

基于蜂窝覆盖的超大规模 MIMO 系统近场码本设计

梁彦, 李宝龙, 李飞

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 在 6G 超大规模 MIMO 系统中, 基站与用户间的传输范围属于近场区域, 传统的远场信道估计码本将不再适用。为解决此问题, 提出了基于蜂窝覆盖的近场码本设计方案。首先, 该方案对近场的角度、距离域进行变换, 并证明了码字在变换域的覆盖范围近似为椭圆。然后, 将变换域中的椭圆压缩为圆, 利用正六边形分布对近场的变换域进行蜂窝覆盖。最后, 调整蜂窝的中心位置并映射回原始域, 得到角度、距离采样点, 并以此生成码本。仿真结果表明, 在相同码本维度下, 所提码本较现有的近场码本具有更高的信道估计精度。

关键词: 信道估计; 大规模 MIMO; 近场; 码本设计; 压缩感知

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2025083

Near-field codebook design for extremely large-scale MIMO systems based on cellular coverage

LIANG Yan, LI Baolong, LI Fei

School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: In the 6G extremely large-scale MIMO systems, the transmission range between base stations and users falls within the near-field region, traditional far-field channel estimation codebooks would no longer be applicable. To address this issue, a near-field codebook design scheme based on cellular coverage was proposed. Firstly, the scheme transformed the near-field angular and distance domain, demonstrated that the coverage area of codeword in this transformed domain approximated an ellipse. Then, the ellipse in the transformed domain was compressed into a circle, and the near-field domain, after being transformed, was covered with a honeycomb pattern using a regular hexagon distribution. Finally, the center positions of the honeycombs were adjusted and mapped back to the original domain to obtain suitable angle and distance sampling points, and accordingly, the codebook was generated. The simulation results indicate that the codebook designed achieves higher channel estimation accuracy compared to existing near-field codebooks under the same codebook dimension.

Keywords: channel estimation, massive MIMO, near-field, codebook design, compressive sensing

0 引言

为满足日益增长的通信容量需求, 6G 网络的通信频率和天线数量都呈现出迅速增长的趋势^[1]。随着天线数量的进一步增加, 大规模多输入多输出 (MIMO, multiple-input-multiple-output) 将转变为超大规模 MIMO (XL-MIMO, extremely large-

scale multiple-input-multiple-output), 并将频谱效率提升至近 10 倍^[2]。同时, 为了利用更加丰富的频谱资源, XL-MIMO 的工作频率提升到毫米波或太赫兹频段^[3]。毫米波以及太赫兹波段的高频特性缩小了天线间距, 更加有利于在 XL-MIMO 系统部署大量天线。因此, 高频段 XL-MIMO 系统被认为是未

收稿日期: 2025-01-17; 修回日期: 2025-04-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62271265)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.62271265)

来 6G 通信的关键技术^[4]。

为了充分实现 XL-MIMO 的性能优势, 获取准确的信道状态信息至关重要^[5]。由于 XL-MIMO 系统天线数量巨大, 信道估计需要大量的导频开销。为了减少导频开销, 大规模 MIMO 毫米波系统利用了信道的角度域稀疏特性。大规模 MIMO 阵列孔径不大, 远场传输占主导地位。多径信道可看作多个平面波叠加, 信道中每个平面波对应一个到达角 (AOA, angle of arrival), 同时路径数很少, 可以利用傅立叶码本稀疏模型来表示信道, 并通过压缩感知 (CS, compressive sensing) 方法估计信道^[6-9]。例如, 基于角度域的傅立叶码本的正交匹配追踪 (OMP, orthogonal matching pursuit) 算法被用于大规模 MIMO 系统^[6]与可重构智能表面 (RIS, reconfigurable intelligent surface) 辅助的毫米波系统^[7-9]的稀疏信道表示与估计中。

然而上述角度域稀疏特性在 XL-MIMO 系统中并不适用, 这是因为随着天线阵列孔径的增大, XL-MIMO 系统的瑞利距离将大于传输距离, 即散射体和用户位于近场区域。近场区域指发射机和接收机之间的传输距离大于菲涅尔距离且小于瑞利距离, 其中瑞利距离与天线阵列孔径的平方成正比^[10]。在近场区域内, 传统远场传输的平面波假设不再成立, 需要考虑球面波对信号的相位差对信道建模的影响^[11]。多径近场信道模型转变为多个球面波的叠加^[12], 虽然信道路径数仍然较少, 但是信道在角度域不再稀疏, 这是因为确定一个球面波需要角度和距离 2 个元素, 导致近场信道在角度域存在严重的能量扩散^[13]。为了估计近场信道, 需要寻找近场信道的空间稀疏性。为了解决这一问题, 近场信道的极坐标域表示被提出, 研究表明近场信道在极坐标域具有稀疏性^[13]。因此, 利用压缩感知算法对信道进行估计时需要设计一个近场码本。在近场码本设计方面, 首先出现了一种角度和距离都均匀划分的简单近场码本^[14]。然而对距离进行均匀采样会影响信道估计的精度, 一种角度均匀采样、距离非均匀采样的近场码本被提出^[13]。相较于距离均匀采样的码本, 距离非均匀采样码本在不同距离上具有更稳定的信道估计精度。随后, 距离非均匀采样码本被用于各种信道估计算法之中, 如混合视距 (LOS, line of sight) 和非视距 (NLOS, non line of sight) 的近场 XL-MIMO 系统

的信道估计^[15]、混合远场近场模型的信道估计^[16]、RIS 辅助的太赫兹系统的信道估计^[17]。然而近场码本中角度采样与距离采样是独立设计的^[13], 且采样方式在近场变换域可看作方形网格覆盖整个近场变换域, 其采样点到网格的四边与对角的距离差距过大, 从而导致在网格顶点处存在覆盖空隙。随着对近场的进一步研究, 基于角度偏移效应的距离采样间隔方法在一定程度上填补了以往码本覆盖空隙^[18], 但仍然存在未能联合设计角度和距离量, 不能得到最佳的角度距离采样方式的问题。

迄今为止, 如何联合角度和距离进行采样, 并通过改善码本的覆盖方式构建高效的近场码本仍然是一个极具挑战性的问题。本文对近场码本的设计问题进行了研究, 提出了一种对角度和距离进行整体采样的近场蜂窝覆盖码本设计方案。首先, 研究了码字在变换域的覆盖范围与近场内位置的相关性, 发现该相关性只与近场区域变换域中的横纵坐标差有关, 并证明了码字在变换域中的覆盖范围可近似为一个椭圆。然后, 对变换域进行压缩, 将椭圆变换为圆, 并利用正六边形分布在空间中的高覆盖率, 将圆近似为正六边形, 对变换的近场区域进行蜂窝覆盖。最后, 得到角度与距离的采样方式和码本设计结果。该码本能够在相同的码本采样维度下, 获得更准确的信道估计结果。

1 系统模型

系统模型如图 1 所示, 本文考虑一个多用户 XL-MIMO 通信系统。基站配备了 N_{RF} 个射频链和 N 根天线的均匀线性阵列 (ULA, uniform linear array), 其中 $N_{\text{RF}} \ll N$ 。相邻天线间距为 $d = \frac{\lambda}{2}$, λ 为载波波长。用户配备单天线, 对于上行信道估计, 假设不同用户发送相互正交的导频序列, 每个用户的信道估计是相互独立的。

