arXiv:2602.04331v1 [eess.SP] 4 Feb 2026

近场超大规模多输入多输出系统中面向高架基站的增强型极域字典设计

L. Antonelli、A. A. D'Amico、L. Sanguinetti 信息工程系，比萨大学，
意大利比萨 意大利国家大学间电信联盟（CNIT），意大利帕尔马

摘要—近场超大规模多输入多输出通信需要对角度域和距离域中的采样网格进行精心优化。然而，现有的大多数网格设计方法都忽略了基站高度的影响，而是假设基站位于地面；这一简化很少能反映真实部署情况。为克服这一局限，我们提出了一种适用于任意基站位置的通用网格设计框架。与传统的基于相关性的方案不同，我们的方法通过最小化最优归一化均方误差来优化网格，从而实现更准确的信道表示。我们针对工作在亚太赫兹频率的混合式超大规模多输入多输出系统，评估了采用极域同时正交匹配追踪（P-SOMP）算法进行信道估计的性能。分析和数值结果表明，与现有替代方案相比，所提出的设计能够提升信道估计精度和频谱效率。

索引词—**近场信道估计、极域字典设计、超大规模多输入多输出、亚太赫兹通信、混合架构。**

I. 引言与动机

亚太赫兹频段的超大规模多输入多输出利用极短波长，将大量天线单元布置在紧凑区域内，从而能够显著提升波束聚焦和空间复用性能 [1]。这被视为满足无线通信高流量需求的关键技术 [2]–[4]。然而，在全数字架构中，每根天线都配备一个专用射频链，这种方式的功耗将高得难以承受，因此必须采用射频链数量受限的混合架构 [5]。

与6 GHz以下通信不同，在后者中，用户设备通常位于基站天线阵列的远场范围内，基于离散傅里叶变换矩阵的正交码本能够发挥良好效果；而在亚太赫兹频率下，用户设备则处于辐射近场范围内 [6]。这一变化要求开发近场码本，其中距离
由于波束成形深度有限，距离域变得至关重要，带来了超越远场场景典型角度考量的额外复杂性 [7]。因此，近场码本通过对角度域和距离域进行采样来构建，结构也因此更大。于是，出现了开销与字典大小无关的新型信道估计算法。其中，P-SOMP [8]利用信道稀疏性进行近场信道估计。

现有码本未能妥善考虑基站高度，因为它们通常是在基站位于地平面的假设下设计的，而这种情况几乎从未发生。在本文中，我们针对位于用户设备偏离的地平面（GP）上方任意位置的基站，提出了一种通用的近场字典设计准则。

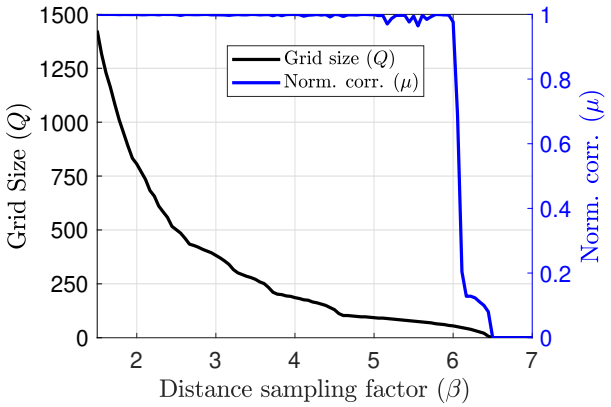


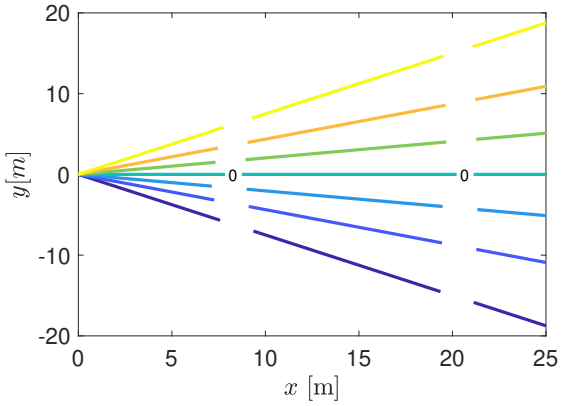
图1：采用 [8]中的设计时，归一化相关性 μ 和网格大小 Q随距离采样因子 β 的变化关系。

此外，近期针对线性阵列和平面阵列的极坐标域字典设计主要关注码本的列相干性 [8]，[9] ——见图1。然而，由于列相干性与信道估计并无直接关联，我们采用最优归一化均方误差来提升码本精度。结果表明，无论码本大小如何，所提出的码本在信道估计精度和频谱效率（SE）方面均优于现有最先进的准则。

