

基于块控智能超表面的毫米波低开销波束训练

陈伟聪, 杨心怡, 唐万恺, 李潇, 金石

(东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 211189)

摘要: 为解决大规模智能超表面 (RIS) 辅助毫米波通信系统信道状态信息获取开销大、反射相移优化复杂度高的问题, 提出了一种基于块控 RIS 的低开销波束训练方案。首先, 以子块形式划分 RIS, 通过子块内单元共享同一反射系数的方式降低 RIS 波束训练维度; 其次, 基于覆盖范围和块控 RIS 硬件特性设计 2 种权衡用户覆盖范围与波束指向精度的码本——范围离散傅里叶变换 (DFT) 码本和截取 DFT 码本; 接着, 针对系统平均传输速率分析码本类型和尺寸对信道训练开销和系统频谱效率的权衡, 讨论 2 种码本在不同通信场景下性能差距。仿真结果表明, 相比于单元控 RIS 的波束训练, 所提方案能够通过优化子阵规模在降低训练开销的同时保持较小的频谱效率损失, 进而提升系统平均传输速率。

关键词: 智能超表面; 毫米波通信; 码本设计; 波束训练

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025181

Low-overhead millimeter wave beam training based on block-controlled reconfigurable intelligent surface

CHEN Weicong, YANG Xinyi, TANG Wankai, LI Xiao, JIN Shi

School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 211189, China

Abstract: To address the issues of high overhead in channel state information acquisition and complex optimization of reflection phase shifts in large-scale reconfigurable intelligent surface (RIS)-assisted millimeter-wave communication systems, a low-overhead beam training scheme based on block-controlled RIS was proposed. Firstly, the RIS was divided into sub-blocks with elements within each sub-block sharing the same reflection coefficient, reducing the dimension of RIS beam training. Then, two types of codebooks, namely the scope-discrete Fourier transform (DFT) codebook and the intercept-DFT codebook, were designed based on the coverage range and hardware characteristics of block-controlled RIS to balance coverage area and beam accuracy. Subsequently, the trade-off between channel training overhead and system spectral efficiency was analyzed by examining the impact of codebook type and size on the average transmission rate of the system, and the performance gap of these two codebooks under different communication scenarios was discussed. Simulation results indicate, compared with the element-controlled RIS beam training, the proposed scheme optimizes sub-block size to reduce training overhead while incurring only a negligible spectral-efficiency penalty, thereby improving the system's average transmission rate.

Keywords: reconfigurable intelligent surface, millimeter wave communication, codebook design, beam training

收稿日期: 2025-06-17; 修回日期: 2025-09-10

通信作者: 金石, jinshi@seu.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划基金资助项目 (No.2023YFB3811505); 国家自然科学基金资助项目 (No.62401137, No.62261160576, No.62231009); 中国博士后科学基金“博新计划”资助项目 (No.BX20230065); 江苏省重点研发计划基金资助项目 (No.BE2023022, No.BE2023022-1); 江苏省自然科学基金资助项目 (No.BK20241281)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China (No.2023YFB3811505), The National Natural Science Foundation of China (No.62401137, No.62261160576, No.62231009), The Postdoctoral Fellowship Program of the China Postdoctoral Science Foundation (No.BX20230065), The Key Technologies Research and Development Program of Jiangsu (No.BE2023022, No.BE2023022-1), The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (No.BK20241281)

0 引言

为满足下一代移动通信的严格通信服务要求,近年来学界与业界对多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)系统、超密集组网和毫米波通信等几项关键技术进行了广泛的研究^[1]。然而,这些技术需要更高的设计复杂度并显著提高了的能量消耗。在此背景下,低成本低功耗的智能超表面(RIS, reconfigurable intelligent surface)成为一种潜在的革命性技术^[2]。RIS由大量的反射单元组成,每个单元具有调控空间电磁波幅度、相位、极化等特性的能力,能够主动地构建传播环境^[3]以增强信号质量,进而提高无线网络的频谱效率和覆盖率^[4-5]。由于RIS常见形态为不需要射频链路的反射阵列,在不同场景下的部署将非常灵活,也易于作为扩展模块与原有无线通信系统结合^[6]。

RIS相关技术已经引起了学术界、工业界的广泛关注,并取得了显著成果,其带来的无线传输性能提升取决于信道状态信息(CSI, channel state information)获取程度以及相移矩阵优化精度。基于长时CSI设计1 bit量化的毫米波RIS相移矩阵,文献[7]在室内静态场景中实现了毫米波信号覆盖质量的均匀提升。在动态场景中使用智能超表面增强无线通信系统则需获取瞬时CSI。现有RIS辅助无线通信方案大多假设已知完美瞬时CSI^[8],但RIS所级联信道的CSI获取是一个非常具有挑战性的问题,尤其是当RIS单元数量非常大时^[9],其中原因包含几个方面。首先,作为电磁调控装置,被动反射的RIS无法主动发送和接收导频信号,缺乏基带信道处理能力;其次,庞大的单元数量导致基站-RIS与RIS-用户的信道维度急剧膨胀,要估计各段信道需消耗难以承受的导频资源;最后,高频段应用场景中短信道相干时间与复杂传播环境对算法实时性带来了严格的限制^[10]。

将RIS单元进行分组,以同一控制电路调控组内所有单元的块控RIS形态在保持较大阵面孔径的同时减少了阵面所需优化的参数,是毫米波超大规模RIS的一种切实可行的形态。文献[11]分析比较了单元控和块控RIS辅助系统的频谱效率和能量效率,结果显示块控RIS虽然因调控自由度下降导致一定频谱效率损失,但其更低的调控复杂度和更少的功率消耗带来明显的能量效率提升。进一步,文献[12]考虑为块控RIS的子块增加可旋转能力,取

得了与单元控RIS相当的遍历频谱效率。

为了降低CSI获取的计算复杂度和系统资源开销,文献[13]提出了一种RIS单元分组方法,与估计每个RIS单元信道并用于设计反射系数的方法相比,RIS单元的分组利用了相邻RIS单元之间的信道相关性,降低了训练开销以及RIS反射系数设计的复杂性。然而,该文献采用单元开/关的信道估计方法,无法充分利用RIS的阵列增益。文献[14]为块控RIS辅助系统提出了一种低导频开销的传输协议,依次执行信道估计和相移优化,在信道估计开销和RIS反射性能之间进行折中,提高了传输速率。同样地,文献[15]采用块控RIS来简化信道估计问题。但文献[14-15]共有的问题是,它们使用同一个信道系数来表示RIS子块内所有单元的信道。这种建模方式简化了问题的求解,但忽略了子块内单元间的信号相位差,将导致实际性能与仿真性能存在偏差。文献[16]提出了一种动态子块划分方案进行信道估计,在满足系统和速率要求的同时,采用合适的子块划分使子块数目最小。然而,文献[16]采用的贪婪算法需要的时间开销过大,在非准静态环境下,无法满足无线传输环境的实时性要求。现有基于块控RIS的CSI获取技术大多聚焦于信道估计,而随着发射天线数量与RIS反射单元数目的增加,采用信道估计技术来恢复CSI在信道维数过高时导频开销十分显著。因此,亟须研究能在系统性能与实现复杂度之间取得权衡的方案。一种潜在的解决方案是波束训练,通过预先设计码本,可以不依赖信道参数估计建立通信链路。基于块控RIS的码本设计与波束训练有望通过降低码本搜索空间实现RIS辅助无线通信的快速低开销链路建立。

本文针对大规模RIS辅助毫米波通信系统面临的CSI获取开销大、反射相位优化复杂度高的问题,利用块控RIS子块内单元受控于同一控制电路的特点,提出了一种基于块控RIS的低开销波束训练方案,用于建立高传输速率链路。本文主要的研究工作如下。

1) 针对块控RIS辅助无线通信系统建立了精确的信道模型,通过子块内单元共享同一反射系数的方式降低RIS波束训练维度,基于覆盖范围和块控RIS硬件特性设计2种权衡用户覆盖范围与波束指向精度的码本——范围离散傅里叶变换(DFT, dis-

crete fourier transform) 码本和截取 DFT (I-DFT, Intercept-DFT) 码本。

2) 以平均传输速率为性能指标分析码本类型和尺寸在信道训练开销与系统频谱效率性能之间的权衡, 讨论不同通信场景下不同类型码本的性能比较。仿真分析了所提出的低开销训练方法的可行性与性能, 验证了所提方法应用于波束训练对平均传输速率的提升作用。

