

太赫兹超大规模 MIMO 中的近场宽带蜂窝码本设计与信道估计

梁彦, 王俊清, 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: 针对太赫兹超大规模 MIMO 系统中近场波束分裂效应给宽带信道估计带来了新的挑战这一问题, 提出了一种与子载波相关的宽带蜂窝码本设计方案。该方案针对各子载波设计了不同的码本采样结构, 能够在不改变码本维度的前提下细分码字, 并对应提出了一种多维累积广义同步正交匹配追踪的宽带信道估计算法, 通过累积多维信道相关性提升信道估计精度。仿真结果表明, 所提算法在信噪比为 5 dB 时, 信道估计的归一化均方误差与现有算法相比降低 7 dB 以上。

关键词: 太赫兹; 超大规模 MIMO; 近场宽带通信; 信道估计; 码本设计; 波束分裂效应

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.TXXB250717

Near-field wideband cellular codebook design and channel estimation in terahertz extremely large-scale MIMO

Liang Yan, Wang Junqing, Li Baolong, Li Fei

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

Abstract: In terahertz extremely large-scale MIMO systems, new challenges were imposed by the near-field beam split effect on wideband channel estimation. To address this issue, a subcarrier-dependent wideband cellular codebook design scheme was proposed. This scheme designed different codebook sampling structures for each subcarrier, enabling the refinement of codeword without increasing the codebook dimension. Correspondingly, a wideband channel estimation algorithm named multi-dimensional accumulation generalized simultaneous orthogonal matching pursuit (MAGSOMP) was introduced, which enhanced channel estimation accuracy by accumulating multidimensional channel correlations. Simulation results demonstrate that, at a signal-to-noise ratio of 5 dB, the normalized mean square error of channel estimation achieved by the proposed algorithm improves by more than 7 dB compared to existing algorithms.

Key words: terahertz, XL-MIMO, near-field wideband communication, channel estimation, codebook design, beam split effect

0 引言

随着无线数据传输需求的快速增长以及现有频谱资源的不断消耗^[1], 人们对无线通信的研究步入太赫兹 (terahertz, THz) 频段^[2]。THz 通信被认为是未来 6G 无线通信系统的核心技术之一^[3]。300 GHz~

10 THz 的频段使宽带无线通信系统能够实现高速和低时延的工作, 且具有相当高的数据传输速率^[4-5]。同时, THz 信号拥有的较短波长使基站 (base station, BS) 和用户设备 (user equipment, UE) 的天线部署密度进一步提高^[6], 进而形成超大规模多输入多输出 (extremely large-scale mul-

收稿日期: 2025-12-30; 修回日期: 2026-04-15

通信作者: 梁彦, liangyan@njupt.edu.cn

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)

*第二十八届中国科协年会学术论文

multiple-input-multiple-output, XL-MIMO) 系统, 显著提升了空间复用增益^[7]。因此, THz 频段与 XL-MIMO 的结合, 被视为未来 6G 网络中最具应用前景的技术之一^[8]。

获取准确的信道状态信息对于充分发挥 XL-MIMO 系统的性能至关重要^[9]。然而, XL-MIMO 系统通常采用混合预编码架构降低硬件成本, 其射频 (radio frequency, RF) 链数量远小于天线数量, 导致信道估计需要大量的导频, 为信道估计带来挑战。采用压缩感知 (compressive sensing, CS) 技术可以利用信道的稀疏性减少信道估计所需的导频长度, 准确地估计信道。例如, 文献[10-12]利用 XL-MIMO 信道在角域的稀疏性, 基于正交匹配追踪 (orthogonal matching pursuit, OMP) 算法对信道进行估计。

在 THz XL-MIMO 系统中, 随着天线数量的增加, 近场范围不断扩大。在室内通信、智能驾驶等中短距离通信场景中, 用户往往处于近场区域。因此, 近场通信是 THz 无线通信的重要组成部分之一。电磁辐射场可以由瑞利距离为边界划分为近场和远场区域, 瑞利距离与阵列孔径的平方和载波频率的乘积成正比^[13]。在大于瑞利距离的远场区域可以用平面波对信道进行建模; 在瑞利距离以内, 近场传播占主导地位, 此时远场区域的平面波假设不成立, 需要考虑球面波对信道建模的影响^[14]。针对该问题, 目前已有一些文献对近场球面波前条件下的窄带近场信道估计进行了研究。为了估计近场信道, 文献[15]提出了近场信道的极域表示, 指出近场信道在极域具有稀疏性, 以此设计了近场极域码本, 并提出采用极域同步 OMP (simultaneous OMP, SOMP) 算法估计信道。基于文献[15]提出的近场极域码本, 文献[16]提出了一种基于参数细化的多维 OMP (multi-dimensional OMP relying on parameter refinement, MOMP-PR) 算法, 将信道估计划分为粗估计和参数细化两个阶段, 进一步降低了信道估计的计算复杂度。

然而, 上述窄带近场信道估计问题中均使用角度采样与距离采样独立设计的近场极域码本^[15], 其采样点的覆盖方式在整个近场变换域呈方形网格状, 导致采样点所在的网格边缘与网格间交点的相关性差距较大, 从而使码本中码字的有效覆盖范围不均匀, 即存在覆盖空隙。随着对近场的进一步研

究, 文献[17]提出了一种基于角度偏移效应的距离采样方式, 其提出的码本在一定程度上弥补了经典极域码本的覆盖问题, 提高了信道估计性能。为了完全解决该问题, 文献[18]提出了一种对角度和距离进行联合采样的近场蜂窝覆盖码本, 改善了码字的覆盖方式并构建出高效的近场码本, 进一步提升了信道估计性能。

此外, 在 THz XL-MIMO 系统的宽带场景下, 需要考虑波束分裂效应对宽带系统的影响。波束分裂效应是指在宽带系统中波束方向随着子载波的频率变化而发生偏移, 使不同子载波信道的稀疏支撑集不同, 从而降低 CS 技术的信道估计性能。为了解决该问题, 文献[19]提出了角域波束分裂模式, 以及一种基于波束分裂模式检测 (beam split pattern detection, BSPD) 的信道估计算法, 通过构建物理角度与波束分裂模式之间的匹配关系来估计远场宽带信道。文献[20]为不同子载波信道构建了对应的码本矩阵, 使各子载波信道具有相同支撑集, 并提出了广义同步 OMP (generalized SOMP, GSOMP) 的信道估计算法。然而, 在宽带 XL-MIMO 系统中, 通常会遇到显著的近场波束分裂效应^[21]。文献[21]将现有角域波束分裂模式^[19]的思想拓展到近场区域, 构建了极域表示上的物理角度和距离参数与波束分裂模式之间的匹配关系, 进而提出了一种双线性模式检测 (bilinear pattern detection, BPD) 的信道估计算法以对近场宽带信道进行估计。

目前, 针对 THz XL-MIMO 系统近场宽带信道估计问题的研究较少, 如何准确地估计 THz XL-MIMO 系统的多子载波近场宽带信道仍然是一个具有挑战性的问题。本文针对这一问题进行了研究, 设计了一种与子载波相关的宽带蜂窝码本, 旨在对抗波束分裂效应的影响, 并有效减小码本采样造成的量化误差和码字覆盖空隙。相应地, 本文针对设计的宽带蜂窝码本提出了一种多维累积广义同步 OMP (multi-dimensional accumulation GSOMP, MAGSOMP) 的宽带信道估计算法, 通过多重信道相关性累积的方式提高信道估计的准确性。仿真结果表明, 采用本文设计的宽带蜂窝码本, MAGSOMP 算法在近场宽带场景下能够获得比现有极域码本及其对应算法更高的信道估计精度。该算法在信噪比 (signal-to-noise ratio,

SNR) 为 5 dB 时, 信道估计的归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 与现有算法相比提升 7 dB 以上。

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 正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 通信系统, 每个用户为单天线, 基站拥有 N 元天线的均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA), 并配置 N_{RF} 个射频链以实现混合预编码技术, 其中 $N_{\text{RF}} \ll N$ 。天线单元间距为 $d = \frac{\lambda_c}{2}$, 其中载波波长 λ_c 与载波频率 f_c 的关系为 $f_c = \frac{c}{\lambda_c}$ 。系统中用于信道估计的子载波数量为 M 。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, 且每个用户的信道估计相互独立。

