

大规模 MIMO 系统中基于用户位置信息的导频分配

杜嘉良, 杨霖, 宋新雷

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川 成都 611731)

摘 要: 针对大规模 MIMO 系统中的导频污染问题, 提出了一种基于用户位置信息的导频分配方案。所提方案根据用户位置在以所在小区基站为极点的极坐标系下的极角大小, 对用户进行排序并依次分配导频。方案结合了定向天线的特点, 通过把导频的复用距离控制在较远的范围内, 从而达到降低导频污染、提高系统可达和速率的目的。仿真结果表明, 所提方案不仅能够有效降低用户间的导频污染, 还能缩小不同用户间的性能差距, 提高系统的公平性。

关键词: 大规模 MIMO; 导频污染; 导频分配; 定向天线

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

Pilot allocation based on user location information in massive MIMO systems

DU Jia-liang, YANG Lin, SONG Xin-lei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In order to solve the problem of pilot contamination in massive MIMO systems, a pilot allocation scheme based on user location information was proposed. The proposed scheme arranged the users according to the polar angle of the user location in the polar coordinate system with the base station of the cell as the pole, and assigned the pilots sequentially. Combining with the characteristics of directional antenna, the scheme can reduce the pilot contamination and improve the achievable rate of the system by controlling the multiplexing distance of the pilot to a far range. Simulation results show that the proposed scheme can not only reduce the pilot pollution between users, but also reduce the performance gap between different users and improve the fairness of the system.

Key words: massive MIMO, pilot contamination, pilot allocation, directional antenna

1 引言

随着移动互联网的快速发展, 数据业务已经逐渐取代语音业务成为无线通信系统中最主要的通信业务。与 4G LTE 网络相比, 5G 网络要求具有更高的数据传输速率、更大的系统容量以及更好的服务质量^[1,2]。大规模 MIMO 作为 5G 中的一项关键技术, 凭借其较高的频谱效率, 正受到广泛的关注^[3,4]。与传统的无线系统相比, 大规模 MIMO 系统通过在小区基站中配备大量天线, 能够在能量效率与频谱效率

上都带来明显的提升^[5]。

在多用户 MIMO 系统中, 基站需要获得精确的信道状态信息(CSI, channel state information)来对接收到的用户信号进行分离^[6]。在传统的 MIMO 系统中, 研究的热点通常都聚焦在频分双工(FDD, frequency division duplex)系统上。在 FDD 模式下, CSI 通常都是通过有限的反馈来获得, 反馈的信息量与天线数成正比^[7]。显然, 在大规模 MIMO 系统中, 随着基站天线数的逐渐增加, 用于反馈的系统开销将不断提高, 最终会使系统无法承受。在时分双工

收稿日期: 2016-12-19; 修回日期: 2017-05-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61370012, No.61571082); 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2016ZX03001015-004)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61370012, No.61571082), The National Science and Technology Major Project of the Ministry of Science and Technology of China (No. 2016ZX03001015-004)

(TDD, time division duplex)系统中, 由于信道互易性的存在, 基站可以通过对接收到的导频信号进行估计来获得相应的 CSI^[8], 从而避免了大量的反馈开销。因此, TDD 模式被认为是更适合大规模 MIMO 系统的通信模式。

随着基站天线数的不断增加, 小区内用户间的非相关干扰的影响可以被逐渐忽略, 相邻小区间因导频复用而产生的相关干扰将成为唯一不可忽略的干扰因素^[9]。这一现象通常被称为导频污染。导频污染会严重影响信道估计的精确性, 并明显降低系统的频谱效率。因此, 如何有效地降低导频污染正引起广泛的关注。

文献[10]证明了对于导频序列的优化分配, 可以降低系统的导频污染, 并提出了一种基于联盟博弈的导频分组方式。该方案通过一定的迭代运算, 可以寻找出接近最优的导频复用方案。然而, 该方案虽然能够提供接近最优的系统性能, 但也带来了较高的计算复杂度。针对系统性能与计算复杂度之间的矛盾, 逐渐出现了一些改进的导频分配方案, 如基于图形上色^[11]、基于线性规划^[12]、基于熵优化^[13]、基于人工鱼群算法^[14]等导频分配方案。这些方案都能够在一定程度上降低计算复杂度, 其中, 基于人工鱼群算法的导频分配方法更能突破局部最优解的限制, 使用户和速率达到最大。但是, 总的来说, 这些方法的复杂度依然相对较高。文献[15]提出了一种部分导频复用的导频分配方案, 将小区划分为内、外 2 层区域, 所有小区的内层区域复用同一组导频, 而相邻小区的外层区域用户使用的导频相互正交。该方案虽然损失了一部分导频复用增益, 但避免了严重的导频污染, 保证了用户的最低信号干扰噪声比 (SINR, signal to interference and noise ratio)。同样, 为了提高用户的最低 SINR, 文献[16]利用信道的大尺度衰落系数, 将产生小区间干扰最低的导频序列依次分配给信道质量最差的用户, 从而避免了不同用户的 SINR 相差过大。文献[17]提出了一种联合时移和空间划分的导频分配方法, 同时从时域与空域 2 个角度对导频污染进行抑制。文献[18]结合微小区的方法, 提出了一种新型的导频复用方式, 并利用用户的位置信息进一步降低导频污染。另外, 在实际的通信系统中, 由于用户的位置信息相对容易获得, 可通过测量估算^[19]或利用全球定位系统^[20]等方法得到, 用户位置信息在大规模 MIMO 系统中的应用正受到广泛关注。

