 第 m 列为各用户在同一模式上的投影分

量。孔径积分以各单元中心取值加权近似, 并进一步离散化表示为

$$\mathbf{w}_m \approx A_c \sum_{n=1}^N q_n \Psi_m^*(s_n) \quad (34)$$

式 (34) 中, s_n 表示第 n 个 XL-RIS 单元的中心位置; $q_n = q(s_n)$ 为第 n 个单元的反射系数。将波数域系数堆叠为向量 $\mathbf{w}$ 、反射系数堆叠为向量 $\mathbf{q}$, 并定义离散傅里叶基矩阵, 可将式 (35) 写为紧凑形式

$$\mathbf{w} = \Psi^H \mathbf{q} \quad (35)$$

式 (35) 中, $\Psi \in \mathbb{C}^{N \times N_w}$ 表示离散傅里叶基矩阵, 其第 n 行、第 m 列元素为 $A_c \Psi_m(s_n)$, 单元面积因子已并入该矩阵的定义。

同理, 用户 k 的波数域信道投影离散化为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{k,m} \approx A_c \sum_{n=1}^N \bar{h}_k(s_n) \Psi_m(s_n) \quad (36)$$

式 (36) 中, 加权基取 Ψ_m , 与式 (11) 中反射函数不取共轭相干叠加形式一致。相应地, 级联信道波数域投影矩阵可写为

$$\tilde{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{H}}^T \Psi \quad (37)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}} = [\bar{\mathbf{h}}_1, \dots, \bar{\mathbf{h}}_K]$ 为多用户空间域采样信道矩阵, 其第 k 列 $\bar{\mathbf{h}}_k = [\bar{h}_k(s_1), \dots, \bar{h}_k(s_N)]^T$ 为用户 k

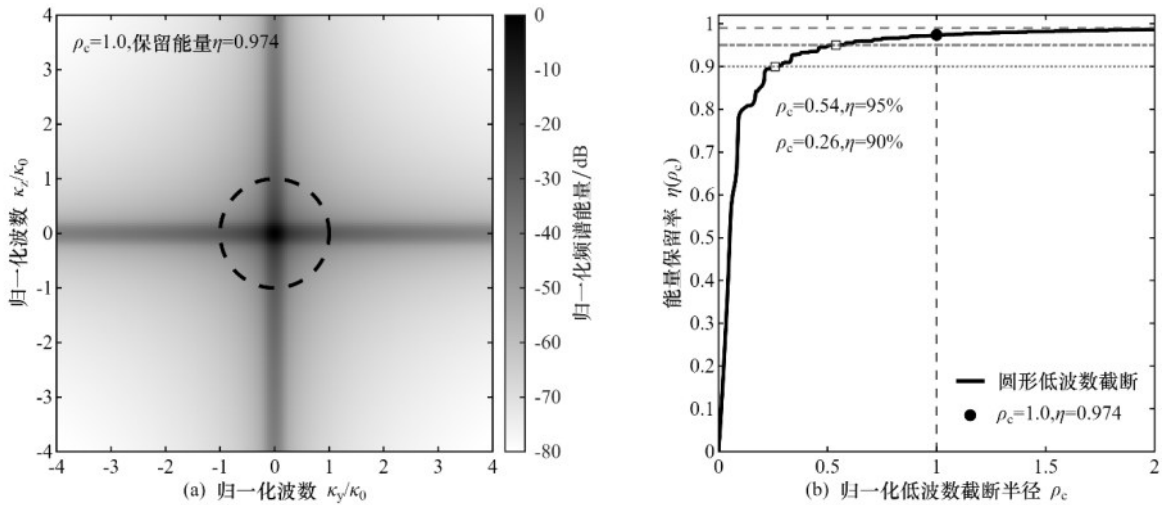


图1 近场XL-RIS级联信道的低波数截断有效性验证

在 N 个 XL-RIS 单元上的级联信道采样向量, 第 n 行为 K 个用户在单元处 $\mathbf{s}_n$ 的信道值。式 (36) 以线性变换的形式给出空间域反射向量 $\mathbf{q}$ 与波数域系数向量 $\mathbf{w}$ 之间的对应关系; 反射函数与级联信道共用同一离散傅里叶基。恒模约束定义在空间域, $\mathbf{w}$ 由唯一 $\mathbf{q}$ 确定, 并非可独立选取的自由变量。

3.4 波数域等效设计矩阵

根据式 (30), 各用户的截断等效增益均为其波数域信道投影与反射函数波数域系数在保留模式上的加权求和。将多用户的截断等效增益按用户序号堆叠为向量, 多用户等效增益向量的波数域表示为

$$\mathbf{g} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{w} \quad (38)$$

