

Uplink Resource Allocation for Multicell Massive MIMO Systems in Rician Fading Channels

Yun Hao, Dianwu Yue

College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian Liaoning
Email: 1403698000@qq.com, dwyue@hotmail.com

Received: Jul. 17th, 2017; accepted: Aug. 4th, 2017; published: Aug. 8th, 2017

Abstract

This paper is concerned with the uplink resource allocation for multicell massive MIMO systems in Rician fading channels. With the receive processing of maximum ratio combining, it investigates an optimal resource allocation scheme which jointly selects the training duration, the training signal power and the data signal power in order to maximize the system spectral efficiency. Simulation results show that the rate performance can be improved significantly when the Rician factor is relatively small. However, the performance gain from optimal power allocation becomes smaller and smaller as the Rician factor goes large.

Keywords

Massive MIMO, Maximum Ratio Combining, Channel Estimation, Power Allocation, Energy Efficiency

莱斯信道下多小区大规模MIMO系统上行资源分配

郝 运, 岳殿武

大连海事大学信息科学技术学院, 辽宁 大连
Email: 1403698000@qq.com, dwyue@hotmail.com

收稿日期: 2017年7月17日; 录用日期: 2017年8月4日; 发布日期: 2017年8月8日

摘 要

针对莱斯信道下多小区上行多用户大规模MIMO系统, 对上行链路的资源进行分配。采用最大比合并接

收方式, 联合优化导频信号长度, 导频信号与数据信号的发射功率, 以使系统频谱效率最大化。仿真结果表明, 在莱斯因子较小时, 通过资源分配可以显著提高系统的速率性能; 但随着莱斯因子的增加, 优化功率分配所带来的性能增益则减小。

关键词

大规模MIMO, 最大比合并, 信道估计, 功率分配, 能量效率

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

在无线移动通信, 大规模 MIMO 是指基站配置数十根甚至数百根以上天线, 要比传统 MIMO 系统中的 4 根或 8 根天线增加一个数量级以上[1] [2]。由于大规模 MIMO 可显著提高蜂窝移动通信系统的频谱效率和能量效率, 故成为目前面向 5G 的热点技术。

对于多小区多用户大规模 MIMO 系统, 通常为了保证其信息的高速可靠传输, 需要接收机端能够获得准确的信道状态信息(CSI)以实现相干检测、解调、自适应空时解码等操作。因此, 对大规模 MIMO 信道能进行有效且快速的估计就显得非常重要[3]。在 TDD 模式下, 我们可通过上行发送导频信号来进行信道估计, 也就是说上行链路传输可由两部分组成: 导频信号传输与数据信号传输[4], 此时便存在着导频开销的问题。如何在保证信道估计准确性的情况下, 降低导频开销, 提高系统频谱效率, 是一个很重要的研究课题。

在大规模 MIMO 研究中, 文献[1] [2] [3] [4]讨论了大规模 MIMO 基本思想和发展方向, 尤其关注了信道估计问题; 而文献[5]则研究了在 MMSE 信道估计下莱斯衰落多小区大规模 MIMO 系统的上行频谱效率。但是, 已有的这些工作往往都假设导频信号与数据信号等功率或者存在一定倍数关系。对于这样功率分配机制, 在信噪比较低时, 导频信号的功率和数据信号的功率都会减小, 且此时的信道容量会与传输功率的平方成正比[6]。为此, 文献[7]研究了多小区瑞利衰落信道下的大规模 MIMO 资源分配问题, 并显示通过控制用户的导频功率、数据信号功率和导频长度可有效提高系统的可达速率性能。借鉴[7]的思想和方法, 文献[8]探讨了单小区莱斯衰落信道下的大规模 MIMO 资源分配问题。

众所周知, 莱斯信道是比瑞利信道更为一般的信道模型。考虑到蜂窝通信复杂的实际情况, 我们需要采用更为复杂的多小区莱斯通信系统模型来深入地研究功率分配对于频谱效率和能量效率的改善情况。鉴于此, 本文侧重研究莱斯衰落环境下的多小区大规模 MIMO 的上行功率分配问题。

