用于增强簇索引调制的天线阵列结构

Mahmoud Raeisi*, Asil Koc•, Ibrahim Yildirim*, ⋆, Ertugrul Basar*, Tho Le-Ngoc•
*CoreLab，电气与电子工程系，科奇大学，萨勒耶尔 34450，伊斯坦布尔，土耳其
•电气与计算机工程系，麦吉尔大学，蒙特利尔，魁北克省，加拿大*电气与电子工程学院，伊斯坦布尔技术大学，萨勒耶尔 34469，伊斯坦布尔，土耳其 电子邮箱：mraeisi19@ku.edu.tr, asil.koc@mail.mcgill.ca, yildirimib@itu.edu.tr, ebasar@ku.edu.tr, tho.le-ngoc@mcgill.ca

arXiv:2304.01675v1 [eess.SP] 4 Apr 2023

摘要——**本文研究了不同天线阵列结构，即均匀线性阵列（ULA）、均匀矩形阵列（URA）、均匀圆形阵列（UCA）和同心圆阵列（CCA），对启用簇索引调制（CIM）的大规模多输入多输出（mMIMO）毫米波（mmWave）通信系统的影响。由于CIM技术通过为空间簇编制索引来传输额外的信息比特，不同阵列结构所导致的不同辐射特性会显著影响系统性能。通过分析辐射方向图、阵列方向性、半功率波束宽度（HPBW）和辐射旁瓣等阵列特性对误码率（BER）性能的影响，我们发现，在启用CIM的毫米波系统中，URA的误码性能优于其他阵列。我们证明，在基于CIM的系统中，仅靠更窄的波束并不能保证更好的误码率性能。相反，其他辐射特性，尤其是辐射旁瓣，可能会在非目标方向引入额外干扰，从而显著影响系统性能。示例结果表明，URA的优势源于其较低的旁瓣。我们还提出一种算法，将固定移相器（FPS）实现为硬件高效（HE）的模拟网络结构（波束成形器/合并器），以降低毫米波系统的成本和能耗，并研究非理想模拟网络对不同阵列结构误码率性能的影响。结果表明，采用少量全连接移相器（FPSs）的HE系统能够实现与最优（OP）模拟网络结构相近的误码率性能。**

索引词—**索引调制、毫米波、大规模MIMO、阵列几何结构、模拟波束成形。**

I. 引言

毫米波（mmWave）通信凭借丰富的频谱资源、高带宽和高数据速率，能够满足 6G 通信的严苛需求，是未来无线通信的一项前景广阔的技术。然而，毫米波通信面临一些挑战，例如严重的路径损耗和衰减、昂贵的硬件设备以及高能耗。利用毫米波信号的短波长优势，我们可以部署大型天线阵列，并将其应用于实际的大规模多输入多输出（mMIMO）通信系统。毫米波系统中的大型天线阵列通过形成高方向性波束来补偿严重的路径损耗 [1]，[2]。全数字波束成形（FDBF）广泛应用于传统多输入多输出通信系统；然而，每根天线都需要配备一个功耗高且价格昂贵的射频链。类似地，随着天线阵列规模增大，由于硬件成本和复杂度极高，FDBF 不适用于大规模多输入多输出系统 [3]。模拟波束成形（ABF）已近年来，学术界对模拟波束成形给予了广泛关注，并将其应用于毫米波大规模多输入多输出通信系统，因为它只需一条射频链即可为大型天线阵列执行波束成形 [3]。尽管如此，在模拟网络结构中，仍需为每个射频链与天线的连接配备高精度/粗量化[1] 的单移相器（SPS），这使毫米波系统面临成本高、能耗大的缺点。文献 [4] 提出了一种采用量化相位的固定移相器（FPS）结构，以减少移相器的数量。研究表明，实现模拟网络中的 FPS 结构只需少量移相器。

索引调制（IM）是一种很有前景的毫米波通信技术，它通过减少射频链的数量来降低成本和能耗，并通过传送额外的信息比特来提高频谱效率 [5]–[7]。文献 [7]–[9]研究了空间散射调制（SSM）方法，该方法通过对正交路径进行索引来传输额外信息。然而，由于路径之间存在正交性假设，SSM 对大多数毫米波环境而言可能并不实用。最近，本文作者在 [10] 中提出了面向毫米波大规模多输入多输出通信系统的簇索引调制（CIM），通过对稀疏毫米波环境中的空间簇进行索引来传输额外比特，从而提升系统性能。文献 [10] 已证明，在路径非正交的实际情况下，CIM 在误码率（BER）方面优于 SSM。

在稀疏毫米波环境中，簇通常彼此相距较远，因此相比路径更适合用于索引，例如空间移位调制方案。物理距离的更大差异会使索引实体（即CIM方案中的簇）之间的相关性降低，从而提升误码性能。然而，来自非目标索引簇的干扰仍会在接收机处产生，而这些簇可能位于远离目标簇的位置。由于簇间干扰是CIM方案中的主要干扰来源，因此降低此类干扰至关重要。因此，有必要在

[1]文献中假设采用高精度移相器以获得近乎最优的性能；然而，这在实践中可能并不可行。另一方面，实际的移相器具有较粗略的量化相位；但为了支持大规模多输入多输出，仍需大量部署移相器 [4]。