基于上述研究成果, 本文提出了一种基于用户位置信息的导频分配方案。该方案结合了定向天线的特点, 根据用户位置在以所在小区基站为极点的极坐标系下的极角大小, 对用户进行排序并依次分配导频。相比于先前的导频分配方案, 该方案不需要复杂的迭代运算以及小区协作, 在提高系统整体性能的同时, 也照顾到了用户之间的公平性。仿真结果表明, 所提方案能够有效降低小区间的导频污染, 并缩小不同用户之间的性能差距。

2 系统模型

本文考虑的是一个由 L 个六边形小区组成的大规模 MIMO 多小区 TDD 蜂窝网络, 系统模型如图 1 所示。每个小区包含 K 个单天线用户以及一个大规模 MIMO 基站。基站由 6 个分别配备 M 根天线的定向天线阵列组成, 每个天线阵列分别覆盖角度为 $\frac{\pi}{3}$ 的扇形区域。根据定向天线的方向性, 每个天线阵列只能接收到其覆盖范围内的信号, 并只能向该范围内的用户发送信号。图 1 中, 以中心小区的基站为例, 6 个定向天线阵列的覆盖范围分别用不同的阴影来表示。

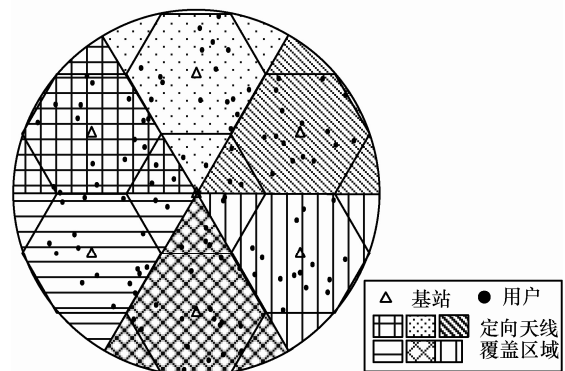


图 1 系统模型

假设用户与基站之间的衰落信道由小尺度衰落和大尺度衰落共同决定。其中, 小尺度衰落为瑞利衰落, 大尺度衰落服从一般的路径损耗模型。记小区 l 中的用户 k 与小区 j 中基站之间的信道为 $\mathbf{h}_{jlk} \in \mathbb{C}^M$, 则

$$\mathbf{h}_{jlk} \sim CN(0, \beta_{jlk} \mathbf{I}_M) \quad (1)$$

其中, β_{jlk} 为信道衰落方差, \mathbf{I}_M 为 M 阶单位阵。由于大尺度衰落服从一般的路径损耗模型, 则

$$\beta_{jlk} = \frac{C}{\|z_{jk} - b_j\|^\kappa} \quad (2)$$

其中, z_{jk} 表示小区 j 中用户 k 的坐标, b_j 表示小区 l 中基站的坐标, κ 为路径损耗指数, C 为特定参数。

3 信号传输方案

3.1 导频训练

为了消除远近效应对系统造成的影响, 对用户设备实行了功率控制。在小区 j 中, 假设基站接收到的用户信号功率为 ρ , 则用户 k 发射信号的功率为 $\frac{\rho}{\beta_{jlk}}$ 。假设基站接收到的噪声功率为 σ^2 , 那么系统的信噪比 (SNR, signal to noise rate) 为 $\frac{\rho}{\sigma^2}$ 。

对于目标小区 j 中的用户 k 和小区 l 中的用户 m , 若二者处在基站 j 的同一定向天线阵列覆盖范围内, 则用户 k 的信号将受到用户 m 的干扰, 记 $\zeta_{jklm} = 1$; 否则, 记 $\zeta_{jklm} = 0$ 。假设当 $m = k$ 时, 用户 k 与用户 m 复用了相同的导频; 当 $m \neq k$ 时, 二者使用的导频相互正交, 那么, 基站 j 收到用户 k 的导频信号为

$$y_{jk}^{\text{pilot}} = \sqrt{\frac{\rho}{\beta_{jlk}}} \tau \mathbf{h}_{jlk} + \sum_{l \neq j} \zeta_{jklk} \sqrt{\frac{\rho}{\beta_{llk}}} \tau \mathbf{h}_{jlk} + \eta_{jk} \quad (3)$$

其中, 第一项为来自目标用户的有效信号, 中间项为来自其他小区的干扰信号, 末项表示加性噪声, $\eta_{jk} \sim CN(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 。

3.2 信道估计与检测

引理 1 小区 j 中 \mathbf{h}_{jlk} 的 MMSE 估计为^[21]

$$\hat{\mathbf{h}}_{jlk} = \frac{\sqrt{\rho \beta_{jlk} \tau}}{\rho \tau + \sum_{l \neq j} \zeta_{jklk} \frac{\rho \beta_{jlk}}{\beta_{llk}} \tau + \sigma^2} y_{jk}^{\text{pilot}} \quad (4)$$

则 $\hat{\mathbf{h}}_{jlk} \sim CN(0, \delta_{jlk} \mathbf{I}_M)$, 其中

$$\delta_{jlk} = \frac{\rho \beta_{jlk} \tau}{\rho \tau + \sum_{l \neq j} \zeta_{jklk} \frac{\rho \beta_{jlk}}{\beta_{llk}} \tau + \sigma^2} \quad (5)$$