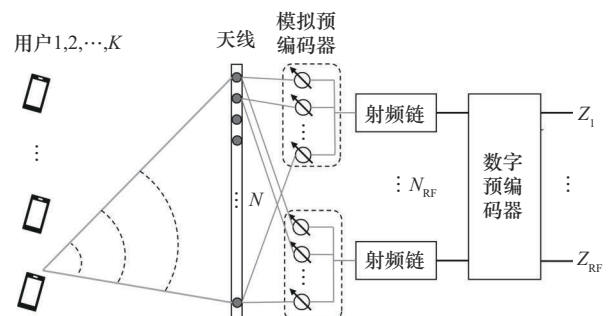


图 1 系统模型

设某一用户在时隙 p 向基站发送导频 s_p , 则基站的接收信号 $\mathbf{y}_p \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times 1}$ 可表示为

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{W}_p \mathbf{h} s_p + \mathbf{W}_p \mathbf{n}_p \quad (1)$$

其中, \mathbf{h} 为该用户到基站的信道, $\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N}$ 为基站端的组合矩阵, 满足恒模约束 $|\mathbf{W}_p(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{N}}$, $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ 分布的复高斯噪声, $p = 1, 2, \dots, P$, P 为导频数量。因此, 整体接收到的导频序列为 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_P^T]^T$ 。令 $s_p = 1$, 则基站接收到的整体信号可表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W} \mathbf{h} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1^T, \mathbf{W}_2^T, \dots, \mathbf{W}_P^T]^T$ 表示整体组合矩阵, $\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^T, \mathbf{n}_2^T, \dots, \mathbf{n}_P^T]^T$ 表示整体噪声。

在无线通信中, 电磁波的传输区域分为远场和近场。近场区域指发射机和接收机之间的传输距离

大于菲涅尔距离 $R_{\text{Near}} = 0.5 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ 且小于瑞利距离 $R_{\text{Far}} = \frac{2D^2}{\lambda}$ [18], 其中 $D = (N-1)d$ 为天线阵列孔径。

为了表示方便, 建立一个如图 2 所示的笛卡儿坐标系近场信道模型。假设 ULA 位于 y 轴上, 坐标系原点位于 ULA 的中心天线处, 则天线 n 的坐标为 $(0, m_n d)$, 其中, $m_n = -\frac{N-1}{2} + (n-1)$, $n = 1, 2, \dots, N$ 。用户或散射体位于 $(r_l \cos \theta_l, r_l \sin \theta_l)$ 处, 其中, $l = 1, 2, \dots, L$, L 表示用户到天线之间的路径数, $r_l \in [r_{\min}, r_{\max}]$ 表示第 l 条路径中的用户或散射体到坐标系原点的距离, θ_l 表示用户或散射点到原点的线段与水平方向的夹角, r_{\min} 、 r_{\max} 表示近场区域内 r_l 上下边界, 且满足 $R_{\text{Near}} \leq r_{\min} < r_{\max} \leq R_{\text{Far}}$ 。

近场信道模型可表示为 [13]

$$\mathbf{h} = \sqrt{\frac{N}{L}} \sum_{l=1}^L g_l e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r_l} \mathbf{b}(\theta_l, r_l) \quad (3)$$

其中, 阵列响应 $\mathbf{b}(\theta_l, r_l)$ 可表示为

$$\mathbf{b}(\theta_l, r_l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_l^1 - r_l)}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_l^2 - r_l)}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(r_l^N - r_l)} \right]^T \quad (4)$$

其中, g_l 、 θ_l 、 r_l 分别表示第 l 条路径的路径增益、到达角和距离, r_l^n 表示用户或散射体到天线 n 的距

离, 可写为

$$r_l^n = \sqrt{r_l^2 + m_n^2 d^2 - 2r_l m_n d \sin \theta_l} \quad (5)$$

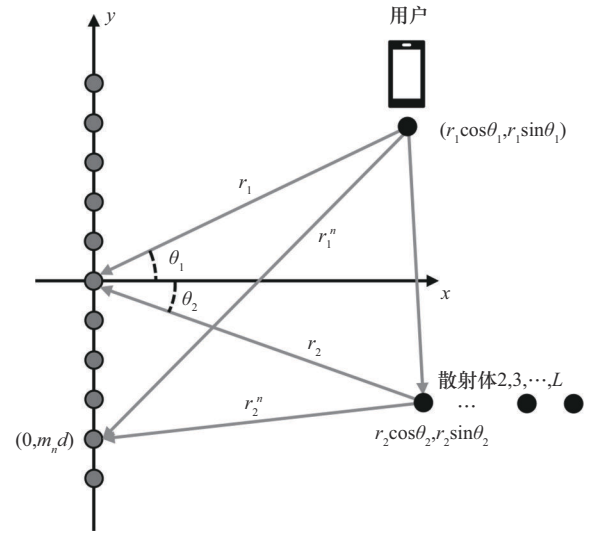


图 2 近场信道模型

当 $r_l > R_{\text{Near}}$ 时, 菲涅耳近似 $\sqrt{1-x} \approx 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2$ 较为精确 [10], 利用菲涅耳近似将式(5)近似表示为

$$r_l^n \approx r_l - m_n d \sin \theta_l + \frac{m_n^2 d^2}{2} \frac{1 - \sin^2 \theta_l}{r_l} \quad (6)$$

从而得到

$$\Delta r_l^n = r_l^n - r_l \approx -m_n d \sin \theta_l + \frac{m_n^2 d^2}{2} \frac{1 - \sin^2 \theta_l}{r_l} \quad (7)$$

在远场情况下, 由于用户或散射体到基站的距离较远, r_l 很大, 可以忽略式(7)中的第 2 项, 将电磁波看作平面波。但当用户或散射体位于近场时, 电磁波为球面波, 需要同时考虑天线接收信号的入射角 θ_l 和用户或散射体到基站的距离 r_l 。

由于 $PN_{\text{RF}} < N$, 通过少量导频恢复信道时需要利用近场信道的极坐标域表示, 近场信道可以用有限近场阵列响应 $\mathbf{b}(\theta, r)$ 的加权和表示 [13], 即

$$\mathbf{h} = \mathbf{A} \mathbf{h}_0 \quad (8)$$

其中, \mathbf{A} 是由多个 $\mathbf{b}(\theta, r)$ 组合成的码本矩阵, \mathbf{h}_0 是加权系数。在毫米波和太赫兹波段, 路径数 L 通常较小, 因此 \mathbf{h}_0 是稀疏的, 近场信道估计问题可转化为一个稀疏恢复问题, 进而利用 CS 算法来对信道进行恢复。使用 CS 算法估计信道时, 利用码本中的码字对应的位置代表用户或散射体的真实位

置。由于码字的数量有限，因此在信道估计中不可避免地存在误差。在近场区域中，不同的角度和距离采样值对应着不同的码字，因此对角度和距离的采样方式将会直接影响信道估计的性能。为了获得准确的信道估计结果，码本的设计方案至关重要。

2 近场码本设计

假设近场码本为 $\mathbf{A} = [\mathbf{b}(\theta_1, r_1), \dots, \mathbf{b}(\theta_q, r_q), \dots, \mathbf{b}(\theta_Q, r_Q)] \in \mathbb{C}^{N \times Q}$ ，其中， Q 为总的采样个数， θ_q 和 r_q 为角度和距离的采样值。下面研究如何通过合理的设计角度和距离的采样方式来提高信道估计的精度。首先分析了码字在变换域内的空间覆盖范围，旨在寻找有效设计角度和距离的采样策略，以最大化利用码字的覆盖能力。然后提出了一种基于蜂窝覆盖的码本，并提出了改进的蜂窝覆盖码本设计方案。

