



大规模 MIMO 系统中融合用户调度的 叠加导频信道估计方法

李洁¹, 景小荣^{1,2}

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

2. 移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要:传统的信道估计策略通常基于时分复用方式实现导频配置, 导致大规模多输入多输出系统的带宽利用率有限, 同时受信道相干时间的限制, 大规模 MIMO 系统可利用的导频资源非常有限, 因此, 相邻小区不得不通过导频复用来实现信道估计, 从而引起导频污染问题。针对上述问题, 融合用户调度, 提出了一种基于叠加周期性导频的信道估计方法。该方法通过优化功率分配因子, 以信号泄露噪比(SLNR)作为度量指标, 对不同小区的用户进行协作调度并分配相同的导频, 不仅减轻了导频污染, 而且提高了信道估计的精度。数值仿真验证了方法的有效性。

关键词:大规模 MIMO; 叠加导频; 一阶统计量; 信号泄露噪比; 信干噪比

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016302

Superimposed pilot-based channel estimation method combined with user scheduling for large-scale MIMO system

LI Jie¹, JING Xiaorong^{1,2}

1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of
Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

2. Chongqing Key Lab of Mobile Communications Technology, Chongqing 400065, China

Abstract: Time division multiplexing method is commonly used in conventional channel estimation, which results in poor efficiency of bandwidth usage. Additionally, the available pilot resources are finite due to the limited channel coherence time, and the pilot sequences must be multiplexed between the neighbor cells, which leads to problems of pilot contamination. To solve these problems above, superimposed pilot-based channel estimation method combined with user scheduling was proposed. In the method, the users in different cells were cooperatively scheduled and assigned the same pilot by optimizing the factor of power allocation and using the signal to leakage and noise ratio (SLNR) as measure metric. Simulation results demonstrate the validity of the proposed method.

Key words: massive MIMO, superimposed pilot, first-order statistics, signal to leakage and noise ratio, signal to interference and noise ratio

收稿日期: 2016-09-27; 修回日期: 2016-12-07

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2015ZX03001033-002); 重庆市基础与前沿研究计划项目 (No.cstc2015jcyjA40040)

Foundation Items: National Science and Technology Major Special Project of China (No.2015ZX03001033-002), Chongqing Research Program of Basic Research and Frontier Technology (No.cstc2015jcyjA40040)



1 引言

大规模多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统中,为了减轻小区内用户之间的干扰,小区内用户通常分配正交导频序列来进行信道估计。而传统的导频配置模型^[1,2]通常基于时分复用来实现,即导频序列与用户数据分别独占不同的时隙。由于分配给各用户的导频长度随小区内用户数呈线性增加,当用户数目较多时,系统需要分配较多的带宽用于导频序列的发送,使得用于传输用户数据的带宽大大减小,导致系统带宽利用率低下,影响系统能效。针对大规模 MIMO 系统中对高能效的要求,参考文献[3]提出了基于高斯-马尔可夫模型的小小区回程网络,通过折中蜂窝网络中的小小区的数量和半径来优化系统能效。参考文献[4]则充分利用毫米波特性和混合预编码来提高系统能效。为了提高带宽利用率,叠加导频方式 1995 年第一次被 Farhang B 推广到数字通信系统^[5],其思想是在发送端将导频与数据信号混叠在一起进行发送,接收端利用发送数据的统计特性将导频从接收数据中剥离出来用于信道估计,以达到节省系统带宽的目的。叠加导频信道估计思想一提出,立刻引起众多学者的关注^[6-11],并将其应用到大规模 MIMO 系统中。在众多研究成果中,其中参考文献[6-9]假设发送数据服从零均值分布,接收端则采用一阶统计量对接收数据进行处理就可消除发送数据对导频的干扰。参考文献[10]在研究了叠加导频功率、发送信号功率与信道估计的关系的基础上,指出叠加导频会对接收信号峰均比 (peak to average power ratio, PAPR) 和信干噪比 (signal to interference and noise ratio, SINR) 有一定的影响,为此在进行叠加导频方法设计时,必须综合考虑导频设计和选择。

由于叠加导频配置方式在整个带宽上对导频和数据直接进行叠加,因此,参考文献[11]指出,在系统小区数不是很大的情况下,导频序列长度通常可满足大规模 MIMO 系统带宽的限制要求,但是随着系统内小区数目不断增多,研究不同小区间的导频复用将更具有现实意义。然而,导频复用会给大规模 MIMO 系统带来严重的导频污染问题。参

