



大规模 MIMO 系统中的动态导频分配方案

方昕, 李兴兴, 曹海燕, 潘鹏, 刘云驹

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 针对多小区大规模多输入多输出 (MIMO) 系统中存在的导频污染问题, 通过分析 MMSE 信道估计产生的误差, 提出了一种动态导频分配方案。该方案将目标小区与相邻小区相邻的边缘区域内的用户进行动态导频分配, 剩余区域内的用户进行随机导频分配来提升系统下行链路的平均可达和速率。仿真结果表明, 该方法不仅能显著地提升信道估计的性能, 而且还能有效地提高整个系统下行链路的可达和速率。

关键词: 大规模 MIMO; 导频污染; 导频分配; 可达和速率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017185

Dynamic pilot allocation scheme in massive MIMO system

FANG Xin, LI Xingxing, CAO Haiyan, PAN Peng, LIU Yunju

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: In order to solve the problem of the pilot contamination in multi-cell massive multiple input multiple output (MIMO) system, a dynamic pilot allocation scheme was proposed by analyzing the error of MMSE channel estimation. Users living in the fringe regions between the target cell and adjacent cells adopt the dynamic pilot allocation scheme, the rest of users are randomly pilot allocation to increase the average achievable sum rate of the downlink. The simulation results show that the proposed method can not only apparently improve the performance of the channel estimation, but also effectively improve the achievable sum rate of the downlink in the whole system.

Key words: massive MIMO, pilot contamination, pilot allocation, achievable sum rate

1 引言

由于大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统可以简单地通过增加小区基站端天线数目大幅度地提升系统容量, 因此大规模 MIMO 成为近几年通信界研究的热点^[1-3]。大规模 MIMO 是一种依赖空间复用的技术, 需要精确地获得上下行链路的信道状态信息。在 TDD 系统中, 上行链路的信道状态信息可以利用用户的发送导频通过信道估计获得, 下行链路的信道状态信息可以利用信道的互易性来获得。但是由于导频信号空间的维数有限, 分布在不同

收稿日期: 2017-02-28; 修回日期: 2017-06-06

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61501158); 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY14F010019); 浙江省固态存储和数据安全关键技术重点科技重新团队资助项目 (No.2013TD03)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China for Youths (No.61501158), The Natural Science Foundation of Zhejiang Province of China (No.LY14F010019), Solid State Storage and Data Security Key Technology of Zhejiang Province of China (No.2013TD03)

小区的用户采用相同的导频同时进行发射的情况是不可避免的,从而导致目标小区基站无法区分,这样就造成了导频污染^[4-6]。

目前针对导频污染问题的研究,已有很多文献给出了相应的解决办法。参考文献[7-13]从导频分配的角度对导频污染问题进行了深入的研究。参考文献[7,8]针对小区基站同时接收用户发送的非正交导频产生的干扰问题,提出了一种导频时移方案。该方案将小区划分为两类,当一类用户发送导频时,另一类用户进行数据发送。该方案可以大大减小导频污染。参考文献[9]同样利用导频时移来减轻导频污染,通过将某个小区内的导频时隙对齐到相邻小区的数据时隙,在不同小区同步传输方案下有效地抑制了导频污染。参考文献[10]也提出了一种时移导频分配方案,该方案将目标小区与相邻小区所有用户之间的大尺度衰落系数总和的大小进行排序,将小区等分成组,每组之间的用户通过采用时移导频的策略来降低导频污染的影响,与参考文献[7]相比,该方案具有更低的计算复杂度。参考文献[11]为小区中心的用户分配相同的导频,而为小区边缘的用户分配正交的导频,从而减轻导频污染,提升系统的容量,但当小区边缘的用户数量相对较大时,如何获得所需数量的正交导频序列是一个必须解决的问题。参考文献[12]将多小区大规模 MIMO 系统中每个小区划分成六等块,相同小区不同块之间的用户使用相互正交的导频,并且每一块内的用户与邻近小区划分的邻接块内的用户也发送相互正交的导频。该方法在减小导频污染的同时,有效地提高了下行链路的平均可达和速率。参考文献[13]考虑到不同用户与基站之间的信道质量可能不同的情况,提出将目标小区邻近的小区边缘区域进行处理,通过导频的动态分配来减轻导频污染,并证明该方案能够有效地提升系统的上行 SINR。通过采用一些智能算法也能有效地减轻导频污染对系统的影响,并且该方面的研究也很多。

参考文献[14]由于大规模 MIMO 系统的导频资源有限,当所有小区复用同一组导频序列时,基于着色算法提出了一种减轻导频污染的方法。该方法主要原理是为不同小区之间的用户寻找最佳复用同一导频序列。其性能比采用时移导频序列时更优,但是存在计算复杂度过高的缺点。参考文献[15]提出了一种基于交替最小化的导频污染减小算法。与导频复用(pilot reuse)技术的导频序列是个定值相比,采用此算法设计的导频序列长度任意,因此可以更加灵活地增加系统的频谱效率。参考文献[16]利用注水法提出了一种低复杂度的导频分配策略,从而有效地减轻了导频污染的影响。参考文献[17]以系统能效最大化为准则,利用博弈论原理提出了一种用户导频功率的数据功率的联合分配策略,仿真结果表明该策略可以减小导频污染,有效提升系统的性能。

导频污染主要是由期望信道和干扰信道的相互交叠而导致信道估计的准确度不够高形成的,针对目前解决导频污染问题的文献来看,其主要集中对小区边缘用户导频的处理。对于分布在小区内的用户而言,当用户与基站之间的距离不一样时,受导频污染影响的程度也不一样。同时对于一些改进解决导频污染算法的复杂度问题也是一个关注的重点^[18,19]。

参考文献[11]针对小区边缘用户导频污染问题,将目标小区与干扰小区都分成两块区域,即中心区域和边缘区域,对分布在中心区域内的用户随机地分配导频序列,对分布在边缘区域内的用户分配正交的导频序列。但是该方案必须建立在每一个小区中心区域内的用户数和边缘区域内的用户数都保持相等的情况下,应用场景比较理想化。本文针对这一缺陷进行改进,从 MMSE 信道估计误差进行分析,提出了一种动态导频分配方案。该方案将干扰小区分成边缘区域和非边缘区域,在不同小区间的用户复用同一组正交导频序列的情况下,利用强弱结合的思想动态地给分