\mathbf{h}_{jlk} 的信道估计的误差为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{jlk} = \mathbf{h}_{jlk} - \hat{\mathbf{h}}_{jlk} \quad (6)$$

由 MMSE 估计的特性可知, $\tilde{\mathbf{h}}_{jlk}$ 与 $\hat{\mathbf{h}}_{jlk}$ 相互独

立, 且 $\tilde{\mathbf{h}}_{jlk} \sim CN(0, (\beta_{jlk} - \delta_{jlk}) \mathbf{I}_M)$ 。

利用信道估计的结果, 可以设计出相应的检测矢量。基站在接收到来自不同用户的数据信号后, 可以利用该检测矢量对数据进行处理, 从而分离出来自目标用户的信息。本文选择了复杂度较低的最大比合并 (MRC, maximum ratio combining) 算法。记小区 j 中用户 k 的合并矢量为 $\mathbf{g}_{jk} \in \mathbb{C}^M$, 则

$$\mathbf{g}_{jk} = \frac{1}{M \delta_{jlk}} \hat{\mathbf{h}}_{jlk} \quad (7)$$

引理 2 $\hat{\mathbf{h}}_{jlk}$ 的 MMSE 估计为^[21]

$$\hat{\mathbf{h}}_{jlk} = \frac{\beta_{jlk}}{\sqrt{\beta_{jlk} \beta_{llk}}} \hat{\mathbf{h}}_{jlk} \quad (8)$$

即 $\hat{\mathbf{h}}_{jlk} \sim CN(0, \delta_{jlk} \mathbf{I}_M)$, 其中

$$\delta_{jlk} = \frac{(\beta_{jlk})^2}{\beta_{jlk} \beta_{llk}} \delta_{jlk} \quad (9)$$

\mathbf{h}_{jlk} 的信道估计误差为

$$\tilde{\mathbf{h}}_{jlk} = \mathbf{h}_{jlk} - \hat{\mathbf{h}}_{jlk} \quad (10)$$

其中, $\tilde{\mathbf{h}}_{jlk}$ 与 $\hat{\mathbf{h}}_{jlk}$ 相互独立, 且 $\tilde{\mathbf{h}}_{jlk} \sim CN(0, (\beta_{jlk} - \delta_{jlk}) \mathbf{I}_M)$ 。

结合式(7)和引理 2 可得

$$\begin{aligned} E\{\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jlk}\} &= \frac{\beta_{jlk}}{M \delta_{jlk} \sqrt{\beta_{jlk} \beta_{llk}}} E\{\hat{\mathbf{h}}_{jlk}^H \hat{\mathbf{h}}_{jlk}\} + \\ &\frac{1}{M \delta_{jlk}} E\{\hat{\mathbf{h}}_{jlk}^H \tilde{\mathbf{h}}_{jlk}\} \end{aligned} \quad (11)$$

引理 3 令 $\mathbf{X} \triangleq [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$, $\mathbf{Y} \triangleq [y_1, y_2, \dots, y_M]^T$, \mathbf{X} 与 \mathbf{Y} 相互独立且分别服从以下分布, $\mathbf{X} \sim CN(0, \sigma_1^2 \mathbf{I}_M)$, $\mathbf{Y} \sim CN(0, \sigma_2^2 \mathbf{I}_M)$, 则^[8]

$$E[\|\mathbf{X}^H \mathbf{X}\|^2] = \sigma_1^4 M(M+2) \quad (12)$$

$$E[\|\mathbf{X}^H \mathbf{Y}\|^2] = \sigma_1^2 \sigma_2^2 M \quad (13)$$

结合式(11)与引理 3 可得

$$E\{|\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jlk}|^2\} = \frac{(M+2)\beta_{jlk}^2}{M\beta_{jlk}\beta_{llk}} + \frac{\beta_{jlk} - \delta_{jlk}}{M\delta_{jlk}} \quad (14)$$

对于 $m \neq k$, 有

$$E\{|\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jlm}|^2\} = E\left\{\left|\frac{1}{M\delta_{jlk}} \hat{\mathbf{h}}_{jlk}^H \mathbf{h}_{jlm}\right|^2\right\} = \frac{\beta_{jlm}}{M\delta_{jlk}} \quad (15)$$

3.3 上行可达速率

假如小区 j 中的用户 k 在基站的第 i 个定向天线阵列的覆盖范围内, 那么在上行链路中, 基站的第 i 个定向天线阵列接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{ji}^{\text{data}} = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^K \varsigma_{jklm} \sqrt{\frac{\rho}{\beta_{ilm}}} \mathbf{h}_{jlm} s_{lm} + \mathbf{n}_{ji} \quad (16)$$

其中, $s_{lm} \in \mathbb{C}$ 表示小区 l 中用户 m 发送的数据符号, 且满足 $\mathbb{E}\{|s_{lm}|^2\} = 1$; 最后一项表示天线阵列 i 接收到的加性高斯白噪声, $\mathbf{n}_{ji} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 。

此时, 对小区 j 内用户 k 发送数据的检测结果

$$SINR_{jk} = \frac{\frac{\rho}{\beta_{jjk}} \mathbb{E}\{\|\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jjk}\|^2\}}{\sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^K \varsigma_{jklm} \frac{\rho}{\beta_{ilm}} \mathbb{E}\{\|\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jlm}\|^2\} - \frac{\rho}{\beta_{jjk}} \mathbb{E}\{\|\mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jjk}\|^2\} + \sigma^2 \mathbb{E}\{\|\mathbf{g}_{jk}\|^2\}} \quad (19)$$