考文献[12]在分析大规模 MIMO 系统中信道估计均方误差 (mean square error, MSE) 的基础上,设计出了最佳导频长度,同时,通过数值仿真指出:信道相关性越低, MSE 越小,导频污染也越小。为了降低信道估计带来的导频污染, Zhu X 等人^[13]提出一种智能导频分配 (smart pilot assignment, SPA) 策略。参考文献[14]则给出一种波束成形方案,该方案将所有能量集中到信道相关矩阵的最大特征值对应的方向上,从而使其他小区的干扰达到最小。以上解决导频污染的研究通常都是基于目标小区,通过寻找使其他小区对目标小区的干扰最小化的一组用户并给其分配与目标用户相同的导频,减小导频污染,从而提高信道估计的精度,但是却忽略了目标小区对其他小区同样的影响。

基于此,本文针对大规模 MIMO 系统上行系统,融合用户调度,提出了一种基于叠加周期性导频序列的信道估计方法。该方法首先从降低 PAPR 角度出发,选取合适的叠加导频序列,接着从用户的公平性角度出发,选取各小区内最佳用户将其归为一组,并给小组内用户分配相同的导频,从而有效地降低系统的导频污染,提高了信道估计的精度。

2 系统模型

考虑一个时分双工 (time division duplexing, TDD) 大规模 MIMO 上行系统,系统包含 L 个小区,每个小区中心位置配置一个具有 M 根天线的大规模 MIMO 基站,小区内随机分布 K 个单天线用户。假设小区内各用户分配的导频完全正交,而且小区内各用户发送信号互不相干,等效为每个小区只有一个用户。考虑采用如图 1 所示叠加周期性导频配置模式,其中 T 表示相干时间, τ 表示叠加的导频序列周期,为避免不同相干时间之间数据块的干扰,在相干时间末端发送长度为 τ 的零序列, $\bar{p}=[p^T, p^T, \dots, p^T]^T \in \mathbb{C}^{(T-\tau) \times 1}$ 表示系统叠加的周期导频序列,其中 $T-\tau=N\tau$, $p=[p_1, p_2, \dots, p_L]^T \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 满足功率限制条件: $\|p\|^2=\tau(1-a)$ 。以小区 j 为分析对象,基站在 $N\tau$ 个周期时隙内的接收信号 y_j 为:

$$y_j=[(\bar{p}+S_j) \otimes I_M]h_j+\sum_{l \neq j}^{L}[(\bar{p}+S_l) \otimes I_M]h_l+n \quad (1)$$

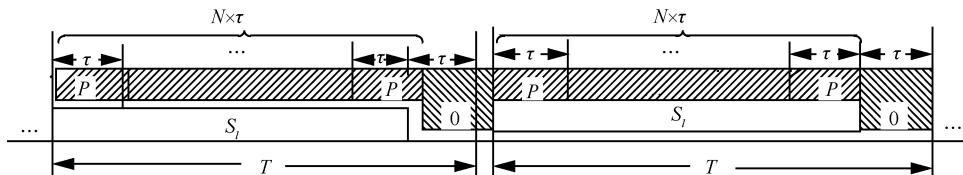


图 1 叠加导频配置模型

其中, $j=1,2,\dots,L$, s_l 表示小区 l 发送的信号, 功率满足 $\|S_l\|^2=(T-\tau)a$, a 表示功率分配因子, 即发送信号的功率与总的发送功率的比值, 满足 $0<a<1$; $h_{jl} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 l 个小区用户到目标小区 j 基站信道系数, n 表示目标基站上均值为 0、方差为 σ_n^2 的附加复高斯白噪声。参考文献[14]中, h_{jl} 可进一步表示为:

$$h_{jl} = \sqrt{\beta_{jl}} g_{jl} \quad (2)$$

其中, $g_{jl}=[g_{j1}, g_{j2}, \dots, g_{jM}]^T$ 表示小尺度衰落系数矢量, 假设其元素相互独立, 为服从零均值、单位方差的复高斯随机变量; β_{jl} 表示大尺度衰落系数, 通常 $\beta_{jl}=\alpha/d_{jl}^\gamma$, 其中 α 表示随小区边缘平均信噪比 (signal to noise ratio, SNR) 变化的常量, d 表示用户到基站的距离, γ 表示路径衰落因子。

为保证系统的 PAPR 较低, 本文采用恒包络零自相关 (constant amplitude zero auto-correlation, CAZAC) 导频序列[15], 其导频序列如下:

$$p_n = \exp \begin{cases} j2\pi \frac{M}{\tau} \left(\frac{n(n+1)}{2} + qn \right), n=0,1,\dots,\tau-1 (\tau \text{ 是奇数}) \\ j2\pi \frac{M}{\tau} \left(\frac{n^2}{2} + qn \right), n=0,1,\dots,\tau-1 (\tau \text{ 是偶数}) \end{cases} \quad (3)$$

