

大规模 MIMO 蜂窝网络系统中的导频污染减轻方法

王海荣^{1,2}, 王玉辉³, 黄永明¹, 杨绿溪¹

(1. 东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096;

2. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003; 3. 南京船舶雷达研究所, 江苏 南京 210003)

摘 要: 提出了 2 个减轻大规模天线蜂窝网络导频污染的方案: 利用正交导频把蜂窝系统中的小区划分为两类一维大的天线阵列网络, 每一类之内采用相同的导频, 两类之间采用正交的导频, 再利用导频功率控制方法减轻了导频污染。利用基站间的协调, 以所有基站信道估计均方误差的求和最小为目标函数, 寻求近似最优的导频序列长度和同导频用户发射导频时隙的分配方案, 从而提高了信道估计的性能, 提升了整个系统的下行链路可达和速率。

关键词: 大规模多输入多输出; 导频污染; 蜂窝网络; 时分双工系统; 均方误差

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2014)01-0024-10

Pilot contamination reduction in very large MIMO cellular network

WANG Hai-rong^{1,2}, WANG Yu-hui³, HUANG Yong-ming¹, YANG Lv-xi¹

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China; 3. Nanjing Marine Radar Institute, Nanjing 210003, China)

Abstract: Two pilot contamination reduction methods in very large MIMO cellular network were proposed by dividing all cells into two types of one-dimensional very large MIMO network. The same pilot sequences were used in cells in the same category while orthogonal pilot sequences were used between these two categories. Then the pilot power control method can be used to achieve the purpose of alleviating pilot contamination. By coordinating among base stations, the nearly optimal length of pilot sequences and assignment of pilot transmission could be found through minimizing the sum of channel estimation mean square error of all base stations. Thus, much better performance of channel estimation could be obtained, greatly enhancing the sum rate in downlink in all cells.

Key words: very large multiple-input multiple-output; pilot contamination; cellular network; time division duplex system; mean square error

1 引言

大规模 MIMO (very large MIMO 或 massive MIMO) 以其特有的优点: 与传统 MIMO 技术相比, 能获得更高倍数的信道容量、更低的能量消耗、十

分精准的空间区分度、相对廉价的硬件实现等, 获得了无线通信领域的相当关注^[1~3]。但是由于基站处天线数目的大量增加, 传统的信道状态信息 (CSI, channel state information) 反馈模式已无法适用, 这是因为传统的 CSI 反馈量是随着天线数而

收稿日期: 2012-11-14; 修回日期: 2013-03-11

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60902012, 61071113, 61201172, 61201176); 国家科技重大专项基金资助项目(2011ZX03003-001-02, 2011ZX03003-003-03); 教育部博士点新教师基金资助项目(20090092120013, 20100092110010); 江苏省自然科学基金资助项目(BK2011598, BK2011019)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (60902012, 61071113, 61201172, 61201176); The National Science and Technology Major Project of China (2011ZX03003-001-02, 2011ZX03003-003-03); The Ph.D Programs Foundation of Ministry of Education of China (20090092120013, 20100092110010); The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2011598, BK2011019)

线性增长的,当天线数很多时,反馈所需的时间将会远大于信道相干时间,因此,大规模 MIMO 目前仅考虑应用于时分双工(TDD, time division duplex)系统,利用信道互易性来获得信道状态信息^[2-4]。但是由于导频信号空间的维数总是有限的,所以不可避免地总是存在不同小区的用户采用相同导频同时发射,从而导致基站无法区分,形成所谓的“导频污染”(pilot contamination)^[2,5]。

针对导频污染问题,已经有很多文献给出了理论研究和可以减轻的方法。文献[6]指出当基站不存在协作时,随着基站天线数的无限增加,非相关噪声和快衰落效应都能被平均掉,影响系统性能的主要因素是导频污染所致的小区间干扰,而且无论上行还是下行链路,等效信干比(SIR, signal to interference ratio)都仅与大尺度衰落因子相关。文献[7]已经证明在多小区 TDD 系统中,特定基站对各个信道的估计都是该基站接收信号与导频乘积的一个缩放,而基站本身在接收信号中无法区分本小区用户和其他小区用户,因而导频污染成了制约整个大规模 MIMO 系统性能的瓶颈;文献同时给出了一个基于最小均方误差(MMSE, minimum mean square error)的多小区预编码方案,但当导频污染很严重时,其性能与简单的单小区迫零(ZF, zero forcing)预编码相比,几乎没有太多增益。文献[8]提出将目标小区的导频发射帧与相邻小区的数据帧对齐,从而避免导频污染,而且这时增加导频发射功率是有益的,能获得更好的信道估计,提升系统的性能。文献[9]则在文献[8]的基础上进一步扩展,对多个小区进行分组,在同一组内同时发送导频,不同组之间的用户则在非交叠的时隙发送导频,从而极大地提升了下行数据速率。一个针对多小区大规模天线系统(LSAS)的完全无噪声和无干扰的导频污染预编码方法在文献[10]中被构造了,其付出的代价是所有小区间不仅交换信道信息,还需要共享数据信息。文献[11]则利用信道估计的均方误差(MSE, mean square error)在大天线下的特点,即导频长度在基站天线数很大时,对 MSE 性能影响很小的特点,给出了多小区一维网络减轻导频污染的导频功率控制方法,有效地提升了每小区下行可达和速率性能。

传统蜂窝网络中引入大规模 MIMO 技术可以显著地提高系统性能,但导频污染将会是面临的巨大挑战。尽管已经有很多的文献给出了导频污染的

解决办法,但由于这是大规模 MIMO 所固有的问题,因此很难找到统一彻底解决的方案。针对不同的场景,应当利用不同的解决方法。就大规模 MIMO 蜂窝网络而言,文献[8,9]所提的多小区分组,不同组用户的导频发射对齐到其他小组用户的数据发射时隙,尽管理论上可以获得很好的增益,但对现有系统的帧结构改动太大,缺乏实用性。而多小区一维网络减轻导频污染的功率控制方法在一维网络能够生效,对于蜂窝网如何采用,是否有效并不明确。本文就是在已有研究的基础上,对大规模 MIMO 蜂窝系统的导频污染问题进行探索。提出了 2 个减轻大规模 MIMO 蜂窝系统导频污染的方案。1) 利用正交导频,把蜂窝系统中的小区划分为 2 类,每一类采用相同的导频,而不是每个小区都采用正交导频(导频数目有限,所有小区全部正交是不现实的),之后蜂窝网络相当于被分为若干个一维大天线网络,再利用导频功率控制方法可以实现减轻导频污染的目的。2) 推导了每小区多用户蜂窝网络中基站处信道估计 MSE 的解析表达式,利用基站间的协调,以所有基站信道估计 MSE 的求和最小为目标函数,寻求近似最优的导频序列长度和同导频用户导频发射时隙的分配方案,从而提高了整个系统的下行链路可达和速率。

