无蜂窝系统中的分布式与集中式预编码：现实的每接入点功率限制的影响

Wei Jiang，*IEEE* 高级会员，与 HansDieter Schotten

arXiv:2603.03948v1 [cs.IT] 4 Mar 2026

摘要——**在无蜂窝大规模 MIMO 中，集中式预编码在理论上已知显著优于其分布式对应方案，尽管实现复杂度较高。然而，本文指出一个常被忽视的实际限制：广泛使用的闭式集中式预编码器通常在总功率约束下推导，这往往要求超出硬件能力的不现实功率分配。当采用两种简单启发式方法（全局功率缩放和局部归一化）来强制满足每接入点瞬时功率约束时，集中式方案的性能优势消失，从而使分布式预编码成为一种稳健选择。**

索引词——**无蜂窝大规模 MIMO，集中式预编码，分布式预编码，局部部分预编码，最大最小公平性，部分预编码，功率约束，以用户为中心的聚类**

I. 引言

CELL-FREE（CF）大规模多输入多输出（CF-mMIMO）是一种颇具前景的架构，因其能够提供均匀服务质量。从信息论角度看，利用全系统信道状态信息（CSI）的集中式预编码本质上优于分布式方法，因为可行的分布式预编码器集合是集中式预编码器集合的子集。

在 [1], [2], 中，研究表明，集中式迫零（ZF）预编码的性能显著优于分布式共轭波束成形（CBF）。随后，[3] 指出，在采用动态协作聚类的可扩展无蜂窝系统中，使用部分最小均方误差（P-MMSE）的集中式预编码器优于局部实现的P-MMSE（LP-MMSE）。即使在去中心化框架中，理论上最优的团队MMSE预编码器也不及其集中式等效方案[4]。研究 [5] 表明，考虑到对信道状态信息误差的鲁棒性，协作式预编码只能达到接近集中式方案的性能。 [6] 提出的一种分布式方案，在无蜂窝超可靠低时延通信场景中的可达速率约为集中式预编码的80%。最近，[7] 指出，改进的P-MMSE预编码能力足够强，无需进行下行信道估计；而其分布式对应方案往往难以做到这一点。

然而，集中式预编码器通常是在总功率约束下推导得到的，在这种约束下，整个系统的总功率预算可以任意分配给各个分布式接入点（接入点）。在 CFdistributed 部署中，一些接入点距离某个用户非常近，而另一些则相距甚远。这种跨越数个数量级的高路径损耗差异会导致功率集中效应，即集中式预编码器通常会将传输功率集中分配给少数接入点，以实现所需的全局空间定向性。这种“跨接入点”功率分配并不现实，因为少数接入点需要以远超其硬件限制的功率水平进行传输，从而导致性能下降。

因此，本文旨在研究现实瞬时每个接入点功率约束下的集中式预编码，这对于确保功率放大器（PAs）工作在线性区域至关重要。尽管先前的研究 [8], [9] 已在平均功率约束下建立了最优集中式设计，但将其扩展至严格的瞬时限制往往会导致优化问题难以求解。此外，针对小尺度衰落（毫秒级）应用迭代求解器会带来高昂的计算负担和处理延迟，而信道老化[10]可能因此造成显著的性能下降。因此，本文聚焦于标准闭式线性预编码器（例如迫零和最小均方误差），它们因适用于大规模部署而得到广泛采用。

本文结构如下：第二节介绍系统和信道模型。第三节对集中式和分布式下行策略进行形式化描述，并推导其可达频谱效率（SE）。第四节介绍预编码设计与归一化，并重点说明每个接入点的功率约束如何导致集中式方案的性能下降。第五节讨论数值结果，最后在第六节给出结论。

II. 系统模型

考虑一个无蜂窝大规模多输入多输出系统的下行链路，该系统包含 L个接入点，每个接入点配备 N_t 根天线，分布式部署在覆盖区域内，为 K 个单天线用户提供服务。接入点和用户的索引集合分别由$\mathbb{L} = \{1, \ldots, L\}$和 $\mathbb{K} = \{1, \ldots, K\}$表示。在以用户为中心的动态聚类策略下，用户 k 由附近接入点的一个子集提供服务，记为 $\mathbb{L}_k \subseteq \mathbb{L}$。因此，每个接入点 l 服务于动态分配的用户子集，即 $\mathbb{K}_l = \{k \in \mathbb{K} : \ l \in \mathbb{L}_k\}$。利用块衰落假设和时分双工互易性，信道在每个相干块内保持恒定，相干块分为三个阶段：上行训练、上行数据传输（此处忽略）和下行数据传输。

我们针对接入点 l 与用户k之间的信道$\mathbf{h}_{kl} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 采用具有空间相关莱斯衰落的通用模型。该模型以大尺度衰减 β_{kl} 和莱斯 K因子 $\kappa_{kl} \geq 0$为参数，由一个

