



研究与开发

基于XL-RIS混合场系统的快速波束训练方案

杨黎明, 邱多, 李俊峰

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘 要: 针对单一的反射链路模型无法准确衡量超大规模智能反射面 (extremely large-scale reconfigurable intelligent surface, XL-RIS) 系统环境的问题, 构造了一种XL-RIS近场和基站 (base station, BS) 远场区域相叠加的通信模型; 在此基础上, 为了减少训练开销, 提出了一种高效波束训练方案。首先, 综合考虑近场球面波束和远场平面波束路径增益, 引入影响系数 F , 推导了适配XL-RIS近场和BS远场重叠区域的信道模型; 此外, 为了提高接收信号功率、使直射波束和反射波束同相相加, 引入相位修正参数, 构造了匹配重叠区域的训练码本; 最后, 针对该模型设计了一种可变步长的空间分层方案, 具体而言, 空间的每一层采样间隔由原点沿半径向外依次递增。仿真结果表明, 在信噪比为0时, 双链路混合场信道模型能达到完美信道条件下93.7%的速率性能, 相对于近场反射模型和远场反射模型分别提升了57.6%和205.4%; 新的空间分层方案与传统的分层方案相比平均可达速率误差在1%以内, 但训练开销减少了63.6%。

关键词: 超大规模智能反射面; 混合场; 波束训练; 空间分层

中图分类号: TN928

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2025153

Fast beam training scheme in hybrid near-far field based on XL-RIS system

YANG Liming, QIU Duo, LI Junfeng

School of Communications and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: Aiming at the problem that a single reflected link model cannot accurately measure the environment of extremely large-scale reconfigurable intelligent surface (XL-RIS) system, a communication model of superimposed XL-RIS near-field region and BS far-field region was constructed. On this basis, an efficient beam training scheme was proposed to reduce the training cost. Firstly, considering the path gain of near-field spherical beam and far-field planar beam, the influence coefficient F was introduced to derive the channel model suitable for XL-RIS near-field and BS far-field superposition region. In addition, in order to improve the received signal power and make the direct beam

收稿日期: 2025-02-28; 修回日期: 2025-04-02

通信作者: 邱多, 1657908467@qq.com

基金项目: 重庆市自然科学基金创新发展联合基金 (中国星网) (No.CSTB2023NSCQ-LZX0114)

Foundation Item: Chongqing Natural Science Foundation Innovation and Development Joint Fund (SatNet) (No.CSTB2023NSCQ-LZX0114)

and the reflected beam in phase superposition, the phase correction parameter was introduced, and the training codebook matching the hybrid near-far field channel was constructed. Finally, a spatial layering scheme with variable step size was designed for the model. Specifically, the sampling interval of each layer increases from the origin along the radius. The simulation results show that the dual link hybrid near-far field model can achieve 93.7% rate performance under perfect channel condition when the SNR is 0, and the rate performance is improved by 57.6% and 205.4% compared with the near-field reflection model and the far-field reflection model respectively. The average reachable rate error of the new spatial layering scheme is less than 1% compared with the traditional layering scheme, but the training cost is reduced by 63.6%.

Key words: XL-RIS, hybrid near-far field, beam training, hierarchical space

0 引言

随着无线通信技术的快速发展, 通信服务标准也在不断提高。为了满足新一代移动通信技术大容量、高速率、广覆盖的需求, 可重构智能反射面 (reconfigurable intelligent surface, RIS) 作为一项关键解决方案被提出^[1-3]。RIS 是由大量廉价无源元件组成的天线阵列, 主要部署在公共区域以提高无线通信系统的传输质量。具体来说, 组成 RIS 的每一个元件都可以单独控制反射信号的相位与角度, 从而在基站 (base station, BS)、智能反射面、用户设备 (user equipment, UE) 三者之间建立更好的传输链路, 实现对无线通信系统的实时动态调控^[3-4], 最终以较低的成本提供较高的反射波束成形增益。与此同时, 由于 RIS 辅助的通信系统面临乘性衰落效应^[5], 即系统总衰落等于 BS-RIS 链路、RIS-UE 链路衰落的乘积, 为了抵抗乘性衰落, RIS 系统将使用更多元件来弥补损耗, 这使其朝着超大规模 RIS 系统的方向演进^[6-7]。

高增益的波束成形依赖于可靠的信道状态信息 (channel state information, CSI), 然而, 对于 RIS 辅助的无线通信系统来说, 通过传统的信道估计来获取 CSI 会带来极大的导频开销。另一种方式是通过波束训练来直接获得最佳波束^[8], 这样就避免了复杂的信道估计。具体而言, 波束训练是首先预定义和 BS、UE 相关的定向波束, 通

过搜索最佳波束来获得高增益^[9-10]。定向波束的设计与应用场景息息相关, 目前大部分 RIS 系统都是根据单一信道模型设计的。事实上, 对于无线通信系统而言, 天线电磁场辐射区域分为两个部分, 分别为近场区域和远场区域。这两个区域的边界由瑞利距离决定, 瑞利距离与 RIS 阵列孔径的平方成正比^[11], 小于瑞利距离的区域称为近场区域, 反之称为远场区域。在 XL-RIS 系统中, 由于天线阵列孔径变大, 近场区域变得不可忽视, 这使得现有远场反射模型不再适用于位于近场区域的 UE^[12]。与此同时, 位于 XL-RIS 近场区域的 UE 不仅会受来自 XL-RIS 的反射球面波束影响, 还会受来自 BS 远场的平面波束影响, 当二者反相时会带来接收信号功率下降的问题, 这使得单一的近场反射模型无法提供更高的系统增益^[13]。

