arXiv:2601.22243v1 [eess.SP] 29 Jan 2026

通过全变差去噪实现压缩感知波束图感知近场波束训练

Zijun Wang、Maria Nivetha A、Ye Hu，*IEEE* 会员、Rui Zhang，*IEEE* 会员

摘要—面向 6G 的超大规模天线阵列会产生近场效应，此时导向矢量同时取决于角度和距离。极域近场码本能够精准聚焦能量，但会带来额外的二维扫描开销；采用高斯掩蔽 DFT 感知的压缩感知（CS）方法则可降低开销。本文重新审视了使用传统 DFT 码本进行近场波束训练的问题。与能量集中在少数离散 DFT 波束上的远场响应不同，近场响应在 DFT波束空间中会形成连续的、类似平台的能量区段，并呈现陡峭跃变。因此，纯 LASSO 去噪往往会过度压缩幅度并使平台段碎片化。我们提出一种适用于多径场景的波束图保持波束训练方案，将 LASSO 与轻量级去噪流程相结合：先用 LASSO 抑制小幅噪声，再用全变差（TV）保持平台电平和边缘锐度。这两个近端步骤无需进行近场码本设计。采用高斯导频的仿真表明，在相同导频预算下，与最小二乘和 LASSO 相比，该方案在归一化均方误差和余弦相似度增益方面均有稳定提升。

索引词—**近场、波束训练、压缩感知、全变差去噪、毫米波/太赫兹、波束图**

I. 引言

THE 即将到来的 6G 时代将利用不断扩展的频谱组合，从传统的 6 GHz 以下频段延伸至新兴的上中频段/FR3（7–24 GHz），同时利用毫米波和亚太赫兹频段支持多 Gbps 连接和新型服务 [1], [2], [3]。为弥补更高频率下不断增加的传播损耗，预计将采用包含数百至数千个阵元的超大规模天线阵列（ELAA），这会在无线网络中引发辐射近场效应 [4]。与远场（即平面波）模型不同，远场模型中的导向矢量仅取决于角度；近场信道模型则呈现球面波前，且导向矢量同时取决于角度和距离 [5], [6]。

这一转变促使研究人员对近场区域 [7], [8]中的信道建模、波束训练和信道估计开展了大量研究。一些工作直接将传统的远场波束训练方案扩展到近场视距（LoS）链路 [9], [10]。 [9] 通过离散傅里叶变换码本估计角度然后基于估计方向搜索距离，而 [10] 采用 DFT 扫描，并根据接收功率测量联合估计角度和距离。此外， [7] 开发了一种极域码本，将角度和距离信息一并纳入上行链路信道估计。尽管此类极域码本能够实现精准的近场波束聚焦，但其在距离和角度域上的二维采样不可避免地扩大了波束扫描集合，从而增加了训练和存储开销。此外，当前标准 [11]中的仅角度 CSI 码本框架不支持此类码本。受传统远场信道估计的启发，一种自然的做法是将近场信道视为在适当变换域中稀疏，并采用压缩感知（CS）估计相应系数。经典压缩感知理论表明，在受限等距性质（RIP）及相关非相干条件 [12], [13]下，随机掩蔽傅里叶算子可通过 LASSO 实现稳定恢复。例如， [14]将信道估计表述为稀疏恢复问题，并在混合波束成形约束下应用正交匹配追踪（OMP）识别主要的到达角/出发角分量。更一般地， [15] 提出了一种适用于不同混合硬件实现的压缩信道估计框架。相比之下，基于高度聚焦近场码字构建的感知通常具有更强的相关性，因此缺乏 RIP 类保证 [16]。

由于极域近场码本与经典压缩感知之间存在失配，我们探索将通常用于远场用户的传统 DFT 码本作为一种低开销的压缩感知方法，用于近场波束训练。近场效应会使能量分散到相邻的 DFT 波束上 [7], [17], ，但当散射有限时（例如更高频段），信道仍可由少量 DFT 码字准确刻画，从而保留压缩感知方法所利用的稀疏性 [18]。因此，近场 DFT 波束空间响应形成连续的平台状区域，而非孤立峰值[19]。标准 LASSO 正则化通常会过度收缩系数幅度，并倾向于产生孤立非零项，从而可能割裂或削弱此类平台段。然而，全变分（TV）去噪鼓励分段常数解并保留陡峭跃变，因此将 LASSO 与 TV 相结合，天然适合既稀疏又具有平台结构的波束空间模式 [20]。

受这些观察的启发，本文提出一种低开销压缩训练框架，将高斯掩蔽的离散傅里叶变换感知与两阶段去噪流程相结合：先用 LASSO 抑制小幅度噪声，再进行 TV

Zijun Wang、Maria Nivetha A 和 Rui Zhang 任职于美国纽约州纽约市纽约州立大学布法罗分校电气工程系（电子邮箱：zwang267@buffalo.edu、marianiv@buffalo.edu、rzhang45@buffalo.edu）。Ye Hu 任职于美国佛罗里达州迈阿密大学工业与系统工程系及电气与计算机工程系（电子邮箱：yehu@miami.edu）。
本研究部分由 CSD、美国联发科技股份有限公司资助，资助编号 103764；另有部分由美国国家科学基金会资助，资助编号 ECCS 2512911。