1 系统模型

考虑一个块控 RIS 辅助的毫米波下行通信系统, 如图 1 所示。基站配备 M 根天线的均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array), 用户配备单天线且与基站之间的视距 (LoS, line of sight) 被阻挡。RIS 部署在基站与用户之间, 形态为均匀平面阵列 (UPA, uniform planar array), 包含 $N = N_z N_y$ 个反射单元, 其中下标 z 和 y 分别表示沿 z 和 y 轴的参数。将 RIS 划分为 $Q = Q_z Q_y$ 个子块, 则每个子块包含 $L = L_z L_y$ 个单元, 其中 $L_z = \frac{N_z}{Q_z}$, $L_y = \frac{N_y}{Q_y}$ 。在块控 RIS 硬件架构中, 每个子块内的 L 个单元由一路控制电路调控其反射特性^[16-17], 相比于单元控 RIS, 显著降低了硬件成本和控制复杂度。基站天线阵列的相邻单元间距与 RIS 阵列的相邻单元间距均为半波长。

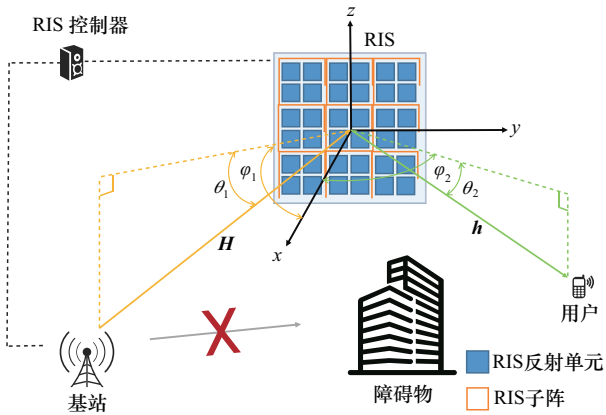


图 1 块控 RIS 辅助的毫米波下行通信系统

1.1 信道模型

考虑到毫米波信号存在严重的散射损耗与路径衰减, 空旷室外场景的毫米波信道由 LoS 径主导。由于波束训练的目的在于快速对准信道主要分量, 本文假设基站与 RIS 以及 RIS 与用户之间为 LoS 径信

道, 将非视距 (NLoS, non-line of sight) 径与噪声视为干扰。此时, 基站与 RIS 之间的信道可以表示为

$$\mathbf{H} = (\mathbf{b} \otimes \mathbf{a}_L(\theta_1, \varphi_1)) \mathbf{a}_M^H(\varpi) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{a}_L(\theta_1, \varphi_1)$ 和 $\mathbf{a}_M(\varpi)$ 分别表示 RIS 子块列响应矢量和基站阵列响应矢量, 计算式分别如式(2)和式(3)所示; $\mathbf{b} = [b_1, \dots, b_q, \dots, b_Q]^T \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 表示所有 RIS 子块位置引入的相移矢量, 其中 b_q 表示 RIS 第 q 个子块的位置引入的相移, 计算式如式(4)所示; $(\cdot)^H$ 和 $(\cdot)^T$ 分别表示共轭转置和转置操作; ϖ 表示基站-RIS 信道的离开角; θ_1 和 φ_1 表示基站-RIS 信道的到达角。

$$\mathbf{a}_L(\theta_1, \varphi_1) = [1, e^{j\pi \sin \theta_1}, \dots, e^{j\pi \sin \theta_1 (L_z - 1)}]^T \otimes [1, e^{j\pi \sin \varphi_1 \cos \theta_1}, \dots, e^{j\pi \sin \varphi_1 \cos \theta_1 (L_y - 1)}]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1} \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_M(\varpi) = [1, e^{j\pi \sin \varpi}, \dots, e^{j\pi \sin \varpi (M - 1)}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (3)$$

$$b_q = e^{-j\pi [\sin \theta_1 (z_q - 1) + \sin \varphi_1 \cos \theta_1 (y_q - 1)]} \quad (4)$$

其中, z_q 和 y_q 分别为第 q 个子块第一个单元在整个阵列的行和列索引。

类似的, RIS 与用户之间的信道表示为

$$\mathbf{h} = \mathbf{c} \otimes \mathbf{a}_L(\theta_2, \varphi_2) \quad (5)$$

其中, $\mathbf{c} = [c_1, \dots, c_q, \dots, c_Q]^T \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$, $\mathbf{a}_L(\theta_2, \varphi_2) \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 表示 RIS 子块列响应矢量, θ_2 和 φ_2 表示 RIS-用户信道的离开角, c_q 表示 \mathbf{c} 中第 q 个子块的位置引入的相移, 即

$$c_q = e^{-j\pi [\sin \theta_2 (z_q - 1) + \sin \varphi_2 \cos \theta_2 (y_q - 1)]} \quad (6)$$

1.2 平均传输速率

在 RIS 辅助的下行通信系统中, 基站发射的信号经由 RIS 的反射到达用户, 用户端的接收信号为

$$\mathbf{r} = \sqrt{P\eta} (\mathbf{h}^H \Phi \mathbf{H}) \mathbf{f} s + \mathbf{w} \quad (7)$$

其中, P 是发射功率, η 是由传输距离决定的大尺度衰落, $\Phi = \text{blkdiag}\{\Phi_1, \dots, \Phi_q, \dots, \Phi_Q\} \in \mathbb{C}^{QL \times QL}$ 是 RIS 的反射系数矩阵, $\Phi_q = \text{diag}\{e^{j\phi_q}, \dots, e^{j\phi_q}\} \in \mathbb{C}^{L \times L}$ 是第 q 个 RIS 子块的反射系数矩阵, $\phi_q \in [0, 2\pi)$ 表示 RIS 单元引入的相移, $\mathbf{f} = \frac{\mathbf{a}_M(\varpi)}{\sqrt{M}} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 是归一化的波束生成矢量, 满足 $\|\mathbf{f}\|^2 = 1$, s 是基站发射信号或导频, 满足 $\{ |s|^2 \} = 1$, $\{\cdot\}$ 代表取期望操作, \mathbf{w} 是零均值、方差为 σ_w^2 的复高斯噪声。

根据接收信号表达式，RIS 辅助的下行通信系统遍历频谱效率定义为

$$C = \left[\text{lb} \left(1 + \frac{P\eta}{\sigma_w^2} \left\| \mathbf{h}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{f} \right\|^2 \right) \right] \quad (8)$$

在一个信道相干时间 T_c 内，无线传输过程分为 2 个阶段，信道训练阶段和数据传输阶段。假设信道训练时间为 T_r ，由用于信道训练的导频个数决定，则平均传输速率定义为

$$R = \frac{T_c - T_r}{T_c} \left[\text{lb} \left(1 + \frac{P\eta}{\sigma_w^2} \left\| \mathbf{h}^H \Phi \mathbf{H} \mathbf{f} \right\|^2 \right) \right] \quad (9)$$

在给定波束生成矢量 \mathbf{f} 时，平均传输速率取决于信道训练时间 T_r 与块控 RIS 反射系数矩阵 Φ 的设计。基于波束训练的 RIS 反射系数矩阵设计方法中，训练时间随 RIS 单元数线性增长，训练时间越长，从训练结果中得到的最优 Φ 所带来的频谱效率增益越高，但有效的数据传输时间资源越少。为了减少波束训练开销、降低反射系数矩阵的优化复杂度，实现平均传输速率的最大化，需要针对性地为块控 RIS 设计低开销的波束训练码本来权衡信道训练时间开销与 RIS 反射增益。

2 块控 RIS 低开销波束训练码本设计

本文提出基于块控 RIS 的低开销波束训练方案，目的在于在相同训练方案的前提下，通过块控的策略降低训练开销，权衡训练开销降低与频谱效率损失，以提升有效传输速率。现有波束训练方案繁多，本文以经典的 DFT 波束训练为例，展开基于块控 RIS 方案的研究。该研究也可拓展至其他训练方案，如分层码本和压缩感知等。当拓展至分层码本方案时，单元控 RIS 与块控 RIS 均要根据其特性生成相应的分层码本，以便通过公平的比较展示块控 RIS 相当于单元控 RIS 的优劣。