文献[14]设计了一种交互学习算法, 进而使用机器学习进行波束训练, 在一定程度上减少了训练开销。文献[13]考虑距离因素, 设计了匹配近场模型的训练码本, 同时对空间进行分层, 即先以大间隔进行采样并训练, 得到一个小的空间范围, 再以小间隔进行采样, 然后再次训练搜索最佳波束。该方法在训练复杂度和可达速率性能上取得了一定的平衡。文献[15]设计了一种基于哈希变换的码本, 在保证波束对齐准确度的前提下降低训练开销。然而, 这些研究方法要么仍然依赖于可靠的信道估计, 要么只适配单一的近场



反射或远场反射信道模型，始终未能提出适用XL-RIS近场和BS远场重叠区域的波束训练方案。基于此，本文同时考虑近场反射和远场直射波束影响，引入相位修正参数、重新设计了与之匹配的混合场码本，特别的是，远场直射路径被阻挡时可以作为本文模型的一种特殊情况加以分析。最后，提出了一种新的空间分层方案，具体而言，在每一采样层级内，随着空间半径 R 的增加，相邻采样点间隔也随之增加；在下一级采样空间中同样用可变步长的方式采样，一直搜索到最后一层。通过上述方式可以极大地减少空间中采样点的数量，以此达到快速搜索的目的。

本文主要贡献如下。

(1) 同时考虑XL-RIS系统近场波束和远场波束，提出用一个关键参数 F 来衡量二者对UE的影响， F 由直射和反射路径增益共同决定；最终建立了适配XL-RIS系统的信道模型。

(2) 梳理不分层和传统空间分层的波束训练方案，引入相位修正参数、构造针对近远重叠区域的训练码本，提出了一种可变步长的空间分层方案，该方案能提升空间采样点的稀疏性，仿真表明在不影响可达速率性能的基础上能够减少训练开销。

符号说明： $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示矩阵的转置和共轭转置， $\otimes$ 表示克罗内克积， $\odot$ 表示哈达玛积， $\equiv$ 表示恒等于， $|\cdot|$ 表示对矩阵元素取模， $\mathbf{A}$ 表示矩阵， $\mathbf{a}$ 表示向量， a 表示标量， $\mathbf{a}^*$ 表示向量 $\mathbf{a}$ 的共轭向量， $\mathbf{A}(n_1, n_2)$ 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 第 n_1 行 n_2 列的元素， $\text{diag}(\mathbf{a})$ 表示对角线元素为 $\mathbf{a}$ 的矩阵， $\lfloor b \rfloor$ 指对标量 b 向下取整， $\lg c$ 和 $\text{lb } c$ 分别指 c 以10和2为底的对数。

1 系统模型

XL-RIS系统与传统无线通信系统的显著区别是，电磁场辐射区域结构发生了明显变化。由

麦克斯韦方程组可知，天线辐射区域分为感应近场区($0 \leq r \leq 0.62 \sqrt{L^3/\lambda}$)、辐射近场区($0.62 \sqrt{L^3/\lambda} < r \leq 2L^2/\lambda$)、辐射远场区($2L^2/\lambda < r \leq \infty$)，其中 r 指空间某点到天线中心的距离(单位：m)， L 指天线阵列孔径(单位：m)， λ 指载波波长(单位：m)，且 $\lambda = c/f$ ，其中 c 指光速(单位：m)， f 指载波频率(单位：Hz)。可以看出，对于XL-RIS辅助的通信系统而言，辐射近场区变得不可忽视，它和远场区域的边界称为瑞利边界，即 $r_{\text{ray}} = 2L^2/\lambda$ 。当载波频率 f 为100 GHz、天线孔径 L 为0.1 m时，瑞利距离 r_{ray} 等于6.67 m，而当天线孔径扩大到1 m时，瑞利距离等于666.67 m，这几乎完全覆盖了当前的蜂窝小区，因此UE极可能处于天线的近场区域。

在XL-RIS系统中，影响UE的主要包括RIS近场反射波束和BS远场直射波束。在后续描述中，考虑如下模型，线性XL-RIS阵列共包含 $N = N_1 \times N_2$ 个元件，元件相邻间距为 d_R ，且XL-RIS阵列平面垂直于 x 轴、阵列中心位于坐标原点。BS天线数为 $K = K_1 \times K_2$ 、天线间距为 d_B ，UE天线数为1，BS到XL-RIS之间的信道表示为 $\mathbf{H}_f^{\text{BR}} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ ，BS到UE间的信道可表示为 $\mathbf{H}_f^{\text{BU}} \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ ，XL-RIS和UE之间的信道表示为 $\mathbf{H}_n \in \mathbb{C}^{1 \times N}$ 。XL-RIS双链路混合场系统模型如图1所示。

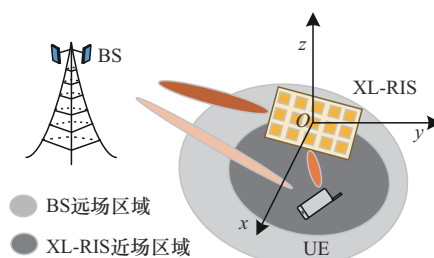


图1 XL-RIS双链路混合场系统模型

1.1 近场反射模型

在近场反射模型中，来自RIS的反射波束为球面波，位于近场区域内的UE可能的空间位置坐标为 (x_n, y_n, z_n) ，第 (n_1, n_2) 个RIS元件的空间位

置坐标为 $(x_{\text{RIS}}, y_{\text{RIS}}, z_{\text{RIS}})$ 、 $x_{\text{RIS}} \equiv 0$ ，反射响应^[16]可表示为：

$$a(n_1, n_2) = g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) e^{-j2\pi d_n(n_1, n_2)} \quad (1)$$