0000–0000/00$00.00 © 2021 IEEE

去噪，以保留平台高度和陡峭跃变。所提出的方法无需专用近场码本，适用于均匀线性阵列和均匀平面阵列配置。重要的是，我们的方法可直接基于现有的基于离散傅里叶变换的码本架构实现，从而兼容当前符合标准的收发器[11]。

本文其余部分安排如下。第II节介绍均匀平面阵列的近场系统模型。第III节分析离散傅里叶变换波束图及其形成的稀疏结构。第IV节介绍所提出的压缩波束训练算法。第V节报告均匀平面阵列场景下的仿真结果。最后，第VI节总结全文。

II. 系统模型

我们考虑一个下行窄带系统，其中基站（BS）配备了 $N_y \times N_z$ 均匀平面阵列（UPA），为一名单天线用户提供服务。该均匀平面阵列位于 y–z 平面上，中心位于原点。每个用户终端均配备一根天线。载波频率记为 f_c，相应的波长为 $\lambda = c/f_c$，其中 c 为光速。我们关注辐射近场区域，在该区域中，用户距离介于菲涅耳距离 r_{F} 和瑞利距离 r_{R} [8]之间。整个系统如图1所示。

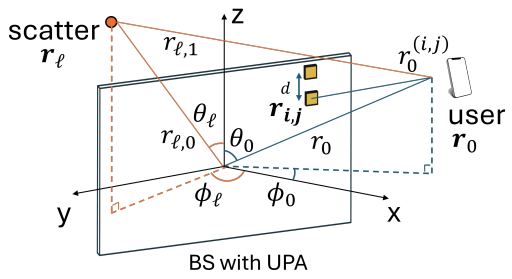


图1. 采用均匀平面阵列的近场通信系统示意图。

令 $\mathcal{N}_y \triangleq \{0,1,\ldots,N_y-1\}$，$\mathcal{N}_z \triangleq \{0,1,\ldots,N_z-1\}$，并定义中心化索引偏移量 $\delta_i \triangleq \frac{2i-N_y+1}{2}$，$\delta_j \triangleq \frac{2j-N_z+1}{2}$，$i \in \mathcal{N}_y$，$j \in \mathcal{N}_z$。第 (i,j) 个天线阵元位于 $\mathbf{r}_{i,j} = (0, \delta_i d, \delta_j d)^{\mathsf{T}}$，其中，阵元间距为 $d = \lambda/2$，天线总数为 $N \triangleq N_y N_z$。

空间中的一点（即用户或散射体）用球坐标表示，其距离为 $r > 0$，仰角为 $\theta \in [0,\pi]$，方位角为 $\phi \in [-\pi,\pi]$。我们采用单位方向向量

$$\mathbf{q}(\theta,\phi) \triangleq \begin{bmatrix} \sin\theta\cos\phi \\ \sin\theta\sin\phi \\ \cos\theta \end{bmatrix}, \tag{1}$$

因此，坐标为 $(\theta,\ \phi,\ r)$ 的点的笛卡尔坐标位置为 $r\,\mathbf{q}(\theta,\ \phi)$。该点与第 $(i,\ j)$ 个阵列单元之间的距离为 $r^{(i,j)}(\theta,\ \phi,\ r) = \left\| r\,\mathbf{q}(\theta,\ \phi) - \mathbf{r}_{i,\ j} \right\|_2$。该路径在均匀平面阵列上的相应近场导向响应为

$$\left[b(\theta,\phi,r)\right]_{i,j} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}\left(r^{(i,j)}(\theta,\phi,r) - r\right)\right), \tag{2}$$

并按固定顺序将所有 (i,j) 堆叠起来，得到导向矢量 $\mathbf{b}(\theta,\phi,r) \in \mathbb{C}^N$。

假设一名单天线用户位于 (θ_0,ϕ_0,r_0)，其中 r_0 是用户与基站之间的距离。视距分量建模为

$$\mathbf{h}_0 = \sqrt{N}\, g_0 e^{-j\frac{2\pi r_0}{\lambda}} \mathbf{b}(\theta_0,\phi_0,r_0), \tag{3}$$

