

# 联合时移和空间划分方法抑制大规模 MIMO 导频污染

宋新雷, 杨霖, 杜嘉良

(电子科技大学通信抗干扰技术国家重点实验室, 四川 成都 611731)

**摘要:** 在大规模 MIMO (multiple input multiple output) 系统的信道估计过程中, 不可避免地需要在不同小区中复用同样的导频序列, 由此而产生导频污染问题, 且当基站天线趋向于无穷多时, 它成为了系统性能提升的瓶颈。为了抑制导频污染, 提出一种联合时移和小区空间划分的导频序列分配 (TS-CSPA, time shifted-cell sectorization pilot assignment) 方法, 该方法通过从时域和空间域 2 个角度降低导频复用程度来抑制导频污染。推导了系统使用该方案时的等效信干比和用户可达速率。仿真结果表明所提出的方法能有效地抑制大规模 MIMO 系统的导频污染, 相比于其他几种抑制方法能够在系统性能上获得一定程度的提升。

**关键词:** 大规模 MIMO; 导频污染; 频谱效率; 信道估计

中图分类号: TP393

文献标识码: A

## Pilot decontamination in massive MIMO system combining time-shifted and cell sectorization pilot assignment

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

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

**Abstract:** Pilot contamination is appeared in massive MIMO (multiple input multiple output) system when using the same pilot sequences at different cells to get the channel state information. It becomes a bottleneck problem of massive MIMO when the number of antenna goes infinite. In order to dealt with pilot contamination, a new TS-CSPA joint scheme was proposed. This scheme can mitigate pilot contamination by reduce the reuse of pilot sequence through the time domain and space domain. And the closed-form expression for the achieved rates and signal to interference plus noise ratio(SINR) to verify the advantages of the proposed scheme were given. Numerical results show that significant performance gains to mitigate pilot contamination problem compared to other methods.

**Key words:** massive MIMO, pilot contamination, spectral efficiency, channel estimate

### 1 引言

在过去的数 10 年里, MIMO 技术一直是移动通信的研究热点, MIMO 技术可以在同样的信道带宽和发射功率的条件下, 成倍地提高无线移动通信系统的频谱和能源效率, 极大地缓解了频谱资源稀缺和日益增长的信道容量需求之间的矛盾<sup>[1,2]</sup>。

随着第 5 代移动通信的提出和发展, Marzetta 等<sup>[3]</sup>在 2006 年首先在传统 MIMO 的基础上提出了大规模 MIMO 的概念, 其核心思想是通过在基站处

安置几十根甚至上百根天线来提高小区系统的吞吐量, 大规模 MIMO 技术的优点在一定程度上非常依赖精确的信道状态信息 (CSI, channel state information), 然而随着基站处天线数目的增加, 系统获取 CSI 的开销也随之增加, 当天线数目趋向于无穷大时, 系统用来估计信道的正交导频序列将会占用大量的信道相干时间, 从而使导频系统传输数据的相干时间减少而极大地影响系统的吞吐率。通常设定是结合大规模天线技术的时分双工 (TDD, time division duplexing) 多用户 (MU, multi-user)

收稿日期: 2016-04-20; 修回日期: 2016-10-26

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.2014ZX03004003)

**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. 2014ZX03004003)

MIMO 蜂窝小区系统模型。此时可以利用上下行链路的信道互惠性来减小获取 CSI 的开支。考虑到在有限的相干时间内，仍然不可避免地在不同的蜂窝小区内不同程度重复使用导频序列<sup>[4]</sup>，由此导致在基站进行信道估计时无法消除其他小区的干扰，“导频污染”（pilot contamination）问题由此产生。

当大规模 MIMO 系统的基站天线数很大甚至趋向于无穷时，可以使一些随机的情况趋向于稳定，因此小尺度衰落系数被平均化，用户和基站之间的随机信道矢量渐近正交，而在基站接收端使用简单的匹配滤波器可以消除掉不相关噪声和小区内干扰，然而由于导频复用产生的信道估计误差却无法随着天线数增加而消除。因此导频污染引起了很多关注和研究。

文献[5,6]提出基于子空间投影的信道盲估计和基于上行用户数据的半盲估计，这 2 种方法可以有效地减少使用和不使用导频序列，从而在大规模 MIMO 信道估计过程中避开导频污染问题；文献[7]根据大规模 MIMO 信道的渐近正交性进行信道的盲估计，此时仅需要少量的导频序列解决协方差矩阵的模糊问题，可以在一定程度上减小导频污染；文献[8~11]则均是采用随机的方法优化有限导频序列的分配，从而减小导频污染问题。

本文提出一种联合时间域和空间域的导频分配方案，通过划分时域和空间角度域这 2 个维度来降低正交导频序列组的复用程度。相比之前的方法，该方法使用简单的空时域处理从根本上隔离了导频污染产生的原因，即复用的正交导频序列，减少了引起导频污染的源头，且系统模型简单，相对于其他几种抑制方法更加有效地提升了系统的性能。文中推导了该方法的等效信干比表达式、系统可达速率，并给出其性能仿真和结果分析。