3 基于叠加导频的信道估计

基于叠加周期性导频配置模型, 首先对 LS (least square, 最小二乘) 信道估计的结果进行分析, 找出影响大规模 MIMO 信道估计精度的主要原因, 然后分两部分逐步进行消除: 第一部分通过对目标小区用户接收信号进行一阶统计量处理并利用 LS 进行信道估计; 第二部分利用小区间的协作基于用户公平性提出一种减轻整个系统导频污染的导频分配方法。

3.1 LS 信道估计结果分析

基于第 2 节系统模型, 采用 LS 算法, 得到小区 j 中用户到本小区基站信道估计:

$$\hat{h}_{jj} = h_{jj} + \frac{1}{\|\bar{P}\|^2} (\bar{P} \otimes I_M)^H \left(\sum_{l=1}^L (S_l \otimes I_M) h_{jl} \right) + \sum_{l \neq j}^L h_{jl} + \frac{1}{\|\bar{P}\|^2} (\bar{P} \otimes I_M)^H n \quad (4)$$

其中, 等式右边第一项表示目标信道部分, 第二项表示由叠加导频配置模式所带来的误差部分, 第三项表示由于其他小区与目标小区用户配置相同的导频而带来的导频污染部分; 最后一项表示由附加噪声带来的误差部分。相比传统的时分复用导频配置方式, 基于叠加导频配置方式的信道估计结果中, 多出一项因叠加导频配置模式而带

来的干扰部分。

3.2 基于叠加周期性导频序列的信道估计

通过以上分析, 基于叠加周期性导频序列的信道估计相比时分复用导频配置模型新增了一项由导频配置模式所带来的信道估计误差。在考虑发送信号与附加噪声均为服从零均值的随机变量的条件下, 将利用二者的一阶统计特性来削弱因导频配置模式和噪声带来的信道估计误差影响。

根据系统模型, 在第 n 周期时隙内小区 j 基站的接收信号可写成:

$$y_j^n = (p \otimes I_M) h_{jj} + (s_j^n \otimes I_M) h_{jj} + (p \otimes I_M) \sum_{l \neq j}^L h_{jl} + \sum_{l \neq j}^L (s_l^n \otimes I_M) h_{jl} + n^n \quad (5)$$

其中, $n=1,2,\dots,N$ 。根据上述考虑, 由于发送信号和附加噪声均为服从零均值的随机变量, 因此对接收信号求统计平均, 得到:

$$E(y_j) = \hat{p} \sum_{l=1}^L h_{jl} \quad (6)$$

其中, $\hat{p} = p \otimes I_M$ 。当 N 足够大时, 可用时间平均代替统计平均, 同时利用 LS 进行信道估计, 得到估计值 $\hat{h}_{jj}$:

$$\hat{h}_{jj} = \sum_{l=1}^L h_{jl} + \frac{1}{\|\hat{P}\|^2} \hat{P}^H \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L \hat{s}_l^n h_l + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N n^n \right) \stackrel{N \rightarrow \infty}{\approx} \sum_{l=1}^L h_{jl} \quad (7)$$

其中, $\hat{s}_l^n = s_l^n \otimes I_{M_o}$ 。于是, L 个小区总的信道估计的归一化均方误差 (normalized mean square error, NMSE) 可表示为:

$$\begin{aligned} NMSE_{CE} &= 10 \lg \left[\frac{\sum_{j=1}^L \|\hat{h}_{jj} - h_{jj}\|_F^2}{\sum_{j=1}^L \|h_{jj}\|_F^2} \right] \\ &\approx 10 \lg \left[\frac{\sum_{j=1}^L \left[\sum_{l=2}^L \beta_{jl} + \frac{a}{N\tau(1-a)} \sum_{l=1}^L \beta_{jl} \right]}{\sum_{j=1}^L \beta_{jj}} \right] \quad (8) \end{aligned}$$

根据式 (8) 结果, 当功率分配因子 a 一定时, $NMSE_{CE}$ 随导频周期数 N 的增加而减小; 当 N 确定时, $NMSE_{CE}$ 随功率分配因子 a 的减小而减小, 然而受信道相干时间的限制, 导频周期数 N 不可能一直增加; 同时 a 也不可能一直减小, 因为当 $a=0$ 时, 就意味着无有效信号发送。但如果从频谱效率的角度分析, 则存在一个 N 和 a 的最优组合, 使得频谱效率达到最优。尽管如此, 观察式 (7), 信道估计结果中的导频污染依然存在, 因此接下来将在上述信道估计的基础上, 通过基于用户调度的导频分配策略来减轻导频



污染问题。

从接收 SINR 的角度出发,对信道估计结果进行理论分析,从而实现优化最优导频分配因子 a 的目的。

以小区 1 为研究对象,其对应的接收信号为:

$$y_1 = (\bar{p} \otimes I_M) h_{11} + \sum_{l=2}^L (\bar{p} \otimes I_M) h_{1l} + \sum_{l=1}^L (s_l \otimes I_M) h_{1l} + n \quad (9)$$