2.1 均匀 DFT 码本

均匀 DFT 码本是指在全部波束方向上均匀分布的一组 DFT 码矢。对于 $N_v \times N_h$ 的 UPA，它的均匀 DFT 码本可以表示为矩阵 $\mathbf{T}_U \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ，其中， $N = N_v \times N_h$ 。令码本生成向量 \mathbf{r}_U 和 \mathbf{t}_U 为

$$\begin{cases} \mathbf{r}_U = -1: \frac{2}{N_v}: \frac{N_v - 1}{N_v} \\ \mathbf{t}_U = -1: \frac{2}{N_h}: \frac{N_h - 1}{N_h} \end{cases} \quad (10)$$

其中， $a:b:c$ 表示以 a 和 c 为初值与终值、 b 为步长的间隔取值。令 r_U 和 t_U 分别为取自 \mathbf{r}_U 和 \mathbf{t}_U 中的元素，则矩阵 \mathbf{T}_U 的第 v 列的向量为

$$\mathbf{t}_{U,v} = [1, e^{j\pi r_U}, \dots, e^{j\pi r_U(N_v - 1)}] \otimes [1, e^{j\pi t_U}, \dots, e^{j\pi t_U(N_h - 1)}] \quad (11)$$

其中， $v = (\text{index}(r_U) - 1) \times N_h + \text{index}(t_U)$ ， index 表示元素在原向量中的索引位置。

2.2 范围 DFT 码本

当用户覆盖区域固定时，均匀 DFT 码本中部分码矢的指向不在覆盖区域内，此部分码矢无法发挥有效作用。因此，本节在码矢数量不变的前提下，缩小码矢波束方向，以此设计小范围高精度的 DFT (S-DFT, Scope-DFT) 码本。

对于 $N_v \times N_h$ 的 UPA，它的 S-DFT 码本可以表示为矩阵 $\mathbf{T}_S \in \mathbb{C}^{N \times N}$ ，其中， $N = N_v \times N_h$ 。令码本生成向量 \mathbf{r}_S 和 \mathbf{t}_S 为

$$\begin{cases} \mathbf{r}_S = a \left(-1: \frac{2}{N_v}: \frac{N_v - 1}{N_v} \right) \\ \mathbf{t}_S = b \left(-1: \frac{2}{N_h}: \frac{N_h - 1}{N_h} \right) \end{cases} \quad (12)$$

其中，码矢密集因子 $a, b \in (0, 1)$ ，可以发现，码矢数量固定，与均匀 DFT 码本相同。当码矢密集因子趋近于 1，用户覆盖区域趋于全范围，码矢密度趋于均匀 DFT 码本；当码矢密集因子减小，用户覆盖区域更加集中，而码矢数量不变，因此码矢间隔减小，即码矢分布更加密集。令 r_S 和 t_S 分别为取自 \mathbf{r}_S 和 \mathbf{t}_S 中的元素，矩阵 \mathbf{T}_S 的第 v 列的向量为

$$\mathbf{t}_{S,v} = [1, e^{j\pi r_S}, \dots, e^{j\pi r_S(N_v - 1)}] \otimes [1, e^{j\pi t_S}, \dots, e^{j\pi t_S(N_h - 1)}] \quad (13)$$

其中， $v = (\text{index}(r_S) - 1) \times N_h + \text{index}(t_S)$ 。

此外，对于块控 RIS，码矢密集因子 a, b 决定于目标区域的边界条件。

$$\begin{cases} a = \max(|f[b_1 L_z]|, |f[b_2 L_z]|) \\ b = \max(|f[b_3 L_y]|, |f[b_4 L_y]|) \end{cases} \quad (14)$$

其中， $b_1 \sim b_4$ 分别为

$$\begin{cases} b_1 = \sin \theta_1 - \sin \theta_2^d \\ b_2 = \sin \theta_1 - \sin \theta_2^u \\ b_3 = \sin \varphi_1 \cos \theta_1 - \sin \varphi_2^d \cos \theta_2^d \\ b_4 = \sin \varphi_1 \cos \theta_1 - \sin \varphi_2^u \cos \theta_2^u \end{cases} \quad (15)$$

函数 $f(x) = -1 + \text{mod}(x + 1, 2)$ 将 x 转换到

$(-1, 1)$ 的范围, L_z 和 L_y 分别为 RIS 子块的行数与列数, θ_2^d 和 θ_2^u 分别为 θ_2 的下边界与上边界, φ_2^d 和 φ_2^u 分别为 φ_2 的下边界与上边界, 如图 2 所示。对式(14), 令 $L_z = L_y = 1$, 即得到单元控 RIS 的码矢密集因子表达式。

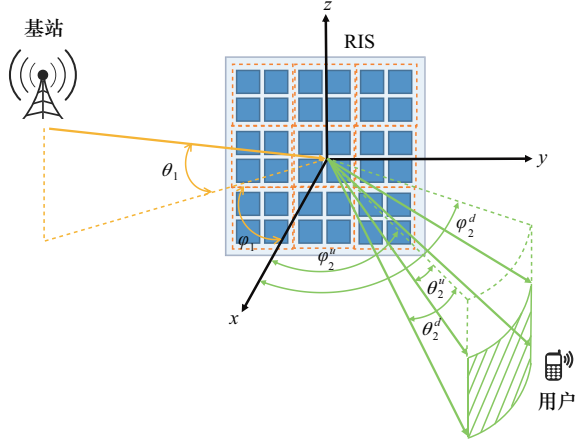


图2 用户覆盖区域(阴影部分)

由于块控 RIS 同一子块内的单元共享同一个反射系数, 因此在为块控 RIS 设计相移码本时, 使用 $Q_z \times Q_y$ 的 UPA 对应的 S-DFT 码本。

2.3 截取 DFT 码本

若截取均匀 DFT 码本中部分波束方向的码本, 缩小波束方向的范围但不提高定位的精度, 就得到了 I-DFT 码本。

对于 $N_v \times N_h$ 的 UPA, 它的 I-DFT 码本可以表示为矩阵 $\mathbf{T}_l \in \mathbb{C}^{2m \times 2n}$, 不妨设 N_v 和 N_h 为偶数, 令码本生成向量 \mathbf{r}_l 和 \mathbf{t}_l 为

$$\begin{cases} \mathbf{r}_l = \left[-\frac{1+2m}{N_v}, \dots, -\frac{1}{N_v}, \frac{1}{N_v}, \frac{1+2m}{N_v} \right] \\ \mathbf{t}_l = \left[-\frac{1+2n}{N_h}, \dots, -\frac{1}{N_h}, \frac{1}{N_h}, \frac{1+2n}{N_h} \right] \end{cases} \quad (16)$$

其中, 码矢数量因子 $m \in \left[0, \frac{N_v-1}{2} \right]$, $n \in \left[0, \frac{N_h-1}{2} \right]$, 可以发现, 码矢间隔即密度固定, 与均匀 DFT 码本相同。当码矢数量因子趋于最大值, 用户覆盖区域趋于全范围, 码矢数量趋于均匀 DFT 码本; 而当码矢数量因子减小, 用户覆盖区域更加集中, 而码矢密度仍保持与均匀 DFT 码本相同, 码矢数量有所减少。令 r_l 和 t_l 分别为取自码矢生成向量 \mathbf{r}_l 和 \mathbf{t}_l 中的元素, 矩阵 \mathbf{T}_l 的第 v 列的向量为

$$\mathbf{t}_{l,v} = [1, e^{jm_l}, \dots, e^{jm_l(N_v-1)}] \otimes [1, e^{jn_l}, \dots, e^{jn_l(N_h-1)}] \quad (17)$$

其中, $v = (\text{index}(r_l) - 1) \times N_h + \text{index}(t_l)$ 。

此外, 对于块控 RIS, 码矢数量因子 m, n 决定于目标区域的边界条件。

$$\begin{cases} m = \left\lfloor \frac{\max(|f[b_1 L_z]|, |f[b_2 L_z]|) \times N_v - 1}{2} \right\rfloor \\ n = \left\lfloor \frac{\max(|f[b_3 L_y]|, |f[b_4 L_y]|) \times N_h - 1}{2} \right\rfloor \end{cases} \quad (18)$$