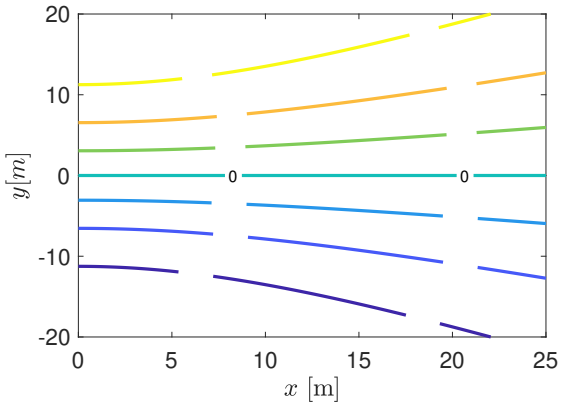
II. 系统模型

我们考虑具有 K个单天线活跃用户设备的超大规模多输入多输出系统的上行链路。假设基站配备了均匀线性阵列（ULA）。天线数量为M，阵元间距为 δ。阵列位于距地平面 b的高度处，用户设备在给定的感兴趣区域（RoI）内均匀随机分布。我们将天线 m的坐标表示为$\mathbf{u}_m = [0, i(m)\delta, 0]$，其中 $i(m) = \left(m - \frac{M-1}{2}\right)$且 $m = 0,1 \ldots, M-1$；将用户设备 k的坐标表示为$\mathbf{s}_k = (\rho_k \cos \varphi_k, \rho_k \sin \varphi_k, -b)$，其中 $\rho_{\min} \le \rho_k \le \rho_{\max}$且 $\varphi_{\min} \le \varphi_k \le \varphi_{\max}$。在视距（LoS）传播条件下，用户设备 k 到天线 m 的电磁信道为

$$h_{km} = \sqrt{\xi_m} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} r_{km}} \tag{1}$$



(a) $b = 0$米。



(b) $b = 15$米。

图 2：具有七个不同 g值和基站高度 $b = \{0, 15\}$米的等值线 $\Gamma = g$ 。

其中 $\xi_{km} \in \mathcal{CN}(0, \sigma_\xi^2)$，且

$$\sigma_\xi^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_{km}}\right)^2 \tag{2}$$

考虑了路径损耗，$r_{km} = \|\mathbf{s}_k - \mathbf{u}_m\|$ 表示用户设备 k与基站处天线 m之间的欧几里得距离，

λ $k = [h_{k0}, \ldots, h_{k(M-1)}]^\mathsf{T} \in$ 为波长。

$\mathbb{C}^M$ k

我们将$\mathbf{h}$称为用户设备的信道向量。我们考虑一种混合系统，其中基站具有 $K \leq N_{RF} \ll M$ 条射频链。此外，我们假设采用全连接架构，即每根天线都连接到所有射频链 [10]。

A. 信道估计

采用标准时频双工协议 [11],其中 τ_c 个信道使用可用于上行链路信道估计阶段和数据传输。我们假设 K 个用户设备在 K 个子载波上同时传输，并通过频域中的正交导频序列实现分离。传输在时域的 τ 个导频时隙上进行。因此，用于信道估计的资源数量等于 $\tau_p = K\tau$，其余 $\tau_c - \tau_p$ 用于数据传输。

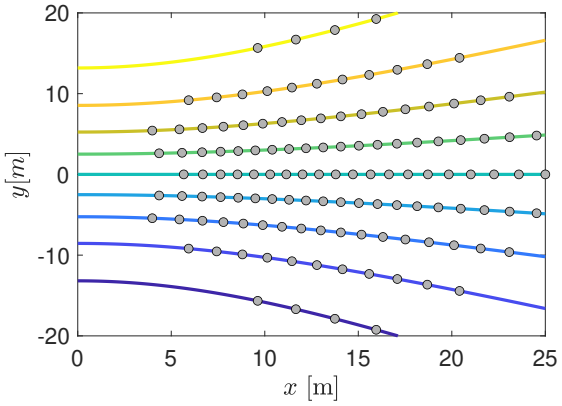


图 3：所提出的网格构造示例，其中网格大小为 $Q = 135$, 等值线数量为 $N_\Gamma = 9$ ，距离采样因子为 $\beta = 0.57$。

不同天线上的信号借助模拟合并器$\mathbf{a}_{i,r} \in \mathbb{C}^M$进行合并，其中 $i = 1, \ldots, \tau$以及 $r = 1, \ldots, N_{RF}$，其元素以相等概率在 $\{\pm 1/\sqrt{M}\}$ 中随机选取；双下标记号表明，不同时隙和不同射频链中可采用不同的合并器。经过直接计算后，每个用户设备在信道估计阶段的总体导频信号可写为