W. Jiang和H. D. Schotten就职于德国人工智能研究中心（DFKI），地址为德国凯泽斯劳滕67663，同时也就职于凯泽斯劳滕-兰道莱茵兰-普法尔茨技术大学电气与计算机工程系（德国）。（电子邮箱：wei.jiang@dfki.de，schotten@eit.uni-kl.de）。

确定性视距（LoS）贡献和一个相关漫射分量构成，即，

$$\mathbf{h}_{kl} = \sqrt{\frac{\beta_{kl}\,\kappa_{kl}}{1+\kappa_{kl}}}\, e^{j\theta_{kl}}\, \mathbf{a}_l(\vartheta_{kl}) + \sqrt{\frac{1}{1+\kappa_{kl}}}\, \mathbf{g}_{kl}, \quad (1)$$

其中

- θ_{kl} 是随机相移，通常建模为均匀分布： $\theta_{kl} \sim \mathcal{U}[0, 2\pi)$。
- $\mathbf{a}_l(\vartheta_{kl}) \in \mathbb{C}^{N_t}$ 是角度为 ϑ_{kl}时的阵列导向矢量。
- $\mathbf{g}_{kl} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{kl})$ 是非视距（NLoS）分量，其中半正定协方差矩阵$\mathbf{R}_{kl} \succeq \mathbf{0}$ 刻画空间相关性。

由于$\mathbf{g}_{kl}$ 服从高斯分布，因此$\mathbf{h}_{kl}$ 的分布（在给定 $\theta_{kl}, \vartheta_{kl}$ 和$\mathbf{R}_{kl}$的条件下）为复高斯分布，即$\mathbf{h}_{kl} \sim \mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}_{kl}, \mathbf{Q}_{kl})$，其视距均值和协方差矩阵为：

$$\boldsymbol{\mu}_{kl} = \sqrt{\frac{\beta_{kl}\,\kappa_{kl}}{1+\kappa_{kl}}}\, e^{j\theta_{kl}}\, \mathbf{a}_l(\vartheta_{kl}), \quad (2)$$

$$\mathbf{Q}_{kl} = \mathbb{E}\left[(\mathbf{h}_{kl} - \boldsymbol{\mu}_{kl})(\mathbf{h}_{kl} - \boldsymbol{\mu}_{kl})^H\right] = \frac{1}{\kappa_{kl}+1}\mathbf{R}_{kl}. \quad (3)$$

设$\{\varphi_1, \ldots, \varphi_{\tau_p}\}$ 为正交导频，且 $\|\varphi_t\|^2 = \tau_p$。用户在上行训练阶段同时发送分配给自己的正交导频。在接入点 l 处，将接收导频矩阵与用户 k的导频相关后，可得到充分统计量 $\boldsymbol{\phi}_{kl} = \sum_{i\in\mathcal{P}_k} \sqrt{p_u\tau_p}\mathbf{h}_{il} + \mathbf{n}_l$，其中 $\mathcal{P}_k$ 是与用户 k 使用相同导频的用户集合（遭受导频污染），热噪声$\mathbf{n}_l \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_t})$的方差为 σ_n^2，而 p_u 为上行发射功率。定义$\boldsymbol{\Psi}_{kl} \triangleq p_u\tau_p \sum_{i\in\mathcal{P}_k} \mathbf{Q}_{il} + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_t}$，用户 k 的条件（感知相位）最小均方误差估计器表示为$\mathbf{h}_{kl} = \boldsymbol{\mu}_{kl} + \sqrt{p_u\tau_p}\mathbf{Q}_{kl}\,\boldsymbol{\Psi}_{kl}^{-1}(\boldsymbol{\phi}_{kl} - \mathbb{E}[\boldsymbol{\phi}_{kl}])$。因此，估计值$\hat{}$和估计误差$\mathbf{h}_{kl} = \mathbf{h}_{kl} - \hat{\mathbf{h}}_{kl}$ 的分布为：

$$\hat{\mathbf{h}}_{kl} \sim \mathcal{CN}\left(\boldsymbol{\mu}_{kl},\ p_u\tau_p\mathbf{Q}_{kl}\,\boldsymbol{\Psi}_{kl}^{-1}\mathbf{Q}_{kl}\right), \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{kl} \sim \mathcal{CN}\left(\mathbf{0},\ \mathbf{Q}_{kl} - p_u\tau_p\mathbf{Q}_{kl}\,\boldsymbol{\Psi}_{kl}^{-1}\mathbf{Q}_{kl}\right) \triangleq \mathcal{CN}\left(\mathbf{0},\ \boldsymbol{\Theta}_{kl}\right). \quad (5)$$

III. 下行传输

K 用户的信息符号记为$\mathbf{s} = [s_1, \ldots, s_K]^T$，其元素均值为零、方差为一且相互不相关，即 $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \mathbf{I}_K$。本节建立信号模型，并推导分布式策略和集中式策略的频谱效率表达式。