2. 系统模型

2.1. 信道模型

本文考虑 L 个小区, 每个小区中心配置一个具有 M ($M \geq 1$)根天线的基站, 每个小区内随机地分布 N 个单天线用户。在上行链路中, 用户利用相同的时频资源发送信号, 则第 i 个基站天线接收到的基带信号表示为[9]

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{p_u} \mathbf{G}_{ii} \mathbf{x}_i + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \mathbf{G}_{il} \mathbf{x}_l + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

其中, $\sqrt{p_u} \mathbf{x}_i$ 是一个 $N \times 1$ 的信号矢量, 代表着第 i 个小区内所有用户向本小区基站发送的数据信号, p_u 是每用户的平均发射功率, $\mathbf{G}_{il} (l=1, \dots, L)$ 是第 l 个小区中的所有用户到第 i 个小区基站之间的信道矩阵, \mathbf{n}_i 为加性高斯白噪声向量, 其元素服从均值为 0, 方差为 σ^2 的复高斯分布。

第 l 个小区内第 n 个用户到第 i 个小区基站的第 m 根天线之间的信道增益系数记为 $g_{minl} = [\mathbf{G}_{il}]_{mn}$, 它包含了独立的快衰落、路径损耗、对数正态阴影衰落, 其可以表示为如下:

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

其中, h_{minl} 为第 l 个小区 n 个用户到第 i 个小区基站第 m 根天线之间的快衰落矩阵。大尺度衰落 β_{ml} 表示路径损耗和阴影衰落, 它随时间变化缓慢, 因此可以假定其值是暂时固定不变的。故可以再写第 l 个小区内所有用户到第 i 个小区基站之间的信道矩阵为

$$\mathbf{G}_{il} = \mathbf{H}_{il} \mathbf{D}_{il}^{\frac{1}{2}} \quad (3)$$

其中, \mathbf{D}_{il} 表示 $N \times N$ 的对角矩阵, $[\mathbf{D}_{il}]_{mn} = \beta_{ml}$ 。 \mathbf{H}_{il} 代表第 l 个小区内所有用户到第 i 个小区基站之间的快衰落信道矩阵, $[\mathbf{H}_{il}]_{mn} = h_{minl}$ 。注意当用户与基站不再同一小区时, 其快衰落矩阵中每个随机元素要服从均值为 0, 方差为 1 的瑞利分布; 而当用户和基站在同一小区时, 快衰落矩阵则包含两部分, 一个是和 LOS 路径相关的确定部分, 另一个是与散射信号相关的服从瑞利分布的随机部分。此外, 让第 i 个小区内的第 n 个用户的莱斯因子表示为 K_{ni} , 它表示固定分量的功率与散射分量的功率的比值。因此, 快衰落矩阵 \mathbf{H}_{il} 可细致地写为[5]

$$\mathbf{H}_{il} = \begin{cases} \bar{\mathbf{H}}_i \left[\boldsymbol{\Omega}_i (\boldsymbol{\Omega}_i + \mathbf{I}_K)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}} + \mathbf{H}_{w,il} \left[(\boldsymbol{\Omega}_i + \mathbf{I}_K)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}}, & l = i \\ \mathbf{H}_{w,il}, & l \neq i \end{cases} \quad (4)$$

其中 $\boldsymbol{\Omega}_i$ 是 $N \times N$ 的对角矩阵且 $[\boldsymbol{\Omega}_i]_{nn} = K_{ni}$ 。 $\mathbf{H}_{w,il}$ 表示随机部分, 矩阵中每个元素独立同分布, 并且都是均值为零, 方差为 1 的复高斯随机变量。 $\bar{\mathbf{H}}_i$ 代表确定部分, 对于均匀线性天线阵列可表示为[10]

$$[\bar{\mathbf{H}}_i]_{mn} = e^{-j(m-1)(2\pi d/l)\sin(\theta_{ni})} \quad (5)$$

其中 d 是天线间的距离, λ 是波长, θ_{ni} 是第 i 个小区内第 n 个用户的到达角。为了表示方便, 文中假定 $d = \lambda/2$ 。

2.2. 信道估计

在信道估计阶段, 假定所有小区内的用户同时发送长度为 τ 的导频信号, 这样的同步传输也就意味着导频污染最严重。第 i 个小区内的导频信号可以表示为 $\sqrt{p_p} \boldsymbol{\Psi}_i$, 其中 $\boldsymbol{\Psi}_i$ 为 $\tau \times N$ 的导频矩阵且满足 $\boldsymbol{\Psi}_i^H \boldsymbol{\Psi}_i = \mathbf{I}_N$, p_p 表示导频信号的发射功率。则第 i 个小区基站所接收到的导频信号可以写为

