

文章编号: 2095-4980(2020)04-0581-05

## 3D 大规模 MIMO 系统中莱斯信道下的传输方案

宋云超<sup>a,b</sup>, 刘 陈<sup>a,b</sup>

(南京邮电大学 a.电子与光学工程学院; b.微电子学院, 江苏 南京 210023)

**摘要:** 针对三维(3D)大规模多输入多输出(MIMO)系统中莱斯信道模型, 通过研究分析获得简单易行、频谱效率高的传输方案。考虑到莱斯信道中的散射信道获取较为困难, 而视距信道获取较为容易, 仅利用视距信道进行传输方案研究。首先通过用户调度算法解决了相邻用户之间干扰过大的问题, 从而提升了系统的和速率; 接着充分利用 3D MIMO 系统中水平和垂直维度的特点, 采用域选择的预编码方法消除不同用户间的干扰并最大化信噪比, 进一步提升了系统和速率。经过仿真验证, 提出的 3D 大规模 MIMO 传输方案比以往方案具备更大的频谱效率。

**关键词:** 3D 大规模 MIMO; 莱斯信道; 调度算法; 域选择干扰消除

**中图分类号:** TN92

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11805/TKYDA2018232

## Transmission scheme in 3D massive MIMO under the Rician channel model

SONG Yunchao<sup>a,b</sup>, LIU Chen<sup>a,b</sup>

(a.College of Electronic and Optical Engineering; b.College of Microelectronics,  
Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing Jiangsu 210023, China)

**Abstract:** The 3D massive Multiple Input Multiple Output(MIMO) under the Rician channel model is studied, and the easily-implemented transmission scheme with high-spectral efficiency is proposed. The proposed scheme only utilizes the Line-Of-Sight(LOS) channel, as it is easier to be obtained than the scatter channel. Firstly, the user scheduling algorithm is utilized to solve the problem of too much interference between adjacent users, so as to improve the sum rate of the system, and then the precoding method of domain selection is utilized to eliminate the interference between different users and maximize the Signal-to-Noise Ratio(SNR), so as to further improve the system sum rate. The simulation results validate that the proposed scheme has higher spectral efficiency than the previous schemes.

**Keywords:** 3D massive Multiple Input Multiple Output; Rician channel; scheduling algorithm; domain selective interference cancellation

近些年随着通信需求的不断增加, 传统的多输入多输出(MIMO)技术已经不能满足需求, 此时, 大规模 MIMO 技术<sup>[1-3]</sup>作为一种潜在提升系统性能的技术受到了较多关注。大规模 MIMO 系统可在接收端和发送端配备成百上千根天线, 使得系统和速率得到较大增长。由于大规模 MIMO 系统中硬件以及信号处理算法较为简单<sup>[1-3]</sup>, 大规模 MIMO 技术已经成为未来无线系统的一个重要技术<sup>[4]</sup>。可是在实际系统中, 将所有的天线排成线阵的情况并不多见, 因为将较多数量的天线排成线阵会占据较大的范围。例如在 LTE MIMO 系统中, 假如信号载波频率为 2 GHz, 天线间隔设置为半波长, 64 根天线的线性阵列将长达 3 m<sup>[5]</sup>, 这在很多实际情况并不可行。在这种背景下产生了三维(3D)MIMO 系统<sup>[6-8]</sup>, 该系统将天线排列成多维的结构, 使得较小的空间内可容下较多数量的天线。在 3D 大规模 MIMO 系统中, 一个重要的挑战在于信道状态信息的获取。在系统中, 由于导频的开销与天线数有关, 此时为了获取可靠的信道状态信息, 将花费较多的开销, 这在频分双工(Frequency Division Duplexing, FDD)系统<sup>[9-10]</sup>中尤为严重。为了尽可能提升系统的性能, 现阶段出现了一些可靠的传输机制。文献[6]针对 3D MIMO 文献分析了在莱斯信道模型下, 当天线数趋向于无穷大时信道的特性, 并提出了仅利用视距信道进行研究的方案, 该方案具备较可靠的性能。文献[7]提出 3D Kronecker 信道下的二维预编码方案, 该方案降低了系统的复杂度<sup>[11]</sup>。

收稿日期: 2018-09-26; 修回日期: 2019-06-11

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61771257); 江苏省高校自然科学基金资助项目(18KJB510027)

