



# (12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110011777 B

(45) 授权公告日 2021.08.31

(21) 申请号 201910362775.6

CN 109088715 A, 2018.12.25

(22) 申请日 2019.04.30

CN 107888367 A, 2018.04.06

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 110011777 A

US 2013010808 A1, 2013.01.10

WO 2017193056 A1, 2017.11.09

US 2013077580 A1, 2013.03.28

(43) 申请公布日 2019.07.12

吴灿等. “大规模MIMO系统中的导频调度算法研究”. 《广东通信技术》. 2018,

(73) 专利权人 杭州电子科技大学  
地址 310018 浙江省杭州市下沙高教园区2号大街

Jiann-An Tsai等. “The impact of AOA energy distribution on the spatial fading correlation of linear antenna array”.

(72) 发明人 曹海燕 马子昌 杨晓慧 胡文娟  
许方敏 方昕

《Vehicular Technology Conference. IEEE 55th Vehicular Technology Conference. VTC Spring 2002》. 2002,

(74) 专利代理机构 杭州君度专利代理事务所  
(特殊普通合伙) 33240  
代理人 朱月芬

Yaohua Xu等. “An approach of pilot contamination reduction based on power control and orthogonal identification”.

(51) Int. Cl.  
H04L 5/00 (2006.01)  
H04B 7/0452 (2017.01)

《2018 IEEE 3rd International Conference on Cloud Computing and Big Data Analysis (ICCCBDA)》. 2018,

(56) 对比文件  
CN 105827273 A, 2016.08.03

审查员 王馨

权利要求书3页 说明书5页 附图2页

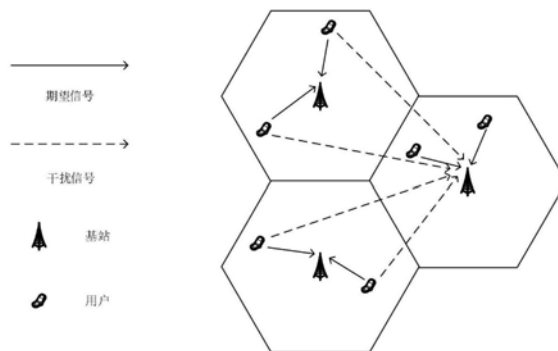
## (54) 发明名称

大规模MIMO系统中基于用户位置和分类的导频分配方法

以看出, 本发明所提导频分配方案有效提升了系统整体性能。

## (57) 摘要

本发明公开了一种大规模MIMO中基于用户位置和用户分类的导频分配。本发明通过用户到基站的AOA和路径损耗将用户进行分类, 然后按照规则进行导频分配; 首先基于路径损耗和到达角设计目标函数, 计算出通信系统中所有用户的目标函数; 设置阈值, 将所有用户的目标函数与所设阈值进行比较, 并将用户分成两类: 小于阈值的用户被认为是高干扰用户, 反之低干扰用户; 然后为高干扰用户分配正交导频, 低干扰用户由于干扰很低, 按目标函数大小进行排序并分别分配导频。相较于传统导频分配方案只考虑目标小区的性能, 本发明中的导频分配方案考虑整个通信系统中所有小区的性能。通过仿真结果可



1. 大规模MIMO中基于用户位置和用户分类的导频分配方法,其特征在于通过用户到基站的AOA和路径损耗将用户进行分类,然后按照规则进行导频分配;首先基于路径损耗和到达角设计目标函数,计算出通信系统中所有用户的目标函数;设置阈值,将所有用户的目标函数与所设阈值进行比较,并将用户分成两类:小于阈值的用户被认为是高干扰用户,反之低干扰用户;然后为高干扰用户分配正交导频,低干扰用户由于干扰很低,按目标函数大小进行排序并分别分配导频

具体步骤如下:

步骤1. 确定系统模型并进行问题描述:

1-1. 大规模MIMO系统模型

考虑一个多用户大规模MIMO系统,系统中包含L个小区;每个多用户小区有K个单天线用户及1个配置有M根天线的基站;用户在小区中随机生成,小区基站则位于小区中心;使用大规模MIMO系统中的时分双工协议;

多径信道的模型如下:

$$\mathbf{h}_{lkj} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P \mathbf{a}(\theta_{lkj}^p) a_{lkj}^p \quad (1)$$

