

非正交多址接入下行链路用户匹配与功率优化算法

李 钊* 戴晓琴 陈柯宇 肖丽媛

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文针对应用非正交多址接入(NOMA)技术的多输入多输出(MIMO)下行通信系统,在考虑误差传播进行理论分析的基础上,提出一种基于距离和空间相关度的用户匹配准则,并对基站的发射功率分配进行优化。仿真结果表明,所提方法能够在提高系统可容纳用户数的同时保证好的系统的和速率性能。

关键词: 非正交多址接入; 相关度; 用户匹配; 功率优化

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)08-1804-08

DOI: 10.11999/JEIT161197

User Matching and Power Optimization Algorithm for Downlink NOMA

LI Zhao DAI Xiaoqin CHEN Keyu XIAO Liyuan

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: A Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) downlink communication system employing Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA) technique is studied. Based on the theoretical analysis taking error propagation into account, a distance and spatial correlation based user matching criteria is proposed. In addition, the allocation of the base station's transmit power is optimized. Simulation results show that the proposed method can increase the number of subscribers that the system can accommodate, while guaranteeing good system's sum-rate performance.

Key words: Non-Orthogonal Multiple Access (NOMA); Correlation; User matching; Power allocation

1 引言

随着无线通信技术的快速发展,用户数据业务呈现指数增长的趋势,5G成为通信领域研究的热点。面对日益紧张的频谱资源和快速增长的移动业务,亟需新型的多址接入技术。非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)相对于传统的正交多址接入(Orthogonal Multiple Access, OMA)技术,能够显著改善系统频谱效率,并且成倍提升系统可支持的并发用户数,已成为5G的关键技术^[1]。NOMA通过对用户分配不同的发射功率,能够在功率域实现不同用户信号的区分,并采用串行干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术对距离基站近的用户信号进行恢复,从而实现空域、时域和频域的非正交数据传输。

MIMO技术能够在不增加带宽消耗的条件下显

著改善系统频谱效率和传输可靠性,已成为多种无线通信标准的关键技术^[2]。MIMO下行通信以空分多址技术(Space Division Multiple Access, SDMA)^[3]为特征,根据不同用户的空间特征差异,采用阵列天线技术对多个用户形成空间上可分离的方向波束,从而在同一频道上实现多路用户信号的无干扰传输。但是,由于无线信道的随机性,当多个用户的空间特征相关度较高时,SDMA无法对他们进行有效的区分,从而不再适用。此外,在MIMO下行通信系统中,由于基站能够同时发送的独立数据流个数不能超过其发射天线数,而系统中通常存在较多具有通信需求的用户,因此基站只能从众多用户中调度一部分与之通信。鉴于SDMA的局限性,以及提高系统接纳用户能力的需求,本文将NOMA技术引入MIMO通信系统,使基站对具有强空间相关度(无法使用SDMA)的一对用户采用相同的预编码同时进行数据发送,并通过合理的功率分配使他们在功率域可以区分,从而在保证良好的系统和速率性能的同时增加系统可支持的并发用户数。

在NOMA的相关研究中,合理的用户配对与功率分配算法能够减小用户信号之间的相互干扰,提高系统和速率^[4]。目前NOMA系统采用的功率分配

收稿日期: 2016-11-07; 改回日期: 2017-02-15; 网络出版: 2107-05-18

*通信作者: 李钊 zli@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61401354, 61401320, 61501285), 高等学校引智计划基金(B16037, B08038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61401354, 61401320, 61501285), The 111 Project (B16037, B08038)