其中， $g_{\text{RIS}}(n_1, n_2)$ 表示第 (n_1, n_2) 个元件的反射增益， $d_n(n_1, n_2)$ 表示该元件到 UE 的距离：

$$d_n(n_1, n_2) = \sqrt{x_n^2 + (y_n - y_{\text{RIS}})^2 + (z_n - z_{\text{RIS}})^2} \quad (2)$$

则 RIS 系统到 UE 的近场信道^[8]可表示为：

$$\mathbf{H}_n = \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n) \mathbf{V}_n(x_n, y_n, z_n)^T \quad (3)$$

其中， $\mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n)$ 代表近场路径增益，由弗里传输公式得到：

$$g_n(x_n, y_n, z_n) = \frac{1}{32.4 + 20 \lg f + 20 \lg(d_n(n_1, n_2))} \quad (4)$$

$\mathbf{V}_n(x_n, y_n, z_n)$ 代表 RIS 近场模型的阵列转向矩阵：

$$\mathbf{V}_n(x_n, y_n, z_n) = [a(1, 1), \dots, a(1, N_2), \dots, a(N_1, 1), \dots, a(N_1, N_2)] \quad (5)$$

1.2 远场反射模型

在远场反射模型中，RIS 至 UE 的波束被假设为平面波^[5-8]，其信道模型表示为：

$$\mathbf{H}_f = \mathbf{g}_f(x_n, y_n, z_n) \mathbf{V}_f(x_n, y_n, z_n)^T \quad (6)$$

其中， $\mathbf{g}_f(x_n, y_n, z_n)$ 代表 RIS 至 UE 的路径增益， $\mathbf{V}_f(x_n, y_n, z_n)$ 代表 RIS 远场模型的阵列转向矩阵：

$$\mathbf{V}_f(x_n, y_n, z_n) = [1, e^{-j\pi\alpha}, \dots, e^{-j\pi(N_1-1)\alpha}]^H \otimes [1, e^{-j\pi\beta}, \dots, e^{-j\pi(N_2-1)\beta}]^H \quad (7)$$

其中， $\alpha = d_R \sin(\rho) \cos(\theta)/\lambda$ ， $\beta = d_R \sin(\theta)/\lambda$ ， θ 和 ρ 分别表示 RIS 反射波束方位角和仰角。

1.3 双链路混合场信道模型

在图 1 所示的系统中，UE 和 XL-RIS 都位于 BS 的远场区域内，因此 BS 至 UE 和 BS 至 XL-RIS 的波束被视为平面波。BS 到 UE 的信道可表示为：

$$\mathbf{H}_f^{\text{BU}} = \mathbf{g}_f^{\text{BU}} (\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}})^T \quad (8)$$

其中， $\mathbf{g}_f^{\text{BU}}$ 代表 BS 至 UE 的路径增益， $\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}}$ 代表和 BS 关联的阵列导向矢量：

$$\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} = [1, e^{-j\pi\alpha_1}, \dots, e^{-j\pi(N_1-1)\alpha_1}]^H \otimes [1, e^{-j\pi\beta_1}, \dots, e^{-j\pi(N_2-1)\beta_1}]^H \quad (9)$$

其中， $\alpha_1 = d_B \sin \rho_1 \cos \theta_1 / \lambda$ ， $\beta_1 = d_B \sin \theta_1 / \lambda$ ， θ_1 和 ρ_1 分别表示 BS 发射波束的方位角和仰角。

同样地，从 BS 到 XL-RIS 的信道可表示为：

$$\mathbf{H}_f^{\text{BR}} = \mathbf{g}_f^{\text{BR}} \mathbf{V}_n(x_n, y_n, z_n) (\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}})^T \quad (10)$$

其中， $\mathbf{g}_f^{\text{BR}}$ 指 BS 至 XL-RIS 的路径增益。

假设 BS 处发射的信号为 s ，则经过 XL-RIS 反射链路到达 UE 的信号为：

$$s_1 = \mathbf{H}_n \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{H}_f^{\text{BR}} \mathbf{v} s + \phi \quad (11)$$

其中， $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$ 表示 BS 处的波束成形矢量， ϕ 表示功率谱密度服从均匀分布的高斯白噪声。经过 BS 到 UE 直射链路到达接收处的信号为：

$$s_2 = \mathbf{H}_f^{\text{BU}} \mathbf{v} s + \phi \quad (12)$$

由于反射信号 s_1 和直射信号 s_2 相对于 UE 功率不同，本文考虑路径增益引入一个关键参数 F 来衡量二者对 UE 的影响， F 表示为：

$$F = g_1 / (g_1 + g_2) \quad (13)$$

其中， g_1 指 XL-RIS 反射链路到 UE 的路径增益， g_2 指直射链路的路径增益，则：

$$g_1 = \mathbf{g}_f^{\text{BR}} g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n) \quad (14)$$

$$g_2 = \mathbf{g}_f^{\text{BU}} \quad (15)$$

由于 BS 通常部署在距 RIS 或 UE 较远的位置，从 BS 到 RIS 和从 BS 到 UE 的路径增益可近似为 $\mathbf{g}_f^{\text{B}}$ ，即：

$$\mathbf{g}_f^{\text{B}} = \mathbf{g}_f^{\text{BR}} \approx \mathbf{g}_f^{\text{BU}} \quad (16)$$

则影响系数 F 为：

$$F = \frac{g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n)}{1 + g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n)} \quad (17)$$