其中, L_z 和 L_y 分别为 RIS 子块内的行数与列数, $b_1 \sim b_4$ 如式(15)所示。针对式(18), 令 $L_z = L_y = 1$, 即得到单元控 RIS 的码矢数量因子表达式。

对于以上给定 3 种码本的任一种, 在波束训练过程中, 遍历该码本中的所有码矢, 将其应用于 RIS 的相移配置, 最后选择使接收信号强度最大的码矢 $\mathbf{t}_{X,v}^\dagger$ ($X \in \{U, S, I\}$) 用于数据传输阶段。

$$\mathbf{t}_{X,v}^\dagger = \max_{\mathbf{t}_{X,v}} |r| \quad (19)$$

2.4 波束方向图

当单元控 RIS/块控 RIS 的相移矩阵采用所设计码本时, 为了体现码本指向的波束范围, 采用几个边界码本对其发射天线、RIS、接收天线的联合归一化功率辐射方向图进行了仿真。

图 3 为单元控 RIS 的波束方向范围, 共绘制了波束范围内均匀选取的 9 个波束方向。可以看出, 由于单元控 RIS 单元级的调控自由度, 单元控 RIS 的波束方向性很强, 集中在目标范围, 波束范围外的功率几乎为零。

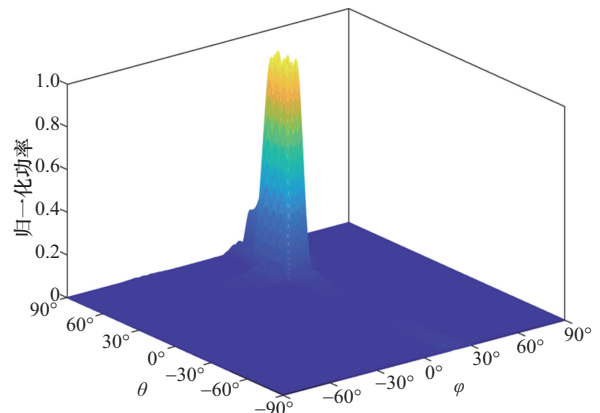
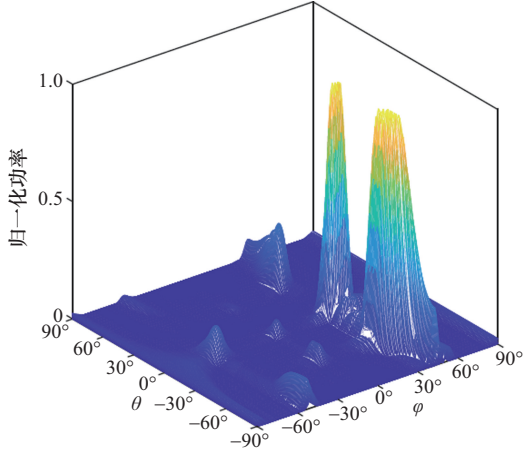
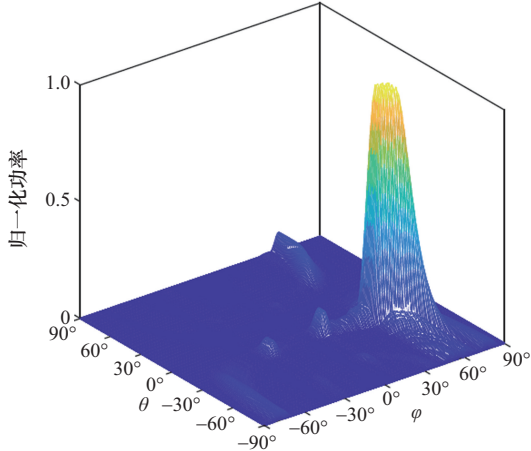


图3 单元控 RIS 的波束方向范围

图4为不同用户覆盖范围对应的码本设计下块控RIS对应的波束方向范围,同样在波束范围内均匀选取了9个波束方向。可以发现,相比于单元控RIS,由于块控RIS子块内单元间固有的相位差,块控RIS对应的波束在一些码本下可能会有旁瓣的存在,且旁瓣会在相当大的程度上分散主瓣的功率。



(a) 边界角度 (θ_2, φ_2) 分别为 $(38.18^\circ, -60.90^\circ)$, $(38.18^\circ, -52.09^\circ)$, $(33.47^\circ, -48.03^\circ)$, $(33.47^\circ, -55.42^\circ)$



(b) 边界角度 (θ_2, φ_2) 分别为 $(57.18^\circ, -18.92^\circ)$, $(57.18^\circ, -26.57^\circ)$, $(50.69^\circ, -16.10^\circ)$, $(50.69^\circ, -22.50^\circ)$

图4 块控RIS波束方向范围

3 性能分析

3.1 频谱效率最大值

定理 1 当采用码本对块控RIS进行相移优化配置时,得到块控RIS辅助的下行通信系统遍历频谱效率最大值为

$$C_s^{\text{ub}} = \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} |B_Y^{\text{ub}}|^2 \right) \quad (20)$$

其中, $Y \in \{\text{DFT}, \text{S-DFT}, \text{I-DFT}\}$ 采用的不同码本,

$|B_Y^{\text{ub}}|^2 = B_0^2 B_1^2$, 块控失配因子 B_0 和码矢失配因子 B_1 的具体表达式为

$$\begin{cases} B_0 = \frac{\sin(L_z p_1) \sin(L_y p_2)}{\sin p_1 \sin p_2} \\ B_1 = \frac{\sin \frac{\pi}{2} \Delta r Q_z \sin \frac{\pi}{2} \Delta t Q_y}{\sin \frac{\pi}{2} \Delta r \sin \frac{\pi}{2} \Delta t} \end{cases} \quad (21)$$

其中, p_1 和 p_2 分别为

$$\begin{cases} p_1 = \frac{\pi}{2} (\sin \theta_2 - \sin \theta_1) \\ p_2 = \frac{\pi}{2} (\sin \varphi_2 \cos \theta_2 - \sin \varphi_1 \cos \theta_1) \end{cases} \quad (22)$$

对于 S-DFT, $\Delta r \in \left[-\frac{a}{Q_z}, \frac{a}{Q_z} \right]$, $\Delta t \in \left[-\frac{b}{Q_y}, \frac{b}{Q_y} \right]$;

对于均匀 DFT 与 I-DFT, $\Delta r \in \left[-\frac{1}{Q_z}, \frac{1}{Q_z} \right]$,

$\Delta t \in \left[-\frac{1}{Q_y}, \frac{1}{Q_y} \right]$ 。

证明 根据式(8), 最大化频谱效率问题, 即 $\max_{\Phi} C$, 等同于

$$\max_{\Phi} |h^H \Phi H f|^2 \quad (23)$$

将信道模型式(1)和式(5)代入式(23), 则式(23)的目标函数可化简为

$$|h^H \Phi H f|^2 = M \left| a_L^H(\theta_2, \varphi_2) a_L(\theta_1, \varphi_1) \sum_q c_q^* b_q e^{j\phi_q} \right|^2 \quad (24)$$

此处, 定义 $B_Y^{\text{ub}} = B_0 B_1$, 其中, 块控失配因子 $B_0 = a_L^H(\theta_2, \varphi_2) a_L(\theta_1, \varphi_1)$, 码矢失配因子 $B_1 = \sum_q c_q^* b_q e^{j\phi_q}$ 。根据RIS子块阵列响应矢量的定义以及等比数列求和公式, 不难得出 B_0 的解析表达式如式(21)所示。根据第2节, 第 q 个块控RIS的码本相移为

$$\phi_q = \pi [r_x(q_z - 1) + t_x(q_y - 1)] \quad (25)$$

其中, r_x 和 t_x 分别为取自码矢生成向量 r_x 和 t_x 中的元素, 下标 $X \in \{U, S, I\}$ 代表不同码本类型, $q = (\text{index}(q_z) - 1) \times Q_x + \text{index}(q_y)$ 。由于 q_z 和 q_y 分别表示第 q 个块控RIS在 z 和 y 方向上的块索引, z_q 和 y_q 分别为第 q 个子块第一个单元在整个阵列的行和列索引, 可得 $z_q = (q_z - 1)L_z + 1$ 及 $y_q = (q_y - 1)L_y + 1$ 。将上述关系代入 B_1 可得

$$B_1 = \sum_{q_z=1}^{Q_z} \sum_{q_y=1}^{Q_y} e^{j\pi[r_X - c](q_z - 1) + [t_X - d](q_y - 1)} \quad (26)$$