$$\mathbf{y} = \sqrt{p}K\mathbf{A}\mathbf{h} + \mathbf{n} \tag{3}$$

其中，p为用户设备发射功率，$\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1 \cdots \mathbf{A}_\tau]^\mathsf{T}$ 以及$\mathbf{n} = [\mathbf{n}_1^\mathsf{T} \cdots \mathbf{n}_\tau^\mathsf{T}]^\mathsf{T}$，其中$\mathbf{A}_i = [\mathbf{a}_{i,1}, \ldots, \mathbf{a}_{i,N_{RF}}] \in \mathbb{C}^{M \times N_{RF}}$表示第 i个时隙的模拟合并矩阵，并且$\mathbf{n}_i \in \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma^2 K\mathbf{A}_i^\mathsf{T}\mathbf{A}_i^*)$收集噪声。

我们采用 [8]，中介绍的 P-SOMP 算法，利用式（3）中的观测向量来估计信道。该算法基于信道$\mathbf{h}^\mathcal{P}$ 的极域表示 $\mathbf{h}$，即$\mathbf{h} = \mathbf{W}\mathbf{h}^\mathcal{P}$，如 [8, 式（8）], 所示，其中$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times Q}$ 是一个合适的字典。更具体地说，$\mathbf{W}$的 Q列是阵列导向向量 $\mathbf{w}(\theta, \varphi, \rho)$，如 [8, 式（7）] 所示，这些向量是在离散网格$\mathbf{G}$ 上对(θ, φ, ρ)值计算得到的。因此，它们取决于阵列几何结构。良好的$\mathbf{G}$ 设计对于 P-SOMP 的运行至关重要。

B. 对 *[8]*中字典设计的回顾

文献 [8]提出了一种适用于含有 M 个天线、位于地平面($b = 0$)上的均匀线性阵列的网格设计。具体而言，[8] 使角度域以 M 个点进行采样，从而在均匀网格上计算 $\Phi = \sin\varphi$ ，即

$$\Phi = \frac{2m - M + 1}{M} \quad m = 0, 1, ..., M - 1. \tag{4}$$

对于每个 φ 满足 (4) 的角度，距离按如下方式进行非均匀采样 [8,式 (15)]

$$\rho_n = \frac{Z}{n} \quad n = 0, 1, 2... \tag{5}$$

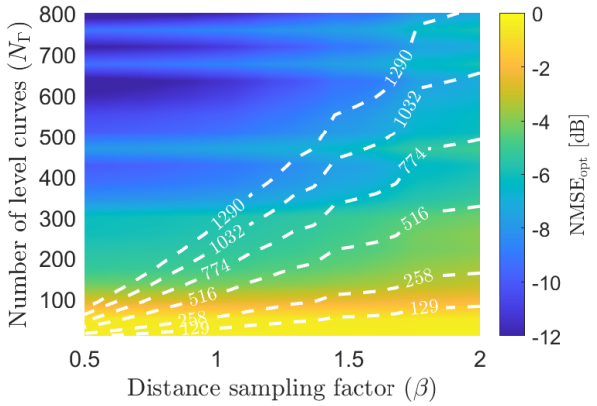


图4：基站高度为 $b = 15$m的所提设计。

其中

$$Z = \frac{1}{2\lambda}\left(\frac{M\delta}{\beta}\right)^2\left(1-\Phi^2\right) \tag{6}$$

并且 β 是一个设计参数 [8]。在 [8]中， β 是通过考虑字典$\mathbf{W}$各列之间的最大相关性来设计的，定义为

$$\mu = \max_{i\neq j}\left\{\left|\mathbf{w}_i^H\mathbf{w}_j\right|\right\} \tag{7}$$

其中$\mathbf{w}_i$ 和$\mathbf{w}j$ 是$\mathbf{W}$的两列。一方面，最大相关性应尽可能小，以限制网格点的数量。另一方面，它也不能过小，因为这会导致网格$\mathbf{G}$非常稀疏，点数极少，并降低估计精度。图1展示了均匀线性阵列下按天线数量 M归一化的 μ （蓝线）以及字典大小 Q （黑线）随 β 的变化。蓝线是利用阵列导向向量的精确（球面）电磁模型得到的。可以看出，增大 β 会使 μ 的取值变小，并使网格大小变小。值得注意的是， [8] 中唯一的网格设计参数是式(5)中的距离采样因子 β 。因此，我们可以选择 β 来实现给定的网格大小Q ，或实现式(7)中给定的归一化相关性 μ，但不能同时实现两者。

III. 提出的极坐标字典设计

我们的网格设计沿用了 [8], 中的相同思路，但也考虑了阵列相对于地平面的仰角。详细内容见附录，其中引入了等值线的概念。后者定义为地平面上满足以下条件的点集：

$$\Gamma(R,\varphi) \overset{\text{def}}{=} \cos\theta\sin\varphi = \sqrt{1-\left(\frac{b}{R}\right)^2}\sin\varphi = g \tag{8}$$