本文所使用的符号定义如下:矩阵及矢量分别用黑体大小写字母表示。 $(\mathbf{A})^T$ 、 $(\mathbf{A})^*$ 和 $(\mathbf{A})^\dagger$ 分别表示矩阵 \mathbf{A} 的转置、共轭和共轭转置; $\text{tr}\{\mathbf{A}\}$ 、 $\det(\mathbf{A})$ 和 $\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})}$ 则表示矩阵的迹、行列式和 Frobenius 范数。矩阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 的 Kronecker 积表示为 $\mathbf{A} \otimes \mathbf{B}$ 。运算符 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 表示期望, $\text{var}\{\cdot\}$ 表示方差。 \mathbf{I}_N 表示 N 阶单位阵。

2 系统模型

系统模型如图 1 所示,是一个由 L 个时间同步全频谱复用小区组成的大规模 MIMO 蜂窝网络系统,其中,每小区由一个配备 M 根天线的基站和 K ($K \leq M$) 个单天线用户组成。设定是 TDD 系统,并且信道满足互易性,即上下行链路的传播系数仅存在一个常数因子的变化,可通过基站和用户处的不同平均功率约束实现。信道估计在上行通过导频序列完成。小区内采用正交的导频。为了便于后续的分析推导,同时也基于对称性,仅考虑图 1 中虚线圆内小区的情况,即 $L = 7$ 。

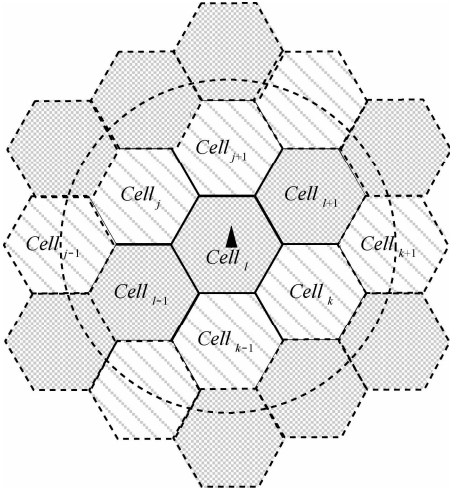


图 1 有 L 个小区，每小区基站 M 根天线，每小区 K 个单天线用户组成的大规模 MIMO 蜂窝网络系统

以第 l 小区为目标小区，那么上行时，第 l 小区基站接收到的导频信号为

$$Y_l = \sqrt{p_r \tau} \sum_{j=1}^L G_{jl} \Psi_j + W_l \quad (1)$$

其中， $G_{jl} = H_{jl} D_{jl}^{\frac{1}{2}}$ 表示 j 小区的 K 个用户到 l 小区基站所有天线的信道，其中， H_{jl} 是一个 $M \times K$ 的矩阵，表示 j 小区的 K 个用户到 l 小区基站天线的小尺度衰落因子，其所有元素是独立同分布的 (IID, independently and identically distributed)，且满足 $CN(0,1)$ 。而 D_{jl} 是一个 $K \times K$ 对角矩阵，对角元素为 $\beta_{jl} = [\beta_{jl1}, \dots, \beta_{jlk}, \dots, \beta_{jlK}]$ ，其中， β_{jlk} 表示第 j 小区的用户 k 到第 l 小区基站的大尺度衰落因子，这里假设同一基站的天线阵列足够紧凑，对特定的用户有着相同的大尺度衰落。

$\Psi_j = [\psi_{j1}, \psi_{j2}, \dots, \psi_{jK}]^T$ (满足归一化条件 $\Psi_{jk}^H \Psi_{jk} = 1$) 为导频序列 ($K \times \tau$ 矩阵)， τ 则是用户发送的导频训练序列长度。 p_r 为用户处的平均发射功率，而 W_l 为服从 IID $CN(0,1)$ 的加性噪声。

那么利用估计理论中的标准结果可以获得信道 H_{jl}^T 的 MMSE 估计为

$$\hat{H}_{jl}^T = \sqrt{p_r \tau} D_{jl}^{\frac{1}{2}} \Psi_j \left(I + p_r \tau \sum_{i=1}^L \Psi_i^H D_{il} \Psi_i \right)^{-1} Y_l^T \quad (2)$$

由上式可以看出，当小区间的导频也复用，那么 H_{jl}^T 的估计性能会受到其他小区相同导频的影响，尤其当对应的大尺度衰落因子较大时。如果所有小区都采用正交导频，那么导频污染就不存在了，但

是由于导频数目的有限性，以及蜂窝网络中小区和用户的巨大数量，这显然是不符合实际情况的。

但如果将小区分类，仅在不同类小区间采用正交导频，则是一个可以实现的方案。下面就介绍基于小区分类的导频污染减轻方法。

3 基于小区分类的导频污染减轻方法

如果所有小区间采用相同的导频，那么第 l 小区周围的 6 个小区用户的上行导频都会对第 l 小区基站造成导频污染 (更远小区的影响在此忽略了，这是基于大尺度衰落因子与距离紧密相关，通常距离越远，大尺度衰落因子减小得越快)。但是当采用如图 1 所示的小区分类方法 (深浅填充色区分)，即把蜂窝网络中的所有小区划分为 2 类，同一类内部的小区采用相同的导频，而不同类之间的小区采用的是正交的导频。那么很容易就可以看到，现在对第 l 小区基站造成导频污染的就仅有 $l-1$ 和 $l+1$ 2 个小区的用户了。显然，这比所有小区都采用正交导频的代价要小得多，也更具有实用性。

但是导频污染依然存在，而且由于是相邻小区，这 2 个小区中用户到第 l 小区基站的交叉增益 β_{jlk} ($j=l-1, l+1$)，较大的可能性还是很高的。随着基站天线数趋向无穷，第 l 小区基站仍然会受困于导频污染。文献[11]给出了一个线性网络导频污染减轻的方法，此时用在这里是很适合的。类似地，可以得到由 $l-1$ 、 l 和 $l+1$ 小区所组成的线性网络中在目标小区第 l 小区的信道估计均方误差为 (每小区用户数 $K=1$)

$$\mathcal{M}'_d = M - \frac{M \beta_{ll} p_r \tau^2}{\beta_{ll} p_r \tau^2 + \sum_{i=l-1, l+1} \beta_{il} p_r \tau^2 + 1} \quad (3)$$

$$\mathcal{M}' = M(L'-1) + \frac{M}{\beta_{ll} p_r \tau^2 + \sum_{i=l-1, l+1} \beta_{il} p_r \tau^2 + 1} \quad (4)$$

