6D可移动天线增强型无蜂窝MIMO：双时间尺度分布式波束成形与天线移动优化

Yichi Zhang、Yuchen Zhang，会员，*IEEE*，Wenyan Ma，研究生会员，*IEEE*，Lipeng Zhu，会员，*IEEE*，Jianquan Wang，会员，*IEEE*，Wanbin Tang，会员，*IEEE*，以及Rui Zhang，会士，*IEEE*

arXiv:2601.04969v1 [eess.SP] 8 Jan 2026

摘要——**本文研究一种六维可移动天线（6DMA）辅助的无蜂窝多用户多输入多输出（MIMO）通信系统。在该系统中，每个分布式接入点（AP）均可灵活调整其阵列方向和天线位置，以适应空间信道变化并提升通信性能。然而，频繁移动天线，以及基于接入点间共享全局瞬时信道状态信息（CSI）的集中式波束成形，会带来极高的信号处理时延和系统开销，因此难以在信道相干时间较短的高移动性场景中实际应用。为应对这些实际应用挑战并提升可扩展性，本文提出一种双时间尺度分布式优化框架，联合设计波束成形器、天线位置和阵列方向。在短时间尺度上，每个接入点基于本地瞬时CSI和全局统计CSI更新其接收波束成形器。在长时间尺度上，中央处理单元基于全局统计CSI优化所有接入点的天线位置和阵列方向，以最大化所有用户的遍历和速率。由此得到的优化问题是非凸的，且涉及高度耦合的变量，因此难以高效求解。为解决这一问题，本文开发了一种约束随机逐次凸近似算法。数值结果表明，与灵活性较低的其他天线移动方案相比，所提出的采用分布式波束成形的6DMA辅助无小区系统性能显著更优，甚至达到了与集中式波束成形基准相当的性能。**

索引词——**六维可移动天线（6DMA）、无小区多输入多输出、分布式优化、统计信道状态信息。**

Yichi Zhang 和 Wanbin Tang 任职于中国电子科技大学无线通信国家重点实验室，地址为中国成都 611731（电子邮件：yczhang@std.uestc.edu.cn，wb-tang@uestc.edu.cn）。

Yuchen Zhang 任职于阿卜杜拉国王科技大学（KAUST）计算机、电气与数学科学及工程学部电气与计算机工程专业，地址为沙特阿拉伯王国图瓦尔 23955-6900（电子邮件：yuchen.zhang@kaust.edu.sa）。

Lipeng Zhu 任职于北京理工大学交叉科学学院，地址为中国北京 100081（电子邮件：lipzhu@outlook.com）。

Wenyan Ma 和 Rui Zhang 任职于新加坡国立大学电气与计算机工程系，地址为新加坡 117583（电子邮件：wenyan@u.nus.edu；elezhang@nus.edu.sg）。

Jianquan Wang 任职于中国成都 611731 电子科技大学国家无线通信重点实验室，同时任职于中国喀什 844000 喀什电子与信息产业研究院（电子邮箱：jqwang@uestc.edu.cn）。

I. 引言

随着无线通信的快速发展，用户数量和设备连接的爆发式增长带来了对更多频谱资源的迫切需求。毫米波和太赫兹等高频频段已被视为下一代移动通信网络的关键使能技术。为弥补严重的路径损耗并改善信号覆盖，有必要采用大规模天线阵列并更密集地部署接入点（AP）。然而，在传统的以小区为中心的网络中，中央处理单元（CPU）处理大规模阵列所引入的高信号维度，会导致集中式计算的硬件成本和信号处理复杂度大幅增加。与此同时，传统蜂窝网络中密集部署的接入点会造成频繁切换和强烈的接入点间干扰，从而降低小区边缘用户的性能。

为应对这些挑战，研究者提出了无小区大规模多输入多输出（MIMO）技术。在该技术中，大量分布式接入点（AP）在中央处理单元（CPU）的协调下协同服务用户，不受小区边界限制。为进一步减轻 CPU 的处理负担，无小区系统可利用各 AP 的本地处理单元（LPU），在本地处理其接收信号。具体而言，已有若干研究针对不同程度的信道状态信息（CSI）交换，探索了低复杂度的分布式波束成形方案 [1]–[6]。在 [1],中，研究者针对无信道状态信息共享、统计信道状态信息共享和完全信道状态信息共享的场景，提出了基于本地最小均方误差（LMMSE）的波束成形方法。在 [2],中，研究者进一步提出了一种最优波束成形器设计规则，可在任意信道状态信息共享条件下最小化均方误差（MSE）。基于这些 LMMSE/MSE 设计策略，文献 [3]–[8]研究了特定场景下的分布式架构，包括强视距（LoS）信道、卫星通信、上行链路功率最小化、基于环形拓扑的接入点间信道状态信息共享，以及信道不确定条件下不同程度的信道状态信息共享。然而，在无小区系统中，每个接入点的天线数量有限，难以有效抑制用户间干扰。此外，现有研究大多采用固定位置天线（FPA），无法充分利用无线系统中的空间自由度（DoF）。

为克服固定位置天线（FPA）的局限性，研究者提出了可移动天线（MA），又称流体天线系统（FAS），通过根据信道状态信息（瞬时或统计信息）灵活调整天线位置来提升无线通信性能 [9]–[12]。在 [11],中，研究者首次提出基于场响应的信道模型，以便解析评估可移动天线辅助的单输入单输出（SISO）系统的性能增益。在此模型的基础上，后续研究[12]–[19] 将可移动天线技术应用于基于瞬时信道状态信息的各种场景，并利用天线实时移动刻画多输入多输出、多用户、卫星、无人机（UAV）、通感一体化（ISAC）以及混合波束成形辅助通信系统等各类系统的性能极限。为降低基于瞬时信道状态信息实时移动天线所带来的时延和功耗，研究者考察了离散天线移动策略 [20], 、天线移动轨迹优化 [21], 以及能量效率上界 [22], 以尽量缩短移动时延或提高系统能量效率。此外，为避免在信道相干时间相对较短的高移动性环境中频繁重新定位天线，文献[23], [24]基于统计信道状态信息优化天线位置，以最大化多输入多输出容量。此外，文献 [25], [26] 提出了波束成形和天线位置优化的双时标设计，以提升常规莱斯衰落和基于统计场响应的信道模型下的遍历和速率。总体而言，这些研究表明，得益于灵活的空间自由度，可移动天线辅助通信系统在瞬时信道状态信息和统计信道状态信息条件下均能显著提升性能。

最近，研究人员提出了六维可移动天线（6DMA），通过联合调整天线位置与朝向，进一步提升通信性能，从而充分利用空间自由度进行信道重构和干扰抑制 [27]–[33]。在 [27],中，作者首次研究了6DMA辅助的多用户通信，并根据用户分布，在视距信道条件下优化了六维可移动天线子阵列的位置与方位。数值结果表明，与固定位置天线基准相比，6DMA能够带来显著的性能提升。随后，[28]–[33]将6DMA扩展至多种场景，包括离散天线位置与朝向优化、混合波束成形、无人机通信、智能反射面（IRS）辅助的无源波束成形，以及近场通信。此外， [9], [34]–[36] 的作者介绍了6DMA的具体实现架构和实际应用考量，例如信道估计精度、信道状态信息获取及时性及硬件约束。值得注意的是，现有大多数关于6DMA辅助无线网络的研究依赖统计信道状态信息或用户分布来实现长时间尺度天线移动，旨在实现低时延且经济高效的通信性能。

具体而言，为提升大规模多输入多输出网络中的通信性能，先前研究 [37]–[39] 已将六维移动天线集成到无小区系统中。文献 [39]采用集中式波束成形，并基于瞬时信道状态信息优化天线的位置和方位，以支持海量接入并抑制干扰；而文献 [37],[38]采用分布式波束成形，以降低信号处理复杂度。然而，文献 [37] 考虑了基于线性最小均方误差的波束成形器设计，并假设接入点之间不共享或完全共享信道状态信息，这代表了两个极端情况，无法体现实际信道状态信息共享条件下的潜在增益。此外，该研究仅考虑视距信道下的天线移动优化；由于天线移动速度有限，天线无法适应变化过快的实际多径衰落信道，这可能导致性能显著下降。相比之下，文献 [38] 通过在接入点之间引入统计信道状态信息共享，改进了分布式波束成形设计，但依赖实时阵列重构，难以应对频繁阵列旋转所引起的时延。此外，该研究仅关注阵列旋转，限制了用于降低用户间信道相关性的可用设计自由度，尤其是在用户密集场景中。这一局限促使本文为六维移动天线辅助的无小区系统提出一种新的设计框架。

本文研究一种由六维移动天线辅助的上行链路无小区多用户多输入多输出（MU-MIMO）通信系统，其中每个接入点上的天线都可以在阵列面板上独立移动，而阵列面板也可以与其天线一起作为一个整体旋转。主要贡献如下。

- 为平衡天线移动开销与多输入多输出网络性能，我们提出一种双时间尺度的分布式优化框架，以最大化所有用户的遍历和速率。在短时标下，每个接入点利用本地瞬时信道状态信息以及接入点之间共享的统计信道状态信息，设计其LMMSE接收波束成形器。在长时间尺度下，中央处理单元根据全局统计信道状态信息优化天线位置和阵列方向。
- 为高效求解非凸的长时间尺度天线位置与阵列方向优化问题，我们重新构造了一个松弛问题，将长时间尺度参数视为相互独立的优化变量，并提出一种带约束的随机逐次凸近似（CSSCA）算法，以并行求解这些耦合变量。
- 仿真结果表明，在用户集中分布和均匀分布的场景下，六维移动天线均能带来性能提升。结果还表明，在不同用户分布场景下，所提出的六维移动天线辅助无蜂窝系统优于传统固定位置天线系统以及灵活性较低的其他天线移动方案。此外，在用户间信道相关性较弱，且可移动区域或可旋转范围足够大的特定条件下，所提出的方案甚至能够超越采用固定位置天线、并假设所有接入点之间完全共享

信道状态信息的集中式最小均方误差基准方案。此外，结果表明，在用户稀疏分布的情况下，性能提升更为显著，这是由于用户间的信道相关性降低。

本文其余部分安排如下。第二节介绍系统模型并建立问题。第三节推导短时标下的最优接收波束成形器设计规则，随后通过CSSCA算法求解所建立的长时间尺度问题。第四节给出数值结果及相关讨论。最后，第五节总结全文。