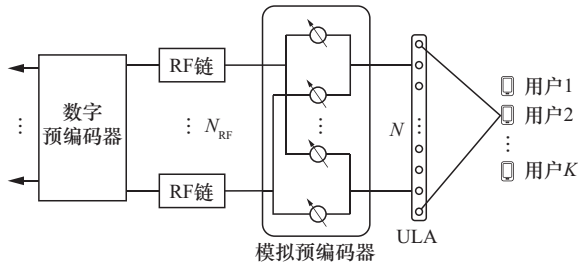


图1 系统模型

设某一用户在子载波 m 和时隙 p 发送的导频序列为 $s_{m,p}$, 此时基站的接收信号表示为:

$$\mathbf{y}_{m,p} = \mathbf{W}_p \mathbf{h}_m s_{m,p} + \mathbf{W}_p \mathbf{n}_{m,p} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{W}_p \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}} \times N}$ 为基站的组合矩阵^[15], 满足恒模约束, 即 $|\mathbf{W}_p(i,j)| = \frac{1}{\sqrt{N}}$; $\mathbf{n}_{m,p} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ 分布的复高斯噪声; $p = 1, 2, \dots, P$, 其中 P 为导频长度; $\mathbf{h}_m$ 为用户和基站之间第 m 个子载波的信道, 具体的近场信道模型和数学表达式如下。

近场信道模型如图 2 所示。使用平面直角坐标系对近场信道模型进行表示, ULA 的阵列孔径为 $D = (N-1)d$, 且中心天线位于坐标系原点, 则 $(0, \delta_n d)$ 表示第 n 根天线的坐标, 其中 $\delta_n = -\frac{N-1}{2} + (n-1)$, $n = 1, 2, \dots, N$ 。假设用户与基站之间有 L 条

路径, 用户或散射体位于近场空间中 $(r_l \cos \theta_l, r_l \sin \theta_l)$ 处, 其中, $l = 1, 2, \dots, L$, 参数 θ_l 与 r_l 分别表示第 l 条路径中的用户或散射体到基站 ULA 原点的线段与水平方向的夹角与距离, r_l 满足 $r_l \in [r_{\min}, r_{\max}]$, 且 $R_{\text{Near}} \leq r_{\min} < r_{\max} \leq R_{\text{Far}}$, 其中, $R_{\text{Far}} = \frac{2D^2}{\lambda_c}$ 为瑞利距离, 即远场与近场区域的距离划分点; $R_{\text{Near}} = 0.5 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda_c}}$ 为菲涅尔距离, 即能够进行菲涅尔近似的最小近场距离, 近场区域的范围为 $[R_{\text{Near}}, R_{\text{Far}}]$ 。

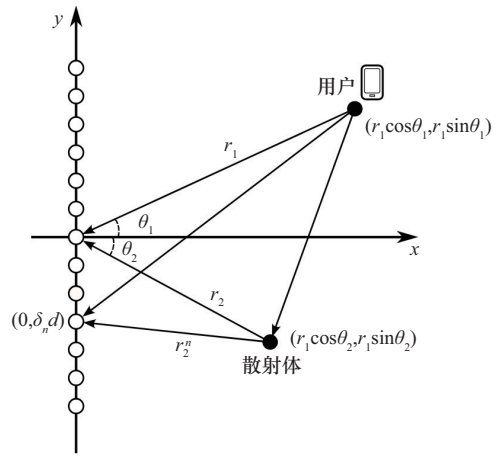


图2 近场信道模型

根据近场信道模型, 将用户和基站之间第 m 个子载波的信道 $\mathbf{h}_m$ 表示为:

$$\mathbf{h}_m = \sqrt{\frac{N}{L}} \sum_{l=1}^L g_{l,m} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda_m} r_l} \mathbf{b}(\theta_l, r_l, f_m) \quad (2)$$

其中, $f_m = f_c + \frac{2m-M}{2M} B$ 为子载波 m 的频率, $\lambda_m = \frac{c}{f_m}$ 为其对应的波长, B 为信号带宽, f_c 为载波频率, $g_{l,m}$ 为子信道 m 第 l 条路径的复增益, 近场阵列响应 $\mathbf{b}(\theta_l, r_l, f_m)$ 表示为:

$$\mathbf{b}(\theta_l, r_l, f_m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[e^{j\phi_{l,m}^1}, e^{j\phi_{l,m}^2}, \dots, e^{j\phi_{l,m}^N} \right]^T \quad (3)$$

其中, $\phi_{l,m}^n = -\frac{2\pi f_m}{c} (r_l^n - r_l)$, r_l^n 表示用户或散射体到第 n 根天线的距离, 由余弦定理可得 $r_l^n = \sqrt{r_l^2 + \delta_n^2 d^2 - 2r_l \delta_n d \sin \theta_l}$, 当 $r_l > R_N$ 时, 可利用菲涅尔近似将 r_l^n 近似表示为:

$$r_l^n \approx r_l - \delta_n d \sin \theta_l + \delta_n^2 d^2 \frac{1 - \sin^2 \theta_l}{2r_l} \quad (4)$$

根据式(4)可知,在极坐标域中, \$(r^n - r)\$ 与参数 \$\theta\$ 和 \$r\$ 之间呈非线性关系。为便于运算,对式(4)中的极坐标域进行坐标变换,得到 \$x = \sin \theta\$ 和 \$y = \frac{1 - \sin^2 \theta}{2r}\$, 并将 \$x\$ 和 \$y\$ 分别称为变换域中的角度和距离坐标^[18]。因此, \$\phi_{l,m}^n\$ 可近似表示为:

$$\phi_{l,m}^n \approx \bar{\phi}_{l,m}^n = \frac{2\pi f_m}{c} (\delta_n dx_l - \delta_n^2 d^2 y_l) \quad (5)$$

则 \$\mathbf{b}(\theta_l, r_l, f_m) \approx \bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m)\$, 其中 \$\left[\bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m)\right]_n (n = 1, 2, \dots, N)\$ 可表示为:

$$\left[\bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m)\right]_n = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j \frac{2\pi f_m}{c} (\delta_n dx_l - \delta_n^2 d^2 y_l)} \quad (6)$$

令式(1)中 \$s_{m,p} = 1\$, 则基站接收到该用户在子载波 \$m\$ 处的导频信号可表示为:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{W} \mathbf{h}_m + \mathbf{n}_m \quad (7)$$

其中, \$\mathbf{y}_m = [\mathbf{y}_{m,1}^T, \mathbf{y}_{m,2}^T, \dots, \mathbf{y}_{m,P}^T]^T\$, \$\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1^T, \mathbf{W}_2^T, \dots, \mathbf{W}_P^T]^T\$, \$\mathbf{n}_m = [\mathbf{n}_{m,1}^T, \mathbf{n}_{m,2}^T, \dots, \mathbf{n}_{m,P}^T]^T\$。

为了从低维观测信号 \$\mathbf{y}_m\$ 中恢复高维近场信道 \$\mathbf{h}_m\$, 利用 THz 信道中路径数 \$L\$ 通常较小的特性, 引入码本矩阵 \$\mathbf{A}\$, 将信道稀疏变换为 \$\mathbf{h}_m = \mathbf{A} \mathbf{h}_0^m\$, 则式(7)表示的接收信号 \$\mathbf{y}_m\$ 可改写为:

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{h}_0^m + \mathbf{n}_m \quad (8)$$

其中, \$\mathbf{h}_0^m\$ 为第 \$m\$ 个子载波信道 \$\mathbf{h}_m\$ 的稀疏表示^[15]。

在基站端, 整合接收到的来自不同子载波的导频信号, 可得:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{H}_0 + \mathbf{N} \quad (9)$$

其中, \$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_M]\$, \$\mathbf{H}_0 = [\mathbf{h}_0^1, \mathbf{h}_0^2, \dots, \mathbf{h}_0^M]\$, \$\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_M]\$。因此, 近场信道估计问题可转化为稀疏信道恢复问题, 并利用 CS 技术进行稀疏信道恢复^[11]。

在稀疏信道恢复过程中, 需要计算观测信号与码本中每个码字之间的相关性, 并选择相关性最大的码字作为稀疏恢复结果。因此, 码本的构成方式会直接影响信道估计的性能, 对码本的选择成为信道估计中至关重要的因素。由于传统的近场极坐标域码本存在覆盖空隙^[18], 本文采用码字覆盖效率更高的宽带蜂窝码本实现稀疏信道的恢复。

在变换域中, 码字的覆盖范围近似为椭圆^[18]。

为了消除椭圆存在的覆盖空隙, 宽带蜂窝码本进一步对变换域进行压缩, 将码字覆盖范围变换为圆形^[18]。压缩后的变换域称为压缩变换域, 变换矩阵表示为:

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中, \$(x', y')\$ 是压缩变换域中的坐标, \$(x, y)\$ 是变换域中的坐标; 压缩参数 \$t = \sqrt{\frac{15}{d^2(N^2 - 4)}} \approx