方式主要有全搜索功率分配(Full Search Power Allocation, FSPA)、分数发射功率分配(Fractional Transmit Power Allocation, FTPA)和固定功率分配(Fixed Power Allocation, FPA)。FSPA^[1]通过对候选用户集中的用户遍历所有可能的功率分配方案,获得最优的功率分配解,以高复杂度换取最佳的系统和速率性能。FTPA^[5,6]算法根据用户的信道增益和系统定义的一个衰减因子进行功率分配,衰减因子越大,分配给低信道增益用户的功率越高。FPA^[5]先将获得调度的用户根据其信道增益降序排列,然后按照预先确定的比例系数确定相邻用户分配的功率。FPA算法中的比例系数和FTPA中衰减因子的选取会对系统和速率产生影响,但文献[5,6]中的这些参数均是由系统设定,且固定不变,没有根据具体的配对用户的信道情况进行选取,从而导致系统速率性能非最佳。关于NOMA用户配对的研究,文献[7]采用预定义用户分组的方法确定配对用户,首先将各个用户的信道增益与一个预设阈值进行比较,将用户划分为高信道增益组和低信道增益组,然后从两个用户组中分别选取一个用户完成配对,该方法的速率性能受阈值的影响,而实际中阈值的合理选取存在困难。文献[8-10]采用比例公平(Proportional Fair, PF)调度确定配对用户,其中文献[8]计算所有用户在某个资源块上的调度权重,按照调度权重的大小进行配对用户选择。文献[9]采用PF确定各个用户分配的子频带,一对用户可以采用NOMA的方式利用同一子频带进行数据传输。文献[10]利用预设的限制条件将一部分用户从候选用户集中剔除,减小配对用户的搜索范围,从而降低算法复杂度。但是,上述NOMA用户配对算法缺少对用户的信道衰落与增益、空间相关特性等因素的综合考虑。此外,值得注意的是,NOMA中距离发射机近的用户采用SIC技术进行数据恢复,误差传播是影响解码正确性的重要因素,即前级处理的错误会影响后级解码的正确性,而上述NOMA功率分配和用户配对算法^[1,5-10]均未考虑误差传播,从而影响了其可用性。

综上,本文针对应用NOMA技术的MIMO下行

通信系统,在考虑误差传播、信道衰落与增益和空间相关度等因素对NOMA用户对可达速率的影响的基础上,提出一种基于匹配度(Degree of Matching, DoM)的用户配对方法(DoM based Scheduling, DMS),并根据选取的配对用户自适应地进行最佳功率分配(Adaptive and Optimal Power Allocation, AOPA),在提高系统可容纳用户数的同时保证系统的和速率性能。

2 系统模型

研究单小区MU-MIMO下行广播信道(Broadcast Channel, BC),包括一个基站(Base Station, BS)和多个移动台(Mobile Station, MS),小区半径为 ϕ ,单位为m。基站的发射功率为 P_T 。BS与MS分别配置 N_T 和 N_R 根天线。基站采用波束成形(Beamforming, BF)的方式向每个用户发送一路数据。受发射端天线数的限制,BS能够同时发送的空域上可分离的数据流个数不超过 N_T 。结合NOMA技术,引入功率域的用户区分,可以使基站同时为 N_T 对用户服务,即系统能够支持的并发传输的数据流个数增加至 $2N_T$ 。为了清楚地给出所提策略的设计思想,图1仅给出包含一对NOMA用户的系统模型。对于多对用户的场景,可以将本文方法作为已有的空分复用技术^[11]、或基于预编码的共道干扰消除技术^[12]的前级处理,实现基站向多对NOMA用户的并发传输。多对用户之间的功率优化可以采用注水算法,一对NOMA用户对内部采用所提AOPA。根据以上讨论,所提机制可以扩展至更一般的通信场景,但为了简化分析,本文在简化的两用户通信场景中对NOMA用户配对与功率优化算法进行设计,简化的系统模型如图1所示。

图中基站与 MS_i ($i=1,2$)的距离为 D_i ,单位为m,宏蜂窝通信的路径损耗 $L_i=128.1+37.6\lg(D_i/1000)$ ^[13]。 $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ 表示基站与 MS_i 之间的信道矩阵, \mathbf{H}_i 的元素服从均值为0、方差为1的复高斯分布。 MS_1 和 MS_2 为一对NOMA配对用户,根据距离基站的远近,本文将 MS_1 (MS_2)称为近(远)用户。 x_1 和 x_2 分别表示BS发送给 MS_1 和 MS_2 的期望