指向方向形成窄波束，并减小其他空间角度上的旁瓣，以改善误码性能。文献中的大多数研究考察了不同阵列结构对频谱效率/能量效率和/或数据速率的影响 [11]–[17]。研究表明，不同阵列结构在不同通信系统下呈现出不同的特性；因此，针对特定通信方法所得的研究结果无法直接推广至本文场景。此外，文献中对不同天线阵列对误码率影响的研究还较为有限。上述研究空白促使我们进一步详细考察文献中更常采用的各种天线阵列结构下，新引入的CIM赋能的毫米波通信系统的性能表现 [11]–[17]。

本文研究了多种天线阵列结构对启用CIM的毫米波大规模多输入多输出通信系统误码性能的影响，包括均匀线性阵列（ULA）、均匀矩形阵列（URA）、均匀圆形阵列（UCA）和同心圆阵（CCA）；文献中对此类结构的关注较多 [11]–[17]，。具体而言，我们研究了不同天线阵列的辐射方向图特性及其对系统误码率性能的影响。结果表明，高效的辐射方向图能够通过减少索引簇之间的簇间干扰，显著改善误码率性能。我们还发现，采用所研究的天线阵列时，配备少量固定移相器（FPS）的硬件高效（HE）模拟网络（波束成形器/合并器）能够达到接近理想模拟网络的性能。采用HE结构可显著降低成本和能耗。据我们所知，现有文献尚未研究配备固定移相器模拟网络的SSM/CIM启用毫米波通信系统中不同阵列结构的性能。

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型。第三节讨论采用不同天线阵列结构的模拟波束成形。第四节给出示例结果，第五节总结本文。

II. 系统模型

本节介绍图 1 所示的稀疏毫米波环境中所考虑的大规模多输入多输出系统采用模拟波束成形时的系统模型。假设发射机（Tx）和接收机（Rx）的天线单元数分别为 N_t 和N_r。为便于分析，我们考虑点对点场景，其中发射端仅采用一个射频链[2]。将两端的大规模多输入多输出系统用作回传链路时，接收端有 N_{RF} 个射频链（$N_{RF} \ll N_r$），用于形成指向索引簇的接收波束。借助 CIM方案，发射端无需额外射频链 [18]，即可传送一个额外的数据流x_0 ，作为空间域信息。由于毫米波信号容易受到遮挡影响，我们假设发射端与接收端之间不存在视距（LoS）链路 [2]。因此，两者之间的传输依赖非视距（NLoS）信道，即

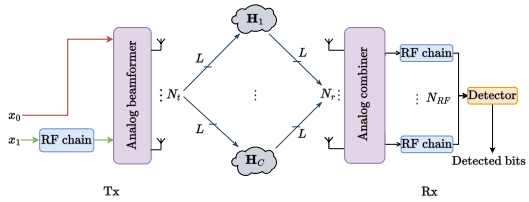


图 1. 系统模型。

$\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$, $i = 1, \ldots, C$，其中 C表示稀疏环境中的簇总数。此外，每个簇内有 L 条路径。

A. 信道模型

我们考虑如下 Saleh-Valenzuela (SV) 信道模型 [1]–[3], [10], [19]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{N_t N_r}{CL}} \sum_{c=1}^{C} \sum_{l=1}^{L} \alpha_{c,l} \mathbf{a}_r(\varphi^r_{c,l}, \vartheta^r_{c,l}) \mathbf{a}_t^H(\varphi^t_{c,l}, \vartheta^t_{c,l}), \quad (1)$$

其中，$\alpha_{c,l}$ 是第 l条路径在第 c个簇中的非视距信道复增益，$\mathbf{a}_t(.)$ 和 $\mathbf{a}_r(.)$ 分别是发射端和接收端的阵列响应向量，$\varphi^t_{c,l}$ 和$\vartheta^t_{c,l}$ 分别是发射端 Tx 的方位角和仰角出发角（AoD），$\varphi^r_{c,l}$ 和$\vartheta^r_{c,l}$ 分别是接收端 Rx 的方位角和仰角到达角（AoA）。$\alpha_{c,l}$ 服从均值为零、方差为 σ^2的复高斯分布，即$\alpha_{c,l} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$，其中 $\sigma^2 = 10^{-0.1PL(d)}$。注意，发射端 Tx 与接收端 Rx 之间的路径损耗表示为 $PL(d)$，d 是终端之间的距离。每个簇由其在发射端 Tx（接收端 Rx）的方位角和仰角均值确定，即 $\varphi^t_m(\varphi^r_m)$和 $\vartheta^t_m(\vartheta^r_m)$，这些角度均匀分布[4]。在每个簇内，各路径按照拉普拉斯分布扩展，其相关的方位角/仰角均值以及方位角/仰角域的角扩展分别为$\sigma_{\varphi^t_m}, \sigma_{\vartheta^t_m}, \sigma_{\varphi^r_m}, \sigma_{\vartheta^r_m}$ [15], [20]。