A. 分布式策略

在此情况下，每个接入点 l 独立为其关联用户 $k \in \mathbb{K}_l$提供服务，并生成其发射信号：

$$\mathbf{s}_l = \sqrt{p_a}\sum_{k\in\mathbb{K}_l} \sqrt{\eta_{kl}}\,\mathbf{w}_{kl}\,s_k, \quad (6)$$

其中，p_a 是每个接入点的最大发射功率，受功率放大器的饱和功率限制；$\eta_{kl} \in [0,1]$ 是接入点 l 分配给用户 k的功率系数，满足 $\sum_{k\in\mathbb{K}_l}\eta_{kl} \leqslant 1$；$\mathbf{w}_{kl} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 是本地预编码向量，其归一化方式满足 $\mathbb{E}\left[\|\mathbf{w}_{kl}\|^2\right] = 1$。用户 k观测到 $y_k = \sum_{l\in\mathbb{L}} \mathbf{h}_{kl}^T\mathbf{s}_l + n_k$，其中 $n_k \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_n^2)$。应用式（6）可得

$$y_k = \sqrt{p_a}\sum_{l\in\mathbb{L}}\sum_{k'\in\mathbb{K}_l} \sqrt{\eta_{k'l}}\,\mathbf{h}_{kl}^T\mathbf{w}_{k'l}\,s_{k'} + n_k. \quad (7)$$

命题*1*：采用分布式预编码时，用户 k 可实现的下行频谱效率为 $R_k = \mathbb{E}[\log_2(1+\gamma_k)]$,其中，瞬时有效信号与干扰加噪声比（信干噪比）为

$$\gamma_k = \frac{\left|\sum_{l\in\mathbb{L}_k}\sqrt{\eta_{kl}}\mathbb{E}\left[\mathbf{h}_{kl}^T\mathbf{w}_{kl}\right]\right|^2}{\left\{\begin{array}{c}\sum_{k'\in\mathbb{K}}\sum_{l\in\mathbb{L}_{k'}}\eta_{k'l}\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{h}_{kl}^T\mathbf{w}_{k'l}\right|^2\right] \\ -\sum_{l\in\mathbb{L}_k}\eta_{kl}\left|\mathbb{E}\left[\mathbf{h}_{kl}^T\mathbf{w}_{kl}\right]\right|^2 + \frac{\sigma_n^2}{p_a}\end{array}\right\}}. \quad (8)$$

证明：这遵循无蜂窝系统的标准use-and-forget方法；类似推导见 [11, 定理 4.6]。 ■

B. 集中式策略

与分布式方法不同，中央处理单元利用全系统信道状态信息，为所有接入点联合计算预编码向量。令$\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^M$ 表示用户 k的集中式预编码向量，并将其归一化，使得 $\mathbb{E}[\|\mathbf{v}_k\|^2] = 1$。它可以分解为 L 个本地分段，即$\mathbf{v}_k = [\mathbf{v}_{k1}^T, \mathbf{v}_{k2}^T, \ldots\ldots, \mathbf{v}_{kL}^T]^T$，其中$\mathbf{v}_{kl} \in \mathbb{C}^{N_t}$是由接入点 l应用的部分。中央处理单元为整个网络构造复合信号向量：

$$\mathbf{x} = \sqrt{P_s}\sum_{k\in\mathbb{K}} \sqrt{\epsilon_k}\,\mathbf{v}_k s_k, \quad (9)$$

其中，P_s 为系统总功率，即 $P_s = Lp_a$；$\epsilon_k \in [0,1]$为分配给用户 k的功率控制系数，满足$\sum_{k\in\mathbb{K}}\epsilon_k \leq 1$。

随后，这个全局信号向量$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \ldots\ldots, \mathbf{x}_L^T]^T$通过前传链路分发至相应的接入点。每个接入点$l$ 发送其指定的分段$\mathbf{x}_l \in \mathbb{C}^{N_t}$。用户 k 处的接收信号为

$$y_k = \mathbf{h}_k^H\mathbf{x} + n_k = \sqrt{P_s}\,\mathbf{h}_k^H\left(\sum_{k'\in\mathbb{K}}\sqrt{\epsilon_{k'}}\,\mathbf{v}_{k'}s_{k'}\right) + n_k, \quad (10)$$

其中，$\mathbf{h}_k = [\mathbf{h}_{k1}^T, \ldots\ldots, \mathbf{h}_{kL}^T]^T$是从所有接入点天线到用户 k 的整体信道向量$\hat{}$，其估计值为$\hat{\mathbf{h}}_k$。

命题*2*：用户 k 采用集中式预编码时可实现的下行频谱效率为 $C_k = \mathbb{E}[\log_2(1+\xi_k)]$,，其中有效信干噪比等于

$$\xi_k = \frac{\epsilon_k\left|\mathbb{E}\left[\mathbf{h}_k^T\mathbf{v}_k\right]\right|^2}{\sum\limits_{k'\in\mathbb{K}}\epsilon_{k'}\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{h}_k^T\mathbf{v}_{k'}\right|^2\right] - \epsilon_k\left|\mathbb{E}\left[\mathbf{h}_k^T\mathbf{v}_k\right]\right|^2 + \frac{\sigma_n^2}{P_s}}. \quad (11)$$