布在边缘区域内的用户分配导频序列,而非边缘区域内的用户随机地分配导频序列,尽可能提升系统下行链路的 SINR,从而达到减轻导频污染的目的。仿真结果表明,无论是与传统的导频分配还是与参考文献[13]中的导频分配方案相比,本文所提方案的系统性能均得到了不同幅度的提升,不仅能显著地提升信道估计的性能,并且还能有效地提高整个系统下行链路的可达和速率。

本文使用的符号定义如下:用斜体大小写字母表示矩阵和矢量。 $()^{-1}$ 、 $()^T$ 、 $()^*$ 分别表示矩阵的求逆、转置以及共轭转置, I_N 表示 N 阶单位阵。

2 系统模型

大规模 MIMO 系统模型如图 1 所示。由图 1 可知,系统由 L 个半径为 R 的小区组成,每个小区都包含一个配备了 M 根天线的基站和 K 个随机分配在小区内的单天线用户。在上行链路中,用户向基站发送导频序列,基站根据接收到的信号对该链路的信道状态信息(channel state information, CSI)进行估计。在下行链路中,利用信道的互易性可以直接获取该链路的 CSI。

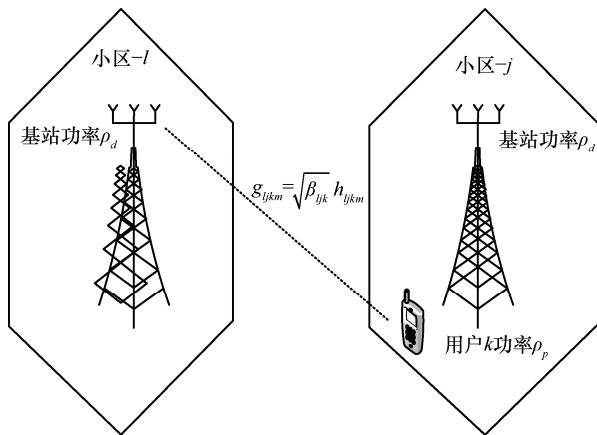


图1 大规模 MIMO 系统模型

假设所有小区在时间域上是同步的,上行链路所有用户发送导频序列的功率均为 ρ_p ,下行链路基站发送数据的功率为 ρ_d 。由 $\mathbf{g}_{ljk} = \sqrt{\beta_{ljk}} \mathbf{h}_{ljkM}$ 可

得,第 j 个小区内第 k 个用户与第 l 个小区基站之间的信道 $\mathbf{g}_{ljk} \in \mathbf{C}^{1 \times M}$ 可进一步表示为:

$$\mathbf{g}_{ljk} = \sqrt{\beta_{ljk}} [h_{ljk1}, h_{ljk2}, \dots, h_{ljkM}] \quad (1)$$

其中, h_{ljkM} 是一个的复高斯随机变量,表示第 j 个小区内的第 k 个用户与第 l 个小区基站侧第 m 根天线之间的小尺度衰落系数。假设所有的信道参数均为常数, β_{ljk} 表示第 j 个小区内第 k 个用户与第 l 个小区基站之间的大尺度衰落系数,可以表示为:

$$\beta_{ljk} = \frac{z_{ljk}}{(r_{ljk}/R)^\alpha} \quad (2)$$

其中, z_{ljk} 表示阴影衰落,服从标准正态分布。 r_{ljk} 表示第 j 个小区内第 k 个用户与第 l 个小区基站之间的距离。 α 为路径损耗因子。

2.1 上行链路

令第 j 个小区内所有用户发送的导频序列为 $\boldsymbol{\varphi}_j = [\varphi_{j1}, \varphi_{j2}, \dots, \varphi_{jK}] \in \mathbf{C}^{r \times K}$, 其中 $\varphi_{jk} \in \mathbf{C}^{r \times 1}$ 表示第 j 个小区内第 k 个用户发送的导频信号。由于导频资源有限,不同小区之间的用户将复用同一组正交导频,即 $\boldsymbol{\varphi}_l = \boldsymbol{\varphi}_j = \boldsymbol{\varphi} (l, j = 1, 2, \dots, L)$ 。因此,当用户发送导频的功率为 ρ_p 时,则第 l 个小区基站接收到的信号为:

$$\mathbf{Z}_l = \sqrt{\rho_p \tau} \sum_{j=1}^L \boldsymbol{\varphi}_j \sqrt{\mathbf{D}_j} \mathbf{H}_j + \mathbf{W}_l \quad (3)$$

其中, $\mathbf{W}_l$ 表示第 l 个小区内的高斯白噪声,其元素满足 $CN(0,1)$ 。 $\mathbf{D}_j$ 和 $\mathbf{H}_j$ 分别为:

$$\mathbf{D}_j = \text{diag} \{ [\beta_{j1}, \beta_{j2}, \dots, \beta_{jK}] \} \in \mathbf{C}^{K \times K} \quad (4)$$

$$\mathbf{H}_j = [h_{j1}, h_{j2}, \dots, h_{jK}]^T \in \mathbf{C}^{K \times M} \quad (5)$$

采用 MMSE 信道估计^[1]算法进行估计,则 $\mathbf{H}_j$ 的估计值为:

$$\hat{\mathbf{H}}_j = \sqrt{\rho_p \tau} \mathbf{D}_j \boldsymbol{\varphi}_j^* \left(\mathbf{I} + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \boldsymbol{\varphi}_i \mathbf{D}_i \boldsymbol{\varphi}_i^* \right)^{-1} \mathbf{Z}_l \quad (6)$$

2.2 下行链路

在该链路中,第 l 个小区基站向用户发送信

号前,先要对信号进行预编码处理。令基站发送的信号为 $\mathbf{q}_l = [q_{l1}, q_{l2}, \dots, q_{lK}]^T \in \mathbf{C}^{K \times 1}$, 预编码矩阵为 $\mathbf{P}_l = f(\hat{\mathbf{H}}_l) \in \mathbf{C}^{M \times K}$, 其中 $f(\cdot)$ 表示下行预编码技术的类型。利用大规模 MIMO 系统在 TDD 模型下信道的互易性, 结合上行链路估计出来的 CSI, 可得第 j 个小区用户接收到的信号为:

$$\mathbf{X}_j = \sqrt{\rho_d} \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{lj}^T \mathbf{P}_l \mathbf{q}_l + \mathbf{n}_j \quad (7)$$

