6G 小区边缘性能增强：无蜂窝大规模 MIMO 与可重构智能表面之比较

Wei Jiang* 和 Hans D. Schotten†
*德国人工智能研究中心（DFKI），特里普施塔特街 122 号，凯撒斯劳滕，67663，德国
†莱茵兰-普法尔茨凯撒斯劳滕-兰道工业大学，11 号楼，保罗·埃利希街，凯撒斯劳滕，67663，德国

arXiv:2304.03594v1 [cs.IT] 7 Apr 2023

摘要——根据行为经济学中的风险厌恶原理，移动通信用户在小区边缘体验到的较差服务质量，无法通过在小区中心享受优质服务得到补偿。受信号强度弱和小区间干扰严重的影响，小区边缘始终是任何移动网络的主要瓶颈。由于可重构智能表面（RIS）和无蜂窝大规模MIMO（CFmMIMO）有望赋能下一代移动系统，近期它们吸引了学术界和工业界的广泛关注。除了具备多种技术优势外，两者也都很有潜力提升小区边缘性能。据作者所知，文献中仍缺少对RIS和CFmMIMO的性能比较，尤其是在小区边缘方面。为填补这一空白，本文构建了一个公平的场景，并展示了大量数值结果，以阐明二者在小区边缘的表现。

I. 引言

在蜂窝网络中，基站（BS）位于蜂窝网络中一个小区的中心，同时为大量用户提供服务。高质量的服务质量（QoS）主要提供给靠近基站的用户，即位于小区中心的用户。根据简单的几何计算，小区中心区域仅占整个覆盖范围的一小部分。许多用户位于小区边缘，由于信号强度较弱而承受更差的服务质量，这受到较大的距离相关路径损耗、强烈的小区间干扰以及蜂窝架构固有的切换问题的限制。小区中心与小区边缘之间的性能差距并非微不足道；然而，这一差距是巨大的。ITU-R M.2410 [1] 规定了与IMT-2020（5G的官方命名）技术性能相关的最低要求，其中下行链路和上行链路的峰值频谱效率（SE）分别达到30bps/Hz和15bps/Hz。所谓的 5^{th} 百分位数频谱效率，即95%概率频谱效率，可为95%的用户提供保障，从而定义用户体验的服务质量。相比之下，在室内热点增强型移动宽带（eMBB）中， 5^{th} 百分位数频谱效率的目标仅为0.3 bps/Hz（下行链路）和0.21bps/Hz（上行链路），而在农村增强型移动宽带中，这些目标进一步降低至0.12 bps/Hz和0.0453 bps/Hz，差距超过100倍，十分巨大。

近期，两项新技术——无蜂窝大规模MIMO（CFmMIMO）和可重构智能表面（RIS）——因其在第六代（6G）系统[2]中的应用潜力，受到学术界和工业界的广泛关注。CFmMIMO [3] 是一种分布式大规模MIMO系统，其中大量天线为分布在广阔区域内的少数用户提供服务。所有分布式天线通过前传网络进行相位相干协作，并在同一时频资源上为所有用户提供服务。系统中没有小区或小区边界，从根本上解决了小区边缘和切换问题。RIS 是由大量无源单元组成的平面表面，每个单元都能够独立地对入射信号施加相移 [4]。与只能被动地适应无线信道的传统无线技术相比，RIS主动地重塑无线信道，以实现按需构建的传播环境 [5]。通过协同调整每个单元的相移，反射信号可与直达信号相长叠加，实现信号增强；也可相消叠加，实现干扰抑制。

除了各自具备多种技术优势外，RIS 和无小区大规模 MIMO 均具有提升小区边缘性能的巨大潜力。据作者所知，现有文献尚未对 RIS 和无小区大规模MIMO 的性能进行比较，尤其是对小区边缘性能的比较。为填补这一空白，本文建立了一个公平的比较场景，并提供了大量数值结果，以阐明两者各自的优缺点。本文其余部分安排如下：第二节和第三节分别简要介绍无小区大规模MIMO 和 RIS。第四节介绍仿真设置和数值结果，并对两者进行比较。第五节总结全文。

II. 无蜂窝大规模 MIMO

在无小区大规模MIMO系统中，大量 M 单天线接入点（APs）随机分布在某一地理区域内。这些接入点通过前传网络由中央处理单元（CPU）协调，同时在相同的时频资源上为 K 用户设备（UE）提供服务，如图1所示。采用时分双工（TDD）来减轻下行链路导频带来的高开销