B. 信号模型与簇索引调制

所提出的系统模型传输两路信息流；x_0 是包含 $\log_2(B)$ 比特的 CIM 符号，而x_1是包含 $\log_2(M)$ 比特的 M元符号。这里，M是 M元星座的阶数，而 B 是 CIM 码本的阶数。换言之，B ($B \leq N_{RF}$)是索引簇的数量。因此，频谱效率为 $\eta = \log_2(B) + \log_2(M)$ 比特/信道使用（bpcu）。接收天线阵列端的接收信号 $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ 为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P} G_t G_r \mathbf{H} \mathbf{f} s + \mathbf{n}, \quad (2)$$

其中，$\mathbf{f} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 是模拟波束成形器向量，s 是采用 M元星座调制的符号，$\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_r \times 1} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_N^2)$是接收端的加性噪声分量，其方差为 σ_N^2；P 是发射功耗，$G_t(G_r)$ [1], [21] 是发射端（接收端）天线阵列增益。接收端采用多个模拟合并器，形成指向索引簇的多个接收波束，以解析空间 CIM 符号，即 x_0、[8]、[10]。因此，经过模拟合并器模块处理后的接收信号 $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ 可表示为

[2]该系统模型可推广至包含 K 个用户/数据流的多用户/多流场景；因此，发射端至少需要 K 条射频链。

[3]第三节定义了每种阵列结构的阵列响应向量。[4]参数为 β_1 和 β_2 的均匀分布表示为 $\mathcal{U}(\beta_1, \beta_2)$。

算法1: $\mathcal{B}$ 和$\mathbf{W}$ 构造算法。

输入: $\mathbf{H}$,$\mathbf{a}(.)$

输出: $\mathcal{B}$, $\mathbf{W}$

使用式（5）为每个簇找到最佳有效路径。

构造向量 $\mathcal{P}=\{p_1,\ldots,p_C\}$.

对 $k \leftarrow 1$ *to* B **执行**

  计算第 k个码字为 $\mathbf{b}_k = \mathbf{f}_{b_k,p_{b_k}}$ 通过 (6) 和 (8) 计算。

  计算第 k个合并器为 $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_{b_k,p_{b_k}}$ 通过 (7) 和 (8) 计算。

  更新 $\mathcal{P}$: $\mathcal{P}=\mathcal{P}-\{b_k\}$.

构建CIM码本: $\mathcal{B}=\{\mathbf{b}_1,\ldots,\mathbf{b}_B\}$.

构造模拟合并器: $\mathbf{W}=[\mathbf{w}_1,\ldots,\mathbf{w}_B]$。

$$\mathbf{z}=\sqrt{P}G_tG_r\mathbf{W}^H\mathbf{H}\mathbf{f}s+\mathbf{W}^H\mathbf{n}, \tag{3}$$

其中，$\mathbf{W}=[\mathbf{w}_1,\ldots,\mathbf{w}_B]\in\mathbb{C}^{N_r\times B}$为模拟合并器矩阵块，$\mathbf{w}_i\in\mathbb{C}^{N_r\times 1}$ 为与第 i个（$i=1,\cdots B$）索引簇相关联的模拟合并器向量。采用最大似然检测器联合判决 CIM 和 M元符号，如下所示:

$$[\hat{c},\hat{s}]=\arg\min_{c,s}\left|\mathbf{z}(c)-\sqrt{P}G_tG_r\mathbf{w}_c^H\mathbf{H}\mathbf{f}s\right|^2, \tag{4}$$

其中，估计得到的CIM符号和 M元符号分别表示为$\hat{c}$和$\hat{s}$，而$\mathbf{z}(c)$表示接收信号向量$\mathbf{z}$中的第 c个元素。

模拟波束成形器$\mathbf{f}$ 根据CIM符号 x_0从预定义的CIM码本中选取。构建CIM码本后，即可相应地构造模拟合并器矩阵块[5]。为了构建预定义码本，将与相应索引簇关联的每个发射阵列响应向量映射到相应的CIM码字。因此，CIM码本 $\mathcal{B}$ 包含B 个码字，用于指定索引簇的方向。在每个簇中，选取最佳有效路径，使波束指向该路径。第 c 个簇中的最佳有效路径定义如下:

$$p_c=\arg\max_{l=1,\ldots,L}|\mathbf{w}_{c,l}^H\mathbf{H}\mathbf{f}_{c,l}|^2,\ c=1,\ldots,C, \tag{5}$$

其中，$\mathbf{f}_{c,l}\in\mathbb{C}^{N_t\times 1}$ 和$\mathbf{w}_{c,l}\in\mathbb{C}^{N_r\times 1}$ 分别是用于将波束指向第 c个簇内第 l条路径的波束成形器和合并器，定义如下:

$$\mathbf{f}_{c,l}=\mathbf{a}_t(\varphi_{c,l}^t,\vartheta_{c,l}^t), \tag{6}$$

$$\mathbf{w}_{c,l}=\mathbf{a}_r(\varphi_{c,l}^r,\vartheta_{c,l}^r). \tag{7}$$

此后，我们将索引簇集合表示为 $\mathcal{P}=\{p_1,\ldots,p_C\}$。最终，CIM码本中的每个码字依次按如下方式生成:

$$\mathbf{b}=\mathbf{f}_{b,p_b},\quad b=\arg\max_{c=1,\ldots,C}|\mathbf{w}_{c,p_c}^H\mathbf{H}\mathbf{f}_{c,p_c}|^2, \tag{8}$$