据此可得 UE 处的接收信号 s_{UE} ，表示为：

$$s_{\text{UE}} = F s_1 + (1 - F) s_2 \quad (18a)$$

$$= \frac{g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n) s_1 + s_2}{1 + g_{\text{RIS}}(n_1, n_2) \mathbf{g}_n(x_n, y_n, z_n)} \quad (18b)$$



$$= \frac{g_{\text{RIS}} g_n (\mathbf{H}_n \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{H}_f^{\text{BR}} \mathbf{v}_s + \phi) + \mathbf{H}_f^{\text{BU}} \mathbf{v}_s + \phi}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \quad (18c)$$

$$= \frac{g_{\text{RIS}} g_n \mathbf{H}_n \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{H}_f^{\text{BR}} \mathbf{v}_s + \mathbf{H}_f^{\text{BU}} \mathbf{v}_s + g_{\text{RIS}} g_n \phi + \phi}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \quad (18d)$$

$$= \frac{(g_{\text{RIS}} g_n \mathbf{H}_n \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{H}_f^{\text{BR}} + \mathbf{H}_f^{\text{BU}}) \mathbf{v}_s}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} + \phi \quad (18e)$$

$$= \mathbf{H}_m \mathbf{v}_s + \phi \quad (18f)$$

其中, $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{1 \times K}$ 为 XL-RIS 双链路混合场信道模型, 表示如下:

$$\mathbf{H}_m = \frac{g_{\text{RIS}} g_n \mathbf{H}_n \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{H}_f^{\text{BR}} + \mathbf{H}_f^{\text{BU}}}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \quad (19a)$$

$$= \frac{g_{\text{RIS}} g_n^2 \mathbf{V}_n^T \text{diag}(\mathbf{V}_n) g_f^{\text{B}} \mathbf{V}_n \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T + g_f^{\text{B}} \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \quad (19b)$$

$$= \frac{g_{\text{RIS}} g_n^2 g_f^{\text{B}} \mathbf{V}_n^T \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{V}_n \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T + g_f^{\text{B}} \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \quad (19c)$$

2 波束训练与空间分层方案

2.1 波束训练

由于 BS 和 XL-RIS 的相对位置固定^[17], 与 BS 关联的阵列导向矢量 $\mathbf{I}_{(\alpha, \beta)}^{\text{B}}$ 和波束成形矢量 $\mathbf{v}$ 可设为已知, 这时 UE 的接收信号可表示为:

$$s_{\text{UE}} = \frac{g_{\text{RIS}} g_n^2 g_f^{\text{B}} \mathbf{V}_n^T \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{V}_n \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T + g_f^{\text{B}} \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} \mathbf{v}_s + \phi \quad (20a)$$

$$= \frac{G_1 \mathbf{V}_n^T \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{V}_n + G_2}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} s + \phi \quad (20b)$$

$$= \frac{|G_1 \mathbf{V}_n^T \text{diag}(\mathbf{V}_n) \mathbf{V}_n s| e^{j\psi_1} + |G_2 s| e^{j\psi_2}}{1 + g_{\text{RIS}} g_n} + \phi \quad (20c)$$

其中, $G_1 = g_{\text{RIS}} g_n^2 g_f^{\text{B}} \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T \mathbf{v}$, $G_2 = g_f^{\text{B}} \left(\mathbf{I}_{(\alpha_1, \beta_1)}^{\text{B}} \right)^T \mathbf{v}$,

ψ_1 和 ψ_2 分别指信号 s_1 和 s_2 的相位。为了使接收信号能量最大, 需保证信号 s_1 和 s_2 同相叠加, 通过式 (20c) 可以看出, 只需设计 XL-RIS 处的阵列转向矩阵 $\mathbf{V}_n$ 即可, 与近场码字不同的是, 本文在第 (n_1, n_2) 个反射元件处引入相位修正参数 $\Psi(n_1, n_2)$ 来设计混合场码字, 表示如下:

$$\Psi(n_1, n_2) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 - d_2) \quad (21)$$

其中, d_1 和 d_2 分别指反射路径和直射路径长度, 则当各元件反射增益一致时, 混合场码字 $\mathbf{V}_n$ 可重写为:

$$\mathbf{V}_n = \begin{bmatrix} a(1, 1), \dots, a(1, N_2) \\ \vdots \\ a(N_1, 1), \dots, a(N_1, N_2) \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} e^{j\Psi(1, 1)}, \dots, e^{j\Psi(1, N_2)} \\ \vdots \\ e^{j\Psi(N_1, 1)}, \dots, e^{j\Psi(N_1, N_2)} \end{bmatrix} \quad (22a)$$

$$= g_{\text{RIS}} \begin{bmatrix} e^{j\Psi(1, 1) - j2\pi d_n(1, 1)}, \dots, e^{j\Psi(1, N_2) - j2\pi d_n(1, N_2)} \\ \vdots \\ e^{j\Psi(N_1, 1) - j2\pi d_n(N_1, 1)}, \dots, e^{j\Psi(N_1, N_2) - j2\pi d_n(N_1, N_2)} \end{bmatrix} \quad (22b)$$

在图1所示的系统中, XL-RIS 阵列平面部署位置固定, 因此元件空间坐标 $(x_{\text{RIS}}, y_{\text{RIS}}, z_{\text{RIS}})$ 固定:

$$\begin{cases} x_{\text{RIS}} = 0 \\ y_{\text{RIS}} \in \left[-\frac{N_1}{2} d_{\text{R}}, -\frac{N_1}{2} d_{\text{R}} + d_{\text{R}}, \dots, \frac{N_1}{2} d_{\text{R}} - d_{\text{R}}, \frac{N_1}{2} d_{\text{R}} \right] \\ z_{\text{RIS}} \in \left[-\frac{N_2}{2} d_{\text{R}}, -\frac{N_2}{2} d_{\text{R}} + d_{\text{R}}, \dots, \frac{N_2}{2} d_{\text{R}} - d_{\text{R}}, \frac{N_2}{2} d_{\text{R}} \right] \end{cases} \quad (23)$$