本文中  $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$  和  $(\cdot)^{-1}$  分别表示转置、共轭转置和求逆， $\|\cdot\|$  表示矩阵的二范数， $\text{diag}\{a\}$  表示求以  $a$  为对角值的对角矩阵， $E[\cdot]$  和  $\text{var}\{\cdot\}$  分别表示期望和方差。

## 2 系统模型

考虑  $L$  个六边形 MU-MIMO 蜂窝小区系统，假设每个小区随机均匀分布着  $K$  个单天线用户，中心基站有  $M$  ( $K \ll M$ ) 个天线，这些用户使用同样的频带资源，基站和用户传输功率分别为  $p_f$  和  $p_r$ ，

并假设数据发送和接收保持时间同步。

信道模型如图 1 所示，其中， $l$  小区内第  $m$  个天线与  $j$  小区中第  $k$  个用户之间的信道增益满足：

$c_{jilm} = \sqrt{\beta_{jlk}} h_{jilm}$ ，其中， $m=1,2,\dots,M$ ， $k=1,2,\dots,K$ ， $j,l=1,2,\dots,L$ ，并且假设小尺度衰落因子  $h_{jilm}$  是独立同分布 (i.i.d, independent and identically distributed) 且服从均值为 0，方差为 1 的复正态分布  $CN(0,1)$  而大尺度衰落因子  $\beta_{jlk}$  则由几何衰减和阴影衰落引起表示为

$$\beta_{jlk} = \frac{\alpha_{jlk}}{r_{jlk}^\eta}$$

其中， $r_{jlk}$  表示  $j$  个基站和  $l$  小区内第  $k$  个用户之间的距离， $\eta$  是时延因子， $\alpha_{jlk}$  是方差为  $\sigma_{\text{shadow}}$  的对数正态随机变量，通常可以认为是一个非负常量。

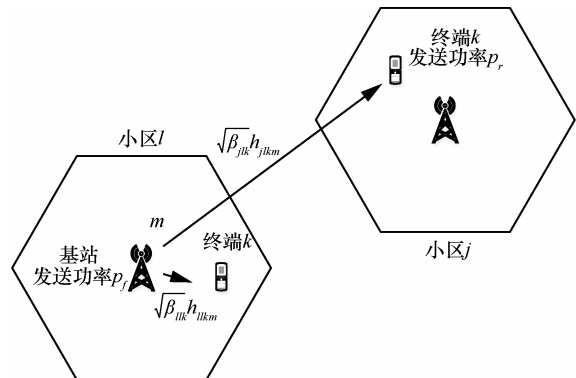


图 1 信道模型

由于 TDD 多址方式带来的信道互惠性，上下行信道具有同样的信道状态信息，另外假设信道服从频率平坦性衰落。

## 3 信号传输方案

### 3.1 上行导频序列传输

如图 2 所示，在上行传输的过程中，用户传输  $\tau$  ( $\tau \geq K$ ) 个正交导频符号给基站，然后基站用它估计与各个用户之间的信道信息。假设不同小区的用户传输同一组彼此正交的导频，那么  $K$  个用户的导频序列用  $\tau K$  的矩阵  $\Psi$  表示，其中， $\Psi = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_K]$  且满足  $\Psi^H \Psi = I_K$ 。令  $\sqrt{\tau} \psi_{jk}$  作为  $j$  小区中第  $k$  个用户的导频序列。

下面仅考虑一个目标小区，其他小区的情况类推可得。如图 2 所示，设目标小区为  $l$ ，则该小区第  $m$  根天线收到的信息为

$$y_{lm} = \sum_{j=1}^L \sum_{k=1}^K \sqrt{p_r \tau} c_{jlmk} \psi_{jk} + n_{lm} \quad (1)$$

其中,  $n_{lm}$  是加性白噪声,  $c_{jlmk} = \sqrt{\beta_{jlk}} h_{jlmk}$ 。

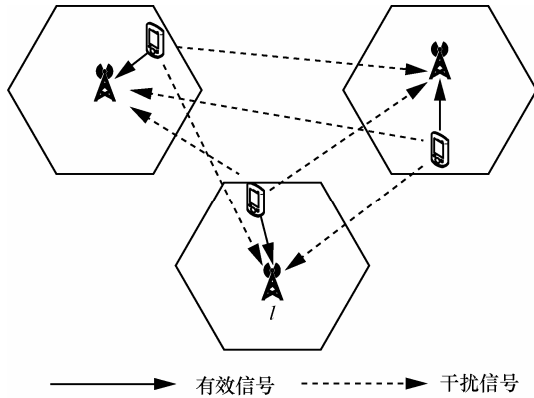


图 2 上行导频序列传输

$l$  小区基站接收的导频信号矩阵表示为

$$\begin{aligned} Y_l &= \sqrt{p_r \tau} \sum_{j=1}^L \Psi_j C_{jl} + N_l \\ &= \sqrt{p_r \tau} \sum_{j=1}^L \Psi_j D_{jl}^{-1} H_{jl} + N_l \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $Y_l = [y_{l1} \ y_{l2} \ \dots \ y_{lM}]$ ,  $N_l = [n_{l1} \ n_{l2} \ \dots \ n_{lM}]$ , 第  $j$  个小区的导频向量  $\Psi_j = [\psi_{j1} \ \psi_{j2} \ \dots \ \psi_{jK}]$ , 基站处大尺度衰落系  $D_{jl} = \text{diag}\{\beta_{j1l} \ \beta_{j2l} \ \dots \ \beta_{jKl}\}$ 。

$$H_{jl} = \begin{bmatrix} h_{j1l1} & \dots & h_{j1lM} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{jKl1} & \dots & h_{jKlM} \end{bmatrix} \quad (3)$$