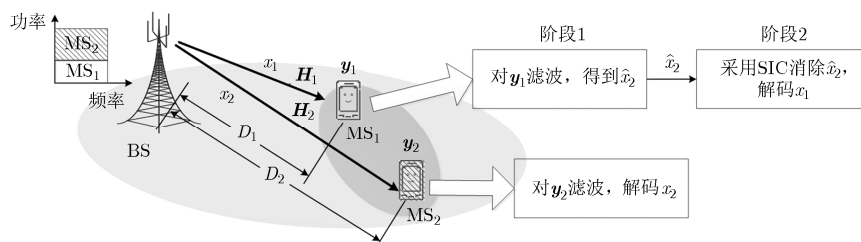


图1 系统模型

数据, 满足 $E(\|x_1\|^2) = E(\|x_2\|^2) = 1$ 。考虑误差传播的影响, 定义 \hat{x}_2 为 MS_1 在阶段 1 对 x_2 的估计结果。根据 NOMA 的设计思想, BS 分配给 x_2 的发射功率大于 x_1 的功率, 导致 x_2 的传输对 MS_1 造成强干扰, 而 x_1 的传输对 MS_2 造成的干扰弱。因此, 近用户 MS_1 在第 1 阶段对 x_2 进行判决估计得到 \hat{x}_2 , 在第 2 阶段采用 SIC 对携带 x_2 的信号进行重构并从接收混合信号中将其消除, 恢复 x_1 ; 远用户 MS_2 对混合信号 y_2 进行滤波, 解码 x_2 。由于阶段 1 估计 x_2 的误差对 MS_1 恢复 x_1 造成影响, 即当 MS_1 在阶段 1 解码错误时, 阶段 2 将无法准确得到 x_1 ^[6], 本文定义 MS_1 在第 1 阶段估计得到的 \hat{x}_2 存在两种状态, 即估计正确 ($\hat{x}_2 = x_2$) 和估计错误 ($\hat{x}_2 \neq x_2$)。

3 NOMA 用户配对与功率优化

本节对 NOMA 用户配对与功率分配算法进行设计。首先, 给出 NOMA 用户的基本信号处理, 分析得到 MS_1 解码 x_2 存在误差时的系统和速率; 然后, 通过对 BS 向 NOMA 用户对分配的发射功率进行比例优化, 实现系统和速率最大化; 最后, 引入匹配度 (DoM) 参数, 综合考虑信道衰落与增益、空间相关特性等因素, 给出 NOMA 用户配对准则。

3.1 NOMA 用户的信号处理

根据图 1 所示系统模型, MS_i ($i = 1, 2$) 接收到的混合信号为

$$y_i = \sqrt{10^{-0.1L_i}} \mathbf{H}_i \mathbf{p} (\sqrt{P_{T1}} x_1 + \sqrt{P_{T2}} x_2) + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

其中, x_1 和 x_2 分别是基站发送给 MS_1 和 MS_2 的数据, P_{T1} 和 P_{T2} 表示基站分配给 x_1 和 x_2 的发射功率, 基站总的发射功率为 P_T , 令 $P_{T1} = \alpha P_T$, 则 $P_{T2} = (1 - \alpha) P_T$, α 称为 MS_1 的功率分配因子。 \mathbf{n}_i 为加性高斯白噪声, \mathbf{p} 表示预编码向量, 由于基站对 MS_1 和 MS_2 采用相同的预编码, 所以 x_1 和 x_2 的预编码向量均为 \mathbf{p} 。对信道矩阵 \mathbf{H}_i 进行奇异值分解 $\mathbf{H}_i = \mathbf{U}_i \mathbf{\Lambda}_i \mathbf{V}_i^H$, 其中 $\mathbf{U}_i = [\mathbf{u}_i^{(1)} \ \mathbf{u}_i^{(2)}]$, $\mathbf{\Lambda}_i = \text{diag}[\lambda_i^{(1)} \ \lambda_i^{(2)}]$, $\mathbf{V}_i = [\mathbf{v}_i^{(1)} \ \mathbf{v}_i^{(2)}]$, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角阵。选取 NOMA 配对用户的预编码向量为近用户 MS_1 所对应的信道矩阵的主右奇异向量 (与信道矩阵的最大奇异值对应), 有 $\mathbf{p} = \mathbf{v}_1^{(1)}$ 。