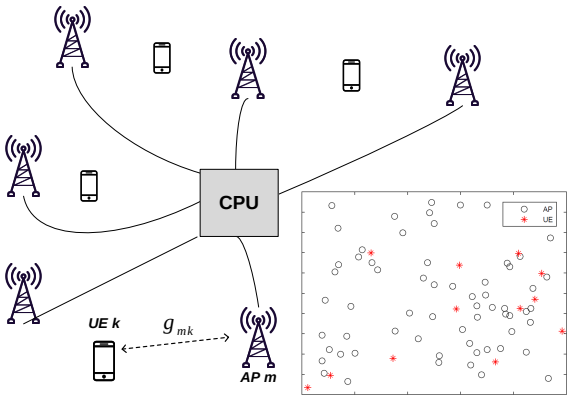


图 1. 无蜂窝大规模MIMO 系统示意图，其中大量分布式接入点在中央处理单元的控制下为少数用户提供服务。右下图展示了该系统的一种布局示例。

导频开销与接入点数量 [6]成正比。用$g_{mk} = \sqrt{\beta_{mk}} h_{mk}$ 表示APm、 $\forall m$ 与UE k、 $\forall k$之间的信道增益，其中 β_{mk} 和 h_{mk} 分别表示大尺度衰落和小尺度衰落。在无小区大规模MIMO的下行链路中，共轭波束成形（CBF）和迫零预编码（ZFP） [7] 是两种简单而有效的方案，可对信息符号$\mathbf{u} = [u_1, \ldots, u_K]^T$进行空间复用，其中 $\mathbb{E}[|u_k|^2] = 1$面向 K 用户。

基于协作波束成形的无小区大规模MIMO的通信过程为：

1) 每个 AP 测量 β_{mk} 并报告给中央处理单元，以计算功率控制系数 η_{mk}。通常， β_{mk}在相对较长的时间段内保持不变。

2）用户同步发送其导频信号，以便每个 AP 估计其信道特征向量 $\hat{\mathbf{g}}_m = \left[\hat{g}_{m1}\ \hat{g}_{m2}\ \cdots\ \hat{g}_{mK}\right]^T$。

3) AP m在本地对信息符号进行预编码

$$s_m = \sqrt{P_m} \sum_{k=1}^{K} \sqrt{\eta_{mk}} \hat{g}_{mk}^* u_k, \tag{1}$$

其中， P_m 是接入点 m的功率上限。

4) 接入点同步发送其传输符号。

因此，该 k^{th} 用户观察到

$$y_k = \sum_{m=1}^{M} g_{mk} s_m + n_k = \underbrace{\sum_{m=1}^{M} \sqrt{P_m \eta_{mk}} g_{mk} \hat{g}_{mk}^* u_k}_{\text{Desired Signal}} + \underbrace{\sum_{m=1}^{M} \sqrt{P_m} \sum_{i \neq k}^{K} \sqrt{\eta_{mi}} g_{mk} \hat{g}_{mi}^* u_i + n_k}_{\text{Multi-User Interference}},$$

其中， n_k 是均值为零、方差为σ_n^2的加性白高斯噪声（AWGN），即 $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2)$。在没有下行导频的情况下，每个UE都基于信道统计信息检测其接收信号，即 $\mathbb{E}\left[\hat{g}_{mk}\right] = \alpha_{mk}, \forall m$，利用信道硬化 [8]的影响。因此，用户 k 的下行链路可达速率下界为

$$R_k^{CBF} = \log_2 \left(1 + \frac{\left(\sum_{m=1}^{M} \sqrt{\eta_{mk}} \alpha_{mk} \right)^2}{\sigma_n^2 / P_m + \sum_{m=1}^{M} \sum_{i=1}^{K} \eta_{mi} \beta_{mk} \alpha_{mi}} \right). \tag{2}$$

与最大化协作波束成形中的期望信号不同，零迫预编码基于下行链路CSI完全抑制多用户干扰（MUI）。零迫预编码通信过程的第一步和第二步与协作波束成形相同，随后继续进行

3) 每个 AP 报告其本地 CSI，以便中央处理单元获得全局 CSI $\hat{\mathbf{G}} = [\hat{\mathbf{g}}_1, \hat{\mathbf{g}}_2, \ldots, \hat{\mathbf{g}}_M] \in \mathbb{C}^{K \times M}$.