符号说明：向量和矩阵分别用粗体小写字母和大写字母表示。我们用 $(\cdot)^{\mathrm{T}}$、$(\cdot)^{*}$ 和 $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 分别表示转置、共轭和共轭转置。符号 $\mathbb{C}^{M\times N}$ 和$\mathbb{R}^{M\times N}$ 分别表示 $M\times N$ 维复矩阵集和实矩阵集。符号 $\mathbb{E}$ 和 $\mathbb{V}$ 分别表示数学期望和方差算子。我们用 $\mathbf{I}_N$ 表示 N维单位矩阵，用 $\mathbf{e}_n\in\mathbb{R}^{N\times 1}$ 表示 N维列向量，其中第 n个元素为 1，其余元素均为 0；用 $\mathbf{A}=\mathrm{blkdiag}[\mathbf{A}_1,\mathbf{A}2,\cdots,\mathbf{A}_N]$ 表示分块对角矩阵。符号 $[f(n)]_{1\le n\le N}$ 表示一个向量，其第n个元素为 $f(n)$，其中 $f(n)$是关于 n,$\|\mathbf{a}\|_2$ 的函数，且 a 的二范数为 a。我们用 arccos(·)表示反余弦函数，$|b|$和 $\angle(b)$分别表示复数 b的幅度和相位，而 $\mathrm{Re}\{b\}$ 表示b的实部。

II. 系统模型

本节首先介绍6DMA辅助无小区网络的系统模型。随后采用基于场响应的统计信道模型，刻画接入点处准静态传播路径的相位和幅度变化，这些变化由天线移动和阵列旋转引起[11], [23], [26]–[28], [37], [40], [41]。最后，构建优化问题，在满足实际天线移动约束的条件下，最大化所有用户的遍历和速率。

A. 6DMA辅助无小区架构

如图1所示，我们考虑一个6DMA辅助的无小区MU-MIMO上行系统，其中 M 个多天线接入点，每个接入点配备 N 根天线，为 K 个单天线用户提供服务。该系统采用去中心化架构，每个接入点通过本地处理单元独立处理其接收信号，同时通过专用前传链路与中央处理单元交换信令和有效载荷数据。每个接入点的阵列能够围绕其几何中心旋转。此外，每根天线均可由步进电机驱动，在阵列平面上独立移动。由于实际实现要求，天线移动和阵列旋转均限制在预定义范围内，并且在天线移动过程中，天线之间的间距不小于半个波长，以避免严重的互耦。

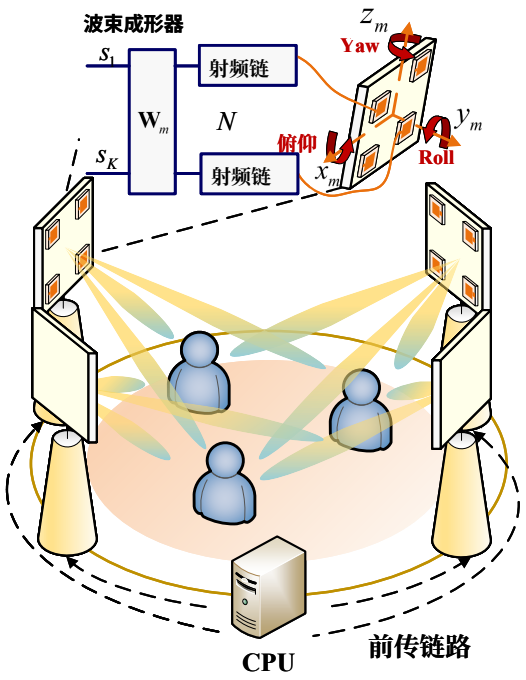


图1. 六维移动天线辅助的无小区多用户多输入多输出系统示意图。

对于第 m 个接入点的阵列，图 1 中的红色虚线表示其局部笛卡尔坐标系（LCS） x_m-y_m-z_m。该 LCS 的原点固定在支撑平面的几何中心，其各坐标轴与阵列的方向对齐。第 m 个接入点的阵列方向表示为 $\mathbf{r}_m=[\alpha_m,\beta_m,\gamma_m]^{\mathrm{T}}\in\mathcal{R}$，其中 $\mathcal{R}$ 表示可行旋转区域。具体而言，α_m、β_m 和 γ_m 分别表示第 m 个接入点相对于其初始方向绕 x 轴、y 轴和 z 轴旋转的俯仰角、滚转角和偏航角。第 m 个接入点的 LCS 内所有天线的位置记为 $\mathbf{t}_m=[\mathbf{t}_m^{\mathrm{T}},1、\mathbf{t}_m^{\mathrm{T}},2、\cdots、\mathbf{t}_m^{\mathrm{T}},N]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^{3N\times 1}$，其中 $\mathbf{t}_{m,n}\in\mathcal{T}_{m,n}$ 表示第 m 个接入点中第 n 根天线的位置，$\mathcal{T}_m$、$_n$ 表示第 n 根天线的可移动区域。

B. 统计信道模型

由于所有接入点处天线的预定义可移动区域远小于传播距离，因此采用远场假设 [11]–[16], [27]–[29]。天线移动和阵列旋转会改变三维（3D）天线位置、天线辐射方向图的天线辐射方向以及接收信号的到达角（AoA）。在多径传播环境下，阵列旋转前后，第 l条接收路径相对于第 m个接入点的局部坐标系（LCS）的方位角和仰角分别表示为$(\phi_{l,\,m},\ \theta_{l,\,m})$ 和$(\tilde{\phi}_{l,\,m},\ \tilde{\theta}_{l,\,m})$[1]，。

1) 阵列响应向量：接下来，我们表示从 (ϕ,θ) 到 (ϕ,θ) 的有效变换。令

[1]为简洁起见，此处省略与用户索引相关的下标，详细的信道模型将在后文给出。

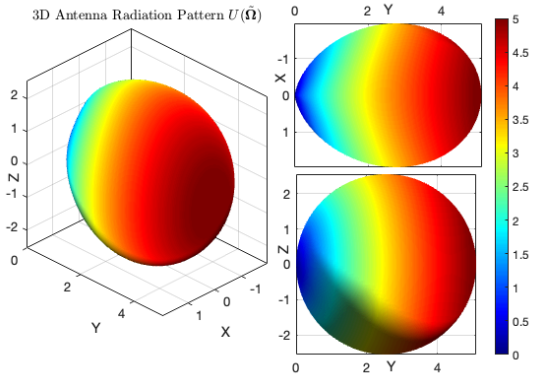


图 2. 余弦辐射方向图示意图 [43]。

$\Omega_{l,m} \triangleq [\phi_{l,m}, \theta_{l,m}]$，其中 $\phi_{l,m} \in [0, 2\pi)$ 和 $\theta_{l,m} \in [0, \pi]$，指向波传播方向 $(\phi_{l,m}, \theta_{l,m})$ 的归一化波矢为 $\boldsymbol{\rho}_{l,m} \triangleq \boldsymbol{\rho}(\Omega_{l,m}) = [\sin\theta_{l,m}\cos\phi_{l,m}, \sin\theta_{l,m}\sin\phi_{l,m}, \cos\theta_{l,m}]^{\mathrm{T}}$。我们将 R_z、R_y 和 R_x 定义为分别仅由绕 z 轴、y 轴和 x轴旋转所产生的局部坐标系变换。描述任意接入点阵列朝向变换的旋转矩阵 R 表示为

$$\begin{aligned}\mathbf{R}(\mathbf{r}) &= \mathbf{R}_z(\gamma)\mathbf{R}_y(\beta)\mathbf{R}_x(\alpha) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma & 0 \\ s_\gamma & c_\gamma & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} c_\beta & 0 & s_\beta \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_\beta & 0 & c_\beta \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_\alpha & -s_\alpha \\ 0 & s_\alpha & c_\alpha \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} c_\beta c_\gamma & s_\alpha s_\beta c_\gamma - c_\alpha s_\gamma & c_\alpha s_\beta c_\gamma + s_\alpha s_\gamma \\ c_\beta s_\gamma & s_\alpha s_\beta s_\gamma + c_\alpha c_\gamma & c_\alpha s_\beta s_\gamma - s_\alpha c_\gamma \\ -s_\beta & s_\alpha c_\beta & c_\alpha c_\beta \end{bmatrix},\end{aligned} \tag{1}$$

其中 $c_\alpha = \cos\alpha$ 和 $s_\alpha = \sin\alpha$，以简化表达。令 $\mathbf{R}_m \triangleq \mathbf{R}(\mathbf{r}_m)$，根据几何变换，阵列旋转后，第 l条路径相对于第 m个接入点的局部坐标系的方向向量为 $\tilde{\boldsymbol{\rho}}_{l,m} \triangleq \boldsymbol{\rho}(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{l,m}) = \mathbf{R}_m^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\rho}_{l,m}$ [42]，因此得到

$$\tilde{\phi}_{l,m} = \angle\left([1, j, 0]\mathbf{R}_m^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\rho}_{l,m}\right), \tag{2a}$$

$$\tilde{\theta}_{l,m} = \arccos\left([0, 0, 1]\mathbf{R}_m^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\rho}_{l,m}\right). \tag{2b}$$

第 m个接入点针对第 l条接收路径的阵列响应向量为

$$\mathbf{a}(\mathbf{t}_m, \mathbf{r}_m, \boldsymbol{\Omega}_{l,m}) = \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\boldsymbol{\rho}_{l,m}^{\mathrm{T}}\mathbf{R}_m\mathbf{t}_{m,n}}\right]_{1\le n\le N}^{\mathrm{T}}, \tag{3}$$

其中 λ 表示载波波长。

2) 定向辐射方向图：阵列旋转还会导致每根天线辐射方向图的天线辐射方向发生变化。如图2所示，对于常用的余弦辐射方向图 [43]，l号信道路径在第 m个接入点处的有效天线增益表示为

$$U\left(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{l,m}\right) = \begin{cases} \dfrac{16}{\pi}\sin^2\tilde{\phi}_{l,m}\sin\tilde{\theta}_{l,m}, & \tilde{\phi}_{l,m} \in [0, \pi), \\ 0, & \text{otherwise}. \end{cases} \tag{4}$$

此处，辐射功率通过 $\int_\Omega U(\phi, \theta)\mathrm{d}\Omega = 4\pi$ 进行归一化，其中 Ω 表示单位球面。我们将 $A_{\mathrm{E}}(\mathbf{r}_m, \boldsymbol{\Omega}_{l,m}) \triangleq \sqrt{U(\tilde{\boldsymbol{\Omega}}_{l,m})}$定义为沿传播方向 $(\phi_{l,m}, \theta_{l,m})$ 的方向图系数。

为了准确评估六维移动天线在无小区多输入多输出系统中的性能，必须采用能够捕捉关键传播特性的真实信道模型。大多数关于六维移动天线或无小区系统的现有研究依赖确定性信道模型来评估性能极限 [1]，[12]–[14], [17], [29], [39]。然而，确定性建模假设中央处理单元完全掌握通过射线追踪或其他信道估计方法获得的信道状态信息，因此在实际部署中难以实现，因为精确信道估计以及基于完美信道状态信息频繁移动天线会产生大量开销。此外，集中式处理要求所有接入点通过完整的信道状态信息共享协作解码接收信号，这需要接入点与中央处理单元之间进行大量数据与信号交换，进一步增加系统负担。在高移动性环境中，较短的信道相干时间不足以支持如此密集的信道估计、天线移动和接入点协作。受这些实际限制的启发，为了提升六维移动天线在真实通信场景中的适用性，我们采用了遵循先前研究的统计信道模型 [2]–[4], [11], [23], [26], [40], [41]。