2.1 码字覆盖范围

根据压缩感知理论，为了更准确地描述信道，需要使码本中的列相关性 $\varepsilon = \max_{q \neq p} |\mathbf{b}^H(\theta_q, r_q) \mathbf{b}(\theta_p, r_p)|$ 尽可能小^[13]。由于码字有限，点 (θ_q, r_q) 在近场区域内是离散分布的。为了研究阵列响应之间的相关性是如何变化的，阵列响应 $\mathbf{b}(\theta_q, r_q)$ 与其周围点所对应阵列响应 $\mathbf{b}(\theta, r)$ 之间的相关性可近似表示为

$$|\mathbf{b}^H(\theta_q, r_q) \mathbf{b}(\theta, r)| \approx \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left[m_n d (\sin \theta_q - \sin \theta) - \frac{m_n^2 d^2}{2} \left(\frac{1 - \sin^2 \theta_q}{r_q} - \frac{1 - \sin^2 \theta}{r} \right) \right]} \right| \quad (9)$$

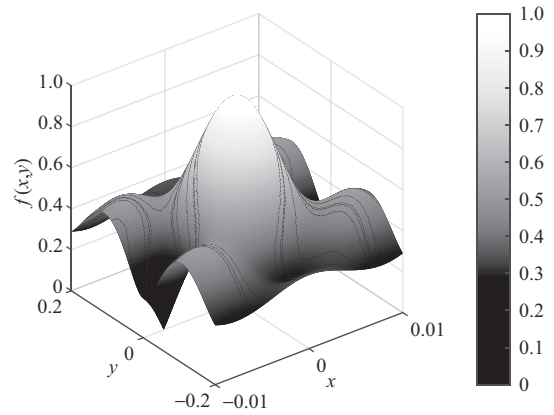
为了表示方便，令 $x = \sin \theta$ ， $y = \frac{1 - \sin^2 \theta}{r}$ ，将 θ, r 域变换到 x, y 域，原本的近场区域被映射为 $\mathbb{Q} = \left\{ (x, y) \mid -1 < x < 1, \frac{1 - x^2}{r_{\max}} \leq y \leq \frac{1 - x^2}{r_{\min}} \right\}$ ，则式(9)变为

$$|\mathbf{b}^H(\theta_q, r_q) \mathbf{b}(\theta, r)| \approx \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left[m_n d (\Delta x) - \frac{m_n^2 d^2}{2} (\Delta y) \right]} \right| \quad (10)$$

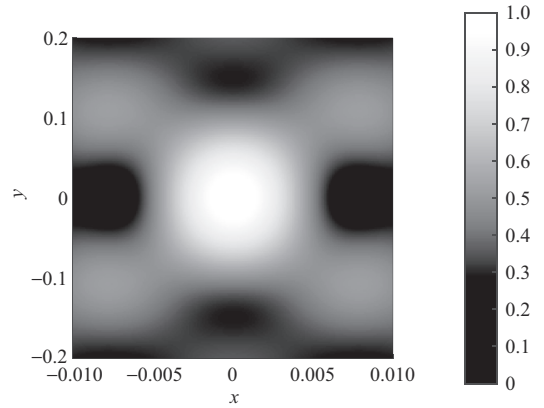
由式(10)可知， $\mathbf{b}(\theta_q, r_q)$ 与 $\mathbf{b}(\theta, r)$ 之间的相关性只与坐标差 $\Delta x = x_q - x$ 和 $\Delta y = y_q - y$ 有关，与 (x_q, y_q) 所在位置无关。定义函数 $f(x, y) =$

$$\left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left(m_n d x - \frac{m_n^2 d^2}{2} y \right)} \right|, f(|x|, |y|) \text{ 在主瓣内是减函}$$

数^[12]，其数值结果如图3所示。定义码字 $\mathbf{b}(\theta_q, r_q)$ 在变换域的覆盖范围为 $\{(x, y) \mid f(x - x_q, y - y_q) \geq C\}$ ，其中 $C \in (0, 1)$ 为相关性因子。为了保证覆盖范围在 $f(x, y)$ 的主瓣内，通常需满足 $C \geq f\left(\frac{1}{N}, 0\right) = \text{sinc}\left(\frac{1}{N}\right)$ ^[18]。



(a) 三维视图



(b) 俯视图

图3 $f(x, y)$ 的数值结果

码字 $\mathbf{b}(\theta_q, r_q)$ 在 x, y 域中的覆盖范围如图4所示，其轮廓可近似为椭圆 $M_q = \left\{ (x, y) \mid \left(\frac{x - x_q}{x_0} \right)^2 + \left(\frac{y - y_q}{y_0} \right)^2 = 1 \right\}$ 。对于给定的相关性因子 C ， x_0, y_0 满足 $f(x_0, 0) = f(0, y_0) = C$ 。

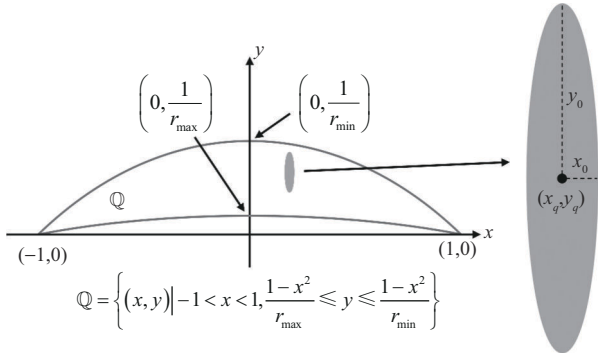


图4 码字在x,y域中的覆盖范围

定理 1 点集 $\{(x,y) | f(x-x_q, y-y_q) = C\}$ 可近似为椭圆。

证明 详见附录 1。

因此, 将码字在变换域中的覆盖范围近似为椭圆。为简化椭圆覆盖的不便, 采用坐标变换将椭圆变换为圆, 以提高覆盖效率和分析便利性, 变换矩阵可表示为

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中, $t = \frac{y_0}{x_0}$, 变换后椭圆被压缩成一个半径为 x_0 的圆。

将变换后的区域记为 \mathbb{D} , $\mathbb{D} = \{(x,y) | -1 < x < 1, \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \leq y \leq \frac{1-x^2}{tr_{\min}}\}$, 码字 $\mathbf{b}(\theta_q, r_q)$ 在 x' 、 y' 域中的覆盖范围如图 5 所示。

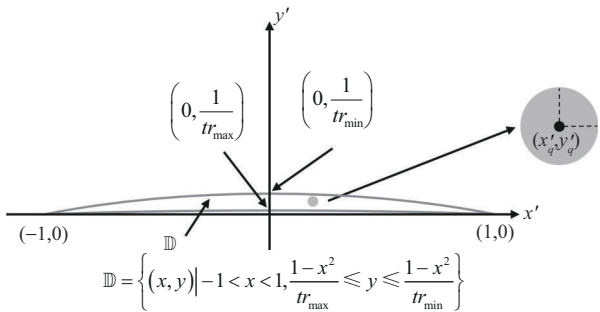


图5 码字在x',y'域中覆盖的范围

2.2 基于蜂窝覆盖的码本设计

由 2.1 节可知, 在 x' 、 y' 域中, 码字之间的相关性 $|\mathbf{b}^H(\theta_q, r_q)\mathbf{b}(\theta_p, r_p)|$ 可近似表示为 $f(d_{pq}, 0)$, 其中, d_{pq} 表示 (x'_p, y'_p) 与 (x'_q, y'_q) 之间的距离。为了使