大尺度增益为 $g_0 = \frac{\lambda}{4\pi r_0}$。

此外，我们考虑 $(L-1)$ 个单次反射散射体，其索引为 $\ell = 1,\ldots,L-1$。第 ℓ 个散射体相对于基站的位置为 $(\theta_\ell,\phi_\ell,r_\ell,0)$，因此其位置矢量为 $\mathbf{r}_\ell \triangleq r_{\ell,0}\,\mathbf{q}(\theta_\ell,\phi_\ell)$。因此，基站—散射体距离为 $r_{\ell,0} = \|\mathbf{r}_\ell\|_2$，散射体—用户距离为 $r_{\ell,1} = \left\| r_0\,\mathbf{q}(\theta_0,\phi_0) - r_{\ell,0}\,\mathbf{q}(\theta_\ell,\phi_\ell) \right\|_2$。第 ℓ 条路径的非视距分量建模为

$$\mathbf{h}_\ell = \sqrt{N}\, g_\ell e^{-j\frac{2\pi(r_{\ell,0}+r_{\ell,1})}{\lambda}} \mathbf{b}(\theta_\ell,\phi_\ell,r_{\ell,0}), \tag{4}$$

其中 $g_\ell = \frac{\lambda}{4\pi r_{\ell,0} r_{\ell,1}} p_\ell$，$p_\ell \sim \mathcal{CN}(0,1)$，同时刻画了第 ℓ 个散射体的双跳路径损耗和随机复反射系数。综合视距分量与非视距分量，总体下行信道为

$$\mathbf{h} = \mathbf{h}_0 + \sum_{\ell=1}^{L-1} \mathbf{h}_\ell \in \mathbb{C}^N. \tag{5}$$

III. 波束图分析

本节刻画近场路径在均匀平面阵列的二维离散傅里叶变换波束空间中如何呈现。与远场情形下能量集中于单个离散傅里叶变换索引不同，近场菲涅耳相位将能量扩展到一个连通邻域，形成具有锐利边缘的平台状区域。我们首先证明，在可分离菲涅耳近似下，均匀平面阵列的二维波束图可分解为两个一维均匀线阵（ULA）波束图，然后利用 [17] 中均匀线阵的6分贝波瓣宽度定律，量化逐轴扩展宽度以及由此得到的有效稀疏度。

我们定义两个离散傅里叶变换空间变量 $u \triangleq \sin\theta\sin\phi$，$v \triangleq \cos\theta$。采用这种参数化方式时，确保正交性的二维离散傅里叶变换采样对应于 $(u,\ v)$ 上的均匀网格，即 $u_n = \frac{2n-N_y+1}{N_y}$，$v_m = \frac{2m-N_z+1}{N_z}$，其中离散傅里叶变换索引为 $n \in \{0,\ldots,N_y-1\}$ 和 $m \in \{0,\ldots,N_z-1\}$。

我们采用标准离散傅里叶变换码本作为均匀平面阵列上的波束空间基。沿 y 轴，对于任意空间余弦值 $u \in [-1,1]$，定义单位范数一维离散傅里叶变换向量

$$\mathbf{a}_y(u) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N_y}}\left[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}du\delta_0}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}du\delta_1}, \ldots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}du\delta_{N_y-1}}\right]^{\mathsf{T}}, \tag{6}$$

类似地，沿 z 轴

$$\mathbf{a}_z(v) \triangleq \frac{1}{\sqrt{N_z}}\left[e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}dv\delta_0}, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}dv\delta_1}, \ldots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}dv\delta_{N_z-1}}\right]^{\mathsf{T}}, \tag{7}$$

因此，均匀平面阵列上指向 $(u_n,\ v_m)$ 的二维 DFT 码字定义为以下向量的克罗内克积：$\mathbf{a}(u_n,\ v_m) \triangleq \mathbf{a}_y(u_n) \otimes \mathbf{a}_z(v_m) \in \mathbb{C}^{N_y N_z}$.

A. 可分离菲涅耳近似

令 $r^{(i,j)}$ 表示从位置 $(i,\ j)$ 处的阵元到位置 $(\theta,\ \phi,\ r)$ 处路径的距离。以阵列中心为基准进行二阶（菲涅耳）展开，可得

$$r^{(i,j)} - r \approx -d\left(u\,\delta_i + v\,\delta_j\right) + \frac{d^2}{2r}\left((1-u^2)\delta_i^2 + (1-v^2)\delta_j^2\right) - \frac{d^2}{r}\,uv\,\delta_i\delta_j. \tag{8}$$

根据标准的大阵列 UPA 码本分析， [8], 混合二次项 $-\frac{d^2}{r}uv\,\delta_i\delta_j$ 在工作近场区域内远小于各主导轴向项，因此可以安全地忽略。由此得到的近场相位近似沿 y 轴和 z 轴分离，导向矢量也因此可分离：

$$\mathbf{b}(u,v,r) \;\approx\; \mathbf{b}_y(u,r)\otimes\mathbf{b}_z(v,r), \tag{9}$$