具体而言，本文考虑基于场响应的信道模型。在该模型中，假设中央处理单元获取每个接入点的准静态到达角，而小尺度衰落系数会因环境动态而快速变化。窄带系统中第 m 个接入点与第 k 个用户之间的信道响应表示为多条信道路径响应之和：

$$\mathbf{h}_{k,m} = \sum_{l=1}^{L_{k,m}} \psi_{k,l,m} A_{\mathrm{E}}(\mathbf{r}_m, \boldsymbol{\Omega}_{k,l,m})\,\mathbf{a}(\mathbf{t}_m, \mathbf{r}_m, \boldsymbol{\Omega}_{k,l,m}), \tag{5}$$

其中，$L_{k,m}$ 表示来自第 k 个用户的接收路径总数。$\psi_{k,l,m} \sim \mathcal{CN}(0, b_{k,l,m})$ 表示第 k 个用户与第 m 个接入点之间第 l 条接收路径的衰落系数，代表用户侧局部散射所产生的小尺度衰落效应；其中 $\{b_{k,l,m}\}$ 为平均功率。在这种去中心化架构中，每个接入点都需要获取本地瞬时信道状态信息和全局统计信道状态信息。第 m 个接入点的本地瞬时信道状态信息表示为 $\mathbf{H}_m = [\mathbf{h}_{1,m}, \mathbf{h}_{2,m}, \ldots, \mathbf{h}_{K,m}]$，对应于衰落系数 $\{\{\psi_{k,l,m}\}_{l=1}^{L_{k,m}}\}_{k=1}^{K}$ 的特定估计值。相较之下，全局统计信道状态信息对应于随机衰落信道系数的分布。

C. 信号模型

通过收集所有接入点的信道向量$\mathbf{h}_k = [\mathbf{h}_{k,1}^{\mathrm{T}}, \mathbf{h}_{k,2}^{\mathrm{T}}, \cdots, \mathbf{h}_{k,M}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，第 k 个用户在中央处理单元处的解码信号为

由下式给出

$$y_k = \sum_{m=1}^{M} y_{k,m} = \mathbf{w}_k^{\mathrm{H}} \left(\sum_{j=1}^{K} \mathbf{h}_j s_j + \mathbf{n} \right), \tag{6}$$

其中，$s_k \sim \mathcal{CN}(0,\ 1)$是第 k个用户的发送信号，$y_{k,\ m}$ 表示第 m个接入点从第 k个用户解码出的信号，$\mathbf{w}_k = [\mathbf{w}_{k,\ 1}^{\mathrm{H}},\ \mathbf{w}_{k,\ 2}^{\mathrm{H}},\ \cdots,\ \mathbf{w}_{k,\ M}^{\mathrm{H}}]^{\mathrm{H}} \in \mathbb{C}^{MN\times 1}$和$\mathbf{w}_{k,\ m}$分别是中央处理单元处以及第$m$个接入点处用户 k 的接收波束成形器。$\mathbf{n} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0},\ \sigma^2\mathbf{I}_{MN})$是接收到的高斯噪声。

基于式（5）中推导出的信道模型和式（6）中的信号模型，第 k个用户的可达速率为

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{\left|\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}} \mathbf{h}_k\right|^2}{\sum_{j\neq k} \left|\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}} \mathbf{h}_j\right|^2 + \sigma^2 \left|\left|\mathbf{w}_k\right|\right|_2^2} \right). \tag{7}$$

将六维移动天线应用于无蜂窝网络时会面临若干实际挑战。首先，分布式接入点之间频繁进行CSI交换会带来可观的通信开销，使得基于完整CSI的集中式接收波束成形器设计难以实现，因此需要采用去中心化优化。其次，相对较短的信道相干时间使得实时移动天线并将更新信息转发给所有接入点变得困难。频繁调整天线还可能导致过高的处理时延和功耗。第三，由于天线移动引起的信道变化，接收波束成形器与天线位置和阵列方向相互耦合，因此联合优化波束成形器、天线位置和阵列方向极具挑战性。为应对这些挑战，我们提出了一种双时间尺度设计框架。在短时标下，第 m个接入点的接收波束成形器由其本地处理单元基于本地瞬时信道状态信息以闭式形式确定。在长时间尺度下，各接入点根据缓慢变化的统计信道状态信息进行天线移动，并将优化后的天线位置和阵列方向转发给所有接入点。

为便于表示，记 $\mathbf{t} = [\mathbf{t}_1^{\mathrm{T}}, \mathbf{t}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \mathbf{t}_M^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$, $\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1^{\mathrm{T}}, \mathbf{r}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \mathbf{r}_M^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，以及 $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \cdots, \mathbf{w}_K]$。为最大化所有用户的遍历和速率，联合设计所有接入点的接收波束成形器 $\mathbf{W}$、阵列方向$\mathbf{r}$和天线位置$\mathbf{t}$ 的双时标优化问题可表示为

$$\max_{\mathbf{t},\mathbf{r}} \mathbb{E}_{\mathbf{H}} \left[\max_{\mathbf{W}} \sum_{k=1}^{K} R_k \right] \tag{8a}$$

$$\text{s.t. } \mathbf{t}_{m,n} \in \mathcal{T}_{m,n},\ \forall m, n, \tag{8b}$$

$$\mathbf{r}_m \in \mathcal{R},\ \forall m, \tag{8c}$$

其中，$\mathcal{R} = \{[\alpha, \beta, \gamma]^{\mathrm{T}} | \alpha \in [\alpha^{\mathrm{L}}, \alpha^{\mathrm{U}}], \beta \in [\beta^{\mathrm{L}}, \beta^{\mathrm{U}}], \gamma \in [\gamma^{\mathrm{L}}, \gamma^{\mathrm{U}}]\}$ $\mathcal{T}_{m\,n} = \{[x, y, z]^{\mathrm{T}} | x \in [x_{m,n}^{\mathrm{L}}, x_{m,n}^{\mathrm{U}}], y \in [y_{m,n}^{\mathrm{L}}, y_{m,n}^{\mathrm{U}}], z \in [z_{m,n}^{\mathrm{L}}, z_{m,n}^{\mathrm{U}}]\}$和,分别表示预先设定的可旋转和可移动范围。上标为 L 和 U 的变量分别表示相应变量的下界和上界。在本文余下部分，

对随机信道应用期望算子 $\mathbb{E}[\cdot]$

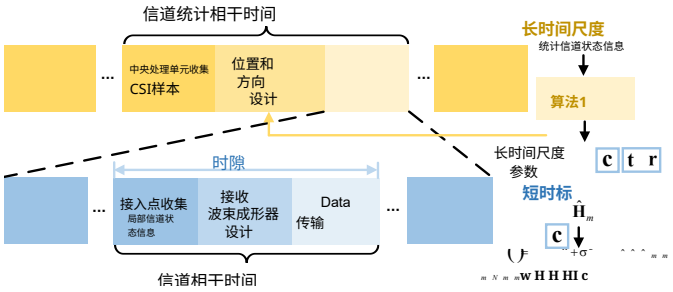


图3. 双时间尺度去中心化设计框架示意图，包括各接入点的短时间尺度工作流程以及中央处理单元的长时间尺度工作流程。

矩阵 $\mathbf{H}$ ，除非另有说明。值得注意的是，优化波束成形器 $\mathbf{W}$ 是一个分布式过程，每个接入点根据可用的信道状态信息优化其本地接收波束成形器。因此，需要为每个接入点制定波束成形器的更新规则，以提升整体和速率。此外，由于对$\mathbf{H}$取期望，确定最优天线位置和阵列方向颇具挑战。

注释1。 由于缺少来自其他接入点的瞬时信道状态信息，因此每个接入点都应在短时间尺度内更新接收波束成形器，并结合利用全局统计信道状态信息和本地瞬时信道状态信息，如第 *II-C*节所述。因此，在遍历和速率优化问题(8)的表述中，接收波束成形器 $\mathbf{W}$应被视为从可用信道状态信息到接收波束成形矩阵的映射，而非固定解。

III. 双时间尺度分布式设计

本节旨在求解问题 (8)。具体而言，本文提出一种双时间尺度设计，以兼顾实际可行性与遍历和速率性能。如图 3所示，长时间尺度参数在短时间尺度优化过程中视为常数；这些参数由中央处理单元计算，再分发给所有接入点进行本地处理。为使每个接入点能够基于本地瞬时信道状态信息和全局统计信道状态信息，以闭式形式设计短时间尺度接收波束成形器，首先使用广为人知的使用后遗忘（UatF）下界对目标函数进行近似[44] ，以提高问题的可处理性。随后，受分式规划（FP）框架启发 [45]，推导出同时依赖于统计信道状态信息和本地瞬时信道状态信息的最优接收波束成形器。在长时间尺度上，采用 CSSCA 算法并行联合优化天线位置和阵列方向，以最大化所有用户的遍历和速率。

A. 短时标接收波束成形器设计

1）基于*FP*的*UatF*界优化：为了高效推导每个接入点处接收波束成形器的闭式表达式，我们对每个接入点的遍历可达速率中更易处理的UatF下界进行优化

其表达式为[44]

$$\sum_{k=1}^{K}\mathbb{E}\left[R_k\right]\geq\sum_{k=1}^{K}R_k^{\mathrm{UatF}}=\sum_{k=1}^{K}\log\left(1+\mathrm{SINR}_k^{\mathrm{UatF}}\right),\quad(9a)$$

$$\mathrm{SINR}_k^{\mathrm{UatF}}=\frac{|\mathbb{E}[\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k]|^2}{\sum\limits_{j\neq k}\mathbb{E}[|\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_j|^2]+\mathbb{V}[\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k]+\sigma^2\mathbb{E}[||\mathbf{w}_k||_2^2]}.\quad(9b)$$

然后，在短时标内，给定天线位置$\mathbf{t}$和阵列方向$\mathbf{r}$，优化接收波束成形器的子问题可写为

$$\max_{\mathbf{W}}\ \sum_{k=1}^{K}R_k^{\mathrm{UatF}}.\quad(10)$$

根据分式规划框架 [45], , 问题(10)可等价地改写为

$$\min_{\mathbf{W},\boldsymbol{\vartheta},\boldsymbol{\varpi}}\sum_{k=1}^{K}\left(1+\vartheta_k\right)\mathbb{E}[e_k\left(\varpi_k\right)]+\vartheta_k-\log\left(1+\vartheta_k\right),\quad(11)$$

其中，$\boldsymbol{\vartheta}=\{\vartheta_k\}_{k=1}^K$ 和 $\boldsymbol{\varpi}=\{\varpi_k\}_{k=1}^K$ 均为一组松弛变量。$\mathbb{E}[e_k(\varpi_k)]$表示为