其中， \mathcal{M}'_d 是第 l 小区基站对期望信道 \hat{H}_{ll}^T 估计的均方误差，而 \mathcal{M}' 则是对所有信道 \hat{H}_{jl}^T ， $j=l-1, l, l+1$ ，估计的均方误差， M 和 L' 分别为基站天线数和当时有用户参与发射导频的小区数。由式 (3) 和式 (4) 可知，当 M 很大时，导频序列长度 τ 的大小对信道估计 MSE 性能的影响不大。

当采用导频功率控制时，即把原来导频序列的长度均分为 $\tau' = \frac{\tau}{2}$ 的两段，第 l 小区用户在其中一段

发射导频，而第 $l-1$ 和 $l+1$ 小区用户则在另一段上发射导频。由此，可以得到采用导频功控后的信道估计 MSE 分别为

$$\tilde{\mathcal{M}}'_d = M - \frac{M\beta_{l1}p_r\tau^2}{\beta_{l1}p_r\tau^2 + 1} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{M}}'_{(1)} &= M(L''-1) + \frac{M}{\beta_{l1}p_r\tau^2 + 1} \\ \tilde{\mathcal{M}}'_{(2)} &= M(L''-1) + \frac{M}{\sum_{i=l-1, l+1} \beta_{il}p_r\tau^2 + 1} \end{aligned} \quad (6)$$

对比式 (3) 和式 (5)，显然有 $\tilde{\mathcal{M}}'_d < \mathcal{M}'_d$ ，而且观察式 (5)，有 $\tilde{\mathcal{M}}'_d = M - \frac{M}{1 + \frac{1}{\beta_{l1}p_r\tau^2}}$ ，当 $\beta_{l1} \cdot$

$p_r\tau^2 \gg 1$ 时，显然有 $\tilde{\mathcal{M}}'_d \rightarrow 0$ ，即期望信道估计的 MSE 达到最佳。需要注意的是，由于估计的是所有信道的 MSE，式 (4) 可以分为式 (6) 中的 2 个部分，针对本文的模型，当第 l 小区用户发射导频时，第 l 小区基站估计期望信道为 $\hat{\mathbf{H}}_l^T$ ，

$L''=1$ ，所以有 $\tilde{\mathcal{M}}'_{(1)} = \frac{M}{\beta_{l1}p_r\tau^2 + 1}$ ，而当第 $l-1$ 和

$l+1$ 小区用户发射导频时，第 l 小区基站估计干扰信道为 $\hat{\mathbf{H}}_{jl}^T$ ， $j=l-1, l+1$ ，即 $L''=2$ ，则有 $\tilde{\mathcal{M}}'_{(2)} = M +$

$\frac{M}{\sum_{i=l-1, l+1} \beta_{il}p_r\tau^2 + 1}$ ，对比 $L'=3$ 的式 (4)，所有信道

估计的均方误差 $\tilde{\mathcal{M}}' = \tilde{\mathcal{M}}'_{(1)} + \tilde{\mathcal{M}}'_{(2)}$ 的性能近似比 \mathcal{M}' 好上一个 M 。

如文献[7]中所揭示的，当导频污染非常严重时，由于信道估计的性能急剧下降，即便是复杂的预编码方案，例如，基于 MMSE 的多小区预编码，较之简单的如单小区 ZF 预编码，对应的下行链路可达和速率性能几乎没有增益。采用上述基于小区分类的导频污染减轻方法后，可以看到，信道估计性能指标 MSE 均有了很大的提高，其中，对期望信道估计的 MSE 对应着单小区 ZF 预编码，而对所有信道估计的 MSE 则对应了基于 MMSE 的多小区预编码，可以预料当导频污染被很大程度上减轻后，复杂预编码方案将会获得更好的性能。

在蜂窝网络中，当所有的小区都采用正交导频时，可以避免导频污染；或者如线性网络导频污染减轻方法一样，划分导频序列长度为更小，使得不

同小区用户的相同导频发射在时域上正交。以上 2 个方案理论上均有效，但实际中均不可行。而基于小区分类的导频污染减轻方法则取了上述 2 个方案的一个折中，相对简单易行，具有实际应用意义。

导频污染是大规模 MIMO 蜂窝网络系统必须面对的一个性能瓶颈，基于小区分类的导频污染减轻方法的思路是利用各种资源，尽可能地使不同小区用户的相同导频正交化。某些场景下，资源有限不可能实现上述的正交化操作，可以考虑选择某一性能作为指标，尽可能地降低导频污染对系统性能的影响。下面就介绍基于信道估计性能的导频污染减轻方法。

4 基于信道估计性能的导频污染减轻方法

本节所采用的信道估计性能指标与第 3 节相同，仍然是均方误差。考虑如下情况：每小区 K 个单天线用户，同一小区内不同用户采用正交导频，而不同小区间则完全复用导频。可以改写式 (1) 为

$$\mathbf{Y}_l = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{G}}_{1l} & \tilde{\mathbf{G}}_{2l} & \cdots & \tilde{\mathbf{G}}_{Ll} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \vdots \\ \Psi_L \end{bmatrix} + \mathbf{W}_l \quad (7)$$

其中， $\tilde{\mathbf{G}}_{jl} = \mathbf{H}_{jl} \tilde{\mathbf{D}}_{jl}^{\frac{1}{2}}$ （令 $\tilde{\mathbf{D}}_{jl}^{\frac{1}{2}} = \sqrt{p_r\tau} \mathbf{D}_{jl}^{\frac{1}{2}}$ ）。

当拉直接收矩阵和噪声矩阵时，式 (7) 中的模型可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{R}^{\frac{1}{2}}\mathbf{H} + \mathbf{w} \quad (8)$$

其中， $\mathbf{y} = \text{vec}(\mathbf{Y}_l)$ ， $\mathbf{w} = \text{vec}(\mathbf{W}_l)$ ，均为 $M\tau \times 1$ 的向量，而 $\mathbf{H} \in \mathcal{C}^{LMK \times 1}$ ， \mathbf{H} 可以表示为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{H}_{1l}) \\ \vdots \\ \text{vec}(\mathbf{H}_{ll}) \\ \vdots \\ \text{vec}(\mathbf{H}_{Ll}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\mathbf{R} \in \mathcal{C}^{LMK \times LMK}$ ，且 $\mathbf{R} = \text{diag}\{\{\mathbf{R}_{1l} \cdots \mathbf{R}_{ll} \cdots \mathbf{R}_{Ll}\}\}$ ，其中， $\mathbf{R}_{jl} \in \mathcal{C}^{MK \times MK}$ ， $j=1, \dots, L$ ，且有如下的形式

$$\mathbf{R}_{jl} = p_r\tau \begin{bmatrix} d_{j11} & & \\ & \ddots & \\ & & d_{jK} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{d}_{jlk} = \text{diag} \left\{ \underbrace{[\beta_{jlk} \cdots \beta_{jlk}]}_{M \text{次}} \right\}, k = 1, \dots, K \quad (10)$$