式 (38) 中, 第 k 个分量为 $\hat{\mathbf{g}}_k = \tilde{\mathbf{h}}_k^T \mathbf{w}$, 即用户 k 的波数域信道向量与反射函数波数域系数向量对应分量乘积之和。将式 (36) 代入式 (39), K 个用户的等效反射增益向量重写为

$$\mathbf{g} = \tilde{\mathbf{H}}\Psi^H \mathbf{q} \quad (39)$$

由于 RIS 是无源器件, XL-RIS 单元反射系数需要满足 $|q_n| = 1$, 因此波数域系数向量 $\mathbf{w}$ 是空间域反射向量 $\mathbf{q}$ 的投影结果。为将近场球面波特性显式融入优化模型, 定义波数域等效设计矩阵为

$$\mathbf{C} = \Psi\tilde{\mathbf{H}}^H \quad (40)$$

其中, $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N \times K}$, 即多用户的等效反射增益向量可重写为

$$\mathbf{g} = \mathbf{C}^H \mathbf{q} \quad (41)$$

式 (41) 建立了空间域反射向量与多用户等效反射增益之间的线性关系, 将连续孔径近场积分转化为有限维矩阵。由此, 利用波数域投影构造多波束设计矩阵, 在恒模约束下优化 XL-RIS 相位。

4 多用户多波束设计

求解多波束优化问题沿用文献[8]的分块坐标

下降与主化最小化交替框架, 差异仅在于设计矩阵的构造方式。文献[8]设计矩阵由网格量化的近场码字拼接而成, 存在码本量化偏差; 本文以波数域等效设计矩阵替代之, 其与真实等效增益之差仅源于低波数截断, 且受能量保持率控制。

4.1 多波束优化模型

已将多波束设计建模为目标增益匹配问题 $\mathcal{P}$, 其等效增益 $\mathbf{g}(\mathbf{q})$ 仍以连续孔径近场积分形式给出。将波数域显式线性关系式 (39) 代入 $\mathcal{P}$, 即得可求解的有限维形式

$$\begin{aligned} \mathcal{P}: \min_{\mathbf{q}, \zeta} & \left\| \bar{\mathbf{g}} - \mathbf{C}^H \mathbf{q} \right\|_2^2 \\ \text{s.t.} & |q_n| = 1, \forall n, |\zeta_k| = 1, \forall k \end{aligned} \quad (42)$$

式 (42) 中, 该问题是带单位模约束的非凸二次规划问题。其非凸性来自 $|q_n| = 1$ 所定义的单位圆环面流形, 而非来自目标函数本身, 具有非凸结构。令 $L = \left\| \bar{\mathbf{g}} - \mathbf{C}^H \mathbf{q} \right\|_2^2$, 将目标函数按二范数展开

$$L = \bar{\mathbf{g}}^H \bar{\mathbf{g}} + \mathbf{q}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{q} - 2 \operatorname{Re} \left\{ \bar{\mathbf{g}}^H \mathbf{C}^H \mathbf{q} \right\} \quad (43)$$

其中, 第一项与优化变量无关, 因此可去掉常数项, 将等价问题写为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_1: \min_{\mathbf{q}} & L = \mathbf{q}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{q} - 2 \operatorname{Re} \left\{ \bar{\mathbf{g}}^H \mathbf{C}^H \mathbf{q} \right\} \\ \text{s.t.} & |q_n| = 1 \end{aligned} \quad (44)$$

为简化记号, 记 $\mathbf{F} = \mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 为目标函数展开后对应的二次项系数矩阵; 记 $\mathbf{b} = \mathbf{C} \bar{\mathbf{g}}$ 为线性项系数向量, 由目标复增益向量 $\bar{\mathbf{g}}$ 经等效设计矩阵 $\mathbf{C}$ 映射得到的 XL-RIS 空间域目标匹配方向, 问题 $\mathcal{P}_1$ 的目标函数可改写为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_1: \min_{\mathbf{q}} & L = \mathbf{q}^H \mathbf{F} \mathbf{q} - 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{b}^H \mathbf{q} \right\} \\ \text{s.t.} & |q_n| = 1 \end{aligned} \quad (45)$$

4.2 XL-RIS 反射向量的 MM 更新

采用 BCD 交替优化 XL-RIS 恒模反射向量与目标相位辅助变量。固定相位变量后, 利用 MM 更新反射向量。由于目标函数在恒模约束下难以



直接获得闭式解，在当前迭代点 $\mathbf{q}^t$ 构造其可分离上界。取上界矩阵 $\mathbf{U} = \lambda_{\max} \mathbf{I}_N$ ，其中 $\lambda_{\max}$ 为矩阵 $\mathbf{F}$ 的最大特征值， $\mathbf{I}_N$ 是 $N \times N$ 单位矩阵。由于 $\mathbf{U} - \mathbf{F}$ 半正定，对 $\mathbf{q}^H \mathbf{F} \mathbf{q}$ 作一次二阶泰勒展开并以 $\mathbf{U}$ 替换上界，得代理函数为

$$\mu(\mathbf{q}|\mathbf{q}^t) = \mathbf{q}^H \mathbf{U} \mathbf{q} + 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{q}^H (\mathbf{F} - \mathbf{U}) \mathbf{q}^t \right\} + (\mathbf{q}^t)^H (\mathbf{U} - \mathbf{F}) \mathbf{q}^t - 2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{b}^H \mathbf{q} \right\} \quad (46)$$