其中, $\mathbf{G}_{lj}$ 表示第 l 个小区基站侧 M 根天线与第 j 个小区 K 个用户之间的信道, $\mathbf{n}_j$ 表示第 j 个小区内的加性高斯白噪声。因此, 第 j 个小区内第 k 个用户接收到的信号为:

$$\begin{aligned} x_{jk} &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^K \sqrt{\rho_d} \mathbf{g}_{ljk} \mathbf{p}_{li} q_{li} + n_{jk} \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^K \sqrt{\rho_d \beta_{ljk}} [h_{ljk1}, h_{ljk2}, \dots, h_{ljkM}] \mathbf{p}_{li} q_{li} + n_{jk} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{p}_{li}$ 表示预编码矩阵 $\mathbf{P}_l$ 的第 i 列, n_{jk} 表示第 j 个小区内加性高斯白噪声的第 k 个元素。令 $b_{li}^{jk} = \sqrt{\rho_d \beta_{ljk}} [h_{ljk1}, h_{ljk2}, \dots, h_{ljkM}] \mathbf{p}_{li}$, 则第 j 个小区内第 k 个用户可获得的速率为:

$$R_{jk} = \text{lb} \left(1 + \frac{|E[b_{jk}^{jk}]|^2}{1 + \text{var}\{b_{jk}^{jk}\} + \sum_{(l,i) \neq (j,k)} E[|b_{li}^{jk}|^2]} \right) \quad (9)$$

在大规模 MIMO 系统中, 由于基站侧配备了庞大数目的天线, 当 M 趋向于无穷大时, 式 (9) 可以化简为:

$$R_{jk} = \text{lb} \left(1 + \frac{\beta_{jjk}^2}{\sum_{l=1, l \neq j}^L \beta_{ljk}^2} \right) \quad (10)$$

将式 (2) 代入式 (10) 可得:

$$R_{jk} = \text{lb} \left(1 + \frac{z_{jjk}^2}{r_{jjk}^{2\alpha}} \sum_{l=1, l \neq j}^L \frac{r_{ljk}^{2\alpha}}{z_{ljk}^2} \right) \quad (11)$$

由式 (11) 可知, 当 M 趋向于无限大时, 第 j 个小区内的第 k 个用户可获得的速率只与两个变量有直接的关系, 即该用户与小区基站之间的距离以及该用户所处环境下的阴影衰落系数。一般来说, 对于特定的环境, 阴影衰落系数是一个固定值, 因此用户的速率只跟该用户与小区基站之间的距离有关。用户可达速率与离基站之间距离的关系如图 2 所示, 该图描述了多个小区大规模 MIMO 系统中任意一个小区内某个用户获得的速率与该用户离基站之间距离的关系。由图 2 可知, 当用户离所在小区基站的距离越远时, 用户获得的速率越小, 即小区边缘区域内的用户获得的速率较小, 基站周围的用戶获得的速率较大。其原因在于分布在小区边缘处的用户受到的导频污染更为严重, 而分布在非边缘区域内的用户受到的导频污染比较轻。

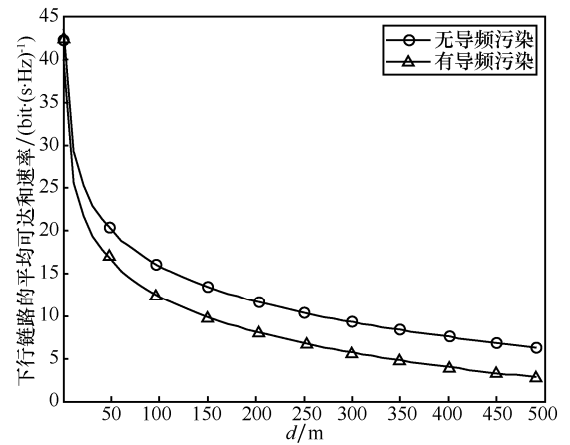


图2 用户可达速率与离基站之间距离的关系

3 导频分配

由第 2 节的分析可知, 分布在小区边缘区域内的用户受导频污染的影响最为严重。因此本节将先分析 MMSE 信道估计产生的误差, 在此基础上给出了一种动态导频分配方案。

3.1 信道估计误差分析

本文采用 MMSE 信道估计算法, 由式 (4) 和式 (5) 可得第 l 个小区内用户获得的 CSI 为:



$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{H}}_{ll} &= \sqrt{\rho_p \tau \mathbf{D}_{ll}} \boldsymbol{\Phi}_j^* \left(\mathbf{I} + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \boldsymbol{\Phi}_i \mathbf{D}_{li} \boldsymbol{\Phi}_i^* \right)^{-1} \mathbf{Z}_l \\
&= \sqrt{\rho_p \tau \mathbf{D}_{ll}} \boldsymbol{\Phi}_j^* \left(\mathbf{I} + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{li} \right)^{-1} \boldsymbol{\Phi}_i^* \mathbf{Z}_l \quad (12) \\
&= \sqrt{\rho_p \tau \mathbf{D}_{ll}} \left(\mathbf{I} + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \mathbf{D}_{li} \right)^{-1} \boldsymbol{\Phi}^* \mathbf{Z}_l
\end{aligned}$$

联合式 (3) 和式 (12) 可得, 第 l 个小区内的第 k 个用户获得的 CSI 为:

$$\hat{\mathbf{h}}_{llk} = \frac{\rho_p \tau \sqrt{\beta_{llk}}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} \sum_{j=1}^L \sqrt{\beta_{ljk}} \mathbf{h}_{ljk} + \frac{\rho_p \tau \sqrt{\beta_{llk}}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} \boldsymbol{\Phi}_k^* \mathbf{W}_l \quad (13)$$