证明：采用与命题1相同的方法，并且与 [3]中的公式（35）一致。 ■

IV. 功率约束下的预编码器设计

为了更好地说明功率约束的影响，我们将预编码设计分为两个步骤：（i）构造未归一化预编码器，以实现所需的空间指向性；（ii）对其进行归一化，使其满足指定的功率限制。

表 I 用于形成空间指向性的未归一化预编码器

方法	常规波束成形/最大比	RZF	MMSE
全局/部分	$\hat{\mathbb{h}}_k^*$	$\hat{}\mathrm{H}^*(\hat{}\mathrm{H}^T\hat{}\mathrm{H}^* + \sigma_n^2\mathbf{I}_M)^{-1}\mathbf{e}_k^M$	$\left(\left(p_u\,\hat{}\mathbb{H}\mathbf{E}\,\hat{}\mathbb{H}^H + p_u\sum_{k\in\mathbb{K}}\mathbf{U}_k\mathbf{\Theta}_k\mathbf{U}_k + \sigma_n^2\mathbf{I}_M\right)^{-1}\hat{}\mathbb{H}\right)^*\mathbf{e}_k^M$
局部/局部部分	$\hat{\mathbb{h}}_{kl}^*$	$\hat{}\mathrm{H}_l^*(\hat{}\mathrm{H}_l^T\hat{}\mathrm{H}_l^* + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_t})^{-1}\mathbf{e}_k^K$	$\left(\left(p_u\,\hat{}\mathbb{H}_l\mathbf{E}_l\,\hat{}\mathbb{H}_l^H + p_u\sum_{k\in\mathbb{K}}\mathbf{U}_{kl}\mathbf{\Theta}_{kl}\mathbf{U}_{kl} + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_t}\right)^{-1}\hat{}\mathbb{H}_l\right)^*\mathbf{e}_k^K$

注：
1) $\mathbf{e}_k^K$表示单位矩阵$\mathbf{I}_K$的 k^{th} 列，而$\mathbf{e}_k^M$表示$\mathbf{I}_M$的 k^{th} 列。2) 省略正则化项 $\sigma_n^2\mathbf{I}$ 时，正则化零迫预编码器退化为零迫预编码器。3) 功率系数对角矩阵$\mathbf{E} \triangleq \mathrm{diag}(\epsilon_1, \epsilon_2, \ldots, \epsilon_K)$，其局部对应形式为$\mathbf{E}_l \triangleq \mathrm{diag}(\eta_{1l}, \eta_{2l}, \ldots, \eta_{Kl})$。4) 误差协方差 $\mathbf{\Theta}_k \triangleq \mathrm{blkdiag}\big(\mathbf{\Theta}_{k1}, \ldots, \mathbf{\Theta}_{kL}\big)$，穿孔操作$\mathbf{U}_k\mathbf{\Theta}_k\mathbf{U}_k$将非服务接入点对应的行/列置零。

A. 无约束预编码器表述

通常采用三种预编码技术，分别针对特定的空间指向性。具体而言，共轭波束成形（CBF），又称最大比（MR）预编码，可最大化面向每个用户的期望信号功率；（正则化）迫零（RZF）可消除用户间干扰；最小均方误差（MMSE）则能在抑制干扰与噪声增强之间实现最优平衡。值得注意的是，部分 [3] 和局部部分 [12] 预编码分别代表集中式和分布式实现，专为以用户为中心的簇设计。为统一表示不同方案，我们引入一种打孔 （有效）信道，以反映簇选择。

首先，为每个接入点-用户对定义一个 $N_t \times N_t$ 对角选择矩阵[1]：

$$\mathbf{U}_{kl} \triangleq \begin{cases} \mathbf{I}_{N_t}, & \text{if AP } l \text{ serves user } k, \\ \mathbf{0}_{N_t}, & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{12}$$

接入点 l 到用户 $\hat{}k$ 的穿孔局部信道估计为 $\mathbf{h}_{kl} = \mathbf{U}_{kl}\mathbf{h}_{kl}$；若接入点 $l\hat{}$ 为用户 k提供服务，则其值为 $\mathbf{h}_{kl}$ ，否则为零向量。然后， $\mathbb{H}_l = [\hat{}\mathbf{h}_{1l}, \hat{}\mathbf{h}_{2l}, \ldots, \hat{}\mathbf{h}_{Kl}] \in \mathbb{C}^{N_t\times K}$表示接入点 l处的穿孔局部信道矩阵。将用户 k 对应的各接入点选择矩阵堆叠起来，可得到块对角选择矩阵$\mathbf{U}_k \triangleq \mathrm{blkdiag}\big(\mathbf{U}_{k1}, \mathbf{U}_{k2}, \ldots, \mathbf{U}_{kL}\big)$，并得到穿孔全局信道矩阵 $\hat{}\mathrm{H} \triangleq [\,{}_1, \;{}_2 \;\cdots\; {}_K] \in \hat{}\mathrm{h}\,\hat{} \mathbb{C}^{M\times K}$ $\hat{}\mathrm{h},,\hat{}\mathrm{h}$ ，其中 $\hat{}\mathbf{h}_k = \mathbf{U}_k\hat{}\mathbf{h}_k$。采用此记号，不同的预编码方案（小区无缝系统中的全局方案和以用户为中心的部分方案），无论采用集中式还是局部实现，均可用统一方式表示，如表 I 所示。