从接收信号中移除叠加导频的影响,则有:

$$\begin{aligned} r &= \left[y_1 - (\bar{p} \otimes I_M) \hat{h}_{11} \right] \hat{h}_{11}^H \\ &= \underbrace{(s_1 \otimes I_M) \hat{h}_{11} \hat{h}_{11}^H}_A + \underbrace{[(\bar{p} + s_1) \otimes I_M] \Delta h_{11} \hat{h}_{11}^H}_B \\ &\quad + \underbrace{\sum_{l=2}^L (x_l \otimes I_M) h_{1l} \hat{h}_{1l}^H}_C + \underbrace{n \hat{h}_{11}^H}_D \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $\Delta h_{11} = h_{11} - \hat{h}_{11}$, $x_l = \bar{p} + s_l$, $(s_l \otimes I_M) \hat{h}_{11} \hat{h}_{11}^H$ 表示小区 1 接收有用信号, $[(\bar{p} + s_1) \otimes I_M] \Delta h_{11} \hat{h}_{11}^H$ 是估计误差带来的干扰,称为自干扰部分, $\sum_{l=2}^L (x_l \otimes I_M) h_{1l} \hat{h}_{1l}^H$ 是其他小区用户带来的干扰,又称为交叉干扰部分, $n \hat{h}_{11}^H$ 是噪声干扰部分。分别计算每一部分的功率。

(1) 接收有用信号功率

根据式(7), $E(\hat{h}_{11}) = 0$, 于是 $\hat{h}_{11} \sim (0, \sigma_{\hat{h}_{11}}^2 I_M)$, 根据卡方分布的定义: $\|\hat{h}_{11}\|^2 \sim \frac{1}{2} \sigma_{\hat{h}_{11}}^2 \chi(2M)$, 其中 $\chi(2M)$ 表示自由度为 $2M$ 的卡方分布:

$$E\{\|\hat{h}_{11}\|^4\} = \sigma_{\hat{h}_{11}}^4 (M^2 + M) \quad (11)$$

其中,信道估计的方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{h}_{11}}^2 &= \frac{1}{M} E\{\|\hat{h}_{11}\|^2\} \\ &= \frac{1}{(T-\tau)^2(1-a)^2} \left[\sum_{l=1}^L \beta_{1l} N\tau(1-a) + N\tau(1-a)\sigma_n^2 \right] \\ &\stackrel{N \text{较大}}{\approx} \left[1 + \frac{a}{N\tau(1-a)} \right] \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \end{aligned} \quad (12)$$

结合式(12),接收有用信号功率大小为:

$$\begin{aligned} P_A &= E\{\|A\|^4\} = N\tau a \times E\{\|\hat{h}_{11}\|^4\} \\ &\approx (M^2 + M) N\tau a \left[\left(1 + \frac{a}{N\tau(1-a)} \right) \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \right]^2 \\ &\stackrel{N \text{较大}}{\approx} (M^2 + M) N\tau a \left(\sum_{l=1}^L \beta_{1l} \right)^2 \end{aligned} \quad (13)$$

当 N 较大时,其大小与发送数据长度成正比,且随着

功率分配因子的增加而变大。

(2) 自干扰功率

$$\begin{aligned} P_B &= E\{\|B\|_F^2\} \\ &= N\tau E\{\|\hat{h}_{11}^H \Delta h_{11}\|^2\} \\ &\stackrel{N \text{较大}}{\approx} (M^2 + M) N\tau \left(\frac{a}{N\tau(1-a)} \sum_{l=1}^L \beta_{1l}^2 + \sum_{l=2}^L \beta_{1l}^2 \right) \end{aligned} \quad (14)$$

自干扰功率的大小是由导频污染和发送数据信道估计误差决定,当 M, N 一定时,其大小受功率分配因子 a 的约束,值越小,即发送导频功率越大,自干扰部分功率就越小。

(3) 交叉干扰功率

$$\begin{aligned} P_C &= E\{\|C\|_F^2\} \approx (M^2 + M) \left(N\tau + \frac{a}{(1-a)} \right) \sum_{l=2}^L \beta_{1l}^2 \\ &\stackrel{N \text{较大}}{\approx} (M^2 + M) N\tau \sum_{l=2}^L \beta_{1l}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

交叉干扰,顾名思义,主要是来自于其他小区用户发送的导频和数据的干扰。

观察式(14)和式(15),自干扰功率和交叉干扰两项不独立,都包含来自其他小区带来导频污染,成为影响信道估计精度的主要原因,因此,接下来将基于最大化 SLNR (signal to leakage and noise ratio) 准则,通过用户调度来减轻导频污染。