其中

$$[\mathbf{b}_y(u,r)]_i = \frac{1}{\sqrt{N_y}}\exp\Big\{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Big(-d\,u\,\delta_i+\frac{d^2}{2r}(1-u^2)\delta_i^2\Big)\Big\}, \tag{10}$$

$$[\mathbf{b}_z(v,r)]_j = \frac{1}{\sqrt{N_z}}\exp\Big\{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Big(-d\,v\,\delta_j+\frac{d^2}{2r}(1-v^2)\delta_j^2\Big)\Big\}. \tag{11}$$

B. 二维波束图分解与平台支撑

设一条真实路径为（u_0， v_0， r_0）。根据可分离菲涅耳模型式（9），近场导向矢量与二维 DFT 码字之间的波束图可分解为

$$\begin{aligned} &G(u_0,v_0,r_0;u_n,v_m)\\ &\triangleq \big|\mathbf{b}(u_0,v_0,r_0)^H\mathbf{a}(u_n,v_m)\big|\\ &\approx \big|\mathbf{b}_y(u_0,r_0)^H\mathbf{a}_y(u_n)\big|\,\big|\mathbf{b}_z(v_0,r_0)^H\mathbf{a}_z(v_m)\big|. \end{aligned} \tag{12}$$

因此，二维幅度响应是两个一维响应的乘积。

现在，我们分别分析两个方向上的波束图。为量化一维扩展，定义 z 轴各轴向的归一化响应

$$G_{z,\mathrm{norm}}(v_0,r_0;v)\triangleq\frac{\big|\mathbf{b}_z(v_0,r_0)^H\mathbf{a}_z(v)\big|}{\big|\mathbf{b}_z(v_0,r_0)^H\mathbf{a}_z(v_0)\big|}. \tag{13}$$

相应的6 dB 波瓣集合为

$$\Phi^z_{6\mathrm{dB}}(v_0,r_0)\triangleq\big\{v\mid G_{z,\mathrm{norm}}(v_0,r_0;v)\ge 1/2\big\}, \tag{14}$$

以及相应的宽度为

$$B_z(v_0,r_0)\triangleq\max(\Phi^z_{6\mathrm{dB}})-\min(\Phi^z_{6\mathrm{dB}}). \tag{15}$$

对于y轴，定义相同。

在近场 ULA 分析 [17], 中，位于(ξ_0,r_0)处的路径的6 dB波瓣宽度具有如下闭式表达式

$$B(\xi_0,r_0)=Nd\,\frac{1-\xi_0^2}{r_0}. \tag{16}$$

在我们的UPA 场景中，对于位于(u_0,v_0,r_0)的给定路径，式(11)中的可分离菲涅耳模型表明，$\mathbf{b}_y(u_0,r_0)$与$\mathbf{b}_z(v_0,r_0)$具有与 [17], 中孔径为 N_yd和 N_zd的近场 ULA 导向向量相同的二次相位结构。同一6 dB 宽度定律沿每个轴适用，从而得到围绕真实空间变量 u_0 和 v_0的逐轴展宽宽度：

$$B_y(u_0,r_0)=N_yd\,\frac{1-u_0^2}{r_0},\; B_z(v_0,r_0)=N_zd\,\frac{1-v_0^2}{r_0}. \tag{17}$$

这些宽度量化了近场二次相位导致该路径的近场能量在连续的（u， v）域中沿各轴从峰值扩散的距离。结合式（12）中的因式分解，可用两个轴向 6 dB 集合的笛卡尔积来方便地近似其支撑集，

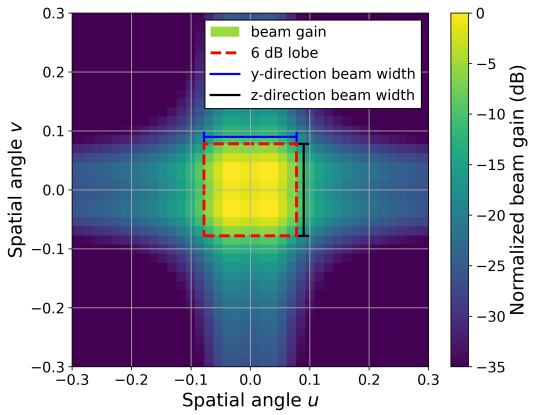
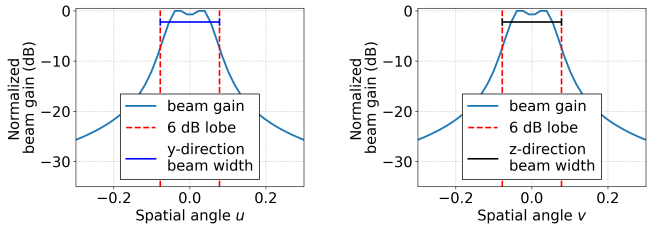