$\varepsilon = \max_{q \neq p} |\mathbf{b}^H(\theta_q, r_q)\mathbf{b}(\theta_p, r_p)|$ 尽可能小, 等价于

$d_{\min} = \min_{q \neq p} d_{pq}$ 尽可能大, 将所有 x', y' 域中的采样点

以 $\frac{d_{\min}}{2}$ 为半径做圆, 最大化 d_{\min} 等价于在固定区域内放置 Q 个不重叠的圆, 且每个圆的半径尽可能大。这是一个圆的最密堆积问题, 根据圆密排定理, 蜂窝状的正六边形排列是二维平面中最优的圆堆积方式^[19]。此时, 将这个正六边形的外接圆半径作为码字的覆盖半径, 正六边形布局如图 6 所示。

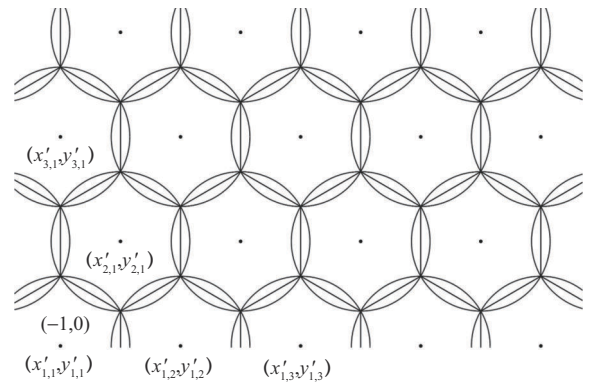


图6 正六边形布局

为了保证码字完全覆盖近场区域, 创建集合覆盖面积略大于 \mathbb{D} 的点集 $\mathbb{E} = \{(x,y) | -\frac{1}{2}W_{\text{width}} \leq x \leq \frac{1}{2}W_{\text{width}}, 0 \leq y < H_{\text{high}}\}$, 其中, $H_{\text{high}} = \frac{1}{tr_{\min}} + \frac{3}{2}x_0$, $W_{\text{width}} = 2$ 。在集合 \mathbb{E} 内以点 $(-1,0)$ 为基点生成圆心的初始位置 (x'_{ij}, y'_{ij}) , (x'_{ij}, y'_{ij}) 表示从下至上第 i 行、从左至右第 j 个圆心的坐标。当 j 为奇数时, 有

$$(x'_{ij}, y'_{ij}) = \left(-1 + (i-1)\sqrt{3}x_0, (j-1)\frac{3}{2}x_0 \right) \quad (12)$$

且 $1 \leq i \leq c_1$ 、 $1 \leq j \leq c_2$ 。当 j 为偶数时, 有

$$(x'_{ij}, y'_{ij}) = \left(-1 + \frac{\sqrt{3}x_0}{2} + (i-1)\sqrt{3}x_0, (j-1)\frac{3}{2}x_0 \right) \quad (13)$$

且 $1 \leq i \leq c_3$ 、 $1 \leq j \leq c_2$ 。在式(12)和式(13)中, x_0

代表圆的半径, $c_1 = \left\lfloor \frac{W_{\text{width}}}{\sqrt{3}x_0} \right\rfloor + 1$ 表示奇数行圆心

数量, $c_2 = \left\lceil \frac{2H_{\text{high}}}{3x_0} \right\rceil + 1$ 表示圆心在纵向 $[0, H_{\text{high}}]$ 之间的行数, $c_3 = \left\lceil \frac{W_{\text{width}}}{\sqrt{3}x_0} - \frac{1}{2} \right\rceil + 1$ 表示偶数行的圆心数量, $\lfloor x \rfloor$ 为向下取整符号。将式(12)和式(13)中所有圆心的坐标定义为集合 \mathbb{Z} 。

为了在信道估计的精度和复杂度之间取得平衡, 需要使用尽可能少的码字对区域 \mathbb{D} 进行有效的覆盖。由于 $\mathbb{D} \subseteq \mathbb{E}$, 本文设计了如下的码字选择方案, 用于保留集合 \mathbb{E} 中满足特定条件的有效码字。

\mathbb{D} 为两段抛物线 $f_1(x) = \frac{1-x^2}{tr_{\max}}$ 和 $f_2(x) = \frac{1-x^2}{tr_{\min}}$

所围成的区域。由于 $C \geq f\left(\frac{1}{N}, 0\right) = \text{sinc}\left(\frac{1}{N}\right)$, 可得 $x_0 \leq \frac{1}{N}$, 在超大规模 MIMO 系统中天线数目 N 很大时, 圆的半径很小。此时在圆的周边区域 $\left(x_{ij} - \frac{1}{N}x_{ij} + \frac{1}{N}\right)$ 内, 抛物线的最大斜率差为 $|\Delta k| = \left| f_2'\left(x + \frac{1}{N}\right) - f_2'\left(x - \frac{1}{N}\right) \right| = \frac{4}{Ntr_{\min}} \approx 0$, 因此抛物线的弧度可以被忽略, 抛物线近似于直线。此时, 可用 $f_1'(x_{ij})$ 、 $f_2'(x_{ij})$ 来表示圆附近的直线斜率, 且满足 $|f_1'(x)| \leq \frac{2}{tr_{\max}}$, $|f_2'(x)| \leq \frac{2}{tr_{\min}}$ 。其中, 参数 $t = \frac{y_0}{x_0} \approx \frac{2\sqrt{15}}{D}$ 仅与阵列孔径 D 相关, 证明见附录 2。

此时有

$$\frac{2}{tr_{\max}} \geq \frac{2}{tR_{\text{Far}}} \approx \frac{1}{\sqrt{15}N} \quad (14)$$

$$\frac{2}{tr_{\min}} \leq \frac{2}{tR_{\text{Near}}} \approx \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{15}N} \quad (15)$$

由于天线数目 N 很大, 因此抛物线整体斜率较小, 为了简化分析, 在判断圆与抛物线的位置关系时, 以 $f_2(x)$ 为例, 将圆心 (x'_{ij}, y'_{ij}) 到抛物线的最小距离近似表示为圆心 (x'_{ij}, y'_{ij}) 到 $(x'_{ij}, f_2(x'_{ij}))$ 的距离, 即 $a_1a_2 \approx a_1a_3$, 圆心到抛物线的最小距离近似表示如图 7 所示。

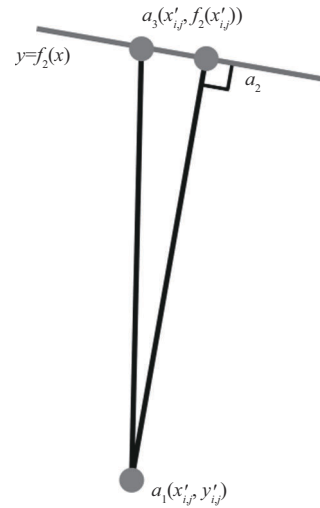


图 7 圆心到抛物线的最小距离近似表示

此时, 可将圆附近的两段抛物线看作两条水平线段。当一个码字所覆盖的圆形区域与 \mathbb{D} 有交集时, 该圆相对于 \mathbb{D} 的 2 条抛物线边界有如图 8 所示的 4 种位置关系。