其中， $g \in [-1,1]$ 为任意常数， R 表示距基站阵列中心的距离。图 2 展示了在 $g = 0$， ±0.2， ±0.4， ±0.6，以及 b =0，15 m 时，式 (8) 的等值线。当 $b = 0$ 时，等值线呈直线；随着基站仰角 b 增大，这些曲线逐渐弯曲，反映出仰角的影响日益显著。

参数	数值
载波频率， f_c	300 [GHz]
带宽， B	100 [MHz]
阵列孔径， L	0.64 [m]
天线数量 ，M	129
天线间距， δ	5λ
最小用户设备距离， $\rho_{\min}$	5 [米]
最大用户设备距离， $\rho_{\max}$	25 [米]
最小用户设备方位角 $\varphi_{\min}$	$-\pi/3$ [弧度]
最大用户设备方位角 $\varphi_{\max}$	$\pi/3$ [弧度]
基站高度， b	0, 15 [米]

表 I：系统参数。

参数	数值
导频序列长度， τ_p	10
射频链数量， N_{RF}	10
发射功率， p	15 [dBm]
热噪声功率， σ^2	-86 [dBm]
用户设备数量 ，K	10
UE 分布	感兴趣区域内均匀分布
字典大小， Q	$4M$,$10M$

表 II：信道估计参数。

A. 所提等值线

选择等值线使得 $\Gamma(R,\ \varphi) = \Gamma_k$ ，其中

$$\Gamma_k = \Gamma_{\max}\left(\frac{2k-N_\Gamma+1}{N_\Gamma}\right) \quad k = 0,1,\ldots,N_\Gamma-1 \tag{9}$$

其中

$$\Gamma_{\max} = \frac{\rho_{\max}}{\sqrt{\rho_{\max}^2+b^2}}\sin\varphi_{\max} \tag{10}$$

且 $\{\varphi_{\max},\rho_{\max}\}$ 分别表示感兴趣区域内的最大方位角和最大径向距离。条件 $|\Gamma| < \Gamma_{\max}$ 确保所有使用的等值线均经过感兴趣区域。

注意，式 (9) 中的等值线与式 (4) 中的直线作用相同。当仰角为零（$b = 0$）、$\varphi_{\max} = \frac{\pi}{2}$ 和 $N_\Gamma = M$时，两者重合。与式 (4) 中等值线数量 N_Γ 固定为 M不同，我们考虑 $N_\Gamma \geq M$，从而引入 N_Γ 作为额外的设计参数。当 $N_\Gamma > M$时，尽管距离域中的采样点较少，角度域中考虑的采样点仍多于 [8] 。我们将其称为角度域过采样 ，并讨论其对信道估计精度的优势。

B. 所提距离采样

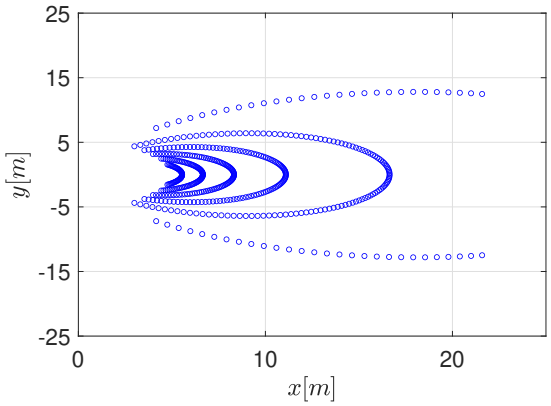
为确定距离采样，我们选取感兴趣区域内每条等值线上的网格点。具体而言，选取属于等值线 $\Gamma(R,\ \varphi) = \Gamma_k$ 的网格点，使得

$$R_{n,k} = \frac{Z_k R_0}{Z_k + nR_0} \qquad n = 0,1,2,\ldots \tag{11}$$

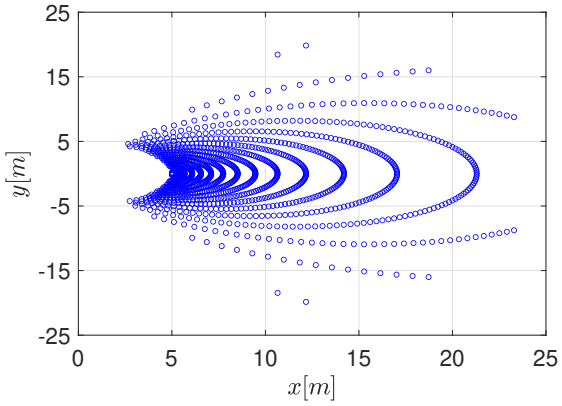
其中

$$Z_k = \frac{1}{2\lambda}\left(\frac{M\delta}{\beta}\right)^2\left(1-\Gamma_k^2\right) \tag{12}$$