图2. 在$f_c=28$ GHz下(128 × 128)均匀平面阵列上的归一化DFT波束空间幅度。



(a)u向切面（y方向波束宽度）(b) v向切面（z方向波束宽度）

图3. 归一化增益的一维切面及6 dB波瓣宽度。

这与在 DFT波束空间 [7], [17] 中观察到的边缘清晰的连通平台相吻合。

图2展示了一个均匀平面阵列波束图示例。红色虚线矩形标出了6 dB波瓣区域，其定义为幅度超过中心峰值0.5的DFT波束索引集合，并突出显示了近场效应所形成的紧凑平台。图3进一步展示了穿过图2峰值的1D u向和 v向切面；6 dB阈值（红色虚线）界定了各轴波瓣宽度 B_y和B_z，证实了平顶平台特性。

C. 二维离散傅里叶变换波束空间中的有效稀疏度

令 Δ_y 和 Δ_z 分别表示沿u轴和 v轴的DFT网格间距。将每条路径的二维波瓣支撑近似为边长为 B_y 和 B_z的矩形，则每条路径的非零DFT系数数量约为$B_yB_z/(\Delta_y\Delta_z)$。对于 L 条波瓣支撑互不重叠的路径（最坏情况），有效稀疏度 K_{UPA} （即非零DFT系数的期望数量）按以下规律变化：

$$\mathbb{E}[K_{\mathrm{UPA}}]\;\approx\;\frac{LN_yN_zd^2}{\Delta_y\Delta_z}\,\mathbb{E}\left[\frac{(1-u^2)(1-v^2)}{r^2}\right]. \tag{18}$$

注意， u和 v通过 $u=\sin\theta\sin\phi$ 与 $v=\sqrt{1-v^2}\,s$ 与 $s\triangleq\sin\phi$相互耦合。对于典型的近场用户分布，式（18）中的期望可以用闭式形式求得。对于一个工作在 $f_c=28$ GHz、具有$d=\lambda/2$且采用标准二维DFT网格 $\Delta_y=2/N_y$和$\Delta_z=2/N_z$的 $N_y\times N_z=128\times16$ 均匀平面阵列，考虑$v\sim\mathcal{U}\big[-\frac{1}{2},\frac{1}{2}\big]$， $s\sim\mathcal{U}\big[-\frac{1}{2},\frac{1}{2}\big]$,$r\sim\mathcal{U}\big[r_{\mathrm{F}},\frac{r_{\mathrm{R}}}{20}\big]$. $L=5$ 18 在这种情况下，对于一个路径信道，式（ ）得到 $\mathbb{E}[K_{\mathrm{UPA}}]\approx8.6$， 这证实，在此设置下，近场信道在二维离散傅里叶变换波束空间中仍具有很强的稀疏性。

该分析表明，近场二维DFT系数不仅稀疏，而且聚集成紧凑、类似平台的波瓣支撑，并具有清晰的边界。纯LASSO往往会产生幅度偏差，并倾向于形成分散的非零元素，从而削弱平坦的波瓣幅度，并使连续块破碎成零散片段。相比之下，全变分正则化在保留边缘不连续性的同时，促进每个波瓣内部形成分段常数结构，因此非常适合作为LASSO的自然补充，用于近场DFT波束空间模式的去噪。

IV. 压缩波束训练

我们提出一种受第III节近场DFT波束方向图启发的多阶段压缩波束训练方法。考虑一个 $N_y \times N_z$ 均匀平面阵列，并将按列堆叠的阵列域信道记为 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^N$，其中 $N \triangleq N_y N_z$。定义不进行过采样的酉二维离散傅里叶变换基$\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N\times N}$. 。我们将信道表示在二维离散傅里叶变换波束空间中：$\mathbf{h} = \mathbf{F}\mathbf{s}$，其中$\mathbf{s} \in \mathbb{C}^N$ 为波束空间系数向量。为展现二维结构，我们将$\mathbf{s}$重塑为矩阵 $S \in \mathbb{C}^{N_y\times N_z}$，并采用相同的按列堆叠顺序，即$\mathbf{s} =\mathrm{vec}(S)$。

训练期间，基站发送 M 导频波束 $\{\mathbf{v}_m\}_{m=1}^M$，其中 $M \ll N$；每个波束均由经过掩码处理的二维DFT组合$\mathbf{v}_m = \mathbf{F}\,\mathbf{p}_m$，$\mathbf{p}_m \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0},\ \frac{1}{N}\mathbf{I}_N)$。对于导频 $x = 1$，接收观测为 $y_m = \mathbf{h}^H\mathbf{v}_m + w_m = \mathbf{s}^H\mathbf{p}_m + w_m$，其中 $w_m \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma^2)$。将 $\{y_m\}$ 堆叠后，得到线性波束空间模型

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Phi}\,\mathbf{s} + \mathbf{w},\ \mathbf{\Phi} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1^H \\ \vdots \\ \mathbf{p}_M^H \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{M\times N}. \tag{19}$$