基站对信道矩阵进行 MMSE 估计可得

$$\hat{H}_{jl} = \sqrt{p_r \tau} D_{jl}^{-1} \Psi_j^H \left( I + p_r \tau \sum_{i=1}^L \Psi_i D_{il} \Psi_i^H \right)^{-1} Y_l \quad (4)$$

### 3.2 预编码矩阵

根据式(4)信道估计结果可以对下行发送数据进行预编码处理, 本文基站对所发送数据使用线性 ZF 预编码矩阵<sup>[12]</sup>

$$W_l = \frac{\hat{H}_l^H (\hat{H}_l \hat{H}_l^H)^{-1}}{\sqrt{\text{tr}[(\hat{H}_l \hat{H}_l^H)^{-1}]}} (MK) \quad (5)$$

为了使基站平均功率恒定, 式(5)需满足  $\text{tr}\{W_l^H W_l\} = 1$ 。

### 3.3 下行数据传输

如图 3 所示, 在下行传输数据时, 用户将收到

所处小区和周围相邻小区的基站所发送的数据的和。

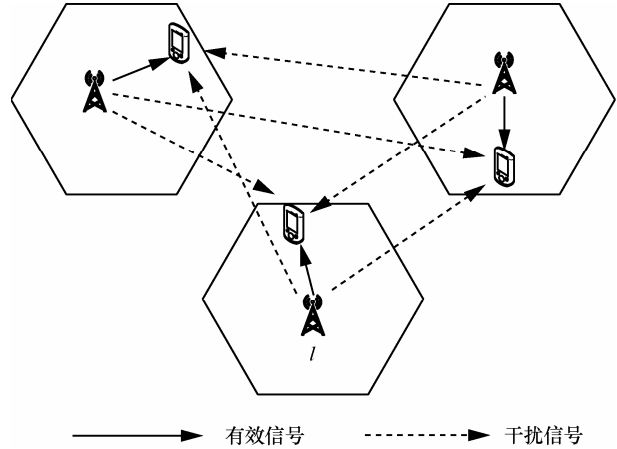


图 3 下行数据传输

设  $l$  小区为目标小区, 若该小区需要传输给  $k$  个用户的数据:  $S_l = [s_{l1} \ s_{l2} \ \dots \ s_{lk}]^T$  且满足  $E[s_l] = 0$ ,  $E[s_l s_l^H] = I$ 。进行 ZF 预编码后传输的数据为  $Q_l = W_l S_l$ , 则  $l$  小区内第  $k$  个用户收到的接收信号为

$$u_{lk} = \sqrt{p_f} \sum_{j=1}^L \sum_{i=1}^K \sqrt{\beta_{jli}} [h_{jli1} \ h_{jli2} \ \dots \ h_{jliM}] q_{ji} + z_{lk} \quad (6)$$

其中,  $z_{lk}$  为加性高斯噪声。

令  $x_{ji}^k = \sqrt{p_f \beta_{jli}} [h_{jli1} \ h_{jli2} \ \dots \ h_{jliM}] W_{ji}$  表示  $l$  小区  $k$  用户到  $j$  小区  $i$  天线的等效信道, 式(6)可写为

$$u_{lk} = x_{lk}^k s_{lk} + \sum_{(j,i) \neq (l,k)} x_{ji}^k s_{ji} + z_{lk} \quad (7)$$

式(7)中右边第 1 项为用户应该接收的有用信号, 第 2 项为同一小区不同用户的干扰, 第 3 项表示加性高斯白噪声。可知用户接收数据的信干噪比为<sup>[13]</sup>

$$SINR_{lk} = \frac{|E[x_{lk}^k]|^2}{1 + \text{var}\{x_{lk}^k\} + \sum_{(j,i) \neq (l,k)} E[|x_{ji}^k|^2]} \quad (8)$$

小区用户等效可达速率为

$$R_l = \sum_{k=1}^K \text{lb}(1 + SINR_{lk}) \quad (9)$$

由于导频污染的问题, 信道估计不可避免地会受到影响, 这也成为制约大规模 MIMO 系统可达速率的一个主要限制因素, 因此, 本文提出以下方法

来减小导频污染，从而提高系统的容量。

### 4 联合时移和划分小区的方案

#### 4.1 基本原理

在文献[14, 15]中，将系统的  $L$  个小区合理地分成若干个小组，表示为  $G_1, G_2, \dots, G_i$ 。

图 4 是分为 3 组方案，在时移的导频分配(TSPA, time shifted pilot assignment) 中，将用户发送的导频序列从时间域上区分开，在同一个小组的小区用户同步发送导频序列，在不同组的小区用户分别在不同的时间间隙上发送，也就是说，导频重复使用的次数将变为原来的  $\frac{G_i}{L}$  ( $i$  为分组数)。不过使用该方法发送导频的过程中基站会收到其他组不相关的下行数据干扰。