导频矩阵 $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{M\tau \times LMK}$ 定义为

$$\mathbf{S} = [\Psi_1^T \otimes \mathbf{I}_M \cdots \Psi_l^T \otimes \mathbf{I}_M \cdots \Psi_L^T \otimes \mathbf{I}_M] \quad (11)$$

利用上面的定义, 上行信道 \mathbf{H} 的 MMSE 估计为

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger (\mathbf{I}_{M\tau} + \mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger)^{-1} \mathbf{y} \quad (12)$$

4.1 基于所有信道估计的 MSE

基站对所有信道估计的 MSE 可以定义为

$$\mathcal{M} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \right\|_{\text{F}}^2 \right\} \quad (13)$$

定理 1 如式 (13) 估计所有信道 (包括期望信道和干扰信道) 的 MSE 表示为

$$\mathcal{M} = \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{I}_{LMK} + \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \right)^{-1} \right\} \quad (14)$$

当导频为理想正交时, 即 $\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \mathbf{J}_{LL} \otimes \mathbf{I}_{MK}$ (当导频未归一化时, $\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \tau \mathbf{J}_{LL} \otimes \mathbf{I}_{MK}$), 其中, \mathbf{J}_{LL} 是一个元素全为 1 的 $L \times L$ 矩阵, \mathcal{M} 可以简化为

$$\mathcal{M} = \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{I}_{LMK} + \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{J}_{LL} \otimes \mathbf{I}_{MK} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \right)^{-1} \right\} \quad (15)$$

证明 利用矩阵转置和迹的性质, 显然有 $\mathcal{M} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H} \right\|_{\text{F}}^2 \right\}$ 。令 $\mathbf{P} = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger (\mathbf{I}_{M\tau} + \mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger)^{-1}$, 则有 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{P} \mathbf{y}$, 将此代入式 (13) 中可得

$$\begin{aligned} \mathcal{M} &= \mathbb{E} \left\{ \text{tr} \left\{ (\mathbf{P} \mathbf{y} - \mathbf{H})(\mathbf{P} \mathbf{y} - \mathbf{H})^\dagger \right\} \right\} \\ &= \mathbb{E} \left\{ \text{tr} \left\{ \mathbf{P} \mathbf{y} \mathbf{y}^\dagger \mathbf{P}^\dagger - \mathbf{P} \mathbf{y} \mathbf{H}^\dagger - \mathbf{H} \mathbf{y}^\dagger \mathbf{P}^\dagger + \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger \right\} \right\} \\ &= \text{tr} \left\{ \mathbf{P} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{y} \mathbf{y}^\dagger \right\} \mathbf{P}^\dagger - \mathbf{P} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{y} \mathbf{H}^\dagger \right\} - \mathbb{E} \left\{ \mathbf{H} \mathbf{y}^\dagger \right\} \mathbf{P}^\dagger + \mathbf{I}_{LMK} \right\} \end{aligned}$$

利用信道模型式 (8), 有

$$\mathbb{E} \left\{ \mathbf{y} \mathbf{y}^\dagger \right\} = \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H} + \mathbf{I}_{M\tau} \quad (16)$$

$$\mathbb{E} \left\{ \mathbf{y} \mathbf{H}^\dagger \right\} = \mathbb{E} \left\{ \left(\mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H} + \mathbf{w} \right) \mathbf{H}^\dagger \right\} = \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \quad (17)$$

$$\mathbb{E} \left(\mathbf{H} \mathbf{y}^\dagger \right) = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{H} \left(\mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{H} + \mathbf{w} \right)^\dagger \right\} = \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \quad (18)$$

将式(16)、式(17)和式(18)代入, \mathcal{M} 可以改写为

$$\mathcal{M} = \text{tr} \left\{ \mathbf{P} \left(\mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger + \mathbf{I}_{M\tau} \right) \mathbf{P}^\dagger - \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} - \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \mathbf{P}^\dagger + \mathbf{I}_{LMK} \right\}$$

$$\begin{aligned} &= \text{tr} \left\{ \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \left(\mathbf{I}_{M\tau} + \mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger \right)^{-1} \left(\mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger + \mathbf{I}_{M\tau} \right) \cdot \right. \\ &\quad \left. \mathbf{P}^\dagger - \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} - \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \mathbf{P}^\dagger + \mathbf{I}_{LMK} \right\} \end{aligned}$$

$$= \text{tr} \left\{ \mathbf{I}_{LMK} - \mathbf{P} \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \right\}$$

$$= \text{tr} \left\{ \mathbf{I}_{LMK} - \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \left(\mathbf{I}_{\tau M} + \mathbf{S} \mathbf{R} \mathbf{S}^\dagger \right)^{-1} \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \right\}$$

利用矩阵性质 $(\mathbf{I} + \mathbf{A} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{A} (\mathbf{I} + \mathbf{B} \mathbf{A})^{-1}$ 和 $(\mathbf{I} + \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A} = (\mathbf{I} + \mathbf{A})^{-1}$ 可得

$$\mathcal{M} = \text{tr} \left\{ \left(\mathbf{I}_{LMK} + \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} \mathbf{R}^{\frac{1}{2}} \right)^{-1} \right\}$$

即式 (14) 得证, 将 $\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = \mathbf{J}_{LL} \otimes \mathbf{I}_{MK}$ 代入式 (14) 即得式 (15), 所以定理 1 得证。

由式 (15) 可知, 所有信道估计的均方误差 \mathcal{M} 与各个小区用户的大尺度衰落因子以及所采用的导频序列密切相关。当所有小区复用相同的导频序列时, 不同小区用户对同一基站的导频污染不可避免, 文献[11]已经证明在大天线阵列下, 信道估计的 MSE 对导频序列的长度 τ 不敏感, 因此在线性网络中, 把 τ 均分为两部分, 可以错开不同小区用户相同导频的发射时隙, 从而大大减轻系统的导频污染。但是在蜂窝网络中, 对特定小区基站有影响的小区远不止相邻的 2 个, 为了消除导频污染, 把 τ 划分为更小的部分未必是最优的, 这是因为 τ 对于 \mathcal{M} 的作用是双重的, 当导频污染严重时, 通过划分 τ , 可以使导频相互污染的小区错开导频发射时隙, 提升信道估计性能, 但当导频污染不那么严重时, τ 的大小同样对 \mathcal{M} 的性能有着很大的影响, 显然更长的导频序列能获得更精确的信道估计。因此, 寻找最优的 τ 的划分对提升系统性能是很有意义的。同时, 由于不同小区用户间的大尺度衰落因子不尽相同, 当 τ 被划分获得了减轻导频发射的机会时, 如何分配具有相同导频的不同小区用户的发射时隙同样值得研究。基于以上两点, 给出如下的目标函数, 来寻求近似最优的 τ 的划分和同导频用户导频发射时隙的分配为

$$(\bar{\tau}, \mathbf{B}) = \arg \min \sum_{i=1}^L (\mathcal{M})_i \quad (19)$$

其中, $\bar{\tau}$ 为整数, 表示原导频序列长度 τ 被均分后的大小, 而 \mathbf{B} 是所有同导频用户的导频发射时隙分配集合, 如图 2 所示, $\mathbf{B} = \left\{ \left[(2a), (1a, 3a) \right], \left[(1b, 3b), (2b) \right] \right\}$ 表示系