β 是距离采样因子， R_0 是我们在每条等值线上考虑的任意最大距离

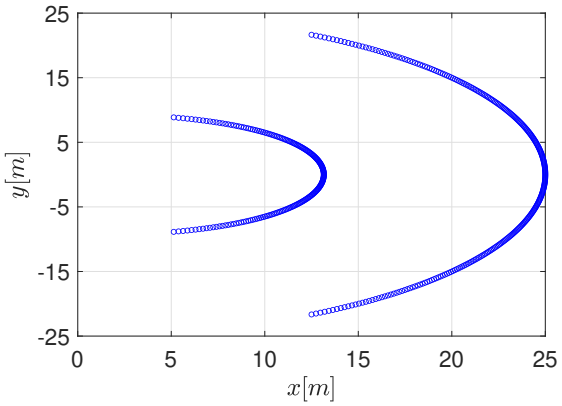


(a) $\beta = 2.5$, $Q = 501$。

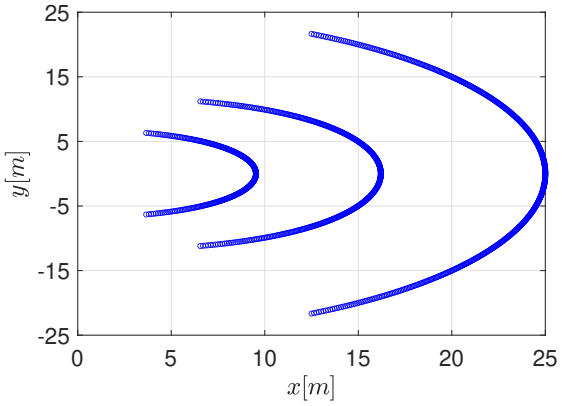


(b) $\beta = 1.56$, $Q = 1298$。

图 5：分别使用 [8]中的设计以及 $\beta = \{2.5, 1.56\}$ 和 $Q = \{501, 1298\}$获得的极域网格。



(a) $N_\Gamma = 310$, $\beta = 1.81$, $Q = 514$。



(b) $N_\Gamma = 568$, $\beta = 1.51$, $Q = 1298$。

图 6：使用所提出的设计分别获得的极域网格，其中包括 $N_\Gamma = \{310, 568\}$, $\beta = \{1.81, 1.51\}$ and $Q = \{514, 1290\}$。

并将其设为 $R_0 = \sqrt{\rho_{\max}^2 + b^2}$。注意，式 (11) 中的距离 $R_{n,k}$ 与式 (5) 中的径向距离 ρ_s 作用相同。当仰角为零（$b = 0$）、$\varphi_{\max} = \frac{\pi}{2}$、$N_\Gamma = M$ 和$R_0 \to \infty$时，两者相等。

C. 网格构造

所提出的网格构造可概括如下:

1. 设置网格大小 Q。2. 确定等值线数量 N_Γ 和距离采样因子 β。3. 根据式 (9) 计算等值线 $\Gamma(R, \varphi) = \Gamma_k$。4. 使用式 (11) 计算距离$R_{n,k}$。5. 计算每条等值线上的网格点坐标，如下所示

$$\left[\sqrt{R_{n,k}^2(1-\Gamma_k^2) - b^2}, R_{n,k}\Gamma_k, -b\right]^T. \qquad (13)$$

图 3 展示了所提出的网格构造示例，其中包括 $Q = 135$, $N_\Gamma = 9$ and $\beta = 0.57$。

D. 网格设计

式（7）中的列相干性与信道估计并无直接关系。因此，不同于 [8], 我们设计 N_Γ 和 β 根据定义为如下形式的最优归一化均方误差

$$\text{NMSE}_{\text{opt}} = 1 - \mathbb{E}\left\{\min_{\mathbf{g}\in\mathbf{G}}\left[\frac{|\mathbf{h}^H(\mathbf{g})\mathbf{h}(\mathbf{r})|^2}{||\mathbf{h}(\mathbf{g})||^2||\mathbf{h}(\mathbf{r})||^2}\right]\right\} \qquad (14)$$