其中, $\boldsymbol{\Phi}_k^*$ 表示 $\boldsymbol{\Phi}^*$ 的第 k 行。因此, $\hat{\mathbf{h}}_{llk}$ 的 MSE 为:

$$\begin{aligned}
MSE(\hat{\mathbf{h}}_{llk}) &= \frac{1}{M} E \left\{ \left| \hat{\mathbf{h}}_{llk} - \mathbf{h}_{llk} \right|^2 \right\} \\
&= \frac{1}{M} E \left\{ \left| \frac{\rho_p \tau \sqrt{\beta_{llk}}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} \sum_{j=1, j \neq l}^L \sqrt{\beta_{ljk}} \mathbf{h}_{ljk} + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. \frac{\sqrt{\rho_p \tau \beta_{llk}}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} \boldsymbol{\Phi}_k^* \mathbf{W}_l + \left(\frac{\rho_p \tau^2 \beta_{llk}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} - 1 \right) \mathbf{h}_{llk} \right|^2 \right\} \\
&= \frac{1}{M} E \left\{ \frac{\rho_p^2 \tau^2 \beta_{llk}}{\left(1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}} \right)^2} \sum_{j=1, j \neq l}^L \beta_{ljk} \mathbf{h}_{ljk} \mathbf{h}_{ljk}^* + \right. \\
&\quad \left. \frac{\rho_p \tau \beta_{llk}}{\left(1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}} \right)^2} \boldsymbol{\Phi}_k^* \mathbf{W}_l \mathbf{W}_l^* \boldsymbol{\Phi}_k + \right. \\
&\quad \left. \left(\frac{\rho_p^2 \tau^2 \beta_{llk}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} - 1 \right)^2 \mathbf{h}_{llk} \mathbf{h}_{llk}^* \right\} \quad (14)
\end{aligned}$$

由参考文献[8]可知, 假设 $\boldsymbol{\Xi} \in \mathbf{C}^{M \times 1}$ 是归一化

的复高斯随机向量, 当 M 趋于无穷大时, 可以得到 $\boldsymbol{\Xi} \boldsymbol{\Xi}^* / M = \mathbf{I}$, 因此式 (14) 可以化简为:

$$\begin{aligned}
MSE(\hat{\mathbf{h}}_{llk}) &\stackrel{M \rightarrow \infty}{=} \frac{\rho_p^2 \tau^2 \beta_{llk}}{\left(1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}} \right)^2} \sum_{j=1, j \neq l}^L \beta_{ljk} + \\
&\quad \left(\frac{\rho_p \tau \beta_{llk}}{\left(1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}} \right)^2} + \left(\frac{\rho_p^2 \tau^2 \beta_{llk}}{1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}}} - 1 \right)^2 \right) \quad (15)
\end{aligned}$$

由式 (15) 可知, MMSE 信道估计的误差可以分为两部分, 一部分由导频污染造成, 另一部分由噪声引起。由噪声引起的部分可以通过增大信号的发送功率进行抑制, 而由导频污染造成的部分无法通过增大信号的发送功率进行消除。因此, 为了减小信道估计产生的 MSE, 只能从减小导频污染这方面着手研究。

3.2 动态导频分配方案

由式 (11) 和式 (15) 可知, 当相邻小区用户的干扰强度相比于目标小区用户的信号强度不可忽略时, 就产生了导频污染。并且当相邻小区内用户干扰强度越大时, 产生的导频污染也越大, 即用户越靠近小区边缘, 产生的导频污染越严重。因此, 合理地分布为分布在小区边缘区域内的用户分配导频, 可以有效地减小信道估计产生的 MSE。

由式 (2) 可知, 在小区半径和阴影衰落系数均已知的情况下, 大尺度衰落系数与用户离基站之间的距离密切相关, 即 $\beta_{ljk} \rightarrow r_{ljk}^{-\alpha}$ 。由于某点的信号强弱与该点与信号源的距离成反比, 结合大尺度衰落系数与用户离基站之间的距离也成反比的特点, 因此可以利用大尺度衰落系数的某种关系来表示信号强度。对于目标小区, 定义 $\boldsymbol{\chi}_{\text{sig}}^{\text{aim}} = \{\chi_1^{\text{aim}}, \dots, \chi_k^{\text{aim}}, \dots, \chi_K^{\text{aim}}\}$ 用来表示用户信号强度, χ_k^{aim} 可以表示为:

$$\chi_k^{\text{aim}} = \beta_{lk}^2, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (16)$$

对于相邻小区, 定义 $\chi_{\text{int}}^{\text{adj}} = \{\chi_1^{\text{adj}}, \dots, \chi_k^{\text{adj}}, \dots, \chi_K^{\text{adj}}\}$ 用来表示相邻小区用户的干扰信号强度, χ_k^{adj} 可以表示为:

$$\chi_k^{\text{adj}} = \sum_{l \neq j} \beta_{lk}^2, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (17)$$

传统的导频分配方案是在将一组正交导频序列随机分配给小区内的用户, 但是没有考虑目标小区内用户与相邻小区内用户之间的相对距离产生的影响。事实上, 导频污染主要来源于相邻小区边缘区域的用户, 小区中心区域的用户产生的导频污染较小。出于这方面的考虑, 可以将目标小区邻近的小区边缘区域进行处理, 边缘区域划分方式如图3所示。

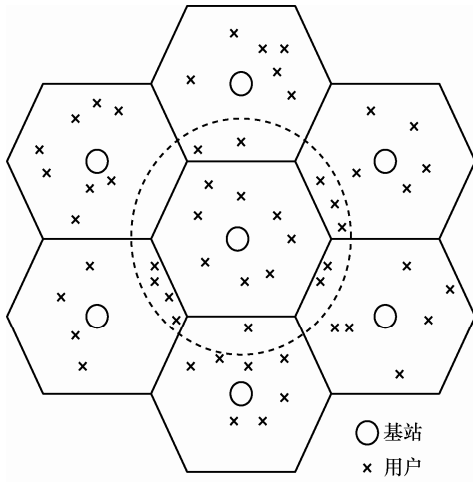


图3 边缘区域划分方式

图3中虚线圆划分的原理是以目标小区基站为圆心, 一定门限阈值的信号强度为半径。假设该门限阈值为 χ_{thr} , 当相邻小区内用户干扰信号 $\chi_k^{\text{adj}} \geq \chi_{\text{thr}}$ 时, 将该用户归为 U_{edge} ; 当相邻小区内用户干扰信号 $\chi_k^{\text{adj}} < \chi_{\text{thr}}$ 时, 将该用户归为 U_{non} 。