\$\frac{2\sqrt{15}}{(N-1)\lambda_c}\$, 当基站的天线单元数 \$N\$ 确定时, 压缩

参数 \$t\$ 为定值^[18]。压缩变换域与极坐标域的关系为

$$x' = \sin \theta, y' = \frac{1 - \sin^2 \theta}{2rt},$$

压缩后码字的实际覆盖范围和相关性均不发生改变。为了便于表示, 在后文中将压缩变换域中的坐标简化为 \$(x, y)\$。

在压缩变换域中, 设码字覆盖范围的半径为 \$r_{CB}\$, 根据圆密排定理, 将宽带蜂窝码本的采样点布局总结如下。

在 \$-\frac{1}{2} B_{\text{width}} \leq x \leq \frac{1}{2} B_{\text{width}}\$ 且 \$0 \leq y < B_{\text{high}}\$ 的范围内, 以点 \$(-1, 0)\$ 为基点, \$r_{CB}\$ 为正六边形半径, 按照从下到上、从左到右的排列顺序进行蜂窝堆叠并生成采样点坐标 \$(\bar{x}_s, \bar{y}_s)^{[18]}\$。正六边形布局如图 3 所示, 其中, \$s = 1, 2, \dots, S\$, \$S = c_1 c_2\$ 表示采样点总数,

\$c_1 = \left\lceil \frac{2B_{\text{high}}}{3r_{CB}} \right\rceil + 1\$ 表示采样点行数, \$c_2 =

\$\left\lceil \frac{B_{\text{width}}}{\sqrt{3} r_{CB}} \right\rceil + 1\$ 表示每行采样点数量, \$\lfloor x \rfloor\$ 表示向下取

整符号, \$B_{\text{width}} = 2\$ 与 \$B_{\text{high}} = \frac{1}{tr_{\min}} + \frac{3}{2} r_{CB}\$ 分别表示

压缩变换域中 \$x\$ 轴与 \$y\$ 轴方向的覆盖范围, 以保证宽带蜂窝码本中的码字完全覆盖近场区域^[18]。当采样点位于奇数行时, 将其表示为:

$$(\bar{x}_s, \bar{y}_s) = \left(-1 + [s - (e-1)c_2 - 1] \sqrt{3} r_{CB}, (e-1) \frac{3}{2} r_{CB} \right) \quad (11)$$

其中, \$e = \left\lceil \frac{s}{c_2} \right\rceil\$, 采样点 \$s\$ 满足 \$\left\lceil \frac{s}{c_2} \right\rceil \bmod 2 = 1\$, \$\lceil x \rceil\$

为向上取整符号。当采样点位于偶数行时, 将其表示为:

$$(\bar{x}_s, \bar{y}_s) = \left(-1 + [s - (e-1)c_2 - 1] \sqrt{3} r_{CB} + \frac{\sqrt{3} r_{CB}}{2}, (e-1) \frac{3}{2} r_{CB} \right) \quad (12)$$

其中, 采样点 s 满足 $\left\lfloor \frac{s}{c_2} \right\rfloor \bmod 2 = 0$ 。

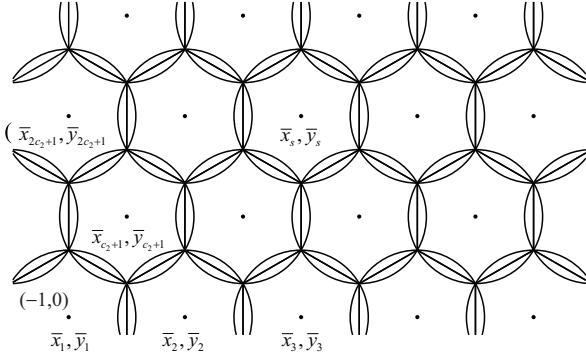


图3 正六边形布局

最终, 得到宽带蜂窝码本 $\mathbf{A} = [\bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_1, \bar{y}_1, f_c), \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_2, \bar{y}_2, f_c), \dots, \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_s, \bar{y}_s, f_c)] \in \mathbb{C}^{N \times S}$ 。

2 宽带蜂窝码本设计

2.1 近场波束分裂效应

近场波束分裂是指在高频段近场通信中, 天线阵列发射的波束因频率改变而发生聚焦位置偏移的现象。由近场波束分裂导致的信道增益大幅衰减^[21], 称为近场波束分裂效应。在 THz XL-MIMO 系统中, 极大的带宽将导致严重的近场波束分裂效应, 这对信道估计问题提出了挑战。因此, 针对 THz XL-MIMO 系统设计能够抑制波束分裂效应的信道估计方案至关重要。

为了描述近场波束分裂效应, 定义参数 $\eta_m = \frac{f_m}{f_c}$, 将 $\bar{\phi}_{l,m}^n$ 重新表示为:

$$\bar{\phi}_{l,m}^n = \frac{2\pi f_c}{c} (\delta_n d \eta_m x_l - \delta_n^2 d^2 \eta_m y_l) \quad (13)$$

由式(13)可知, 在近场通信中, 若频率为 f_c 的波束聚焦于 (x_l, y_l) , 则频率改变为 f_m 后波束聚焦于 $(\eta_m x_l, \eta_m y_l)$, 本文将 (x_l, y_l) 和 $(\eta_m x_l, \eta_m y_l)$ 分别称为物理位置和有效位置。

为了恢复式(9)中的稀疏信道, 需要考虑波束分裂效应的影响。对物理位置处于 (x_l, y_l) 的散射

体, 子载波 m 的阵列响应向量为 $\bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m)$ 。根据压缩感知理论, 在稀疏信道恢复过程中 (x_l, y_l) 的支撑为 $k_{l,m}^* = \arg \max_k |\bar{\mathbf{b}}^H(\bar{x}_k, \bar{y}_k, f_c) \bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m)|$, 该问题可转化为:

$$k_{l,m}^* = \arg \min_k |(\bar{x}_k - \eta_m x_l)^2 + (\bar{y}_k - \eta_m y_l)^2| \quad (14)$$

其中, $(\bar{x}_k, \bar{y}_k)$ 表示码本中索引为 k 的码字对应的位置。上述优化问题的解为码本包含的所有码字中最接近有效位置 $\eta_m(x_l, y_l)$ 的码字索引。

由式(14)可知, 物理位置 (x_l, y_l) 的支撑与子载波频率有关。因此, 在近场宽带信道估计中, 公共支撑集^[15]的理想假设不再适用。传统构造下的宽带蜂窝码本支撑如图4所示, 只有频率相近的子载波具有相似的支撑。因此, 与频率无关的码本构造方式无法适应近场宽带信道。为了解决这一问题, 需要设计包含频率因素的近场宽带信道码本。

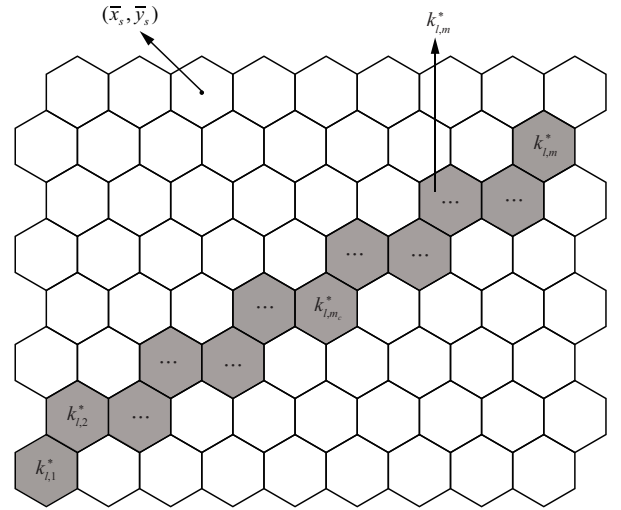


图4 传统构造下的宽带蜂窝码本支撑

2.2 近场宽带蜂窝码本设计

为了应对近场宽带信道中存在的波束分裂效应, 本文通过对有效位置 $(\eta_m x_l, \eta_m y_l)$ 进行采样, 构造与子载波 m 频率对应的近场宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m = [\bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_1^m, \bar{y}_1^m, f_c), \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_2^m, \bar{y}_2^m, f_c), \dots, \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_s^m, \bar{y}_s^m, f_c)]$, 码本 $\mathbf{A}^m$ 中的有效位置采样点为:

$$(\bar{x}_s^m, \bar{y}_s^m) = \eta_m (\bar{x}_s, \bar{y}_s) \quad (15)$$

将码本 $\mathbf{A}^m$ 称为基于有效位置采样的宽带蜂窝码本。采用基于有效位置采样的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 对近场宽带信道进行估计, 获取支撑 $k_{l,m}^*$ =

$\arg \max_k \left| \bar{\mathbf{b}}^H(\bar{\mathbf{x}}_k^m \bar{\mathbf{y}}_k^m f_c) \bar{\mathbf{b}}(x_l, y_l, f_m) \right|$, 可得:

$$k_{l,m}^* = \arg \min_k \left| (\bar{x}_k^m - \eta_m x_l)^2 + (\bar{y}_k^m - \eta_m y_l)^2 \right| \quad (16)$$

根据式(15), 式(16)可等价于:

$$k_{l,m}^* = \arg \min_k \left| (\bar{x}_k - x_l)^2 + (\bar{y}_k - y_l)^2 \right| \quad (17)$$