式(19)中, 分子代表目标用户信号的有效增益, 分母表示同一定向天线阵列覆盖范围内其他用户对目标用户造成的干扰增益以及系统的加性噪声。结合式(14)和式(15), 可以将式(19)改写并化简为

$$SINR_{jk} = \frac{\frac{\delta_{jjk}}{\beta_{jjk}} (M+2) + \frac{\beta_{jjk} - \delta_{jjk}}{\beta_{jjk}}}{\sum_{m \neq k} \varsigma_{jkm} + \sum_{l \neq j} \sum_{m \neq k} \varsigma_{jklm} \frac{\beta_{jlm}}{\beta_{ilm}} + \sum_{l \neq j} \varsigma_{jkl} \left(\frac{(M+2)\delta_{jjk}}{\beta_{jjk}} \left(\frac{\beta_{jjk}}{\beta_{ilk}} \right)^2 + \frac{\beta_{jjk} - \delta_{jjk}}{\beta_{ilk}} \right) + \frac{\sigma^2}{\rho}} \quad (20)$$

式(20)的分母中, 第一项表示小区内其他用户信号对目标用户信号造成的干扰, 第二项表示其他小区中与目标用户使用不同导频的用户造成的干扰, 第三项表示其他小区中与目标用户复用了相同导频序列的用户造成的导频污染, 最后一项表示加性噪声。

4 导频分配方案

4.1 导频分配方案具体步骤

如图 1 所示, 根据目标小区基站中不同定向天线阵列的覆盖范围, 可以把系统划分为 6 片扇形区域。对于每一片扇形区域, 其位于目标小区的部分记为目标区域; 其余部分记为干扰区域。可以发现, 在每片扇形区域中, 目标区域所占的面积都远低于干扰小区面积, 目标区域内的用户数也远低于干扰区域内的用户数。换言之, 在干扰小区中, 并非所有的干扰用户都会对目标区域内的用户造成导频污染。因此, 通过对导频的有效分配, 为靠近目标用户的干扰用户分配正交导频, 让远离目标用户的

可以表示为

$$\mathbf{x}_{jk} = \sum_{l=1}^L \sum_{m=1}^K \varsigma_{jklm} \sqrt{\frac{\rho}{\beta_{ilm}}} \mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{h}_{jlm} s_{lm} + \mathbf{g}_{jk}^H \mathbf{n}_{ji} \quad (17)$$

假设在一个相干时间间隔内可以传输 S 个符号, 其中 τ 个符号传输导频, 其余均用于上行数据传输, 那么小区 j 中用户 k 的可达速率为^[22]

$$R_{jk} = \left(1 - \frac{\tau}{S}\right) \text{lb}(1 + SINR_{jk}) \quad (18)$$

其中, $SINR_{jk}$ 表示小区 j 中用户 k 的信号干扰噪声比。显然, R_{jk} 与 $SINR_{jk}$ 呈正相关。由式(17)可得, $SINR_{jk}$ 的计算如式(19)所示。

干扰用户复用与目标用户相同的导频, 可以有效降低系统的导频污染, 从而提高系统的可达速率。

因此, 本文提出了一个基于用户位置信息的导频分配方案, 该方案的具体操作步骤如下。

步骤 1 建立极坐标系。以基站为极点, 在所在小区范围内建立极坐标系, 其中, 所有小区都具有相同的极轴方向。

步骤 2 计算用户极坐标。根据小区中基站与用户间的位置关系, 将用户的位置信息转换为该小区极坐标系下的极坐标, 其中, 用户的极角坐标用 θ 表示, $-\pi \leq \theta < \pi$ 。

步骤 3 排序。根据极角 θ 的大小, 对小区内的所有用户进行升序排序。

步骤 4 导频分配。用连续自然数 $1, 2, \dots, N(N \leq \tau)$ 为排序后的用户进行编号, 每个编号分别对应一个正交导频。

对于单个小区而言, 基站需要收集本小区内所有用户的位置信息, 并完成上述的导频分配工作。对于不同小区而言, 各小区基站只需独自完成所在

小区内的导频分配工作，而不需参与其他小区的导频分配任务。

以图 1 中的其中 2 个小区为例，图 2(a)和图 2(b)分别展示了采用上述导频分配方案和传统随机导频分配方案后的导频分配结果。图 2 中，小区 l_1 为目标小区，小区 l_2 为干扰小区；目标小区阴影区域的目标用户依次记为用户 k_1 、 k_2 ；每个导频编号分别对应一个正交导频。干扰小区中，与目标用户具有相同编号的干扰用户将对目标用户造成导频污染。在已知用户分布情况下，与所提方案确定的导频分配结果不同，由于导频分配的随机性，传统方案存在很多种不同的导频分配结果，图 2(b)只展示了其中的一种情况。