4) 中央处理单元根据以下内容对信息符号进行联合预编码。

$$\mathbf{s} = \hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \boldsymbol{\eta} \mathbf{u}, \tag{3}$$

其中 $\boldsymbol{\eta}$ 是由功率控制系数组成的对角矩阵，即 $\boldsymbol{\eta} = \text{diag}\{\sqrt{\eta_1}, \ldots, \sqrt{\eta_K}\}$。

5) AP m 从中央处理单元获取其传输符号 s_m ，然后这些接入点进行同步传输。

因此， k^{th} 用户观察到

$$\begin{aligned} y_k &= \sqrt{P_m} \mathbf{g}_k \hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \boldsymbol{\eta} \mathbf{u} + n_k \\ &= \sqrt{P_m} \left(\hat{\mathbf{g}}_k + \tilde{\mathbf{g}}_k \right) \hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \boldsymbol{\eta} \mathbf{u} + n_k \\ &= \underbrace{\sqrt{P_m \eta_k} u_k}_{\text{Desired Signal}} + \underbrace{\sqrt{P_m} \tilde{\mathbf{g}}_k \hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \boldsymbol{\eta} \mathbf{u}}_{\text{CSI Estimate Error}} + n_k, \end{aligned} \tag{4}$$

鉴于估计误差 $\tilde{\mathbf{g}}_k = \mathbf{g}_k - \hat{\mathbf{g}}_k$，其中 $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$是实际 CSI，即信道矩阵$\mathbf{G}$的第 k^{th} 行，而 $\hat{\mathbf{g}}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ 是 $\mathbf{g}_k$ 的估计值。ZFP 用户 k 的可达速率下界为 [9]

$$R_k^{ZFP} = \log_2 \left(1 + \frac{\eta_k}{\sigma_n^2 / P_m + \sum_{i=1}^{K} \eta_i \chi_k^i} \right), \tag{5}$$

其中 $\chi_k^i, k = 1, 2, \ldots, K$表示用户 k 的 $K \times K$ 矩阵的 i^{th} 对角元素：

$$\mathbb{E}\left[\left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{G}} \mathbb{E}\left[\tilde{\mathbf{g}}_k^H \tilde{\mathbf{g}}_k \right] \hat{\mathbf{G}}^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \right], \tag{6}$$

其中， $\mathbb{E}\left[\tilde{\mathbf{g}}_k^H \tilde{\mathbf{g}}_k \right]$ 是一个对角矩阵，其 m^{th} 对角元素为 ϵ_{mk} ，即，

$$\mathbb{E}\left[\tilde{\mathbf{g}}_k^H \tilde{\mathbf{g}}_k \right] = \begin{bmatrix} \epsilon_{1k} & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \epsilon_{2k} & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ldots & \epsilon_{Mk} \end{bmatrix}. \tag{7}$$

III. 可重构智能表面

在 RIS辅助无线系统中，一个配备 M 根天线的基站借助 $S \geqslant 1$ 个表面为 K 个用户提供服务 [10], ，如图2所示。将基站-用户、基站-RIS 和 RIS-用户信道分别定义为 $\mathbf{f}_k$、$\mathbf{H}_s$ 和 $\mathbf{g}_{sk}$，其中每个元素均为