其中，**h(r)** 表示位于**r**处的用户设备的信道，而**h(g)** 是来自点 **g** ∈**G** 的信道。该期望是相对于用户设备的位置 **r** 计算的。需要注意的是，NMSE$^{\text{opt}}$ 可被解释为用邻近网格点处的信道来近似任意点处信道时的平均误差度量。从这个角度看，较低的 NMSE$^{\text{opt}}$ 值有望提高基于网格的算法（如 P-SOMP）的估计精度。为了理解如何选择 N_Γ 和 β, 我们考虑图4，它展示了式(14)中的 NMSE$^{\text{opt}}$ 作为 β和 N_Γ 的函数。所有其他仿真参数汇总于表I和表II。可以观察到，对于任意给定的网格大小q，存在多组位于与恒定网格大小 $Q = q$ 相对应的等值线上的数对（N_Γ, β）（由白色虚线标示），每一组都能得到所需的网格维度q。在这些数对中，我们选择使式(14)中的 NMSE$^{\text{opt}}$ 最小的数对（N_Γ, β）。

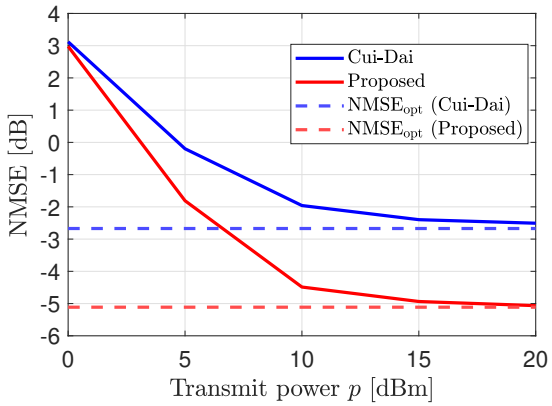


图7：NMSE 和 NMSE$_{opt}$ 随发射功率 p （单位：dBm）以及网格大小 $Q = 4M$的变化。

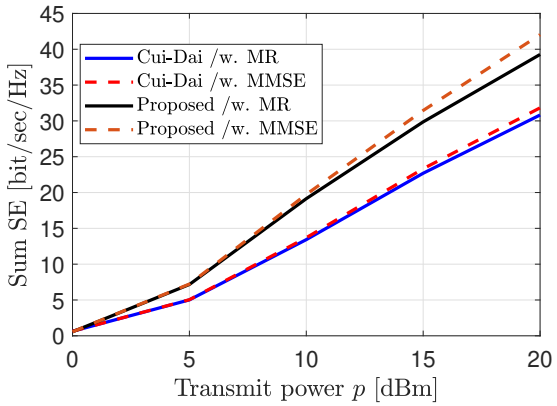


图8：总频谱效率随功率 p 的变化，其中包含 $K = 10$个用户设备，网格大小为 $Q = 4M$。同时考虑最大比合并器和最小均方误差合并器。

IV. 性能评估

我们现在从信道估计精度和频谱效率两个方面评估 P-SOMP 算法。通信发生在载波频率 $f_c = 300$GHz，从而得到$\lambda = 1$mm，带宽为 $B = 100$ MHz。基站处的 $M = 129$根天线间距为 $\delta = 5\lambda = 5$mm，从而得到阵列孔径 $L \approx 0.64$m。 $K = 10$ 个用户设备在感兴趣区域内按均匀分布随机分布，该区域为地平面上的圆形扇区，其最小和最大方位角以及径向距离分别由 $\varphi_{\max} = -\varphi_{\min} = \frac{\pi}{2}$、 $\rho_{\max}$= 25m 和 $\rho_{\min} = 5$ m 给出。基站位于地平面上方高度 $b = 15$m 处。每个用户的发射功率为 $p \in [0, 20]$ dBm，热噪声功率为 $\sigma^2 = -86$ dBm。最后，我们同时考虑较小和较大的网格大小，分别为$Q = \{4M, 10M\}$。对于 Q的这两个取值， [8] 中的设计得到 $\beta = \{2.5, 1.56\}$，而所提方法分别得到 $N_\Gamma = \{310, 568\}$和 $\beta = \{1.8, 1.51\}$。图5和图6展示了相应的网格。值得注意的是，尽管这些网格的大小大致相同， [8], 中的等值线数量固定为 $N_\Gamma = M$ ，而两个所提网格中均为 $N_\Gamma > M$ ，从而产生明显的角域过采样。所有仿真参数汇总于表I和表II。

我们通过式（14）中的 NMSE$_{opt}$ 和采用 P-SOMP 算法获得的实际 NMSE，从两个方面评估信道估计精度。首先，我们考虑 $Q = 4M$ ，并报告其随发射功率 p变化的结果。图7显示，与 [8]中的设计相比，采用所提出的设计时，NMSE$_{opt}$ 和 NMSE 均可提升至 3 dB。此外，这表明角度域过采样能够实现更精确的信道估计。

随着字典规模增大，P-SOMP 的准确度会提高。例如，当网格大小为 $Q = 10M$ 时， [8] 中的字典设计和本文提出的方法都能实现更准确的信道估计。具体而言，NMSE$_{opt}$ 降至 -5 dB 和 -8.7 dB，而实际 NMSE 则分别改善至 -4.2 dB 和 -7.7 dB。然而，这这是以 P-SOMP 的计算复杂度增加为代价的，其复杂度随 Q [8] 线性增长。