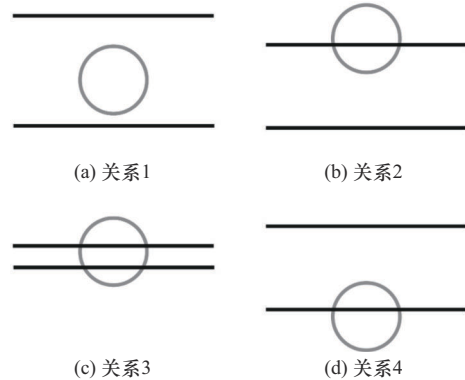


图 8 圆与抛物线的相对位置关系

此时, 圆心所对应的集合为

$$\mathbb{D}_1 = \left\{ (x, y) \in \mathbb{Z} \mid y + x_0 \leq \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, y - x_0 \geq \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \right\} \quad (16)$$

$$\mathbb{D}_2 = \left\{ (x, y) \in \mathbb{Z} \mid y + x_0 \geq \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, y - x_0 \leq \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \right\} \quad (17)$$

$$\mathbb{D}_3 = \left\{ (x, y) \in \mathbb{Z} \mid \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \leq y - x_0 < \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, y + x_0 > \frac{1-x^2}{tr_{\min}} \right\} \quad (18)$$

$$\mathbb{D}_4 = \left\{ (x,y) \in \mathbb{Z} \left| \frac{1-x^2}{tr_{\max}} < y+x_0 \leq \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, \right. \right. \\ \left. \left. y-x_0 < \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \right\} \quad (19)$$

在对集合 \mathbb{D} 中的码字进行选择时,由于 \mathbb{D}_1 对应的圆处在区域 \mathbb{D} 以内,属于有效码字,需要保留。 \mathbb{D}_2 对应的圆对区域 \mathbb{D} 的两端进行了覆盖,也需要保留。 \mathbb{D}_3 、 \mathbb{D}_4 对应的圆在区域 \mathbb{D} 的边界处,为了避免不必要的资源浪费,设置一个门限参数 δ ,将 \mathbb{D}_3 、 \mathbb{D}_4 中靠近边界的圆心坐标保留,远离边界的圆心坐标舍弃。于是, \mathbb{D}_3 、 \mathbb{D}_4 将被重新定义为

$$\mathbb{D}_3 = \left\{ (x,y) \in \mathbb{Z} \left| y+x_0 > \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, y-x_0 \geq \frac{1-x^2}{tr_{\max}}, \right. \right. \\ \left. \left. y-\delta x_0 < \frac{1-x^2}{tr_{\min}} \right\} \quad (20)$$

$$\mathbb{D}_4 = \left\{ (x,y) \in \mathbb{Z} \left| y+x_0 \leq \frac{1-x^2}{tr_{\min}}, y-x_0 < \frac{1-x^2}{tr_{\max}}, \right. \right. \\ \left. \left. y+\delta x_0 > \frac{1-x^2}{tr_{\max}} \right\} \quad (21)$$

将所得到的圆心坐标集合记为 \mathbb{W} ,满足

$$\mathbb{W} = \mathbb{D}_1 \cup \mathbb{D}_2 \cup \mathbb{D}_3 \cup \mathbb{D}_4 \quad (22)$$

将得到的总的圆心坐标个数 $|\mathbb{W}|$ 记为 S ,并将坐标重新排序为 $(x'_1, y'_1), (x'_2, y'_2), \dots, (x'_S, y'_S)$ 。最终将集合 $\mathbb{W} = \{(x'_1, y'_1), (x'_2, y'_2), \dots, (x'_S, y'_S)\}$ 中的坐标映射回 θ, r 域中,映射关系为

$$(\theta, r) = \left(\arcsin x', \frac{1-(x')^2}{ty'} \right) \quad (23)$$

本文的码本 \mathbf{A} 由 S 个阵列响应构成,即

$$\mathbf{A} = [\mathbf{b}(\theta_1, r_1), \mathbf{b}(\theta_2, r_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_S, r_S)] \quad (24)$$

2.3 改进的蜂窝覆盖码本设计

在近场中,用户或散射点均位于变换域 \mathbb{D} 之内。然而,在基于蜂窝覆盖的码本中,代表码字的圆心集合 \mathbb{W} 中有部分坐标位于区域 \mathbb{D} 以外,因此这部分码字不利于提供准确的近场信道状态信息。为了减少位置估计不当带来的误差,将 \mathbb{W} 中在区域 \mathbb{D} 以外的圆心坐标映射到距离最近的区域 \mathbb{D} 边界上,映射关系可表示为

$$(x'_s, y'_s) = \begin{cases} (x'_s, f_1(x'_s)), & y'_s < f_1(x'_s) \\ (x'_s, f_2(x'_s)), & y'_s > f_2(x'_s) \\ (x'_s, y'_s), & f_1(x'_s) \leq y'_s \leq f_2(x'_s) \end{cases} \quad (25)$$

其中, $s=1,2,\dots,S$ 。部分圆心坐标映射后得到更新的 \mathbb{W} ,根据式(23)将坐标映射回 θ, r 域并由式(4)生成阵列响应 $\mathbf{b}(\theta_s, r_s)$,组成改进的蜂窝覆盖码本 $\mathbf{A} = [\mathbf{b}(\theta_1, r_1), \mathbf{b}(\theta_2, r_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_S, r_S)]$ 。

算法1总结了改进的蜂窝覆盖码本矩阵的生成过程。

算法1 改进的蜂窝覆盖码本的生成过程

输入 基站天线数 N ,圆覆盖半径 x_0 ,天线间距 d ,载波频率 λ ,散射点或用户的范围 $[r_{\min}, r_{\max}]$,参数 δ

输出 近场码本矩阵 \mathbf{A}

- 1) 根据 $t = \frac{y_0}{x_0} \approx \frac{2\sqrt{15}}{D}$ 求得 y_0 ;
- 2) 根据式(11)将 x, y 域变换到 x', y' 域;
- 3) 根据式(12)、式(13)求得蜂窝覆盖下的圆心坐标集合;
- 4) 根据参数 δ 调整覆盖区域 \mathbb{D} 边界处所需的圆心坐标集合 \mathbb{D}_3 、 \mathbb{D}_4 ,并根据式(22)求得所有的圆心坐标集合 \mathbb{W} ;
- 5) 根据式(25)将 \mathbb{W} 中位于区域 \mathbb{D} 外的坐标映射到区域 \mathbb{D} 的边界;
- 6) 根据式(23)将 \mathbb{W} 中的坐标映射回 θ, r 域;
- 7) 根据式(4)生成阵列响应 $\mathbf{b}(\theta_s, r_s)$ 并组成码本矩阵 $\mathbf{A} = [\mathbf{b}(\theta_1, r_1), \mathbf{b}(\theta_2, r_2), \dots, \mathbf{b}(\theta_S, r_S)]$;

利用本文设计的近场码本,可将式(2)表示为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{h}_0 + \mathbf{n} = \mathbf{\Psi}\mathbf{h}_0 + \mathbf{n} \quad (26)$$

其中, $\mathbf{\Psi} = \mathbf{W}\mathbf{A}$, \mathbf{h}_0 是信道稀疏向量,可采用OMP算法求解 \mathbf{h}_0 ,完成近场信道估计^[6]。

3 仿真分析

本节通过仿真实验验证本文设计的码本性能。在仿真实验中,设置基站天线数 $N=257$,射频链数 $N_{\text{RF}}=4$,载波频率 $f=100$ GHz,路径数 $L=3$,导频开销 $P=32$,信噪比 $\text{SNR}=10$ dB。此时,瑞利距离 $R_{\text{Far}} \approx 98.3$ m,菲涅尔距离 $R_{\text{Near}} \approx 2.2$ m,假设用户或散射点位于 $\theta_l \in \left[-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}\right]$, $r_l \in [r_{\min}, r_{\max}]$