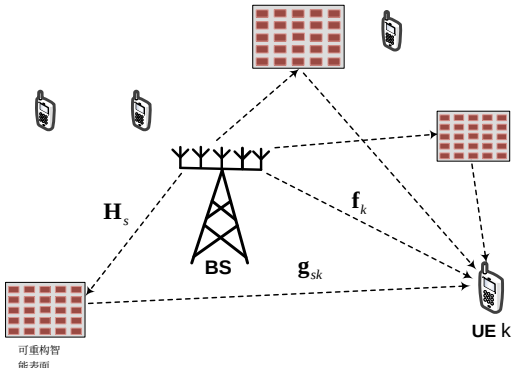


图 2. 可重构智能表面辅助通信系统示意图。

形式为 $g = \sqrt{\beta}h$，如同无小区大规模MIMO。 s^{th} 表面 $\forall s \in \{1,2,\ldots,S\}$具有 N_s 个单元， $N = \sum_{s=1}^{S} N_s$表示单元总数。写作 $\phi_{sn_s} \in [0, 2\pi)$，$\forall s, n_s$ 以表示典型单元在 s^{th} 表面上的感应相移。可重构智能表面的核心思想是调节 ϕ_{sn_s}、$\forall s, n_s$ ，使其根据瞬时CSI自适应，从而使所有反射信号在接收端相干合并。一个单元无法在不同频率上产生不同的相移（非频率选择性），但可以在几μs的短时间间隔内快速切换。根据 [11],的建议，时分多址（TDMA）是可重构智能表面更优的多址接入方式。一个无线电帧被划分为 K 个时隙，每个用户按周期接入其分配的时隙。

在时隙 k，基站采用线性波束成形 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M\times 1}$发送面向一般用户的信息符号 u_k k。定义一个时变移相矩阵为

$$\mathbf{\Phi}_s[k] = \mathrm{diag}\left\{e^{j\phi_{s1}[k]}, \ldots, e^{j\phi_{sN_s}[k]}\right\}, \tag{8}$$

其中， $\phi_{sn}[k]$ 表示时变相移。因此， k^{th} UE处的接收信号为

$$y_k = \sqrt{P_d}\left(\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s + \mathbf{f}_k^T\right)\mathbf{w}_k u_k + n_k, \tag{9}$$

其中 P_d 表示基站的功率约束。

最大化用户k 的接收信噪比（SNR）需要进行优化 [12]

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{\Phi}_s[k],\,\mathbf{w}_k} \quad & \left|\left(\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s + \mathbf{f}_k^T\right)\mathbf{w}_k\right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{w}_k\|^2 \leqslant 1 \\ & \phi_{sn}[k] \in [0, 2\pi),\ \forall s, n, k,\end{aligned} \tag{10}$$

由于目标函数关于 $\mathbf{\Phi}_s[k]$ 和 $\mathbf{w}_k$ 并非联合凹函数，因此该问题是非凸的。为解决此问题，我们可以采用交替优化 [5]。给定初始化的发射向量 $\mathbf{w}_k^{(0)}$ 后，式 (10) 可简化为

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{\Phi}_s[k]} \quad & \left|\left(\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s + \mathbf{f}_k^T\right)\mathbf{w}_k^{(0)}\right|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \phi_{sn}[k] \in [0, 2\pi),\ \forall s, n, k.\end{aligned} \tag{11}$$

目标函数通过应用三角不等式实现闭式解:

$$\begin{aligned}&\left|\left(\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s + \mathbf{f}_k^T\right)\mathbf{w}_k^{(0)}\right| \\ &\leqslant \left|\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s\mathbf{w}_k^{(0)}\right| + \left|\mathbf{f}_k^T\mathbf{w}_k^{(0)}\right|,\end{aligned} \tag{12}$$

当且仅当等号成立时实现了这一点。

$$\arg\left(\sum_{s=1}^{S} \mathbf{g}_{sk}^T \mathbf{\Phi}_s[k]\mathbf{H}_s\mathbf{w}_k^{(0)}\right) = \arg\left(\mathbf{f}_k^T\mathbf{w}_k^{(0)}\right) \triangleq \varphi_{0k}, \tag{13}$$

其中，arg(·)表示复标量的相位。定义

$$\mathbf{g}_k = \left[\mathbf{g}_{1k}^T, \mathbf{g}_{2k}^T, \ldots, \mathbf{g}_{Sk}^T\right]^T \tag{14}$$

$$\mathbf{\Phi}[k] = \mathrm{diag}\left\{\mathbf{\Phi}_1[k], \ldots, \mathbf{\Phi}_S[k]\right\} \tag{15}$$

and

$$\mathbf{H} = \left[\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \cdots, \mathbf{H}_S^T\right]^T, \tag{16}$$

(13) 转换为

$$\arg\left(\mathbf{g}_k^T\mathbf{\Phi}[k]\mathbf{H}\mathbf{w}_k^{(0)}\right) = \arg\left(\mathbf{f}_k^T\mathbf{w}_k^{(0)}\right) \triangleq \varphi_{0k}, \tag{17}$$