$$\mathbf{Y}_{p,i} = \sqrt{\tau p_p} \mathbf{G}_{ii} \left[(\boldsymbol{\Omega}_i + \mathbf{I}_N)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}} \boldsymbol{\Psi}_i^T + \sqrt{\tau p_p} \sum_{l=1, l \neq i}^L \mathbf{G}_{il} \boldsymbol{\Psi}_l^T + \mathbf{N}_i \quad (6)$$

其中 $(\bullet)^T$ 表示一个矩阵的转置, $(\bullet)^H$ 表示一个矩阵的共轭转置。

我们预先假定基站知道 LOS 固定分量。则将上述的表达式移除 LOS 固定分量, 该式就变为

$$\mathbf{Y}_{pw,i} = \sqrt{\tau p_p} \sum_{l=1}^L \mathbf{G}_{w,il} \boldsymbol{\Psi}_l^T + \mathbf{N}_i \quad (7)$$

采用最小均方误差进行信道估计, 估计的随机部分信道为[5]

$$\hat{\mathbf{G}}_{w,il} = \frac{1}{\sqrt{\tau p_p}} \mathbf{Y}_{pw,i} \mathbf{\Psi}_l^* \mathbf{D}_{il} \left(\frac{1}{\tau p_p} \mathbf{I}_N + \sum_{l=1}^L \mathbf{D}_{il} \right) = \left(\sum_{j=1}^L \mathbf{G}_{w,il} + \frac{1}{\sqrt{\tau p_p}} \mathbf{W}_i \right) \mathbf{D}_{il} \left(\frac{1}{\tau p_p} \mathbf{I}_N + \sum_{l=1}^L \mathbf{D}_{il} \right) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{W}_i = \mathbf{N}_i \mathbf{\Psi}_i^*$ 每个元素服从均值为 0 方差为 1 的复高斯随机分布, $(\bullet)^*$ 表示矩阵的共轭。从式(8)可以看出, 在多小区系统中, 信道估计结果会受到导频污染的影响。估计的信道矩阵表示为

$$\hat{\mathbf{G}}_{il} = \begin{cases} \bar{\mathbf{G}}_i \left[\mathbf{\Omega}_i (\mathbf{\Omega}_i + \mathbf{I}_K)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}} + \hat{\mathbf{G}}_{w,il} \left[(\mathbf{\Omega}_i + \mathbf{I}_K)^{-1} \right]^{\frac{1}{2}}, & l = i \\ \hat{\mathbf{G}}_{w,il}, & l \neq i \end{cases} \quad (9)$$

2.3. 发送和接收

在数据传输阶段, 所有小区内的用户都发送其数据信号 $\sqrt{p_u} \mathbf{x}_l (l=1, \dots, L)$ 。如第 i 个小区基站采用的接收矩阵为 \mathbf{A}_{ii} , 则第 i 个小区的基站所接收到的数据信号表示为

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{A}_{ii}^H \mathbf{y}_i = \mathbf{A}_{ii}^H \left(\sqrt{p_u} \mathbf{G}_{ii} \mathbf{x}_i + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \mathbf{G}_{il} \mathbf{x}_l + \mathbf{n}_i \right) \quad (10)$$

具体地, 关于第 n 个用户的接收信号可表示为

$$\hat{\mathbf{r}}_{ni} = \sqrt{p_u} \mathbf{a}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ini} x_{ni} + \sqrt{p_u} \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq n}}^N \mathbf{a}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ici} x_{ci} + \sqrt{p_u} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \sum_{c=1}^N \mathbf{a}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{icl} x_{cl} - \sqrt{p_u} \sum_{l=1}^L \sum_{c=1}^N \mathbf{a}_{ini}^H \boldsymbol{\varepsilon}_{icl} x_{cl} + \mathbf{a}_{ini}^H \mathbf{n}_i \quad (11)$$