B. 功率约束归一化

上述未归一化预编码器仅指定所需的空间指向性；随后必须对其进行归一化，以确保符合功率约束。

a) 分布式逐接入点归一化： 令$\mathbf{d}_{kl} \in \mathbb{C}^{N_t}$表示任意局部预编码器，如表格第二行所示。归一化后的预编码器可表示为

$$\mathbf{w}_{kl} = \frac{\mathbf{d}_{kl}}{c_{kl}}, \quad \forall l \in \mathbb{L},\ \forall k \in \mathbb{K}, \tag{13}$$

其中， c_{kl} 是归一化常数。文献中通常采用两种归一化方案 [13]：1) 长期归一化 设置 $c_{kl} = \sqrt{\mathbb{E}\,[\|\mathbf{d}_{kl}\|^2]}$，确保 $\mathbb{E}[\|\mathbf{w}_{kl}\|^2] =$在平均意义上为 1 [12]；以及 2）短期归一化 使用 $c_{kl} =\|\mathbf{d}_{kl}\|$，使得 $\|\mathbf{w}_{kl}\|^2 = 1$ 在每个信道实现中均成立 [14]。

从实践角度出发，我们采用短期归一化，这对于满足以下要求至关重要：

1) 瞬时功率限制： 监管标准通常对每个接入点施加严格的最大发射功率限制，任何时刻均不得超过该限制。2) 放大器饱和： 每个接入点中的功率放大器都有有限的饱和点；发射信号的峰值功率不得超过这一最大输出功率。

将$\mathbf{w}_{kl} = \mathbf{d}\|\ {}^{kl}\mathbf{d}_{kl}\|$ 代入(6)，可得接入点 l 的瞬时发射功率为 $\|\mathbf{s}_l\|^2 = p_a\sum_{k\in\mathbb{K}_l}\eta_{kl}{}^2$。由于$\sum_{k\in\mathbb{K}_l}\eta_{kl} \leqslant 1$，由此可得 $\|\mathbf{s}_l\|^2 \leqslant p_a$，这符合每个接入点的功率限制 p_a。

b) 集中式总功率归一化：类似地，令$\mathbf{d}_k \in \mathbb{C}^M$ 表示用户 k的未归一化集中式预编码向量，如表中第一行所示。归一化预编码器由下式得到

$$\mathbf{v}_k = \frac{\mathbf{d}_k}{c_k}, \quad \forall k \in \mathbb{K}, \tag{14}$$

其中 c_k 可由长期（$c_k = \sqrt{\mathbb{E}\,[\|\mathbf{d}_k\|^2]}$）或短期（$c_k = \|\mathbf{d}_k\|$）归一化因子定义。将(14)代入(9)表明，所有接入点上的总功率受到约束，即 $\mathbb{E}[\|\mathbf{x}\|^2] = \sum_{k\in\mathbb{K}}\epsilon_k\mathbb{E}[\|\mathbf{x}_l\|^2] \leqslant P_s$。

备注 *1*：以往研究通常采用长期总功率约束——例如，见 *[3], [4],* 式（*15*）*[7],* 和 *[15]*。其他一些研究则隐式地施加了该约束，例如， *[1]* 中的式（*11*）和 *[2]* 中的式（*19*）分别要求归一化因子（$\lambda_{l,\ k}$）和功率控制系数（η_{kl}）对于所有接入点上的任意用户 k 都相同（即$\lambda_{l,\ k} = \lambda_k$和 $\eta_{kl} = \eta_k$，$\forall l \in \mathbb{L}$）。尽管没有明确说明，这种做法禁止逐接入点归一化，在功能上等同于（14）所述的总功率约束。

C. 每个接入点受约束的集中式预编码

在集中式方法中，接入点 l 发射

$$\mathbf{x}_l = \sqrt{P_s}\sum\nolimits_{k\in\mathbb{K}}\sqrt{\epsilon_k}\,\mathbf{v}_{kl}s_k \tag{15}$$

[1]我们采用 AP基选择，因为同一 AP 上的所有天线通常对给定用户具有相同的大尺度衰落。也可以采用更通用的天线基选择（见 [3]）。

[2] 为简便起见，我们假设采用恒包络调制（例如四相移键控和八相移键控），其中 $|s_k|^2 = 1$ 确定性成立。在一般调制（例如正交振幅调制）下，符号功率会变化，相关表达式应按对符号取期望来理解，即 $\mathbb{E}[|s_k|^2] = 1$。关键在于，符号引起的功率方差（例如，16阶正交振幅调制为 ≈ 0.32，64阶正交振幅调制为 0.38）仍远小于功率集中效应，而这正是我们分析的主要关注点。