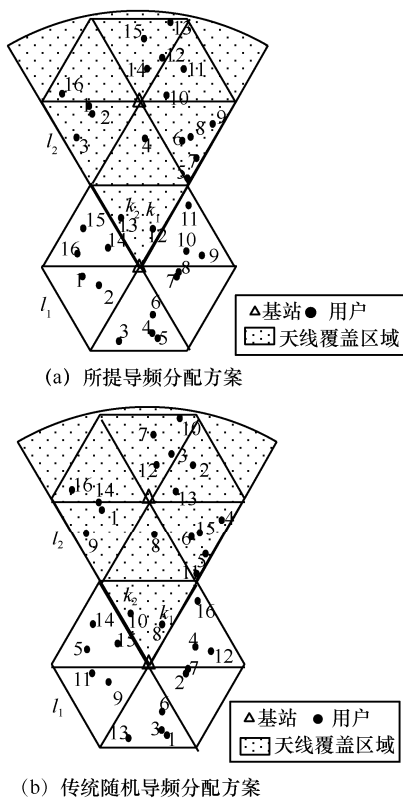


图 2 导频分配结果示意

4.2 性能分析

如图 3 所示，根据基站中不同定向天线阵列的覆盖范围，可以把小区均匀划分为 6 片区域，分别用字母 A~F 标记。在所提的导频分配方案中，根据极角坐标的大小，依次为用户分配导频，因此，特别在用户均匀分配的情况下，在不同小区中具有同一导频编号的用户有较大可能性位于编号相同的区域中。如图 2(a)所示，干扰小区 l_2 中与目标用户

k_1 、 k_2 复用了相同导频的用户均分布在区域 E 中，从而保证了导频的复用距离。而在传统的随机导频分配方案中，如图 2(b)所示，干扰小区范围内的任何一个用户，均有可能与目标用户复用相同导频。

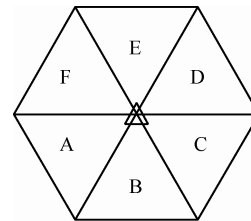


图 3 小区划分示意

4.2.1 信道估计误差

记

$$\mu_{jlm} = \sum_{l \neq j} \zeta_{jlm} \frac{\beta_{jlm}}{\beta_{llm}} = \sum_{l \neq j} \zeta_{jlm} \left(\frac{\|z_{lm} - b_l\|}{\|z_{lm} - b_j\|} \right)^K \quad (21)$$

对于目标小区内的用户信道估计结果的归一化均方误差 (NMSE, normalized mean square error)，由引理 1 可得

$$NMSE = E \left\{ \frac{\|h_{jlm} - \hat{h}_{jlm}\|^2}{\|h_{jlm}\|^2} \right\} = E \left\{ \frac{\mu_{jlm} + \frac{\sigma^2}{\rho\tau}}{1 + \mu_{jlm} + \frac{\sigma^2}{\rho\tau}} \right\} \quad (22)$$

一般情况下，由于 $\mu_{jlm} \ll 1 + \frac{\sigma^2}{\rho\tau}$ ，因此，可以

将 NMSE 近似取值为

$$NMSE \approx \frac{E\{\mu_{jlm}\} + \frac{\sigma^2}{\rho\tau}}{1 + \frac{\sigma^2}{\rho\tau}} \quad (23)$$

由式(23)可知，信道估计的 NMSE 主要受到导频污染、SNR 以及导频长度的影响。其中， $E\{\mu_{jlm}\}$ 代表导频污染对 NMSE 造成的影响，该结果仅与干扰用户的位置分布有关，可以根据造成导频污染的干扰用户的分布情况求得。其计算式为

$$E\{\mu_{jlm}\} = \sum_{l \neq j} \zeta_{jlm} \frac{\iint_{\Omega} \left(\frac{\|z_{lm} - b_l\|}{\|z_{lm} - b_j\|} \right)^K d\sigma}{\iint_{\Omega} d\sigma} \quad (24)$$

其中， Ω 表示与目标用户复用相同导频的干扰用户的分布区域。在随机导频分配方案中，该区域为干

扰小区的全部范围;而在所提导频分配方案中,尤其在用户分布均匀的情况下,该区域通常为干扰小区中与目标区域编号相同的三角形区域。

由式(24)可知,与目标用户复用相同导频的干扰用户距离目标基站越远,则造成的导频污染越少, $NMSE$ 也就越低。显然,所提方案保证了导频的复用距离,与传统的随机导频分配方案相比,该方案在信道估计上具有一定的性能优势。

4.2.2 信号干扰噪声比

当天线数 $M \rightarrow \infty$ 时,式(20)可以化简为

$$\lim_{M \rightarrow \infty} SINR_{jk} = \sum_{l \neq j} \zeta_{jklk} \left(\frac{\beta_{jlk}}{\beta_{jlk}} \right)^2 = \sum_{l \neq j} \frac{1}{\mu_{jlk}^2} \quad (25)$$

显然,当 $M \rightarrow \infty$ 时,目标信号的 $SINR$ 将受限于导频污染,导频污染成为了影响 $SINR$ 的主要因素。在所提导频分配方案下,因为导频污染被控制在较低范围内, $SINR$ 往往都能取得较高的值。

当天线数有限时,从式(20)可以发现,除了因导频复用而产生的导频污染外,同一天线阵列覆盖范围下的其他用户也会对目标用户造成干扰。当导频污染降低到一定程度后,导频污染对 $SINR$ 的影响几乎可以忽略。所提方案因为保证了导频复用的距离,能够将导频污染控制在较低范围内,在导频污染以外的干扰相对严重的情况下,可以达到接近无导频污染的性能。