作者简介: 宋云超(1988-), 男, 讲师, 主要研究方向为大规模 MIMO 系统、智能信息处理和预编码。email:songyc@njupt.edu.cn

文献[8]针对 3D Kronecker 信道提出了改进方案, 进一步提升了系统频谱效率。

本文针对 3D 大规模 MIMO 系统设计了一种新的传输方案, 以尽可能改善系统的和速率性能。本文考虑的是莱斯信道模型。由于散射分量的获取较为困难, 而视距信道的获取较为容易<sup>[12]</sup>, 本文仅利用视距信道进行分析, 这样可以较大程度地降低导频的开销。首先, 考虑到当用户间的视距路径靠得较近时, 用户间的干扰将会较难消除, 本文通过可靠的调度算法使得用户间的视距路径变得较远, 从而降低干扰, 提升系统和速率。同时通过域选择的预编码方法充分利用水平和垂直两个维度有效消除干扰, 从而减小用户间干扰, 提升系统的和速率性能。

## 1 系统模型

本文研究单小区系统<sup>[13]</sup>, 小区中配备一个基站, 且基站服务于  $K$  个单天线用户, 载波波长为  $\lambda$ 。基站配备二维天线阵列, 垂直和水平维度的天线数量分别为  $M_E$  和  $M_A$ , 天线总的数量为  $M = M_E \times M_A$ 。假设基站到用户  $k$  的信道矩阵记为  $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ , 记用户  $k$  的发送信号为  $x_k$ , 那么用户  $k$  接收到的信号  $y_k$  可表示为:

$$y_k = \sum_{j=1}^K (\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_j x_j + n_k \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{w}_j$  指用户  $j$  的预编码矩阵;  $n_k$  指用户  $k$  接收的噪声, 噪声定义为加性高斯白噪声, 其服从矩阵为  $\mathbf{0}$ 、方差为  $\sigma^2$  的复高斯分布。本文中每一个用户发送信号的能量均为 1, 即  $E(|x_k|^2) = 1$ , 其中  $E(\cdot)$  指取均值操作。本文考

虑莱斯衰落信道模型, 此时信道向量  $\mathbf{h}_k$  可表示为  $\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{\gamma_k}{\gamma_k + 1}} \bar{\mathbf{h}}_k + \sqrt{\frac{1}{\gamma_k + 1}} \mathbf{h}_{w,k}$ , 其中  $\gamma_k$  指基站到用户  $k$  信道的莱斯因子,  $\bar{\mathbf{h}}_k$  是视距(Line Of Sight, LOS)分量,  $\mathbf{h}_{w,k}$  为散射分量。在 3D MIMO 系统中, 视距分量可以表示为

$\bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k) = \mathbf{a}_E(\theta_k) \otimes \mathbf{a}_A(\theta_k, \varphi_k)$ , 其中  $\mathbf{a}_E(\theta_k) = \left[ 1, e^{-j2\pi \frac{d_E}{\lambda} \cos \theta_k}, \dots, e^{-j2\pi (M_E - 1) \frac{d_E}{\lambda} \cos \theta_k} \right]^T$ ,  $\mathbf{a}_A(\theta_k, \varphi_k) = \left[ 1, e^{-j2\pi \frac{d_A}{\lambda} \cos \varphi_k \sin \theta_k}, \dots, e^{-j2\pi (M_A - 1) \frac{d_A}{\lambda} \cos \varphi_k \sin \theta_k} \right]$ ,  $d_E$ 、 $d_A$  指水平和垂直维天线的间距, 这里设为半波长, 即  $\lambda/2$ , 散射分量  $\mathbf{h}_{w,k}$  中每一个元素

服从均值为 0、方差为 1 的高斯随机变量。此时, 用户  $k$  的速率为:

$$R_k = \log_2 \left( 1 + \frac{|(\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_j|^2}{|(\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} \right) \quad (2)$$

而和速率则为  $R_{\text{sum}} = \sum_k R_k$ 。

## 2 调度算法及域选择预编码算法

本文将给出合适的机制尽可能地提升系统容量。众所周知, 在多用户系统中, 用户间干扰是影响系统和速率的一个重要因素。在上述信道模型中, 本文仅利用 LOS 信道信息  $\bar{\mathbf{h}}_k$  进行传输方案的设计, 即近似认为  $\mathbf{h}_k = \bar{\mathbf{h}}_k$ , 当两个用户 LOS 信道的水平角和垂直角都非常相近时, 将很难消除这两个用户之间的干扰。此时, 为了得到更多的用户和更高的速率, 需要采用一定的调度算法。下面首先介绍用户的调度算法, 即在  $L$  个用户中选取  $K$  个有效的用户进行传输, 使其获得较大的和速率。