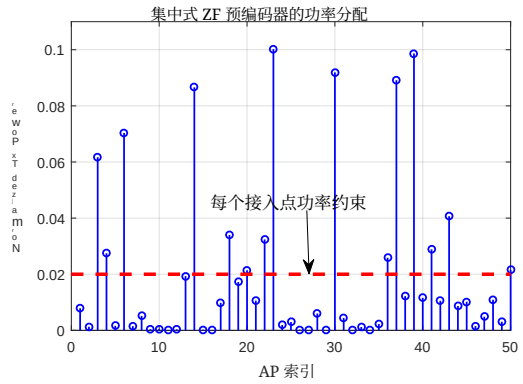

图 1. 功率集中效应示意图：对于包含 50 个单天线接入点和 10 个用户的无小区系统，采用具有次优功率分配的集中式 ZF 预编码器（遵循 [1] 中的公式 (21)），各接入点归一化发射功率的分布。水平（红色）虚线表示归一化的每个接入点功率约束 $1/L = 0.02$。

以及接入点 l所发射的功率

$$P_l = P_s \sum_{k=1}^{K} \epsilon_k \left\| \mathbf{v}_{kl} \right\|^2 \tag{16}$$

无法保证对每个接入点 $P_l \leq p_a$ l。如图 1 所示，这种“跨接入点”功率分配并不现实，因为某些接入点可能会被驱动以超过其硬件限制的功率进行发射。由于功率放大器饱和施加的是无法通过时域或频域平均来解决的瞬时硬件限制，因此我们需要限制预编码器 $\{\mathbf{v}_k\}$ 或功率系数 $\{\epsilon_k\}$，以强制满足每接入点瞬时功率约束。下文将介绍两种用于强制满足该限制的启发式方法[3]：

a) 每接入点约束功率缩放（*PS*）：设 $P_{\max} \triangleq \max_{l\in\mathbb{L}} P_l$。若 $P_{\max} > p_a$，则将所有功率系数按比例缩小 $\bar{\epsilon}_k = \alpha_g \epsilon_k \ \forall k$，使用因子 $\alpha_g = \frac{p_a}{P_{\max}} \in (0,\ 1)$[4]。经过此更新后，每个接入点都满足功率约束，如下所示

$$\bar{P}_l = P_s \sum\nolimits_{k\in\mathbb{K}} \bar{\epsilon}_k \|\mathbf{v}_{kl}\|^2 = \alpha_g P_l \leq p_a. \tag{17}$$

缺点：虽然该方法保留了集中式预编码器的全局空间定向性，即 $\|\mathbf{v}_k\|^2 = 1$，但当 $P_{\max} \gg p_a$ 时，可能会显著降低总发射功率 $\sum_{k\in\mathbb{K}} \bar{\epsilon}_k \ll 1$。

[3]现有的最优集中式设计 [9] 针对平均每接入点功率约束而制定；将其扩展至更严格的瞬时限制会导致优化问题难以处理。由于该迭代求解器必须针对每次小尺度衰落实现（以毫秒为尺度）运行，因此会带来难以承受的计算负担。此外，集中式处理还会因全局信道状态信息收集、迭代求解和预编码数据分发而产生显著延迟。这种延迟可能导致信道老化，从而削弱理论增益 [10]。鉴于这些局限，本文采用低复杂度、实时的启发式归一化方法，同时将瞬时每接入点限制下的最优设计留待未来研究。

[4]条件 $\alpha_g < 1$ 表明，未经缩放的预编码权重违反了每个接入点的瞬时功率限制 p_a。在分布式无小区拓扑中，信道矩阵 $\mathbf{H}$ 包含跨越多个数量级的系数，因为有些接入点离用户非常近，而其他接入点则相距甚远。集中式预编码器会自然地利用这种差异，将功率集中到少数几个“瓶颈”接入点上，以最大化空间指向性，从而导致峰值需求 $P_{\max} \gg p_a$，并造成严重的全局回退 $\alpha_g \ll 1$。尽管闭式统计表征在分析上颇具挑战，但功率集中效应得到了清晰的解释和实证验证。

b) 每接入点约束预编码本地归一化（*LN*）：集中式预编码器的每个局部部分均独立归一化为

$$\bar{\mathbf{v}}_{kl} = \frac{\mathbf{v}_{kl}}{\sqrt{L}\,\|\mathbf{v}_{kl}\|}, \quad \forall k \in \mathbb{K}, \tag{18}$$