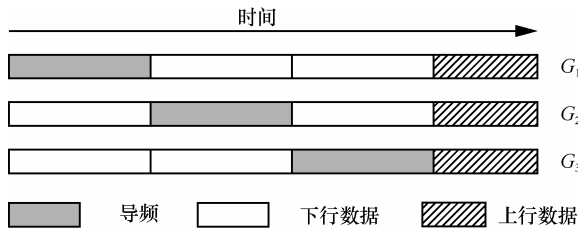


图 4 时移导频分配方案

在消除小区间干扰的过程中，一种最有效的方法是将干扰源在某种维度上隔离掉<sup>[16]</sup>。受此启发并结合 TSPA 算法，本文提出一种联合时移和小区空间划分的导频分配方法 (TS-CSPA)，本方案优势在于联合时间和空间 2 个维度进行导频污染的隔离。

首先，使用如图 5 所示的系统模型并假设目标小区只受到相邻小区的干扰，参考 TSPA 导频分配算法的思想将系统中所有小区分成 3 个小组，且每个组内小区用户在发送导频的时候，其他组的小区在传输下行数据，并假设满足传输同步条件。

然后使用智能天线技术将每个小区均匀划分为 6 个角度为  $\theta$  的三角形扇形区域并用  $\theta$  表示，每个区域的阵列根据方向性只接收其覆盖区域内的信号。如图 5 所示，每个小区都分为 A、B、C、D、E 和 F 这 6 部分，对于中心小区的 A 区域，其中的阵列在接收导频信号的时候仅会受到它覆盖范围内的小区数据传输干扰。此时在不考虑 TSPA 的情况下，导频复用程度也会变成原始传输方式的  $\frac{\theta}{2\pi}$ 。

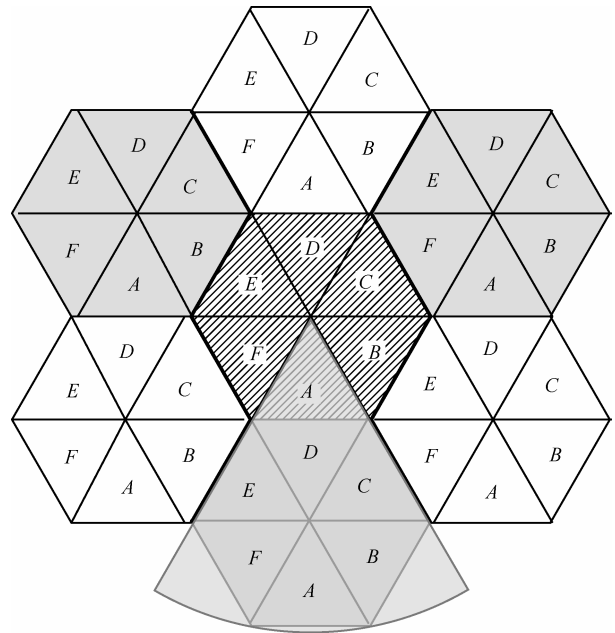


图 5 联合时移和划分小区的导频分配算法

而在联合方案中，若考虑中心小区的 A 区域，在上行发送导频的时候，A 区域的基站天线仅仅会受到其接收范围内小区（扇形阴影覆盖的区域）的下行不相关数据干扰，相对于传统的同步不分区的大规模 MIMO 信道估计方法，导频污染在很大程度上得到了抑制，且仅仅引入的是单个小区的下行数据干扰。

另外还可以从时间分组和空间分组上进行进一步扩展，在时间方面可以尽可能多地分组，减小同一个组内复用导频的小区数目，不过具体的分组数则受限于相干时间长度，以及与用户数相关的导频序列长度，因为相干时间有限，如假定相干时间为  $T$ ，导频序列长度为  $\tau$ ，则分组数  $G_i = \left\lfloor \frac{T}{\tau} \right\rfloor$ 。而根据智能天线技术的空间划分则相对自由，可以选择较小的角度来减小干扰量，如  $\theta = 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 180^\circ \dots$ 。角度越小，对干扰的抑制效果越明显。

#### 4.2 性能分析

对图 5 所示阴影部分进行分析，其他各个分区类似可得，对于 TS-CSPA 的导频分配方法，上行导频阶段一个分区内的基站天线接收的信号为

$$\mathbf{Y}_l = \sqrt{p_r \tau} \sum_{j=1}^{\theta} \mathbf{\Psi}_j \mathbf{D}_{jl}^2 \mathbf{H}_{jl} + \sqrt{p_f} \sum_{j \neq l}^{G_i \cap \theta} \mathbf{B}_{jl} \mathbf{Q}_j + \mathbf{N}_l \quad (10)$$

其中， $\mathbf{B}_{jl}$  代表  $j$  小区到  $l$  小区的信道矩阵且服从均

值为 0 方差为  $\mathbf{I}$  的复正态分布  $CN(0, \mathbf{I})$ ,  $\underline{\mathbf{Q}}_j$  表示  $j$  小区基站发送给用户的数据。  $G_i \cap \Theta$  表示在天线覆盖内的分组小区, 式(10)中有下划线的字母均代表所研究区域对应的参数。式(10)中右边的第 1 项表示目标区域的导频信号, 第 2 项表示天线接收区域内分组  $G_2$  基站发送给用户的数据,  $\underline{\mathbf{N}}_l$  为加性噪声。对式(10)进行 MMSE 信道估计可得式(11)。