其中, c 和 d 分别为

$$\begin{cases} c = f[(\sin \theta_1 - \sin \theta_2)L_z] \\ d = f[(\sin \varphi_1 \cos \theta_1 - \sin \varphi_2 \cos \theta_2)L_y] \end{cases} \quad (27)$$

其中, $f(x) = -1 + \text{mod}(x + 1, 2)$, 因为 $e^{j\pi x}$ 关于 x 是周期为 2 的周期函数, 故采用 $f(x)$ 将 x 转换到 $(-1, 1)$ 的范围。定义 $\Delta r = r_X - c$ 和 $\Delta t = t_X - d$ 为码矢相位失配, 利用等比数列求和公式可得出 B_1 的闭式表达, 如式(21)所示。经过式(19)波束训练选择出来的最优码字, 其对应的码矢相位失配范围将由码字最小相位间隔决定。证毕。

观察定理 1 可以发现, B_0 部分包含了块控的调控自由度损失带来的性能损失, B_1 部分包含码矢的量化误差带来的性能损失, 由于码矢实际上产生于某个特定的用户角度, 从有限的码矢中选取的码矢与实际的用户角度生成的码矢可能存在一定的量化误差。当基站和用户恰好位于 RIS 的镜面反射方向上, 即这 2 个方面的损失都为 0 时, 有 $|B_Y^{\text{ub}}|^2 = L^2 Q^2 = N^2$ 。

3.2 码本类型的影响

为了更深入分析不同码本对系统性能的影响, 本文首先对比分别采用 S-DFT 与 I-DFT 时的系统频谱效率与平均传输速率表达式。对 S-DFT 有 $C_{\text{S-DFT}}^{\text{ub}} = \text{lb}\left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} |B_{\text{S-DFT}}^{\text{ub}}|^2\right)$, 则其平均传输速率为

$$R_{\text{S-DFT}}^{\text{ub}} = \frac{T_c - T_s}{T_c} \text{lb}\left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} |B_{\text{S-DFT}}^{\text{ub}}|^2\right) \quad (28)$$

其中, $T_s = QT_0$, T_0 为一个码字的归一化持续时间; 针对 I-DFT, 有 $C_{\text{I-DFT}}^{\text{ub}} = \text{lb}\left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} |B_{\text{I-DFT}}^{\text{ub}}|^2\right)$, 则其平均传输速率为

$$R_{\text{I-DFT}}^{\text{ub}} = \frac{T_c - T_l}{T_c} \text{lb}\left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} |B_{\text{I-DFT}}^{\text{ub}}|^2\right) \quad (29)$$

其中, $T_l = \delta QT_0$, δQ 表示 I-DFT 码本的码矢数量, δ 为

$$\delta = \frac{2\left(\left\lceil \frac{aQ_z}{2} \right\rceil + 1\right) \times 2\left(\left\lceil \frac{bQ_y}{2} \right\rceil + 1\right)}{Q} \approx ab \quad (30)$$

3.2.1 码本类型的影响

当码矢量量化误差最小, 即 $\Delta r = \Delta t = 0$ 时, 意味着此时所选取码矢的对准方向为实际的用户方向, 此时 $|B_{\text{S-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{max}}^2 = |B_{\text{I-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{max}}^2 = B_0^2 Q^2$, 频谱效率最大值 $C_{\text{S-DFT}}^{\text{max}} = C_{\text{I-DFT}}^{\text{max}} = \text{lb}\left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 Q^2\right)$, 平均传输速率最大值 $R_{\text{S-DFT}}^{\text{max}} \leq R_{\text{I-DFT}}^{\text{max}}$ 。

当码矢量量化误差最大, 即为码矢间隔的 $\frac{1}{2}$ 时, 波束训练得到的频谱效率最小。对于 S-DFT, 当 $\Delta r = \pm \frac{a}{Q_z}$, $\Delta t = \pm \frac{b}{Q_y}$ 时, 有

$$|B_{\text{S-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{min}}^2 = B_0^2 \left| \frac{\sin \frac{a\pi}{2} \sin \frac{b\pi}{2}}{\sin \frac{a\pi}{2Q_z} \sin \frac{b\pi}{2Q_y}} \right|^2 \quad (31)$$

对于 I-DFT, 当 $\Delta r = \pm \frac{1}{Q_z}$, $\Delta t = \pm \frac{1}{Q_y}$ 时, 有

$$|B_{\text{I-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{min}}^2 = B_0^2 \left| \frac{\sin \frac{\pi}{2} \sin \frac{\pi}{2}}{\sin \frac{\pi}{2Q_z} \sin \frac{\pi}{2Q_y}} \right|^2 \quad (32)$$

易证得在取值范围内 a, b 取值越大, $|B_{\text{S-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{min}}^2$ 越小, 因此 $|B_{\text{S-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{min}}^2 > |B_{\text{I-DFT}}^{\text{sub}}|_{\text{min}}^2$, 即 $C_{\text{S-DFT}}^{\text{min}} > C_{\text{I-DFT}}^{\text{min}}$ 。

3.2.2 平均传输速率分析

为了保证用户覆盖范围内所有用户的通信性能都得到更大的提升, 本文分析了不同码本的码矢量量化误差最大时的情况。

定义函数 $f_x(a)$ 与 $f_y(b)$ 为

$$\begin{cases} f_z(a) = \left| \frac{\sin \frac{a\pi}{2}}{\sin \frac{a\pi}{2Q_z}} \right|^2 \\ f_y(b) = \left| \frac{\sin \frac{b\pi}{2}}{\sin \frac{b\pi}{2Q_y}} \right|^2 \end{cases} \quad (33)$$

显然函数 $f_z(a)$ 与 $f_y(b)$ 在其自变量范围内是单调递减函数, 根据式(28)和式(31)可得, S-DFT 码

本对应的系统平均传输速率为

$$R_{S-DFT}^{ub} = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(b) \right) \quad (34)$$

根据式(29)和式(32)可得, I-DFT码本对应的系统平均传输速率为

$$R_{I-DFT}^{ub} = \frac{T_c - \delta QT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(1) f_y(1) \right) \approx \frac{T_c - abQT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(1) f_y(1) \right) \quad (35)$$

为了比较不同环境下 S-DFT 码本与 I-DFT 码本对应的系统平均传输速率的性能表现, 本文定义以码矢密集因子 $a, b \in (0, 1)$ 为自变量的码本性能比较函数 $h(a, b) = R_{S-DFT}^{ub} - R_{I-DFT}^{ub}$, 并观察其随 a 和 b 变化趋势。由式(34)和式(35)可得, 码本性能比较函数为

$$h(a, b) = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(b) \right) - \frac{T_c - abQT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(1) f_y(1) \right) \quad (36)$$

观察式(36), 其中, 第一项的左因式 $\frac{T_c - QT_0}{T_c}$ 小于第二项的左因式 $\frac{T_c - abQT_0}{T_c}$, 而第一项的右因式 $\text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(b) \right)$ 大于第二项的右因式 $\text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(1) f_y(1) \right)$, 因此码本性能比较函数的正负性有待进一步讨论。

当 $a = b \rightarrow 1$ 时, S-DFT 码本与 I-DFT 码本的码矢间隔相等, 即最大码矢量化误差相等, 且用户覆盖范围为全部角度范围, S-DFT 码本与 I-DFT 码本的码矢数量相等, 故有 $R_{S-DFT}^{ub} = R_{I-DFT}^{ub}$, 码本性能比较函数 $h(1, 1) = 0$; 当 $a = b \rightarrow 0$ 时, 此时用户覆盖范围趋于 0, 实际上是令 RIS 镜面反射, 码本性能比较函数计算为

$$h(0, 0) = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 Q^2 \right) - \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 \left| \csc \frac{\pi}{2Q_z} \csc \frac{\pi}{2Q_y} \right|^2 \right) \quad (37)$$