(4) 噪声功率

$$\begin{aligned} P_D &= E\{\|D\|_F^2\} = M\sigma_n^2 \left(N\tau + \frac{a}{(1-a)} \right) \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \\ &\stackrel{N \text{较大}}{\approx} MN\tau\sigma_n^2 \sum_{l=1}^L \beta_{1l} \end{aligned} \quad (16)$$

根据以上每部分的功率大小,小区 1 基站端接收 SINR₁ 为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_1 &= \frac{a \left(\sum_{l=1}^L \beta_{1l} \right)^2}{\frac{a}{N\tau(1-a)} \sum_{l=1}^L \beta_{1l}^2 + 2 \sum_{l=2}^L \beta_{1l}^2 + \frac{\sigma_n^2}{M+1} \sum_{l=1}^L \beta_{1l}} \quad (17) \\ r(a) &= \frac{1}{\text{SINR}_1} \\ &= \frac{1}{1-a} \frac{\sum_{l=1}^L \beta_{1l}^2}{\left(\sum_{l=1}^L \beta_{1l} \right)^2} + \frac{1}{a} \left(2 \sum_{l=2}^L \beta_{1l}^2 + \frac{\sigma_n^2}{(M+1) \sum_{l=1}^L \beta_{1l}} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

由式(17)可知,当 M 较大时,接收 SINR₁ 的大小主要受叠加导频周期数 N 、功率分配因子 a 和信噪比 SNR 三者的共同制约。当 M, N 保持不变时,分析此时功率分配因子

a 的最优解。

令频谱效率函数为 $f(a) = \frac{T-\tau}{T} \ln(1+SLNR_1)$, 则最优分配

因子 a 的值为:

$$\begin{aligned} a &= \operatorname{argmax}_{0 < a < 1} f(a) \\ &= \operatorname{argmax}_{0 < a < 1} SLNR_1 \\ &= \operatorname{argmax}_{0 < a < 1} r(a) \end{aligned} \quad (19)$$

$$\text{令 } A = \frac{\sum_{l=1}^L \beta_{ll}^2}{N\tau \left(\sum_{l=1}^L \beta_{ll} \right)^2}, B = 2 \sum_{l=2}^L \beta_{ll}^2 + \frac{\sigma_n^2}{(M+1) \sum_{l=1}^L \beta_{ll}},$$

式(17)化为:

$$r(a) = \frac{A}{1-a} + \frac{B}{a} \quad (20)$$

容易看出式(20)是一个关于 a 的典型凸函数, 因此令 $\frac{\partial r(a)}{\partial a} = 0$ 求解得到的 a 即叠加的导频与发送信号的最优功率比。经过大量仿真, 当天线数 $M=128$, 发送数据长度 $N=30$ 时, $a \sim (0.6, 0.7)$, 系统可以达到最高的频谱效率。

以上分析可类推到其他小区, 考虑到各小区参数的随机性, 其性能变化情况与单个小区是一致的。

3.3 基于用户调度策略的导频污染减轻

将综合考虑目标小区和其他小区的相互作用, 基于公平性在各个小区选取合适的用户并分配相同的导频, 以降低整个系统的导频污染。由于各小区内用户分配的导频相互正交, 且小区内用户发送信号互不相关, 系统可等效为每个小区一个用户^[6], 此时系统导频污染来源于不同小区使用同样导频序列的用户, 因此, 基于用户调度的导频污染减轻问题就等效为选择最佳分配相同导频的用户组合。

为了实现上述目的, 定义 $SLNR$ 作为选择分配相同导频的用户组合的度量指标:

$$\begin{aligned} SLNR_{ijk} &= \frac{\|ph_{ijk}\|^2}{\tau\sigma_n^2 + \sum_{l \neq j} \|ph_{ljk}\|^2} = \frac{p^H \operatorname{tr}(R_{ijk})P}{\tau\sigma_n^2 + \sum_{l \neq j} p^H \operatorname{tr}(R_{ljk})P} \\ &\stackrel{M \rightarrow \infty}{\approx} \frac{\beta_{ijk}}{\sum_{l \neq j} \beta_{ljk}} \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $k=1, \dots, K$, R_{jk} 表示小区 j 中第 k 个用户到第 l 个小区基站信道协方差矩阵, 当天线数目非常大时, $SLNR_{ijk}$ 值的大小只与大尺度衰落系数有关。

以最大 $SLNR$ 作为度量指标, 依次计算每个小区内所有用户对应的 $SLNR$, 然后找到每个小区具有最大 $SLNR$ 的用户, 组成用户集 u , 给该用户集中所有用户分配相同的导频序列。具体用户调度流程如下。