式 (46) 中，代理函数同时满足 MM 方法要求：上界性 $L(\mathbf{q}) \leq \mu(\mathbf{q}|\mathbf{q}^t)$ 、切点一致性 $L(\mathbf{q}^t) = \mu(\mathbf{q}^t|\mathbf{q}^t)$ 与一阶梯度一致性 $\nabla L(\mathbf{q}^t) = \nabla \mu(\mathbf{q}|\mathbf{q}^t)|_{\mathbf{q}=\mathbf{q}^t}$ 。由恒模约束可知，有 $\mathbf{q}^H \mathbf{q} = N$ ，对 $\mathbf{q}^H \mathbf{U} \mathbf{q}$ 进一步化简为

$$\mathbf{q}^H \mathbf{U} \mathbf{q} = \lambda_{\max} N \quad (47)$$

同理， $(\mathbf{q}^t)^H (\mathbf{U} - \mathbf{F}) \mathbf{q}^t$ 在第 $t+1$ 次迭代中也是常量。舍去与 $\mathbf{q}$ 无关的项后，代理函数化简为

$$\mu(\mathbf{q}|\mathbf{q}^t) \propto -2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{q}^H (\mathbf{b} - \mathbf{F} \mathbf{q}^t + \lambda_{\max} \mathbf{q}^t) \right\} \quad (48)$$

其中，记 $\mathbf{v}^t = \mathbf{b} - \mathbf{F} \mathbf{q}^t + \lambda_{\max} \mathbf{q}^t$ ， $\mathbf{v}^t \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 相应地，第 $t+1$ 次迭代的 MM 子问题为

$$\mathbf{q}^{t+1} = \arg \min_{|\mathbf{q}_n|=1} -2 \operatorname{Re} \left\{ \mathbf{q}^H \mathbf{v}^t \right\} \quad (49)$$

恒模约束下，目标函数的实部项可按 XL-RIS 单元逐元素展开为

$$\operatorname{Re} \left\{ \mathbf{q}^H \mathbf{v}^t \right\} = \sum_{n=1}^N |\mathbf{v}_n^t| \cos(\angle \mathbf{v}_n^t - \angle \mathbf{q}_n) \quad (50)$$

式 (50) 中，由于上界矩阵取为单位矩阵的倍数，代理函数关于 $\mathbf{q}$ 的各元素完全解耦：第 n 项仅取决于相位 $\angle \mathbf{q}_n$ ，其幅度已由恒模约束固定。当 $|\angle \mathbf{v}_n^t| > 0$ 时，最优相位满足 $\angle \mathbf{q}_n = \angle \mathbf{v}_n^t$ ；当 $|\angle \mathbf{v}_n^t| = 0$ 时，相位可任取。由此得 XL-RIS 反射向量的闭式更新为

$$\mathbf{q}^{t+1} = \exp(j \angle (\mathbf{C} \bar{\mathbf{g}} - \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{q}^t + \lambda_{\max} \mathbf{q}^t)) \quad (51)$$

其中， $\exp(j \angle [\dots])$ 对向量逐元素取相位、模值

置为 1。

4.3 目标相位因子的闭式更新

给定 XL-RIS 反射向量时，目标相位辅助变量可闭式更新，二者交替迭代直至目标函数变化小于给定阈值或达到最大迭代次数。目标相位因子的更新问题为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_2: \min_{\boldsymbol{\zeta}} & \left\| \mathbf{g}_0 \odot \boldsymbol{\zeta} - \mathbf{C}^H \mathbf{q} \right\|_2^2 \\ \text{s.t.} & |\zeta_k| = 1, k \in \{1, \dots, K\} \end{aligned} \quad (52)$$

由于目标函数对 $\boldsymbol{\zeta}$ 在用户维上分离，可逐用户分解为

$$\min_{|\zeta_k|=1} \left\| \mathbf{g}_{0,k} \zeta_k - \mathbf{g}_k \right\|_2^2 = \mathbf{g}_{0,k}^2 + |\mathbf{g}_k|^2 - 2 \mathbf{g}_{0,k} \operatorname{Re} \left\{ \zeta_k^* \mathbf{g}_k \right\} \quad (53)$$

在 $|\zeta_k| = 1$ 且 $\mathbf{g}_{0,k} > 0$ 条件下，式 (54) 当且仅当 $\zeta_k = \exp(j \angle \mathbf{g}_k)$ 时取得最小值。将各分量合并为向量形式，得目标相位因子的闭式更新

$$\boldsymbol{\zeta}^{t+1} = \exp(j \angle (\mathbf{C}^H \mathbf{q})) \quad (54)$$

并相应更新复目标增益向量 $\mathbf{g}^{t+1} = \mathbf{g}_0 \odot \boldsymbol{\zeta}^{t+1}$ 。

4.4 复杂度分析

MM 更新中，需要计算 $\lambda_{\max} = \lambda_{\max}(\mathbf{C} \mathbf{C}^H)$ ，若直接对 N 阶矩阵作特征值分解，其复杂度为 $\mathcal{O}(N^3)$ 。其中大部分运算在求取零特征值上，多用户 XL-RIS 场景下通常 $K \ll N$ ， $\mathbf{C}$ 为高瘦矩阵， $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 的秩最多为 K ，仅有 K 个非零特征值。注意到 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 与 $\mathbf{C}^H \mathbf{C}$ 具有相同非零特征值，且二者均半正定，可得到

$$\lambda_{\max}(\mathbf{C} \mathbf{C}^H) = \lambda_{\max}(\mathbf{T}) \quad (55)$$