下行传输信号阶段, 目标小区中用户不仅要接收目标小区  $l$  的下行数据, 还将接收系统内其他时间组内下行数据和用户发送的上行导频信号, 具体

$$\hat{\mathbf{H}}_{jl} = \sqrt{p_r \tau} \underline{\mathbf{D}}_{jl}^2 \underline{\Psi}_l^H \left( \mathbf{I} + p_r \tau \sum_{j=1}^{\Theta} \underline{\Psi}_j \underline{\mathbf{D}}_{jl} \underline{\Psi}_j^H + p_f \sum_{j \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \underline{\mathbf{D}}_{jl}^2 \underline{\mathbf{Q}}_j (\underline{\mathbf{B}}_{jl} \underline{\mathbf{B}}_{jl}^H) \underline{\mathbf{Q}}_j^H \underline{\mathbf{D}}_{jl}^2 \right)^{-1} \underline{\mathbf{Y}}_l \quad (11)$$

$$\underline{\mathbf{U}}_l = \sqrt{p_f} \sum_{j \in G_1} \underline{\mathbf{D}}_{jl}^2 \underline{\mathbf{H}}_{jl} \underline{\mathbf{W}}_j \underline{\mathbf{S}}_j + \sqrt{p_f} \sum_{j \in G_2} \underline{\mathbf{D}}_{jl}^2 \underline{\mathbf{H}}_{jl} \underline{\mathbf{W}}_j \underline{\mathbf{S}}_j + \sqrt{p_r} \sum_{j \in G_3} \underline{\mathbf{F}}_{jl} \underline{\Psi}_j + \underline{\mathbf{Z}}_l \quad (12)$$

$$SINR^{TS-CSPA} = \frac{p_f \beta_{ll} |E[\mathbf{h}_{ll} \mathbf{w}_l]|^2}{1 + \text{var}[\sqrt{p_f \beta_{ll}} \mathbf{h}_{ll} \mathbf{w}_l] + \sum_{j \neq l}^{G_1 \cap \Theta} p_f \beta_{jl} E[|\mathbf{h}_{jl} \mathbf{w}_j|^2] + \sum_{j=1}^{G_2 \cap \Theta} p_f \beta_{jl} E[|\mathbf{h}_{jl} \mathbf{w}_j^{\text{old}}|^2] + \sum_{j=1}^{G_3} p_r \tau \beta_{jl}} \quad (13)$$

结合式(11)和矩阵求逆定理可以得到  $\hat{\mathbf{h}}_{jl}$  的简单表达式为

$$\hat{\mathbf{h}}_{jl} = \frac{\sqrt{p_r \tau \beta_{jl}}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}} \underline{\Psi}_j^H \underline{\mathbf{Y}}_l \quad (14)$$

由式(14)易知对于任意的小区  $j$  有

$$\frac{\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H}{\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}\|} = \frac{\underline{\mathbf{Y}}_l^H \underline{\Psi}_j}{\|\underline{\Psi}_j^H \underline{\mathbf{Y}}_l\|} \quad (15)$$

根据式(13)可以求出

$$\mathbf{h}_{jl} \mathbf{w}_l = \mathbf{h}_{jl} \frac{\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H}{\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}\|} = \|\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H\| + \hat{\mathbf{h}}_{jl} \frac{\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H}{\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}\|} \quad (16)$$

其中,  $\hat{\mathbf{h}}_{jl}$  服从  $CN\left(0, \frac{p_r \tau \beta_{jl}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}} \mathbf{I}\right)$ 。且

$\tilde{\mathbf{h}}_{jl} = \mathbf{h}_{jl} - \hat{\mathbf{h}}_{jl}$  为估计误差且与  $\hat{\mathbf{h}}_{jl}$  相互独立, 其满足

$$CN\left(0, \frac{1 + p_r \tau \sum_{i \neq j}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}}{1 + p_r \tau \sum_{i \neq j}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}} \mathbf{I}\right) \quad (17)$$

表示形式如式(12)所示。式(12)中右侧第 1 项为用户要接收的有用数据, 第 2 项表示时移中  $G_2$  分组下行的数据, 从图 5 可以看出在该组中每个小区有一个  $\Theta$  分区的下行数据会对目标分区的用户形成干扰, 第 3 项表示  $G_3$  组中用户发送的导频对接收数据产生的影响,  $\underline{\mathbf{F}}_{jl}$  表示干扰用户与目标用户之间的信道矩阵,  $\underline{\mathbf{Z}}_l$  为加性噪声。然后根据式(6)~式(8)的推导过程可以得到单个用户的等效信噪比的下界如式(13)所示, 其中,  $\mathbf{w}_l^{\text{old}}$  表示分组  $G_2$  在上一个相干时间内信道估计所产生的预编码矩阵。

所以由式(16)可得

$$E[\mathbf{h}_{jl} \mathbf{w}_l] = E[\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H\|] = \sqrt{\frac{p_r \tau \beta_{jl}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}}} E[\theta] \quad (18)$$