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\left[e_k\left(\varpi_k\right)\right]&=|\varpi_k|^2\left(\sum_{j\neq k}\mathbb{E}\left[\left|\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_j\right|^2\right]+\mathbb{V}\left[\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k\right]\right.\\&\left.+\sigma^2\mathbb{E}\left[||\mathbf{w}_k||_2^2\right]\right)-2\mathrm{Re}\left\{\varpi_k^*\mathbb{E}\left[\mathbf{w}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k\right]\right\}\\&\overset{(a)}{=}\mathbb{E}\left[\left|\left|\varpi_k\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{w}_k-\mathbf{e}_k\right|\right|_2^2+\sigma^2\left|\left|\varpi_k\mathbf{w}_k\right|\right|_2^2\right],\end{aligned}\quad(12)$$

其中$\mathbf{H}=[\mathbf{h}_1,\mathbf{h}_2,\cdots,\mathbf{h}_K]$。等式$(a)$利用恒等式 $\mathbb{V}[\mathbf{w}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}]=\mathbb{E}[|\mathbf{w}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}|^2]-|\mathbb{E}[\mathbf{w}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}]|^2$推导得出。

2) 接收波束成形器设计：在短时标内，假设接入点之间共享全局统计信道状态信息。在长时间尺度上优化得到的天线位置和阵列方向固定后，第 m 个接入点的接收波束成形器通过基于可用信道状态信息 $\mathbf{H}_m$ 最大化式 (10) 中的遍历和速率 $\hat{}$ 获得。从问题 (11) 可以看出，第 k 个用户信号的接收波束成形器仅由第 k 个均方误差项 $\mathbb{E}[e_k(\varpi_k)]$ 决定。定义 $\tilde{}\mathbf{w}_k\triangleq[\tilde{}\mathbf{w}_{k,1}^{\mathrm{H}},\tilde{}\mathbf{w}_{k,2}^{\mathrm{H}},\cdots,\tilde{}\mathbf{w}_{k,M}^{\mathrm{H}}]^{\mathrm{H}}=\varpi_k^{\mathrm{opt}}\mathbf{w}$ 和 $\mathbf{W}_m=[\tilde{}\mathbf{w}1,_m,\tilde{}\mathbf{w}2,_m,\cdots,\tilde{}\mathbf{w}_{K,m}]$ 后，基于可用信道状态信息 $\hat{}\mathbf{H}_m$，第 m 个接入点的短时间尺度优化问题可由问题 (11) 等价地简化为

$$\begin{aligned}\min_{\tilde{\mathbf{W}}_m}\sum_{k=1}^{K}\mathbb{E}\left[\left|\left|\sum_{i\neq m}\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{w}}_{k,i}+\mathbf{H}_m^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}-\mathbf{e}_k\right|\right|_2^2\right.\\\left.+\sigma^2\left(\sum_{i\neq m}||\tilde{\mathbf{w}}_{k,i}||_2^2+||\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}||_2^2\right)\middle|\hat{\mathbf{H}}_m\right].\end{aligned}\quad(13)$$

值得注意的是，如**备注 1**所述，其他接入点的接收波束成形器应视为随机衰落信道的函数。由于目标函数 (13) 关于 $\tilde{}\mathbf{w}_{k,m}$ 是凸且连续可微的，最优解可由一阶最优性条件刻画，即:

$$\hat{\mathbf{H}}_m\left(\sum_{i\neq m}\mathbb{E}\left[\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{w}}_{k,i}\right]+\hat{\mathbf{H}}_m^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}-\mathbf{e}_k\right)+\sigma^2\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}=0.\quad(14)$$

因此，令$\hat{}\mathbf{G}_m=(\hat{}\mathbf{H}_m\hat{}\mathbf{H}_m^{\mathrm{H}}+\sigma^2\mathbf{I}_N)^{-1}\hat{}\mathbf{H}_m$，问题($\tilde{}\mathbf{w}_{k,\ m}$ 中的最优值13)可推导为

$$\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}^{\mathrm{opt}}\left(\hat{\mathbf{H}}_m\right)=\hat{\mathbf{G}}_m\left(\mathbf{e}_k-\sum_{i\neq m}\mathbb{E}\left[\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{w}}_{k,i}\right]\right).\quad(15)$$

注释2。需要强调的是，尽管(15) 利用可用的信道状态信息得到实时逐接入点最优接收波束成形器，但其计算依赖于其他接入点的信道统计分布及其对应的接收波束成形器。由于这种相互依赖性，(15) 实际上引入了一种类似于交替优化过程的迭代更新规则：在保持其余接入点的接收波束成形器统计分布不变的情况下，对第 m个接入点的接收波束成形器进行优化。因此，有必要证明该迭代过程收敛到驻点，并推导该驻点的闭式表达式。从团队理论的角度来看，文献 *[2]* 严格证明了，当所有接入点均采用(15)来设计其接收波束成形器时，所得解是原问题(10)的唯一全局最优解。此外，问题(13)中的短时间尺度优化可推广至适用于任意可用信道状态信息级别。具体而言，当可用的信道状态信息$\hat{}$对应于全局瞬时信道状态信息$\mathbf{H}$时，该问题便简化为集中式波束成形器设计。

为进一步消除（15）中不同接入点的接收波束成形器之间的相互依赖性，满足（15）的线性最小均方误差波束成形器的闭式表达式为

$$\tilde{\mathbf{w}}_{k,m}^{\mathrm{opt}}\left(\hat{\mathbf{H}}_m\right)=\hat{\mathbf{G}}_m\mathbf{c}_{k,m},\ \forall m,\quad(16)$$

其中，$\mathbf{c}_k=[\mathbf{c}_{k,1}^{\mathrm{T}},\mathbf{c}_{k,2}^{\mathrm{T}},\cdots,\mathbf{c}_{k,M}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{KM\times1}$表示一组长时间尺度参数，这些参数使所有接入点能够在本地处理来自第 k个用户的接收信号。这些参数由统计信道状态信息确定，并计算为 [2]

$$\mathbf{c}_k=\left(\mathrm{blkdiag}\left(\mathbf{U}-\mathbf{V}\right)+\mathbf{U}^{\mathrm{T}}\mathbf{V}\right)^{-1}\mathbf{U}^{\mathrm{T}}\mathbf{e}_k,\quad(17)$$

其中 $\mathbf{V}=\mathbb{E}\{[\mathbf{H}_1^{\mathrm{H}}\mathbf{G}_1,\mathbf{H}_2^{\mathrm{H}}\mathbf{G}2,\cdots,\mathbf{H}_M^{\mathrm{H}}\mathbf{G}_M]\}\in\mathbb{C}^{K\times KM}$和 $\mathbf{U}=[\mathbf{I}_K,\mathbf{I}_K,\cdots,\mathbf{I}_K]\in\mathbb{R}^{K\times KM}$。$\mathbf{c}_k$ 存在性与唯一性的证明见附录 V。将 (16) 和 (17) 代入 (15)，可直接得出 (16) 构成 (15) 的一个最优解。最后，由于问题

(11) 关于接收波束成形器是一个无约束优化问题，并且考虑到 $R_k^{\mathrm{UatF}}(\tilde{\mathbf{w}}_k) = R_k^{\mathrm{UatF}}(\mathbf{w}_k)$，二者 $\mathbf{w}_k$ 和 $\tilde{\mathbf{w}}_k$ 均为局部最优波束成形器，且得到相同的遍历和速率。因此，我们可以直接使用 (16) 更新波束成形器。

B. 长时尺度天线重构

在长时尺度设计中，基于瞬时信道状态信息的接收波束成形器被视为随机信道状态信息的函数。将（16）中的最优接收波束成形器代入（8），并定义 $\mathbf{G} = \mathrm{blkdiag}[\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \cdots, \mathbf{G}_M]$，关于天线位置和阵列方向的相应长时尺度子问题可表述为

$$\max_{\mathbf{t},\mathbf{r}} \mathbb{E}\underbrace{\left[\sum_{k=1}^{K}\log_2\left(1+\frac{\left|\mathbf{c}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k\right|^2}{\sum\limits_{j\neq k}\left|\mathbf{c}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_j\right|^2+\sigma^2\left\|\mathbf{G}\mathbf{c}_k\right\|_2^2}\right)\right]}_{g\{\mathbf{H}(\mathbf{t},\mathbf{r}),\mathbf{c}\}} \tag{18a}$$

$$\text{s.t. } (8b),(8c), \tag{18b}$$

其中 $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_1^{\mathrm{T}}, \mathbf{c}_2^{\mathrm{T}}, \cdots, \mathbf{c}_K^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^{K^2M\times 1}$ 表示长时间尺度参数，其中$\mathbf{c}_k$ 由（17）给出。需要强调的是，（17）中给出的最优长时间尺度参数 $\mathbf{c}$ 由$\mathbf{t}$ 和阵列方向 $\mathbf{r}$间接决定，因此隐式地取决于天线位置 $\mathbf{t}$,$\mathbf{r}$，以及$\mathbf{c}$ 在目标函数（18a）中存在这种相互依赖关系，使得长时尺度优化问题难以直接求解。为解决这种耦合，通常采用样本平均近似（SAA），通过对多个随机信道实现求平均来近似长时间尺度参数和所有用户的遍历和速率 [26], [27], [37]–[39]。然而，要获得足够准确的近似需要大量采样，这会显著增加大规模无小区MIMO系统中的计算复杂度。

鉴于这一挑战，有必要开发一种高效的优化框架，以联合处理变量之间的相互依赖关系并降低计算负担。尽管最优长时间尺度参数$\mathbf{c}$ 在（17）中得到了形式化表征，但其中包含嵌入非线性函数的期望算子，使得该问题在解析上难以处理。值得注意的是，最优的$\mathbf{c}$ 与瞬时信道状态信息无关。这一观察自然促使我们对$\mathbf{c}$在中央处理单元处进行集中计算，然后将其分发至所有接入点。在接入点层级，每个接入点再结合本地可用的瞬时信道状态信息与所提供的长时间尺度参数$\mathbf{c}$。因此，为使（18）中的问题变得易于处理，我们将$\mathbf{c}$ 视为中央处理单元处的辅助变量。这种松弛带来了计算上可行但次优的解，并将原问题（18）转化为以下子问题：

$$\begin{aligned}\max_{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}}\ & \mathbb{E}\left[g\left\{\mathbf{H}\left(\mathbf{t},\mathbf{r}\right),\mathbf{c}\right\}\right]\\ \text{s.t. }& (8b),(8c).\end{aligned} \tag{19}$$

耦合变量和期望仍然导致问题（19）具有随机性和非凹性。如上所述，为了进一步解耦这些变量并高效地优化它们，本文采用CSSCA框架。在该框架中，通过一系列凹代理函数迭代求解原问题。具体而言，代理函数结构使不同优化变量之间能够自然解耦，从而可以在每次迭代中分别更新这些变量。这有助于实现在线优化，同时保持快速收敛和较高的计算效率 [46]，相关细节将在后文介绍。

CSSCA过程描述如下。回顾式（5）中的信道模型，值得注意的是，只有 $\mathbf{\Psi} \triangleq\{\{\{\psi_{k,l,m}\}_{m=1}^{M}\}_{l=1}^{L_k}\}_{k=1}^{K}$ 是随机变量。在 s次迭代中，生成一组信道实现 $\mathbf{\Psi}^s$ 以更新代理函数 f^s（$\mathbf{t}^s$，$\mathbf{r}^s$，$\mathbf{\Psi}^s$），该函数可视为式（19）中目标函数的凹近似，用于计算下一次迭代的长时间尺度参数、天线位置和阵列方向。