式 (55) 中， $\mathbf{T} = \mathbf{C}^H \mathbf{C}$ 表示由等效设计矩阵构造的 K 阶 Gram 矩阵。据此，最大特征值的计算由对 N 阶矩阵作特征值分解的 $\mathcal{O}(N^3)$ 降至 $\mathcal{O}(K^3)$ 。此外，式 (52) 中的主导项 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{q}^t$ 按 $\mathbf{C}(\mathbf{C}^H \mathbf{q}^t)$ 的顺序计算，两步均为 $\mathcal{O}(NK)$ ，无需显式构造 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ ，故单次 BCD-MM 交替迭代的主导

复杂度为 $\mathcal{O}(NK)$ 。每次交替迭代依次闭式更新目标相位辅助变量并执行一次 MM 反射向量更新，不涉及独立的内、外层收敛循环。上述两项处理仅依赖高瘦结构，对文献[8]的设计矩阵同样适用。综合前置构造、最大特征值预处理与迭代优化三部分，总体复杂度为

$$\mathcal{O}_{\text{total}} = \mathcal{O}(KNN_W) + \mathcal{O}(K^3) + \mathcal{O}(I_{\text{BCD}}NK) \quad (56)$$

式(56)中， I_{BCD} 表示BCD-MM实际交替迭代次数。与文献[8]相比，最大特征值预处理与迭代阶段的复杂度分别同为 $\mathcal{O}(K^3)$ 与 $\mathcal{O}(I_{\text{BCD}}NK)$ ，主要差异在于设计矩阵的前置构造。XL-RIS 单元均匀排布，波数基在单元栅格上等价于二维离散傅里叶核， $\tilde{\mathbf{H}}$ 与 $\mathbf{C}$ 的构造可利用二维快速傅里叶变换（fast Fourier transform, FFT）实现，前置开销由直接计算的 $\mathcal{O}(KNN_W)$ 降至 $\mathcal{O}(KN \log N)$ 。低波数截断用于减少保留的波数模式数量，截断误差上界由引理1给出并随截断半径 ρ_c 可调。此外，恒模约束定义在空间域，截断不改变优化变量维度，后者始终为 N 。

为刻画BCD-MM算法的数值收敛行为，记第 t 次迭代后的多用户波束匹配误差为

$$J(t) = \left\| \bar{\mathbf{g}} - \mathbf{C}^H \mathbf{q}^t \right\|_2^2 \quad (57)$$

其中， $J(t)$ 表示由初始反射向量 $\mathbf{q}^{(0)}$ 计算得到的初始匹配误差。

5 仿真结果分析

为验证所提方法的有效性，选取四种方案作为对比基准：近场码本BCD-MM基准方案[8]基于近场码本构建设计矩阵，在无源恒模约束下求解近场多波束设计，与所提方法区别于信道表示方式；近场单波束设计基于文献[5]采用角度-距离近场码字进行逐用户聚焦；远场单波束设计[5]采用平面波假设下的DFT角域码字进行波束设计；随机相位设计不使用任何用户信息，作为性

能下界。所有方案均在相同的真实球面波近场信道下进行性能评估，并以最小用户频谱效率衡量多用户公平性。主要仿真参数设置见表1。

表1 近场场景的仿真参数

参数	取值
载波频率与波长	$f=7\text{ GHz}, \lambda=0.0429\text{ m}$
XL-RIS 单元数量（水平/垂直）	$N_1=64, N_2=8$
XL-RIS 宽度	$L_y=1.371\text{ m}$
XL-RIS 高度	$L_z=0.171\text{ m}$
XL-RIS 中心位置	$(0, 0, 0)$
基站与用户分布区域	$R_x = [120\lambda, 420\lambda]$
基站与用户分布区域	$R_y = [-120\lambda, 120\lambda]$
基站与用户分布区域	$R_z = [-40\lambda, 40\lambda]$
用户与 XL-RIS 之间距离	$r \in [5.14, 18.80]\text{ m}$
瑞利距离	$R_{\text{Ray}}=89.14\text{ m}$
保留的波数域基函数数量	$N_W=383$
BCD-MM 最大交替迭代次数	200
停止阈值	10^{-4}
波数截断半径	1.00

用户三维坐标在表1所列区域内独立均匀生成，每次 Monte Carlo 实现均重新生成用户位置及相应级联近场信道。各性能结果基于 600 次独立实现取均值，误差条表示 95% 置信区间；所提方法和近场码本 BCD-MM 实际平均迭代次数分别为 190.20 和 183.06。频谱效率采用等时隙接入，时隙因子为 $1/K$ 。