统的 τ 被分为 $\tilde{\tau} = \frac{\tau}{2}$ 2 个时隙，其中，在第 1 时隙，

小区 2 中采用导频 a 的用户（表示为 $2a$ ，以此类推）与小区 1 和小区 3 中采用导频 b 的用户同时发射导频；而在第 2 时隙，小区 1 和小区 3 中采用导频 a 的用户，与小区 2 中采用导频 b 的用户同时发射导频。

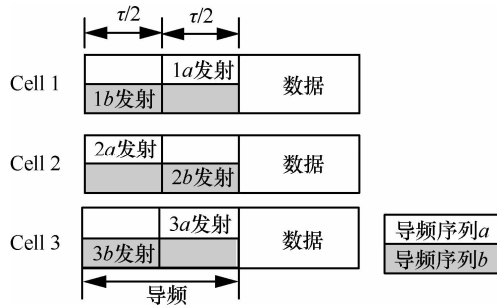


图 2 集合为 \mathbf{B} 的多小区多用户导频发射时隙分配

假设小区基站间是可以相互协调的，即可认为蜂窝中每个用户的大尺度衰落因子对所有基站均为可知，因此每个基站可以分别计算不同 τ 划分和集合 \mathbf{B} 下自身的 \mathcal{M} ，当基站间通过协调满足目标函数式 (19) 时，即可获得一个近似最优的 τ 的划分和同导频用户导频发射时隙分配集合 \mathbf{B} 。

由于 \mathcal{M} 是对所有信道估计的均方误差，所以可以用需同时考虑期望信道和干扰信道的复杂预编码方案（比如基于 MMSE 的多小区预编码）所实现的系统下行链路可达和速率性能来衡量其性能优劣。

4.2 基于期望信道估计的 MSE

当仅考虑期望信道估计的 MSE 时，假设不同小区采用完全一样的导频，即 $\Psi_j = \Psi, j=1, \dots, L$ ，令 $\tilde{\mathbf{S}} = \Psi^T \otimes \mathbf{I}_M$ ($M\tau \times MK$ 向量)，参考式(8)可以得到

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{S}} \sum_{i=1}^L \mathbf{R}_i^{\frac{1}{2}} \mathbf{h}_i + \mathbf{w} \quad (20)$$

其中， $\mathbf{h}_i = \text{vec}(\mathbf{H}_i)$ ($MK \times 1$ 向量)，那么上行信道 \mathbf{H}_i 的 MMSE 估计可以表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{R}_i^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \left(\mathbf{I}_{M\tau} + \tilde{\mathbf{S}} \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{R}_i \right) \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (21)$$

利用性质 $(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{B})^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{A}(\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{A})^{-1}$ ，上式可改写为

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{R}_i^{\frac{1}{2}} \left(\mathbf{I}_{MK} + \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{S}} \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{R}_i \right) \right)^{-1} \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \mathbf{y} \quad (22)$$

定义第 l 小区基站处期望信道估计的 MSE 为

$$\mathcal{M}_l \stackrel{\text{def}}{=} \mathbb{E} \left\{ \left\| \hat{\mathbf{H}}_l^T - \mathbf{H}_l^T \right\|_{\text{F}}^2 \right\} \quad (23)$$

类似地，有定理 2 成立。

定理 2 如式(23)估计期望信道的 MSE 给定为

$$\mathcal{M}_l = \text{tr} \left\{ \mathbf{I}_{MK} - \mathbf{R}_l^{\frac{1}{2}} \left(\mathbf{I}_{MK} + \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{S}} \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{R}_i \right) \right)^{-1} \tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{R}_l^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (24)$$

当导频为理想正交时，即 $\tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{I}_{MK}$ ，(当导频未归一化时， $\tilde{\mathbf{S}}^{\dagger} \tilde{\mathbf{S}} = \tau \mathbf{I}_{MK}$)， \mathcal{M}_l 可简化为

$$\mathcal{M}_l = \text{tr} \left\{ \mathbf{I}_{MK} - \mathbf{R}_l \left(\mathbf{I}_{MK} + \sum_{i=1}^L \mathbf{R}_i \right)^{-1} \right\} \quad (25)$$

证明 与定理 1 的证明类似。

由式 (24) 可知，期望信道估计的 MSE 是一个关于 \mathbf{R}_i 和 $\tilde{\mathbf{S}}$ 的函数，当 $\tilde{\mathbf{S}}$ 确定后，主要取决于 \mathbf{R}_i ，其中， \mathbf{R}_i 又包含了用户功率 p_r 、导频序列长度 τ 和大尺度衰落因子 β_{jlk} 。文献[2]已经指出当存在导频污染时，提升用户功率 p_r 并没有任何帮助。与 4.1 节基于所有信道估计 MSE 的目标函数类似，可以获得一个基于期望信道估计 MSE 的目标函数如下

$$(\tilde{\tau}', \mathbf{B}) = \arg \min_{\substack{\tau' \leq \tau \leq \tau \\ L}} \sum_{i=1}^L (\mathcal{M}_i) \quad (26)$$

此方法的实质是利用 τ 的划分，使得相互之间大尺度衰落因子 β_{jlk} 都很大的不同小区同导频用户的发射时隙错开，从而达到提升信道估计的性能，最终改善蜂窝系统的下行链路可达和速率。

由于 \mathcal{M}_l 是对期望信道估计的均方误差，所以只需考虑仅利用期望信道估计的简单预编码方案（比如单小区 ZF 预编码）所实现的系统下行链路可达和速率性能来衡量其性能优劣。

5 仿真结果

在本节中，将用数值仿真来分别评估采用第 3 节所提的基于小区分类和第 4 节所提的基于信道估计性能的导频污染减轻方法后，大规模 MIMO 蜂窝系统所获得的性能增益，以及相关参数对性能的影响。

响。纵贯整个仿真，归一化的信道矩阵 \mathbf{H}_{ji} 都是由每个元素均满足独立同分布 $\mathcal{CN}(0,1)$ 的随机矩阵生成，基站和用户的平均发射功率分别为 $p_f = 20$ dB 和 $p_r = 10$ dB (为易于比较,取 1w 作为相对参考值)。不失一般性,对于所有 k 有,如果 $j=l$,直接增益 (direct gain) $\beta_{jk} = 1$,如果 $j \neq l$,交叉增益 (cross gain) β_{jk} 则采用区间 (0,1) 内的随机值。评估系统性能的指标为下行链路可达和速率,采用式(27)的方法计算单个用户的可达速率后求和可得^[7]

$$R_{jk} = \text{lb} \left(1 + \frac{\mathbb{E}\{g_{jk}^{jk}\}^2}{1 + \text{var}\{g_{jk}^{jk}\} + \sum_{(l,i) \neq (j,k)} \mathbb{E}\{g_{li}^{jk}\}^2} \right) \quad (27)$$