其中 $\boldsymbol{\varepsilon}_{icl}$ 是信道估计误差矩阵中的元素。从式(11)可看出, 接收信号包含五部分: 有用信号部分、同小区内的不同用户间干扰部分、来自相邻小区用户干扰部分、信道估计误差部分以及加性噪声部分。

3. 上行链路可达速率分析

3.1. 最大比合并接收

本文将以上行的频谱效率作为优化的指标。设系统采用简单实用的最大比合并(MRC)接收方式, 则有 $\mathbf{A}_{ii} = \hat{\mathbf{G}}_{ii}$ 。这样式(11)可表示为

$$\hat{\mathbf{r}}_{ni} = \sqrt{p_u} \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ini} x_{ni} + \sqrt{p_u} \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq n}}^N \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ici} x_{ci} + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \sum_{c=1}^N \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{icl} x_{cl} - \sqrt{p_u} \sum_{l=1}^L \sum_{c=1}^N \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \boldsymbol{\varepsilon}_{icl} x_{cl} + \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \mathbf{n}_i \quad (12)$$

由于信道估计矩阵 $\hat{\mathbf{G}}_{il}$ 与信道估计误差 $\boldsymbol{\varepsilon}_{il}$ 在统计上相互独立, 则第 l 个小区基站接收到的本小区第 k 个用户发送信号的信干噪比可表示为[5]

$$SINR_{ni}^{sim} = \frac{p_u \left| \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ini} \right|^2}{p_u \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq n}}^N \left| \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{ici} \right|^2 + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \sum_{c=1}^N \left| \hat{\mathbf{g}}_{ini}^H \hat{\mathbf{g}}_{icl} \right|^2 + p_u \left\| \hat{\mathbf{g}}_{ini} \right\|^2 \mathbf{E}r + \left\| \hat{\mathbf{g}}_{ini} \right\|^2} \quad (13)$$

$$\text{其中, } \mathbf{E}r = \sum_{c=1}^N \frac{\beta_{ici} (1 - \eta_{ici})}{K_{ci} + 1} + \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \sum_{c=1}^N \beta_{icl} (1 - \eta_{icl}), \quad \eta_{icl} = \frac{\tau p_p \beta_{icl}}{1 + \tau p_p \sum_{j=1}^L \beta_{icj}}。$$

在 MRC 接收方式下, 从上式最后可得系统上行链路的第 i 个小区第 n 个用户的遍历可达速率为

$$\mathbf{R}_{ni}^{sim} = \mathbb{E} \left\{ \log_2 (1 + SINR_{ni}) \right\} \quad (14)$$

对于公式(13)中信干噪比, 经过代数处理后可以得出其近似表达式为[5]

$$SINR_{ni}^{ap} = \frac{p_u \beta_{ini} \left[M^2 K_{ni}^2 + (2MK_{ni} + 2M^2 K_{ni}) \eta_{ini} + (M + M^2) \eta_{ini}^2 \right]}{\Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3} \quad (15)$$

其中, $\Delta_1 = p_u (K_{ni} + 1) \sum_{\substack{c=1 \\ c \neq n}}^N \frac{\beta_{ici}}{(K_{ci} + 1)} (K_{ni} K_{ci} \phi_{nci}^2 + MK_{ci} \eta_{ini} + MK_{ni} + M \eta_{ini})$ 。

$$\Delta_2 = p_u (MK_{ni} + M \eta_{ini}) (K_{ni} + 1) \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \sum_{c=1}^N \beta_{inl} + p_u (MK_{ni} + M \eta_{ini}) \beta_{ini} (1 - \eta_{ini}) + (MK_{ni} + M \eta_{ini}) (K_{ni} + 1)$$

$$\Delta_3 = p_u M^2 \eta_{ini} (K_{ni} + 1) \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^L \beta_{inl} \eta_{inl}, \quad \phi_{nci} = \frac{\sin \left\{ \frac{M\pi}{2} [\sin(\theta_{ni}) - \sin(\theta_{ci})] \right\}}{\sin \left\{ \frac{\pi}{2} [\sin(\theta_{ni}) - \sin(\theta_{ci})] \right\}}.$$