区域内, 其中, $r_{\min} = 5$, $r_{\max} = 80$ 。为了公平比较信道估计的性能, 在 $\mathcal{U}\left(-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}\right)$ 中随机产生 θ_l , 在 $\mathcal{U}\left(\frac{1}{80}, \frac{1}{5}\right)$ 中随机产生 $\frac{1}{r}$ 。 \mathbf{W} 中的元素从集合 $\frac{1}{\sqrt{N}}\{-1, 1\}$ 中等概率随机生成^[13]。

为了验证所设计码本矩阵的信道估计性能, 通过归一化均方误差 (NMSE, normalized mean square error) 来对不同码本的信道估计性能进行对比。NMSE 可以表示为

$$\text{NMSE} = \text{E} \left(\frac{\|\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}\|_{\text{F}}^2}{\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}^2} \right) \quad (27)$$

门限参数 δ 的选取决定了近场变换域中网格点 (x', y') 的筛选标准, 这直接影响码本的维度与信道估计性能。较高的门限虽然能使码本完整覆盖近场区域, 但可能导致码本维度过大, 进而增大信道估计的复杂度。较低的门限虽然能够减少码本维度, 降低信道估计复杂度, 但无法准确估计位于近场区域边界处的路径信息。参数 δ 对 NMSE 和码本列数的影响如图 9 所示。为了确定参数 δ 的取值, 评估了 δ 对信道估计性能和码本列数的影响。为了使蜂窝覆盖码本的维度与对比方案相近, 仿真中设置 $x_0 = 0.00195$, 随着 δ 的增加, 码本列数逐渐增多, 同时 NMSE 逐渐减小。当 $\delta > 0.7$ 时, 码本列数快速地增加, 性能却提升较少, 因此在参数设置中选择 $\delta \leq 0.7$ 。为了方便与其他码本比较, 设置参数 $\delta = 0.45$ 来控制本文蜂窝覆盖码本与对比方案具有相同的码本列数, 以保证在信道估计中 OMP 算法复杂度相等。设置角度采样数为 512^[13-14], 得到最大距离采样数为 4, 由于非均匀采样码本的距离采样数会随着 $|\sin \theta|$ 的增大而减少, 因此距离非均匀采样码本的列数要小于距离均匀采样码本。不同码本的列数对比如表 1 所示。

表 1 不同码本的列数对比

码本	码本列数/列
距离非均匀采样码本 ^[13]	1 451
距离均匀采样码本 ^[14]	2 048
距离非均匀采样码本-角度偏移效应 ^[18]	1 452
本文蜂窝覆盖码本	1 452

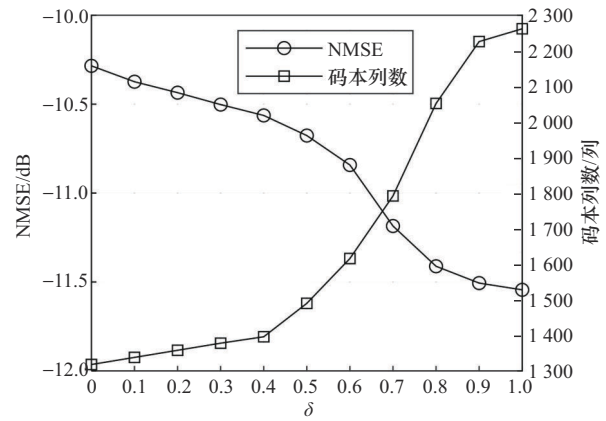


图 9 参数 δ 对 NMSE 和码本列数的影响

当导频长度为 32 时, 图 10 比较了各码本矩阵在不同信噪比下的 NMSE 性能。从图 10 中可以看出, 随着信噪比的增大, 不同码本矩阵的 NMSE 性能均有所提升, 同时本文蜂窝覆盖码本较文献 [13]、文献 [14]、文献 [18] 中的 3 种码本矩阵具有更好的性能, 原因是以上 3 种文献所设计的码本没有充分利用码字的覆盖范围, 而本文蜂窝覆盖码本通过最大化的空间利用, 得到了适合的角度、距离采样位置, 从而在相同的码本维度下具有更优的估计性能, 其信道估计的 NMSE 较对比方案降低了约 8%。此外, 图 10 还比较了蜂窝覆盖码本和改进的蜂窝覆盖码本的信道估计性能差异, 可以直观地观察到改进的蜂窝覆盖码本对信道估计性能有一定的提升。

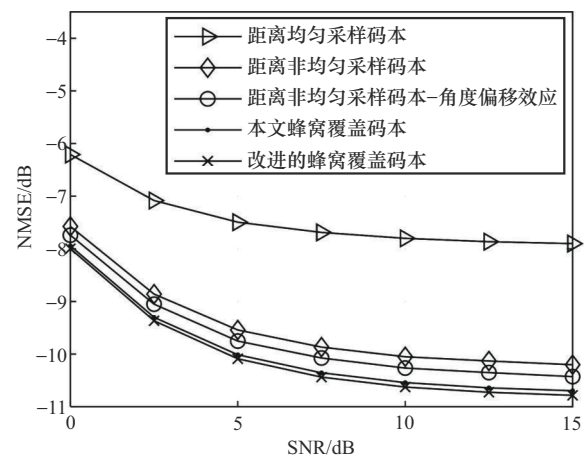


图 10 不同信噪比下的 NMSE 对比

图 11 比较了在 SNR=10 dB 的情况下不同导频长度下的 NMSE 性能。随着导频数量的增加, NMSE 呈现下降趋势, 同时在各导频数量下蜂窝覆盖码本

都具有更优的信道估计性能。这意味着蜂窝覆盖码本可用于减少导频长度,例如,为实现导频长度为32的距离非均匀采样码本所能达到的NMSE,在采用蜂窝覆盖码本时所需的导频长度仅为16。

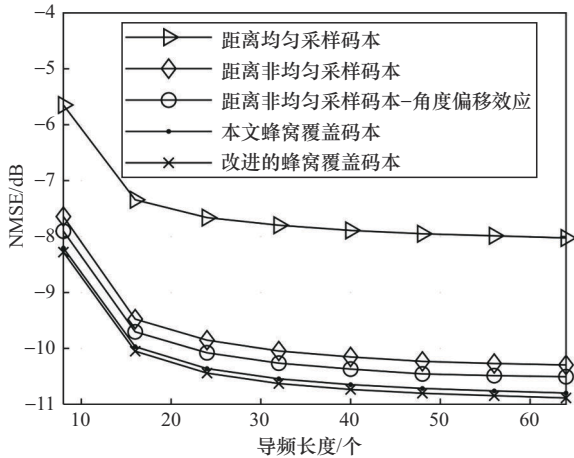
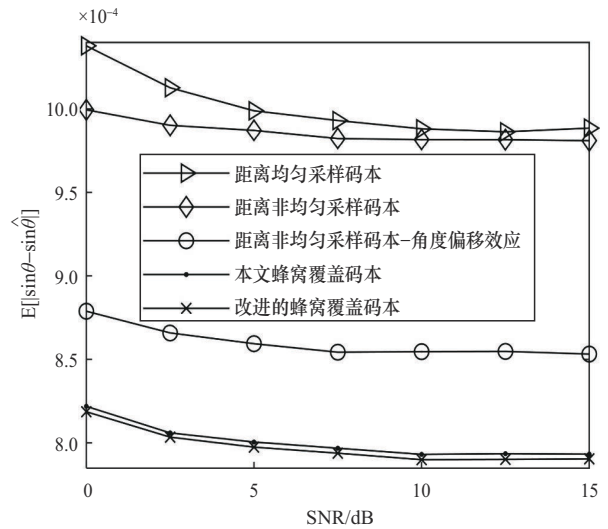