通过式 (22b) 可以得出, 转向矩阵 $\mathbf{V}_n$ 只和 XL-RIS 元件到近场空间中采样点 (x_n, y_n, z_n) 的距离有关, 在瑞利边界为 r_{ray} 的条件下, 空间采样点坐标表示为:

$$\begin{cases} x_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + \Delta, \dots, r_{\text{ray}} - \Delta, r_{\text{ray}}] \\ y_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + \Delta, \dots, r_{\text{ray}} - \Delta, r_{\text{ray}}] \\ z_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + \Delta, \dots, r_{\text{ray}} - \Delta, r_{\text{ray}}] \end{cases} \quad (24)$$

其中, Δ 表示空间采样间隔。

空间中的每一个采样点都对应一个转向矩阵 V_n ，也就是码字；所有码字共同构成了 XL-RIS 的码本。XL-RIS 的波束训练过程可以划分为 M 个时隙， M 是码本中码字数量。在每个时隙 BS 向 UE 发射相同的信号 s ，同时 XL-RIS 处的反射矩阵依次设置为第 l 个码字， $l \in [1, 2, \dots, M-1, M]$ ，当码本遍历完毕后，UE 接收到的能量最大的信号所对应的码字即是最佳码字，训练过程如算法 1 所示。

算法 1 波束训练算法

输入 BS 发送信号 s

输出 最佳码字 V_{best}

初始化: $V_{\text{best}} = 0, s_{\text{best}} = 0, l = 1$

步骤 1 确定瑞利边界，根据式 (24) 对空间进行网格划分并采样

步骤 2 根据采样点坐标计算该点到 XL-RIS 元件的距离 $d_n(n_1, n_2)$

步骤 3 根据式 (22b) 得到码字 V_n

步骤 4 代入第 l 个码字 V_n^l ，根据式 (18f) 计算接收信号 s_{UE} 能量

步骤 5 如果 $(|s_{\text{UE}}| > |s_{\text{best}}|)$ ，则 $s_{\text{best}} = s_{\text{UE}}, V_{\text{best}} = V_n^l$

步骤 6 如果 $l = M$ ，结束；否则 $l = l + 1$ ，执行后转步骤 4。

相比于通过建立优化模型来迭代求解 XL-RIS 处的反射响应，波束训练通过遍历和 UE 位置相关的码字来获得最佳波束。虽然离散相位无法覆盖连续空间可能会引入量化误差，但避免了直接求解优化模型的高复杂度，并且可以通过提高采样分辨率来降低误差，即减小式 (24) 中的参数 Δ 。

2.2 空间分层

通过式 (22b) 和式 (24) 可以看出，XL-RIS 的码字数量等于近场空间采样点数。对于不分层方案而言，在采样时将整个空间划分为均匀大小的网格，每个网格对应一个采样点，由于空间大小随着半径 R 的增加呈 3 次方增加，不分层方案会导致采样点数过大，带来极大的训练开

销，有必要对空间进行分层以减小采样点数。传统空间分层方案如图 2 所示，先以较大间隔对近场空间进行采样，经过一轮训练后得到一个较小范围的空间，再重复采样、训练的过程，直到达到最后一层。每一层的采样间隔是固定的（图 2 中第一层的采样间隔为 $2d$ 、第二层的采样间隔为 d ），第一层采样点的坐标 (x_n, y_n, z_n) 可表示如下：

$$\begin{cases} x_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + 2d, \dots, r_{\text{ray}} - 2d, r_{\text{ray}}] \\ y_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + 2d, \dots, r_{\text{ray}} - 2d, r_{\text{ray}}] \\ z_n \in [-r_{\text{ray}}, -r_{\text{ray}} + 2d, \dots, r_{\text{ray}} - 2d, r_{\text{ray}}] \end{cases} \quad (25)$$

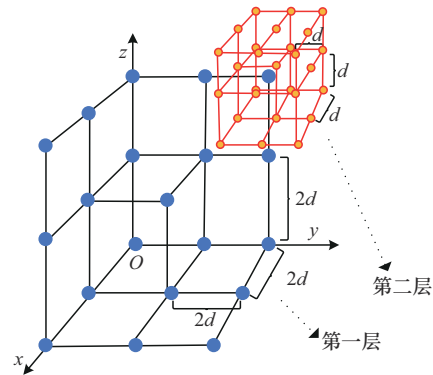


图2 传统空间分层方案

在分层时，新的采样空间 (x, y, z) 由上一层训练结果得到，表示如下：

$$\begin{cases} x_l - \frac{\Delta_l}{2} \leq x \leq x_l + \frac{\Delta_l}{2} \\ y_l - \frac{\Delta_l}{2} \leq y \leq y_l + \frac{\Delta_l}{2} \\ z_l - \frac{\Delta_l}{2} \leq z \leq z_l + \frac{\Delta_l}{2} \end{cases} \quad (26)$$

其中， x_l, y_l, z_l 为上一层训练得到的坐标， Δ_l 为上一层采样步长。

事实上，这种采样方式仍然会导致采样点过多，因为在每一层内，采样点的数量和空间体积仍然呈线性关系，即采样点数随着半径 R 的增加呈 3 次方增加。为了进一步减少采样点数、进而减小训练开销，本文提出了一种可变步长空间分层方案，如图 3 所示。具体而言，采样不再在直角坐标系下进行，而是转换到球坐标系，并且随



着半径增加, 采样步长也在增加, 即随着半径增加, 空间采样点越稀疏 (图3中第一层的采样间隔由中心沿半径向外依次为 $d, 2d, 3d, \dots$, 第二层的采样间隔由中心向外依次为 $d/2, d, 3d/2, \dots$); 第一层采样点坐标 $(\varphi_n, \vartheta_n, r_n)$ 表示如下:

$$\begin{cases} \varphi_n \in [0, d_\varphi, \dots, 2\pi - d_\varphi] \\ \vartheta_n \in [0, d_\vartheta, \dots, \pi - d_\vartheta, \pi] \\ r_n \in [0, d, (2^2 - 1)d, (2^3 - 1)d, \dots, r_{\text{ray}}] \end{cases} \quad (27)$$