步骤 1 初始化: $u=\emptyset, G=\{1, 2, \dots, K\}$

步骤 2 for $j=1, 2, \dots, L$

for $k=1, \dots, K$

计算 $SLNR_{ijk}$

end

$k_j = \operatorname{argmax}_{k \in G} SLNR_{ijk}$

$u = u \cup k_j$

end

步骤 3 输出 u

可以看到, 本算法在考虑目标小区用户功率最大化的同时使得目标小区对其他小区干扰最小化, 通过在各个小区寻找合适的用户集合 u 并分配相同的导频, 降低整个系统的导频污染, 大大提高了信道估计的准确度。

4 仿真结果及分析

为了验证融合用户调度, 基于叠加导频的信道估计方法考虑一个由 7 个六边形小区所构成的蜂窝系统, 基本仿真参数设置见表 1。

表 1 仿真参数

参数	取值
小区半径/km	1
每个小区用户数/个	12
基站天线数/个	16~128
小区内用户到基站的距离/m	800
路径衰落因子	3
导频周期	12

在设定 $M=128, N=30$ 的条件下, 图 2 和图 3 分别给出功率分配因子 $a=0.3$ 和 $a=0.6$ 时, $NMSE_{CE}$ 随 SNR 的变化情况。从图 3 可看出, 本文方法及基于随机用户调度两种方法的 $NMSE_{CE}$ 都随 SNR 的增大而减小, 但本文方法的性能更优, 且功率分配因子 a 越小, 即发送导频功率越大, 估计效果越好。图 4 表明相同功率分配因子 a 下, 频谱效率随信噪比的增加而增大, 且本文提出方法对应的频谱效率明显高于基于随机用户调度的方法。主要因为随机用户调度方法是通过在各个小区随机选取用户分配相同导频并进行信道估计, 忽略了系统导频污染, 使得信道估计精度



受限。而本文方法中的用户调度策略可使得整个系统的导频污染降低,因此其性能更优,使得信道估计的准确性得到明显提升。

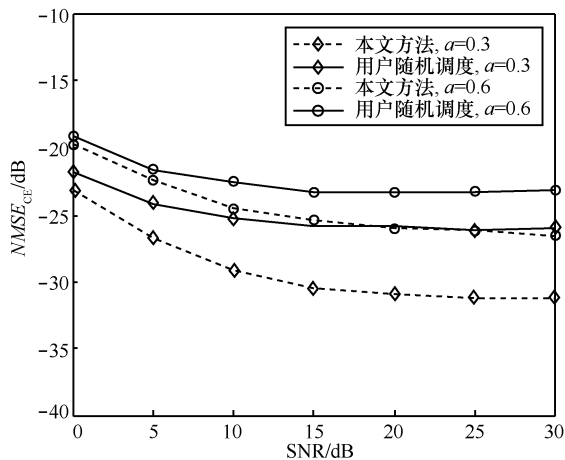


图2 信道估计均方误差随信噪比变化规律

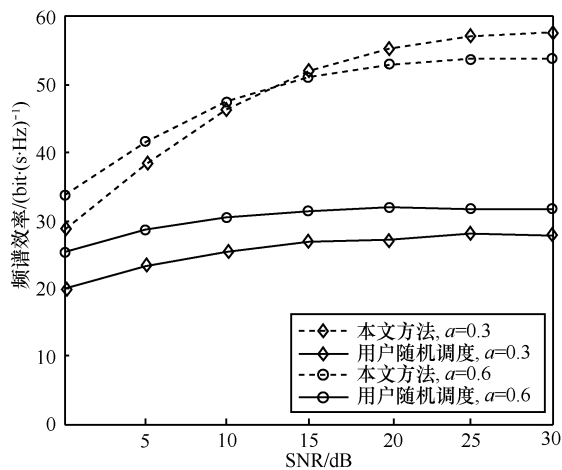


图3 频谱效率随信噪比变化规律

在 $M=128, N=30$ 的条件下,图4给出 $NMSE_{CE}$ 随功率分配因子 a 的变化情况。从图4中可看出,本文方法和基于随机用户调度的方法的 $NMSE_{CE}$ 都随功率分配因子 a 的增大而减小,原因是 a 增大将使叠加导频功率降低,从而导致信道估计精度下降,这与理论分析结果相一致。

图5给出频谱效率随功率分配因子 a 的变化情况。由于系统频谱效率受信道估计精度和发送信号功率的共同影响,因此,为了达到最高频谱效率,需要合理配置功率分配因子 a 。由图5看出,当 $SNR=5\text{ dB}, M=128, N=30$ 时,本文融合用户调度的叠加导频信道估计方法其最优导频分配因子 a 的取值介于 $0.6\sim 0.7$ 。