其中, $\mathbf{h}_{lkj}$ 为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站的 $M \times 1$ 维上行信道矢量, $P$ 为到达路径的数量, $\theta_{lkj}^p$ 为第p条路径的到达角, $\theta \in [0, 2\pi]$ ;  $\mathbf{a}(\theta)$ 为天线导向矢量,如下式所示:

$$\mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi D \cos(\theta) / \lambda) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(M-1)D \cos(\theta) / \lambda) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $D$ 为天线间距,基站天线为均匀分布阵列, $\lambda$ 为信号波长; $a_{lkj}^p \sim CN(0, \beta_{lkj})$ 为第p条路径的信道系数; $\beta_{lkj}$ 为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站间的大尺度衰落系数,由下式给出:

$$\beta_{lkj} = \frac{\alpha}{d_{lkj}^\gamma} \quad (3)$$

其中 $d_{lkj}$ 为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站的距离, $\gamma$ 为路径损耗系数, $\alpha$ 为常数,由下式给出:

$$a = \gamma SNR + 10\gamma \log_{10}(R) + 10 \log_{10}(\sigma_n^2) \quad (4)$$

其中 $\gamma$  SNR为小区边缘信噪功率比, $R$ 为小区半径, $\sigma_n^2$ 为噪声功率;

1-2. 上行链路训练阶段

设可用的导频序列的个数是 $\tau$ , $\tau \geq K$ ,即导频组 $S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_\tau]$ 中有 $\tau$ 个相互正交的长度为 $\tau$ 的导频序列,即:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_k^H \mathbf{s}_k &= \tau \\ \mathbf{s}_k^H \mathbf{s}_i &= 0, i \neq k \end{aligned} \quad (5)$$

在上行链路训练阶段,系统中所有用户将其对应的导频序列发送到基站;归一化导频发射功率,第j个小区基站接收到的所有导频序列 $\mathbf{Y}_j^{\text{pilot}}$ 如下式所示:

$$\mathbf{Y}_j^{\text{pilot}} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{lkj} \mathbf{s}_{lk}^H + \mathbf{N}_j \quad (6)$$

其中 $\mathbf{s}_{1k}$ 为第1个小区中的第k个用户发送的导频; $\mathbf{N}_j$ 为 $M \times \tau$ 维高斯白噪声矩阵,矩阵里的元素服从均值为0方差为 $\sigma_n^2$ 的复高斯分布;

使用最小均方误差估计方法来进行信道估计,信道估计结果为:

$$\hat{\mathbf{h}}_{jkj} = \arg \min E(|\mathbf{h}_{jkj} - \hat{\mathbf{h}}_{jkj}|^2) = \mathbf{R}_{jkj} (\sigma_n^2 \mathbf{I}_M + \tau \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{lkj})^{-1} \bar{\mathbf{s}}^H (\bar{\mathbf{s}} \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_{lkj} + \mathbf{n}_j) \quad (7)$$

其中, $\bar{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^T \otimes \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{n}_j = \text{vec}(\mathbf{N}_j)$ ,  $\mathbf{I}_M$ 为单位矩阵, $\mathbf{R}_{1kj}$ 为第1个小区中第k个用户到第j个小区基站的信道协方差矩阵;如下式所示

$$\mathbf{R}_{1kj} = \beta_{1kj} \int p(\theta_{1kj}) \mathbf{a}(\theta_{1kj}) \mathbf{a}^H(\theta_{1kj}) d\theta_{1kj} \quad (8)$$

其中 $p(\theta_{1kj})$ 为AOA的概率密度函数,服从均匀分布;

当所有用户都使用正交导频时,信道估计结果如下所示:

$$\hat{\mathbf{h}}_{jkj}^{\text{noia}} = \mathbf{R}_{jkj} (\sigma_n^2 \mathbf{I}_M + \tau \mathbf{R}_{jkj})^{-1} \bar{\mathbf{s}}^H (\bar{\mathbf{s}} \mathbf{h}_{jkj} + \mathbf{n}_j) \quad (9)$$

### 1-2. 上行数据信号传输阶段

在上行数据信号传输阶段,所有小区的用户将其对应的数据信号发送到基站;第j个基站接收到的数据信号如下式所示:

$$\mathbf{Y}_j^{\text{data}} = \sqrt{P_u} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{lkj} x_{lk} + \tilde{\mathbf{N}}_j \quad (10)$$