其中，使用因子 $\frac{1}{\sqrt{L}}$ 是为了确保更新后的预编码器 $\bar{\mathbf{v}}_k = [\bar{\mathbf{v}}_{k1}^T,\ \bar{\mathbf{v}}_{k2}^T,\ \ldots,\ \bar{\mathbf{v}}_{kL}^T]^T$ 仍满足 $\|\bar{\mathbf{v}}_k\|^2 = 1$。将式 (16) 中的 $\mathbf{v}_{kl}$ 替换为 $\bar{\mathbf{v}}_{kl}$ 后，接入点 l处的发射功率变为

$$\bar{P}_l = P_s \sum\nolimits_{k\in\mathbb{K}} \epsilon_k \|\bar{\mathbf{v}}_{kl}\|^2 = \frac{P_s}{L} \sum\nolimits_{k\in\mathbb{K}} \epsilon_k \leqslant p_a, \tag{19}$$

这确保满足每个接入点功率约束。缺点：这种局部归一化会扭曲预期的空间指向性，从而降低集中式预编码器的性能。

V. 仿真结果与讨论

仿真采用以下参数设置：

- 分布式接入点数量：$L = 50$，每个接入点配备 $N_t = 4$根天线（天线总数为 $M = 200$）
- 活跃用户数量：$K = 10$
- 以用户为中心的聚类：用户由最近的10个接入点服务
- 覆盖半径：1 km
- 用户终端最大功率：$p_u = 200$ mW
- 接入点最大功率：$p_a = 200$ mW
- 噪声功率谱密度：–174 dBm/Hz
- 噪声系数：9 dB；带宽：5 MHz
- 天线阵列：均匀线性阵列，间距为 $\lambda/2$
- 大尺度衰落：COST-Hata模型（与 [16]中相同）
- 莱斯K因子：$\kappa_{kl} \sim \mathcal{N}(8,\ 4_2)$（参见 3GPP TR 38.901）
- 空间相关性：高斯散射 [11,第 2.6] 节，角扩展为 10°
- 相干块长度：$\tau_c = 200$ 次信道使用
- 导频长度：$\tau_p = 5$，因此产生导频污染

图2a至2c展示了三种预编码方法的频谱效率累积分布函数（CDF），比较了等功率分配（EPA）和最大最小（MM）功率控制下的分布式（dist）与集中式（cent）预编码。每条CDF上的 5th 百分位点表示95%可能频谱效率，这是用于量化均匀服务和用户公平性的最重要指标。首先，图2a给出了最大比预编码的CDF。分布式方案（分布式 EPA 和分布式 MM）在整个频谱效率分布范围内表现稳健；最大最小功率控制通过提升较低百分位点的表现，在不显著牺牲较高百分位点表现的情况下，有效改善了公平性。相比之下，集中式方法的频谱效率整体偏低，在集中式 LN-EPA 和集中式 LN-MM 中尤为明显，因为每个接入点功率约束的实施导致频谱效率显著下降。集中式 PS-MM 曲线在较高百分位点表现出色，但在公平性方面仍不及分布式最大比预编码。

由于每个接入点的天线数可能少于用户数（N_t <K），导致$\mathbf{H}_l$ 秩亏，使得迫零不可行，因此我们的仿真采用正则化零迫。正则化项确保矩阵可逆，并实现可靠的预编码。如图所示

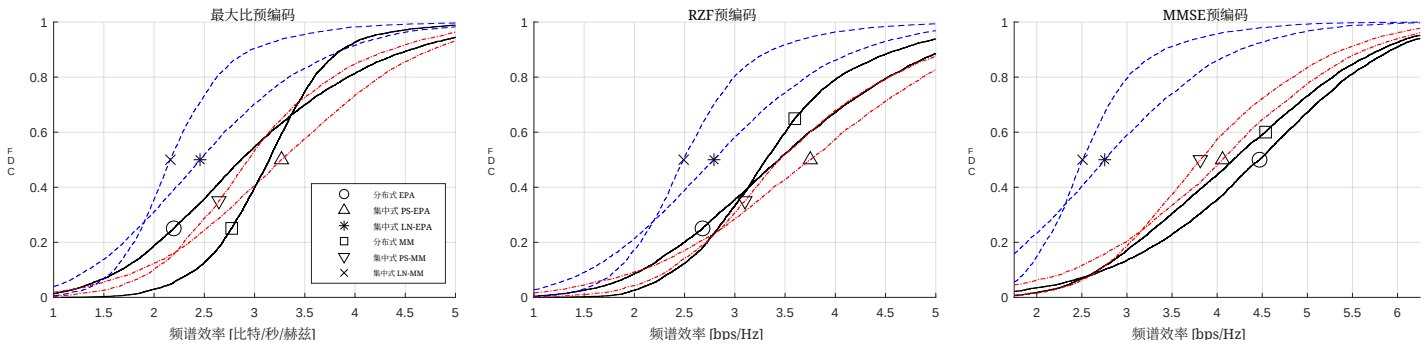

图 2. 在等功率和最大–最小功率优化下，MR（a）、RZF（b）和 MMSE（c）的分布式与集中式预编码性能比较。三个子图均使用与（a）相同的标记来表示不同方案。