图2给出了最小用户频谱效率随 SNR 的变化。除随机相位设计外，各方案的最小用户频谱效率均呈上升趋势，所提方法性能最优。当 SNR 为 -2 dB 时，所提方案最小用户频谱效率约为 $0.01651 \text{ (bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1})$ ，较近场码本 BCD-MM、近场单波束与远场单波束分别提升约 18.0%、51.9% 和 580.5%，随机相位设计性能接近于零。近场码本 BCD-MM 受码本网格量化与离网格失配影响，近场单波束缺少多用户联合优化，远场单波束存在平面波与球面波的模式失配。

图3给出了最小用户频谱效率 $R_{\min}$ 随用户数

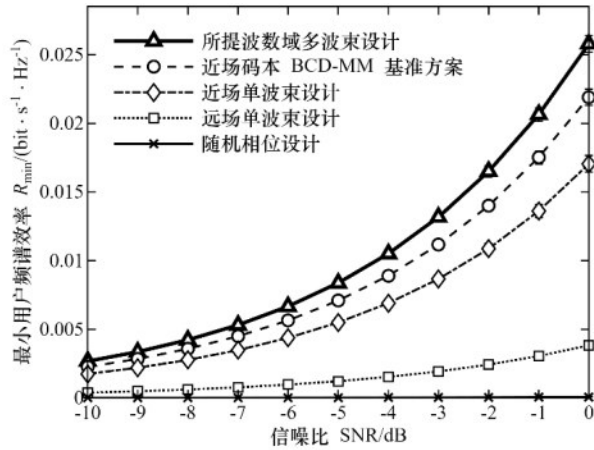


图2 最小用户频谱效率与SNR的关系

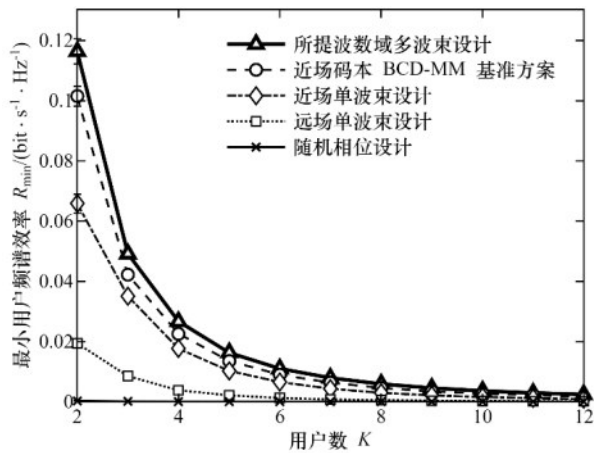


图3 最小用户频谱效率随用户数K的变化

K 增加的变化结果。随着用户数增加,由于有限空间自由度和等时隙分配使单用户可获得的聚焦增益与时隙资源减少,各方案性能均下降。所提方法始终保持最佳性能。具体而言,当用户数 $K=4$ 时,所提方案的最小用户频谱效率 $\eta_{\min}$ 约为 $0.02670 \text{ (bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1})$,较近场码本BCD-MM与近场单波束分别提升约91.1%和100.5%。此外,随机相位设计由于未利用用户位置和近场信道结构,其最小用户频谱效率始终接近于零。上述结果表明,所提波数域多波束设计能够有效协调多用户近场聚焦。

图4给出了最小用户频谱效率随归一化XL-RIS孔径面积的变化。随孔径增大,所提方法性能持续提升并始终优于各基准方案;当 $A_R/\lambda^2=$

450时,所提方案约为 $0.07930 \text{ (bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1})$,相较于近场码本BCD-MM基准方案、近场单波束设计分别提升约91.13%、100.46%。更大孔径可提供更高阵列增益和更多近场空间自由度,而所提方法能够联合匹配多用户球面波相位分布,因此性能随孔径扩大而提升。