其中 $P_u$ 为发送数据信号的功率, $x_{1k}$ 表示第1个小区中的第k个用户发送的数据信号,满足 $E\{|x_{1k}|^2\} = 1$ ;  $\tilde{\mathbf{N}}_j$ 为 $M \times 1$ 维高斯白噪声向量,向量中的元素服从均值为0方差为 $\sigma_n^2$ 的复高斯分布;

基站接收到数据信号后对期望数据信号进行检测;第j个小区中的第k个用户发送的数据信号的检测结果表示为:

$$\tilde{x}_{jk} = \mathbf{a}_{jk} \mathbf{h}_{jkj} x_{jk} + \mathbf{a}_{jk} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_{ijj} x_{ji} + \mathbf{a}_{jk} \sum_{l=1, l \neq j}^L \sum_{i=1}^K \mathbf{h}_{lij} x_{li} + 1/\sqrt{P_u} \cdot \mathbf{a}_{jk} \tilde{\mathbf{N}}_j \quad (11)$$

其中 $\mathbf{a}_{jk}$ 为第j个小区中的第k个用户的检测矩阵,使用ZF (Zero-Forcing, 迫零) 检测方法,检测矩阵为:

$$\mathbf{a}_{jk} = (\hat{\mathbf{h}}_{jkj}^H \hat{\mathbf{h}}_{jkj})^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{jkj}^H \quad (12)$$

### 步骤2. 目标函数及阈值的设计以及导频分配方案的提出

#### 2-1. 设计目标函数及阈值

考虑以用户为中心,散射体形成一个半径为 $r_s$ 的环形;设 $\theta_{lkj}^{\text{max}}$ 和 $\theta_{lkj}^{\text{min}}$ 分别为第1个小区中的第k个用户向第j个小区基站的发送信号的到达角的最小值和最大值,即式(8)的积分上下限;由下两式给出

$$\theta_{lkj}^{\text{max}} = \arctan\left(\frac{U_{lk}^2 - BS_j^2}{U_{lk}^1 - BS_j^1}\right) + \arcsin\left(\frac{r_s}{d_{lkj}}\right) \quad (13)$$

$$\theta_{lkj}^{\min} = \arctan\left(\frac{U_{lk}^2 - BS_j^2}{U_{lk}^1 - BS_j^1}\right) - \arcsin\left(\frac{r_s}{d_{lkj}}\right) \quad (14)$$

其中,  $U_{lk}^1$  和  $U_{lk}^2$  分别为第1个小区中第k个用户的横纵坐标,  $BS_j^1$  和  $BS_j^2$  分别为第j个小区基站的横纵坐标;

到达角处在范围  $[\theta_{lkj}^{\min}, \theta_{lkj}^{\max}]$  的用户对应信道矢量  $h_{lkj}$ ; 当  $L-1$  个与期望用户使用相同导频的干扰用户到达角范围  $[\theta_{lkj}^{\min}, \theta_{lkj}^{\max}]$ ,  $l=1, \dots, L, l \neq j$  与期望用户到达角范围  $[\theta_{jkj}^{\min}, \theta_{jkj}^{\max}]$  严格不重叠, 有:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{h}}_{jkj} = \hat{\mathbf{h}}_{jkj}^{noim} \quad (15)$$

设计衡量用户干扰程度的目标函数, 如下所示

$$I_{li} = \frac{\sum_{j=1, j \neq l}^L \sum_{k=1}^K |\cos(\theta_{lij}^{mid}) - \cos(\theta_{jkj}^{mid})|}{d_{li}^\gamma}, i=1 \dots K, l=1 \dots L \quad (16)$$

其中,  $\theta_{lij}^{mid}$  为用户到基站的中间角度, 由下式给出

$$\theta^{mid} = (\theta^{\min} + \theta^{\max}) / 2 \quad (17)$$

随后, 提出目标函数的阈值, 如下所示

$$I = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq l}^L \sum_{k=1}^K |\cos(\theta_{lij}^{mid}) - \cos(\theta_{jkj}^{mid})|}{K \cdot L \cdot R^\gamma} \quad (18)$$

定义  $I_{li} < I$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L$  的用户为高干扰用户,  $I_{li} \geq I$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L$  的用户为低干扰用户;

2-2. 基于用户位置信息的导频分配方案, 导频分配步骤如下

2-2-1 根据提前已知的用户位置信息, 得出系统中所有用户的  $d_{lij}$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L, j=1 \dots L$ ; 使用公式 (13)、(14)、(17) 得出系统中所有用户的  $\theta_{lij}^{mid}$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L, j=1 \dots L$ ;