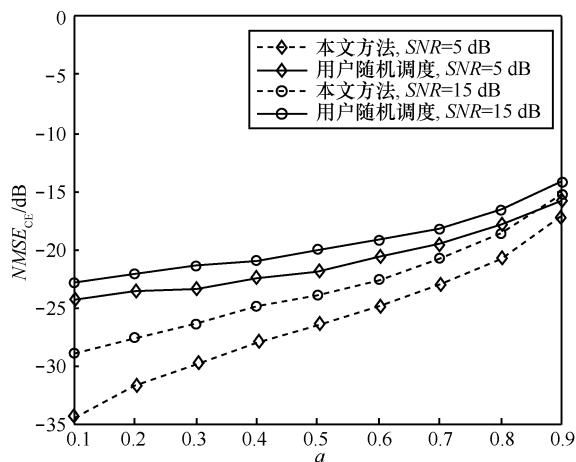


图4 信道估计均方误差随功率分配因子 a 的变化规律

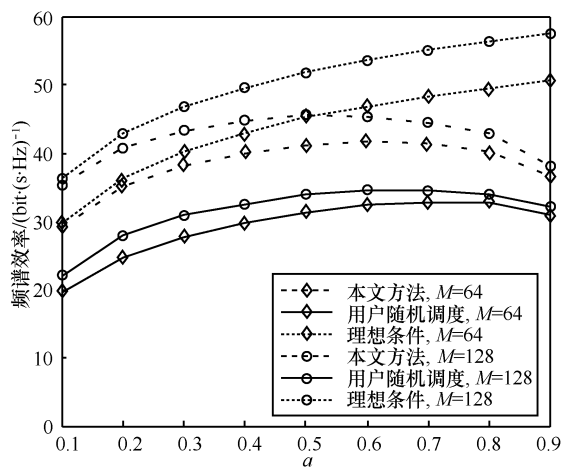


图5 频谱效率随功率分配因子 a 的变化规律

在 $SNR=5\text{ dB}, M=128$ 条件下,图6和图7分别给出 $NMSE_{CE}$ 和频谱效率随着叠加导频周期数 N 的变化。从图6中可看出,无论是信道估计精度,还是频谱效率,均随 N 增大,而明显提高。这是因为 N 越大,利用一阶统计量进

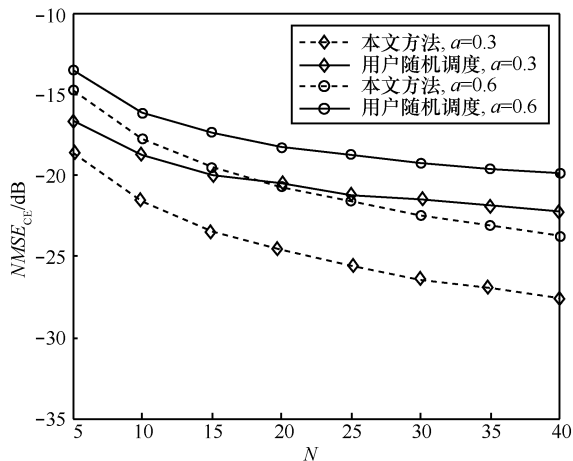
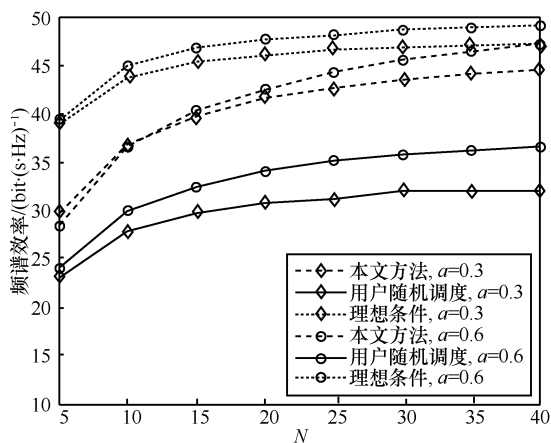


图6 $NMSE$ 随着叠加导频周期数 N 的变化情况

图7 频谱效率随着叠加导频周期数 N 的变化情况

行信道估计的结果也越准确,对应的频谱效率也越高。同样地,相比基于随机用户调度的信道估计方法,本文提出的方法性能更优,同时,当增大到一定程度时,本文的方法甚至接近于理想信道下的性能。

图8给出 $SNR=5$ dB, $N=30$, $a=0.6$ 时,本文方法、基于用户随机调度的信道估计方法及理想信道时系统频谱效率随基站天线数的变化情况。从图8中可看出,相比基于用户随机调度的信道估计方法,本文方法可使系统获得更高的频谱效率,同时也更接近于理论值。