其中, φ 指从 z 轴正向看采样点与 x 轴按逆时针旋转的夹角, ϑ 指采样点与 z 轴正向之间的夹角, r 指采样点到原点的距离, d_φ 和 d_ϑ 分别表示夹角 φ 和 ϑ 的采样步长。新的采样空间 (φ, ϑ, r) 同样由上一层训练结果得到:

$$\begin{cases} 0 \leq \varphi < 2\pi \\ 0 \leq \vartheta < \pi \\ 0 \leq r < r_l \end{cases} \quad (28)$$

其中, r_l 表示上一层采样空间最大的步长。

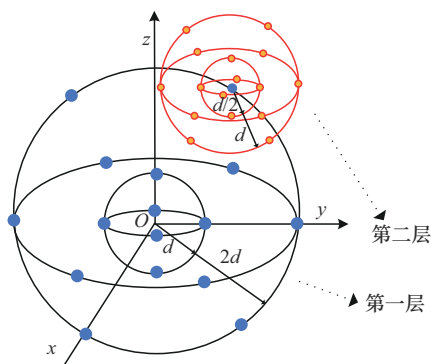


图3 可变步长空间分层方案

可变步长空间分层方案的波束训练流程如算法2所示。

算法2 快速波束训练算法

输入 BS发送信号 s , 空间分层层数 K

输出 最佳码字 V_{best}

初始化: $k=1, l=1, s_{\text{best}}=0$

阶段一:

步骤1 根据式 (27) 对空间进行网格划分并采样, 采样点数为 M

步骤2 根据式 (2) 计算距离 $d_n(n_1, n_2)$, 根据式 (22) 计算码字 V_n

阶段二:

步骤3 代入第 l 个码字 V_n^l , 根据式 (18) 计算接收信号 s_{UE} 能量

步骤4 如果 $(|s_{\text{UE}}| > |s_{\text{best}}|)$, 则 $s_{\text{best}} = s_{\text{UE}}$, $V_{\text{best}} = V_n^l$; 如果 $k=K$ 且 $l=M$, 结束; 否则转步骤5

步骤5 如果 $k < K$ 且 $l=M$, $k=k+1$, 根据式 (28) 得到新的采样空间, 执行后转阶段一步骤1; 否则转步骤6

步骤6 $l=l+1$, 执行后转步骤3

对于不分层方案, 如果最小采样间隔为 d , 则在瑞利距离为 r_{ray} 时, 总的采样点数为 $N_u = (2r_{\text{ray}}/d)^3$ 。对于传统分层方案, 若层数为 A , 则总的采样点数为 $N_t = \sum_{i=1}^A (2r_i/C_i d)^3$, 其中 C_i 指第 i 层的采样间隔缩放系数, 可以用它来调整每一层的采样稀疏性, r_i 指第 i 层空间的半径, 且 $r_{i+1} = C_i d$, $r_1 = r_{\text{ray}}$ 。对于可变步长分层方案, 层数 $A = \lfloor \lg(r_{\text{ray}}/d) \rfloor + 1$, 每一层的采样点数等于各球面的采样点数和、每一球面上的采样点数由半径决定, 总的采样点数为 $N_s = \sum_{i=1}^A (\sum_{j=1}^{Q_i} (r_{ij}/d)^2)$, 其中 $Q_i = \lfloor \lg(2^i - 1) \rfloor + 1$ 表示第 i 层的球面数, r_{ij} 指第 i 层的第 j 个球面半径。可以看出, 传统空间分层方案是在每一层内通过缩放系数 C_i 来调节稀疏性, 而可变步长分层方案将不同层划分为 Q_i 个采样球面, 每个球面上采样点数只与球面积有关, 采样复杂度由 $O(r^3)$ 降为 $O(r^2)$ 。

3 仿真实验与结果分析

3.1 波束训练实验

(1) 完美信道状态信息 (perfect channel)

state information, PCSI): 使用 PCSI 下生成的码字 $\mathbf{V}_n^*$ 进行穷举训练, 该结果作为系统模型所能达到的性能上限。

(2) 近场波束训练: 仅考虑反射链路, 且将 XL-RIS 至 UE 的波束视为球面波, 使用近场码字进行穷举训练, 寻找最大波束增益的码字。

(3) 远场波束训练: 仅考虑反射链路, 且将 XL-RIS 至 UE 的波束视为平面波, 使用远场码字进行穷举训练, 寻找最大波束增益的码字。

(4) 双链路混合场波束训练: 同时考虑直射和反射链路, 使用混合场码字进行穷举训练, 寻找最大波束增益的码字。

(5) 不分层波束训练: 在双链路混合场信道模型 $\mathbf{H}_m$ 下, 使用算法 1 进行波束训练, 寻找最大波束增益的码字。

(6) 传统空间分层波束训练: 在双链路混合场信道模型 $\mathbf{H}_m$ 下, 使用式 (25) 与式 (26) 对空间进行固定步长采样, 使用算法 1 进行波束训练, 寻找最大波束增益的码字。

(7) 可变步长分层波束训练: 在双链路混合场信道模型 $\mathbf{H}_m$ 下, 使用式 (27) 与式 (28) 对空间进行可变步长采样, 使用算法 2 进行波束训练, 寻找最大波束增益的码字。