令$\mathbf{q}_k = \left[q_{11}[k], \ldots, q_{SN_S}[k]\right]^H$ ，其中 $q_{sn}[k] = e^{j\phi_{sn}[k]}$ 且 $\boldsymbol{\chi}_k = \mathrm{diag}(\mathbf{g}_k^T)\mathbf{H}\mathbf{w}_k^{(0)}$，则有 $\mathbf{g}_k^T\mathbf{\Phi}[k]\mathbf{H}\mathbf{w}_k^{(0)} = \mathbf{q}_k^H\boldsymbol{\chi}_k$。忽略 $\left|\mathbf{f}_k^T\mathbf{w}_k^{(0)}\right|$，(11) 可变换为

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{q_k}} \quad & \left|\mathbf{q}_k^H\boldsymbol{\chi}_k\right| \\ \text{s.t.} \quad & |q_{sn}[k]| = 1,\ \forall s, n, k, \\ & \arg(\mathbf{q}_k^H\boldsymbol{\chi}_k) = \varphi_{0k}.\end{aligned} \tag{18}$$

为实现相干合并，将（18）求解为

$$\mathbf{q}_k^{(1)} = e^{j(\varphi_{0k} - \arg(\boldsymbol{\chi}_k))} = e^{j\left(\varphi_{0k} - \arg\left(\mathrm{diag}(\mathbf{g}_k^T)\mathbf{H}\mathbf{w}_k^{(0)}\right)\right)}. \tag{19}$$

给定 $\mathbf{\Phi}^{(1)}[k] = \mathrm{diag}\left\{\mathbf{q}_k^{(1)}\right\}$，基站可以采用匹配滤波来优化波束成形，从而得到 $\mathbf{w}_k^{(1)} = \frac{(\mathbf{g}_k^T\mathbf{\Phi}^{(1)}[k] + \mathbf{f}_k^T)^H}{\left\|\mathbf{g}_k^T\mathbf{\Phi}^{(1)}[k] + \mathbf{f}_k^T\right\|}$。第一次优化迭代的结果，即 $\mathbf{\Phi}^{(1)}[k]$ 和 $\mathbf{w}_k^{(1)}$，被输入到第二次迭代中，以推导出 $\mathbf{\Phi}^{(2)}[k]$ 和 $\mathbf{w}_k^{(2)}$。这一过程不断迭代，直至收敛并得到最优的 $\mathbf{w}_k^\star$ 和 $\mathbf{\Phi}^\star[k]$, $\forall k$。随后，用户 k 的可达速率通过以下方式计算:

$$R_k^{RIS} = \frac{1}{K}\log\left(1 + \left\|\mathbf{g}_k^T\mathbf{\Phi}^\star[k]\mathbf{H} + \mathbf{f}_k^T\right\|^2\frac{P_d}{\sigma_n^2}\right).$$

IV. 性能比较

我们对不同场景和设置下的无小区大规模MIMO与可重构智能表面进行了性能比较。我们获得了每用户频谱效率和总吞吐量方面的数值结果，并重点关注 5^{th} 百分位数频谱效率，该指标通常用于衡量小区边缘性能。

A. 仿真设置

为模拟实际场景，我们考虑一个面积为 1km × 1km 的正方形区域，无小区大规模MIMO在该区域内均匀部署M 根接入点天线和 K 个用户。对于可重构智能表面，在该区域中心部署一个配备 M 根共址天线的基站，同时随机分布 S 个可重构智能表面。大尺度衰落根据公式 $10^{\frac{\mathcal{P}+\mathcal{X}}{10}}$ 计算，其中 $\mathcal{P}$ 表示路径损耗， $\mathcal{X}$ 表示对数正态阴影衰落，并遵循$\mathcal{X} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2)$，其中 $\sigma_x = 8$为 dB。采用 COST-Hata 模型 [3] 来确定路径损耗，即，

$$\mathcal{P} = \begin{cases} -\mathcal{P}_0 - 35\lg(d), & d > d_1 \\ -\mathcal{P}_0 - 15\lg(d_1) - 20\lg(d), & d_0 < d \le d_1 \\ -\mathcal{P}_0 - 15\lg(d_1) - 20\lg(d_0), & d \le d_0 \end{cases}, \quad (20)$$