2-2-2. 将步骤2-2-1中所得结果代入 (13) 中计算出系统中所有用户的  $I_{li}$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L$ ;

2-2-3. 将步骤2-2-1中所得结果代入 (15) 计算出系统中所有用户的阈值  $I$ , 并将  $I_{li}$ ,  $i=1 \dots K, l=1 \dots L$  与  $I$  进行比较, 按照上述定义将系统中所有用户分成高干扰和低干扰两类;

2-2-4. 为每个小区的高干扰用户分配正交导频; 将每个小区的低干扰用户按照  $I_{li}$  从大到小进行排序, 并对应分配相同导频。

## 大规模MIMO系统中基于用户位置和分类的导频分配方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于信息与通信工程技术领域,涉及无线通信系统中的大规模MIMO技术,具体是大规模MIMO系统中的一种基于用户位置信息的导频分配方案。

### 背景技术

[0002] 大规模MIMO技术是目前无线通信领域的一个研究热点。相对于传统MIMO,大规模MIMO在频谱效率和能效方面有显著的提高。大规模MIMO也因此被认为是5G无线通信的关键技术之一。

[0003] 基站(BS)处准确估计出信道状态信息(CSI)对于在大规模MIMO中实现高频谱效率是至关重要的。上行通信时,用户向基站发送导频信号,基站使用收到的导频序列进行信道估计。由于时频资源的短缺,可供使用的正交导频序列的数量是有限的。因此必须在用户间复用导频序列,这导致信道估计结果不可避免的受到使用相同导频序列用户的干扰,这就是大规模MIMO系统中的导频污染问题。目前,导频污染问题是限制大规模MIMO系统性能的瓶颈问题。

[0004] 目前有许多方法可以减轻导频污染。如设计新的导频分配方案、采用信道估计等等。本发明采用的是一种基于用户位置和用户分类的导频分配方案。

### 发明内容

[0005] 本发明以缓解大规模MIMO系统中的导频污染为着眼点,以提高信道估计精确程度为目标,提出了一种基于用户位置信息的导频分配方案。该方案通过用户到基站的AOA和路径损耗将用户进行分类,然后按照一定规则进行导频分配。具体:基于路径损耗和到达角设计目标函数,计算出通信系统中所有用户的目标函数;设置合理阈值,将所有用户的目标函数与所设阈值进行比较,并将用户分成两类:小于阈值的用户被认为是高干扰用户,反之低干扰用户;为高干扰用户分配正交导频,低干扰用户由于干扰很低,按目标函数大小进行排序并分别分配导频。

[0006] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案的具体步骤如下:

[0007] 步骤1.确定系统模型并进行问题描述;

[0008] 1-1.大规模MIMO系统模型

[0009] 考虑一个多用户大规模MIMO系统,系统中包含L个小区。每个多用户小区有K个单天线用户及1个配置有M根天线的基站。用户在小区中随机生成,小区基站则位于小区中心。系统模型如图1所示。本发明使用大规模MIMO系统中的时分双工(Time Division Duplexing,TDD)协议。

[0010] 本发明使用如下的多径信道模型

$$[0011] \quad \mathbf{h}_{lkj} = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{p=1}^P \mathbf{a}(\theta_{lkj}^p) a_{lkj}^p \quad (1)$$

[0012] 其中, $\mathbf{h}_{lkj}$ 为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站的 $M \times 1$ 维上行信道矢量,P

为到达路径的数量,  $\theta_{lkj}^p$  为第p条路径的到达角,  $\theta \in [0, 2\pi]$ 。a( $\theta$ ) 为天线导向矢量, 如下式所示

$$[0013] \quad \mathbf{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi D \cos(\theta) / \lambda) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(M-1)D \cos(\theta) / \lambda) \end{bmatrix} \quad (2)$$

[0014] 其中, D为天线间距, 基站天线为均匀分布阵列,  $\lambda$ 为信号波长。  $a_{lkj}^p \sim CN(0, \beta_{lkj})$  为第p条路径的信道系数。  $\beta_{1kj}$  为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站间的大尺度衰落系数, 由下式给出:

$$[0015] \quad \beta_{lkj} = \frac{\alpha}{d_{lkj}^\gamma} \quad (3)$$

[0016] 其中  $d_{1kj}$  为第1个小区中的第k个用户到第j个小区基站的距离,  $\gamma$  为路径损耗系数,  $\alpha$  为常数, 由下式给出

$$[0017] \quad \alpha = \gamma SNR + 10\gamma \log_{10}(R) + 10\log_{10}(\sigma_n^2) \quad (4)$$