根据文献[14]可知, 假如两个用户的 LOS 信道水平维度和垂直维度在同一个波束宽度以内时, 这两个用户将很难被分辨出来。当两个用户 LOS 信道水平角度和垂直角度不在同一个波束宽度以内时, 这两个用户的 LOS 信道将趋近于正交, 此时消除这两个用户之间的干扰将会变得较为容易。另一方面, 由于本文仅利用了 LOS 信道, 因此莱斯因子也是影响和速率较大的因素。如果莱斯因子较小时, 所利用的 LOS 信道信息并不准确, 那么所设计的方案将会存在较大误差, 并不能得到可靠的系统性能。

因此在进行调度算法时, 将考虑两个方面。一是任意两个用户的 LOS 信道的水平角度和垂直角度不能同时处在同一个波束宽度内; 二是用户的莱斯因子要尽可能大。根据上述内容, 本文的调度算法分为 2 个步骤:

1) 根据波束宽度将所有的角度分成  $M_E \times M_A$  个块, 由于每一个波束宽度内不能存在两个用户, 因此在一个块中只能有一个用户, 此时在每一个块中选取具备最大莱斯因子的用户进行传输;

2) 然后在选取的所有用户中，选取莱斯因子最大的  $K$  个用户。

经过上述调度算法以后，小区中存在  $K$  个活跃用户。由于这  $K$  个用户之间仍存在干扰，此时需要寻找该  $K$  个用户的预编码向量消除用户间干扰从而使其具备最大的和速率。本文采用二维的预编码方案，即  $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k^c \otimes \mathbf{w}_k^a$ ，这样可以将预编码分解为垂直和水平两个部分，从而简化问题。

在给出详细的预编码方案以前，下面给出文献[5]中的一个引理。

**引理 1:** 假如存在矩阵  $\mathbf{A} \in \mathbf{C}^{n_1 \times m_1}$ ,  $\mathbf{B} \in \mathbf{C}^{n_2 \times m_1}$ ,  $\mathbf{C} \in \mathbf{C}^{n_1 \times m_2}$ ,  $\mathbf{D} \in \mathbf{C}^{n_2 \times m_2}$ ，那么存在如下结论，

$$(\mathbf{A} \odot \mathbf{B})^T (\mathbf{C} \odot \mathbf{D}) = \mathbf{A}^T \mathbf{C} * \mathbf{B}^T \mathbf{D} \quad (3)$$

式中： $\odot$  指 Khatri-Rao 积； $*$  指 Hardmard 积。

在上述模型中，记  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K]$ ,  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K]$ ,  $\mathbf{H}^c = [\mathbf{h}_1^c, \mathbf{h}_2^c, \dots, \mathbf{h}_K^c]$ ,  $\mathbf{H}^a = [\mathbf{h}_1^a, \mathbf{h}_2^a, \dots, \mathbf{h}_K^a]$ ,  $\mathbf{W}^c = [\mathbf{w}_1^c, \mathbf{w}_2^c, \dots, \mathbf{w}_K^c]$ ,  $\mathbf{W}^a = [\mathbf{w}_1^a, \mathbf{w}_2^a, \dots, \mathbf{w}_K^a]$ ，那么有  $\mathbf{H} = \mathbf{H}^c \odot \mathbf{H}^a$ ,  $\mathbf{W} = \mathbf{W}^c \odot \mathbf{W}^a$ ，根据引理 1 可知：

$$\mathbf{H}^T \mathbf{W} = (\mathbf{H}^c)^T \mathbf{W}^c * (\mathbf{H}^a)^T \mathbf{W}^a \quad (4)$$