现在，我们采用最大比（MR）和最小均方误差（MMSE）两种合并方案，评估可实现的上行链路总频谱效率。这是通过众所周知的用后即忘界 [11,第4. 2]节获得的。图8报告了总频谱效率随 p 在 $Q = 4M$条件下的变化。可以看到，在整个所考虑的功率范围内，采用所提出的设计均可获得更高的频谱效率。例如，在 $p \geq 10$ dBm 时，频谱效率约提升 6 bit/sec/Hz。采用 $Q = 10M$时，频谱效率增益最高可达 8 bit/sec/Hz。

V. 结论

我们提出了一种新颖的字典设计，在显式考虑基站高度的基础上，扩展了传统的基于相关性的准则——该准则通常应用于远场假设下。与通常假设基站位于地面的现有方法不同，我们的设计将网格构造推广到能够适应高架基站部署的情形。此外，网格尺寸基于最优归一化均方误差的最小化来确定，而非采用传统的基于相关性的度量，从而能够更准确地表征信道特性。所提出的网格被应用于一个工作在 300 GHz 的混合式超大规模多输入多输出系统中，并采用 P-SOMP 算法 [8]进行信道估计。仿真结果表明，在信道估计精度和频谱效率方面，我们的设计始终优于现有网格策略。

附录

我们先给出一般网格点 $\mathbf{p}$ 的球坐标，表示为

$$\mathbf{p} = [R\cos\theta\cos\varphi, R\cos\theta\sin\varphi, -b]^T \tag{15}$$

其中

$$\cos\theta = \sqrt{1 - \left(\frac{b}{R}\right)^2}. \tag{16}$$

距离 $r_m = \|\mathbf{p} - \mathbf{u}_m\|$ 的二阶（即抛物线）近似为:

$$r_m \approx -\delta\left(\cos\theta\sin\varphi\right) i(m) + \frac{\delta^2}{2R}\left(1-\cos^2\theta\sin^2\varphi\right) i^2(m). \quad (17)$$

相应的导向矢量可写为

$$\mathbf{s}(R,\varphi,b) = \left[e^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{p}-\mathbf{u}_0\|},\ldots,e^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}\|\mathbf{p}-\mathbf{u}_{M-1}\|}\right]^{\mathsf{T}}. \quad (18)$$

现在，考虑具有以下坐标的两个网格点$\mathbf{p}$ 和$\mathbf{q}$

$$\mathbf{p} = [R_p\cos\theta_p\cos\varphi_p, R_p\cos\theta_p\sin\varphi_p, -b]^T, \quad (19)$$

$$\mathbf{q} = [R_q\cos\theta_q\cos\varphi_q, R_q\cos\theta_q\sin\varphi_q, -b]^T. \quad (20)$$

根据式 (17)，相应导向矢量之间相关性的模（经直接计算后）可近似表示为 [8,eq.(9)]:

$$f(\varphi_p,\varphi_q,R_p,R_q) \approx \left|\frac{1}{M}\sum_{m=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} e^{\mathrm{j}(Am+Bm^2)}\right| \quad (21)$$

其中

$$A = \frac{2\pi\delta}{\lambda}(\Gamma_q - \Gamma_p) \quad (22)$$

$$B = \frac{\pi\delta^2}{\lambda}\left[\frac{1}{R_p}\left(1-\Gamma_p^2\right) - \frac{1}{R_q}\left(1-\Gamma_q^2\right)\right] \quad (23)$$

with

$$\Gamma_i = \cos\theta_i\sin\varphi_i = \sqrt{1-\left(\frac{b}{R_i}\right)^2}\sin\varphi_i \qquad i = p,q \quad (24)$$

现在，假设两个点$\mathbf{p}$ 和$\mathbf{q}$ 位于同一条等值线上，即 $\Gamma_p = \Gamma_q = g$。此时，式 (22) 和式 (23) 可简化为

$$A = 0 \qquad B = \frac{\pi\delta^2}{\lambda}(1-g^2)\left(\frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_q}\right) \quad (25)$$

因此，相关性 $f(\varphi_p,\varphi_q,R_p,R_q)$ 变为 (21)

$$f(\varphi_p,\varphi_q,R_p,R_q) = \left|\frac{1}{M}\sum_{m=-(M-1)/2}^{(M-1)/2} e^{\mathrm{j}Bm^2}\right| \quad (26)$$

可进一步近似为 [8, 式（12）]:

$$f(\varphi_p,\varphi_q,R_p,R_q) \approx |G(\beta)| = \left|\frac{C(\beta)+\mathrm{j}S(\beta)}{\beta}\right| \quad (27)$$