如用 T 表示信道相干时间, 则对于第 i 个小区系统的总频谱效率可近似表示为

$$S_i^{ap} = \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \sum_{n=1}^N R_{ni}^{ap} = \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \sum_{n=1}^N \log_2 (1 + SINR_{ni}^{ap}) \quad (16)$$

3.2. 平方效应

接下来在两种情况下对比分析莱斯因子的大小是否会影响系统频谱效率: 一种是导频功率固定, 即导频与数据信号发射功率相互独立; 另一种是现在经常采用的情况, 即采用相同的发射功率来传输导频信号与数据信号[7]。

当 $p_u \ll 1$, 并且 p_p 独立于 p_u 时, 将 S_i^{ap} 进行泰勒级数展开可得

$$S_i^{ap} = \log_2 e \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \sum_{n=1}^N \beta_{ini} \left[\frac{\eta_{ini} + MK_{ni} + M \eta_{ini}}{K_{ni} + 1} + \frac{\eta_{ini} K_{ni}}{(K_{ni} + \eta_{ini})(K_{ni} + 1)} \right] p_u + O(p_u^2) \quad (17)$$

当 $p_u \ll 1$, 并且 $p_p = p_u$ 时, 公式(16)可展开为

$$S_i^{ap} = \log_2 e \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \sum_{n=1}^N \frac{\beta_{ini} MK_{ni}}{K_{ni} + 1} p_u + O(p_u^2) \quad (18)$$

从式(17)和式(18)能够看出, 在 MRC 接收机下, 当 $p_u \ll 1$ 并且 $K_{ni} \gg 0$ 时, 对于上述发射功率分配的两种情况来说, 系统总的频谱效率会正比于 p_u 。但是当 $p_u \ll 1$ 并且 K_{ni} 接近于 0 ($K_{ni} = 0$ 退化为瑞利衰落情况)来说, 式(17)仍然正比于 p_u , 而式子(18)首项接近于 0, 此时系统总的频谱效率正比于 p_u 的平方, 也就说在导频功率与数据信号发射功率相同时, 低信噪比下, 系统也存在平方效应。

3.3. 能效资源分配

能效优化的基本思想是通过调整导频信号的长度、导频功率和数据信号发射功率三个因素来提高系统的频谱效率[7][8]。为此, 这里需要定义系统的比特能量, 它是传输消耗的能量除以系统总的频谱效率, 可以表示为[7]

$$\eta_i = \frac{P_{ave}}{S_i} = \frac{\frac{\tau}{T} p_p + \frac{T - \tau}{T} p}{S_i} = \frac{\tau p_p + (T - \tau) p_u}{TS_i} \quad (19)$$

如果 $p_p = p_u$, 我们可以将式(19)简化为 $\eta_i = \frac{P_u}{S_i}$ 。从式(17)和式(18)来看, 当 $p_u \ll 1$ 且直射路径较强时, 比特能量不会随着频谱效率的减小而增大。而在 $p_p \neq p_u$ 时, 我们可以通过调节发射功率的分配, 使得在低比特能量时, 增大系统的频谱效率。

上述的优化问题可以用如下数学模型来表示[7]

$$\begin{cases} \max_{\tau, p_p, p_u} S_i^{ap} \\ \text{s.t. } \tau p_p + (T - \tau) p_u \leq P \\ p_p \geq 0, p_u \geq 0 \\ N \leq \tau \leq T \end{cases} \quad (20)$$

在单小区情况下, 即 $L=1$ 时文献[8]已经证明当导频信号长度 $\tau = N$ 时, 系统的频谱效率可以达到最大化。

类似地, 这个结果可推广到多小区情况。因此式(20)可以写成

$$\begin{cases} \max_{p_u} S_i^{ap} \Big|_{p_p = \frac{P - (T - N)p_u}{N}} \\ \text{s.t. } 0 \leq p_u \leq \frac{P}{T - N} \end{cases} \quad (21)$$

运用 S_i^{ap} 的凹函数性, 我们就可以类似[7]和[8]中那样进行仿真分析。

4. 系统性能仿真及分析

本文主要是在非理想 CSI 下进行频谱效率性能仿真, 频谱效率单位为 bits/s/Hz。仿真采用 MATLAB 中的 `fmincon` 函数来仿真式(21)中的优化问题。具体参数选取如下: 小区个数 $L = 7$, 单天线用户数 $N = 10$, 单天线用户数 $N = 10$, 发送导频符号 $\tau = N = 10$, 相干间隔 $T = 196$ 。另外, 假定主小区内所有用户的莱斯因子取相同值 K 。