根据 Hardmard 积的特点，如果  $(\mathbf{H}^c)^T \mathbf{W}^c$  和  $(\mathbf{H}^a)^T \mathbf{W}^a$  相同位置有一个值为 0，那么  $\mathbf{H}^T \mathbf{W}$  对应位置也为 0。因此为了消除用户间干扰 ( $\mathbf{H}^T \mathbf{W}$  为一个对角矩阵)，只需要在一个维度进行消除即可。本文设计了分组的预编码方案实现上述目标，首先将用户分为  $G$  个组。将 LOS 信道垂直角度较近的用户放在一个组内，此时可以将  $K$  个用户的垂直角度进行排序，首先计算每个用户的  $\cos \theta_k$ ，对其从小到大进行排序，记为  $q_1, q_2, \dots, q_K$ ，如果  $q_{i+1} - q_i < \lambda / d_v M_x$ ，那么  $q_{i+1}$  和  $q_i$  在一个组内 (其对应的用户在一个组内)，其中  $\lambda / d_v M_x$  指波束宽度，如果  $q_{i+1} - q_i \geq \lambda / d_v M_x$ ，那么  $q_{i+1}$  和  $q_i$  在不同组内，其对应的用户不在一个组内。此时可得到每一个组的集合，记为  $\Psi_g$ 。

可以发现，不同组间用户的 LOS 信道的垂直角度相差较远，此时在垂直维度消除这些用户的干扰将较为容易，为了消除这些用户的干扰，设计的垂直预编码方案满足：

$$(\mathbf{H}^c)^T \mathbf{W}^c = \text{diag}(\mathbf{P}_1, \mathbf{P}_2, \dots, \mathbf{P}_g) \quad (5)$$

式中  $\mathbf{P}_g$  是一个  $|\Psi_g| \times |\Psi_g|$  的复矩阵。上式说明不同组之间的用户间干扰在垂直维度上已经被消除。为了使所有的用户间干扰都得到消除，即  $\mathbf{H} \mathbf{W}$  为一个对角阵，此时需要设计  $\mathbf{W}^a$  使其满足

$$(\mathbf{H}^a)^T \mathbf{W}^a = \mathbf{D}_g \quad (6)$$

其中  $\mathbf{D}_g$  是一个  $|\Psi_g| \times |\Psi_g|$  的对角阵。

另外，从引理 1 可知，当用户间干扰全部消除时，用户  $k$  的信噪比  $\beta_k$  可描述为：

$$\beta_k = (\mathbf{h}_k)^T \mathbf{w}_k = (\mathbf{h}_k^c)^T \mathbf{w}_k^c \cdot (\mathbf{h}_k^a)^T \mathbf{w}_k^a \cdot \frac{1}{\sigma^2} \quad (7)$$

为了最大化和速率，本文设计的目标是在消除用户间干扰的基础上最大化信噪比。因此，对于用户  $k$ ，假如  $k \in \Psi_g$ ，那么设计的预编码矩阵需要满足下式：

$$\begin{cases} \max (\mathbf{h}_k^c)^T \mathbf{w}_k^c \cdot (\mathbf{h}_k^a)^T \mathbf{w}_k^a \\ \text{s.t.} (\mathbf{h}_k^c)^T \mathbf{w}_j^c = 0, j \in \Omega_g; (\mathbf{h}_k^a)^T \mathbf{w}_j^a = 0, j \in \bar{\Omega}_g \end{cases} \quad (8)$$

其中  $\Omega_g = \{1, 2, \dots, K\} - \Psi_g$ ,  $\bar{\Omega}_g = \Psi_g - k$ 。上述目标函数可以等效地分解为以下两个目标函数：

$$\text{P1:} \begin{cases} \max (\mathbf{h}_k^c)^T \mathbf{w}_k^c \\ \text{s.t.} (\mathbf{h}_k^c)^T \mathbf{w}_j^c = 0, j \in \Omega_g \end{cases} \quad \text{P2:} \begin{cases} \max (\mathbf{h}_k^a)^T \mathbf{w}_k^a \\ \text{s.t.} (\mathbf{h}_k^a)^T \mathbf{w}_j^a = 0, j \in \bar{\Omega}_g \end{cases} \quad (9)$$