显然, 式(16)的解与子载波频率无关。因此, 通过基于有效位置采样的宽带蜂窝码本, 可以获得与子载波频率无关的公共支撑集, 从而消除波束分裂效应对近场宽带信道估计的影响, 进而可以基于SOMP算法^[15]的思想, 同时利用所有子载波的信息完成信道估计。然而, 码本中的采样位置是离散的, 而信道中的物理位置是连续的。因此, 对于基于码本的信道估计方案, 码本中的采样间隔带来的量化误差无法避免。虽然缩小码字覆盖范围即增加码字采样密度是一种较为直接的解决方法, 但该方法会增加码字规模, 导致计算复杂度大幅提升。

为了在平衡计算复杂度的同时减小码本中量化误差对信道估计性能的影响, 本文在上述基于有效位置采样的宽带蜂窝码本的基础上, 提出了一种与子载波相关的宽带蜂窝码本设计方案。该方案通过设计一种平移的采样方式, 对各子载波分别构造对应的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$, 能够在不改变码本维度的前提下, 实现对码字覆盖范围的精细划分, 进一步提高信道估计精度。

下面研究如何对不同子载波设计合适的码本平移方式来合理划分正六边形的码字覆盖范围, 从而构造出与子载波相关的宽带蜂窝码本。由于正六边形无法划分为若干个全等的正六边形, 考虑将其划分为若干个可以进一步划分的其他全等图形。根据平面镶嵌几何原理, 正六边形可以被均匀划分为6个等边长的正三角形。正三角形的几何结构简单, 有利于进一步的码本平移设计。因此, 首先将正六边形划分为6个等边长的正三角形, 然后基于正三角形的自相似性将其划分为多个更小的正三角形。因此, 将码字的划分过程分为以下两个阶段。

(1) 第一阶段: 正六边形划分为正三角形

首先进行第一层码字划分。设宽带蜂窝码本中码字的覆盖区域为边长为 r_{CB} 的正六边形。根据正六边形的旋转对称性, 只需将码本向正六边形的任一对角线方向平移 $\pm r_{CB}$, 即可生成两个维度相同的

码本, 与原码本组合后可将正六边形码字的覆盖区域划分为6个边长为 r_{CB} 的正三角形区域。因此, 第一层码字划分的3个码本需要匹配3个子载波。设原码本中第 s 个码字的中心采样点为 $(\bar{x}_s, \bar{y}_s)$, 以 $(\bar{x}_s, \bar{y}_s)$ 为极坐标原点和 α 方向(30°)为平移方向, 将两个平移码本对应的子载波分别记为 m_α^1 和 m_α^2 , 原码本对应的子载波记为 m_0 , 则第 s 个有效位置采样点 $(\bar{x}_s^m, \bar{y}_s^m)$ 在原码本与两个平移码本中分别设定为:

$$(\bar{x}_s^{m_0}, \bar{y}_s^{m_0}) = \eta_{m_0}(\tilde{x}_s^{m_0}, \tilde{y}_s^{m_0}) \quad (18)$$

$$(\bar{x}_s^{m_\alpha^1}, \bar{y}_s^{m_\alpha^1}) = \eta_{m_\alpha^1}(\tilde{x}_s^{m_\alpha^1}, \tilde{y}_s^{m_\alpha^1}) \quad (19)$$

其中, $(\tilde{x}_s^{m_0}, \tilde{y}_s^{m_0}) = (\bar{x}_s, \bar{y}_s)$ 和 $(\tilde{x}_s^{m_\alpha^1}, \tilde{y}_s^{m_\alpha^1}) = (\bar{x}_s \pm \frac{\sqrt{3}}{2} r_{CB}, \bar{y}_s \pm \frac{1}{2} r_{CB})$ 分别表示原码本和两个平移码本中的第 s 个物理位置采样点。

进一步对第一阶段划分的6个正三角形区域的中心点坐标进行表示, 以明确各区域对应的物理位置信息。采用三角形重心坐标公式表示划分的区域中心点坐标, 其中重心坐标为三角形顶点坐标的算术平均值。将原码本中码字 s 对应的物理位置 $(\bar{x}_s, \bar{y}_s)$ 记为 $\mathbf{V}_{s,0}$, 则其6个顶点坐标向量 $\mathbf{V}_{s,j}$ 为:

$$\mathbf{V}_{s,j} = (\bar{x}_s + r_{CB} \cos(\frac{2\pi j - \pi}{6}), \bar{y}_s + r_{CB} \sin(\frac{2\pi j - \pi}{6})) \quad (20)$$

其中, $j = 1, 2, \dots, 6$, $j = 1$ 对应 α 方向上的顶点, j 沿逆时针方向增大。此时, 码字 s 中第 j 个正三角形区域的中心点坐标 $\mathbf{x}_{s,j} = (x_{s,j}, y_{s,j})$ 表示为:

$$(x_{s,j}, y_{s,j}) = \frac{1}{3} (\mathbf{V}_{s,j} + \mathbf{V}_{s,j+1} + \mathbf{V}_{s,0}) \quad (21)$$

码字划分第一阶段的码本平移结构如图5所示。其中, 将两个平移码本中第 s 个码字相邻的部分码字一并画出。可以发现, 该阶段划分的不同正三角形区域在每个子载波处都具有不同的物理位置支撑。

(2) 第二阶段: 精细划分正三角形

在第一阶段的基础上, 进一步对每个正三角形区域进行 $(V-1)$ 层精细划分, 即宽带蜂窝码本的码字共划分为 V 层。以码字中心采样点 $(\bar{x}_s, \bar{y}_s)$ 为极坐标原点, 分别将 -30° 和 90° 方向记为 β 和 γ 方向。对于该阶段码字划分的第 v 层($v = 2, 3, \dots, V$), 根据正三角形的自相似性, 将码本沿 α 、 β 和 γ 方向分别平移 $\pm \frac{(v-1)r_{CB}}{V}$, 得到6个维度相同的平移码本。因

此, 该阶段每层划分均需要分配6个子载波。在第 v 层划分中, 将沿 α 、 β 和 γ 正负方向平移的码本对应的子载波分别记为 $m_{\alpha^+}^v$ 、 $m_{\beta^+}^v$ 和 $m_{\gamma^+}^v$ 。该阶段码字划分的第 v 层第 s 个有效位置采样点 $(\tilde{x}_s^m, \tilde{y}_s^m)$ 在新增的6个子载波对应的平移码本中分别设定为:

$$(\tilde{x}_s^{m_{\alpha^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\alpha^+}^v}) = \eta_{m_{\alpha^+}^v}(\tilde{x}_s^{m_{\alpha^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\alpha^+}^v}) \quad (22)$$

$$(\tilde{x}_s^{m_{\beta^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\beta^+}^v}) = \eta_{m_{\beta^+}^v}(\tilde{x}_s^{m_{\beta^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\beta^+}^v}) \quad (23)$$

$$(\tilde{x}_s^{m_{\gamma^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\gamma^+}^v}) = \eta_{m_{\gamma^+}^v}(\tilde{x}_s^{m_{\gamma^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\gamma^+}^v}) \quad (24)$$

其中, $(\tilde{x}_s^{m_{\alpha^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\alpha^+}^v}) = (\bar{x}_s \pm \frac{\sqrt{3}u}{2V} r_{CB}, \bar{y}_s \pm \frac{u}{2V} r_{CB})$ 、 $(\tilde{x}_s^{m_{\beta^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\beta^+}^v}) = (\bar{x}_s \pm \frac{\sqrt{3}u}{2V} r_{CB}, \bar{y}_s \mp \frac{u}{2V} r_{CB})$ 、 $(\tilde{x}_s^{m_{\gamma^+}^v}, \tilde{y}_s^{m_{\gamma^+}^v}) = (\bar{x}_s, \bar{y}_s \pm \frac{u}{V} r_{CB})$ 分别表示新增的6个子载波对应的平移码本中的第 s 个物理位置采样点, $v = 2, 3, \dots, V$, $u = v - 1$ 。