具体而言，我们采用 [46], 中提出的平滑代理函数构造方法，该方法可视为 $g\{\mathbf{H}(\mathbf{t},\mathbf{r})$的凸近似，$\mathbf{c}\}$ 其构造如下

$$\bar{f}^s\left(\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c},\mathbf{\Psi}^s\right) = f^s + f_{\mathbf{t}}^s\left(\mathbf{t}\right) + f_{\mathbf{r}}^s\left(\mathbf{r}\right) + f_{\mathbf{c}}^s\left(\mathbf{c}\right), \tag{20}$$

其中，f^s 是式（19）中目标函数的迭代平均度量，其定义为

$$f^s = \frac{1}{s}\sum_{u=1}^{s} g\left\{\mathbf{H}\left(\mathbf{t}^s,\mathbf{r}^s,\mathbf{\Psi}^u\right),\mathbf{c}^s\right\}. \tag{21}$$

$f_{\mathbf{t}}^s(\mathbf{t})$、$f^s{}_{\mathbf{r}}(\mathbf{r})$ 和 $f^s{}_{\mathbf{c}}(\mathbf{c})$ 定义如下

$$\begin{aligned} f_{\mathbf{v}}^s\left(\mathbf{v}\right) = \mathrm{Re}\left\{\left(\mathbf{f}_{\mathbf{v}}^s\right)^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{v}-\mathbf{v}^s\right)+\tau_{\mathbf{v}}\left\|\mathbf{v}-\mathbf{v}^s\right\|_2^2\right\},\\ \mathbf{v}\in\{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\},\end{aligned} \tag{22}$$

其中 $\{\tau_{\mathbf{v}}\}_{\mathbf{v}\in\{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\}}$ 为负常数。式(22)中的第一项和第二项分别由以下内容的线性化得到：

$$\nabla_{\mathbf{c}_k} g\left(\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c},\mathbf{\Psi}\right) = \frac{1}{\ln 2}\left(\frac{\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\sum\limits_{j=1}^{K}\mathbf{h}_j\mathbf{h}_j^{\mathrm{H}}\mathbf{G}\mathbf{c}_k+\sigma^2\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{G}\mathbf{c}_k}{\sum\limits_{j=1}^{K}\left|\mathbf{c}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_j\right|^2+\sigma^2\left\|\mathbf{G}\mathbf{c}_k\right\|_2^2}-\frac{\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\sum\limits_{j\neq k}\mathbf{h}_j\mathbf{h}_j^{\mathrm{H}}\mathbf{G}\mathbf{c}_k+\sigma^2\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{G}\mathbf{c}_k}{\sum\limits_{j\neq k}\left|\mathbf{c}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_j\right|^2+\sigma^2\left\|\mathbf{G}\mathbf{c}_k\right\|_2^2}\right),\ 1\le k\le K. \tag{24}$$

采样目标函数和近端正则化项。为简化符号，记$g(\mathbf{t},\ \mathbf{r},\ \mathbf{c}\ \mathbf{\Psi}) \triangleq g\{\mathbf{H}(\mathbf{t},\ \mathbf{r}\ \mathbf{\Psi}),\ \mathbf{c}\}$。项$\mathbf{f}_{\mathbf{v}}^{s}$近似于式(19)中目标函数关于变量$\mathbf{v}$的一阶梯度，并可递归计算如下：

$$\mathbf{f}_{\mathbf{v}}^{s}=(1-\rho^{s})\,\mathbf{f}_{\mathbf{v}}^{s-1}+\rho^{s}\nabla_{\mathbf{v}}g\left(\mathbf{t}^{s},\mathbf{r}^{s},\mathbf{c}^{s},\mathbf{\Psi}^{s}\right),\mathbf{v}\in\{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\},\tag{23}$$

其中$f^{-1}\triangleq 0$和$\{\rho^{s}\in(0,1]\}$是一个递减序列，满足$\lim_{s\to\infty}\rho^{s}=0$、$\lim_{s\to\infty}\sum_{s}\rho^{s}\to\infty$和$\lim_{s\to\infty}\sum_{s}(\rho^{s})^{2}\leq\infty$。这些条件确保了所提出的CSSCA过程收敛。$g(\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\ \mathbf{\Psi})$关于$\mathbf{c}$的梯度可按闭式形式推导，如前一页底部的式(24)所示。此外，关于$\mathbf{t}$和$\mathbf{r}$的梯度通过数值方法计算。具体而言，关于$\mathbf{r}$的梯度为

$$\left[\nabla_{\mathbf{r}}g\left(\mathbf{t}^{s},\mathbf{r}^{s},\mathbf{c}^{s},\mathbf{\Psi}^{s}\right)\right]_{i}=\lim_{\varepsilon\to0}\frac{g\left(\mathbf{t}^{s},\mathbf{r}^{s}+\varepsilon\mathbf{e}_{i},\mathbf{c}^{s},\mathbf{\Psi}^{s}\right)-g\left(\mathbf{t}^{s},\mathbf{r}^{s},\mathbf{c}^{s},\mathbf{\Psi}^{s}\right)}{\varepsilon},1\leq i\leq3M,\tag{25}$$

以及关于$\mathbf{t}$的梯度[46]，可以用类似的方法求得。然后，根据CSSCA过程，第s次迭代中的优化问题可改写为

$$\max_{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}}\ \bar{f}^{s}\left(\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c},\mathbf{\Psi}^{s}\right)\tag{26a}$$

$$\text{s.t. (8b), (8c).}\tag{26b}$$

鉴于替代函数的解耦构造，问题(26)可等价地解耦为三个子问题。由于(22)中的代理目标函数均为凸二次函数，且每个子问题要么无约束，要么受线性约束，因此每个子问题的唯一解都可以通过闭式形式确定。具体而言，最优解$\{\bar{\mathbf{t}}^{s},\bar{\mathbf{r}}^{s},\bar{\mathbf{c}}^{s}\}$通过将二次函数的无约束驻点投影到各自的可行域上得到，即

$$\bar{\mathbf{t}}^{s}=\underset{\{\mathbf{t}_{m,n}\in\mathcal{T}_{m,n}\}_{\forall m,n}}{\operatorname{argmax}}\ \bar{f}_{\mathbf{t}}^{s}\left(\mathbf{t}\right)=\mathcal{B}_{\mathrm{t}}\left\{\mathbf{t}^{s}-\frac{\mathbf{f}_{\mathbf{t}}^{s}}{2\tau_{\mathrm{t}}}\right\},\tag{27}$$

$$\bar{\mathbf{r}}^{s}=\underset{\{\mathbf{r}_{m}\in\mathcal{R}\}_{\forall m}}{\operatorname{argmax}}\ \bar{f}_{\mathbf{r}}^{s}\left(\mathbf{r}\right)=\mathcal{B}_{\mathrm{r}}\left\{\mathbf{r}^{s}-\frac{\mathbf{f}_{\mathbf{r}}^{s}}{2\tau_{\mathrm{r}}}\right\},\tag{28}$$

$$\bar{\mathbf{c}}^{s}=\underset{\mathbf{c}}{\operatorname{argmax}}\bar{f}_{\mathbf{c}}^{s}\left(\mathbf{c}\right)=\mathbf{c}^{s}-\frac{\mathbf{f}_{\mathbf{c}}^{s}}{2\tau_{\mathrm{c}}}.\tag{29}$$

$\mathcal{B}_{\mathrm{t}}\{\mathbf{t}\}$是一个边界投影函数，可确保向量$\mathbf{t}$的每个元素都投影到其可行域中，其定义如下：

$$\left[\mathcal{B}_{\mathrm{t}}\left\{\mathbf{t}\right\}\right]_{i}=\begin{cases}[\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{L}},\ \text{if}\ [\mathbf{t}]_{i}\leq[\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{L}},\\ [\mathbf{t}]_{i},\ \text{if}\ [\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{L}}<[\mathbf{t}]_{i}\leq[\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{U}},\\ [\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{U}},\ \text{if}\ [\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{U}}<[\mathbf{t}]_{i},\end{cases}\tag{30}$$

其中，$[\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{L}}$和$[\mathbf{t}]_{i}^{\mathrm{U}}$分别表示$\mathbf{t}$的第$i$个元素的下界和上界，由可移动区域$\{\{\mathcal{T}_{m,n}\}_{n=1}^{N}\}_{m=1}^{M}$指定。阵列

算法1基于CSSCA的双时间尺度设计

输入：$\mathbf{t}^{0}$,$\mathbf{r}^{0}$,$\mathbf{c}^{0}$。

输出：$\mathbf{t}$，$\mathbf{r}$，$\mathbf{c}$。

1：设置迭代索引$s=0$。

2: **重复**

3: 生成一个随机路径系数样本$\mathbf{\Psi}^{s}$。

4: 获取the短时标接收波束成形器$\mathbf{w}_{k,\ m}\{\mathbf{H}(\mathbf{t}^{s},\ \mathbf{r}^{s},\ \mathbf{\Psi}^{s}),\ \mathbf{c}^{s}\}$根据（16）。

5: 构造代理函数$\bar{f}^{s}(\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\ \mathbf{\Psi}^{s})$根据-据（20）。

6: $\bar{}$根据以下内容获得驻点：$\mathbf{t}^{s}$、$\bar{}\mathbf{r}^{s}$和$\bar{}\mathbf{c}^{s}$ (27), (28), and (29).