记  $\mathbf{H}_{\Omega_g}^c$  中的列为  $\mathbf{h}_j^c, j \in \Omega_g$ ，并记  $\mathbf{h}_k^c = \mathbf{h}_{k,1}^c + \mathbf{h}_{k,2}^c$ ，其中  $\mathbf{h}_{k,1}^c$  为  $\mathbf{h}_k^c$  在  $\mathbf{H}_{\Omega_g}^c$  所生成空间的投影，而  $\mathbf{h}_{k,2}^c$  为  $\mathbf{h}_k^c$  在  $\mathbf{H}_{\Omega_g}^c$  生成空间的正交空间上的投影，容易知道当  $\mathbf{w}_k^c$  与  $\mathbf{h}_{k,2}^c$  共线时，即  $\mathbf{w}_k^c = \mathbf{h}_{k,2}^c / \|\mathbf{h}_{k,2}^c\|_2$ ，P1 将取得最优解。 $\mathbf{H}_{\Omega_g}^c$  生成空间的投影矩阵为  $\mathbf{P}_{\Omega_g} = \mathbf{H}_{\Omega_g}^c \left( (\mathbf{H}_{\Omega_g}^c)^H \mathbf{H}_{\Omega_g}^c \right)^{-1} (\mathbf{H}_{\Omega_g}^c)^H$  [15]，那么  $\mathbf{h}_{k,2}^c = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_{\Omega_g}) \mathbf{h}_k^c$ 。同理，记  $\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a$  中的列为  $\mathbf{h}_j^a, j \in \bar{\Omega}_g$ ，则

$\mathbf{P}_{\bar{\Omega}_g} = \mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a \left( (\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a)^H \mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a \right)^{-1} (\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a)^H$ ，此时  $\mathbf{w}_k^a = \mathbf{h}_{k,2}^a / \|\mathbf{h}_{k,2}^a\|_2$ ，其中  $\mathbf{h}_{k,2}^a = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_{\bar{\Omega}_g}) \mathbf{h}_k^a$ 。

基于上述分析，所提预编码算法步骤总结如下：

- 1) 计算  $\cos\theta_k, k=1,2,\dots,K$ ，记  $q_i$  为其中第  $i$  小的值；
- 2) 对于  $i=1,2,\dots,K-1$ ，如果  $q_{i+1}-q_i < \lambda/d_v M_x$ ，将用户  $i$  和  $i+1$  分在一个组内，否则它们在不同组；记得到的组为  $\Omega_g, g=1,2,\dots,G$ ；
- 3) 对于用户  $k$ ，记  $\bar{\Omega}_g = \Psi_g - k$ ，并记  $\mathbf{H}_{\Omega_g}^c$  中的列为  $\mathbf{h}_j^c, j \in \Omega_g$ ， $\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a$  中的列为  $\mathbf{h}_j^a, j \in \bar{\Omega}_g$ ；
- 4) 计算  $\mathbf{P}_{\Omega_g} = \mathbf{H}_{\Omega_g}^c \left( (\mathbf{H}_{\Omega_g}^c)^H \mathbf{H}_{\Omega_g}^c \right)^{-1} (\mathbf{H}_{\Omega_g}^c)^H$ ，并得到  $\mathbf{h}_{k,2}^c = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_{\Omega_g}) \mathbf{h}_k^c$ ，此时  $\mathbf{w}_k^c = \mathbf{h}_{k,2}^c / \|\mathbf{h}_{k,2}^c\|_2$ ；
- 5) 计算  $\mathbf{P}_{\bar{\Omega}_g} = \mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a \left( (\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a)^H \mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a \right)^{-1} (\mathbf{H}_{\bar{\Omega}_g}^a)^H$ ，并得到  $\mathbf{h}_{k,2}^a = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_{\bar{\Omega}_g}) \mathbf{h}_k^a$ ，此时  $\mathbf{w}_k^a = \mathbf{h}_{k,2}^a / \|\mathbf{h}_{k,2}^a\|_2$ 。

### 3 仿真分析

本文利用 Matlab 仿真对所提方案进行仿真验证。信道采用莱斯信道模型，莱斯因子  $\gamma_k$  均匀分布在  $[\gamma_{\min}, \gamma_{\max}]$  中。基站处采用  $M_E=32, M_A=16$  的二维天线阵列。小区内一共存在 100 个用户，每次选取的活跃用户数为  $K$ ， $K$  取为 8 和 16。本文通过将所提方案与文献[3]中的渐进方案进行比较，以验证所提方案具备更好的性能。本节通过比较用户间的干扰以及系统和速率验证所提方案频谱效率的优越性。