其中， d 表示传播距离。三段式断点分别取值为 $d_0 = 10$ m和 $d_1 = 50$m，1 米参考距离处的路径损耗

$$\begin{aligned} \mathcal{P}_0 = 46.3 + 33.9\log_{10}(f_c) - 13.82\log_{10}(h_{tx}) \quad (21) \\ - [1.1\log_{10}(f_c) - 0.7]\, h_{rx} + 1.56\log_{10}(f_c) - 0.8 \end{aligned}$$

等于 140.72dB，载波频率为 $f_c = 1.9$GHz，发射和接收天线的高度分别为 $h_{tx} = 15$m和 $h_{tx} = 1.65$m。与移动用户不同，可有意为可重构智能表面选择一个有利位置，以尽可能好地接收基站信号。通常，基站与可重构智能表面之间存在视距（LOS）路径。考虑一种宏小区场景，其中基站和可重构智能表面周围没有反射体，信号传播更接近自由空间传播，可通过 $\frac{\mathcal{P}_0}{d^{-\alpha}}$计算，其中 α 表示路径损耗指数，在我们的仿真中设为$\alpha = 2.5$ 。假设小尺度衰落为频率平坦衰落，并建模为均值为零、方差为一的圆对称复高斯随机变量，即 $h \sim \mathcal{CN}(0, 1)$。

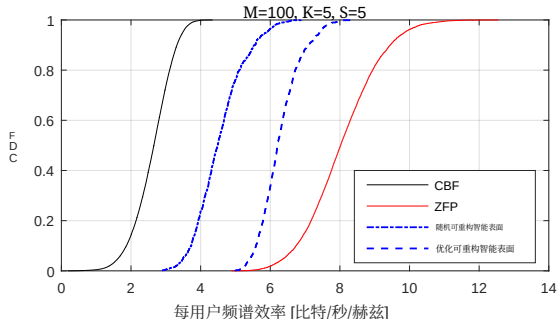
为符合实际的 LTE 和 NR 规范，基站的功率约束设为 $P_d = 20$ W。为在总功耗相同的条件下进行公平比较，设置无小区大规模 MIMO 中每根 AP 天线的发射功率 $P_m = P_d/M$。AWGN 的功率谱密度为 -174dBm/Hz，噪声系数为 9dB，信号带宽为 10MHz。功率控制方法在无小区大规模MIMO 中发挥着重要作用。基于实际应用中采用低复杂度方案的准则，协作波束成形和零迫预编码分别采用全功率传输策略 $\eta_{mk} = \left(\sum_{k=1}^{K_r} \eta_{mk}\right)^{-1}$ 和 $\eta_K = \left(\max_m \sum_{k=1}^{K} \delta_{km} \right)^{-1}$，其中 $\boldsymbol{\delta}_m = [\delta_{1m}, \ldots, \delta_{Km}]^T = \text{diag}\left(\mathbb{E}\left[\left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{g}}_m \hat{\mathbf{g}}_m^H \left(\hat{\mathbf{G}} \hat{\mathbf{G}}^H \right)^{-1} \right] \right)$, (22)