其中, $g_{li}^{jk} = \sqrt{p_f \beta_{jk}} [h_{jlk1} \cdots h_{jlkM}] a_{li}$, $[h_{jlk1} \cdots h_{jlkM}]$ 是 \mathbf{H}_{ji}^T 的第 k 行,而 a_{li} 则是所采用的预编码矩阵 \mathbf{A}_i 的第 i 列,其中,仿真中考虑了单小区 ZF 预编码和基于 MMSE 的多小区预编码 2 个方案^[7]。

5.1 基于小区分类的导频污染减轻方法的仿真

对于基于小区分类的导频污染减轻方法的仿真,分别考虑小区内是单用户 ($K=1$) 和多用户 ($K=8$) 的情况。

图 3 描述了采用基于小区分类的导频污染减轻方法后,在每小区单用户 $K=1$ 情况下,所获得的每小区下行链路可达和速率(标记为“Cell Classification I”),分别考虑了 ZF 和 MMSE 2 种预编码方案。作为对比,仿真中还给出了所有小区全部采用相同导频(标记为“Pilot Contamination”)和全部采用正交导频的性能(标记为“Orthogonal Pilot”)来作为对比。由图 3 可以看到,当所有小区全部采用相同导频时,基站天线的增加对性能几乎没有任何提升,而且即便是复杂的基于 MMSE 的多小区预编码,与简单的单小区 ZF 预编码相比,也几乎没有增益。而当所有小区全部采用正交导频,即当 $L=7$ 时,系统中有 7 个正交的导频被采用,每个小区各采用其中一个,由于不存在导频污染,基于 MMSE 的多小区预编码的性能明显优于单小区 ZF 预编码,且都远好于导频污染时的性能,这种情况下的性能可视为一个上界。在基于小区分类的导频污染减轻方法中,利用小区分类,第 $l-1$ 、 l 和 $l+1$ 小区采用相同的导频,其余 4 个小区复用另一个导频,之后利用 τ 的减半,第 l 小区也获得了一个无

导频污染的状况,由仿真结果可以看到,采用单小区 ZF 预编码几乎获得了与所有小区全部采用正交导频一样的性能,但是由于估计干扰信道时还是存在着导频污染,因此采用基于 MMSE 的多小区预编码要比所有小区全部采用正交导频的方案要差一些。图 4 是类似的,不同的是考虑了每小区多用户 ($K=8$) 的场景。对比图 3 和图 4 可以发现,随着用户数的增加,对系统的性能是有影响的,可以看到,在单用户时,即便基站天线数不是很多,小区分类和导频正交的性能就已远优于有导频污染的情况;而多用户时,3 种情况的性能在基站天线数不多时,彼此间的差距并不是很大,随着基站天线数的增加才慢慢拉大,这是因为由于导频的长度是有限的,所以同小区不同用户间的导频正交性是近似的,当用户数很多时,依然会影响到基站对上行导频的估计性能。

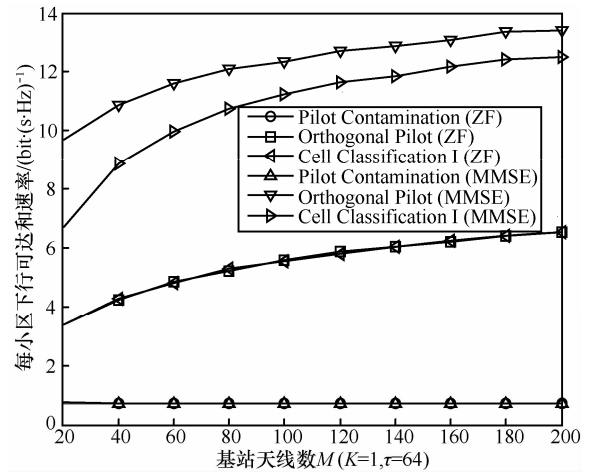


图 3 每小区单用户情况下,下行可达和速率随基站天线数的变化 ($L=7, K=1, \tau=64$)

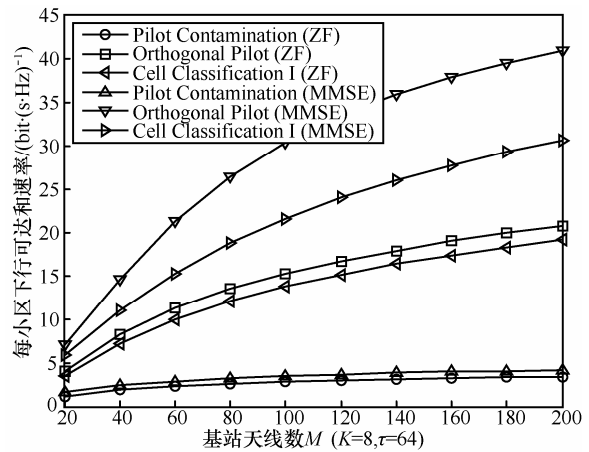


图 4 每小区多用户情况下,下行可达和速率随基站天线数的变化 ($L=7, K=8, \tau=64$)

图 5 和图 6 则分别考察了每小区单用户和多用户情况下导频序列长度对每小区下行可达和速率性能的影响（基站天线数固定为 $M=100$ ）。由图 5 可以看到，导频污染场景下无论是 ZF 还是 MMSE 预编码，导频序列长度的增加并不能改善性能，对于另外 2 个场景，ZF 预编码的性能对 τ 也不敏感，而 MMSE 预编码的性能除了在 $\tau=32$ 时有一个跃升以外，其余时候性能的提高也很平缓。但当每小区用户增多时，对减轻了导频污染的 2 种场景，情况就并不总是这样了，可以从图 6 中观察到，ZF 预编码随着导频长度的增加也在某个点有一个跃升，之后比较平稳；而 MMSE 预编码则不然，显然随着 τ 的增加，性能有着极大的提高。这是因为随着导频长度的增加，带来了多方的好处：其一，提高了无导频污染情况下对信道估计的精度，尤其是干扰信道；其二，提升了不同用户间导频的正交性。