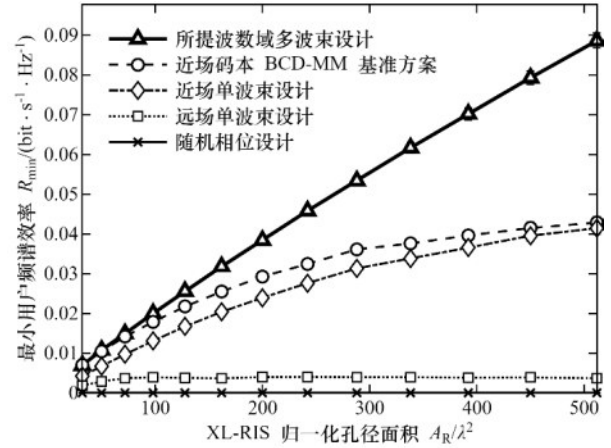


图4 归一化孔径面积对最小频谱效率的影响

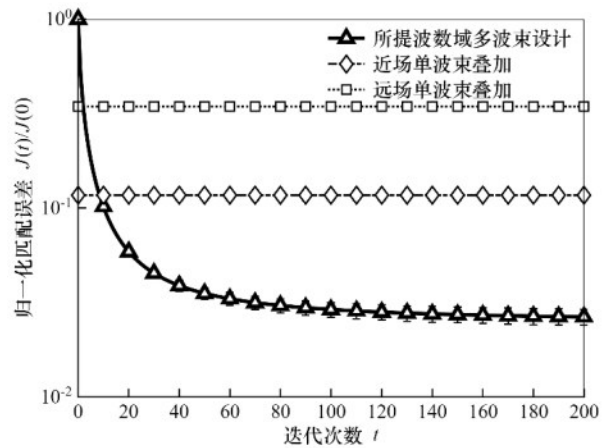


图5 波数域BCD-MM多波束设计方法的收敛性能

图5给出了所提波数域BCD-MM多波束设计算法的收敛性能。随着迭代进行,归一化多用户波束匹配误差快速下降并逐渐稳定,表明算法具有良好收敛性。当迭代次数为 $t=20$ 时,所提方法的归一化匹配误差为0.06095,所提方法相比近场单波束叠加方法和远场单波束叠加方法分别降低约47.86%和82.31%。两种叠加方法为固定

基线，而BCD-MM持续迭代优化，因此经过少量迭代后即可获得更低的匹配误差。

图6给出了不同波束设计方案下最小用户频谱效率随归一化波数截断值 ρ_c 的变化。随着 ρ_c 增大，所提方法保留的空间模式增多，近场球面波特征表征更充分，性能逐步提升并趋于饱和。相比之下，其余基准方案并不随 ρ_c 调整，因此其性能表现为水平曲线。当 $\rho_c=0.85$ 时，所提方案最小用户频谱效率约为 $0.02432 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ ，相较于上述场码本BCD-MM、近场单波束和远场单波束分别提升约10.99%，42.64%和534.99%。结果表明，归一化波数截断范围是控制波数域表示精度与模式维数折中关键参数，合理选择截断范围能够在保留主要近场信道信息的同时减少波数模式数量。

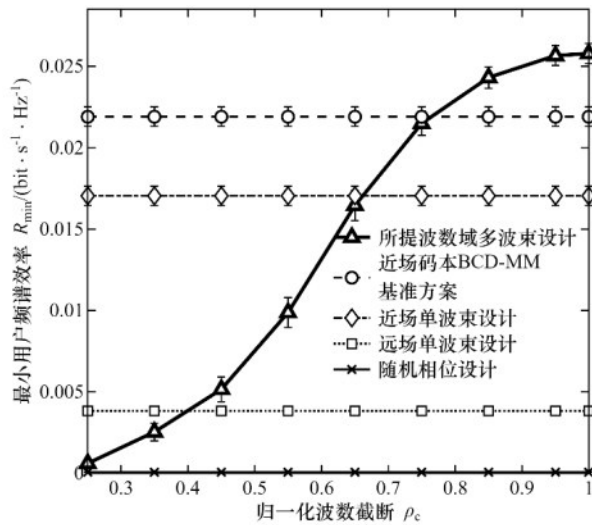


图6 最小用户频谱效率随归一化波数截断值 ρ_c 的变化

图7给出了不同近场多波束设计方案的消融对比结果，用于分析所提方法的性能增益来源。图7(a)中，完整波数域设计、所提波数域设计和近场码本BCD-MM最小用户频谱效率分别为 $0.02671 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ 、 $0.02645 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ 和 $0.02196 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ ，前两者分别保留512和383个波数模式；近场码本不涉及波数模式截断，图中 $N_w=0$ 仅用于并列展示。所提设计相较完整波数域损失0.97%，而较近场码本提升20.45%，表明主要性能增益并非来自截断。图7(b)中，网格内条件下连续位置近场与固定网格近场码本性能基本一致；连续随机离网格时，二者分别为 $0.02673 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ 和 $0.02131 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ ，所提波数域设计为 $0.02643 \text{ (bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}\text{)}$ 。结果表明，性能优势主要来源于波数域信道表征对网格量化与离网格失配影响的减弱，波数截断则主要用于减少模式数量和表示规模。

为系统比较不同波束设计方案的计算开销，各方案的整体计算复杂度及实际运行时间见表2。其中， C_c 和 C_f 分别表示近场粗、细搜索码本集合。实际运行时间均在相同仿真环境和参数设置下，经600次独立Monte Carlo实现取平均，结果表示为均值±标准差。

6 结论

本文针对近场XL-RIS多用户多波束设计中的码本失配问题，提出基于波数域投影的多波束设计方法。仿真结果表明，所提方法能够获得更

表2 不同波束设计方案的整体计算复杂度与平均运行时间

方案	整体计算复杂度	平均运行时间/s
所提波数域多波束设计	$\mathcal{O}(KN \log N + K^3 + I_{\text{BCD}}NK)$	0.049705 ± 0.007734
近场码本BCD-MM基准方案	$\mathcal{O}(KN(C_c + C_f) + K^3 + I_{\text{BCD}}NK)$	0.162565 ± 0.010122
近场单波束设计	$\mathcal{O}(KN(C_c + C_f) + NK)$	0.114948 ± 0.005200
远场单波束设计	$\mathcal{O}(KN^2 + NK)$	0.000607 ± 0.000178
随机相位设计	$\mathcal{O}(N)$	0.000066 ± 0.000117