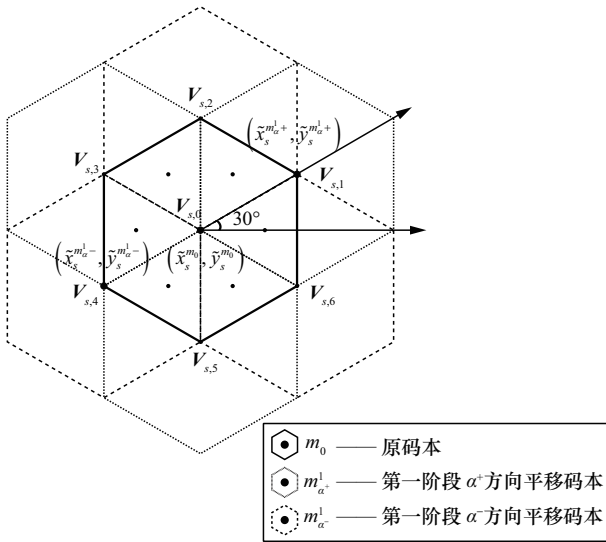


图5 码字划分第一阶段的码本平移结构

由于第二阶段共生成 $6(V-1)$ 个维度相同的码本, 因此需要为每个码本各分配一个子载波。这些码本将第一阶段划分得到的正三角形区域 j 进一步精细划分为 V^2 个边长为 $\frac{r_{CB}}{V}$ 的正三角形子区域。引入参数对 (p_1, q_1) 和 (p_2, q_2) , 表示划分后每个正三角形子区域的中心点坐标, 定义参数对集合为:

$$\mathcal{Y}_1 = \{(p_1, q_1) \in \mathbb{N}^2 \mid p_1 + q_1 \leq V - 1\} \quad (25)$$

$$\mathcal{Y}_2 = \{(p_2, q_2) \in \mathbb{N}^2 \mid p_2 + q_2 \leq V - 2\} \quad (26)$$

在第二阶段, 码字 s 的第 j 个正三角形区域划分后得到的所有正三角形子区域的中心点坐标 $\mathbf{x}_{s,j}$ 可用参数对 (p_1, q_1) 和 (p_2, q_2) 分别表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{s,j}(p_1, q_1) = & \frac{1}{V} [(p_1 + \frac{1}{3})V_{s,j} + (q_1 + \frac{1}{3})V_{s,j+1} + \\ & (V - p_1 - q_1 - \frac{2}{3})V_{s,0}] \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{s,j}(p_2, q_2) = & \frac{1}{V} [(V - p_2 - q_2 - \frac{4}{3})V_{s,j} + \\ & (p_2 + \frac{2}{3})V_{s,j+1} + (q_2 + \frac{2}{3})V_{s,0}] \end{aligned} \quad (28)$$

所有中心点坐标集合 $\mathbb{D}_{s,j}$ 表示为:

$$\begin{aligned} \mathbb{D}_{s,j} = & \{\mathbf{x}_{s,j}(p_1, q_1) \mid (p_1, q_1) \in \mathcal{Y}_1\} \cup \\ & \{\mathbf{x}_{s,j}(p_2, q_2) \mid (p_2, q_2) \in \mathcal{Y}_2\} \end{aligned} \quad (29)$$

综上所述, 以码字划分层数 $V=2$ 为例对码字划分进行设计, $V=2$ 时两阶段码字划分的码本平移结构如图6所示, 其中, m 的下标表示码本平移方向, m 的上标表示码本平移所在层数。经过两阶段码字划分的正三角形子区域在每个子载波处都具有不同的物理位置支撑。

对于整个码字划分过程, 将码本中码字 s 划分的子区域中心点坐标集合记为 $\mathbb{D}_s$ 。当码字划分层数 $V=1$ 时, 集合 $\mathbb{D}_s$ 表示为:

$$\mathbb{D}_s = \{(\mathbf{x}_{s,j}, \mathbf{y}_{s,j}) \mid j = 1, 2, \dots, 6\} \quad (30)$$

当 $V \geq 2$ 时, 集合 $\mathbb{D}_s$ 表示为:

$$\mathbb{D}_s = \bigcup_{j=1}^6 \mathbb{D}_{s,j} \quad (31)$$

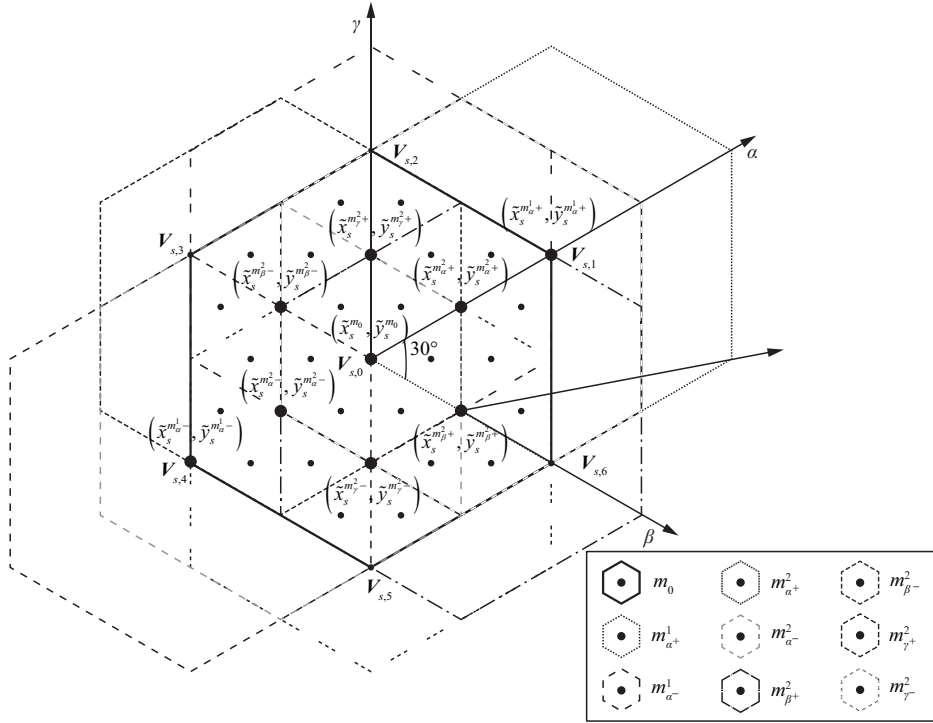
其中, 集合 $\mathbb{D}_s$ 内的坐标个数为 $|\mathbb{D}_s| = 6V^2$ 。

为便于后续表述, 按照集合内元素的个数, 对集合 $\mathbb{D}_s$ 中的每个元素分配下标 i , 进而将集合 $\mathbb{D}_s$ 重新表示为:

$$\mathbb{D}_s = \{(\mathbf{x}_{s,i}, \mathbf{y}_{s,i}) \mid i = 1, 2, \dots, 6V^2\} \quad (32)$$

其中, 码字 s 中第 i 个子区域的中心点坐标 $(\mathbf{x}_{s,i}, \mathbf{y}_{s,i})$ 对应该子区域在码字 s 中的物理位置。

综上所述, 通过码本平移设计, 共构造 $M = 6V - 3$ 个子载波对应的宽带蜂窝码本 $\mathcal{A}^m$ 。码字划分过程将每个码字划分为 $6V^2$ 个边长为 $\frac{r_{CB}}{V}$ 的正三角形子区域, 且不同子区域在各子载波处有不同的

图6 $V=2$ 时两阶段码字划分的码本平移结构

物理位置支撑。由此得到改进的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m = [\bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_1^m, \bar{y}_1^m, f_c), \dots, \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_s^m, \bar{y}_s^m, f_c), \dots, \bar{\mathbf{b}}(\bar{x}_S^m, \bar{y}_S^m, f_c)]$, 并将其命名为与子载波相关的宽带蜂窝码本。

采用与子载波相关的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 进行近场宽带信道估计, 式(16)可变换为:

$$k_{l,m}^* = \arg \min_k |(\tilde{x}_k^m - x_l)^2 + (\tilde{y}_k^m - y_l)^2| \quad (33)$$

由此可见, 与子载波相关的宽带蜂窝码本在不同子载波 m 处估计的物理位置支撑 $k_{l,m}^*$ 不同。

将各码字的子区域与其在各子载波处的物理位置支撑进行组合。当物理位置 (x_l, y_l) 位于原码本中码字 s 的第 i 个子区域内时, 其在子载波 m 处的物理位置支撑表示为:

$$\Gamma(s, i, m) = \arg \min_k |(\tilde{x}_k^m - x_{s,i})^2 + (\tilde{y}_k^m - y_{s,i})^2| \quad (34)$$

其中, $s = 1, 2, \dots, S$, $i = 1, 2, \dots, 6V^2$, $m = 1, 2, \dots, M$, 将 Γ 称为与子载波相关的宽带蜂窝码本的物理位置支撑模式。

综上所述, 采用与子载波相关的宽带蜂窝码本, 根据式(34)计算并存储物理位置支撑模式 Γ , 然后在信道估计过程中基于上述物理位置支撑模式采用有效的信道估计算法, 即可从宽带信道的相关性矩阵中分别对各码字子区域在所有子载波处的相关性进行累积, 找到具有最大相关性的码字子区域

并获得对用户或散射体所处物理位置的精确估计, 从而得到准确的信道估计结果。物理位置支撑模式 Γ 的计算只需在信道估计之前完成一次, 因此并不影响信道估计的计算复杂度。

本文提出的物理位置支撑模式 Γ 的计算过程如算法1所示。

算法1 获取物理位置支撑模式 Γ

输入 码字划分层数 V , 码字划分的子区域中心点坐标集合 $\mathbb{D}_s (s = 1, 2, \dots, S)$, 宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 的所有物理位置采样点 $(\tilde{x}_k^m, \tilde{y}_k^m) (m = 1, 2, \dots, M; k = 1, 2, \dots, S)$