表 1 所提方案与渐进方案用户间干扰比较

Table 1 Comparison of the inter-user interference between the proposed scheme and the asymptotic scheme

scheme	system parameter			
	$\gamma_{\min}=-10$ dB $\gamma_{\max}=10$ dB, $K=8$	$\gamma_{\min}=-10$ dB $\gamma_{\max}=10$ dB, $K=16$	$\gamma_{\min}=-10$ dB $\gamma_{\max}=20$ dB, $K=8$	$\gamma_{\min}=-10$ dB $\gamma_{\max}=20$ dB, $K=16$
proposed scheme	0.119 6	0.459 1	0.074 4	0.333 0
asymptotic scheme <sup>[3]</sup>	1.489 5	5.161 8	1.168 6	4.405 6

在多用户系统中，由于用户间干扰是影响系统频谱效率的重要因素，因此有效抑制用户间干扰是传输方案设计的重要目的。表 1 描述了不同仿真参数下采用各方案后用户间干扰。从表 1 可以发现，本文所提方案在不同莱斯因子、不同用户数的情况下都能够更有效地抑制用户间干扰，从而提升系统的频谱效率，显示了本文所提方案的有效性。

在通信系统中，和速率是影响系统性能的直接因素。图 1 和图 2 分别仿真了  $\gamma_{\min}=-10$  dB， $\gamma_{\max}$  取 10 dB 和 20 dB 时，不同用户数  $K$  情况下，和速率与信噪比(SNR)的关系，SNR 定义为  $1/\sigma^2$ 。从图 1 和图 2 可以看出，随着莱斯因子的增大，所提方案的和速率将会增大，这是因为莱斯因子越大，LOS 信道越接近实际信道。更重要的是，图 1 和图 2 都显示本文所提方案具备比渐进方案更高的和速率，这是因为本文所提方案能够有效地消除用户间的干扰从而提升了系统的和速率。

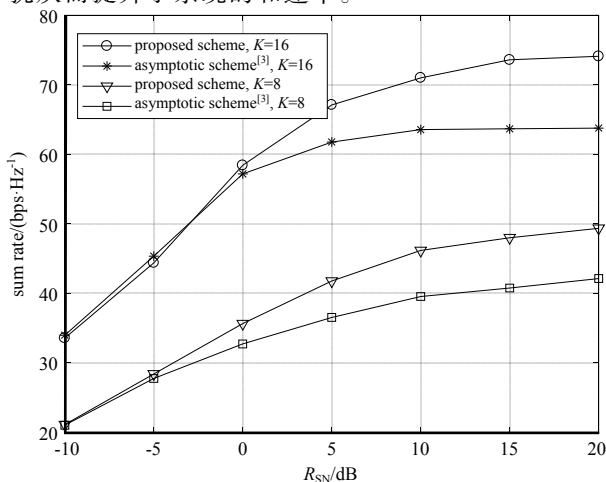


Fig.1 Sum rate comparison with  $\gamma_{\min}=-10$  dB,  $\gamma_{\max}=10$  dB  
图 1  $\gamma_{\min}=-10$  dB,  $\gamma_{\max}=10$  dB 时和速率的比较

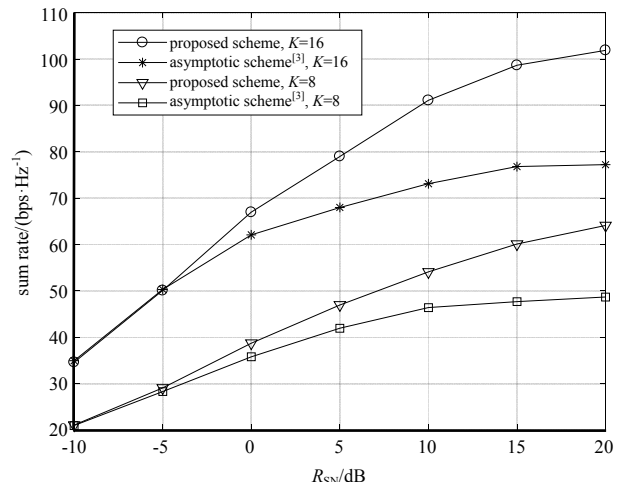


Fig.2 Sum rate comparison with  $\gamma_{\min}=-10$  dB,  $\gamma_{\max}=20$  dB  
图 2  $\gamma_{\min}=-10$  dB,  $\gamma_{\max}=20$  dB 时和速率的比较