3.1.1 MS_1 的信号处理 根据 NOMA 的设计思想, $P_{T2} > P_{T1}$, 因此 x_2 的传输对 MS_1 造成强干扰, 导致 MS_1 直接接收 x_1 的性能恶化, 所以 MS_1 首先将 x_2 作为期望数据进行估计, 得到 \hat{x}_2 , 然后利用 SIC 重构并消除携带 x_2 的信号, 最后对期望数据 x_1 进行恢复。根据以上叙述, MS_1 采用 $[\mathbf{u}_1^{(1)}]^H$ 对混合信号 y_1 进行滤波, 得到估计信号:

$$\bar{y}_1 = \sqrt{10^{-0.1L_1}} (1 - \alpha) P_T \lambda_1^{(1)} x_2 + \sqrt{10^{-0.1L_1}} \alpha P_T \lambda_1^{(1)} x_1 + [\mathbf{u}_1^{(1)}]^H \mathbf{n}_1 \quad (2)$$

其中, 等式右边第 1 项是 MS_1 在阶段 1 的期望信号, 根据 \bar{y}_1 可以得到 \hat{x}_2 , 定义 $\rho_i = 10^{-0.1L_i}$ ($i = 1, 2$), 可以得到 MS_1 估计 \hat{x}_2 的信噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 为

$$\gamma_1^{x_2} = \frac{\rho_1 (1 - \alpha) [\lambda_1^{(1)}]^2 \eta}{1 + \rho_1 \alpha \eta [\lambda_1^{(1)}]^2} = \frac{(1 - \alpha) \eta}{\left\{ \rho_1 [\lambda_1^{(1)}]^2 \right\}^{-1} + \alpha \eta} \quad (3)$$

其中, $\gamma_1^{x_2}$ 的下标表示用户编号, 上标表示估计的符号。 $\eta = P_T / \sigma_n^2$ 。由式 (3) 可以看到, $\gamma_1^{x_2}$ 受 ρ_1 , 信道增益 $\lambda_1^{(1)}$ 和功率分配因子 α 的影响, 并且随着 ρ_1 和 $\lambda_1^{(1)}$ 的增加而增大。此外, 对 MS_1 选取不同的配对用户也会影响 α 的取值, 进而影响 $\gamma_1^{x_2}$ 。

接下来, MS_1 利用估计得到的 \hat{x}_2 与信道信息 \mathbf{H}_1 重构传输 x_2 的信号, 并进行干扰消除, 得到

$$\begin{aligned} \mathbf{y}'_1 &= \mathbf{y}_1 - \sqrt{10^{-0.1L_1}} (1 - \alpha) P_T \mathbf{H}_1 \mathbf{p} \hat{x}_2 \\ &= \underbrace{\sqrt{10^{-0.1L_1}} \alpha P_T \mathbf{H}_1 \mathbf{p} x_1}_{\text{有用信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sqrt{10^{-0.1L_1}} (1 - \alpha) P_T \mathbf{H}_1 \mathbf{p} (x_2 - \hat{x}_2)}_{\text{残留干扰}} + \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (4)$$

对于 MS_1 , 如果阶段 1 正确估计 x_2 , 阶段 2 接收 x_1 时的残留干扰为 0; 否则, 阶段 2 的接收将受到残留干扰的影响。本文考虑一种最差情况的误差传播模型, 即当 MS_1 在第 1 阶段对 x_2 估计错误时, 残留干扰为 $\sqrt{10^{-0.1L_1}} (1 - \alpha) P_T \mathbf{H}_1 \mathbf{p} x_2$, 该干扰对 MS_1 恢复 x_1 造成的影响最大。以下分析在该模型下进行, 得到的是系统性能的下界。考虑到估计 \hat{x}_2 的正确性与 MS_1 在阶段 1 接收 x_2 的信噪比 $\gamma_1^{x_2}$ 有关, 定义误差传播指示函数 $\hat{x}_2 = \xi x_2$, 其中 ξ 表示指示因子, 当准确估计 x_2 时, $\xi = 1$, 式 (4) 中的残留干扰为 0, 否则 $\xi = 0$, 无法通过 SIC 完全消除 x_2 的传输导致的干扰。采用 $[\mathbf{u}_1^{(1)}]^H$ 对 \mathbf{y}'_1 进行滤波, 得到:

$$\bar{y}'_1 = \begin{cases} \sqrt{10^{-0.1L_1}} \alpha P_T \lambda_1^{(1)} x_1 + [\mathbf{u}_1^{(1)}]^H \mathbf{n}_1, & \xi = 1 \\ \sqrt{10^{-0.1L_1}} \alpha P_T \lambda_1^{(1)} x_1 + \sqrt{10^{-0.1L_1}} (1 - \alpha) P_T \lambda_1^{(1)} x_2 \\ \quad + [\mathbf{u}_1^{(1)}]^H \mathbf{n}_1, & \xi = 0 \end{cases} \quad (5)$$

由式 (5) 可以计算 MS_1 接收 x_1 的信噪比或信干噪比为

$$\gamma_1^{x_1} = \begin{cases} \alpha \rho_1 [\lambda_1^{(1)}]^2 \eta, & \xi = 1 \\ \frac{\alpha \rho_1 [\lambda_1^{(1)}]^2 \eta}{1 + (1 - \alpha) \rho_1 [\lambda_1^{(1)}]^2 \eta}, & \xi = 0 \end{cases} \quad (6)$$

根据文献[14], 接收机估计期望数据的(符号)误码率受调制方式和接收信噪比或信干噪比的影响, 定义MS₁在阶段1估计 x_2 的误码率为 P_M , 得到基站向MS₁传输 x_1 的平均数据速率为

$$r_1 = (1 - P_M) \log_2 \left(1 + \gamma_1^{\hat{x}_1} \Big|_{\xi=1} \right) + P_M \log_2 \left(1 + \gamma_1^{\hat{x}_1} \Big|_{\xi=0} \right) \quad (7)$$

其中, 等式右边的两项分别为MS₁在阶段1正确和错误估计 x_2 时的数据速率, $\gamma_1^{\hat{x}_1} \Big|_{\xi=1}$ 和 $\gamma_1^{\hat{x}_1} \Big|_{\xi=0}$ 表示式(6)中 $\xi = 1$ ($\hat{x}_2 = x_2$)和 $\xi = 0$ ($\hat{x}_2 \neq x_2$)两种情况下的 $\gamma_1^{\hat{x}_1}$ 值。根据式(6)和式(7), r_1 由 ρ_1 , 信道增益 $\lambda_1^{(1)}$, 功率分配因子 α 和误码率 P_M 共同决定。

3.1.2 MS₂的信号处理 由于MS₂观测到的携带 x_1 的信号强度很小, MS₂直接采用 $[\mathbf{u}_2^{(1)}]^H$ 对混合信号 \mathbf{y}_2 进行滤波, 得到估计信号:

$$\bar{y}_2 = \sqrt{10^{-0.1L_2} (1 - \alpha) P_T \lambda_2^{(1)}} [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} x_2 + \sqrt{10^{-0.1L_2} \alpha P_T \lambda_2^{(1)}} [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} x_1 + [\mathbf{u}_2^{(1)}]^H \mathbf{n}_2 \quad (8)$$

式(8)等号右边第1项表示期望信号, 第2项为干扰, 最后一项为噪声。可得MS₂估计 x_2 的接收信干噪比:

$$\gamma_2^{x_2} = \frac{(1 - \alpha) \rho_2 [\lambda_2^{(1)}]^2 \left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \eta}{1 + \alpha \rho_2 [\lambda_2^{(1)}]^2 \left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \eta} = \frac{(1 - \alpha) \eta}{\left\{ \rho_2 [\lambda_2^{(1)}]^2 \left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \right\}^{-1} + \alpha \eta} \quad (9)$$