输出 物理位置支撑模式 Γ

- 1) for $s = 1:1:S$
- 2) for $i = 1:1:6V^2$
- 3) 根据式(32)获得码字 s 中第 i 个子区域的物理位置 $(x_{s,i}, y_{s,i})$
- 4) for $m = 1:1:M$
- 5) 对宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 中所有 $(\tilde{x}_k^m, \tilde{y}_k^m)$, 根据式(34)获得 $(\tilde{x}_k^m, \tilde{y}_k^m)$ 对应子区域的物理位置支撑模式 $\Gamma(s, i, m)$
- 6) end for
- 7) end for
- 8) end for

3 宽带信道估计算法

3.1 MAGSOMP 信道估计算法

采用与子载波相关的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 将信道 $\mathbf{h}_m$ 稀疏表示^[15], 则式(9)可重新表示为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{W}[\mathbf{A}^1 \mathbf{h}_0^1, \mathbf{A}^2 \mathbf{h}_0^2, \dots, \mathbf{A}^M \mathbf{h}_0^M] + \mathbf{N} \quad (35)$$

经典的宽带信道估计算法——SOMP 算法^[15]假设稀疏支撑与子载波频率无关, 并通过计算式(9)中 $\mathbf{H}_0$ 各行的总相关性, 累积来自整个信号带宽的信息。然而, 波束分裂效应的存在导致 SOMP 算法^[15]求得的支撑并不适用于所有子载波, 从而使信道估计性能下降。为解决该问题, 本文针对设计的与子载波相关的宽带蜂窝码本, 提出了 MAGSOMP 信道估计算法, 如算法 2 所示。

算法 2 MAGSOMP 信道估计算法

输入 接收信号 $\mathbf{Y}$ 、组合矩阵 $\mathbf{W}$ 、路径数 L 、宽带蜂窝码本矩阵 $\mathbf{A}^m (m = 1, 2, \dots, M)$ 、物理位置支撑模式 Γ , 以及码字划分的子区域物理中心点坐标集合 $\mathbb{D}_s (s = 1, 2, \dots, S)$

输出 估计信道 $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_M]$

- 1) 初始化: 令残差矩阵 $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_M] = \mathbf{Y}$ 、感知矩阵 $\Psi^m = \mathbf{W}\mathbf{A}^m$ 、 $\mathbf{P}_m = \{\emptyset\}$ 和 $\mathbf{Q}_m = \{\emptyset\}$
- 2) for $l = 1:L$
- 3) 计算相关性矩阵: $\mathbf{V} = [\Psi_1^H \mathbf{r}_1, \Psi_2^H \mathbf{r}_2, \dots, \Psi_M^H \mathbf{r}_M]$
- 4) $\mathbf{U}(n, m) = |\mathbf{V}(n, m)|^2$, $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_M]$
- 5) $(s^*, i^*) = \arg \max_{s, i} \sum_{m=1}^M u_m(\Gamma(s, i, m))$
- 6) 根据式(32)获得物理位置的估计值 $(\hat{x}_l, \hat{y}_l) = (x_{s^*, i^*}, y_{s^*, i^*})$
- 7) for $m = 1:M$
- 8) 根据式(3)获得 $\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)$, 并更新 $\mathbf{Q}_m = \{\mathbf{Q}_m, \bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)\}$
- 9) $\mathbf{P}_m = \{\mathbf{P}_m, \mathbf{W}\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)\}$
- 10) $\mathbf{G}_m = \mathbf{P}_m^\dagger \mathbf{y}_m$
- 11) 更新残差 $\mathbf{R}(:, m) = \mathbf{y}_m - \mathbf{P}_m \mathbf{G}_m$
- 12) end for
- 13) end for
- 14) for $m = 1:M$
- 15) $\mathbf{h}_m = \mathbf{Q}_m \mathbf{G}_m$
- 16) end for

在 MAGSOMP 信道估计算法中, 首先初始化残差矩阵 $\mathbf{R} = \mathbf{Y}$, 根据本文设计的与子载波相关的宽带蜂窝码本 $\mathbf{A}^m$ 计算感知矩阵 $\Psi^m = \mathbf{W}\mathbf{A}^m$, 生成矩阵 $\mathbf{P}_m = \{\emptyset\}$ 、 $\mathbf{Q}_m = \{\emptyset\}$, $m = 1, 2, \dots, M$, 并获取由算法 1 得到的物理位置支撑模式 Γ 。然后计算路径分量 l 的相关性矩阵 $\mathbf{V} = [\Psi_1^H \mathbf{r}_1, \Psi_2^H \mathbf{r}_2, \dots, \Psi_M^H \mathbf{r}_M]$, 并计算相关性矩阵 $\mathbf{V}$ 中各元素模的平方 $\mathbf{U}(n, m) = |\mathbf{V}(n, m)|^2$, 将 $\mathbf{U}$ 的第 m 列记为 u_m , 即 $\mathbf{U} = [u_1, u_2, \dots, u_M]$, 以便估计。通过物理位置支撑模式 $\Gamma(s, m, i)$ 选取 u_m 中的元素并求和, 即在整个信道带宽对各子区域进行相关性累积, 寻找相关性最大值对应的索引。

$$(s^*, i^*) = \arg \max_{s, i} \sum_{m=1}^M u_m(\Gamma(s, i, m)) \quad (36)$$

得到 (s^*, i^*) 后, 即确定点 (x_l, y_l) 处于码字 s^* 的第 i^* 个子区域, 通过式(32)表示物理位置的估计值 $(\hat{x}_l, \hat{y}_l) = (x_{s^*, i^*}, y_{s^*, i^*})$ 。进一步计算不同载波频率的阵列响应向量 $\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)$, 并分别更新 $\mathbf{Q}_m = \{\mathbf{Q}_m, \bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)\}$ 用于保留信道路径信息, $\mathbf{P}_m = \{\mathbf{P}_m, \mathbf{W}\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)\}$ 用于估计信道增益 $\mathbf{G}_m = \mathbf{P}_m^\dagger \mathbf{y}_m$, 然后更新残差 $\mathbf{R}(:, m) = \mathbf{y}_m - \mathbf{P}_m \mathbf{G}_m$ 。对路径和子载波数进行循环遍历, 即可得到各子载波信道的估计结果 $\mathbf{h}_m = \mathbf{Q}_m \mathbf{G}_m$, 最终估计出宽带信道。

3.2 计算复杂度分析

根据算法 2, 本文提出的采用宽带蜂窝码本的 MAGSOMP 算法的计算复杂度主要来自步骤 3、4、9、10 和 11。其中, 步骤 3 中通过 $\Psi_m^H \in \mathbb{C}^{S \times PN_{\text{RF}}}$ 与 $\mathbf{r}_m \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times 1}$ 获取 $\mathbf{V}$ 的计算复杂度为 $O(SPN_{\text{RF}}M)$; 步骤 4 中获取 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{S \times M}$ 中各元素模长平方的计算复杂度为 $O(SM)$; 步骤 9 中通过 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times N}$ 与 $\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 获取 $\mathbf{W}\bar{\mathbf{b}}(\hat{x}_l, \hat{y}_l, f_m)$ 的计算复杂度为 $O(PN_{\text{RF}}N)$; 步骤 10 中获取 $\mathbf{P}_m \in \mathbb{C}^{PN_{\text{RF}} \times l}$ 的伪逆矩阵 $\mathbf{P}_m^\dagger = (\mathbf{P}_m^H \mathbf{P}_m)^{-1} \mathbf{P}_m^H$ 的计算复杂度为 $O(PN_{\text{RF}}l^2 + l^3)$ ^[21], 通过 $\mathbf{P}_m^\dagger \in \mathbb{C}^{l \times PN_{\text{RF}}}$ 获取 $\mathbf{G}_m = \mathbf{P}_m^\dagger \mathbf{y}_m$ 的计算复杂度为 $O(PN_{\text{RF}}l)$; 步骤 11 中通过步骤 10 得到的 $\mathbf{G}_m \in \mathbb{C}^{l \times 1}$ 更新残差, 其计算复杂度为 $O(PN_{\text{RF}}l)$ 。综上所述, 算法 2 的总计算复杂度为:

$$\begin{aligned}
& O(SP_{N_{RF}}ML) + O(SML) + O(PN_{RF}NML) + \\
& O(PN_{RF}ML^3 + ML^4 + PN_{RF}ML^2) + O(PN_{RF}ML^2) = \\
& O(SP_{N_{RF}}ML) + O(PN_{RF}NML) + \\
& O(PN_{RF}ML^3 + ML^4) + O(PN_{RF}ML^2) \quad (37)
\end{aligned}$$