图11 不同导频长度下的NMSE对比

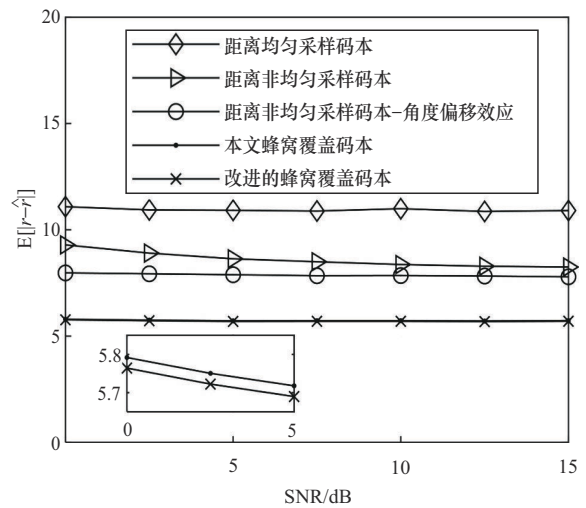
图12比较了不同信噪比下的参数估计误差。由图12可知,本文蜂窝覆盖码本在角度和距离上较对比码本具有更小的估计误差。这是因为蜂窝覆盖码本的角度样本数量更多,能够估计出更加准确的角度。同时在蜂窝覆盖码本中引入了参数 δ 来设计采样点的保留方案,使在相同的码本维度下,距离样本数也更多,从而能够估计出更加准确的距离。

由第2.1节的分析可知,信道估计误差取决于估计位置与实际位置在 x',y' 域中的距离误差。不同信噪比下的变换域距离估计误差如图13所示。由图13可知,蜂窝覆盖码本能够在 x',y' 域中达到更小的距离估计误差,因此所得到的信道估计性能会更好。

由第2.2节的分析可知,整个近场区域 $\mathbb{D}_{Near} = \left\{ (x,y) \mid -1 < x < 1, \frac{1-x^2}{tR_{Far}} \leq y \leq \frac{1-x^2}{tR_{Near}} \right\}$ 在 x',y' 域中的范围只与天数 N 有关,与频率 f 无关,其中,
 $tR_{Near} = \sqrt{\frac{15N}{2}}$, $tR_{Far} = 2\sqrt{15}N$ 。这意味着当频率发生变化时,所设计的近场码本仍然能够直接用于信道估计,只是估计出的距离发生改变,如式(23)所示。因此在图14中比较了100~300 GHz 频率下的NMSE性能来验证这一发现。由图14可知,近场码本在不同频率下具有相似的NMSE,这与分析所得出的结论一致。



(a) 角度估计误差



(b) 距离估计误差

图12 不同信噪比下的参数估计误差

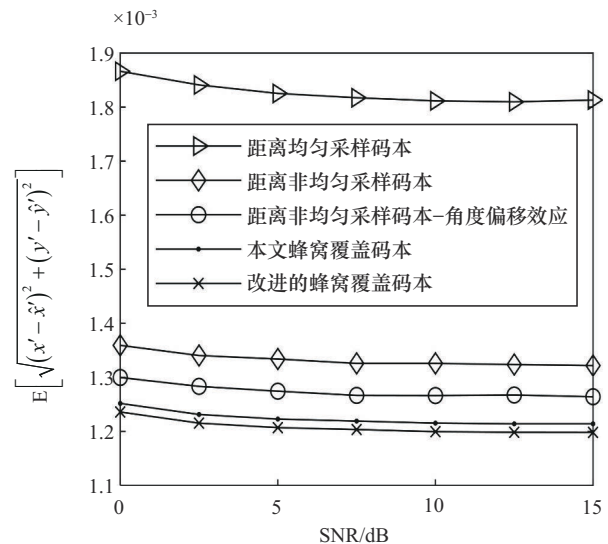


图13 不同信噪比下的变换域距离估计误差

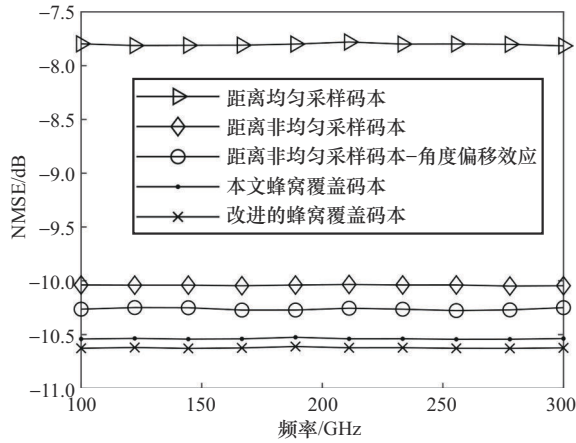


图14 不同载波频率下的NMSE对比

4 结束语

本文针对超大规模MIMO系统的近场信道估计问题，提出了一种能够在二维空间中合理采样角度和距离的蜂窝覆盖码本设计方案，并进一步提出了在圆心坐标映射后的改进方案。首先，证明了码字在变换域的覆盖范围可近似为椭圆，并进一步将椭圆压缩为圆。然后，利用正六边形的紧密覆盖特性，在新的变换域中采用基于蜂窝覆盖的方式，并加以调整。最后，将蜂窝的中心位置映射回原始域，得到适合的角度、距离采样点，并以此生成码本，进一步进行估计信道。仿真结果表明，本文近场蜂窝覆盖码本相较于现有码本在相同的码本维度下具有更优的近场信道估计性能。

附录1 点集近似于椭圆证明

不失一般性，只需证明函数 $f(x,y)=C$ 可近似为椭圆 \mathbb{M} ： $\left(\frac{x}{x_0}\right)^2 + \left(\frac{y}{y_0}\right)^2 = 1$ ，即椭圆 \mathbb{M} 上的任意一点 (x,y) 满足 $f(x,y) \approx C$ 。利用 x_0, y_0 可将椭圆 \mathbb{M} 上的任意一点表示为 $(x_0 \cos \varphi, y_0 \sin \varphi)$ ，其中 $\varphi \in [0, 2\pi)$ 。由 $f(x_0, 0) = f(0, y_0) = C$ 可得

$$\left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} m_n dx_0} \right| = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \frac{m_n^2 d^2}{2} y_0} \right| = C \quad (28)$$

令 $\alpha_n = -\frac{2\pi}{\lambda} m_n dx_0$ ， $\beta_n = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{m_n^2 d^2}{2} y_0$ ，有

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} m_n dx_0} \right| &= \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{j\alpha_n} \right| = \\ \frac{1}{N} \sqrt{\left(\sum_{n=1}^N \cos \alpha_n \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^N \sin \alpha_n \right)^2} &= \\ \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \cos(\alpha_i - \alpha_j)} & \quad (29) \end{aligned}$$

$$\text{同理可得} \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \frac{m_n^2 d^2}{2} y_0} \right| = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \cos(\beta_i - \beta_j)},$$

即

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \cos(\alpha_i - \alpha_j) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \cos(\beta_i - \beta_j) \quad (30)$$