且$\hat{\mathbf{g}}_m$ 表示 $\hat{\mathbf{G}}$ 的 m^{th} 列。

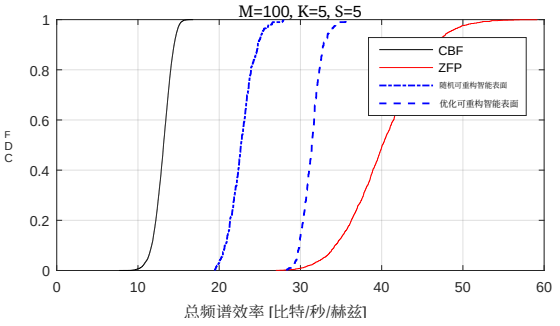
B. 数值结果

我们首先获得数值结果，如图3所示，在一个典型场景中，其中一个基站配备 $M = 100$ 集中式或分布式天线为 $K = 5$ 用户提供服务。在 RIS 辅助通信中，考虑使用 $S = 5$ 个 $N_s = 200$ 反射单元的表面。由于 RIS 采用无源器件，且反射路径数量庞大，因此难以获取 RIS 的 CSI。为避免 RIS 信道估计的高复杂度，可以随机设置 RIS 的相移。因此，我们在仿真中采用了 RIS 的两种模式：采用式（19）中优化相移的 RIS，以及采用随机相移的 RIS。图（3a）给出了每用户频谱效率累积分布函数（CDF）方面的结果。正如预期，零迫预编码（ZFP）的性能显著优于协作波束成形（CBF），但代价是较高的回程开销和计算复杂度。ZFP 的 5^{th} 百分位频谱效率为 6.4 bps/Hz，远高于 CBF 的 1.6 bps/Hz。采用随机和优化相移时，RIS 的5^{th} 百分位频谱效率分别为 3.5 bps/Hz 和 5.4 bps/Hz。这为实际系统设计中的性能与复杂度权衡提供了灵活性。除每用户频谱效率外，还计算了全部五个用户的总吞吐量作为参考：CBF、ZFP、采用随机相移的 RIS 和采用优化相移的 RIS 分别达到 13.1bps/Hz、22.8 bps/Hz、31.4 bps/Hz 和 40.3 bps/Hz。

随后，我们进一步观察不同技术应对更多用户时的表现。图4展示了 5^{th} 百分位数频谱效率随用户数量 K 从1增加到22时的变化。如预期，当系统中只有一个用户时，结果最佳，因为所有时频



(a)



(b)

图3. 在（a）每用户频谱效率和（b）总吞吐量方面，对采用优化相移和随机相移的协作波束成形、零迫预编码和可重构智能表面进行性能比较，其中，配备 $M = 100$ 个共址或分布式天线的基站为$K = 5$ 个用户提供服务，并在可重构智能表面辅助通信中采用具有 $N_s = 200$ 个反射单元的 $S = 5$ 个可重构智能表面。

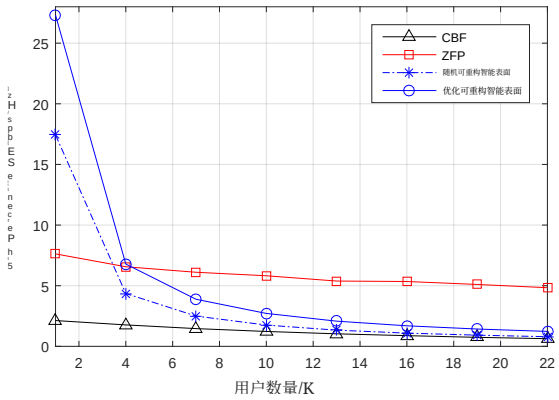


图4. 第5百分位频谱效率随用户数量 K变化的性能比较。

资源都专用于该用户，不存在MUI。随着用户数量增加，每用户性能逐渐下降，因为不同用户必须共享资源。我们观察到，无论采用协作波束成形还是零迫预编码，无小区大规模MIMO的每用户性能对于用户数量都相当稳定。例如，当 K 从1增加到22时，零迫预编码的 5^{th} 百分位数频谱效率从约7.5 bps/Hz下降到5bps/Hz。这是因为所有用户的信号都通过相同的时频资源同时传输，并且基站处的线性预编码能够较好地处理用户间干扰。然而，可重构智能表面对用户数量更加敏感，因为正交多址接入（即TDMA）仅为每个用户分配一小部分资源，该部分与用户数量成反比，即 $1/K$。如图4所示，就小区边缘性能而言，采用零迫预编码的无小区大规模MIMO更适合服务数量较多的用户。

此外，如图5a所示，我们观察了CFmMIMO系统中不同接入点数量的影响。为进行公平比较，CFmMIMO的总功耗保持不变，即每个接入点的发射功率相应降低。从 $M = 100$ 个增加到 $M = 500$ 个接入点时，尽管功耗相同，每用户频谱效率仍有所提升。这是因为接入点的密度增大，使典型用户与接入点之间的传播距离缩短，从而无需浪费能量来补偿路径损耗。这意味着，通过部署更多接入点可以改善小区边缘性能。但与此同时，部署成本和前传开销也会增加。这是在实际系统设计中需要考虑的另一种性能与复杂度之间的权衡。我们还研究了使用RIS时，不同表面数量以及每个表面的单元数对每用户频谱效率的影响。结果表明，反射单元越多、RIS分布越分散，性能越好。

V. 结论

本文从小区边缘性能这一特定视角，对两种赋能 6 G 的技术，即可重构智能表面和无蜂窝大规模MIMO，进行了比较。我们开展了接近实际场景的仿真，并阐- 明了大量数值结果，以阐明它们在