其中,  $\theta = \sqrt{\sum_{m=1}^M |u_m|^2}$  且  $u_m$  服从  $CN(0, 1)$ 。

根据式(16)还可得

$$\begin{aligned} E[\|\mathbf{h}_{jl} \mathbf{w}_l\|^2] &= E[\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H\|^2] + E\left[\frac{\hat{\mathbf{h}}_{jl}^H}{\|\hat{\mathbf{h}}_{jl}\|} \tilde{\mathbf{h}}_{jl}^H \tilde{\mathbf{h}}_{jl} \frac{\tilde{\mathbf{h}}_{jl}^H}{\|\tilde{\mathbf{h}}_{jl}\|}\right] \\ &= \frac{p_r \tau \beta_{jl}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}} E[\theta^2] + \\ &\quad \frac{1 + p_r \tau \sum_{i \neq j}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}} \end{aligned} \quad (19)$$

通过上面的结果可以得到式(13)中的信道增益的期望和方差分别为

$$E[\mathbf{h}_{ll} \mathbf{w}_l] = \sqrt{\frac{p_r \tau \beta_{jl}}{1 + p_r \tau \sum_{i=1}^{\Theta} \beta_{il} + p_f \sum_{i \neq l}^{G_2 \cap \Theta} \beta_{il}}} E[\theta]$$

$$\begin{aligned} \text{var}\{\|\mathbf{h}_{ll}\mathbf{w}_l\|\} &= \frac{p_r\tau\beta_{jl}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}}\text{var}\{\theta\}+ \\ &\frac{1+p_r\tau\sum_{i\neq j}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}} \\ &\Gamma\left(M+\frac{1}{2}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

另外,  $E[\theta]=\frac{\Gamma\left(M+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(M)}$ , 且  $\Gamma(\bullet)$  是伽马函数,

$E[\theta^2]=M$ ,  $\text{var}\{\theta\}=M-E^2[\theta]$ 。则式(13)可写成式(21)。

当天线数趋向于无穷的时候式(21)简化为式(22)。

$$\text{SINR}^{\text{TS-CSPA}} = \frac{p_f\beta_{ll}\Phi_1E^2[\theta]}{1+p_f\beta_{ll}\Phi_1\text{var}\{\theta\}+\sum_{j\neq l}^{G_1\cap\theta}p_f\beta_{jl}\Phi_2E[\theta^2]+\sum_{j=1}^{G_2\cap\theta}p_f\beta_{jl}\Phi_3+\sum_{j=1}^{G_3}p_r\tau\beta_{jl}} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \frac{p_r\tau\beta_{ll}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}} \\ \Phi_2 &= \frac{p_r\tau\beta_{jl}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}} \\ \Phi_3 &= \frac{1+p_r\tau\sum_{i\neq j}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{\theta}\beta_{il}+p_f\sum_{i\neq l}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}} \end{aligned}$$

$$\text{SINR}_{M\rightarrow\infty}^{\text{TS-CSPA}} = \frac{\beta_{ll}^2}{\sum_{i=1}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}^2\frac{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}+\sum_{i\neq j}^{G_1\cap\theta}\frac{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}} \quad (22)$$

### 5 仿真结果

下面通过仿真的方式进一步分析比较上述方法在性能上的优势, 采用多用户大规模 MIMO 的多小区系统, 并使用 TDD 的双工模式, 假设信道是块衰落的, 信道参数在一个相干时间内保持不变, 在基站发送数据时采用 ZF 预编码的方式。小区的时移分组和角度分组参考图 5, 具体仿真

其中,  $\sum_{i\neq j}^{G_1\cap\theta}\frac{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}$  表示导频污染的影响, 另外一部分  $\sum_{i=1}^{G_2\cap\theta}\beta_{il}^2\frac{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}{1+p_r\tau\sum_{i=1}^{G_1\cap\theta}\beta_{ij}}$  表示其他组内数据的

干扰, 很明显, 由于小区分区的使用, 相比于 TSPA 和不使用导频污染抑制算法的情况可以有效地减小干扰的程度, 另外因为数据干扰可以通过传统的方法抑制,  $G_3$  组的干扰将会消除掉。使用式(8)可见, TS-CSPA 在信噪比性能上优于 TSPA 和 CSPA, 进一步, 该方案的系统可达速率将会有提升。

参数如表 1 所示。

表 1	仿真参数
参数	值
小区数 $L$	7
每个小区的用户 $K$	8
小区半径 $r/\text{km}$	1.0
时延因子 $\eta$	3.8
阴影衰落标准差 $\sigma_{\text{shadow}}/\text{dB}$	8.0
导频序列长度 $\tau$	8
BS 传输功率 $p_f$	15
UT 传输功率 $p_r$	4

分别仿真了系统在没有导频污染、使用时移 (TSPA) 导频分配方案<sup>[14]</sup>、使用小区分区 (CSPA) 导频分配方案<sup>[16]</sup>、联合时移和分区的导频分配方案 (TS-CSPA) 和未使用导频污染抑制算法的情况下的小区用户可达速率的曲线。