[0018] 其中  $\gamma$  SNR为小区边缘信噪功率比, R为小区半径,  $\sigma_n^2$  为噪声功率。

[0019] 1-2. 上行链路训练阶段

[0020] 假设可用的导频序列的个数是  $\tau$ ,  $\tau \geq K$ , 即导频组  $S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_\tau]$  中有  $\tau$  个相互正交的长度为  $\tau$  的导频序列, 即

$$[0021] \quad \begin{aligned} \mathbf{s}_k^H \mathbf{s}_k &= \tau \\ \mathbf{s}_k^H \mathbf{s}_i &= 0, i \neq k \end{aligned} \quad (5)$$

[0022] 在上行链路训练阶段, 系统中所有用户将其对应的导频序列发送到基站。归一化导频发射功率, 第j个小区基站接收到的所有导频序列  $\mathbf{Y}_j^{\text{pilot}}$  如下式所示

$$[0023] \quad \mathbf{Y}_j^{\text{pilot}} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{lkj} \mathbf{s}_{lk}^H + \mathbf{N}_j \quad (6)$$

[0024] 其中  $s_{1kj}$  为第1个小区中的第k个用户发送的导频。  $\mathbf{N}_j$  为  $M \times \tau$  维高斯白噪声矩阵, 矩阵里的元素服从均值为0方差为  $\sigma_n^2$  的复高斯分布。

[0025] 本发明使用最小均方误差估计 (MMSE) 方法来进行信道估计, 由可知信道估计结果为

$$[0026] \quad \hat{\mathbf{h}}_{jkj} = \arg \min E(|\mathbf{h}_{jkj} - \hat{\mathbf{h}}_{jkj}|^2) = \mathbf{R}_{jkj} (\sigma_n^2 \mathbf{I}_M + \tau \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{lkj})^{-1} \bar{\mathbf{s}}^H (\bar{\mathbf{s}} \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_{lkj} + \mathbf{n}_j) \quad (7)$$

[0027] 其中  $\bar{\mathbf{s}} = \mathbf{s}^T \otimes \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{n}_j = \text{vec}(\mathbf{N}_j)$ ,  $\mathbf{I}_M$  为单位矩阵,  $\mathbf{R}_{1kj}$  为第1个小区中第k个用户到第j个小区基站的信道协方差矩阵。如下式所示

$$[0028] \quad \mathbf{R}_{1kj} = \beta_{1kj} \int p(\theta_{1kj}) \mathbf{a}(\theta_{1kj}) \mathbf{a}^H(\theta_{1kj}) d\theta_{1kj} \quad (8)$$

[0029] 其中  $p(\theta_{1kj})$  为AOA的概率密度函数, 服从均匀分布。

[0030] 当所有用户都使用正交导频时, 即导频污染消失时, 信道估计结果如下所示:

$$[0031] \quad \hat{\mathbf{h}}_{jkj}^{\text{noin}} = \mathbf{R}_{jkj} (\sigma_n^2 \mathbf{I}_M + \tau \mathbf{R}_{jkj})^{-1} \bar{\mathbf{s}}^H (\bar{\mathbf{s}} \mathbf{h}_{jkj} + \mathbf{n}_j) \quad (9)$$

[0032] 1-3. 上行数据信号传输阶段

[0033] 在上行数据信号传输阶段,所有小区的用户将其对应的数据信号发送到基站。第j个基站接收到的数据信号如下式所示

$$[0034] \quad \mathbf{Y}_j^{data} = \sqrt{P_u} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_{lkj} x_{lk} + \tilde{\mathbf{N}}_j \quad (10)$$

[0035] 其中 $P_u$ 为发送数据信号的功率, $x_{lk}$ 表示第l个小区中的第k个用户发送的数据信号,满足 $E\{|x_{lk}|^2\} = 1$ 。 $\tilde{\mathbf{N}}_j$ 为 $M \times 1$ 维高斯白噪声向量,向量中的元素服从均值为0方差为 $\sigma_n^2$ 的复高斯分布。