对于大规模 MIMO 系统而言, 导频资源是有限的。针对此情况, 当所有小区复用同一组正交导频序列时, 可以通过如下方式进行导频分配。

步骤1 将目标小区内的用户按信号强度进行降序排列: $U_{\text{aim}}^{\text{down}} : \{\chi_1^{\text{aim}}, \chi_2^{\text{aim}}, \dots, \chi_K^{\text{aim}}\}$ 。

步骤2 给目标小区内的用户分配导频序列,

即将 φ_k 分配给信号强度为 χ_k^{aim} 的用户: $\varphi_k \rightarrow \chi_k^{\text{aim}}$ 。

步骤3 将相邻小区内的用户按对目标小区用户产生的干扰强度进行升序排列:

$$U_{\text{adj}}^{\text{up}} : \{\chi_1^{\text{adj}}, \chi_2^{\text{adj}}, \dots, \chi_K^{\text{adj}}\}。$$

步骤4 根据阈值 χ_{thr} , 对相邻小区内的用户进行分类。

```
for k = 1 : K
    if  $\chi_k^{\text{adj}} \geq \chi_{\text{thr}}$ 
         $\chi_k^{\text{adj}} \in U_{\text{edge}}$ 
    else
         $\chi_k^{\text{adj}} \in U_{\text{non}}$ 
    end
end
```

步骤5 统计 U_{edge} 内的用户个数 n , 则 U_{non} 内的用户个数为 $K - n$ 。对 U_{edge} 内的 n 个用户进行动态导频分配, 对 U_{non} 内的 $(K - n)$ 个用户进行随机导频分配。

```
 $U_{\text{edge}}$  : for k = 1 : n
     $\varphi_k : \chi_k^{\text{adj}} \xleftarrow{\text{强弱对应}} \chi_k^{\text{aim}}$ 
end
 $U_{\text{non}}$  : for k = n + 1 : K
     $\varphi_k : \chi_k^{\text{adj}} \xleftarrow{\text{随机分配}} \chi_k^{\text{aim}}$ 
end
```

当导频资源充足时, 即存在一组额外的正交导频, 为了抑制相邻小区边缘处用户产生的导频污染, 对 U_{edge} 内的用户直接分配正交的导频序列。由于分布在非边缘区域内的用户给系统带来的导频污染很小, 因此对 U_{non} 内的用户采用随机分配导频的策略。

3.3 性能分析

本小节将证明所提动态导频分配方案是一种最优的导频分配方案, 并从信道估计产生的 MSE 出发来说明该导频分配方案的可行性。由式(8)可知, 在传统的导频分配方案下第 j 个小区内第 k 个



用户的下行链路信号干扰噪声比为:

$$SINR_{jk} = \frac{|g_{jk} p_{jk}|^2}{\sum_{(l,i) \neq (j,k)} |g_{li} p_{li}|^2 + |n_{jk}|^2 / \rho_d} \quad (18)$$

当 M 趋向于无穷大时, 式 (18) 可以化简为:

$$SINR_{jk} = \frac{\beta_{jk} \kappa_{jk}}{\sum_{(l,i) \neq (j,k)} \beta_{li} \kappa_{li}} \quad (19)$$

其中, $\kappa_{jk} = \lim_{M \rightarrow \infty} (|p_{jk}|^2 / M)$ 。为了使证明简便, 考虑两个小区的情况, 由式 (16) 可得目标小区基站接收到本小区用户的信号强度为:

$$\chi_{jk}^{\text{aim}} = \beta_{jk} \kappa_{jk}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (20)$$

由式 (17) 可得相邻小区内用户的干扰强度为:

$$\chi_{lk}^{\text{adj}} = \sum_{l \neq j} \beta_{lj} \kappa_{lk}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (21)$$

此时, 目标小区内 K 个用户的下行平均 SINR 为:

$$SINR_{\text{avg}} = \frac{1}{K} \sum_k \frac{\chi_{jk}^{\text{aim}}}{\chi_{lk}^{\text{adj}}} \quad (22)$$

为了便于证明该导频分配方案是最优的方案, 假设存在另外一种导频分配方案, 其平均 SINR 比所提动态导频分配方案平均 SINR 更大, 即:

$$SINR'_{\text{avg}} = \frac{1}{K} \sum_k \frac{\chi_{jk}^{\text{aim}}}{\tilde{\chi}_{lk}^{\text{adj}}} > SINR_{\text{avg}} = \frac{1}{K} \sum_k \frac{\chi_{jk}^{\text{aim}}}{\chi_{lk}^{\text{adj}}} \quad (23)$$

下面将利用反证法验证这种假设的方案不存在。在假设该方案存在的情况下, 假设相邻小区内任意一个用户 m 分配了和目标小区内用户 n 一样的导频, 因此在相邻小区内一定存在着一个用户与目标小区内用户 m 具有相同的导频, 不妨假设这个用户为 n 。此时, 系统下行链路的平均 SINR 为:

$$SINR'_{\text{avg}} = \frac{1}{K} \left(\frac{\chi_{jn}^{\text{aim}}}{\chi_{lm}^{\text{adj}}} + \frac{\chi_{jm}^{\text{aim}}}{\chi_{ln}^{\text{adj}}} + \sum_{\substack{k \neq m \\ k \neq n}} \frac{\chi_{jk}^{\text{aim}}}{\chi_{lk}^{\text{adj}}} \right) \quad (24)$$

而在所提动态导频分配方案下, 系统下行链路的平均 SINR 为:

$$SINR_{\text{avg}} = \frac{1}{K} \left(\frac{\chi_{jn}^{\text{aim}}}{\chi_{ln}^{\text{adj}}} + \frac{\chi_{jm}^{\text{aim}}}{\chi_{lm}^{\text{adj}}} + \sum_{\substack{k \neq m \\ k \neq n}} \frac{\chi_{jk}^{\text{aim}}}{\chi_{lk}^{\text{adj}}} \right) \quad (25)$$