4.2.3 系统公平性

在传统导频分配方案中,导频序列被随机分配给不同用户。图 2(b)中,干扰小区 l_2 内的任何一个用户都可能复用与目标用户 k_1 、 k_2 相同的导频,而不同的复用情况对目标用户造成的导频污染存在着巨大的差别。如图 2(b)所示,用户 k_1 的导频复用距离远低于用户 k_2 ,用户 k_1 将受到远低于 k_2 的导频污染,从而获得更高的可达速率。因此,在传统的随机导频分配方案中,存在着严重的不公平性。

所提方案利用了用户的位置信息,根据极角的大小依次为用户分配导频,使干扰小区中具有相邻导频编号的用户信号在到达目标基站时的信号强度较为接近。在一个定向天线阵列的覆盖范围内,由于目标区域内的用户具有相邻的导频编号,使不同用户受到的导频污染强度也相对接近。因此,所提方案能够在一定程度上提高系统的公平性,使所有用户都能获得较高的可达速率。

5 仿真结果

为了对所提方案的性能进一步分析,本节将通过蒙特卡罗仿真方法对所提方案的性能进行仿真。在本仿真系统中,考虑了一个由 L 个六边形小区组成的蜂窝网络,每个小区包含 K 个单天线用户以及一个大规模天线基站,每个基站由 6 个配备 M 根天线的定向天线阵列组成,每个天线阵列分别覆盖角度为 $\frac{\pi}{3}$ 的扇形区域,仿真模型如图 1 所示。假设通信过程采用 TDD 模式,信道服从快衰落,即信道参数在相干时间内保持不变。检测算法采用 MRC 算法。系统的默认仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数	数值
小区数	$L=7$
用户数	$K=16$
导频长度	$\tau=16$
小区半径/m	$R=500$
路径损耗指数	$\alpha=3.7$
天线数	$M=128$
信噪比/dB	$\frac{\rho}{\sigma^2}=10$

为了能够更客观地对所提方案的性能进行分析,本节的仿真实验中还增加了传统的随机导频分配方案、智能导频分配 (SPA, smart pilot assignment) 方案^[16]以及无导频污染情况作为对比。其中,SPA 方案首先利用信道的大尺度衰落系数计算出目标小区内所有用户受到的多用户干扰强度,并根据受干扰强度的大小对用户进行降序排列,然后通过穷举的方法优先为受干扰较为严重的用户挑选最佳的导频。SPA 方案由于需要通过穷举的方法来依次为不同用户选择最优的导频,该方案的计算复杂度为 $O(K \lg K)$,而随机导频分配方案以及本文所提方案由于不需要穷举或迭代操作,其计算复杂度均仅为 $O(1)$ 。

由式(24)可以看出,在干扰用户到干扰小区基站的距离一定的情况下,干扰用户到目标小区基站的距离越远,对目标用户造成的干扰越轻。所提方案通过将导频干扰用户到目标基站的距离控制在较远的范围内,从而控制目标用户受到的导频污染。表 2 和表 3 分别给出了导频干扰用户到目标小区以及所在小区基站间的距离与小区半径之比。对比随机导

频分配方案与所提方案的数据可以发现, 2 个方案中, 导频干扰用户到所在小区基站间的平均距离几乎一致, 而所提方案中用户到目标小区基站的平均距离明显超过随机分配方案。特别地, 随机分配方案中, 存在部分导频干扰用户与目标基站间的距离非常接近, 该部分用户可能会对目标用户造成严重的导频污染。另外, 所提方案中不同干扰用户到目标小区基站距离的方差更低, 说明了不同干扰用户对目标用户造成的导频污染强度差别更小, 从而在一定程度上提高了系统的公平性。对比所提方案与 SPA 方案的数据可以发现, 尽管所提方案中导频干扰用户到目标基站间的平均距离更远, 但 SPA 方案中干扰用户到所在小区基站间的距离也相对更近。由式(24)可以发现, 导频干扰的强度与干扰用户到所在小区基站的距离也有密切关系。这是因为本文仿真系统对用户的发射功率进行了功率控制, 用户距离所在小区基站越近, 用户的发射功率越低, 对相邻小区造成的干扰也就相应降低。因此, 所提方案与 SPA 方案的性能优劣还需要进一步比较。

表 2 导频干扰用户到目标小区基站距离与小区半径之比

方案	平均最小值	平均值	方差
随机分配	1.04	1.80	0.21
所提方案	1.68	2.19	0.08
SPA 方案	1.37	1.93	0.10

表 3 导频干扰用户到所在小区基站距离与小区半径之比

方案	平均最小值	平均值	方差
随机分配	0.25	0.62	0.042
所提方案	0.25	0.62	0.042
SPA 方案	0.19	0.46	0.035

如图 4 所示, 在不同 SNR 下, 所提方案的归一化均方误差都明显低于传统的随机导频分配方案, 所提方案能够有效提高信道估计的精确度。与 SPA 方案相比, 所提方案的归一化均方误差略高, 但也比较接近。另外, 当 SNR 较低时, 所提方案、SPA 方案以及无导频污染下的归一化均方误差十分接近, 说明在低 SNR 的情况下, 所提方案以及 SPA 方案均能提供接近无导频污染的性能。随着 SNR 的提高, 随机分配方案、所提方案以及 SPA 方案的归一化均方误差曲线均趋于平稳, 此时, 由于噪声的干扰下降到了一定程度, 导频污染成为了影响信道估计结果的决定性因素。