3.2 仿真参数设置与评估指标

仿真参数设置如下, XL-RIS 元件间距 $d_R = 0.5$, 远场基站的空间坐标为 $(20\,000d_R, 20\,000d_R, 20\,000d_R)$, 用户设备的空间分布为: $-2\,000d_R \leq x \leq 2\,000d_R$, $-2\,000d_R \leq y \leq 2\,000d_R$, $-2\,000d_R \leq z \leq 2\,000d_R$, 最高分辨率的采样间隔为 $50d_R$ 。在传统分层方案中, 第一层的采样间隔设为 $200d_R$, 第二层设为 $50d_R$ 。在可变步长分层方案中, 第一层的采样间隔由半径向外依次为 $100d_R, 200d_R, 400d_R, \dots$, 第二层为 $50d_R, 100d_R, 200d_R, \dots$ 。BS 处的天线数设为 1, XL-RIS 阵列元件数为 $N_1 = 64, N_2 = 16$, 信噪比设为 $-20 \sim 10$ dB, 每个信噪比下的采样次数为

10 次, XL-RIS 的反射增益 $g_{\text{RIS}} = 1$ 。

主要使用平均可达速率和波束训练开销 2 个指标来对不同方案进行性能评估^[8,18], 其中平均可达速率表达式定义为:

$$\text{rate} = \text{lb} \left(1 + \gamma_{\text{SNR}} |\mathbf{V}\mathbf{H}|^2 \right) \quad (29)$$

其中, γ_{SNR} 表示信噪比, $\mathbf{V}$ 和 $\mathbf{H}$ 分别表示生成的码字和对应的信道模型。波束训练开销用波束扫描的次数即空间采样点数来表示, 扫描次数越多代表训练开销越大。

3.3 结果分析

不同信噪比下的平均可达速率如图 4 所示, 分别进行了近场波束训练实验、远场波束训练实验以及双链路混合场波束训练实验, 可以看出, 当信噪比为 $-20 \sim 10$ dB 时, 仅考虑反射链路的近场或远场模型的平均可达速率距理想信道条件下存在较大差距。特别是在较低信噪比下, 例如, 在 -20 dB 时, 近场模型的平均可达速率也只有 $0.84 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, 为理想条件下的 20.5%; 而远场模型的平均可达速率为 $0.08 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$, 仅为理想条件下的 2.8%。虽然随着信噪比的提升, 其平均可达速率也有一定提升, 但在信噪比为 10 dB 时, 近场模型只能达到理想条件 70.0% 的性能, 远场模型仍然只能达到理想条件 41.4% 的性能。这主要是因为图 1 所示模型中, UE 位于 XL-RIS 近场区域内, 从 XL-RIS 至 UE 的波束为球面波, 并且除了反射链路, UE 还会受 BS 直射波束的影响, 仅考虑反射链路的模型无法和直射链路信号进行相位对齐。在各信噪比条件下, 基于双链路混合场信道模型的平均可达速率均高于单一的近场或远场模型, 当信噪比为 10 dB 时能够达到理想信道状态信息条件下 95.2% 的性能, 对比单一模型, 双链路混合场信道模型性能比近场模型提升 38.1%、比远场模型提升 130.2%。

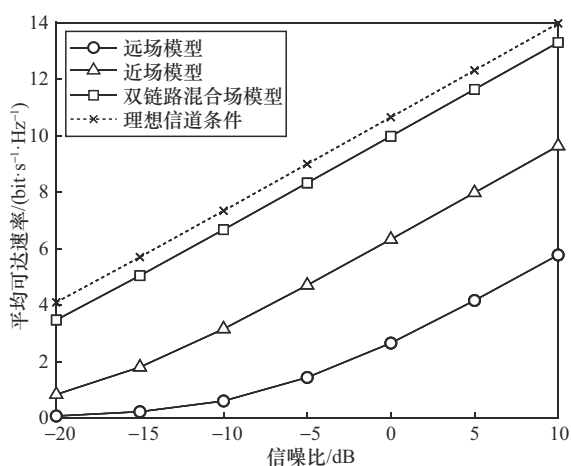


图4 不同信噪比下的平均可达速率

不同方案平均可达速率对比如图5所示,对比了双链路混合场信道模型在不分层方案、传统分层方案和可变步长分层方案下的平均可达速率,可以看出,在信噪比为-20~10 dB下,两种分层方案都能达到不分层方案85%以上的平均可达速率性能。这是因为分层搜索时UE可能出现在新的分层空间边缘,这会引入采样误差,从而导致平均可达速率低于不分层方案。从图5可以看出,传统分层方案与可变步长分层方案的平均可达速率误差不超过1%,说明两种分层方案性能几乎一致。这是因为尽管可变步长分层方案采样更稀疏,但最后的搜索结果都会收敛于正确的空间位置,即最后一层空间的采样间距满足最高分辨率的要求,具体到式(27)中,如果最高采样分辨率要求间距不大于 $2d$,那么最后一层空间的采样点坐标半径为 $r \in [0, d(2^2 - 1)]d$ 。不同方案训练开销对比如图6所示,对比了不分层方案、传统分层方案、可变步长分层方案的训练开销。可以看出,相比于不分层方案,传统分层方案的采样点数减少了73.2%,但由于绝对数量过大,训练开销较大。例如,空间半径为500 m时,传统的空间分层方案采样点数为 4.217×10^6 ,而可变步长分层方案采样点数为 1.535×10^6 ,在传统分层方案的基础上采样点数减少了63.6%。