通过比较式 (24) 和式 (25) 可得:

$$\frac{\chi_{jn}^{\text{aim}}}{\chi_{lm}^{\text{adj}}} + \frac{\chi_{jm}^{\text{aim}}}{\chi_{ln}^{\text{adj}}} < \frac{\chi_{jn}^{\text{aim}}}{\chi_{ln}^{\text{adj}}} + \frac{\chi_{jm}^{\text{aim}}}{\chi_{lm}^{\text{adj}}} \quad (26)$$

由式 (26) 可知, $SINR'_{\text{avg}} < SINR_{\text{avg}}$ 与式 (23) 相违背。因此, 所提的智能导频分配方案是一种最优的导频分配方案。由式 (15) 可知, 该式前半部分是由导频污染造成, 不妨将其分子和分母分别表示为:

$$\Xi_1 = \rho_p^2 \tau^2 \beta_{llk} \sum_{j=1, j \neq l}^L \beta_{lj} \quad (27)$$

$$\Xi_2 = \left(1 + \rho_p \tau \sum_{i=1}^L \sqrt{\beta_{lik}} \right)^2 \quad (28)$$

由于 Ξ_2 是一个定值, 因此该部分的大小完全由 Ξ_1 来决定。由式 (16) 和式 (17) 可知, 用户信号的强度与大尺度衰落系数之间成正比。 Ξ_1 中 β_{llk} 表示目标小区内第 k 个用户的大尺度衰落系数, β_{lj} 表示相邻小区内第 k 个用户的大尺度衰落系数。在所提方案中, 目标小区内的用户按照信号强度递减的顺序进行排列, 即大尺度衰落系数也是递减排列; 相邻小区边缘区域内的用户按照信号强度递增的顺序进行排列, 即大尺度衰落系数也是递增排列。目标小区内的用户与相邻小区边缘区域内的用户强弱结合分配导频, 即目标小区内信号最强的用户与相邻小区边缘区域内干扰最弱的用户分配相同的导频序列, 目标小区内信号次强的用户与相邻小区边缘区域内干扰次弱的用户分配相同的导频序列, 以此类推给所有用户分配各自的导频序列。由此, 小区边缘区域内较小的 β_{lj} 与目标小区内较大的 β_{lik} 相乘, 非边界区域随机

进行相乘,最后得出的结果一定小于传统的导频分配方案,即 β_{lk} 和 β_{jk} 都是随机相乘。综上可得,采用该方案可以有效减小信道估计产生的MSE。

4 仿真结果分析

本节将对所提的动态导频分配方案进行仿真,仿真参数见表1。

表1 仿真参数

参数	数值
小区数	$L=7$
基站侧天线数	$20 \leq M \leq 260$
每个小区内的用户数	$K=8$
导频长度	$\tau=32$
上行发射功率/dB	$\rho_p=10$
下行发射功率/dB	$\rho_d=20$
小区半径/m	$R=500$
路径损耗因子	$\alpha=3$
对数阴影衰落/dB	$\sigma_s=8$

在仿真过程中,考虑一个由 L 个蜂窝小区组成的系统。对每个蜂窝小区而言,其中心都有一个配备了 M 根天线的基站以及 K 个随机分布在小区内的单天线用户。为了简化仿真过程,考虑由7个小区组成的大规模MIMO系统,并将中心小区定义为目标小区。仿真过程中,系统的性能均针对目标小区而言。

系统下行链路平均SINR的累计概率分布曲线如图4所示。由图4可知,增加基站侧天线的数量能够有效地提升下行链路的平均SINR。具体体现在当基站侧天线数从 $M=32$ 增加到 $M=156$ 时,采用传统的导频分配方案、参考文献[13]的方案和本文所提的动态导频分配方案(导频不足、导频充足)系统下行链路平均SINR提升了近6.5 dB。针对 $M=156$ 时的情况,当导频不足时,动态导频分配方案与传统的导频分配方案相比,下行链路平均SINR提升了近1.2 dB,与参考文献[13]的导频分配方案相比,下行链路

平均SINR提升了近0.7 dB;而当导频充足时,动态导频分配方案相对于传统的导频分配方案而言,下行链路平均SINR获得了极大的提升,这里提升了2 dB左右,与参考文献[13]中的导频分配方案相比,下行链路平均SINR提升了近1.3 dB。因此,该方案可以有效地减轻导频污染的影响。

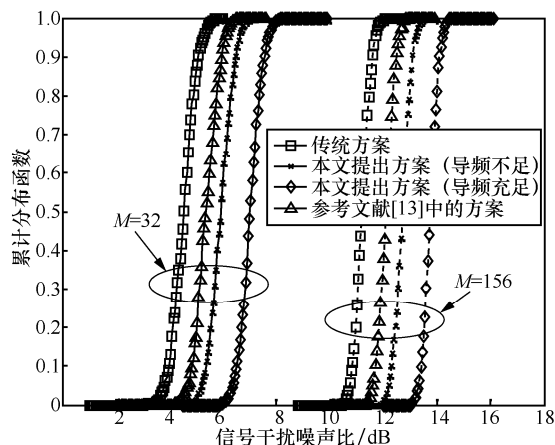


图4 系统下行链路平均SINR的累计概率分布曲线

系统下行链路平均可达速率随基站侧天线数的变化趋势如图5所示。由图5可知,随着基站侧天线数的增加,系统下行链路的平均可达速率也会增大,并且当天线数较少时,平均可达速率增长梯度比较大;当天线数较多时,增长梯度变得越来越小。其原因在于,当天线数较少时,影响系统性能的主要因素是基站侧天线的数目,此时的导频污染比较小;当天线数较多时,系统所受到的导频污染比较严重,此时的导频污染成了影响系统性能的主要因素,使得继续增加基站侧天线的数目时,系统下行链路平均可达速率的变化趋势不是很明显。此外还可以看出,当系统采用动态导频分配方案时,在导频资源不足的情况下,系统下行链路的平均可达速率明显优于采用传统的导频分配方案和参考文献[13]的导频分配方案;在导频资源充足的情况下,系统下行链路的平均可达速率更加接近于无导频污染的情况。