[0036] 基站接收到数据信号后对期望数据信号进行检测。第j个小区中的第k个用户发送的数据信号的检测结果可以表示为

$$[0037] \quad \tilde{x}_{jk} = \mathbf{a}_{jk} \mathbf{h}_{jkj} x_{jk} + \mathbf{a}_{jk} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_{jij} x_{ji} + \mathbf{a}_{jk} \sum_{l=1, l \neq j}^L \sum_{i=1}^K \mathbf{h}_{lij} x_{li} + 1 / \sqrt{P_u} \cdot \mathbf{a}_{jk} \tilde{\mathbf{N}}_j \quad (11)$$

[0038] 其中 $\mathbf{a}_{jk}$ 为第j个小区中的第k个用户的检测矩阵,使用ZF (Zero-Forcing, 迫零) 检测方法,检测矩阵为

$$[0039] \quad \mathbf{a}_{jk} = (\hat{\mathbf{h}}_{jkj}^H \hat{\mathbf{h}}_{jkj})^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{jkj}^H \quad (12)$$

[0040] 步骤2. 目标函数及阈值的设计以及导频分配方案的提出

[0041] 2-1. 设计目标函数及阈值

[0042] 在现实通信场景下,由于用户周围的散射体的存在,上行信号传输会受到这些散射体的影响。本发明考虑以用户为中心,由于散射体形成一个半径为 $r_s$ 的环形,如图2所示。

[0043]  $\theta_{lkj}^{\max}$  和  $\theta_{lkj}^{\min}$  分别为第l个小区中的第k个用户向第j个小区基站的发送信号的到达角的最小值和最大值,即式(8)的积分上下限。由下两式给出

$$[0044] \quad \theta_{lkj}^{\max} = \arctan\left(\frac{U_{lk}^2 - BS_j^2}{U_{lk}^1 - BS_j^1}\right) + \arcsin\left(\frac{r_s}{d_{lkj}}\right) \quad (13)$$

$$[0045] \quad \theta_{lkj}^{\min} = \arctan\left(\frac{U_{lk}^2 - BS_j^2}{U_{lk}^1 - BS_j^1}\right) - \arcsin\left(\frac{r_s}{d_{lkj}}\right) \quad (14)$$

[0046] 其中, $U_{lk}^1$ 和 $U_{lk}^2$ 分别为第l个小区中第k个用户的横纵坐标, $BS_j^1$ 和 $BS_j^2$ 分别为第j个小区基站的横纵坐标。

[0047] 到达角处在范围 $[\theta_{lkj}^{\min}, \theta_{lkj}^{\max}]$ 的用户对应信道矢量 $\mathbf{h}_{lkj}$ 。文献已经证明当L-1个与期望用户使用相同导频的干扰用户到达角范围 $[\theta_{lkj}^{\min}, \theta_{lkj}^{\max}]$ ,  $l=1, \dots, L, l \neq j$ 与期望用户到达角范围 $[\theta_{jkj}^{\min}, \theta_{jkj}^{\max}]$ 严格不重叠,有

$$[0048] \quad \lim_{M \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{h}}_{jkj} = \hat{\mathbf{h}}_{jkj}^{noin} \quad (15)$$

[0049] 本发明设计了一个衡量用户干扰程度的目标函数,如下所示

$$[0050] \quad I_{ii} = \frac{\sum_{j=1, j \neq i}^L \sum_{k=1}^K |\cos(\theta_{ij}^{mid}) - \cos(\theta_{jkj}^{mid})|}{d_{iil}^\gamma}, i=1 \dots K, l=1 \dots L \quad (16)$$

[0051] 其中, $\theta_{ij}^{mid}$ 为用户到基站的中间角度,由下式给出

$$[0052] \quad \theta^{mid} = (\theta^{\min} + \theta^{\max}) / 2 \quad (17)$$

[0053] 随后,提出目标函数的阈值,如下所示

$$I = \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^K \sum_{j=1, j \neq l}^L \sum_{k=1}^K |\cos(\theta_{lij}^{mid}) - \cos(\theta_{jkj}^{mid})|}{K \cdot L \cdot R^2} \quad (18)$$

[0055] 定义  $I_{li} < I, i=1 \dots K, l=1 \dots L$  的用户为高干扰用户,  $I_{li} \geq I, i=1 \dots K, l=1 \dots L$  的用户为低干扰用户。

[0056] 2-2.基于用户位置信息的导频分配方案

[0057] 导频分配步骤如下

[0058] 2-2-1根据提前已知的用户位置信息,得出系统中所有用户的  $d_{lij}, i=1 \dots K, l=1 \dots L, j=1 \dots L$ 。使用(13)、(14)、(17)得出系统中所有用户的  $\theta_{lij}^{mid}, i=1 \dots K, l=1 \dots L, j=1 \dots L$ 。