本节对采用极域码本的文献[15]、文献[21]、文献[20]算法,以及本文提出的采用宽带蜂窝码本的MAGSOMP算法的计算复杂度进行了对比,结果如表1所示。为保证公平性,各算法采用的码本均保持相同的维度。由表1可知,文献[15]、文献[21]、文献[20]这3种算法的计算复杂度相同,均由 $O(SP_{N_{RF}}ML)$ 、 $O(PN_{RF}ML^3 + ML^4)$ 和 $O(PN_{RF}ML^2)$ 三部分构成。由于THz XL-MIMO系统中信道路径数 L 通常较小,而码本中码字数量 S 的量级通常在 10^3 ,算法仿真参数具有如下关系: $S \gg P \geq M > N_{RF} > L$ 。因此,上述对比算法的计算复杂度主导项均为 $O(SP_{N_{RF}}ML)$ 。与上述算法相比,MAGSOMP算法的计算复杂度增加了 $O(PN_{RF}NML)$ 部分。在仿真参数 $N=256$ 、 $S=6180$ 、 $P=32$ 、 $M=15$ 、 $N_{RF}=4$ 以及 $L=3$ 的设置下, $O(SP_{N_{RF}}ML)$ 分量的量级为 3.6×10^7 ,而 $O(PN_{RF}NML)$ 分量的量级为 1.5×10^6 。由此可知,MAGSOMP算法与对比算法的计算复杂度处于同一量级,且MAGSOMP算法相比于其他算法,计算复杂度提高约4.2%。

表1 不同算法的计算复杂度

算法	计算复杂度
文献[15]	$O(SP_{N_{RF}}ML) + O(PN_{RF}ML^3 + ML^4) + O(PN_{RF}ML^2)$
文献[21]	$O(SP_{N_{RF}}ML) + O(PN_{RF}ML^3 + ML^4) + O(PN_{RF}ML^2)$
文献[20]	$O(SP_{N_{RF}}ML) + O(PN_{RF}ML^3 + ML^4) + O(PN_{RF}ML^2)$
MAGSOMP (本文算法)	$O(SP_{N_{RF}}ML) + O(PN_{RF}ML^3 + ML^4) + O(PN_{RF}ML^2) + O(PN_{RF}NML)$

4 仿真分析

本节通过对XL-MIMO系统的一系列近场宽带信道估计仿真实验,对本文设计的与子载波相关的宽带蜂窝码本及MAGSOMP算法的信道估计性能进

行评估。为对比不同码本及其对应算法的信道估计性能,本节选取NMSE作为评判标准,其计算式为:

$$NMSE = \mathbb{E} \left(\frac{\|\mathbf{H} - \hat{\mathbf{H}}\|_F^2}{\|\mathbf{H}\|_F^2} \right) \quad (38)$$

系统参数设置如下:基站配备 $N=256$ 元ULA,载波频率 $f_c=100$ GHz,射频链数量 $N_{RF}=4$,子载波总数为256,路径数 $L=3$,参数 θ_l 随机从 $\mathcal{U}\left(-\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{3}\right)$ 中生成;基站ULA的阵列孔径为 $D \approx Nd = 0.384$ m,瑞利距离与菲涅尔距离分别为 $R_{Far} = 98.3$ m与 $R_{Near} \approx 2.2$ m;宽带蜂窝码本的码字覆盖范围的边长为 $r_{CB} = 0.0195$,以保证宽带蜂窝码本与对比方案采用的极域码本能够在相同的维度下进行比较^[18]。

本节在仿真实验中对下述几种采用不同码本的信道估计算法的性能进行了对比分析:采用极域码本的文献[15]、文献[21]、文献[20],以及采用宽带蜂窝码本的本文算法。

将其他仿真参数分别固定为SNR=5 dB、 $P=32$ 、 $V=3$ (即 $M=15$)和 $B=10$ GHz,对各信道估计算法随距离 r_l (5~115 m)变化的NMSE性能曲线进行比较,结果如图7所示。在图7的仿真中,将距离参数的上界设置在瑞利距离以外,以明确各算法在近远场交界处附近的性能表现。其中,虚线处为瑞利距离 R_{Far} ,即近远场交界处所在位置。

图7的仿真结果表明,采用不同码本的各信道估计算法在近场范围内和近远场交界处附近的性能均较为稳定。与采用极域码本的算法相比,本文算法的NMSE性能有5 dB左右的提升,性能优势明显。这主要归因于本文提出的宽带蜂窝码本在不改变码本维度的前提下,能够实现码字覆盖范围的细分,充分减小了码本中由采样间隔引起的量化误差。当距离 r_l 较小时,文献[20]和文献[21]的NMSE性能比远距离时稍差。这是由于当 r_l 较大时,信道估计与远场情况近似,当 $y_l = \frac{1 - \sin^2 \theta_l}{2r_l}$

趋于0时,即为 r_l 匹配了采样距离 $r = +\infty$,信道估计精度变高;当 r_l 较小时, $\hat{r}_l$ 信道估计精度有限。本文算法对任意 θ_l 和 r_l 都能得到较为准确的估计值,性能在近远场交界处基本不受影响。

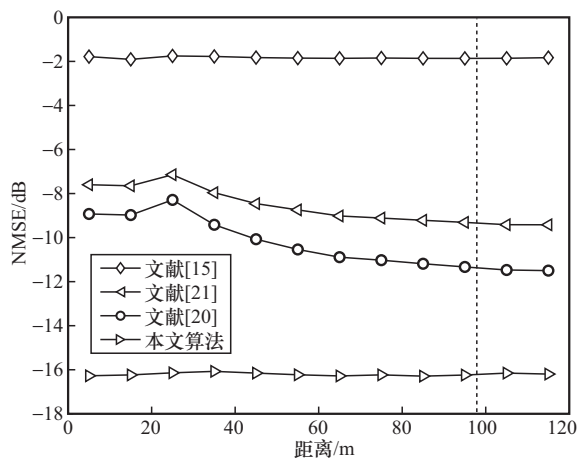


图7 不同距离下的NMSE性能

不同信噪比和导频开销下的NMSE性能分别如图8和图9所示。为保证对比的公平性,分别设置 $P = 32$ 、 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$,并将其他仿真参数分别固定为 $V = 3$ (即 $M = 15$)、 $B = 10 \text{ GHz}$ 、 r_l 随机从 $\mathcal{U}(10,30)$ 中生成。图8和图9的仿真结果表明,在近场宽带场景下,文献[15]受波束分裂效应影响性能不佳;本文算法不受波束分裂效应的影响,并在众多算法中获得了最高的信道估计精度。此外,本文算法通过采用与子载波相关的宽带蜂窝码本与多维相关性累积处理,其NMSE会随SNR的提升而持续下降,其他采用极域码本的对比较法则遇到了性能瓶颈。

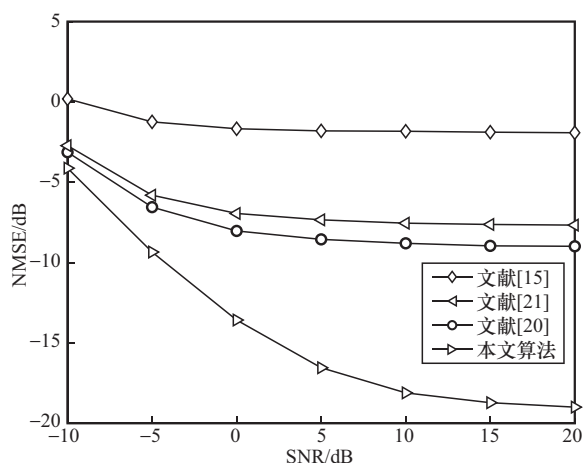


图8 不同信噪比下的NMSE性能

将其他仿真参数分别固定为 $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ 、 r_l 随机从 $\mathcal{U}(10,30)$ 中生成、 $P = 32$ 和 $V = 3$ (即 $M = 15$),对采用不同码本的各信道估计算法在 $0.1 \sim 10 \text{ GHz}$ 带宽下的NMSE性能曲线进行比较,结果如图10所

示。图10的仿真结果表明,文献[15]受波束分裂效应的严重制约,其性能随带宽增加而显著变差;文献[20]、文献[21]和本文算法均消除了波束分裂效应的影响,因此NMSE性能表现较为稳定。与其他采用极域码本的对比较算法相比,本文算法的NMSE性能提升显著。