其中， $C(\beta)$ 和 $S(\beta)$ 分别为余弦和正弦菲涅耳积分函数 [12], , 且

$$\beta^2 = \frac{M^2\delta^2(1-g^2)}{2\lambda}\left|\frac{1}{R_p} - \frac{1}{R_q}\right|. \quad (28)$$

公式 (27) 表明，通过改变 β，我们可以控制$\mathbf{p}$ 和$\mathbf{q}$处信道（实际上是导向矢量）之间的相关性。此外，公式 (28) 得出了 (11) 和 (12) 中的距离采样准则，其中 R_0 是一个额外的设计参数，表示从每条等高线上的网格点到基站的任意最大距离。与 [8], （其中 $R_0 \to \infty$）不同，我们考虑 $R_0 = \sqrt{\rho_{\max}^2 + \mathrm{b}^2}$, , 因为感兴趣区域有限。

为了构造网格，我们需要确定等值线的数量 N_Γ 及其取值。为此，注意到差值 $\Gamma_p - \Gamma_q$ 决定了远场中的相关性$f(\varphi_p, \varphi_q, R_p, R_q)$，其中 $R_p \to \infty$ 且 $R_q \to \infty$，这很容易由式（21）至式（23）推导得出。事实上，在这种情况下 $B \to 0$ ，式（21）可简化为

$$f(\varphi_p,\varphi_q,R_p,R_q) \approx \left|\frac{\sin\left[\frac{\pi M\delta}{\lambda}(\Gamma_p-\Gamma_q)\right]}{M\sin\left[\frac{\pi\delta}{\lambda}(\Gamma_p-\Gamma_q)\right]}\right| \quad (29)$$

这表明可考虑在区间（$-\Gamma_{\max}$, $\Gamma_{\max}$）内均匀间隔取值 Γ, 从而得到式（9）中的等值线选择准则。

根据式（9）和式（11）分别选定等值线 $\Gamma(R,\ \varphi) = \Gamma_k$ 以及每条等值线上的距离 $R_{n,\ k}$后，我们按照式（13）计算式（15）中每个网格点的球坐标。

致谢

本研究在 HORIZON-JU-SNS-2022 项目 TIMES 框架下开展，并由欧盟共同资助。但文中表达的观点和意见仅代表作者，不一定反映欧盟的立场。

参考文献

[1] Bj¨ornson 等，“大规模多输入多输出已成现实——下一步是什么？：天线阵列的五个有前景的研究方向”，数字信号处理，第 94 卷，2019 年。[2] C. Castro 等，“300 GHz频段的远距离高速太赫兹无线传输”，载于第三届移动太赫兹系统国际研讨会（*IWMTS*），2020 年。[3] K. C. Huang 和 Z. Wang，“太赫兹太比特无线通信”，*IEEE*微波杂志，第 12 卷，第 4 期，2011 年。[4] T. S. Rappaport 等，“100 GHz 以上的无线通信与应用：6G 及后续发展的机遇与挑战”，*IEEE Access*，第 7 卷，2019 年。[5] C. Han、L. Yan 和 J. Yuan，“太赫兹无线通信的混合波束成形：挑战、架构与未决问题”，*IEEE*无线通信，第 28 卷，第 4 期，2021 年。[6] G. Bacci、L. Sanguinetti 和 E. Bj¨ornson，“球面波前在采用电尺寸较大阵列时可提升多用户多输入多输出频谱效率”，*IEEE*无线通信快报，第 12 卷，第 7 期，2023 年。[7] E. Bj¨ornson、 ¨O. T. Demir 和 L. Sanguinetti，“阵列与可重构智能表面近场波束成形入门”，载于*IEEE Asilomar*会议，2021 年。[8] M. Cui 和 L. Dai，“超大规模多输入多输出的信道估计：远场还是近场？”*IEEE*通信汇刊，第 70 卷，第 4 期，第 2663–2677 页，2022 年。[9] ¨O. T. Demir 和 E. Bj¨ornson，“超大孔径阵列近场区域的新型极域字典设计”，载于*IEEE CAMSAP*会议论文集，2023 年。[10] A. F. Molisch 等，“大规模多输入多输出混合波束成形：综述”，*IEEE*通信杂志，第 55 卷，第 9 期，第 134–141 页，2017 年。[11] E. Bj¨ornson、J. Hoydis 和 L. Sanguinetti，“大规模多输入多输出网络：频谱效率、能效与硬件效率”，信号处理基础与趋势，第 11 卷，第 3–4 期，第 154–655 页，2017 年。[12] J. Sherman，“菲涅耳区域聚焦孔径的特性”，*IRE*天线与传播汇刊，第 10 卷，408，1962 年 4 月，第 399–页。