如图 6 所示, 使用导频抑制算法能有效减小导频污染, 提高系统的频谱效率, 并且 TS-CSPA 相对于 TSPA 和 CSPA 有进一步的改善。在 TS-CSPA 方法中分别给出了系统在时域分 3 组和分 2 组的对比, 以及空间域在分  $60^\circ$  和分  $120^\circ$  的对比, 显然随着时域和空间域更详细的分组, 能够更有效地提高系统的性能。

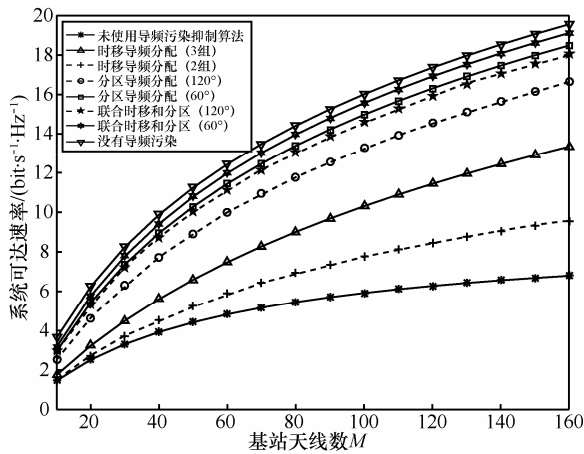


图 6 每个小区下行可达速率随基站天线数的变化

图 7 描述了系统容量随着信道大尺度衰落的变化趋势，此时设定基站天线数为 100 根。容易发现，大尺度衰落对于系统容量有比较显著的影响，而由于大尺度衰落由小区半径和衰减因子决定，所以小区半径对导频污染抑制会产生一定的影响，小区半径越小衰减因子越大从而导频污染问题越严重，从仿真看 TS-CSPA 方法在小区半径变化的情况下对导频污染的抑制效果依然保持良好的效果。

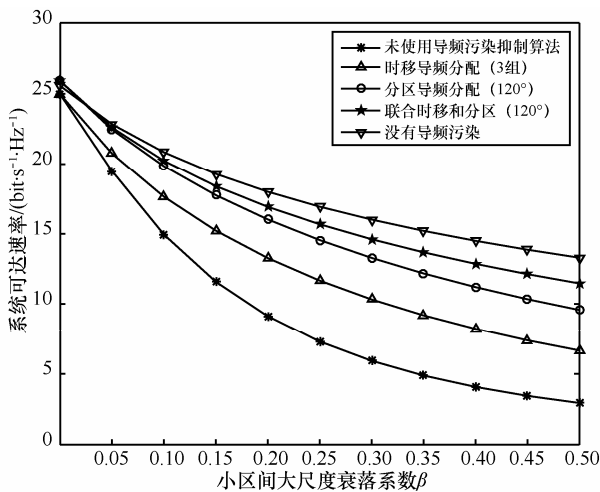


图 7 每个小区下行可达速率随大尺度衰落因子的变化

图 8 给出了在下行数据传输时的 SINR 的累计分布函数 (CDF) 曲线，设定天线固定为 10 根、100 根和 1 000 根（接近于基站处天线的极限情况）的不同情况，能够明显看出新的方法相对于以往的方法在 SINR 系统性能方面的提升作用，而且当天线数增大 10 倍时性能将会有大约 10 dB 的提升。不过从天线数量变化引起的性能变化可以看出当天线数趋向于很多时，性能的提升会变得相对平缓。

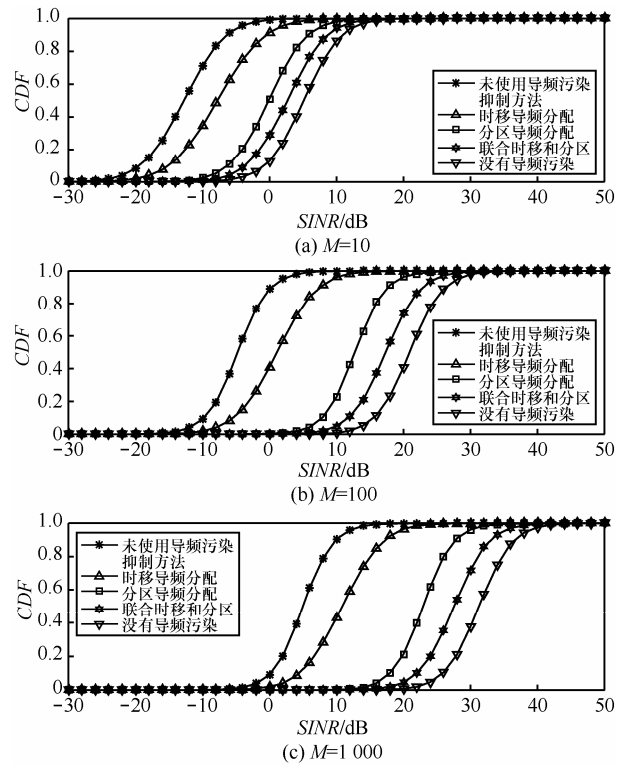


图 8 下行传输数据过程中用户接收 SINR 的 CDF 分布

如图 9 所示，分别给出了使用不同导频污染抑制方法时信道估计的最小均方误差 (MSE, mean squared error) 随天线数的变化情况，可以看出所提出的 TS-CSPA 导频污染抑制方法相对于之前几种方法在信道估计精度上有一定程度的提升。