由式(9)可以发现, $\gamma_2^{x_2}$ 受到 ρ_2 , 信道增益 $\lambda_2^{(1)}$, 相关度 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 和功率分配因子 α 的影响, 并且随着 ρ_2 , $\lambda_2^{(1)}$ 和 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 的增加而增大。值得注意的是, $\mathbf{v}_1^{(1)}$ 和 $\mathbf{v}_2^{(1)}$ 分别表征基站向MS₁和MS₂发送 x_1 和 x_2 的空间特征, 因此 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 可以反映配对用户的空间相关程度。根据式(9), 当 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0$ 时, $\gamma_2^{x_2} = 0$, 此时应将 P_T 全部分配给MS₁, 即令 $\alpha = 1$, BS仅向MS₁发送数据。容易计算MS₂接收 x_2 的数据速率为

$$r_2 = \log_2 \left(1 + \gamma_2^{x_2} \right) \quad (10)$$

系统和速率为 $R = r_1 + r_2$ 。由式(6), 式(7), 式(9)和 R 的表示式可以看出, 当功率分配因子 α 确定时, R 由路损 ρ_i ($i = 1, 2$), MS₁在阶段1估计 x_2 的误码率 P_M , 信道增益 $\lambda_i^{(1)}$, 以及配对用户的空间相

关度 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 决定。为了改善 R , 应选取 ρ_2 和信道增益 $\lambda_2^{(1)}$ 大, 具有较高空间相关度的两个用户进行配对, 并且功率分配应以NOMA用户对和速率最大为目标。

3.2 NOMA 用户对的最优功率分配

根据上一节的分析, 当NOMA用户对确定后, 功率分配因子 α 是影响系统速率性能的关键, 通过合理选取 α 可以使系统和速率最大化。由3.1.2节可知, 当相关度 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0$ 时, $\gamma_2^{x_2} = 0$, BS将 P_T 全部分配给MS₁; 当 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \neq 0$ 时, 由于NOMA是从功率域对不同用户信号进行区分, 近用户分配的发射功率小于远用户, 所以有 $\alpha \in (0, 0.5)$ 。对于NOMA用户对(MS₁, MS₂), 可以通过1维搜索确定最佳的功率分配因子 α^{Opt} 。

$$\alpha^{\text{Opt}} = \begin{cases} 1, & \left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0 \\ \arg \max_{\alpha \in (0, 0.5)} R, & \left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \neq 0 \end{cases} \quad (11)$$

3.3 基于匹配度的 NOMA 用户配对

本节以最大化NOMA用户对的和速率为目标, 在假设近用户已经确定的情况下, 对其配对用户的选取准则进行设计。关于近用户的调度, 已有较多的研究工作可以参考, 如轮询^[15]、信道增益最大^[16]、基于比例公平的调度^[17]等, 本文不再赘述。根据式(6)和式(7), 在近用户MS₁确定的情况下, ρ_1 和信道增益 $\lambda_1^{(1)}$ 确定, 给定调制方式, 功率分配因子 α 决定MS₁估计 x_2 的误码率 P_M , 进而影响MS₁接收 x_1 的数据速率。根据式(9), 与MS₁配对的用户MS₂的数据速率由 ρ_2 , 空间相关度 $\left\| [\mathbf{v}_2^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$, $\lambda_2^{(1)}$ 和 α 决定。综上, R 由NOMA配对用户的选取和功率分配因子共同确定。

MS₁与候选用户MS_k构成NOMA用户对, 最佳功率分配因子 α_k^{Opt} 按照式(11)计算, 能够使用户对(MS₁, MS_k)的和速率 R_k 达到最大的用户MS_k被调度为MS₁的配对用户。根据上述分析, MS₁的候选配对用户MS_k将对 R_k 计算中的 ρ_k , 空间相关度 $\left\| [\mathbf{v}_k^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 和信道增益 $\lambda_k^{(1)}$ 3个因素产生影响, 并最终决定NOMA用户对的和速率性能。因此, 本文定义MS_k与MS₁的匹配度(DoM) $G_k = \rho_k [\lambda_k^{(1)}]^2 \cdot \left\| [\mathbf{v}_k^{(1)}]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$, 并以式(12)作为NOMA配对用户的调度准则:

$$k^* = \arg \max_{k \in \{k | D_k \in (D_1, \phi)\}} R_k^{\text{Opt}} \quad (12)$$