如第III节所示，近场路径会在二维 DFT 波束空间中产生一个紧凑且呈平台状的波瓣。这启发了三阶段波束训练方案。

1）第一阶段：通过 *LASSO* 进行支撑集检测我们首先通过求解获得粗略估计

$$\widehat{\mathbf{s}}^{(\ell_1)} \in \arg\min_{\mathbf{s}\in\mathbb{C}^N} \frac{1}{2}\|\mathbf{y} - \mathbf{\Phi}\mathbf{s}\|_2^2 + \lambda_1\|\mathbf{s}\|_1. \tag{20}$$

按照 vec(·) 顺序将 Reshape $\widehat{\mathbf{s}}^{(\ell_1)}$ 转换为 $\widehat{S}^{(\ell_1)} \in \mathbb{C}^{N_y\times N_z}$，并根据幅值选择前 k 项，形成初始支撑集掩码：

$$\mathcal{M}_0 = \mathrm{Top}\text{–}k\big(|\widehat{S}^{(\ell_1)}|\big) \subseteq \{1,\dots,N_y\}\times\{1,\dots,N_z\}. \tag{21}$$

2）第二阶段：二维支撑膨胀为捕获完整的连通波瓣支撑集，我们以二维半径（r_y，r_z）$\in \mathbb{N}^2$对 $\mathcal{M}_0$ 进行膨胀：

$$\widetilde{\mathcal{M}} = \Big\{(i,j) \mid \exists(i',j') \in \mathcal{M}_0 \text{ s.t. } |i-i'| \le r_y,\ |j-j'| \le r_z\Big\}. \tag{22}$$

3）第三阶段：在膨胀掩码上进行幅度-总变差精化~~我们通过对幅度图 $|S|$的二维总变差进行惩罚，在 $\mathcal{M}$ 上精化波束空间系数：

$$\widehat{S} \in \arg\min_{S\in\mathbb{C}^{N_y\times N_z}} \frac{1}{2}\big\|\mathbf{y} - \mathbf{\Phi}\,\mathrm{vec}(S)\big\|_2^2 + \lambda_{\mathrm{TV}}\,\mathrm{TV}_{2\mathrm{D}}\Big(|S|;\,\widetilde{\mathcal{M}}\Big)$$
$$\text{s.t.}\quad S_{i,j} = 0,\quad \forall (i,j) \notin \widetilde{\mathcal{M}}. \tag{23}$$

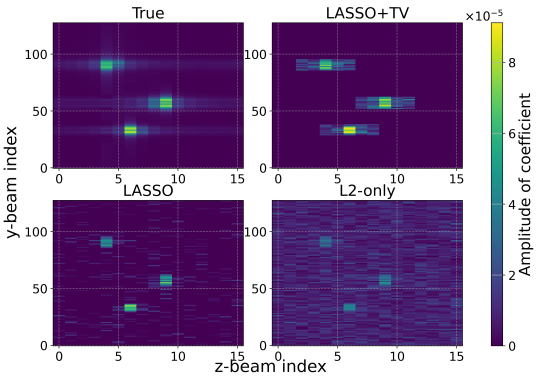
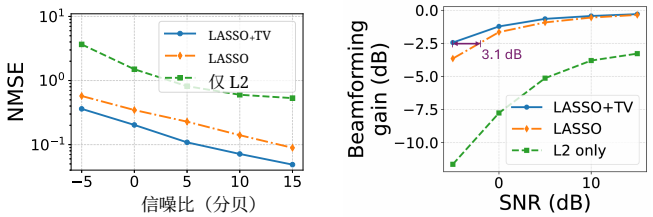


图4. 均匀平面阵列近场信道上的 DFT 波束空间幅度。



(a)归一化均方误差与信噪比的关系

(b) 归一化波束成形增益与SNR

图 5. 信噪比扫描的仿真结果。

我们采用各向异性掩码总变差

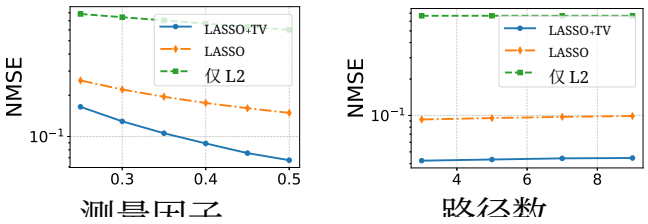
$$\mathrm{TV}_{2\mathrm{D}}\Big(|S|;\,\widetilde{\mathcal{M}}\Big) = \sum_{(i,j)\in\widetilde{\mathcal{M}}} \Big||S_{i+1,j}| - |S_{i,j}|\Big| + \sum_{(i,j)\in\widetilde{\mathcal{M}}} \Big||S_{i,j+1}| - |S_{i,j}|\Big|, \tag{24}$$

其中，边界处超出范围的项将被忽略。最终的波束空间估计为$\widehat{\mathbf{s}} = \mathrm{vec}(S)$ ^。我们通过$\mathbf{h} = \mathbf{F}\widehat{\mathbf{s}}$. 恢复阵列域信道。最后，将恢复的信道归一化，得到波束成形向量$\widehat{\mathbf{v}} = \mathbf{h}/\|\mathbf{h}\|_2$.