其中 $\mathbf{b}\in\mathbb{C}^{N_t\times 1}$ 是CIM码字。算法1总结了构造 $\mathcal{B}$ 和$\mathbf{W}$的步骤。

III. 不同阵列结构下的模拟波束成形

本节介绍不同的阵列结构及相应的天线阵列响应向量。随后，我们提出在实际毫米波大规模多输入多输出系统中采用HE结构来实现模拟网络。

[5]本文假设发射端（Tx）和接收端（Rx）已完全掌握信道状态信息（CSI） [22]。因此，发射端和接收端均可获取与各条路径/簇相关的所有路径增益、出发角和到达角。

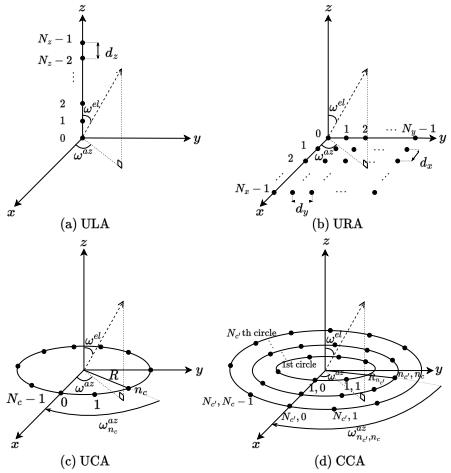


图2. 不同的阵列几何结构。

A. 不同的天线阵列结构

文献 [11], [13], 已表明，恰当的阵列配置能够有效地产生更窄的波束。除缩窄波束外，降低旁瓣也很重要。阵列响应向量的一般表达式为 [15]

$$\mathbf{a}(\omega^{az},\omega^{el})=\frac{1}{\sqrt{N}}[e^{j\mathbf{k}^T\mathbf{p}_0},e^{j\mathbf{k}^T\mathbf{p}_1},...,e^{j\mathbf{k}^T\mathbf{p}_{N-1}}]^T, \tag{9}$$

其中，$\omega^{az}\in\{\varphi_{c,l}^t,\varphi_{c,l}^r\}$($\omega^{el}\in\{\vartheta_{c,l}^t,\vartheta_{c,l}^r\}$)分别表示对应的方位角（仰角），$N\in\{N_t,N_r\}$ 为天线单元总数，$\mathbf{p}_n$ 表示第 n 个天线单元的位置，$\mathbf{k}$ 为波数，定义为 [15]

$$\mathbf{k}=\frac{2\pi}{\lambda}\left[\sin(\omega^{el})\cos(\omega^{az}),\ \sin(\omega^{el})\sin(\omega^{az}),\ \cos(\omega^{el})\right]^T,$$

其中，λ 为信号波长。向量$\mathbf{p}_n$ 因阵列结构而异，用于描述阵列几何结构。ULA、URA、UCA 和 CCA 对应的$\mathbf{p}_n$ 分别如下: [15]

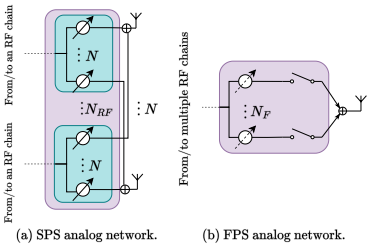
$$\mathbf{p}_{n_z}=\left[0,\ 0,\ n_zd_z\right]^T, \tag{10}$$

$$\mathbf{p}_{n_x,n_y}=\left[n_xd_x,\ n_yd_y,\ 0\right]^T, \tag{11}$$

$$\mathbf{p}_{n_c}=R\left[\cos\omega_{n_c}^{az},\ \sin\omega_{n_c}^{az},\ 0\right]^T, \tag{12}$$

$$\mathbf{p}_{n_{c'},n_c}=R_{n_{c'}}\left[\cos\omega_{n_{c'},n_c}^{az},\ \sin\omega_{n_{c'},n_c}^{az},\ 0\right]^T, \tag{13}$$

其中，$0\le n_x\le N_x-1$、$0\le n_y\le N_y-1$、$0\le n_z\le N_z-1$分别表示沿 x、y、z 方向分布的天线单元的位置，$0\le n_c\le N_c-1$ 表示相应天线结构中每个圆上分布的天线单元的位置；$1\le n_{c'}\le N_{c'}$ 表示同心圆阵列结构中的第 $n_{c'}$个圆，其半径为 $R_{n_{c'}}$；R 表示均匀圆形阵列结构中的天线阵列半径；d_x、d_y 和 d_z 分别表示沿 x、y和 z 方向上相邻两个天线单元之间的间距。此外，$\omega_{n_c}^{az}$ 和 $\omega_{n_{c'},n_c}^{az}$，n_c 分别如图2(c)和图2(d)所示，并定义为$\omega_{n_{c'},n_c}^{az}=\omega_{n_c}^{az}=\frac{2\pi n_c}{N_c}$。上述阵列结构的几何形状如图2所示。



(a) SPS analog network. (b) FPS analog network.