图 1 比较了在不同的莱斯因子下, 上行链路总速率的蒙特卡洛仿真结果与理论分析给出的公式结果随基站天线数目变化的情况。仿真采用循环次数为 2000 次, 求其平均信道容量得到的结果, 莱斯因子 K 取 0 和 6 dB 两种情况, 基站天线数从 20 到 600 递增。从图中我们可以看出, 随着基站天线数的增加, 系统的总频谱效率增大, 但是当天线数增大到一定数目时, 对系统频谱效率的影响减小。当莱斯因子变大为 6 dB 时, 系统的频谱效率比瑞利信道显著提高, 也就是说存在视距分量, 视距分量较强时, 系统的和速率会增加。从图中我们也可以看出, 无论莱斯因子大还是小, 公式(16)与仿真值基本吻合, 故之后我们将用公式(16)的数字结果来代替相应的蒙特卡洛仿真结果以求解如上能效优化问题。

图 2 探究了在导频功率与数据信号功率相同和相互独立两种情况下, 上行可达速率随莱斯因子 K 的变化情况, 其中平均发射功率为 10 dB, 基站天线数目分别为 50 和 100 根, 莱斯因子从 -50 dB 到 20 dB 递增。从图中我们可以看出, 增加基站天线数目可以显著提高信道容量。在视距分量很弱即莱斯因子较小时, 导频信号功率与数据信号发射功率相互独立可以显著提高信道容量, 但是在视距分量占主导地位时, 这种优化优势逐渐减小。存在这种现象的原因是: 基站端进行信道估计, 估计的是散射分量, 当莱斯因子很小时, 散射路径所占的分量大, 因此我们可以通过功率资源分配来提高信道估计的准确性进而提高信道容量; 但是随着莱斯因子的增大, 直射径所占的比例大于散射径所占的比例, 这时我们想通过资源分配提高散射径的估计准确性而获得的容量增益就会很小。

图 3 研究了最大比合并接收及在不同莱斯因子下优化后的功率资源分配比例。基站天线数为 50 和

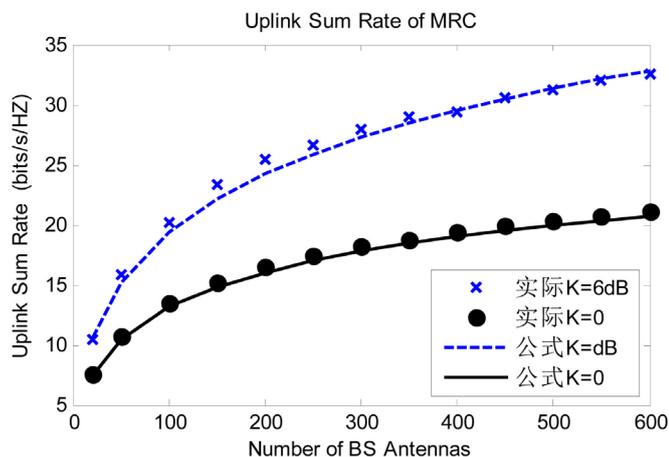


Figure 1. Uplink sum rate of the main cell versus the number of BS antennas
图 1. 主小区上行和速率随着基站天线数变化情况