[0059] 2-2-2.将步骤2-2-1中所得结果代入(13)中计算出系统中所有用户的  $I_{li}, i=1 \dots K, l=1 \dots L$ ;

[0060] 2-2-3.将步骤2-2-1中所得结果代入(15)计算出系统中所有用户的阈值  $I$ ,并将  $I_{li}, i=1 \dots K, l=1 \dots L$  与  $I$  进行比较,按照上述定义将系统中所有用户分成高干扰和低干扰两类;

[0061] 2-2-4.为每个小区的高干扰用户分配正交导频。将每个小区的低干扰用户按照  $I_{li}$  从大到小进行排序,并对应分配相同导频。

[0062] 本发明有益效果如下:

[0063] 相较于传统导频分配方案只考虑目标小区的性能,本发明中的导频分配方案考虑整个通信系统中所有小区的性能。通过仿真结果可以看出,本发明所提导频分配方案有效提升了系统整体性能。

## 附图说明

[0064] 图1为本发明所使用的大规模MIMO上行链路系统模型图。

[0065] 图2为散射影响下的信号传输。

[0066] 图3为本发明所提导频分配方案与随机分配方案及无导频污染情况时的平均归一化均方误差随基站天线数的变化图。

[0067] 图4为本发明所提导频分配方案与随机分配方案及无导频污染情况时的小区可达和速率随基站天线数的变化图。

## 具体实施方式

[0068] 下面结合附图和附表对本发明实施例作详细说明

[0069] 表1为在仿真中所需要的系统参数值

[0070] 表1仿真参数

[0071]	小区数	$L=7$
	每个小区的用户数	$K=10$
	基站天线数	$M=50$
	小区半径	$R=1000\text{m}$
	用户生成范围	$d_s=100 \sim 1000\text{m}$



散射体半径	$r_s = 100\text{m}$
小区边缘信噪功率比	$r\text{SNR} = 20\text{dB}$
路径损耗系数	$\gamma = 2.5$
噪声功率	$\sigma = 0.001\text{dBm}$
信号波长	$\lambda = 0.1\text{m}$
天线间距	$D = 0.05\text{m}$
散射路径数	$P = 50$
发送数据功率	$P_u = 1/\tau$

[0072] 如图3所示,本发明对比了所提导频分配方案与传统导频分配方案以及随机分配方案、无导频污染情况时的信道估计平均归一化均方误差。传统分配方案使用贪婪搜索算法进行导频分配。从图中可以看到,在基站天线数增长时,信道估计平均NMSE会先减小后慢慢趋于平稳。这是由于在天线数量M比较小时,小区内部干扰及噪声等非导频污染是降低系统性能的主要因素;而随着天线数量M逐渐增大,非导频污染在干扰中占的比重逐渐减小,导频污染问题变成影响系统性能的瓶颈问题。在基站天线数量为50时,所提导频分配方案的平均归一化均方误差略优于传统导频分配。所提方案与随机分配方案相比,NMSE降低了近9dB,信道估计的精确程度得到了提升。

[0073] 图4给出了不同天线数情况下的小区平均可达和速率。从图4可以看出,在天线数较少的情况下,随机分配及所提导频分配方案的可达和速率接近无导频污染情况时的可达和速率。这是因为在基站天线数较少的情况下,非导频污染(即使用不同导频用户的干扰和噪声干扰等)占据主导地位。随着基站天线数的增加,非相关干扰逐渐减小,导频污染在干扰中所占的权重逐渐增加。可以看到当基站天线数目为50根时,小区可达和速率趋于平稳。图中可以看出所提导频分配方案的可达和速率优于传统方案,明显优于随机分配。

[0074] 本技术领域中的普通技术人员应当认识到,以上实施例仅是用来说明本发明,而并非作为对本发明的限定,只要在本发明的范围内,对以上实施例的变化、变形都将落在本发明的保护范围。