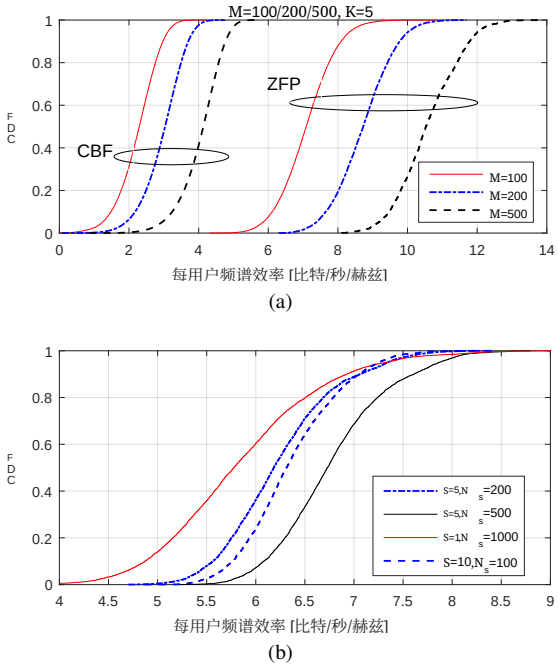


图5. 每用户频谱效率累积分布函数（CDF）的性能比较：(a) 不同接入点数量 $M = 100$、200 和 500 下的无小区大规模MIMO；(b) 不同表面数量 $S = 1$，5，10 以及每个表面不同单元数下采用优化相移的可重构智能表面。

小区边缘。观察 5^{th} 百分位数频谱效率，可以得出结论：两种技术都能有效提升小区边缘性能。研究结果为考虑性能与复杂度权衡的系统设计提供了一些参考，例如无小区大规模MIMO中的天线密度以及可重构智能表面相位的随机性。

参考文献

[1] ITU-R M.2410，《IMT-2020无线接口的技术性能最低要求》，ITU-R，建议书 M.2410-0，2017年 11 月。[2] W.Jiang 等，《迈向 6G：全面综述》，*IEEE* 开放获取通信学会期刊，第2 卷，第 334–366 页，2021年 2 月。[3] H. Q.Ngo 等，《无蜂窝大规模 MIMO 与小小区的比较》，*IEEE* 无线通信汇刊，第16 卷，第 3期，第 1834–1850 页，2017 年 3 月。[4] M. D. Renzo 等，《智能无线环境：由可重构智能反射表面赋能——工作原理、研究现状与未来发展》，*IEEE* 精选通信领域期刊，第 38 卷，第11 期，第 2450–2525 页，2020 年 11月。[5] Q. Wu和R. Zhang，《通过联合有源与无源波束成形增强的智能反射表面无线网络》，*IEEE* 无线通信汇刊，第 18 卷，第11 期，第 5394–5409 页，2019年 11 月。[6] T. L. Marzetta，《大规模MIMO：简介》，贝尔实验室技术期刊，第20 卷，第 11–22 页，2015 年 3月。[7] W. Jiang 和H. Schotten，《信道老化对无小区大规模MIMO系统中迫零预编码的影响》，*IEEE*通信快报，第25 卷，第 9期，第 3114–3118 页，2021 年 9 月。[8] W.Jiang和 H. D.Schotten，《频率选择性衰落信道上的无小区大规模 MIMO-OFDM 传输》，*IEEE*通信快报，第25 卷，第 8期，第 2718–2722 页，2021 年 8 月。[9] E. Nayebi 等，《无小区大规模MIMO系统中的预编码与功率优化》，*IEEE* 无线通信汇刊，第16 卷，第 7期，第 4445–4459 页，2017 年 7月。[10] W. Jiang 和 H. Schotten，《信道老化和相位噪声对智能反射表面的性能影响》，*IEEE*通信快报，第 27 卷，第 1 期，第 347–351 页，2023 年 1 月。

[11] B. Zheng、Q.Wu 和 R. Zhang，《智能反射表面辅助的用户配对多址接入：NOMA 还是 OMA？》*IEEE*通信快报，第 24卷，第4 期，第 753–757 页，2020 年 4 月。[12] W.Jiang 和H. Schotten，《智能反射车辆表面：面向移动车联网的一种新型 IRS 范式》，载于*2022*年 *IEEE* 第 *40*届军事通信会议（*MILCOM 2022*）论文集，美国马萨诸塞州罗克维尔，2022 年 11 月。