图 3. 模拟网络结构。

B. 硬件高效模拟网络结构

为在目标方向上执行模拟波束成形/合并，每个射频链都通过两端的移相器网络与天线阵列相连。本文研究了两种模拟网络结构：采用高分辨率移相器的近最优单移相器结构（如图 3(a) 所示），以及采用固定和量化移相器的硬件高效固定移相器结构（如图 3(b) 所示）。文献中广泛采用单移相器结构来实现近最优性能 [1]–[3], [7], [8], [10], [15]；然而，该结构要求为每个射频链—天线对配置一个移相器。要实现近最优模拟网络，移相器必须具备高精度分辨率，并与天线阵列响应向量的连续相位相匹配。因此，可分别将式 (6) 和式 (7) 用作波束成形器和合并器。

为了用较少的移相器实现 HE模拟网络，文献[4]提出了 FPS 结构。如图 3(b) 所示，所采用的移相器数量与其他参数（即天线单元和射频链的数量）无关。相反，该结构通过部署自适应开关网络，在移相器与天线单元之间建立动态连接。值得一提的是，图 3(b) 重点展示单个射频链–天线对，以清晰说明 FPS 结构。因此，每个射频链–天线对都需要部署 N_F个开关。假设我们要构建一个模拟波束成形器/合并器，使波束指向具有天线阵列响应向量$\mathbf{a} = \frac{1}{\sqrt{N}}[e^{j\Theta_0}, e^{j\Theta_1}, \ldots, e^{j\Theta_{N-1}}]$的第 l条路径和第 c个簇，其中 Θ_i 是对应于第 i个天线单元的连续相位。信号流经过 N_F 个固定移相器，并生成 N_F个具有不同相位的信号。为了合成相位近似于某一特定相位的信号，可以通过确定 N_F 个自适应开关的状态，将 N_F 个信号中的一部分合并。每个射频链–天线对的量化相位可表示如下：

$$\Omega = \mathbf{l}^T \mathbf{v}, \tag{14}$$

其中，$\mathbf{l}$ 是包含 N_F 个二进制元素的开关状态向量，而$\mathbf{v}$ 是包含 N_F 固定移相器数值的 FPS 向量。采用 N_F 全连接移相器后，若按如下方式定义$\mathbf{v}$ ，即可实现 $N_F - 1$ 比特分辨率：

$$\mathbf{v} = \frac{2\pi}{2^{N_F-1}}[0, 2^0, 2^1, \ldots, 2^{N_F-2}]^T, \ N_F \geq 2. \tag{15}$$

因此，采用（14）可使发射端/接收端通过组合适当的固定移相器来构成所需的量化相移。

算法 2： 开关向量组合算法。

输入： Θ
输出： $\mathbf{l}$

```
将l 初始化为零向量（打开所有开关）。
将相移 Θ 环绕至 2π。
t ← Θ。
i ← log2 N_F + 2。
当 i ≠ 0 执行
    如果 v(i) ≤ t 则
        l(i) ← 1 (关闭第 i 个开关)。
        t ← t − v(i)
    i ← i − 1。
```

表 I 仿真设置参数。

参数	数值	参数	数值
发射端位置	（25 米，25 米，9 米）	L, C [15], [20]	10, 8
接收端位置	（25 米，175 米，9 米）	N（均匀矩形阵列除外）	82
σ_N^2 [1], [2]	−90 分贝毫瓦	N（仅均匀矩形阵列）	9×9
$G_t = G_r$ [21]	4 + 10 对数$_{10}(\sqrt{N})$	R	$N\lambda/4\pi$
a, b, σ_ξ [23]	72, 2.92, 8.7 dB	φ_m^t, φ_m^r	$\mathcal{U}[0, 2\pi)$
f_c [23]	28 吉赫兹	$\vartheta_m^t, \vartheta_m^r$	$\mathcal{U}[0, \pi)$
$d_x = d_y$	$\lambda/2$	σ_ω [15], [20]	7.5°

因此，可得到相应的量化波束成形器（合并器），如 $\mathbf{f} = \frac{1}{\sqrt{N}}[e^{j\Omega_0}, e^{j\Omega_1}, \ldots, e^{j\Omega_{N-1}}]$，其中 Ω_i 是与第 i 个天线单元对应的量化相移（量化合并器也可采用类似方式构成）。算法 2 说明了如何确定开关状态，以构成与 Θ 相关的量化相移 Ω。

IV. 示意性结果

本节通过误码率性能展示计算机仿真结果。第四节 A 小节介绍了纽约市实际部署场景的仿真设置 [23]。随后，我们将在第四节 B 小节讨论不同阵列结构下的误码率性能。

A. 仿真设置

我们考虑纽约市的一个高密度城区，其中发射端与接收端之间的距离足够远，导致视距链路被阻挡，信道模型如式（1）所示 [23]。本节所考虑场景的参数列于表 I。假设发射端和接收端均配备相同几何结构/尺寸的天线阵列（$N = N_t = N_r$）[6]。对于均匀线性阵列、均匀矩形阵列和均匀圆形阵列，天线单元间距为 $\frac{\lambda}{2}$；因此，对于均匀圆形阵列，天线阵列半径为$R = \frac{N\lambda}{4\pi}$。同心圆阵列的结构略有不同，因为天线单元并非均匀分布。我们采用文献 [24] 中介绍的具有优化环间距和各环单元数量的同心圆阵列结构。假设第 $n_{c'}$ 环的半径和单元数量分别为 $R_{n_{c'}} \in \{0.76\lambda, 1.36\lambda, 2.09\lambda, 2.99\lambda\}$ 和 $N_{n_{c'}} \in \{9, 17, 25, 31\}$ [24]。采用这种类型的