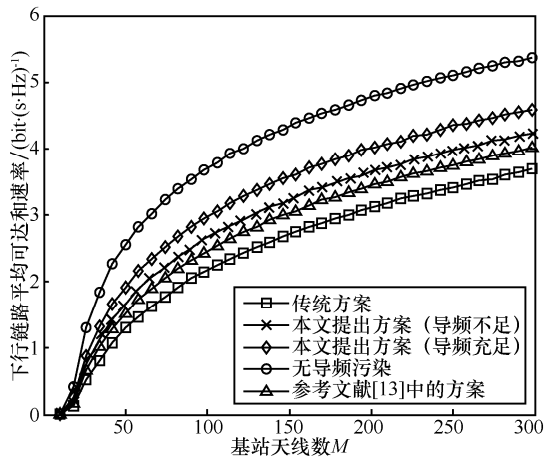


图5 系统下行链路平均可达和速率随基站侧天线数的变化趋势

系统下行链路平均可达和速率随上下行链路发射功率的变化趋势分别如图6和图7所示。由图6和图7可知,系统下行链路的平均可达和速率随用户发送功率或基站发射功率的增加均能获得有效的提升,但是通过增加发送功率来提升系统性能的能力是有限的,当发送功率增加到一定程度时,系统下行链路的平均可达和速率会达到饱和。此外,当系统采用传统的导频分配方案时,无论用户发射功率或基站发射功率如何增加,系统下行链路的平均可达和速率一直最小,原因在于该方案下系统所受到的导频污染比较严重。而当采用本文所提的动态导频分配方案时,无论是与传统的导频分配方案相比还是与参考文献[13]中的导频分配方案相比,系统下行链路的平均可达和速率都有较明显的提升,即该方案可以有效地减轻导频污染的影响。

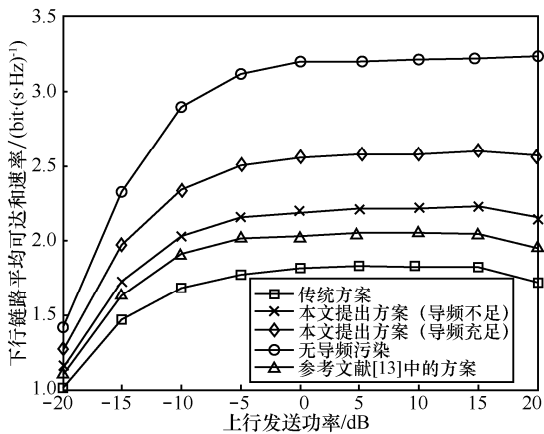


图6 系统下行链路平均可达和速率随上行链路发射功率的变化趋势

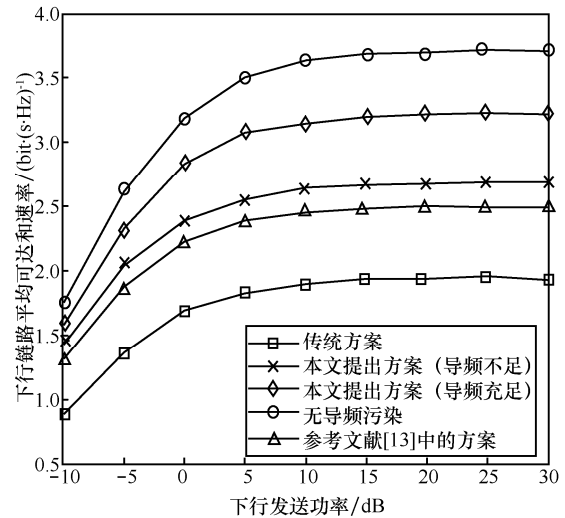


图7 系统下行链路平均可达和速率随下行链路发射功率的变化趋势

当采用本文所提的动态导频分配方案时,系统下行链路平均可达和速率与动态导频分配区域半径之间的关系如图8所示,并与系统采用传统的导频分配方案、无导频污染分配方案和参考文献[13]方案的情况进行了对比。其中,天线数 $M=64$ 。由图8可知,本文所提的动态导频分配方案在没有额外正交导频序列的情况下,系统下行链路的平均可达和速率会随着动态导频分配区域半径的增加而增加,最后趋向于稳定。其原因在于系统的导频污染主要来源于干扰小区边缘处的用户,当干扰小区边缘处的用户进行了动态导频分配时,下行链路平均可达和速率自然会得到大幅度的提升。处于小区非边缘处的用户产生的导频污染较小,无论对其发送的导频序列是否进行处理,对系统下行链路的平均可达和速率产生的影响都不大。此外还可以看出,当导频分配区域半径为750 m时,在导频不足的情况下,系统下行链路平均可达和速率基本达到了最大值;在导频充足的情况下,继续增加动态导频分配区域半径,系统下行链路平均可达和速率提升的幅度也越来越小,即基本保持稳定。动态导频分配相较于参考文献[13]对系统所提升的性能更大。

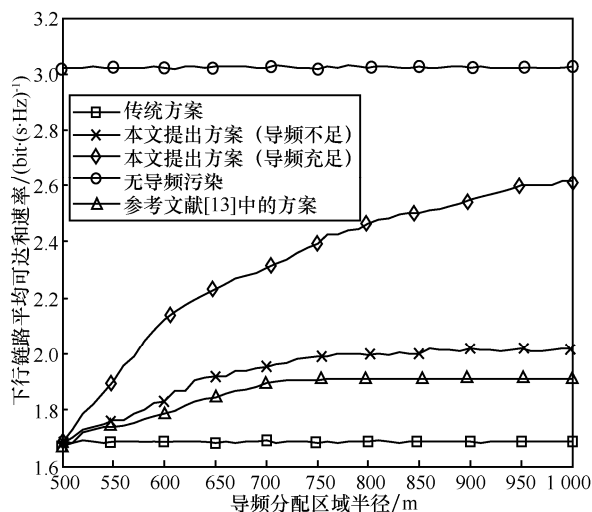


图8 系统下行链路平均可达速率与动态导频分配区域半径之间的关系

信道估计产生 MSE 与基站侧天线数 M 之间的关系如图 9 所示。由图 9 可知, 系统进行信道估计产生的 MSE 与基站侧天线数 M 成正比, 即随着 M 的增加, MSE 也增大, 其原因在于随基站侧天线数的增加, 系统受导频污染影响的程度越来越大。此外还可以看出, 无论基站侧天线的数目如何变化, 传统的导频分配方案和参考文献[13]的导频分配方案, 信道估计产生的 MSE 一直大于本文所提的动态导频分配方案下信道估计产生的 MSE, 并且天线数 M 越大, 两者相差也越大, 其原因在于采用动态导频分配方案时, 有效地减小了相邻小区边缘区域用户产生的导频污染, 所以系统的性能会更好。