7: 更新长时标变量$\mathbf{t}^{s+1}$、$\mathbf{r}^{s+1}$，以及$\mathbf{c}^{s+1}$，根据(31)、(32)和(33)进行更新。

8: 设置$s=s+1$。

9：**直到**达到最大迭代次数$s_{\max}$。

方向，$\mathcal{B}_{\mathrm{r}}\{\mathbf{r}\}$，以类似方式定义，其中可旋转区域由$\mathcal{R}$预先确定。

$\bar{}$最后，给定$\mathbf{t}^{s}$、$\bar{}\mathbf{r}^{s}$和$\bar{}\mathbf{c}^{s}$后，天线位置、阵列方向和长时间尺度参数将在下一次迭代中更新为

$$\mathbf{t}^{s+1}=(1-\gamma^{s})\,\mathbf{t}^{s}+\gamma^{s}\bar{\mathbf{t}}^{s},\tag{31}$$

$$\mathbf{r}^{s+1}=(1-\gamma^{s})\,\mathbf{r}^{s}+\gamma^{s}\bar{\mathbf{r}}^{s},\tag{32}$$

$$\mathbf{c}^{s+1}=(1-\gamma^{s})\,\mathbf{c}^{s}+\gamma^{s}\bar{\mathbf{c}}^{s},\tag{33}$$

分别地，其中序列γ^{s}具有与ρ^{s}相同的性质，并满足$\lim_{s\to\infty}\frac{\gamma^{s}}{\rho^{s}}=0$[46]。

备注3。 随着迭代次数s的增加，$\mathbf{f}_{\mathbf{v}}^{s}$在(23)中的表达式以越来越高的精度逼近目标函数在(19)中的一阶梯度。值得注意的是，凸代理函数由原始非凹函数的一阶泰勒展开构造，并通过加入二次正则化项来确保一致强凸性。基于这种代理函数构造方式，$\{\mathbf{t}^{s}、\mathbf{r}^{s}、\mathbf{c}^{s}\}$的更新可以解释为对原问题在(19)中的驻点解进行估计。

整体双时标工作流程总结于算法1中。由于迭代更新的解几乎必然收敛到原问题(19)的驻点，因此可以保证收敛，迭代索引为$s\to\infty$。详细证明见[46]中的定理1。算法1的计算复杂度主要来自梯度$\nabla_{\mathbf{v}}g(\mathbf{t}^{s},\mathbf{r}^{s},\mathbf{c}^{s},\mathbf{\Psi}^{s}),\mathbf{v}\in\{\mathbf{t},\mathbf{r},\mathbf{c}\}$的计算。相应的计算阶分别为$\mathcal{O}(MN^{2}(\sum_{k}\sum_{m}L_{k,m}+M(N^{2}+KN+K^{2}))$，$\mathcal{O}(N^{2}(\sum_{k}\sum_{m}L_{k,m}+M(N^{2}+KN+K^{2}))$，和$\mathcal{O}(K^{3}MN)$。考虑主要运算后，算法1的总体计算复杂度为$\mathcal{O}(s_{\max}(MN^{2}(\sum_{k}\sum_{m}L_{k,m}+M(N^{2}+KN+K^{2}))$。值得注意的是，只有当信道统计特性

发生显著变化时，才会执行这一长时间尺度优化。因此，与依赖瞬时信道状态信息、需要频繁更新天线位置和阵列方向的传统设计相比，所提出的框架有效降低了实现复杂度和开销。

IV. 数值结果

A. 仿真设置

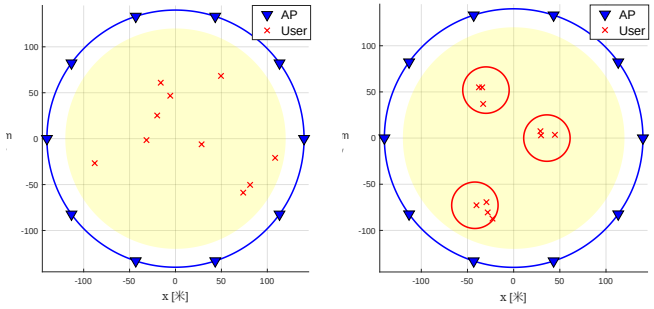
表 I 仿真参数

参数	值
载波频率	$f_c = 20$ GHz
波长	$\lambda = 0.015$ m
接入点数量	$M = 10$
每个接入点的天线数量	$N = 6$
用户数量	$K = 10$
路径数	$L = 6$
莱斯因子	$\kappa = 10$ 分贝
每根天线的可移动区域大小	$\lambda \times \lambda$
每个阵列的可旋转范围	$[-30°, 30°]$
平均噪声功率	-70 分贝
搜索步长	$\hat{\kappa}_{\mathbf{c}} = \hat{\kappa}_{\mathbf{r}} = 10$
误差容限	$\varepsilon = 10^{-3}$
最大迭代次数	$s_{\max} = 100$

本节提供数值结果，以评估所提出的双时间尺度分布式设计在六维移动天线辅助无蜂窝MIMO系统中的性能。我们考虑将接入点均匀部署在半径为140 m 的圆环上，为分布在半径为120 m 的圆形区域内的用户提供服务。路径损耗基于3GPP城市微蜂窝模型进行计算 [47], 给出为

$$\rho_{k,m} = -22.7 - 36.7 \lg\left(\frac{d_{k,m}}{1\ \text{m}}\right) - 26 \lg\left(\frac{f_c}{1\ \text{GHz}}\right)\ [\text{dB}],$$

其中，$d_{k、\ m}$ 表示第 k个用户与第 m个接入点之间的距离，高度差为10 m。假设所有接入点与用户之间的接收路径数量均相同，即$L_{k、\ m} = L$。衰落系数遵循$\psi_{k、\ 1、\ m} \sim \mathcal{CN}(0, (\kappa\rho_{k、\ m})/(\kappa+1))$以及$\psi_{k、\ l、\ m} \sim \mathcal{CN}(0、\ \rho_{k、\ m}/((\kappa+1)(L-1)))$，其中莱斯因子 κ表征LoS分量的相对强度。每个接入点的非视距（NLoS）路径的到达角根据联合概率密度函数 $f(\theta_{k、\ l、\ m、\ \phi_{k、\ l、\ m}}) = \sin\theta_{k、\ l、\ 2\pi}{}^{m}$生成，其中$\theta_{k、\ l、\ m} \in [0, \pi]$以及$\phi_{k、\ l、\ m} \in [0, \pi]$ [11]。对于每个接入点，相邻天线之间的初始间距设置为 5λ。所有天线相对于其初始位置共享相同的可移动区域，并且所有阵列具有相同的允许俯仰、横滚和偏航旋转范围。通过对用户分布和信道系数进行200次独立实现来评估性能。对于每次实现，使用 $s_{\max} = 100$ 个随机样本执行算法1，以获得所有用户的遍历和速率。在短时标内，使用样本平均近似法对随机参数的期望进行近似。CSSCA算法的参数设置为 $\rho^s = \frac{1}{(1+s)^{0.9}}$ 和 $\gamma^s = \frac{15}{15+s}$ [46]。



(a) (b)

图4. 不同用户分布下的仿真设置。(a) 用户在服务区域内均匀分布。(b) 用户密集分布在三个热点周围。

B. 用户分布与基准方案

为探究在不同用户间干扰水平下，尤其是在存在显著视距分量时，天线移动对干扰抑制和性能提升的有效性，本文在两种特定通信场景中评估所提出的 CSSCA算法（标记为 **所提出的采用6DMA的线性最小均方误差**），如图4所示：用户均匀分布在服务区域内，或密集分布在三个热点周围。为验证所提出的采用6DMA的无小区系统的有效性，将算法1 的性能与以下基线方法进行比较：

- **采用固定位置天线的集中式最小均方误差**：所有接入点均配备固定位置天线，并将获取的信道状态信息上传至中央处理单元，中央处理单元基于 MMSE 接收波束成形器联合解码接收信号 $\mathbf{W} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^{\mathrm{H}} + \sigma^2\mathbf{I}_{MN})^{-1}\mathbf{H}$[48]。每个接入点内的固定位置天线以 5λ的天线间距排列，该间距与六维移动天线的初始位置相同。
- **采用固定位置天线的线性最小均方误差**：所有接入点均配备固定位置天线，并独立计算其 LMMSE 接收波束成形器。长时间尺度参数$\mathbf{c}$ 通过长时间尺度上的样本平均近似法获得。
- **采用灵活位置的线性最小均方误差**：去中心化无小区系统执行算法1 ，同时保持所有接入点的阵列方向固定。
- **采用灵活方向的线性最小均方误差**：去中心化无小区系统执行算法1 ，同时保持所有接入点的天线位置固定。

C. 算法收敛性

图5展示了所提出的基于 CSSCA 的算法在不同天线移动灵活性和阵列旋转灵活性下的收敛行为。由图可见，尽管性能曲线存在波动，但随着迭代次数增加，遍历和速率几乎必然收敛到稳定值，这验证了算法1的可行性。

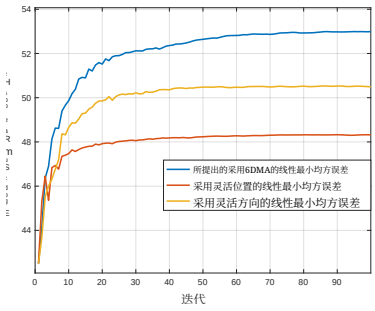


图5. 算法1在均匀用户分布下的收敛。

具体而言，三种基准方法在 50 次迭代内便获得了大部分性能增益，表明所提出的算法具有快速收敛性和较高的计算效率。

D. 均匀用户分布

在本小节中，我们考虑用户在服务区域内均匀分布的情形，如图4(a)所示，并评估不同系统参数对性能的影响。

图6(a) 展示了由多次独立的准静态到达角和用户位置实现得到的遍历和速率经验累积分布函数（CDF）。可以看出，所提出的6DMA辅助方案优于固定位置天线（FPA）及其他灵活性较低的方案。这是因为阵列旋转能够将能量聚焦到信道路径较强的方向，从而更有效地利用角度自由度，提升整体遍历和速率。有趣的是，在用户均匀分布且用户间干扰适中的情况下，所提出的方案性能接近集中式MMSE基准方案，甚至在特定信道实现中超过该基准。这一结果表明，天线移动使无小区MIMO系统能够更好地适应复杂的传播环境，并显著提升通信性能。

图 6(b) 展示了所有用户的遍历和速率随可移动区域大小的变化情况。可以观察到，六维移动天线方案的遍历和速率随着区域大小的增加而提高，并最终趋于稳定。这些结果表明，扩大可移动区域可提供额外的自由度，以降低用户之间的信道相关性，从而有效抑制用户间干扰。此外，每根天线的移动区域限制在三至四个波长以内，就足以使无小区多输入多输出去中心化架构获得大部分性能增益，同时保持适度的系统开销，甚至能够达到接近集中式MMSE基准方案的性能。

图6(c) 展示了所有用户的遍历和速率随可旋转范围变化的情况。所提出的六维移动天线方案所达到的遍历和速率会随着旋转范围的增大而提高，直到达到一个恒定值。这表明，对于每个接入点而言，适中的旋转范围便足以使其阵列朝向统计上的主导传播方向，并据此集中辐射能量。此外，在接入点分布式部署的无小区MIMO系统中，更广的信号覆盖会带来更多更强的视距分量，使六维移动天线能够更准确地捕捉统计上有利的传播方向，从而进一步提升通信性能。

图 6(d)展示了六维移动天线在不同视距分量强度下所获得的性能增益。请注意，较小和较大的莱斯因子分别代表较弱和较强的视距分量。具体而言，当 $\kappa = -10$分贝时，视距路径比其他任何非视距路径都弱，对应于视距受阻场景。在这种情况下，六维移动天线的性能增益受到严重限制，因为不存在明显的主导传播方向。相反，$\kappa = 20$ 分贝意味着多径信道近似于纯视距信道。在这种情况下，结果表明，得益于明显的主导传播方向，六维移动天线带来的性能增益更加显著，甚至能够超过最小均方误差基线；该方向还可实现更有效的用户间干扰抑制和辐射能量集中。