[6]本文研究两个终端采用相同阵列几何结构的半双工（HD）链路。在半双工场景中，终端在特定时隙作为发射机，而在下一个时隙则可以接收数据并充当接收机，因此这一假设是合理的。在全双工（FD）场景中，我们可以在发射端/接收端采用不同的阵列结构组合。

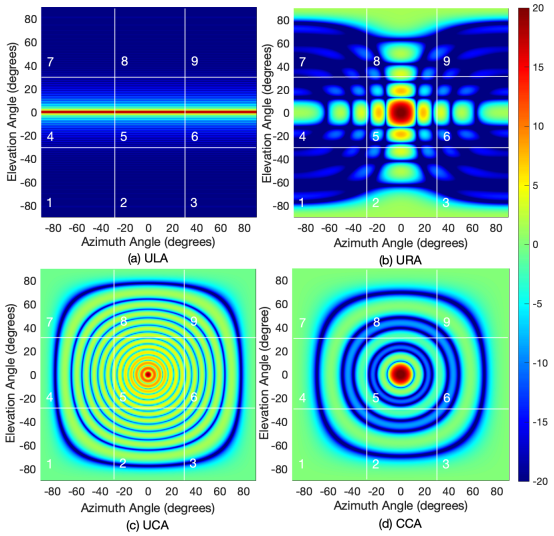


图4. 不同阵列架构的天线阵列方向性图。该结构中，82 个天线单元可排列成 4 个环。路径损耗以 dB 为单位定义如下 [23]:

$$PL(d) = a + 10b\log_{10}(d) + \xi \ [\text{dB}], \tag{16}$$

其中， ξ 表示大尺度阴影衰落的影响，其服从均值为零、标准差为σ_ξ的正态分布，即 $\xi \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2)$。

B. 误码率性能

本小节通过展示误码率性能的蒙特卡罗仿真结果，对不同天线阵列结构的误码率进行比较。为便于分析，我们定义了一种新的辐射特性，称为旁瓣方向性（SLD），用于表示天线阵列发射的旁瓣的指向性。随后，对 SLD 取几何平均值，得到平均 SLD（ASLD），以帮助我们研究不同阵列结构在基于CIM的系统中的表现。因此，ASLD 可定义为 $\text{ASLD} = \sqrt[m]{\prod_{i=1}^{m}\text{SLD}}$，其中 m 为选定 SLD 的数量[7]。下文将使用阵列特性，即指向性、半功率波束宽度和平均旁瓣电平差，说明误码率性能。为详细考察上述阵列特性，我们在表II中列出数值，并在图4中给出相应的天线阵列方向性图。

图4展示了两种不同调制方式下的误码率性能，即（a）采用QPSK的二进制CIM（BCIM）和（b）采用QPSK的正交CIM（QCIM）。如预期，由于二维阵列能够同时照射方位角和仰角维度，其误码率性能相比线性阵列有所提升。对于二维阵列而言，URA具有最佳的误码率性能。为解释这一优势，我们注意到表II中提到的平均旁瓣电平差。在二维阵列中，URA实现了显著更低的平均旁瓣电平差。在发射端，较低的旁瓣会减少向非目标方向的功率泄漏，从而降低接收机处的簇间干扰。在接收端，较低的旁瓣会减少从非目标索引簇中收集到的干扰。图4展示了旁瓣对不同阵列结构下非目标角度的影响。