在图 2b 中可以观察到类似趋势：分布式预编码始终能获得更高的频谱效率概率，尤其是在最大最小（MM）功率控制下；该方法在保持整体效率的同时，提升了 95% 可能达到的频谱效率。采用本地归一化的集中式RZF表现最差，其累积分布函数曲线向左偏移，表明由于逐接入点归一化过于激进，大多数用户的频谱效率有所降低。PS在一定程度上缓解了这种性能下降，但仍不及分布式方案。

与图 6 中集中式预编码（MMSE 和 P-MMSE）显著优于 LP-MMSE 的结果相反，图 2c 表明分布式 MMSE 预编码占据优势，其中 dist-MM 实现了出色的公平性（95%可能频谱效率为 2.38 bps/Hz）。在集中式方案中，集中式 PS-MM 的 95%可能频谱效率达到相近的 2.42 bps/Hz，但代价是高百分位用户的性能下降。基于 LN 的集中式变体表现不佳，等功率分配和最大最小功率控制下的 95%可能频谱效率分别仅为 1.23 bps/Hz 和 1.72 bps/Hz。我们还在天线用户比高的场景下比较了它们的性能（$N_t = 8$，$K = 4$），此时集中式预编码仍表现欠佳。总之，在现实的硬件限制下，分布式预编码表现出很强的鲁棒性。

VI. 结论

本文揭示，基于总功率约束设计的闭式集中式预编码存在严重的功率集中效应。由于无蜂窝拓扑中的路径损耗差异较大，某些接入点为实现全局空间定向性而需要不成比例的功率，常常超出实际的每接入点硬件限制。通过低复杂度实时归一化方法实施全局缩放，会显著降低集中式方案的性能。我们的结果证实，在实际硬件限制下，分布式预编码是一种稳健的策略；此外，它还具有前传开销和处理时延较低的固有优势。未来的工作将探索低复杂度的每接入点功率约束感知设计，以及宽带扩展。

参考文献

[1] E. Nayebi等，“无蜂窝大规模 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。

[2] L. Du 等，“无蜂窝大规模 MIMO：联合最大比与迫零预编码器及功率控制”，IEEE 通信汇刊，第69卷，第6期，第3741–3756页，2021年6月。[3] E. Bj¨ornson 和 L. Sanguinetti，“可扩展无蜂窝大规模 MIMO 系统”，IEEE 通信汇刊，第68卷，第7期，第4247–4261页，2020年7月。[4] L. Miretti、E. Bj¨ornson 和 D. Gesbert，“团队最小均方误差预编码及其在无蜂窝大规模 MIMO 中的应用”，IEEE 无线通信汇刊，第21卷，第8期，第6242–6255页，2022年8月。[5] I. Atzeni、B. Gouda 和 A. T¨olli，“通过空中信令进行无蜂窝大规模 MIMO 的分布式预编码设计”，IEEE 无线通信汇刊，第20卷，第2期，第1201–1216页，2021年2月。[6] E. Shi 等，“面向超可靠低时延通信的无蜂窝大规模 MIMO 系统去中心化协同预编码设计”，IEEE 车辆技术汇刊，第72卷，第2期，第2638–2642页，2023年2月。[7] G. Femenias 和 F. Riera-Palou，“揭示以用户为中心的无蜂窝大规模 MIMO 下行训练新前沿”，IEEE 开放获取通信学会期刊，第5卷，第5103–5122页，2024年8月。[8] W. Yu 和 T. Lan，“具有逐天线功率约束的多天线下行链路发射机优化”，IEEE 信号处理汇刊，第55卷，第6期，第2646–2660页，2007年6月。[9] L. Miretti 等，“具有逐接入点功率和信息约束的无蜂窝大规模 MIMO 上行-下行对偶性”，IEEE 信号处理汇刊，第72卷，第1750–1765页，2024年。[10] W. Jiang 和 H. Schotten，“信道老化对无蜂窝大规模 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。[11] E. Bj¨ornson、J. Hoydis 和 L. Sanguinetti，“大规模 MIMO 网络：频谱效率、能量效率与硬件效率”，《信号处理基础与趋势》，第11卷，第3–4期，第154–655页，2017年。[12] G. Interdonato 等，“无蜂窝大规模 MIMO 的局部部分迫零预编码”，IEEE 无线通信汇刊，第19卷，第7期，第4758–4774页，2020年7月。[13] M. Khoshnevisan 和 J. N. Laneman，“具有同时功率约束的多天线无线系统中的功率分配”，IEEE 通信汇刊，第60卷，第12期，第3855–3864页，2012年12月。[14] G. Femenias 等，“空间相关莱斯衰落下的短期功率约束无蜂窝大规模 MIMO”，IEEE 车辆技术汇刊，第69卷，第12期，第15200–15215页，2020年12月。[15] L. Miretti、E. Bj¨ornson 和 D. Gesbert，“采用无线电条带的可扩展无蜂窝大规模 MIMO 预编码”，载于《2021 IEEE 第22届信号处理高级无线通信国际研讨会（SPAWC）论文集》，意大利卢卡，2021年9月，第411–415页。[16] 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。