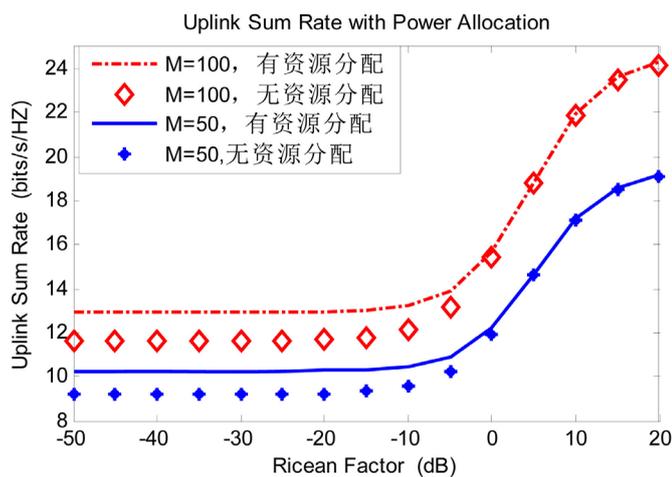


Figure 2. Uplink sum rate versus the Rician factor
图 2. 上行可达和速率随莱斯因子变化

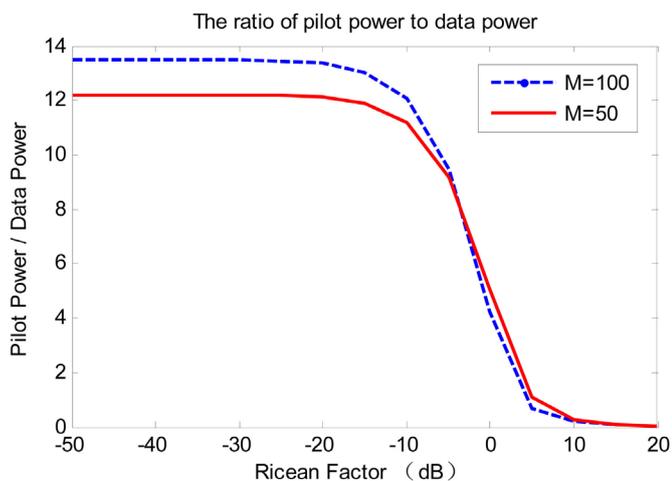


Figure 3. The ratio of pilot power to date power versus the Rician factor
图 3. 导频功率与数据功率比值随莱斯因子变化

100, 相干时间内总发射功率为 $10 \cdot T$ dB, 莱斯因子从 -50 dB 到 20 dB 递增。从仿真图中我们可以看出, 在莱斯因子很小时, $\frac{P_p}{P_u}$ 值很大, 也就是说在接近于瑞利信道模型下, 系统分别配给导频更多的功率来增加信道估计的准确性, 进而提高信道容量。随着莱斯因子的增大, $\frac{P_p}{P_u}$ 值减小, 这也说明随着散射路径的比例减小, 优化的增益也减小。当莱斯因子持续增加时, 导频信号的发射功率将小于数据信号的发射功率, 此时系统是通过增加数据信号的发射功率来增加直射路径所传输的比例, 从而增加信道容量。

图 4 仿真了在最大比合并接收中优化前后的和速率随着比特能量的变化曲线。莱斯因子 $K = 5$ dB 和 $K = -20$ dB, 基站天线数为 500, 平均发射功率为 10 dB。从图中我们可以看出, 在 $K = -10$ dB 时, 直射路径分量很小, 信道接近于瑞利信道, 比特能量都是在频谱效率非 0 的情况下取得最小值。在这个值以下, 比特能量随着频谱效率的增大而减小; 在这个值以上, 比特能量随着频谱效率的增大而增加。通过优化系统的能量效率明显得到提高, 也就是说在视距分量很小时, 信道估计的准确性可以保证在相同的发射能量情况下提供更好的速率性能。当 $K = 5$ dB 时, 比特能量都是在频谱效率接近于 0 的时候取得最小值, 此时平方效应消失, 并且在视距分量很弱时, 优化效果并不明显。

5. 结束语

本文对多小区莱斯信道上行多用户大规模 MIMO 系统中的上行功率资源分配进行研究。在基站采用最大比合并接收机来处理接收到的信号情况下, 探讨了如何通过调节导频长度、导频功率及数据信号功率来最大化系统频谱效率的资源优化方案。通过公式推导发现, 在直射路径很弱时, 系统的频谱效率存在平方效应, 而随着直射路径的分量增加, 平方效应逐渐消失。数字仿真结果则表明, 经过优化, 系统的频谱效率会有所提高, 但是优化增益会随着莱斯因子的增加而减少。当莱斯因子很小时, 系统分配更多的功率来传输导频信号, 利用增加信道估计的准确性来提高系统的频谱效率, 反之, 通过增加数据信号的发射功率来增加频谱效率。

虽然进行上行资源分配会提高系统的频谱效率, 但我们的信道估计过程实际上蕴含着这样假设: 在系统完美知道大尺度衰落情况下去估计散射分量。实际上, 如何对大尺度衰落进行精确估计目前还不清楚, 这需要我们以后展开研究。