V. 仿真结果

我们考虑一个配备均匀平面阵列的单基站，其中包含 N_y =128, N_z = 16 个天线单元，中心频率为f_c = 28 GHz。首先，我们绘制不同方法恢复的信道系数功率对比图。我们考虑一条包含 $L = 3$ 条路径、信噪比为=0 分贝的多径信道。如图 4 所示，真实波束空间在每条路径周围呈现紧凑的二维平台，与第 III 节讨论的可分离近场波瓣结构一致。所提出的 LASSO+TV 估计器能够很好地匹配该平台的范围和高度，同时强力抑制支撑集之外的泄漏。相比之下，纯 LASSO 产生碎片化的脊状图案，振幅过度收缩，并出现伪侧向斑块；而仅L2基线则受弥散噪声影响，噪声遍布整个波束空间。这表明，LASSO+TV 能够恢复出与预期均匀平面阵列近场波束图相吻合的干净矩形波瓣块，而 LASSO 和 L2 则无法恢复清晰的二维支撑集。

接下来，我们对 N_{user} =500个独立用户信道进行蒙特卡洛仿真。每个信道均建模为一条 $L = 5$径近场链路，其位置在均匀平面阵列近场区域内均匀随机分布（u，s，r）。归一化均方误差和平均归一化波束成形增益如图 5a 和图 5b 所示。



(a)归一化均方误差与测量因子的关系 (b)归一化均方误差与路径数的关系

图 6. 导频预算和路径数扫描的仿真结果。

对于每次实现，我们将下行链路信噪比从−5 分贝扫描至15 分贝。每次实现的归一化均方误差和归一化波束成形增益（分贝）定义为归一化均方误差$(\hat{\mathbf{h}}, \mathbf{h}) \triangleq \frac{\|\hat{\mathbf{h}}-\mathbf{h}\|_2^2}{\|\mathbf{h}\|_2^2}$，$\rho(\hat{\mathbf{h}}, \mathbf{h}) \triangleq 20\log_{10}\left(\frac{|\hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{h}|}{\|\hat{\mathbf{h}}\|_2\|\mathbf{h}\|_2}\right)$.

从图 5a 可以看出，所提出的 LASSO+TV 估计器在整个信噪比范围内始终实现最低的归一化均方误差。在低信噪比下，相较于 LASSO，归一化均方误差降低约 16%；相较于仅L2基线，降低约 87%。在中等信噪比下，相应的归一化均方误差分别降低约 32% 和 84%；在高信噪比下，优势依然显著（相较于 LASSO 约降低 27%，相较于仅L2基线约降低 88%）。

图 5b 中的平均归一化波束成形增益进一步体现了 LASSO+TV 的稳定优势。具体而言，在信噪比为 $= 0$ 分贝时，LASSO+TV 的增益为-1.22 分贝，比普通LASSO 高约 0.43 分贝，比仅L2基线高约 6.55 分贝。在信噪比为 $= 15$ 分贝时，LASSO+TV 的增益提升至 -0.29 分贝，仍比 LASSO 高约 0.06 分贝，比仅L2基线高约 2.99 分贝。总体而言，在 -2.5分贝的波束成形增益水平下，LASSO+TV 相较于普通LASSO 可有效获得约 3.1 分贝的信噪比增益，这证实了在 DFT波束空间中同时施加稀疏性约束和保持平台特性的局部平滑性，可在 UPA 场景下转化为稳健的波束成形增益。

我们接下来在相同的UPA 场景下研究导频预算的影响，并将信噪比设为 $= 10$ 分贝。测量因子M/N 从0.25扫描至0.50，对应 $M = 512$–1024个导频。由图6a可见，增大 M/N 可改善所有方法，且LASSO+TV始终最优。在 M/N =0.25时，LASSO+TV的归一化均方误差达到 $= 2.19 \times 10^{-1}$，比LASSO低3.69×10^{-2}，相当于归一化均方误差降低14%，并比仅L2低 5.64×10^{-1}，相当于归一化均方误差降低72%。在 $M/N = 0.50$时，LASSO+TV相对于LASSO将归一化均方误差降低40%，相对于仅L2降低85%。

在图6b中，我们评估路径数L 对信道恢复性能的影响。随着 L 增大，所有方法均出现轻微性能下降，这与更丰富多径条件下DFT波束空间表示的稀疏性降低相一致。尽管如此，所提出的LASSO+TV在 L的整个范围内始终优于普通LASSO，可稳定地将归一化均方误差降低约35%-40%。这凸显了利用波束空间稀疏性与平台结构以实现可靠近场恢复的必要性。