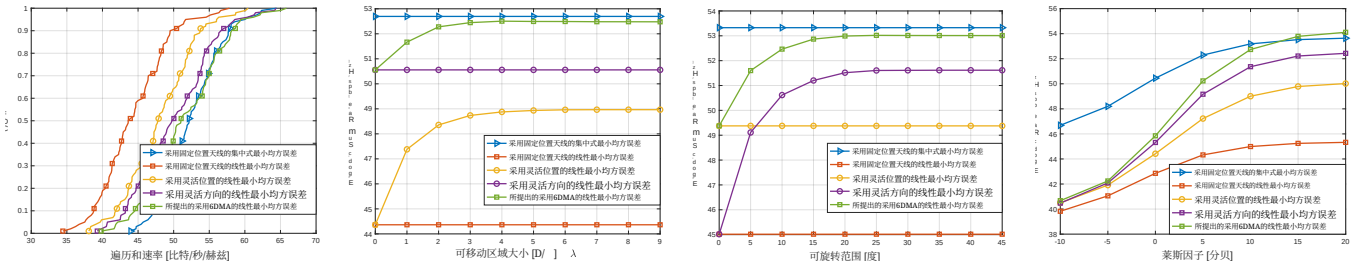
需要强调的是，尽管集中式方案凭借全局信道状态信息的可用性和即时联合信号处理实现了更优的性能，但它会带来大量计算开销和信道状态信息交换开销，从而限制网络可扩展性。相比之下，所提出的分布式框架在性能与实现复杂度之间实现了更实用的平衡。

E. 用户集中分布

在本小节中，我们考虑用户集中分布在三个预定义热点周围的场景，如图4(b)所示，并评估不同系统参数下的性能提升趋势。

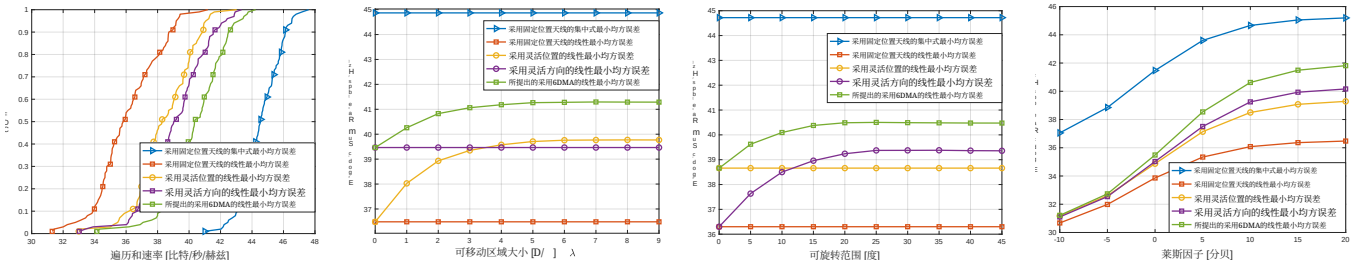
图7(a)展示了所有用户遍历和速率的累积分布函数。在用户集中分布的情况下，尽管所提出的方案相较于灵活性较低的其他基准方法仍保持性能优势，但其与最小均方误差基线之间的性能差距变得显著。其原因在于，密集分布的用户与各接入点之间的信道高度相关，尤其是在存在显著视距分量时，导致严重的用户间干扰。在这种情况下，对于天线数量有限且采用基于线性最小均方误差的接收波束成形器的各接入点而言，完全抑制干扰十分困难。

所有用户的遍历和速率与可移动区域大小、旋转范围和莱斯因子之间的关系分别如图 7(b)、7(c) 和 7(d) 所示。可以看出，与固定位置天线和其他灵活性较低的方案相比，所提出的六维移动天线方案能够实现更高的遍历和速率，这与第 IV-D 节的结论一致，从而验证了所提出框架的有效性。然而，如三个子图所示，与六维移动天线带来的性能提升



(a) (b) (c) (d)

图 6. 用户均匀分布在服务区域内时，不同方案的性能比较。(a) 所有用户遍历和速率的累积分布函数。(b) 所有用户的遍历和速率随可移动区域大小的变化。(c) 所有用户的遍历和速率随可旋转范围的变化。(d) 所有用户的遍历和速率随莱斯因子的变化。



(a) (b) (c) (d)

图 7. 用户集中分布在三个热点周围时，不同方案的性能比较。(a) 所有用户遍历和速率的累积分布函数。(b) 所有用户的遍历和速率随可移动区域大小的变化。(c) 所有用户的遍历和速率随可旋转范围的变化。(d) 所有用户的遍历和速率随莱斯因子的变化。

相比均匀用户分布场景下的提升显著降低。这是因为，在用户密集分布的情况下，位于同一热点区域内的用户信道高度相关，而每个接入点可用的天线数量有限，难以消除这种相关性。这一限制阻碍了对天线移动所提供额外自由度的利用，从而限制了性能的进一步提升。

此外，值得注意的是，在这种用户密集的情况下，天线位置和阵列方向各自带来的性能提升相当。这一观察可以解释如下：天线位置优化通过提高角度域的空间分辨率，有助于缓解信道相关性，从而更好地区分位于相似方向的用户。另一方面，天线朝向优化主要通过将能量定向聚焦于统计上占主导地位的传播路径来提升性能。因此，同时考虑天线位置与方向优化，使系统能够结合两者的互补优势，进一步提升六维移动天线辅助无小区多输入多输出系统的整体通信性能。

V. 结论

本文研究了用于上行多用户通信的6DMA辅助无小区系统。为减轻频繁天线移动和CSI交换带来的开销针对分布式接入点，构建了一种双时间尺度的去中心化优化框架，以有效最大化所有用户的遍历和速率。在短时间尺度上，推导出了最优LMMSE接收波束成形器设计规则，使每个接入点能够基于本地瞬时信道状态信息和全局统计信道状态信息设计其接收波束成形器。在长时间尺度上，采用CSSCA框架，通过迭代构建替代问题序列来近似原始随机目标函数。该方法有效解耦了优化变量，并支持并行更新，从而获得计算效率较高的解决方案。数值结果表明，所提出的6DMA辅助无小区系统显著优于传统固定位置天线方案以及灵活性较低的其他天线移动方案。值得注意的是，在特定实际条件下，所提出的六维移动天线方案能够达到与采用固定位置天线的集中式MMSE基准方案相当甚至更优的性能。此外，结果还表明，在用户稀疏分布情况下，性能提升更加显著。除本文研究范围之外，单向、树形或星形拓扑等其他前传架构能够增强接入点之间的信道状态信息共享；结合相应的去中心化天线移动设计，还可以进一步发挥无蜂窝网络的潜力。这些方向值得在未来的研究中加以探索。

附录

推导(17)

将闭式接收波束成形器（16）代入逐接入点最优性条件（15）可得

$$\hat{\mathbf{G}}_m \mathbf{c}_{k,m} - \hat{\mathbf{G}}_m \left(\mathbf{e}_k - \sum_{i \neq m} \mathbb{E}\left[\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{G}_i \mathbf{c}_{k,i} \right] \right) = 0, \ \forall m. \quad (34)$$

由于等式对局部信道状态信息 $\hat{\mathbf{G}}_m$ 的所有实现均成立，因此可以得到

$$\mathbf{c}_{k,m} + \sum_{i \neq m} \mathbb{E}\left[\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{G}_i \right] \mathbf{c}_{k,i} = \mathbf{e}_k, \ \forall m. \quad (35)$$

将（35）沿 m 堆叠，并利用分块矩阵$\mathbf{U}$ 和$\mathbf{V}$ 的定义，可得线性系统

$$\left(\mathrm{blkdiag}\left(\mathbf{U} - \mathbf{V} \right) + \mathbf{U}^{\mathrm{T}} \mathbf{V} \right) \mathbf{c}_k = \mathbf{U}^{\mathrm{T}} \mathbf{e}_k. \quad (36)$$

因此，只需证明 (blkdiag(U $-$ V) $+$ U$^{\mathrm{T}}$V) 非奇异。根据Woodbury矩阵恒等式，即 (I $+$AB)$^{-1}$ $=$ I $-$ A(I $+$ BA)$^{-1}$ B，其中 A 和 B 为任意矩阵，这等价于证明 $\mathbf{I}_K$ $+$ V(blkdiag(U $-$ V))$^{-1}$U$^{\mathrm{T}}$ 可逆。令 $\mathbf{V}_i = \mathbb{E}[\mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{G}_i], \forall 1 \leq i \leq M$，我们首先证明对所有$i$，$\mathbf{I}_K - \mathbf{V}_i$ 均可逆，这可由下式得出

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_K - \mathbf{V}_i &= \mathbb{E}[\mathbf{I}_K - \mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{G}_i] \\ &= \mathbb{E}\left[\mathbf{I}_K - \mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} + \sigma^2 \mathbf{I}_N \right)^{-1} \mathbf{H}_i \right] \\ &\overset{(b)}{=} \mathbb{E}\left[\left(\mathbf{I}_K + \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{H}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{H}_i \right)^{-1} \right], \end{aligned} \quad (37)$$

其中，等式(b)是通过应用 Woodbury矩阵恒等式得到的。由于期望运算保持正定性，因此可知$\mathbf{I}_K - \mathbf{V}_i$ 是正定且可逆的。此外，利用奇异值分解可以证明$\mathbf{V}_i$ 可逆。因此，利用$\mathbf{U}$和$\mathbf{V}$的特定分块结构，可得

$$\begin{aligned} &\mathbf{I}_K + \mathbf{V} \left(\mathrm{blkdiag}\left(\mathbf{U} - \mathbf{V} \right) \right)^{-1} \mathbf{U}^{\mathrm{T}} \\ &\overset{(c)}{=} \mathbf{I}_K + \sum_{i=1}^{M} \mathbf{V}_i \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{V}_i \right)^{-1} \\ &\overset{(d)}{=} \mathbf{I}_K + \sum_{i=1}^{M} \mathbf{P}_i^{\mathrm{H}} \mathbf{\Sigma}_i \left(\mathbf{I}_K - \mathbf{\Sigma}_i \right)^{-1} \mathbf{P}_i, \end{aligned} \quad (38)$$

其中，(c $[\ _1,\ _2 \cdots\ _N]^{\mathrm{T}} = \sum_{i=1}^{N}\ _i^{\mathrm{T}}\ _i \in \mathbb{C}^{m \times n}$)由 A A , , A B B , ,B A B 得出，A 和 B$_i$ $\in$ $\mathbb{C}^{m \times n}$ 为任意矩阵。等式 (d) 是通过对厄米矩阵 V$_i$ $=$ P$_i^{\mathrm{H}}$**Σ**$_i$P$_i$进行酉分解得到的，其中 P$_i$ 为酉矩阵， **Σ**$_i$ 为对角矩阵。由于 $\mathbf{I}_K$ $-$V$_i$ 和 V$_i$ 均为正定矩阵，等式 (38) 进一步表明 $\mathbf{I}_K$ $+$V(blkdiag(U $-$ V))$^{-1}$U$^{\mathrm{T}}$ 是正定且可逆的。