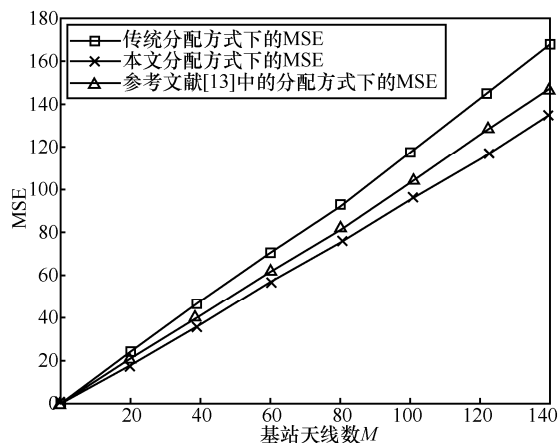


图9 信道估计产生 MSE 与基站侧天线数 M 之间的关系

5 结束语

针对系统存在导频污染的问题, 且导频污染主要来自于小区边缘区域的用户, 在所有小区用户复用同一组正交导频的情况下, 利用不同用户与基站之间的大尺度衰落系数不同的特点, 提出了一种基于用户与基站之间距离的动态导频分配方案。理论分析表明, 该方案可以使系统下行链路 SINR 趋向于最佳, 仿真结果也表明本文所提的动态导频分配方案可以有效地提升大规模 MIMO 系统下行链路的平均可达速率。

参考文献:

- [1] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [2] PANZNER B, ZIRWAS W, DIERKS S, et al. Deployment and implementation strategies for massive MIMO in 5G[C]// GLOBECOM Workshops, December 8-12, 2014, Austin, TX, USA. New Jersey: IEEE Press, 2014: 346-351.
- [3] GAO X, EDFORS O, RUSEK F, et al. Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 14(7): 3899-3911.
- [4] KRISHNAN N, YATES R D, MANDAYAM N B. Uplink linear receivers for multi-cell multiuser MIMO with pilot contamination: large system analysis[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(8): 4360-4373.
- [5] SAXENA V, FODOR G, KARIPIDIS E. Mitigating pilot contamination by pilot reuse and power control schemes for massive MIMO systems[C]// Vehicular Technology Conference, May 11-14, 2015, Glasgow, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [6] NEUMANN D, JOHAM M, UTSCHICK W. Suppression of pilot-contamination in massive MIMO systems[C]// International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, June 22-25, 2014, Toronto, ON, Canada. New Jersey: IEEE Press, 2014: 11-15.
- [7] FERNANDES F, ASHIKHMIN A, MARZETTA T L. Inter-cell interference in noncooperative TDD large scale antenna systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 192-201.
- [8] MAHYIDDIN W A W M, MARTIN P A, SMITH P J. Pilot



- contamination reduction using time-shifted pilots in finite massive MIMO systems[C]//Vehicular Technology Conference, September 14-17, 2014, Vancouver, BC, Canada. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-5.
- [9] JIN S, WANG X, LI Z, et al. On massive MIMO zero-forcing transceiver using time-shifted pilots[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 59-74.
- [10] FENG W, SHI R, GE N. Coordinated multi-cell multi-user pilot allocation in massive MIMO systems with time-shifted pilots[C]//International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, October 15-17, 2015, Nanjing, China. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [11] YAN X, YIN H, XIA M, et al. Pilot sequences allocation in TDD massive MIMO systems[C]//Wireless Communications and NETWORKING Conference, March 9-12, 2015, New Orleans, LA, USA. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1488-1493.
- [12] ZHAO Z, CHEN Z, LIU Y. Cell sectorization-based pilot assignment scheme in massive MIMO systems[C]//Wireless Telecommunications Symposium, April 15-17, 2015, New York, USA. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [13] ZHU X, WANG Z, DAI L, et al. Smart pilot assignment for massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1644-1647.
- [14] 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.
- [15] HAN Y, LEE J. Uplink pilot design for multi-cell massive MIMO networks[J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(8): 1619-1622.
- [16] ZHOU Z C, WANG D. Pilot scheduling based on water-filling algorithm in massive MIMO[C]//Electronics Information and Emergency Communication, June 17-19, 2016, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2016: 89-92.
- [17] GUO K, GUO Y, ASCHEID G. Energy-efficient uplink power allocation in multi-cell mu-massive-MIMO systems[C]//European Wireless Conference, May 20-22, 2015, Budapest, Hungary. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [18] 阳析, 金石. 大规模 MIMO 系统传输关键技术研究进展[J]. 电信科学, 2015, 31(5): 28-35.
YANG X, JIN S. Overview of key technologies of transmission in massive MIMO system[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(5): 28-35.
- [19] 方昕, 刘云驹, 曹海燕, 等. 大规模 MIMO 系统中低复杂度

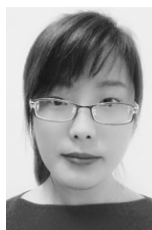
的稀疏信道估计[J]. 电信科学, 2016, 32(5): 89-95.

FANG X, LIU Y J, CAO H Y, et al. Low-complexity sparse channel estimation for massive MIMO systems[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(5): 89-95.

[作者简介]



方昕 (1975-), 女, 博士, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授、硕士生导师, 主要研究方向为 4G、5G 移动通信系统物理层算法等。



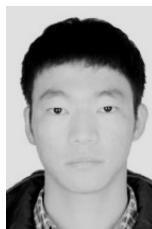
李兴兴 (1990-), 女, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 系统。



曹海燕 (1975-), 女, 博士, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授、硕士生导师, 主要研究方向为宽带无线扩频通信理论、无线分集技术、OFDM 多载波调制技术、信息论与编码技术以及 MIMO 与空时编码理论。



潘鹏 (1983-), 男, 博士, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授、硕士生导师, 主要研究方向为多用户检测技术、协作通信理论与技术和通信系统。



刘云驹 (1991-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 系统。