VI. 结论

本文研究了在多径场景中使用传统DFT 码本和低开销高斯掩蔽DFT导频进行近场波束训练。受近场DFT波束方向图呈平台状这一特点的启发，我们提出了一种 LASSO-膨胀-幅度全变分细化方法，该方法利用聚簇稀疏性并保留波瓣边缘，无需设计极坐标域码本。针对 UPA 近场多径信道的仿真结果表明，与最小二乘和普通LASSO相比，该方法在归一化均方误差和波束成形相关性方面均取得了稳定提升。在所考虑的 UPA 场景中，所提方法相比 LASSO 可实现约 2–3 分贝的有效信噪比增益。

参考文献

[1] 振[2]Yuan3等(6–24G)：信道测量、特性与建模”，IEEE通信学会开放期刊，第 6 卷，第 9942–9960 页，2025 年。[2] S. Kang、G. Geraci、M. Mezzavilla 和 S. Rangan，“上中频段的蜂窝无线网络”，IEEE通信学会开放期刊，第 5 卷，第 2058–2075 页，2024 年。[3] M. Zhang 等，“面向 6G 的新中频段：从信道传播特性角度的若干考量”，IEEE Communications Magazine，第 63 卷，第 1 期，第 175–180 页，2025 年 1 月。[4] H. Lu 等，“面向 6G 的近场超大规模MIMO通信教程”，IEEE通信综述与教程，第 26 卷，第 4 期，第 2213–2257 页，2024 年。[5] X. Wei 和 L. Dai，“超大规模海量MIMO的信道估计：远场、近场还是混合场？”IEEE Commun. Lett.，第 26 卷，第 1 期，第 177–181 页，2022 年 1 月。[6] Y. Liu、Z. Wang、J. Xu、C. Ouyang、X. Mu 和 R. Schober，“近场通信：教程综述”，IEEE通信学会开放期刊，第 4 卷，第 1999–2049 页，2023 年 8 月。[7] M. Cui 和 L. Dai，“超大规模 MIMO的信道估计：远场还是近场？”IEEE Trans. Commun.，第 70 卷，第 4 期，第 2663–2677 页，2022 年 4 月。[8] Z. Wu 和 L. Dai，“近场通信的多址接入：空分多址还是位置分多址？”IEEE Journal on Selected Areas in Communications，第 41 卷，第 6 期，第 1918–1935 页，2023 年 6 月。[9] Y. Zhang、X. Wu 和 C. You，“面向超大规模阵列的快速近场波束训练”，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 11 卷，第 12 期，第 2625–2629 页，2022 年 12 月。[10] X. Wu、C. You、J. Li 和 Y. Zhang，“近场波束训练：基于离散傅里叶变换码本的联合角度与距离估计”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 23 卷，第 9 期，第 11 890–11 903 页，2024 年 9 月。[11] Q. Ziao 和 Y. Haifan，“5G新空口及后续系统中CSI反馈码本综述”，中国通信，第 22 卷，第 2 期，第 112–127 页，2025 年。[12] D. L. Donoho，“压缩感知”，IEEE信息论汇刊，第 52 卷，第 4 期，第 1289–1306 页，2006 年。[13] E. J. Cand`es 和 T. Tao，“通过线性规划进行解码”，IEEE信息论汇刊，第 51 卷，4215，2005 12，4203 第。– 页。[14] J. Lee、G.-T. Gil 和 Y. H. Lee，“毫米波通信中混合MIMO系统基于正交匹配追踪的信道估计”，IEEE Transactions on Communications，第 64 卷，第 6 期，第 2370–2386 页，2016 年 6 月。[15] R. M´endez-Rial、C. Rusu、N. Gonz´alez-Prelcic、A. Alkhateeb 和 J. Heath Robert W.，“毫米波通信的混合MIMO架构：移相器还是开关？”IEEE Access，第 4 卷，第 247–267 页，2016 年。[16] M. Rudelson 和 R. Vershynin，“基于傅里叶测量和高斯测量的稀疏重构”，纯粹与应用数学通讯，第 61 卷，第 8 期，第 1025–1045 页，2008 年。[17] Z. Wang、R. Kiran、S. Tsai 和 R. Zhang，“基于波束方向图分析的离散傅里叶变换码本低复杂度近场波束训练”，已被 IEEE全球通信大会接收 *2025*, 2025 2503 21954 2025 [ ] 年 3 月。arXiv：。eess.SP。[18] Z. Wang 等，“通过多波束组合实现稀疏性感知近场波束训练”，已被 IEEE全球通信大会 2025 接收，2025 年。arXiv：2505.08267 [eess.SP]。[19] Z. Wang、S. Tsai、R. Kiran 和 R. Zhang，《基于纯幅度测量的离散傅里叶变换码本精确近场波束训练》，2025 年。arXiv：2506.20783 [eess.SP]。[20] A. Chambolle，“全变分最小化算法及其应用”，数学成像与视觉期刊，第 20 卷，第 1-2 期，第 89–97 页，2004 年。