其中, $R_k^{\text{Opt}} = \max_{\alpha \in (0, 0.5)} R_k$, 表示选取 MS_k 作为 MS_1 的配对用户时, 按照式(11)进行功率分配后得到的 NOMA 用户对 (MS_1, MS_k) 的和速率。由于 MS_k 是远用户, 其与基站的距离 D_k 大于 MS_1 与基站的距离 D_1 , 同时 MS_k 应在基站覆盖范围内, 即 $D_k \in (D_1, \phi)$ 。

图 2 给出近用户 MS_1 与基站的距离 $D_1=500$ m, 小区半径 $\phi = 2000$ m, $D_k \in (500, 2000]$ m, 基站采用 16QAM 调制时, 匹配度 G_k 对 NOMA 用户对 (MS_1, MS_k) 的和速率的影响。 $\rho_k = 10^{-0.1L_k}$, $L_k = 128.1 + 37.6 \lg(D_k / 1000)$ [13], \mathbf{H}_k 随机产生。首先, 通过产生多个 \mathbf{H}_k 和 D_k 可以得到 G_k 的取值区间, 由于 G_k 受 ρ_k 的影响, 其取值很小, 约为 $(10^{-14}, 10^{-10})$ 。然后在该区间内对 G_k 均匀取值(每个 G_k 值对应一种候选用户 MS_k 与 MS_1 的匹配状态, 该匹配状态可以由不同的 ρ_k , $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 和 $\lambda_k^{(1)}$ 确定), 并对每一个 G_k 对应的 NOMA 用户对按照第 3.2 节进行最佳功率分配。最后根据式(7)和式(10)计算经过功率优化后用户对的和速率 R_k 。这样, 在每个 G_k 值上进行单次仿真即可得到 R_k 随 G_k 变化的情况。

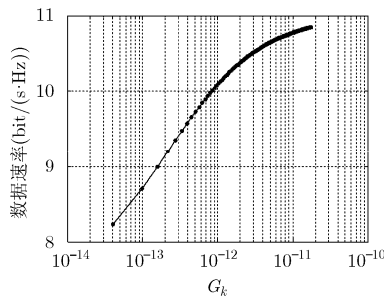


图 2 NOMA 用户对的和速率与匹配度 G_k 的关系

由图 2 可以看出, 对于给定的近用户 MS_1 , 经过最优的发射功率分配后, NOMA 用户对的和速率随匹配度 G_k 的增加而增大, 按照式(12)的用户配对准则, 基站先按照式(11)计算每个候选用户 MS_k 与 MS_1 的组合的最佳功率分配因子 α_k^{Opt} , 按照 α_k^{Opt} 进行功率优化分配后, 再选取与 MS_1 配对获得最大和速率的用户 MS_k^* 。因此, 近用户 MS_1 的 NOMA 配对用户选择算法可以表述如下:

步骤 1 基站获取近用户 MS_1 的距离 D_1 和信道信息 \mathbf{H}_1 , 并将与基站距离大于 D_1 且在小区(半径为 ϕ)覆盖范围内的用户 MS_k ($k \in \{k | D_k \in (D_1, \phi)\}$) 组成候选配对用户集 C ;

步骤 2 基站对集合 C 中所有的 MS_k 计算匹配度 $G_k = \rho_k \left[\lambda_k^{(1)} \right]^2 \left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$;

步骤 3 选取集合 C 中与 MS_1 具有最大匹配度的用户 MS_k^* 作为配对用户。

$$k^* = \arg \max_{MS_k \in C} G_k \quad (13)$$

由图 2 可知, 经过最佳的发射功率分配后, NOMA 用户对的和速率随匹配度 G_k 的增加而增大, 因此基站可以直接根据式(13)选取最佳的配对用户 MS_k^* , 然后根据式(11)为用户对 (MS_1, MS_k^*) 进行功率分配, 从而避免了为所有 MS_k 与 MS_1 的组合计算 α_k^{Opt} , 降低了计算复杂度。