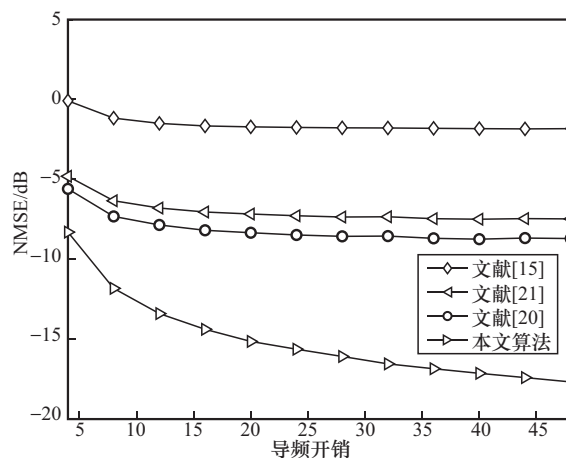


图9 不同导频开销下的NMSE性能

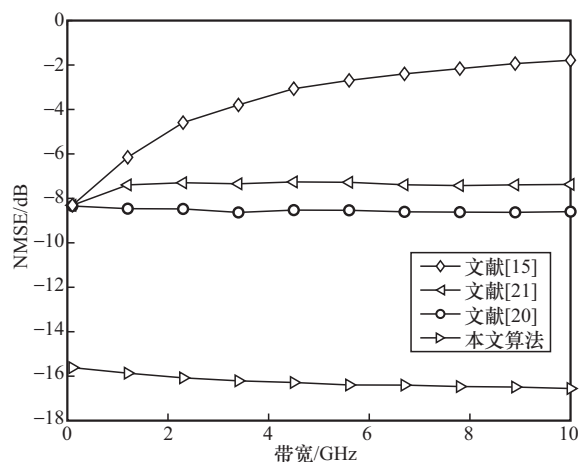


图10 不同带宽下的NMSE性能

用于信道估计的不同子载波数量下的NMSE性能如图11所示,其中, $\text{SNR} = 5 \text{ dB}$ 、 r_l 随机从 $\mathcal{U}(10,30)$ 中生成、 $P = 32$ 和 $B = 10 \text{ GHz}$ 。对于不同的码字划分层数 V ,需要 $M = 6V - 3$ 个用于信道估计的子载波对应所设计的平移码本。图11的仿真结果表明,文献[20]和文献[21]的NMSE性能几乎不受子载波数量 M 影响,这是因为上述算法在不同子载波上均采用相同的极域码本,不能随着子载波数量的增加而细分码字覆盖范围,其性能与子载波数量 M 无关。本文算法得益于采用了与子载

波相关的宽带蜂窝码本,能够随着子载波数量的增加进一步对码字覆盖范围进行细分,有效降低了由采样间隔引起的量化误差,从而实现了NMSE性能的提升。

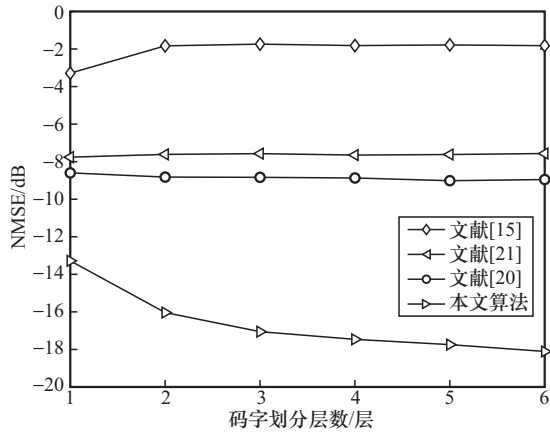


图11 用于信道估计的不同子载波数量下的NMSE性能($M = 6V - 3$)

上述仿真均在理想相位条件下实现,下面在THz频段特有的相位噪声条件下进行仿真,分析相位抖动对信道估计精度的影响,如图12所示。其中,仿真参数设定为 $\text{SNR}=5\text{ dB}$ 、 $P=32$ 、 $V=3$ (即 $M=15$)、 $B=10\text{ GHz}$ 、 r_l 随机从 $\mathcal{U}(10,30)$ 中生成、相位噪声采用文献[22]中的模型。在10 GHz的系统带宽下,相位噪声的强度由强、中至弱分别对应其谱密度 K_ϕ 的值为 -110 dBc/Hz 、 -120 dBc/Hz 和 -130 dBc/Hz [23]。图12的仿真结果表明,本文算法在较弱至中等强度范围内的相位噪声影响下,能够保持与理想相位条件下相同的性能;在相位噪声较强时,虽然会受到相位抖动影响,但与其他采用极域码本的对比算法相比,仍具有相当大的性能优势。

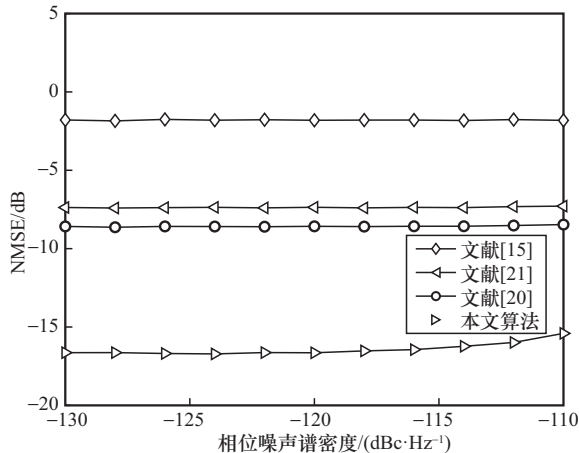


图12 不同强度的相位噪声影响下的NMSE性能

5 结束语

本文设计了一种与子载波相关的宽带蜂窝码本,不仅能够对抗波束分裂效应,还能够在不改变码本维度的前提下,有效减小由采样间隔引起的量化误差,并对应地提出了一种MAGSOMP信道估计算法,通过整合所有子载波的信息和对码本性能优势的充分利用,能够有效地进行信道估计。仿真结果表明,与目前采用极域码本的众多算法相比,本文算法能够在计算复杂度相似的前提下有效提高信道估计精度,当信噪比为5 dB时,信道估计的NMSE性能提升7 dB以上。

参考文献:

- [1] Serghiou D, Khalily M, Brown T W C, et al. Terahertz channel propagation phenomena, measurement techniques and modeling for 6G wireless communication applications: a survey, open challenges and future research directions[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24(4): 1957-1996.
- [2] Cherry S. Edholm's law of bandwidth[J]. IEEE Spectrum, 2004, 41(7): 58-60.
- [3] 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.
- [4] Guo D L, Yuan W W, Sun X G, et al. A terahertz high-speed communication research based on TMIC at 340 GHz[C]//Proceedings of the 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-3.
- [5] Jornet J M, Knightly E W, Mittleman D M. Wireless communications sensing and security above 100 GHz[J]. Nature Communications, 2023, 14: 841.
- [6] Zhang J Y, Björnson E, Matthaiou M, et al. Prospective multiple antenna technologies for beyond 5G[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38(8): 1637-1660.
- [7] Zhang Z Q, Xiao Y, Ma Z, et al. 6G wireless networks: vision, requirements, architecture, and key technologies[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019, 14(3): 28-41.
- [8] Cui M Y, Wu Z D, Lu Y, et al. Near-field MIMO communications for 6G: fundamentals, challenges, potentials, and future directions[J]. IEEE Communications Magazine, 2023, 61(1): 40-46.
- [9] Zhang X, Zhang H Y, Eldar Y C. Near-field sparse channel representation and estimation in 6G wireless communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2024, 72(1): 450-464.
- [10] 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.
- [11] 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.

- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] Ruan C Y, Zhang Z C, Jiang H, et al. Low complexity orthogonal matching pursuit-based near-field channel estimation in XL-MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(12): 2859-2863.
- [17] 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.
- [18] 梁彦, 李宝龙, 李飞. 基于蜂窝覆盖的超大规模MIMO系统近场码本设计[J]. 通信学报, 2025, 46(5): 177-187.
- Liang Y, Li B L, Li F. Near-field codebook design for extremely large-scale MIMO systems based on cellular coverage[J]. Journal on Communications, 2025, 46(5): 177-187.
- [19] Tan J B, Dai L L. Wideband channel estimation for THz massive MIMO[J]. China Communications, 2021, 18(5): 66-80.
- [20] Dovelos K, Matthaiou M, Ngo H Q, et al. Channel estimation and hybrid combining for wideband terahertz massive MIMO systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(6): 1604-1620.
- [21] Cui M Y, Dai L L. Near-field wideband channel estimation for extremely large-scale MIMO[J]. Science China Information Sciences, 2023, 66(7): 172303.
- [22] Bicaïs S, Doré J B. Design of digital communications for strong phase noise channels[J]. IEEE Open Journal of Vehicular Technology, 2020, 1: 227-243.
- [23] Bicaïs S, Dore J B. Phase noise model selection for sub-THz communi-

cations[C]//Proceedings of the 2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-6.

[作者简介]



梁彦 (1979-), 女, 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。



王俊清 (2001-), 男, 南京邮电大学硕士生, 主要研究方向为超大规模MIMO系统宽带近场信道估计与码本设计方法。



李宝龙 (1998-), 男, 南京邮电大学博士生, 主要研究方向为超大规模MIMO系统近场信道估计与码本设计方法。



李飞 (1966-), 女, 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、无线通信中的信号处理算法。