进一步取决于 RIS 的子块数目与信道环境包括

信道相干时间、基站-RIS-用户间角度参数等。

在更一般的情况下, 因为码矢密集因子 a, b 是具有对称性质的参数, 为便于分析, 令 a 为固定参数, 则码本性能比较函数 $h(a, b)$ 退化为 $h_b(b)$ 。为观察码本性能比较函数随自变量 b 变化而变化的趋势, 对其求导得

$$h'_b(b) = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \frac{\frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f'_y(b)}{\ln 2 \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(b) \right)} + \frac{aQT_0}{T_c} \text{lb} \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(1) f_y(1) \right) \quad (38)$$

显然, $h'_b(b)$ 的第二项为大于 0 的常量, 而第一项小于 0 为 b 的因变量。令其第一项为

$$k(b) = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \frac{\frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f'_y(b)}{\ln 2 \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(b) \right)} \quad (39)$$

当 $b = 0$ 时, 有

$$k(0) = \frac{T_c - QT_0}{T_c} \frac{\frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f'_y(0)}{\ln 2 \left(1 + \frac{P\eta M}{\sigma_w^2} B_0^2 f_z(a) f_y(0) \right)} = 0 \quad (40)$$

故 $h'_b(0) > 0$ 。易证得当 $b \in [0, 1]$, 有 $k'(b) < 0$, 故 $h'_b(b)$ 在 $b \in [0, 1]$ 时随 b 的增大而减小。

若在 $h'_b(1) > 0$, 则有 $h'_b(b) > 0$ 恒成立, 即 $h_b(b)$ 恒增, 又因为 $h(1) = 0$, 如图 5(a) 所示, 在任意用户覆盖范围内, S-DFT 码本在平均传输速率方面的性能表现恒劣于 I-DFT 码本。若 $h'_b(1) < 0$, 则 $h_b(b)$ 先增后减, 当 $h_b(0) < 0$, 如图 5(b) 所示, 随 b 的增长, S-DFT 码本在平均传输速率方面的性能表现先优于 I-DFT 码本, 后劣于 I-DFT 码本; 当 $h_b(0) > 0$, 如图 5(c) 所示, S-DFT 码本在平均传输速率方面的性能表现恒优于 I-DFT 码本。

综上所述, 不同参数对应的不同环境下 S-DFT 码本与 I-DFT 码本的性能优劣有所不同, 应根据信道环境合理取舍码矢数量与码矢密度。不考虑固定信道参数, 上述分析中所涉及函数主要由块控 RIS 子块数目 Q 和信道相干时间与一次波束训练时间的比值 $\frac{T_c}{T_0}$ 决定。

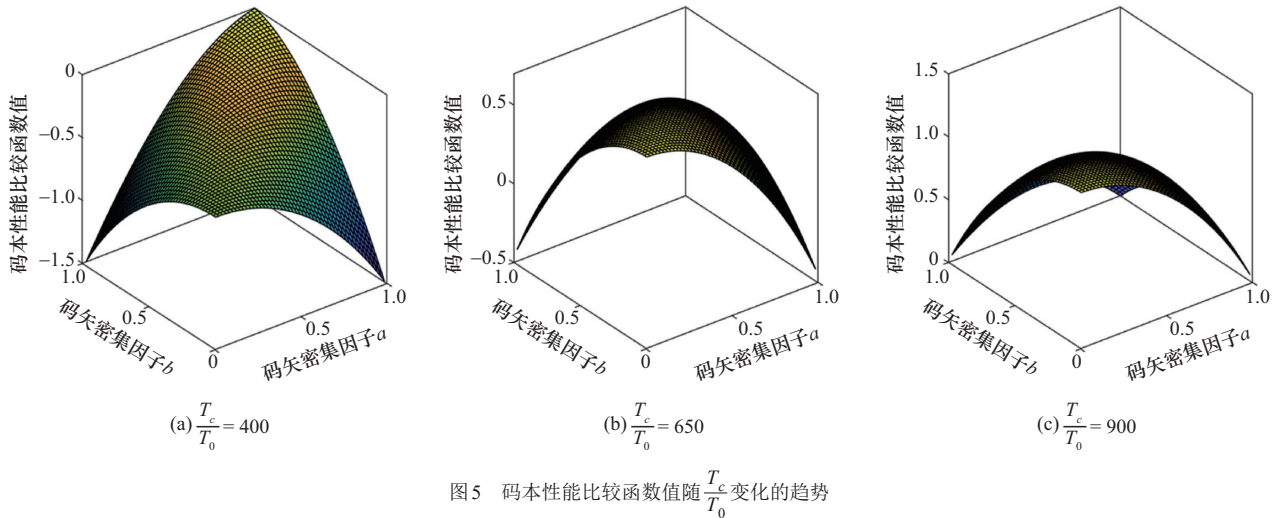


图5 码本性能比较函数值随 $\frac{T_c}{T_0}$ 变化的趋势

当信道相干时间与一次波束训练时间的比值较小或块控RIS的子块数目较大,因为S-DFT码本与I-DFT码本所需的波束训练时间占信道相干时间比值较大,并且较大的子块数目对应的块控RIS带来的性能损失较小,I-DFT码本对波束训练时间的减少带来的系统平均传输速率的提升超过了S-DFT码本更高的波束对准精度带来的系统平均传输速率的提升,因此I-DFT码本的性能比S-DFT码本优;而在信道相干时间与一次波束训练时间的比值较大或块控RIS的子块数目较小时,则正相反,S-DFT码本更高的波束对准精度带来的系统平均传输速率的提升超过了I-DFT码本对波束训练时间的减少带来的系统平均传输速率的提升,S-DFT码本的性能比I-DFT码本优。此外,当信道相干时间与一次波束训练时间的比值与块控RIS的子块数目适中,码本性能比较函数进一步取决于用户覆盖范围,当用户覆盖范围较小,I-DFT码本较大的码矢量量化损失带来的系统平均传输速率下降超过了其减少的波束训练时间能带来的系统平均传输速率提升,导致S-DFT码本性能优于I-DFT码本,而当用户覆盖范围较大,S-DFT相比于I-DFT码本的码矢精度优势大大下降,不足以抵消I-DFT码本减少波束训练时间的优势,导致I-DFT码本性能优于S-DFT码本。

4 仿真分析

本节评估块控RIS辅助毫米波通信系统平均传输速率随RIS单元数、子块数以及覆盖范围变化的趋势,并比较不同训练码本的性能差异。假设基站与RIS位置固定,通过调整RIS的摆放角度,使得用户分布区域的中心处于RIS的镜面反射方向。为评估非

视距分量对本文方案的影响,仿真中使用莱斯信道,假设信道除了LoS分量外,还存在呈瑞利分布的NLoS分量。以RIS至用户信道为例,考虑了非视距分量以后,式(5)可表示为 $\mathbf{h} = \sqrt{\frac{K_2}{K_2 + 1}} \mathbf{c} \otimes \mathbf{a}_L(\theta_2, \varphi_2) + \sqrt{\frac{1}{K_2 + 1}} \mathbf{h}_{\text{NLoS}}$,其中NLoS分量 \mathbf{h}_{NLoS} 的元素服从均值为0,方差为1的复高斯分布。如无特殊说明,默认仿真参数设置如表1所示。为验证本文方案应用于无线通信的有效性,首先以单元控RIS为基准方案,采用S-DFT码本设计对块控RIS低开销波束训练进行仿真,所呈现的仿真结果为5000次蒙特卡罗仿真的平均值,每一次蒙特卡罗仿真对应了用户移动性带来的不同信道状态。

表1 仿真参数

参数	仿真设置
系统工作频率/GHz	28
接收信噪比/dB	$\frac{P\eta}{\sigma_w^2} = 10$
基站天线数	$M = 64$
基站到RIS的离开角	$\varpi = 0$
基站到RIS的到达角	$\varphi_1 = 0, \theta_1 = 30^\circ$
基站到RIS的距离/m	100
用户相对RIS镜面反射点处的俯仰角范围	60°
用户相对RIS镜面反射点处的方位角范围	60°
用户分布范围中心到RIS的距离/m	50
基站至RIS信道的莱斯因子	$K_1 = 10$
RIS至用户信道的莱斯因子	$K_2 = 10$