由于计算复杂度是衡量系统传输方案的一项重要指标，下面给出本文所提方案的计算复杂度分析。从上一节中可知，本文所提方案包括用户调度和预编码两个阶段，用户调度算法的过程较为简单，其计算复杂度为  $O(K)$ 。

在预编码算法中一共有 5 个步骤。步骤 1 所需的计算复杂度为  $O(K)$ ；步骤 2~3 所需的计算复杂度同样为  $O(K)$ ；在步骤 4 中，计算符号  $\mathbf{P}_Q$  所需的复杂度为  $O(K^2M_E + l_g^2M_E)$ ，其中  $l_g$  指第  $g$  个组用户的个数。容易证明， $\sum_{g=1}^G l_g^2M_E \leq K^2M_E$ ，那么可得步骤 4 的计算复杂度小于  $O(K^2M_E)$ 。同理，步骤 5 的计算复杂度小于  $O(K^2M_A)$ 。因此，总的复杂度  $Com$  为：

$$Com \leq O(K + K^2M_A + K^2M_E) = O(K^2M_A + K^2M_E) \quad (10)$$

由此可见，本文所提方案的复杂度为三次方复杂度。而文献[3]利用大规模 MIMO 系统的渐进性质，采用匹配滤波的方法具备较低的计算复杂度。虽然本文所提方案具备更高的计算复杂度，但是三次方复杂度在大规模 MIMO 系统中是可以接受的，并且由于本文所提方案能够提供更高的频谱效率，因而所提方案具备一定的优越性。

#### 4 结论

本文研究了 3D 大规模 MIMO 系统中莱斯信道下的传输方案。通过利用视距信道设计合理的调度算法以及域选择的预编码算法，旨在降低导频开销并提升系统的和速率，最后通过仿真验证了其优越性。

#### 参考文献：

- [1] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010,49(11):3590–3600.
- [2] 张宇行,胡蝶. 一种 FDD 大规模 MIMO 系统下行信道估计算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2017,15(6):933–939. (ZHANG Yuxing,HU Die. A downlink channel estimation algorithm for FDD massive MIMO systems[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2017,15(6):933–939.)
- [3] RUSEK F,PERSSON D,LAU B K,et al. Scaling up MIMO:opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013,30(1):40–60.
- [4] LARSSON E G,EDFORS O,TUFVESSON F,et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014,52(2):186–195.
- [5] KIM Y,JI H,LEE J,et al. Full Dimension MIMO(FD–MIMO):the next evolution of MIMO in LTE systems[J]. IEEE Wireless Communications, 2014,21(2):26–33.
- [6] LI X,JIN S,SURAWEEERA H A,et al. Line-of-Sight based statistical 3D beamforming for downlink massive MIMO systems[C]// Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Malaysia:IEEE, 2016:1–6.
- [7] WANG Z,LIU W,QIAN C,et al. Two-dimensional precoding for 3-D massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017,66(6):5488–5493.
- [8] SONG Y,LIU C,ZOU Y. The precoding scheme based on domain selective interference cancellation in 3-D massive MIMO[J]. IEEE Communications Letters, 2018,22(6):1228–1231.
- [9] JEON Y,SONG C,LEE S,et al. New beamforming designs for joint spatial division and multiplexing in large-scale MISO multi-user systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017,16(5):3029–3041.
- [10] MAATOUK A,HAJRI S E,ASSAAD M,et al. On optimal scheduling for joint spatial division and multiplexing approach in FDD massive MIMO[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2019,67(4):1006–1021.
- [11] LIU W,WANG Z,SUN C,et al. Structured non-uniformly spaced rectangular antenna array design for FD–MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017,16(5):3252–3266.
- [12] LI X,JIN S,SURAWEEERA H A,et al. Statistical 3-D beamforming for large-scale MIMO downlink systems over Rician fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016,64(4):1529–1543.
- [13] SUN X,GAO X,LI G Y,et al. Agglomerative user clustering and downlink group scheduling for FDD massive MIMO systems[C]// Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Paris:IEEE, 2017:1–6.
- [14] TSE D,VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication[M]. Cambridge,UK:Cambridge University Press, 2005.
- [15] GOLUB G H,LOAN C F V. Matrix computations[M]. Baltimore:Johns Hopkins University Press, 1996.