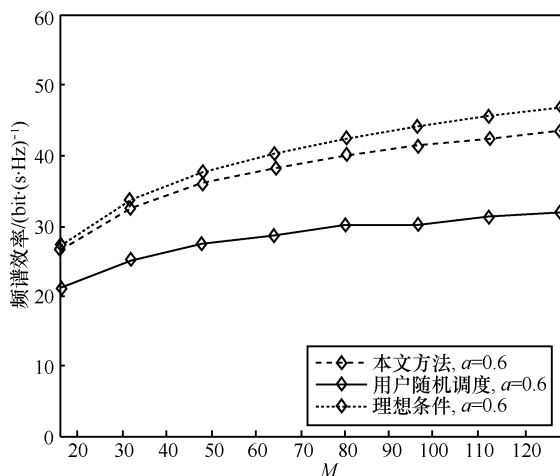


图8 频谱效率随天线数变化情况

5 结束语

针对大规模 MIMO 系统,融合用户调度,提出一种基于叠加周期性导频序列的信道估计方法。由于导频直接叠加在发送数据上,因而不占用单独信号发送时隙,使得带宽利用率得到了提高。首先利用发送信号和附加噪声的一

阶统计特性初步消除二者的干扰,然后通过分析接收 SINR,获得最优导频分配因子,最后基于用户的公平性从信号泄露的角度,在各个小区选择合适的用户并给其分配相同的导频。数值仿真结果表明,本文提出的融合用户调度的叠加导频信道估计方法在降低系统导频污染的基础上,提高了信道估计精度。

参考文献:

- [1] NOH S, ZOLTOWSKI M D, SUNG Y, et al. Pilot beam pattern design for channel estimation in massive MIMO systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 787-801.
- [2] TRUONG K T, LOZANO A, HEATH R W. Optimal training in continuous flat-fading massive MIMO systems [C]//European Wireless 2014 20th European Wireless Conference, May 14-16, 2014, Barcelona, Spain. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-6.
- [3] GE X, TU S, HAN T, et al. Energy efficiency of small cell backhaul networks based on Gauss-Markov mobile models [J]. IET Networks, 2015, 4(2): 158-167.
- [4] ZI R, GE X, THOMPSON J, et al. Energy efficiency optimization of 5G radio frequency chain systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34 (4): 758-771.
- [5] FRAHANG-BOROUJENY B. Pilot-based channel identification: proposal for semi-blind identification of communications channels [J]. Electronics Letters, 1995, 31(15): 1044-1046.
- [6] TUGNAIT J K, LUO W. On channel estimation using superimposed training and first-order statistics [C]//2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'03), May 11-15, 2003, Anchorage, Alaska, United States. New Jersey: IEEE Press, 2003: 624-627.
- [7] MENG X, TUGNAIT J K. MIMO channel estimation using superimposed training [C]//2004 IEEE International Conference on Communications, June 20-24, 2004, Paris, France. New Jersey: IEEE Press, 2004: 2663-2667.
- [8] ZHOU T G, VIBERG M, MCKELVEY T. A first-order statistical method for channel method for channel estimation [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2003, 10(3): 57-60.
- [9] CHEN N, ZHOU G T. A superimposed periodic pilot scheme for semi-blind channel estimation of OFDM systems [C]//IEEE DSP Workshop, October 11-13, 2002, Pine Mountain, GA, USA. New Jersey: IEEE Press, 2002: 362-365.
- [10] 韩湘, 魏急波. 一种 MIMO 系统中叠加导频的最优设计方法[J]. 电子学报, 2007, 35(4): 732-735.

HAN X, WEI J B. An optimal design method of superimposed pilot in MIMO systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(4):



732-735.

- [11] ZHANG H, GAO S, LI D, et al. On superimposed pilot for channel estimation in multi-cell multiuser MIMO uplink: large system analysis[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(3): 1492-1505.
- [12] BJORNSON E, OTTERSTEN B. A framework for training-based estimation in arbitrarily correlated Rician MIMO channels with Rician disturbance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1807-1820.
- [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] OH D C, LEE J W, LEE Y H. Correlation-based cooperative user scheduling in the uplink of cellular systems [C]//IEEE 3rd International Conference on Digital Telecommunications, May 19-23, 2008, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2008: 94-98.
- [15] LU S, KANG G, ZHU Q, et al. An orthogonal superimposed

pilot for channel estimation in MIMO-OFDM systems[C]//IEEE 65th Vehicular Technology Conference, April 22-25, 2007, Dublin, Ireland. New Jersey: IEEE Press, 2007: 2409-2413.

- [16] YIN H F, GESBERT D, FILIPPOU M, et al. A coordinated approach to channel estimation in large-scale multiple-antenna systems[J]. IEEE Sel Area Communication, 2013(31): 264-273.

[作者简介]



李洁 (1990-), 女, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为大规模 MIMO 系统中信道估计。

景小荣 (1974-), 男, 博士, 重庆邮电大学副教授, 主要研究方向为多天线系统中的信号处理。