[7] m 应足够大，以便我们能够对平均旁瓣电平差（ASLD）进行可接受的评估。

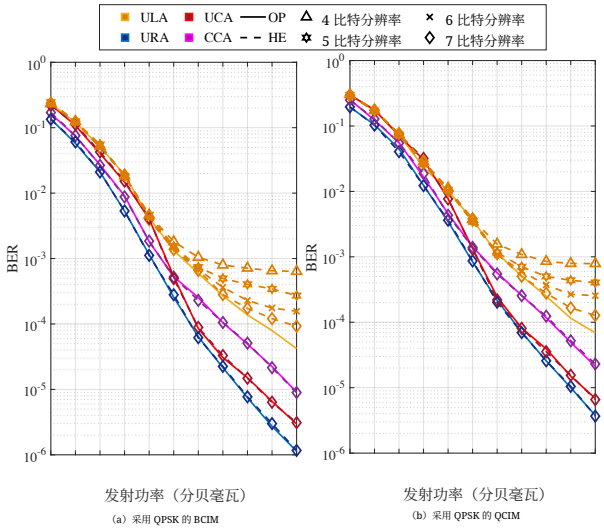


图5. 不同阵列结构的误码率比较。

旁瓣对不同阵列结构下非目标角度的影响。

为说明旁瓣的影响，我们以所研究的CIM系统为例。首先，将图4中的每个方向图划分为9个区域。为不失一般性，假设发射端（Tx）要向位于原点的某个簇发送信号；因此，天线阵列发射的主瓣指向原点，如图4所示。下文将区域5称为目标区域，其余区域均称为干扰区域。在这种情况下，发射端（Tx）向干扰区域的任何功率泄漏（信号收集），或接收端（Rx）从干扰区域收集的任何信号，都会增加簇间干扰，进而降低系统性能。如图4所示，在干扰区域内，与均匀矩形阵列（URA）相比，均匀圆形阵列（UCA）和同心圆阵列（CCA）的旁瓣指向性更高。具体而言，URA在区域1、3、7和9的旁瓣指向性极低，即低于 -15 dB；而UCA和CCA在这些区域的数值约为0 dB。假设CIM算法为上述区域中的某些簇编入索引；因此，与URA相比，UCA和CCA会在系统中造成更多干扰。这个例子很好地说明了URA优于UCA和CCA。

比较UCA和CCA可知，在较低发射功率下，CCA的性能优于UCA。这一现象可以通过比较两个阵列的指向性和平均旁瓣电平差来解释。如表II所示，CCA的指向性高于UCA，平均旁瓣电平差则低于UCA，这对误码率性能起主导作用，因此CCA在较低发射功率下性能更佳。然而，随着发射功率增加，UCA的性能更佳，如图5所示。随着发射功率增加，UCA较窄波束宽度的影响逐渐占主导，从而带来更好的误码率性能。表II显示，UCA的半功率波束宽度约为CCA的三分之一。

采用由固定移相器实现的HE模拟网络，以降低成本和能耗。如图5所示，采用仅有7比特分辨率的HE结构，即8个量化固定移相器，便可实现

表II 不同阵列结构的阵列特性。

	参数	数值	
		波束指向 0° 方位角; 0° 仰角	波束指向 15° 方位角; 30° 仰角
ULA	指向性 *(dBi)*	19.14	19.14
	HPBW	360° 方位角; 1.24° 仰角	360° 方位角; 1.28° 仰角
	平均旁瓣电平差 *(dB)*	−23.52	−18.94
URA	指向性 *(dBi)*	20.67	19.97
	HPBW	11.34° 方位角; 11.34° 仰角	13.56° 方位角; 13.00° 仰角
	平均旁瓣电平差 *(dB)*	−16.52	−18.36
UCA	指向性 *(dBi)*	19.32	19.16
	HPBW	3.16° 方位角; 3.16° 仰角	3.76° 方位角; 3.59° 仰角
	平均旁瓣电平差 *(dB)*	−3.90	−4.42
CCA	指向性 *(dBi)*	21.13	19.72
	HPBW	9.20° 方位角; 9.20° 仰角	11.00° 方位角; 10.51° 仰角
	平均旁瓣电平差 *(dB)*	−5.91	−6.63

与二维天线阵列的OP结构相同的误码率性能。相比之下，要实现OP模拟网络，发射端需要采用 N_t 个移相器，接收端需要采用 $N_{RF} \times N_r$ 个移相器。考虑到每个移相器的成本约为100美元，功耗约为50毫瓦，这充分体现了采用HE结构的优势 [4]。随着分辨率位数增加，HE结构的误码率性能会进一步接近OP结构。我们还在图5中展示了均匀线性阵列结构在不同分辨率位数（即4、5、6和7）下的误码率性能。正如预期，随着分辨率位数（所采用的固定移相器数量）增加，HE结构的误码率性能会逐渐接近OP结构。值得一提的是，采用HE结构时，误码率性能存在误码率平台。不过，提高HE结构的分辨率可以降低误码率平台，因为检测器能够更精确地判定符号。

五、结论

本文研究了不同阵列结构对支持CIM的大规模多输入多输出毫米波通信系统的影响。我们分析了不同阵列的特性，即指向性、半功率波束宽度和平均旁瓣电平差，以展示这些特性对基于CIM的系统误码率性能的影响。示例结果表明，均匀矩形阵列的误码率性能优于其他阵列，这得益于其较低的旁瓣。研究表明，较高的旁瓣指向性会导致更强的簇间干扰，从而不利于基于CIM的系统。我们还提出了一种用于HE模拟网络的算法，可显著降低成本和能耗。结果表明，只需采用少量固定移相器，HE结构便可实现与OP结构相近的性能。未来的一个潜在研究方向是设计一种智能CIM算法，通过考虑天线阵列方向性图来智能地索引簇，并限制簇间干扰的影响。

参考文献

[1] P. Wang、J. Fang、L. Dai 和 H. Li，“大规模MIMO毫米波系统的联合收发机与大型智能超表面设计”，*IEEE Trans. Wireless. Commun.*，第 20 卷，第 1052–1064 页，2020 年 10 月。[2] P. Wang、J. Fang、X. Yuan、Z. Chen 和 H. Li，“智能反射面辅助毫米波通信：联合有源与无源预编码设计”，*IEEE Trans. Veh. Technol.*，第 69 卷，第 14960–14973 页，2020 年 10 月。