图 6 为不同单元数量下单元控 RIS 与块控 RIS 的性能, 其中, 块控 RIS 子块大小固定为 4×4 。对于单元控 RIS, 当反射单元数较小时, 波束训练所需的时间资源较少, 随着反射单元数的增大, 频谱效率有所增加, 带来平均传输速率的提升。当反射单元数进一步增加时, 波束训练将占据信道相干时间内的大部分时间资源, 使得用于数据传输的时间缩短, 抵消了反射单元数增加带来的更大的频谱效率, 使得平均传输速率有减小的趋势。而对于块控 RIS, 得益于其波束训练所需时间资源少的优势, 在所仿真的单元数内, 平均传输速率呈持续增加的趋势。此外, 随着反射单元数的增加, 相比起单元控 RIS, 块控 RIS 降低波束训练时间的优势抵消了其调控自由度损失带来的频谱效率损失, 使得块控 RIS 辅助无线系统的平均传输速率性能大于单元控 RIS, 表明在大规模部署时, 本文方案具有明显的应用优势。

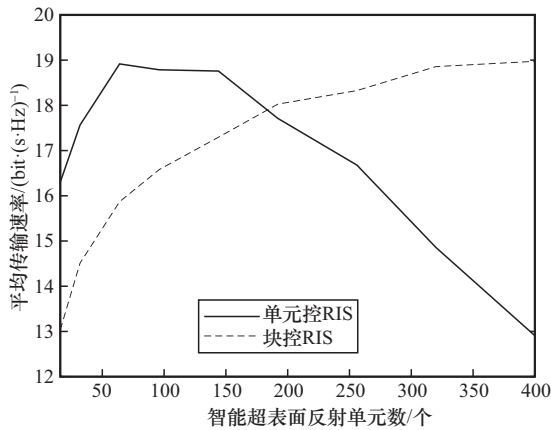


图 6 不同单元数量下单元控 RIS 与块控 RIS 的性能

为了研究子块划分和训练开销占比 $\frac{T_0}{T_c}$ 对系统平均传输速率性能的影响, 在采用 S-DFT 码本进行 RIS 波束训练时, 固定 RIS 反射单元数为 $N = 256$, 保持用户覆盖范围不变, 改变子块单元数 Q 和训练开销占比进行仿真。此时, 对于单元控 RIS 和块控 RIS, 训练开销占比分别为 $\frac{N}{T_c}$ 和 $\frac{Q}{T_c}$ 。

不同子块数对系统平均传输速率性能的影响如图 7 所示, 其中, 基站天线数 $M = 16$, 用户相对于 RIS 镜面反射点处的俯仰角与方位角范围均为 30° 。在信道相干时间趋于无穷, 即训练开销占比趋于零的理想情况下, 块控 RIS 训练方案所节省的训练开

销有限, 而子块数越少带来的频谱效率损失越显著, 导致其有效传输速率总是小于或等于单元控 RIS 方案。而在实际高速移动场景中, 当信道相干时间与波束训练时间在同一数量级 (如 $T_c = 800$), 块控 RIS 训练方案能够大大提高平均传输时间资源, 因此总能获得比单元控 RIS 方案更高的平均传输速率。在该场景中, 当子块数为 64 时, 块控 RIS 训练方案所提升的有效传输时间资源与所导致的频谱效率损失达到了一个较好的折中, 取得了高于单元控 RIS 方案 29% 的平均传输速率提升。在更一般场景中, 块控 RIS 与单元控 RIS 的有效传输速率性能则无绝对的孰优孰劣。例如, 当 $T_c = 800$ 时, 若子块数更多, 频率效率损失小于平均传输资源提升, 则块控 RIS 方案的性能优于单元控 RIS, 反之亦然。考虑到单元控 RIS 作为块控 RIS 的一种特例, 即子块数等于单元数, 块控 RIS 方案通过适当的子阵划分, 能够取得不低于单元控 RIS 的性能。在实际应用场景中, 应根据环境参数 (如信道相干时间、覆盖范围、阵列尺寸等) 合理选取子块数量, 方能在训练开销与频谱效率之间取得折中, 使平均传输速率最大。

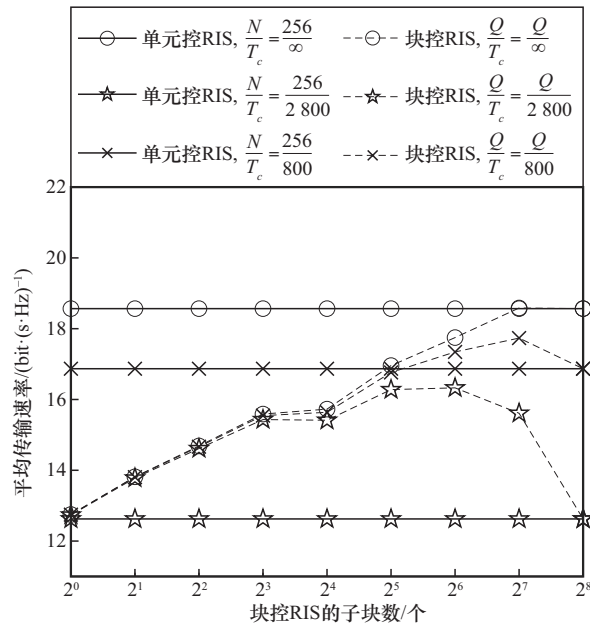


图 7 不同子块数对系统平均传输速率性能的影响

用户覆盖范围是码本设计中的重要参数, 也是选取码本类型的重要考虑因素, 为了研究其对系统平均传输速率的影响, 保持 RIS 总反射单元数不变, 采用 S-DFT 码本设计改变用户覆盖范围对块控

RIS 低开销波束训练进行仿真。

用户覆盖范围对系统平均传输速率性能的影响如图 8 所示。可以看出,对于 S-DFT 码本,覆盖范围的增加会使其码矢精度下降,导致平均传输速率的降低,符合理论分析结果。此外,用户覆盖范围与子块划分之间也存在权衡关系,当用户覆盖范围较小时,码本设计机制使得码矢量化误差受到天然限制,此时应选取使子块数更少的划分来降低波束训练占用的时间资源,而当用户覆盖范围较大时,则需要足够大的子块数目来提高码矢精度保证系统频谱效率的要求,进一步提升系统平均传输速率。

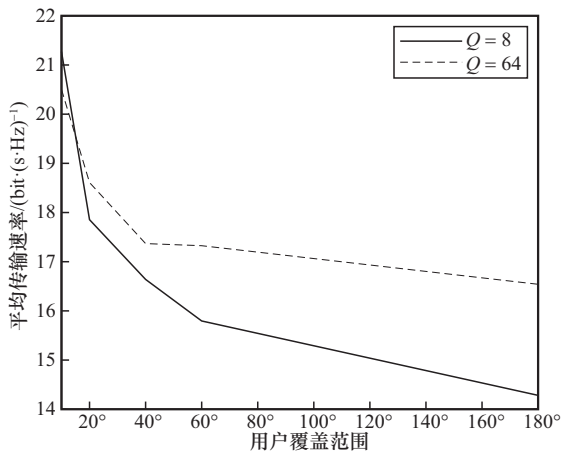


图 8 用户覆盖范围对系统平均传输速率性能的影响

为了比较 S-DFT 码本与 I-DFT 码本设计的性能优劣,分别改变了信道环境参数与子块划分对第 3 节中提到的码本性能比较函数进行了仿真。首先固定总反射单元数为 256,子块数为 64,改变