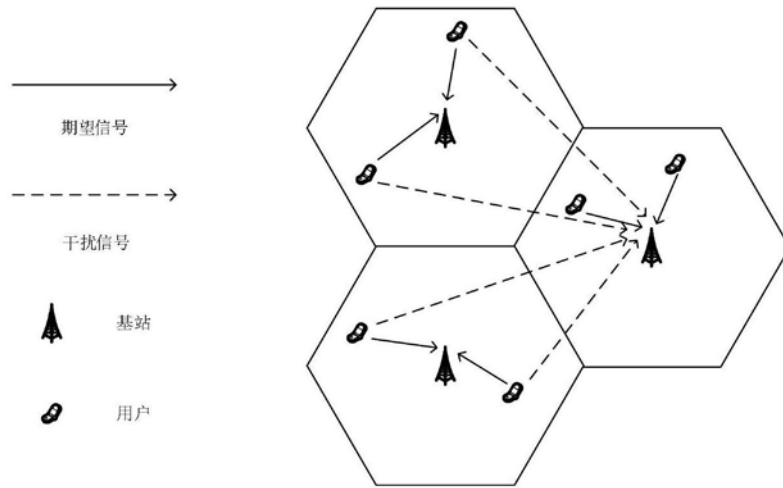


图1

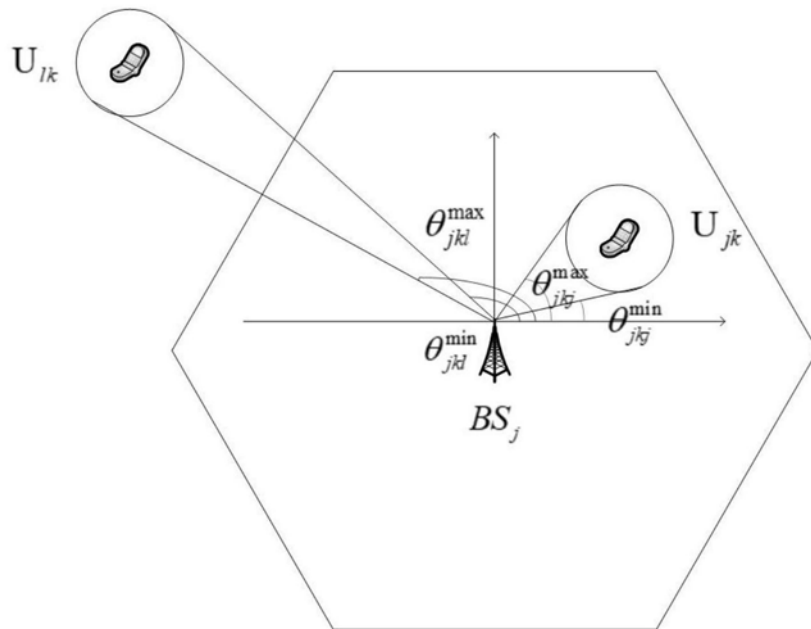


图2

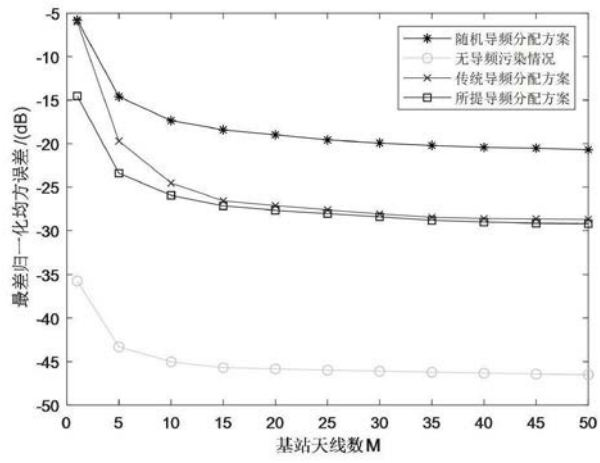


图3

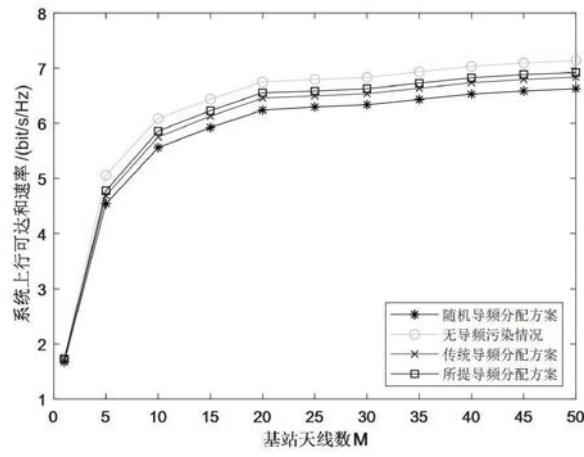


图4