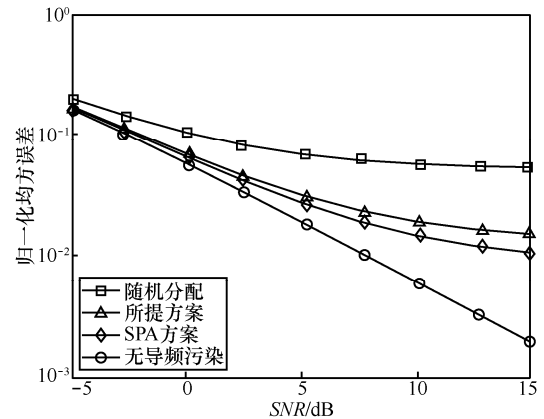


图 4 不同信噪比下的归一化均方误差

图 5 给出了不同天线数情况下的小区所有用户的可达和速率。从图 5 可以看出, 在导频污染存在的条件下, SPA 方案的可达速率最高, 所提方案次之, 随机导频分配方案的性能最差。特别地, 当基站的天线数少于 10^4 时, 所提方案与 SPA 方案的性能十分接近, 均趋近于无导频污染的情况。由式(20)可以知道, 在基站天线数较少的情况下, 导频污染以外的干扰因素(包括多用户干扰与噪声干扰等, 以下简称非导频干扰)在总的干扰信号中仍然占据较大比重。此时, 当导频污染下降到一定程度后(远低于非导频干扰), 导频污染对可达和速率的影响几乎可以忽略。由于所提方案以及 SPA 方案均能将导频污染控制在较低的范围内, 在天线数较少的时候, 能够提供接近无导频污染的性能。随着基站天线数的增加, 导频污染在干扰源中占据的比重越来越大, 非导频干扰对系统性能的影响可以逐渐忽略。由式(25)可知, 当天线数趋于无穷大后, SINR 与导频污染的平方成反比。图 5 中的虚线分别表示随机分配、所提方案以及 SPA 方案在天线数趋于无穷大时, 小区用户可达和速率的渐近极限。

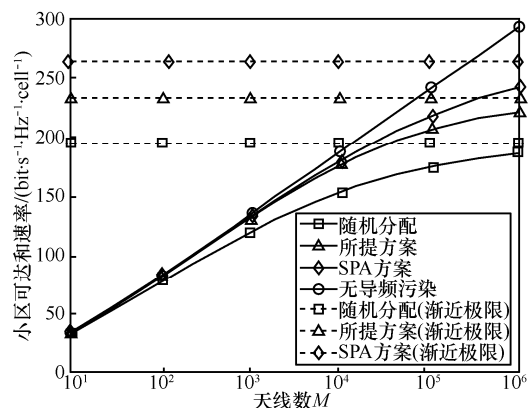


图 5 不同天线数下的小区可达和速率

在导频污染存在的情况下，小区的可达和速率随天线数的增加而不断上升，并逐渐趋近于其性能极限。而在无导频污染的情况下，小区的可达和速率能够与天线数的对数始终保持近似正比的关系。

图 6 为 8 移相键控(8PSK, 8 phase shift keying) 调制下的上行数据传输误比特率 (BER, bit error rate)。如图 6 所示，在天线数相对有限的情况下，所提方案与 SPA 方案的误比特率十分接近，均明显低于随机导频分配方案。在现阶段，大规模 MIMO 基站通常只能配备一两百根天线。尽管此时所提方案的性能仍略低于 SPA 方案，但考虑到所提方案的计算复杂度远低于 SPA 方案，所提方案在实际系统中的应用仍然具有较大的优势。

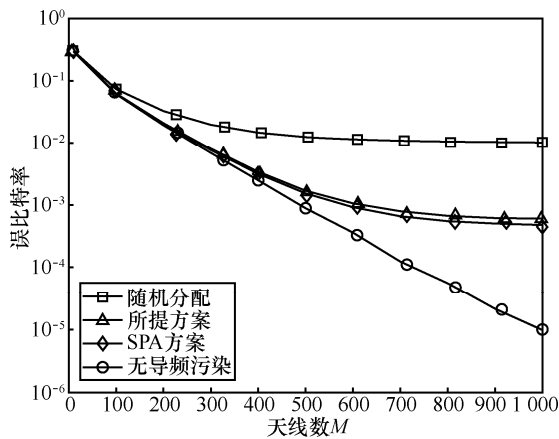


图 6 不同天线数下的信号传输误比特率

图 7 给出了上行传输中关于用户 SINR 的累积分布函数 (CDF, cumulative distribution function)。在图 7 中，CDF 的曲线越陡峭，说明不同用户间的 SINR 差别越小，系统的公平性越高。显然，所提方案、SPA 方案以及无导频污染情况下的 CDF 曲线都明显比随机导频分配方案的 CDF 曲线陡峭，说明所提方案、SPA 方案以及在无导频污染情况下均具有较高的系统公平性。特别地，在传统的随机导频分配方案中，有大概 10% 的用户 SINR 低于 10 dB，该部分用户的可达速率远低于其他用户，并由此产生了严重的系统不公平性。而在所提方案以及 SPA 方案中，几乎所有用户的 SINR 都超过 10 dB，全体用户的通信质量都有了保障。另外，通过图 7 中对 CDF 曲线的局部放大图可以看出，SPA 方案的 CDF 曲线比所提方案略陡峭，说明 SPA 方案的系统公平性更高，但总体而言，区别并不是很大。