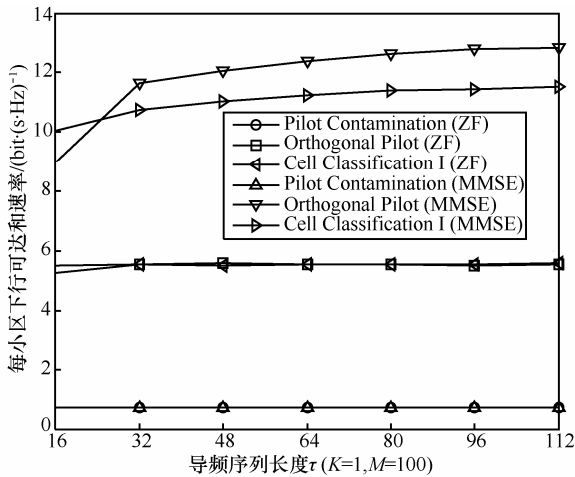


图 5 每小区单用户情况下，下行可达和速率随导频序列长度的变化 ($L=7, K=1, M=100$)

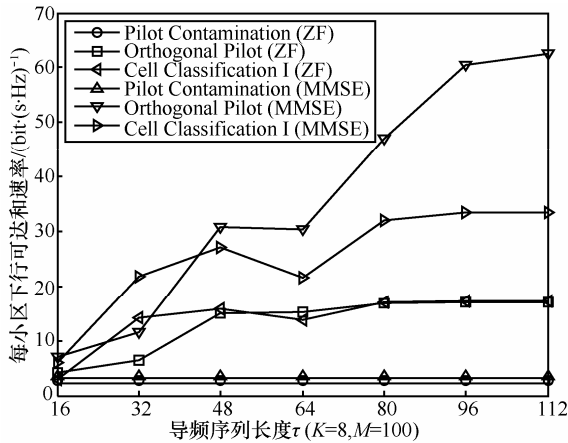


图 6 每小区多用户情况下，下行可达和速率随导频序列长度的变化 ($L=7, K=8, M=100$)

5.2 基于信道估计性能的导频污染减轻方法的仿真

对于基于信道估计性能的导频污染减轻方法的仿真，考虑一个 $L=3, K=2, \tau=12$ 的多小区多用户场景。

图 7 验证了信道估计的 MSE 解析表达式(14)、式(15)和式(24)、式(25)，从图 7 中可以看到，仿真结果与解析表达式随着基站天线数的增加而增加，一直是比较吻合的。

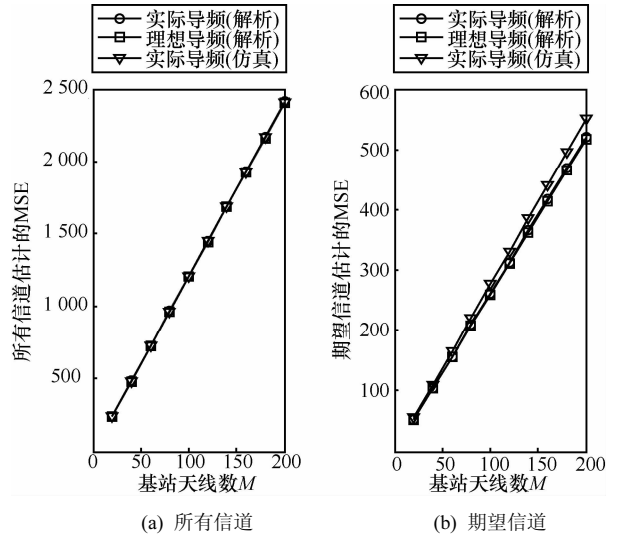


图 7 信道估计 MSE 随基站天线数的变化 ($L=3, K=2, \tau=12$)

图 8 则分别给出了利用式(19)和式(26)寻求近似最优的 τ 的划分和同导频用户导频发射时隙的分配集合时所对应的信道估计 MSE 性能，可以看到，均优于导频污染时的情况。其中作为对比，不仅给出了如式(19)和式(26)的所有基站信道估计 MSE 求和最小的情况，也分别给出了求和最大的情况，即提供了一个对选择不同分配集合 B 可能带来的最好和最差性能之间的对比。由图 8 可以看到，当选择 $\tilde{\tau} = \frac{\tau}{3}$ 时，即 3 个小区的导频发射完全错开时，集合 B 的选择对 $\sum_{i=1}^L (\mathcal{M}_i)$ 和 $\sum_{i=1}^L (\mathcal{M}_d)_i$ 的影响都不是很大。但对于依然存在一定的导频污染但又有所减轻的 $\tilde{\tau} = \frac{\tau}{2}$ 的情况，不同的分配集合 B 对 $\sum_{i=1}^L (\mathcal{M}_i)$ 有一定的影响，而对 $\sum_{i=1}^L (\mathcal{M}_d)_i$ 则有着较大的影响。

由图 9 可以看到这种影响对最终整个系统下行链路可达和速率的影响（实线对应于式(26)的单

小区 ZF 预编码, 对应的虚线则表示对应于式 (19) 的基于 MMSE 的多小区预编码)。为了便于性能对比, 不仅给出了 τ 未作划分有导频污染时的性能, 还给出了该情况下采用导频调度策略的结果。显然式 (19) 和式 (26) 所提供方法的性能是远优于前两者的, 且对照图 8 可以观察到, 它们的性能与对应的信道估计 MSE 性能是成对应关系的。同时, 在实现了减轻导频污染的前提下, MMSE 预编码还是要优于 ZF 预编码方法。

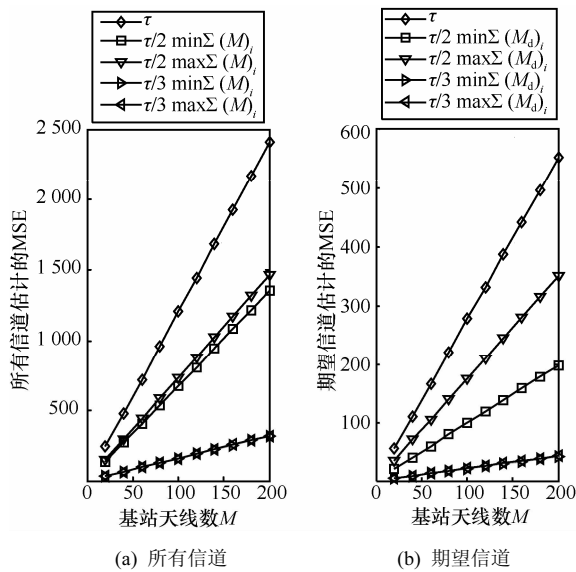


图 8 采用导频减轻方法后, 信道估计 MSE 随基站天线数的变化 ($L=3, K=2, \tau=12$)