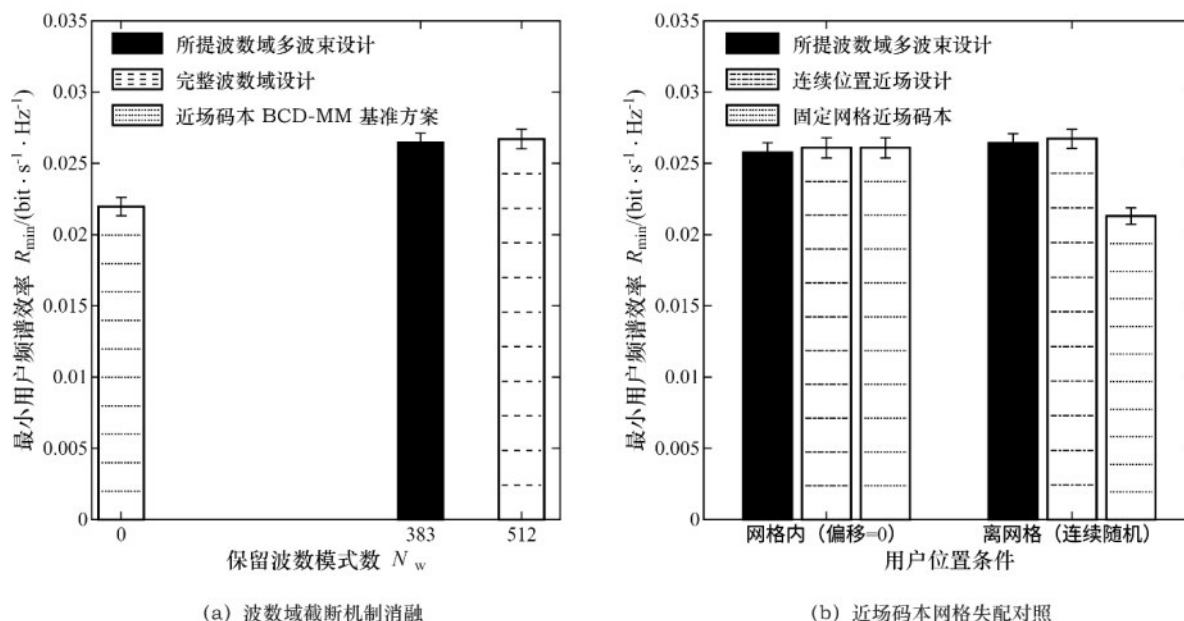


图7 不同近场多波束设计方案的消融对比

高的最小用户频谱效率；消融实验进一步表明，性能增益主要来源于波数域表示对离散角度与距离码本网格量化及离网格失配的降低，低波数截断主要用于减少模式数量和前置构造开销。本文主要考虑BS-XL-RIS链路以LoS传播为主、BS与用户直连链路受遮挡的场景，并采用窄带准静态信道和理想连续相移模型，对复杂多径、宽带传输、移动用户和有限比特相移场景的适用性尚需进一步研究。未来将面向上述场景扩展波数域模型，并结合信道与位置信息感知研究XL-RIS动态重构，为6G智能内生网络中的环境自适应调控提供理论基础。

参考文献:

- [1] LIU Y, OUYANG C, WANG Z, et al. Near-field communications: A comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2025, 27(3): 1687-1728.
- [2] LIU Y, XU J, WANG Z, et al. Near-field communications: What will be different? [J]. IEEE Wireless Communications, 2025, 32(2): 262-270.
- [3] MU X, XU J, LIU Y, et al. Reconfigurable intelligent surface-aided near-field communications for 6G: Opportunities and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2024, 19(1): 65-74.
- [4] LU H, ZENG Y, YOU C, et al. A tutorial on near-field XL-MIMO communications toward 6G[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2024, 26(4): 2213-2257.
- [5] WEI X, DAI L, ZHAO Y, et al. Codebook design and beam training for extremely large-scale RIS: Far-field or near-field? [J]. China Communications, 2022, 19(6): 193-204.
- [6] LV S, LIU Y, XU X, et al. RIS-aided near-field MIMO communications: Codebook and beam training design[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(9): 12531-12546.
- [7] ZHANG Q, DONG Z, ZHAO Y, et al. Multi-resolution codebook design and multiuser interference management for discrete XL-RIS-aided near-field MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 2826-2842.
- [8] SHEN D, DAI L, SU X, et al. Multi-beam design for near-field extremely large-scale RIS-aided wireless communications[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2023, 7(3): 1542-1553.
- [9] LEE J, CHUNG H, CHO Y, et al. Near-field channel estimation for XL-RIS-assisted multi-user XL-MIMO systems: Hybrid beamforming architectures[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(3): 1560-1574.
- [10] ZHENG P, LYU X, WANG Y, et al. Convolutional dictionary