因此，我们有 $\mathbf{c}($ $-$ $+$ $^{\mathrm{T}})^{-1}$ $^{\mathrm{T}}$ $_k^k$ $=$ blkdiag(U V) UVUe，由此完成推导。

参考文献

[1] T. Demir、E. Bj¨ornson 和 L. Sanguinetti，《以用户为中心的无小区大规模MIMO基础》，《信号处理领域基础与趋势》，2021年。[2] L. Miretti、E. Bj¨ornson 和 D. Gesbert，《团队最小均方误差预编码及其在无小区大规模MIMO中的应用》，《IEEE 无线通信汇刊》，第21卷第8期，6242–6255页，2022年8月。[3] N. Ul Ain、L. Miretti 和 S. Sta´nczak，《视距传播下分布式无小区大规模MIMO的最优性能》，载于《2025年IEEE无线通信与网络会议》（WCNC），意大利米兰，2025年，第1–7页。[4] L. Miretti、R. L. G. Cavalcante 和 S. Sta´nczak，《双时间尺度联合功率控制与波束成形设计及其在无小区大规模MIMO中的应用》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。[5] N. Zhou、Z. Wang、C. Ma、Y. Huang 和 Q. Shi，《面向大规模MIMO系统的低复杂度加权最小均方误差分布式预编码器》，《IEEE 通信快报》，第29卷第3期，482–486页，2025年3月。[6] Z. Hong、S. Xu、T. Li、C. Li、D. Wang 和 X. You，《分层前传下无小区分布式下行链路的鲁棒级联团队最小均方误差预编码》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第10期，14515–14529页，2024年10月。[7] Y. Zhang 和 T. Y. Al-Naffouri，《通过联网低地球轨道卫星实现面向6G的可扩展分布式波束成形》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。[8] Y. Zhang、L. Eva、X. X. Zheng、C. Symeon 和 T. Y. Al-Naffouri，《具有统计信道状态信息的联网低地球轨道卫星去中心化协作波束成形》，arXiv:2512.18890，2025年。[9] L. Zhu、W. Ma、W. Mei、Y. Zeng、Q. Wu、B. Ning、Z. Xiao、X. Shao、J. Zhang 和 R. Zhang，《无线网络可移动天线教程》，《IEEE 通信调查与教程》，提前访问，2025年。[10] L. Zhu 和 K.-K. Wong，《流体天线与可移动天线的历史回顾》，arXiv:2401.02362，2024年。[11] L. Zhu、W. Ma 和 R. Zhang，《可移动天线赋能无线通信的建模与性能分析》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第6期，6234–6250页，2024年6月。[12] W. Ma、L. Zhu 和 R. Zhang，《可移动天线系统的MIMO容量表征》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第4期，3392–3407页，2024年4月。[13] L. Zhu、W. Ma、B. Ning 和 R. Zhang，《通过天线位置优化实现可移动天线增强的多用户通信》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第7期，7214–7229页，2024年7月。[14] L. Zhu、W. Ma 和 R. Zhang，《可移动天线阵列增强波束成形：通过零陷指向实现完整阵列增益》，《IEEE 通信快报》，第27卷第12期，3340–3344页，2023年12月。[15] L. Zhu、X. Pi、W. Ma、Z. Xiao 和 R. Zhang，《可移动天线阵列辅助卫星通信的动态波束覆盖》，《IEEE 无线通信汇刊》，第24卷第3期，1916–1933页，2025年3月。[16] H. Mao、L. Zhu、X. Pi、Z. Xiao、X.-G. Xia 和 R. Zhang，《具有抖动的可移动天线阵列赋能无人机通信鲁棒设计》，《IEEE 无线通信快报》，提前访问，2025年。[17] Y. Zhang、Y. Zhang、L. Zhu、S. Xiao、W. Tang、Y. C. Eldar 和 R. Zhang，《面向多用户通信的可移动天线辅助混合波束成形》，《IEEE 车辆技术汇刊》，第74卷第6期，9899–9903页，2025年6月。[18] Z. Xiao、X. Pi、L. Zhu、X.-G. Xia 和 R. Zhang，《可移动天线基站的多用户通信：联合天线定位、接收合并与功率控制》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第12期，19744–19759页，2024年12月。[19] Z. Xiao、X. Pi、S. Cao、L. Zhu、Z. Gao、X.-G. Xia 和 R. Zhang，《可移动天线增强无线通信与感知的基础模型和信号处理》，arXiv:2511.05048，2025年。[20] Y. Wu、D. Xu、D. W. K. Ng、W. Gerstacker 和 R. Schober，《全局最优的可移动天线赋能多用户通信：离散天线定位、功耗与不完美信道状态信息》，《IEEE 通信汇刊》，提前访问，2025年。[21] Q. Li、W. Mei、B. Ning 和 R. Zhang，《通过轨迹优化最小化可移动天线的移动时延》，载于《IEEE 全球通信会议》（GLOBECOM）会议录，南非开普敦，2024年12月，第1–6页。[22] J. Ding、Z. Zhou、L. Zhu、Y. Zhao、B. Jiao 和 R. Zhang，《可移动天线通信系统的能效最大化》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。

[23] X. Chen、B. Feng、Y. Wu、D. W. Kwan Ng 和 R. Schober，《基于统计信道状态信息的可移动天线系统联合波束成形与天线移动设计》，载于《IEEE 全球通信会议》（GLOBECOM）会议录，马来西亚吉隆坡，2023年12月，第4387–4392页。[24] Y. Ye、L. You、J. Wang、H. Xu、K.-K. Wong 和 X. Gao，《利用统计信道状态信息的流体天线辅助MIMO传输》，《IEEE 通信快报》，第28卷第1期，223–227页，2024年1月。[25] G. Hu、Q. Wu、G. Li、D. Xu、K. Xu、J. Si、Y. Cai 和 N. Al-Dhahir，《可移动天线阵列赋能多用户上行通信的双时间尺度设计》，《IEEE 车辆技术汇刊》，第74卷第3期，5152–5157页，2025年3月。[26] G. Yan、L. Zhu 和 R. Zhang，《可移动天线辅助多用户通信：基于统计信道信息的天线位置优化》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。[27] X. Shao、Q. Jiang 和 R. Zhang，《基于用户分布的六维可移动天线：建模与优化》，《IEEE 无线通信汇刊》，第24卷第1期，355–370页，2025年1月。[28] X. Shao、R. Zhang、Q. Jiang 和 R. Schober，《通过离散位置与旋转优化实现六维可移动天线增强无线网络》，《IEEE 选定领域通信期刊》，第43卷第3期，674–687页，2025年3月。[29] Y. Zhang、Y. Zhang、L. Zhu、S. Xiao、W. Tang、Y. C. Eldar 和 R. Zhang，《6DMA辅助的联合天线位置与方向优化混合波束成形》，arxiv:2412.17088，2024年。[30] T. Ren、X. Zhang、L. Zhu、W. Ma、X. Gao 和 R. Zhang，《六维可移动天线增强的蜂窝连接无人机通信干扰抑制》，《IEEE 无线通信快报》，第14卷第6期，1618–1622页，2025年6月。[31] H. Wang、X. Shao、B. Zheng、X. Shi 和 R. Zhang，《无源六维移动天线（6DMA）辅助多用户通信》，《IEEE 无线通信快报》，第14卷第4期，1014–1018页，2025年4月。[32] X. Xiong、B. Zheng、W. Wu、X. Shao、L. Dai、M.-M. Zhao 和 J. Tang，《可旋转天线赋能无线通信的高效信道估计》，《IEEE 无线通信快报》，提前访问，2025年。[33] X. Shao、L. Hu、Y. Sun、X. Li、Y. Zhang、J. Ding、X. Shi、F. Chen、D. W. K. Ng 和 R. Schober，《利用方向稀疏性与深度学习的混合近远场六维可移动天线设计》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。[34] X. Shao、W. Mei、C. You、Q. Wu、B. Zheng、C.-X. Wang、J. Li、R. Zhang、R. Schober、L. Zhu、W. Zhuang 和 X. Shen，《面向6G网络的六维可移动天线教程：协同实现可定位与可旋转天线》，《IEEE 通信调查与教程》，提前访问，2025年。[35] X. Shao 和 R. Zhang，《具有灵活天线位置与旋转的6DMA增强无线网络：机遇与挑战》，《IEEE 通信杂志》，第63卷第4期，121–128页，2025年4月。[36] Z. Xiao、S. Cao、L. Zhu、Y. Liu、B. Ning、X.-G. Xia 和 R. Zhang，《可移动天线通信系统的信道估计：一种基于压缩感知的框架》，《IEEE 无线通信汇刊》，第23卷第9期，11814–11830页，2024年9月。[37] X. Shi、X. Shao、B. Zheng 和 R. Zhang，《6DMA辅助的无小区大规模MIMO通信》，《IEEE 无线通信快报》，第14卷第5期，1361–1365页，2025年5月。[38] W. Wang、Y. Huang、X. Shao 和 C. Zhang，《空中六维可移动天线赋能的无蜂窝网络》，《 IEEE 车辆技术汇刊》，第1–6页，提前访问，2025年。[39] X. Pi、L. Zhu、H. Mao、Z. Xiao、X.-G. Xia 和 R. Zhang，《通过位置与方向优化实现六维可移动天线增强的多接入点协同》，《IEEE 无线通信汇刊》，提前访问，2025年。[40] A. Sayeed，《多天线衰落信道的解构》，《IEEE 信号处理汇刊》，第50卷第10期，2563–2579页，2002年10月。[41] R. Bhagavatula、C. Oestges 和 R. W. Heath，《一种包含天线方向图、阵列方向和去极化的新型双向信道模型》，《IEEE 车辆技术汇刊》，第59卷第5期，2219–2231页，2010年6月。[42] 3GPP，《0.5至100 GHz频段信道模型研究》，3GPP，技术报告TR 138 901 V18.0.0（2024-05），2024年。[43] C. A. Balanis，《天线理论：分析与设计》，约翰·威立父子出版公司，2016年。[44] T. L. Marzetata、E. G. Larsson、H. Yang 和 H. Q. Ngo，《大规模MIMO基础》，剑桥大学出版社，2016年。[45] K. Shen 和 W. Yu，《面向通信系统的分式规划——第二部分：通过匹配进行上行链路调度》，*IEEE* 信号处理汇刊，第 66 卷，第 10 期，第 2631–2644 页，2018 年 5 月。[46] A. Liu、V. K. N. Lau 和 B. Kananian，《用于非凸约束随机优化的随机逐次凸近似》，*IEEE* 信号处理汇刊，第 67 卷，第 16 期，第 4189–4203 页，2019 年 8 月。[47] 3GPP，《E-UTRA 物理层方面的进一步改进（第 9 版）》，3GPP，技术报告 TS 36.814，2017 年 3 月。[48] Q. Shi、M. Razaviyayn、Z.-Q. Luo 和 C. He，《面向 MIMO 干扰广播信道分布式和效用最大化的迭代加权 MMSE 方法》，*IEEE* 信号处理汇刊，第 59 卷，第 9 期，第 4331–4340 页，2011 年 9 月。