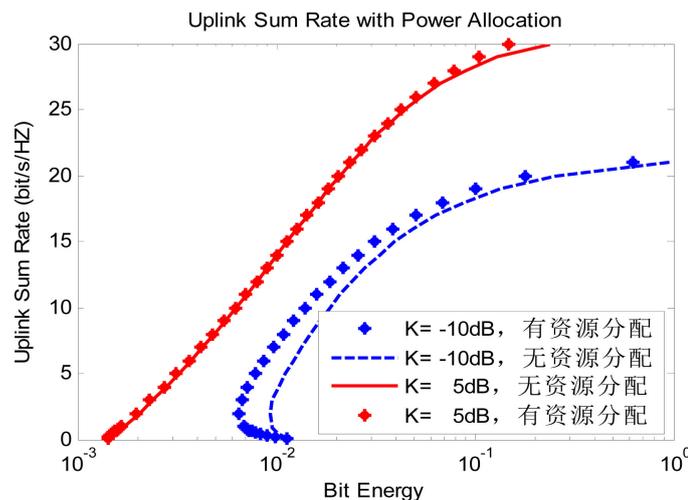


Figure 4. Bit energy versus the uplink sum rate with and without power allocation
图 4. 在有和没有功率分配下上行和速率随比特能量变化情况

基金项目

国家自然科学基金项目资助(61301228); 高等学校博士学科点专项科研基金项目资助(20132125110006); 中央高校基本科研业务费专项资金项目资助(3132016347)。

参考文献 (References)

- [1] Marzetta, T.L. (2010) Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of BS Antennas. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **9**, 3590-3600. <https://doi.org/10.1109/TWC.2010.092810.091092>
- [2] Rusek, F., Persson, D. and Lau, B.K. (2013) Scaling up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays. *IEEE Signal Processing Magazine*, **30**, 40-60. <https://doi.org/10.1109/MSP.2011.2178495>
- [3] Larsson, E.G., Tufvesson, F., Edfors, O., *et al.* (2014) Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems. *IEEE Communications Magazine*, **52**, 186-195. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736761>
- [4] Björnson, E., Sanguinetti, L., Hoydis, J., *et al.* (2015) Optimal Design of Energy-Efficient Multi-User MIMO Systems: Is Massive MIMO the Answer? *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **14**, 3059-3075. <https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2400437>
- [5] Zhang, Q., Jin, S., Huang, Y. and Zhu, H. (2014) Uplink Rate Analysis of Multicell Massive MIMO System in Rician Fading. *IEEE Global Communications Conference, (GLOBECOM)*, Austin, 8-12 December 2014, 3279-3284.
- [6] Hassibi, B. and Hochwald, B.M. (2003) How Much Training Is Needed in Multiple-Antenna Wireless Links? *IEEE Transactions on Information Theory*, **49**, 951-963. <https://doi.org/10.1109/TIT.2003.809594>
- [7] Ngo, H.Q., Matthaiou, M. and Larsson, E.G. (2014) Massive MIMO with Optimal Power and Training Duration Allocation. *IEEE Wireless Communications Letters*, **3**, 605-608. <https://doi.org/10.1109/LWC.2014.2359220>
- [8] 陶成, 李亚鹏, 刘留, 李泳志. 莱斯信道下大规模 MIMO 系统上行资源分配研究[J]. 北京交通大学学报, 2016, 40(5): 51-56.
- [9] Ngo, H.Q., Larsson, E.G. and Marzetta, T.L. (2013) The Multicell Multiuser MIMO Uplink with Very Large Antenna Arrays and a Finite-Dimensional Channel. *IEEE Transactions on Communications*, **61**, 2350-2361. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.032713.120408>
- [10] Yue, D.-W., Zhang, Y. and Jia, Y.-N. (2015) Beamforming Based on Specular Component for Massive MIMO Systems in Ricean Fading. *IEEE Wireless Communications Letters*, **4**, 197-200. <https://doi.org/10.1109/LWC.2015.2396071>

Hans 汉斯

期刊投稿者将享受如下服务:

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击: <http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱: ja@hanspub.org