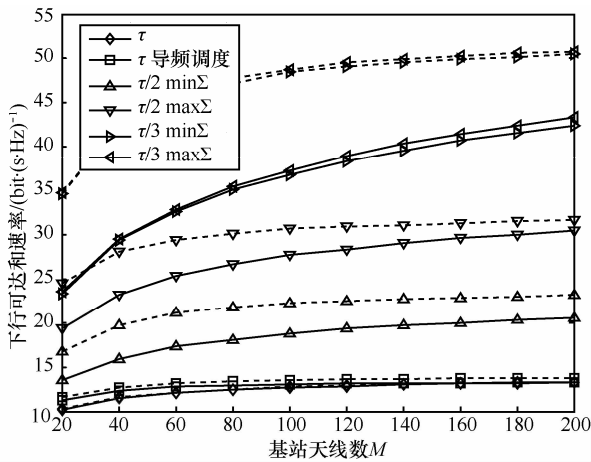


图 9 采用导频减轻方法后, 下行可达和速率性能比较 ($L=3, K=2, \tau=12$, 图中实线对应于单小区 ZF, 虚线对应于多小区 ZF)

图 10 给出了导频序列长度 τ 与 2 种预编码方法性能的关系。作为对比, 同时还给出了每小区单用户的性能和作为上界的所有用户采用完全正交导频的性能。显然, ZF 预编码方法对 τ 的大小不敏感,

无论是每小区单用户还是多用户, 并且当 τ 划分到 $\frac{\tau}{L}$, 即完全没有导频污染时, 采用式 (26) 几乎就达到了用户导频全部正交的性能上界。MMSE 预编码则不然, 即便 τ 划分到 $\frac{\tau}{L}$, 式 (19) 距离性能上界仍然有着一个差距, 并且可以看到式 (19) 的性能在导频污染减轻后是随着导频序列长度的增加而不断改善的。

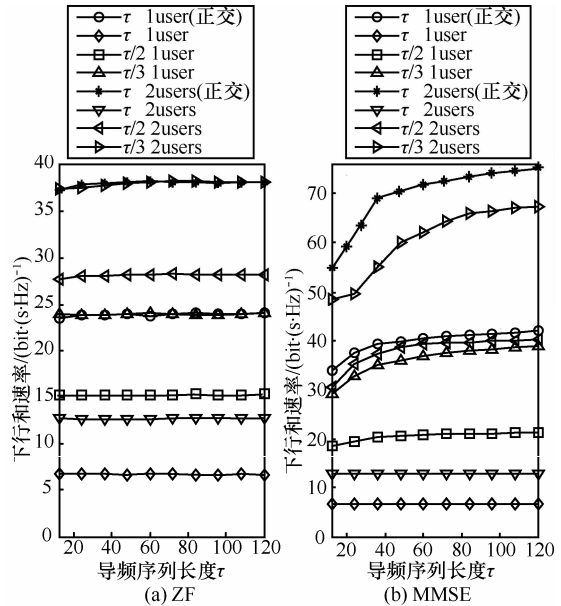


图 10 导频序列长度对下行可达和速率性能的影响 ($L=3, \tau=12$)

最后需要指出的是, 并不一定把 τ 划分到 $\frac{\tau}{L}$ 就是最优的, 因为 τ 的作用是双重的, 把 τ 划分到 $\frac{\tau}{L}$ 确实可以完全避免同导频用户造成的导频污染, 但是 τ 的长度在没有导频污染时, 对信道估计的精度是起着重要作用的。所以当 L 很大时, 把 τ 划分到 $\frac{\tau}{L}$ 并不一定能得到最优的信道估计。另外, 当每小区用户很多而 τ 很小时, 同小区用户间也会有较明显的导频污染, 这是因为同小区用户间的导频序列正交性是和 τ 的长度成正比的, 显然 τ 不可能无限地划分, 只能是综合考虑后的一个折中。

6 结束语

本文提出了 2 个应用于大规模 MIMO 蜂窝网络中的导频污染减轻方法。基于小区分类的方法把蜂窝网络中的小区分为 2 类, 即把二维的网络划分为

若干个间隔的一维网络, 同一类一维网络中的小区采用相同的导频, 再利用一维网络导频污染减轻方法有效地降低了总体导频污染程度, 极大地提高了系统性能。而基于信道估计性能的方法则利用获得的信道估计 MSE 闭式表达式, 通过小区基站间的协调, 获得了使所有基站信道估计 MSE 求和最小的导频序列长度和同导频用户导频发射时隙的分配集合, 从而大大改善了整个系统的下行链路可达和速率性能。数值结果表明所提的 2 个导频污染减轻方法确实能极大地提高受限于导频污染的大规模 MIMO 蜂窝网络系统的性能。

参考文献:

- [1] LARSSON E G. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems[R]. 2012.
- [2] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, *et al.* Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. *IEEE Signal Process Mag*, 2012,30(1):40-46.
- [3] NGO H Q, LARSSON E G, MARZETTA T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Trans Commun*, 2012,61(4):1436-1449.
- [4] LARSSON E G. Very Large MIMO Systems Part I: Theory and Analysis[R]. 2012.
- [5] NGO H Q, MARZETTA T L, LARSSON E G. Analysis of the pilot contamination effect in very large multicell multiuser MIMO systems for physical channel models[A]. *IEEE Int'l Conf on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*[C]. Prague, Czech, 2011.3464-3467.
- [6] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of BS antennas[J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [7] JOSE J, ASHIKHMIN A, MARZETTA T, *et al.* Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems[J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2011, 10(8):2640-2651.
- [8] APPAIAH K, ASHIKHMIN A, MARZETTA T L. Pilot contamination reduction in multi-user TDD systems[A]. *Proc IEEE International Conference on Communications (ICC'10)*[C]. CapeTown, South Africa, 2010. 1-5.
- [9] FERNANDES F, ASHIKHMIN A, MARZETTA T L. Interference reduction on cellular networks with large antenna arrays[A]. *Proc IEEE International Conference on Communications (ICC)*[C]. Ottawa, Canada, 2012.5773-5777.
- [10] ASHIKHMIN A, MARZETTA T L. Pilot contamination precoding in multi-cell large scale antenna systems[A]. *Proc ISIT'12*[C]. 2012.1137-1141.
- [11] 王海荣, 王玉辉, 黄永明等. 大规模 MIMO 多小区 TDD 系统中的导频污染减轻方法[J]. *信号处理*, 2013,29(2):171-180.
WANG H R, WANG Y H, HUANG Y M, *et al.* Pilot contamination reduction in very large MIMO multi-cell TDD systems[J]. *Journal of Signal Processing*, 2013,29(2):171-180.

作者简介:



王海荣 (1977-), 男, 江苏无锡人, 东南大学博士生, 南京邮电大学讲师, 主要研究方向为大规模 MIMO 通信信号处理、协作通信和网络编码。



王玉辉 (1978-), 男, 山东莱阳人, 南京船舶雷达研究所工程师, 主要研究方向为 T/R 组件设计及信号处理。



黄永明 (1977-), 男, 江苏吴江人, 博士, 东南大学副教授, 主要研究方向为 MIMO 通信信号处理、多用户通信信号处理和协作通信。



杨绿溪 (1964-), 男, 安徽桐城人, 东南大学教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信空时信号处理、协作通信和网络编码。