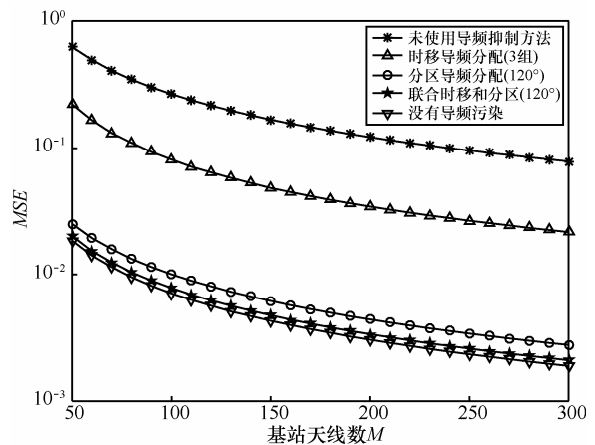


图 9 使用不同导频污染抑制方法时的信道估计 MSE

图 10 分别使用几种不同的方法进行下行数据传输，设定基站处天线为 100 根使用 QPSK 调制方式并仿真出其信道的误比特率 (BER, bit error ratio) 曲线，容易看出 TS-CSPA 方法相对于 TSPA 和 CSPA 方法有更小的 BER，且随着信噪比的增加，性能将

表现出更大的优势。

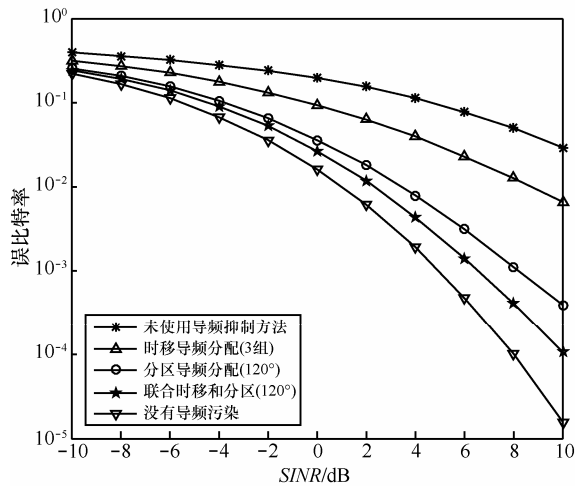


图 10 使用不同导频污染抑制方法时信号传输 BER

综上所述可以看出，本文提出的联合时移和智能天线划分小区的方法对抑制导频污染能够产生比较理想的效果，对系统容量和频谱效率有一定的提升作用。

## 6 结束语

本文提出的 TS-CSPA 方案的核心思想是：在上行链路中发送相互正交的导频进行大规模 MIMO 信道估计时，通过联合在时域和空间角度域来降低导频序列组的复用程度和受干扰的角度，推导了使用该方法的等效信干比表达式，并给出了蜂窝小区系统可达速率的仿真。很容易看出，通过该方法能够有效地降低导频污染的影响，提高信道估计的精确度，充分利用大规模 MIMO 技术的优势来提高系统的容量和频谱利用率。

### 参考文献：

[1] FREDRIK R, DANIEL P, BUON K L. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1): 40-60.

[2] ERIK G L, OVE E, FREDRIK T. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186-195.

[3] THOMAS L M. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(11): 3590-3600.

[4] THOMAS L M. How much training is required for multiuser MIMO?[C]//Signals, Systems and Computers. 2006: 359-363.

[5] RALF R M, LAURA C, MIKKO V. Blind pilot decontamination[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5):

773-786.

[6] HU D, HE L H, WANG X D. Semi-blind pilot decontamination for massive MIMO system[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(1): 525-536.

[7] BIEN Q N, ERIK G L. EVD-based channel estimation in multiuser MIMO systems with very large antenna arrays[C]//IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing (ICASSP). 2012: 3249-3252.

[8] DZEVDAN K, GAN Z, KAI-KIT W. Detection of pilot contamination attack using random training and massive MIMO[C]//IEEE 24th International Symposium. 2013:13-18.

[9] ZHU X D, DAI L L, WANG Z C. Graph coloring based pilot allocation to mitigate pilot contamination for multi-cell massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015,19(10):1842-1845.

[10] JESPER H S, ELISABETH D C. Pilot decontamination through pilot sequence hopping in massive MIMO systems[C]//Signal Processing for Communications Symposium-Globecom. 2014: 3285-3290.

[11] ZHU X D, WANG Z C, DAI L L. Smart pilot assignment for massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1644-1647.

[12] JUBIN J, ALEXEI A, THOMAS L M. Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011,10(8): 2640-2651.

[13] FABIO F, ALEXEI A, THOMAS L M. Inter-cell interference in non-cooperative TDD large scale antenna systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 192-201.

[14] 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. 2014:1-5.

[15] JIN S, WANG X Y, WONG K K. On massive MIMO zero-forcing transceiver using time-shifted pilots[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016,65(1): 59-74.

[16] ZHAO Z, CHEN Z G, LIU Y T. Cell sectorization based pilot assignment scheme in massive MIMO systems[C]//Wireless Telecommunications Symposium. 2015:1-5.

### 作者简介：



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。

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。

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 物理层中的关键技术、导频污染和预编码。