- learning-based hybrid-field channel estimation for XL-RIS-aided massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(11): 9085-9098.
- [11] WANG Z, MU X, LIU Y. Performance analysis of near-field sensing in wideband MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(10): 8236-8251.
- [12] WANG X, ZHAI W, WANG X, et al. Wideband near-field integrated sensing and communications: A hybrid precoding perspective[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2025, 42(1): 88-105.
- [13] LEI J, MU X, ZHANG T, et al. RIS-assisted near-field NOMA communications: A security-fairness trade-off[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2025, 74(7): 11656-11661.
- [14] PIZZO A, SANGUINETTI L, MARZETTA T L. Fourier plane-wave series expansion for holographic MIMO communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 6890-6905.
- [15] CHEN Y, GUO X, ZHOU G, et al. Unified far-field and near-field in holographic MIMO: A wavenumber-domain perspective [J]. IEEE Communications Magazine, 2025, 63(1): 30-36.
- [16] ZHANG Z, DAI L. Wavenumber-domain signal processing for holographic MIMO: Foundations, methods, and future directions[J]. IEEE Communications Standards Magazine, 2026, 10(2): 127-133.
- [17] ZHANG Z, DAI L. Pattern-division multiplexing for multi-user continuous-aperture MIMO[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(8): 2350-2366.
- [18] LIU Y, OUYANG C, WANG Z, et al. CAPA: Continuous-aperture arrays for revolutionizing 6G wireless communications [J]. IEEE Wireless Communications, 2025, 32(4): 38-45.
- [19] ZHAO B, OUYANG C, ZHANG X, et al. Channel capacity of near-field line-of-sight multiuser communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(5): 4392-4409.
- [20] ZHAO B, OUYANG C, ZHANG X, et al. Continuous-aperture array (CAPA)-based wireless communications: Capacity characterization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(12): 10456-10473.
- [21] WANG Z, OUYANG C, LIU Y. Beamforming optimization for continuous aperture array (CAPA)-based communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(6): 5099-5113.
- [22] WANG Z, OUYANG C, LIU Y. Optimal beamforming for multi-user continuous aperture array (CAPA) systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(10): 9207-9221.
- [23] WANG Z, OUYANG C, LIU Y. Beamforming design for continuous aperture array (CAPA)-based MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 2167-2182.
- [24] OUYANG C, WANG Z, ZHANG X, et al. Linear receive beamforming for CAPA systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 1030-1047.
- [25] OUYANG C, WANG Z, ZHANG X, et al. Diversity and multiplexing for continuous-aperture array (CAPA)-based communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(10): 8662-8680.
- [26] ZHANG Y, OUYANG C, SHAN H, et al. Exploiting continuous-aperture arrays in integrated sensing and communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2025, 24(11): 9539-9555.
- [27] ZHAO B, OUYANG C, ZHANG X, et al. Downlink and uplink ISAC in continuous-aperture array (CAPA) systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 3592-3609.
- [28] ZHANG Y, SHAN H, OUYANG C, et al. Continuous-aperture array for integrated sensing and communication: Rate-CRB tradeoff[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 4215-4230.

[作者简介]

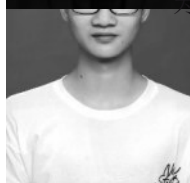
邢东琴 (2001-), 女, 青海民族大学智能科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为可重构智能表面, 无线通信;



虞贵财 (1977-), 男, 博士, 青海民族大学智能科学与工程学院教授、硕士生导师, 主要研究方向为车载通信理论与技术, 认知无线电, 无线网络;



宗良 (2002-), 男, 青海民族大学智能科学与工程学院硕士研究生, 主要研究方向为物联网广域局域网, 无线通信。





附录 A:

引理 1 证明

由式 (25) 与式 (30), 截断误差为未保留模式上求和

$$g_k - \hat{g}_k = \sum_{m \notin \mathcal{M}} \tilde{h}_{k,m} w_m \quad (58)$$

对式 (58) 应用 Cauchy - Schwarz 不等式, 得

$$|g_k - \hat{g}_k| \leq \left(\sum_{m \notin \mathcal{M}} |\tilde{h}_{k,m}|^2 \right)^{1/2} \left(\sum_{m \notin \mathcal{M}} |w_m|^2 \right)^{1/2} \quad (59)$$

由式 (19) 的共轭对称性 $\Psi_m^* = \Psi_{-m}$ 可知, 式 (23) 定义的 $\tilde{h}_{k,m}$ 即 $\bar{h}_k$ 关于基函数 Ψ_{-m} 的标准展开系数; 由式 (20) 的正交性与式 (24) Parseval 等式, 且求和遍历全部整数索引, 得 $\sum_m |\tilde{h}_{k,m}|^2 = E_k$ 。按能量保持率定义 η_k , 式 (59) 右端第一个因子满足

$$\sum_{m \notin \mathcal{M}} |\tilde{h}_{k,m}|^2 = (1 - \eta_k) E_k \quad (60)$$

对第二个因子, 由式 (21)、式 (22) 与 Parseval 等式有 $\sum_m |w_m|^2 = \int_{S_R} |q(s)|^2 ds$ 。恒模约束下, 该积分等于孔径面积 A_R , 从而

$$\sum_{m \notin \mathcal{M}} |w_m|^2 \leq A_R \quad (61)$$

因此, 将式 (60) 与式 (61) 代入式 (59), 引理 1 得证。