利用 $\cos x = 1 - \frac{1}{2}x^2 + o(x^2)$ ，可将式(30)两端展开为 $\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left(1 - \frac{1}{2}(\alpha_i - \alpha_j)^2\right) \approx \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left(1 - \frac{1}{2}(\beta_i - \beta_j)^2\right)$ ，即

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i - \alpha_j)^2 \approx \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\beta_i - \beta_j)^2 \quad (31)$$

当 $|\alpha_i - \alpha_j| \ll 1$ ， $|\beta_i - \beta_j| \ll 1$ 时，式(31)具有较高的近似精度，实际近似精度取决于 x_0, y_0 的大小。接下来，利用式(31)证明椭圆上的点在函数 f 上具有近似值。

将椭圆 \mathbb{M} 上的任意一点 $(x_0 \cos \varphi, y_0 \sin \varphi)$ 代入 $f(x,y)$ 可得

$$\begin{aligned} f(x_0 \cos \varphi, y_0 \sin \varphi) &= \\ \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{j\alpha_n \cos \varphi + j\beta_n \sin \varphi} \right| &= \\ \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \cos(\gamma_i - \gamma_j)} &\approx \\ \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left(1 - (\gamma_i - \gamma_j)^2\right)} & \quad (32) \end{aligned}$$

其中， $\gamma_n = \alpha_n \cos \varphi + \beta_n \sin \varphi$ 。式(32)中的 $\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\gamma_i - \gamma_j)^2$ 可表示为

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\gamma_i - \gamma_j)^2 &= \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left((\alpha_i - \alpha_j)^2 \cos^2 \varphi + (\beta_i - \beta_j)^2 \sin^2 \varphi \right) &+ \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left(2(\alpha_i - \alpha_j)(\beta_i - \beta_j) \cos \varphi \sin \varphi \right) & \quad (a) \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left((\alpha_i - \alpha_j)^2 \cos^2 \varphi + (\beta_i - \beta_j)^2 \sin^2 \varphi \right) &\approx \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i - \alpha_j)^2 \approx \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\beta_i - \beta_j)^2 & \quad (33) \end{aligned}$$

即可得到 $f(x_0 \cos \varphi, y_0 \sin \varphi) \approx C$ ，其中式(b)由式(31)近似得到，式(a)由 $\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (2(\alpha_i - \alpha_j)(\beta_i - \beta_j)) = 0$ 推导得到。

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i - \alpha_j)(\beta_i - \beta_j) &= \\ \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i \beta_i + \alpha_j \beta_j) - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\alpha_i \beta_j + \alpha_j \beta_i) &= \\ 2N \sum_{i=1}^N \alpha_i \beta_i - 2 \sum_{i=1}^N \alpha_i \sum_{j=1}^N \beta_j &= 0 \quad (34) \end{aligned}$$

因此椭圆上的点 $(x_0 \cos \varphi, y_0 \sin \varphi)$ 在函数 $f(x, y)$ 上具有近似值, 即点集 $\{(x, y) | f(x, y) = C\}$ 可近似为一个椭圆。

附录2 参数 t 表达式推导

将式(31)两边展开可得

$$x_0^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (m_i - m_j)^2 \approx \frac{y_0^2 d^2}{4} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (m_i^2 - m_j^2)^2 \quad (35)$$

由 $t = \frac{y_0}{x_0}$ 可得

$$t = \frac{y_0}{x_0} \approx \frac{\sqrt{4 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (m_i - m_j)^2}}{\sqrt{d^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (m_i^2 - m_j^2)^2}} = \sqrt{\frac{4 \sum_{i=1}^N m_i^2}{d^2 \sum_{i=1}^N m_i^4 - \left(\sum_{i=1}^N m_i^2\right)^2}} = \sqrt{\frac{60}{d^2(N^2 - 4)}} \approx \frac{2\sqrt{15}}{D} \quad (36)$$

式(36)的化简利用了求和公式 $\sum_{i=1}^n n^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6}$

$$\text{和 } \sum_{i=1}^n n^4 = \frac{n(n+1)(2n+1)(3n^2+3n-1)}{30}。$$

参考文献:

- [1] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349.
- [2] RAPPAPORT T S, XING Y C, KANHERE O, et al. Wireless communications and applications above 100 GHz: opportunities and challenges for 6G and beyond[J]. IEEE Access, 2019, 7: 78729-78757.
- [3] ELAYAN H, AMIN O, SHIHADA B, et al. Terahertz band: the last piece of RF spectrum puzzle for communication systems[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2019, 1: 1-32.
- [4] YANG X, CAO F, MATTHAIU M, et al. On the uplink transmission of extra-large scale massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12): 15229-15243.
- [5] ZHANG X, ZHANG H Y, ELДАР Y C. Near-field sparse channel representation and estimation in 6G wireless communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(1): 450-464.
- [6] LEE J, GIL G T, LEE Y H. Channel estimation via orthogonal matching pursuit for hybrid MIMO systems in millimeter wave communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(6): 2370-2386.
- [7] ZHOU G, PAN C H, REN H, et al. Channel estimation for RIS-aided multiuser millimeter-wave systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 1478-1492.
- [8] LIN T, YU X H, ZHU Y, et al. Channel estimation for IRS-assisted millimeter-wave MIMO systems: sparsity-inspired approaches[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(6): 4078-4092.
- [9] 刘刚, 李雨航, 杨庆鑫, 等. 基于压缩感知的智能反射面信道估计[J]. 系统工程与电子技术, 2024, 46(7): 2490-2497.
- LIU G, LI Y H, YANG Q X, et al. Channel estimation on intelligent reflecting surface based on compressed sensing[J]. Systems Engineering and Electronics, 2024, 46(7): 2490-2497.

- and Electronics, 2024, 46(7): 2490-2497.
- [10] SELVAN K T, JANASWAMY R. Fraunhofer and fresnel distances: unified derivation for aperture antennas[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2017, 59(4): 12-15.
- [11] LU H Q, ZENG Y. Near-field modeling and performance analysis for multi-user extremely large-scale MIMO communication[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(2): 277-281.
- [12] CUI M Y, DAI L L. Near-field wideband channel estimation for extremely large-scale MIMO[J]. Science China Information Sciences, 2023, 66(7): 283-296.
- [13] CUI M Y, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: far-field or near-field?[J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2663-2677.
- [14] 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.
- [15] LU Y, DAI L L. Near-field channel estimation in mixed LoS/NLoS environments for extremely large-scale MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(6): 3694-3707.
- [16] WEI X H, DAI L L. Channel estimation for extremely large-scale massive MIMO: far-field, near-field, or hybrid-field?[J]. IEEE Communications Letters, 2022, 26(1): 177-181.
- [17] WU J, KIM S, SHIM B. Parametric sparse channel estimation for RIS-assisted terahertz systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71(9): 5503-5518.
- [18] ZHANG X Y, ZHANG H Y, ZHANG J J, et al. Codebook design for extremely large-scale MIMO systems: near-field and far-field[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(2): 1191-1206.
- [19] DONALD V H M. Advanced mobile phone service: the cellular concept[J]. Bell System Technical Journal, 1979, 58(1): 15-41.

[作者简介]



梁彦 (1979-), 女, 河北唐山人, 博士, 南京邮电大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信、信号处理。



李宝龙 (1998-), 男, 江苏连云港人, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为超大规模MIMO系统近场信道估计中的码本设计方法。



李飞 (1966-), 女, 湖南长沙人, 博士, 南京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为量子智能计算、群智能算法和无线通信中的信号处理算法。