信道相干时间与一次波束训练时间的比值 $\frac{T_c}{T_0}$ 分别为 400、650 和 900,绘制出码本性能比较函数随子阵数 Q 变化的趋势如图 9 所示,其中 x 轴和 y 轴分别是码矢密集因子 a 和 b 。接着,固定 $\frac{T_c}{T_0}$ 为 400,总反射单元数为 256,分别改变子块数为 64、32 和 4,得到码本性能比较函数。可以看出,随着 $\frac{T_c}{T_0}$ 的增加或 Q 的减少, I-DFT 码本减少波束训练时间的优势越来越不明显,导致其性能逐渐落后于 S-DFT 码本;在用户覆盖范围方面,如图 5(b)和图 9(b)所示, a 、 b 越小,即用户范围越小, S-DFT 码本码矢精度更高的应用中应根据信道参数与 RIS 块控精度的不同来选取不同的码本设计。

5 结束语

本文针对大规模 RIS 辅助毫米波通信系统的 CSI 获取开销大、反射相移优化复杂度高等问题,首先介绍了低成本低复杂度的块控 RIS 方案,建立了块控 RIS 辅助无线通信的系统模型和信道模型,以平均传输速率为性能指标研究了波束训练方案。据此提出了 2 种基于块控 RIS 的低开销波束训练码本设计方法,能够在覆盖范围与波束指向精度间进行权衡。接着分析了码本类型和尺寸分别对信道训练开销和频谱效率的影响,提出了不同场景中使平均传输速率更高的码本设计选择。仿真验证了所提方案及对应的码本设计方法应用于波束训练对性能的提升作用。

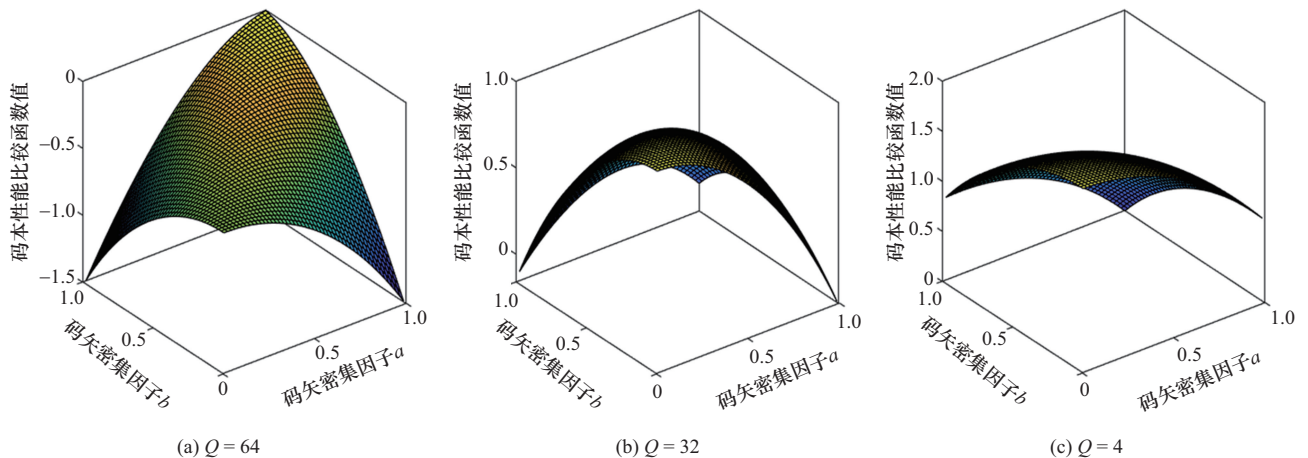


图 9 码本性能比较函数值随子阵数 Q 变化的趋势

参考文献:

- [1] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZANO A, et al. Five disruptive technology directions for 5G[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 74-80.
- [2] 梁竞程, 陈伟聪, 程强, 等. 基于信息超表面的无线通信(特邀)[J]. 红外与激光工程, 2022, 51(1): 324-339.
LIANG J C, CHEN W C, CHENG Q, et al. Wireless communications based on information metasurfaces(invited)[J]. Infrared and Laser Engineering, 2022, 51(1): 324-339.
- [3] CHEN W C, WEN C K, LI X, et al. Channel customization for limited feedback in RIS-assisted FDD systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(7): 4505-4519.
- [4] KAYRAKLIK S, YILDIRIM I, GEVEZ Y, et al. Indoor coverage enhancement for RIS-assisted communication systems: practical measurements and efficient grouping[C]//Proceedings of the ICC 2023 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2023: 485-490.
- [5] SANG J, YUAN Y F, TANG W K, et al. Coverage enhancement by deploying RIS in 5G commercial mobile networks: field trials[J]. IEEE Wireless Communications, 2024, 31(1): 172-180.
- [6] BARIAH L, MUHAIDAT S, SOFOTASIOS P C, et al. Large intelligent surface-assisted nonorthogonal multiple access for 6G networks: performance analysis[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 8(7): 5129-5140.
- [7] 滕晓坤, 孟声国, 陈伟聪, 等. 智能超表面毫米波覆盖增强波束设计与测量[J]. 西安电子科技大学学报, 2024, 51(5): 189-200.
TENG X K, MENG S G, CHEN W C, et al. Design and measurement of reconfigurable intelligent surface-aided millimeter-wave coverage enhancement with wide beam[J]. Journal of Xidian University, 2024, 51(5): 189-200.
- [8] NADEEM Q U A, KAMMOUN A, CHAABAN A, et al. Asymptotic max-Min SINR analysis of reconfigurable intelligent surface assisted MISO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(12): 7748-7764.
- [9] BJORNSON E, OZDOGAN O, LARSSON E G. Reconfigurable intelligent surfaces: three myths and two critical questions[J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58(12): 90-96.
- [10] 李双志, 杨睿棋, 郭新, 等. 低导频开销RIS辅助毫米波MIMO系统参数化信道估计方案[J]. 通信学报, 2024, 45(9): 82-91.
LI S Z, YANG R Q, GUO X, et al. Low pilot overhead parametric channel estimation scheme for RIS-assisted mmWave MIMO systems[J]. Journal on Communications, 2024, 45(9): 82-91.
- [11] YANG X Y, CHEN W C, LI X, et al. Performance evaluation for subarray-based reconfigurable intelligent surface-aided wireless communication systems[C]//Proceedings of the 2023 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2023: 2027-2032.
- [12] CHEN W C, YANG X Y, WEN C K, et al. Rotatable block-controlled RIS: bridging the performance gap to element-controlled systems[J]. IEEE Communications Letters, 2025, 29(1): 185-189.
- [13] YANG Y F, ZHENG B X, ZHANG S W, et al. Intelligent reflecting surface meets OFDM: protocol design and rate maximization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(7): 4522-4535.
- [14] ZHENG B X, ZHANG R. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: channel estimation and reflection optimization[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(4): 518-522.
- [15] ZHOU L, DAI J S, XU W C, et al. Sparse channel estimation for intelligent reflecting surface assisted massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Green Communications and Networking, 2022, 6(1): 208-220.
- [16] DAI H, SHEN W Q, DING L, et al. Subarray partition algorithms for RIS-aided MIMO communications[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(17): 16196-16208.
- [17] WANG X Q, ZHENG R, DU F, et al. Joint beamforming and reflecting elements optimization for segmented RIS assisted multi-user wireless networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(3): 3820-3831.

[作者简介]



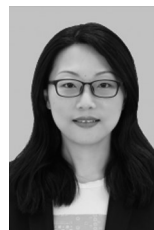
陈伟聪 (1993-), 男, 福建泉州人, 博士, 东南大学助理研究员, 主要研究方向为智能超表面无线通信、毫米波通信、无线信道估计与反馈技术等。



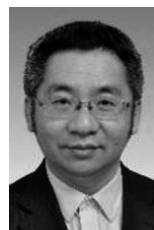
杨心怡 (2001-), 女, 安徽安庆人, 东南大学硕士生, 主要研究方向为智能超表面无线通信等。



唐万恺 (1988-), 男, 江苏淮安人, 博士, 东南大学副教授、博士生导师, 主要研究方向为智能超表面无线通信、原型实现测量验证等。



李潇 (1982-), 女, 安徽蚌埠人, 博士, 东南大学青年首席教授、博士生导师, 主要研究方向为大规模MIMO、智能超表面辅助通信、智能通信等。



金石 (1974-), 男, 安徽黄山人, 博士, 东南大学首席教授、博士生导师, 主要研究方向为5G/6G移动通信理论与关键技术、物联网理论与关键技术和机器学习与大数据处理在移动通信中的应用等。