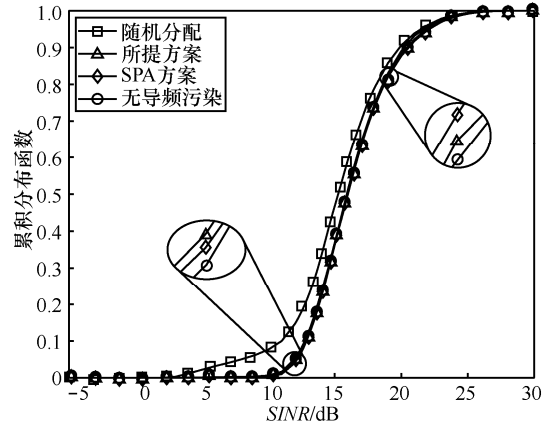


图 7 用户信号的信号干扰噪声比的累积分布函数

6 结束语

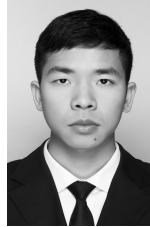
本文提出了一种基于用户位置信息的导频分配方案。该方案根据用户位置在以所在小区基站为极点的极坐标系下的极角大小，对用户进行排序并依次分配导频。该方案结合了定向天线的特点，能够将用户间的导频污染控制在较低水平。理论与仿真结果表明，所提方案能够有效降低用户间的导频污染，从而提高信道估计的准确度，提升用户传输的可达速率，并降低数据传输的误比特率。另外，所提方案通过降低导频分配的随机性，使不同用户的 SINR 更为接近，提高了系统的公平性。在仿真实验中，所提方案的性能与 SPA 方案十分接近，且所提方案的计算复杂度远低于后者。

参考文献:

- [1] BALDEMAIR R, DAHLMAN E, FODOR G, et al. Evolving wireless communications: addressing the challenges and expectations of the future[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2013, 8(1): 24-30.
- [2] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2016, 18(3): 1617-1655.
- [3] LARSSON E, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.
- [4] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 742-758.
- [5] ZUO J, ZHANG J, YUEN C, et al. Multicell multiuser massive MIMO transmission with downlink training and pilot contamination precoding[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6301-6314.
- [6] FANG X, FANG S, YING N, et al. The performance of massive MIMO systems under correlated channel[C]// IEEE International Conference on Networks (ICON). Singapore, 2013: 1-4.

- [7] YUAN F, YANG C, WANG G, et al. Adaptive channel feedback for coordinated beamforming in heterogeneous networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(8): 3980-3994.
- [8] YAN X, YIN H, XIA M, et al. Pilot sequences allocation in TDD massive MIMO systems[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. New Orleans, 2015: 1488-1493.
- [9] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [10] MOCHAOURAB R, BJÖRNSON E, BENGTTSSON M. Adaptive pilot clustering in heterogeneous massive MIMO networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 15(8): 5555-5568.
- [11] ZHU X, DAI L, WANG Z. Graph coloring based pilot allocation to mitigate pilot contamination for multi-cell massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(10): 1842-1845.
- [12] DONG G, ZHOU X, ZHANG H, et al. Linear programming based pilot allocation in TDD massive multiple-input multiple-output systems[C]//IEEE Vehicular Technology Conference. Nanjing, 2016: 1-5.
- [13] CHEN J C, WEN C K, JIN S, et al. A low complexity pilot scheduling algorithm for massive MIMO[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 6(1): 18-21.
- [14] ZHANG B, BAI Z Q, LI J H, et al. Artificial fish swarm algorithm based pilot allocation in massive MIMO system[C]//IEEE International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). Qingdao, 2016: 82-86.
- [15] ATZENI I, ARNAU J, DEBBAH M. Fractional pilot reuse in massive MIMO systems[C]//IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW). London, 2015: 1030-1035.
- [16] ZHU X, WANG Z, DAI L, et al. Smart pilot assignment for massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1644-1647.
- [17] 宋新雷, 杨霖, 杜嘉良. 联合时移和空间划分方法抑制大规模 MIMO 导频污染[J]. 通信学报, 2017, 38(2): 165-172.
- SONG X L, YANG L, DU J L. Pilot decontamination in massive MIMO system combining time-shifted and cell sectorization pilot assignment[J]. Journal on Communications, 2017, 38(2): 165-172.
- [18] ZHAO P, WANG Z, QIAN C, et al. Location-aware pilot assignment for massive MIMO systems in heterogeneous networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6815-6821.
- [19] ABU-SHABAN Z, ZHOU X, ABHAYAPALA T D. A novel TOA-based mobile localization technique under mixed LOS/NLOS conditions for cellular networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(11): 8841-8853.
- [20] TARANTO R D, MUPPURISETTY S, RAULEFS R, et al. Location-aware communications for 5G networks: how location information can improve scalability, latency, and robustness of 5G[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(6): 102-112.
- [21] BJÖRNSON E, LARSSON E G, DEBBAH M. Massive MIMO for maximal spectral efficiency: how many users and pilots should be allocated?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(2): 1293-1308.
- [22] NGO H Q, LARSSON E G, MARZETTA T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(4): 1436-1449.

作者简介:



杜嘉良 (1993-), 男, 广东广州人, 电子科技大学硕士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 系统物理层中的关键技术、导频污染和预编码。



杨霖 (1977-), 男, 四川珙县人, 电子科技大学副教授, 主要研究方向为无线移动通信、现代通信中的信号处理。



宋新雷 (1989-), 男, 河南商丘人, 电子科技大学硕士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 导频污染抑制方法。