[3] A. Koc、A. Masmoudi 和 T. Le-Ngoc，“采用模拟波束成形的面向大规模MIMO系统的全双工非相干通信”，2022 IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)，韩国首尔，2022 年 5 月。[4] X. Yu、J. Zhang 和 K. B. Letaief，“一种用于毫米波系统混合预编码的硬件高效模拟网络结构”，IEEE J. Sel. Top. Signal Process.，第 12 卷，第 282–297 页，2018 年 3 月。[5] E. Basar，“面向 5G 无线网络的索引调制技术”，IEEE Commun. Mag.，第 54 卷，第 168–175 页，2016 年 7 月。[6] E. Basar、M. Wen、R. Mesleh、M. Di Renzo、Y. Xiao 和 H. Haas，“面向下一代无线网络的索引调制技术”，IEEE Access，第 5 卷，第 16693–16746 页，2017 年 8 月。[7] Y. Jiang、H. Hu、S. Yang、J. Zhang 和 J. Zhang，“广义三维空间散射调制”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 21 卷，第 1570–1585 页，2021 年 8 月。[8] Y. Ding、K. J. Kim、T. Koike-Akino、M. Pajovic、P. Wang 和 P. Orlik，“面向上行毫米波系统的空间散射调制”，IEEE Commun. Lett.，第 21 卷，第 1493–1496 页，2017 年 3 月。[9] Y. Tu、L. Gui、Q. Qin、L. Zhang、J. Xiong 和 M. Yang，“面向上行毫米波MIMO系统的广义空间散射调制”，载于 IEEE Int. Conf. Commun. China (ICCC) 论文集，中国北京，第 22–27 页，2018 年 2 月。[10] M. Raeisi、A. Koc、E. Basar 和 T. Le-Ngoc，“毫米波通信系统的簇索引调制”，Front. Comms. Net.，2022 年 2 月。[11] M. Mahmood、A. Koc 和 T. Le-Ngoc，“能效型多用户大规模MIMO混合预编码器设计：用于二维天线阵列结构的低分辨率移相器和数模转换器”，IEEE Open J. Commun. Soc.，第 2 卷，第 1842–1861 页，2021 年 8 月。[12] M. Mahmood 、 A. Koc 和 T. Le-Ngoc，“利用少比特DAC实现二维天线阵列结构的大规模MIMO混合预编码器设计”，载于 ICC 2021-IEEE International Conference on Communications，加拿大魁北克省蒙特利尔，第 1–5 页，IEEE，2021 年 6 月。[13] M. Mahmood、A. Koc 和 T. Le-Ngoc，“用于混合大规模MIMO预编码的二维天线阵列结构”，载于 2020 IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)，中国台北，2020 年 12 月。[14] W. Tan、S. D. Assimonis、M. Matthaiou、Y. Han、X. Li 和 S. Jin，“毫米波大规模MIMO系统中不同平面天线阵列的分析”，载于 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)，澳大利亚新南威尔士州悉尼，第 1–5 页，2017 年 6 月。[15] H. Liu、S. Lu、M. El-Hajjar 和 L.-L. Yang，“机器学习辅助的毫米波通信自适应索引调制”，IEEE Open J. Commun. Soc.，第 1 卷，第 1425–1441 页，2020 年 9 月。[16] Q. Ding、Y. Deng、X. Gao 和 M. Liu，“具有不同天线阵列的毫米波大规模MIMO系统混合预编码”，China Communications，第 16 卷，第 45–55 页，2019 年 10 月。[17] X. Wu、N. C. Beaulieu 和 D. Liu，“关于大规模MIMO系统中的有利传播及不同天线配置”，IEEE Access，第 5 卷，第 5578–5593 页，2017 年 4 月。[18] J. Wang、L. He 和 J. Song，“迈向更高频谱效率：空间路径索引调制改进毫米波混合波束成形”，IEEE J. Sel. Top. Signal Process.，第 13 卷，第 1348–1359 页，2019 年 5 月。[19] K. Ying、Z. Gao、S. Lyu、Y. Wu、H. Wang 和 M.-S. Alouini，“基于GMD的面向大型可重构智能表面辅助毫米波大规模MIMO的混合波束成形”，IEEE Access，第 8 卷，第 19530–19539 页，2020 年 1 月。[20] O. El Ayach、S. Rajagopal、S. Abu-Surra、Z. Pi 和 R. W. Heath，“毫米波MIMO系统中的空间稀疏预编码”，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 13 卷，第 1499–1513 页，2014 年 1 月。[21] B. Ning、Z. Chen、W. Chen、Y. Du 和 J. Fang，“智能反射面辅助的太赫兹多用户大规模MIMO：波束训练与混合波束成形”，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 70 卷，第 1376–1393 页，2021 年 1 月。[22] J. Hu、H. Yin 和 E. Bj¨ornson，“采用半无源RIS的毫米波MIMO通信：一种低复杂度信道估计方案”，载于 2021 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)，西班牙马德里，第 01–06 页，2021 年 12 月。[23] M. R. Akdeniz、Y. Liu、M. K. Samimi、S. Sun、S. Rangan、T. S. Rappaport 和 E. Erkip，“毫米波信道建模与蜂窝容量评估”，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 32 卷，第 1164–1179 页，2014 年 6 月。[24] R. L. Haupt，“用于低旁瓣同心环阵列的优化单元间距”，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 56 卷，第 266–268 页，2008 年 1 月。