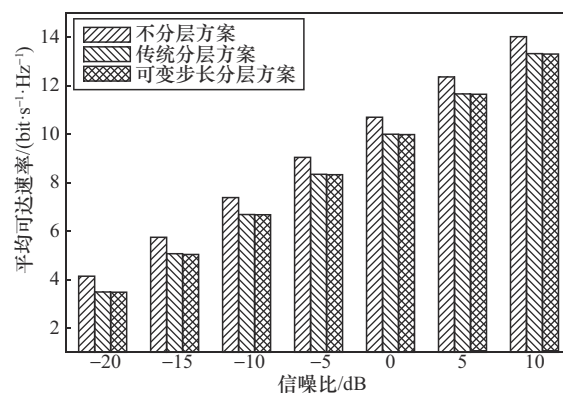


图5 不同方案平均可达速率对比

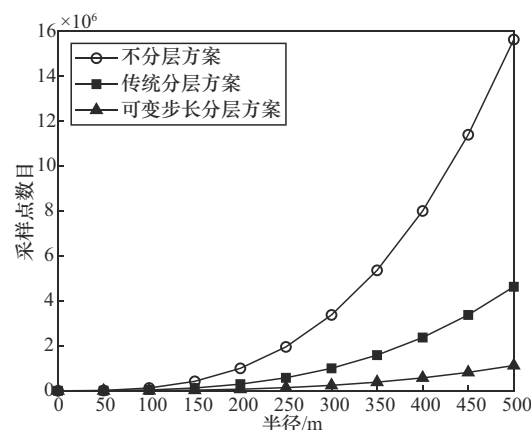


图6 不同方案训练开销对比

4 结束语

本文研究了超大规模智能反射面辅助下的波束训练问题,考虑在工程实践中,单一的近场或远场反射模型不再适用于双链路混合场系统,为了更好地模拟空口环境,提升系统性能,通过路径增益来衡量近远场波束对UE的影响,建立了适配XL-RIS双链路混合场系统的信道模型,仿真表明,双链路混合场信道模型能带来更高的平均可达速率。在此基础上,构造了符合XL-RIS系统的混合场码本,针对传统分层方案训练开销过大的问题,提出了一种快速波束训练算法。仿真表明,在不影响系统性能的基础上,该方案能减少训练开销。在未来的波束训练当中,可以考虑设计针对多用户系统的训练方案,例如,可以从角度域进行空间分层,同时搜索多个用户。

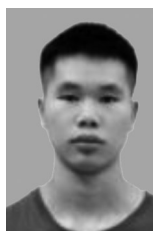
参考文献:

- [1] CHEN Y B, WANG Y, ZHANG J Y, et al. QoS-driven spectrum sharing for reconfigurable intelligent surfaces (RISs) aided vehicular networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(9): 5969-5985.
- [2] HUANG C W, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(8): 4157-4170.
- [3] WU Q Q, ZHANG R. Towards smart and reconfigurable environment: intelligent reflecting surface aided wireless network[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(1): 106-112.
- [4] ZHANG S B, ZHANG S, GAO F F, et al. Deep learning optimized sparse antenna activation for reconfigurable intelligent surface assisted communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(10): 6691-6705.
- [5] RAMZAN F, RAFIQUE A, KHAN D, et al. Reconfigurable intelligent surfaces: field trial campaign for performance evaluation from near-to far-field regions[C]//Proceedings of the 2023 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-4.
- [6] TANG W K, CHEN M Z, CHEN X Y, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: path loss modeling and experimental measurement[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(1): 421-439.
- [7] LUAN M G, WANG B, ZHAO Y P, et al. Phase design and near-field target localization for RIS-assisted regional localization system[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71(2): 1766-1777.
- [8] GAO X Y, DAI L L, CHEN Z J, et al. Near-optimal beam selection for beamspace mmWave massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(5): 1054-1057.
- [9] ALI A, GONZÁLEZ-PRELCIC N, HEATH R W. Millimeter wave beam-selection using out-of-band spatial information[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(2): 1038-1052.
- [10] YOU C S, ZHENG B X, ZHANG R. Fast beam training for IRS-assisted multiuser communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(11): 1845-1849.
- [11] BJÖRNSON E, DEMIR Ö T, SANGUINETTI L. A primer on near-field beamforming for arrays and reconfigurable intelligent surfaces[C]//Proceedings of the 2021 55th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2021: 105-112.
- [12] 黄子轩, 姚刘嘉, 游昌盛. 超大规模智能反射面辅助的近场移动通信研究[J]. 无线电通信技术, 2024, 50(2): 263-268.
- HUANG Z X, YAO L J, YOU C S. Research on extremely large-scale IRS assisted near-field mobile communications[J]. Radio Communications Technology, 2024, 50(2): 263-268.
- [13] WEI X H, DAI L L, ZHAO Y J, 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.
- [14] ZHANG J J, HUANG Y M, WANG J H, et al. Intelligent interactive beam training for millimeter wave communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20(3): 2034-2048.
- [15] SI Y, YU H K, CHEN Y J. Multi user fast beamforming training under ultra large scale antenna arrays[J]. ZTE Technology, 2024, 1: 68-73.
- [16] HAN Y, JIN S, WEN C K, et al. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(5): 633-637.
- [17] GHASEMPOUR Y, SHRESTHA R, CHAROUS A, et al. Single-shot link discovery for terahertz wireless networks[J]. Nature Communications, 2020, 11: 2017.
- [18] CUI M Y, DAI L L, WANG Z C, et al. Near-field rainbow: wideband beam training for XL-MIMO[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(6): 3899-3912.

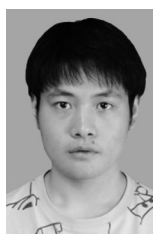
[作者简介]



杨黎明 (1976-), 女, 重庆邮电大学通信与信息工程学院高级工程师, 主要研究方向为移动通信协议栈软件设计及测试、移动通信空口安全。



邱多 (2001-), 男, 重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为移动通信物理层协议与智能反射面。



李俊峰 (2001-), 男, 重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为移动通信与大规模MIMO系统预编码。