以上在一对 NOMA 用户的场景中设计用户配对和功率分配算法。实际应用中, 一个基站可以采用空分复用[11]的方式同时与多对 NOMA 用户进行通信。首先, 采用已有的调度算法[15-17]确定近用户, 然后根据本文所提基于匹配度的配对用户选择算法为每个近用户确定合适的配对用户, 最后将分配给每个 NOMA 用户对的发射功率按第 3.2 节的方法进行最优分配。

4 仿真结果

本节对 NOMA 下行通信系统中用户配对和功率分配算法的速率性能进行 MATLAB 仿真。为了简单, 仅考察一对 NOMA 用户的情况。基站和移动用户的天线数为 $N_T = N_R = 2$, 基站采用 16QAM 调制, 总发射功率 $P_T = 46$ dBm, 噪声功率为 $\sigma_n^2 = -104$ dBm [7], 近用户 MS_1 和远用户 MS_k 与基站的距离分别为 $D_1 = 500$ m 和 $D_k \in (500, 2000]$ m, MS_k 的平均信噪比范围估计为 $[10, 30]$ dB。

图 3 和图 4 给出在进行最优功率分配的条件下, 基站到 MS_k 信道增益 $\lambda_k^{(1)} = 2.1$ 时, 功率分配因子 α_k^{Opt} 和 NOMA 用户对 (MS_1, MS_k) 的数据速率随 MS_k 与基站的距离 $D_k \in (500, 2000]$ m 以及相关度 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 的变化情况。尽管该仿真结果是在特定的参数条件下获得, 但对于其它参数能够获得与本文一致的结果。如图 3 所示, 相关度 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0$ 时, $\alpha_k^{\text{Opt}} = 1$ 。 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 \neq 0$ 时, 给定相关度 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$, α_k^{Opt} 随 D_k 的增加而增大; 给定 D_k , 即 ρ_k 确定时, α_k^{Opt} 随 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2$ 的增加而减小。

根据图 4, 当相关度 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0$ 时, MS_k 的数据速率 r_k 为 0, MS_1 的数据速率 r_1 达到最大。这是因为根据图 3, 式(9)和式(11), 当 $\left\| \left[\mathbf{v}_k^{(1)} \right]^H \mathbf{v}_1^{(1)} \right\|^2 = 0$ 时, $\gamma_k^{x_k} = 0$, 此时 $\alpha_k^{\text{Opt}} = 1$, 即 BS 将全部发射功率分

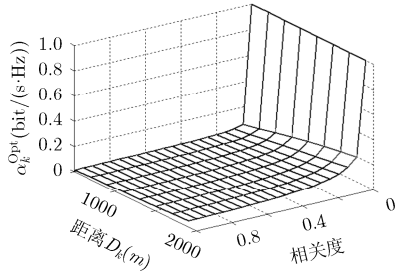


图 3 功率分配因子 α_k^{Opt} 随 D_k 和相关度的变化情况

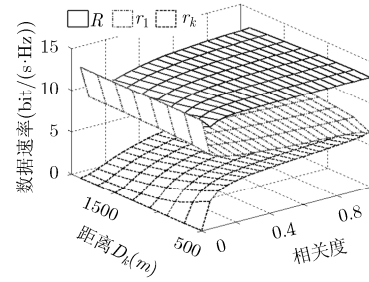


图 4 数据速率随 D_k 和相关度的变化情况

配给 MS_1 ，使 r_1 达到最大。当 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2 \neq 0$ 时，对于相同的相关度， r_k 随 D_k 的增大而减小， r_1 随 D_k 的增加而增大。给定相关度，NOMA 用户对 (MS_1, MS_k) 的和速率 R 随 D_k 的增加而减少。这是因为 ρ_k 随着 D_k 的增加而减小，又根据式(9)，配对用户的接收信干噪比 γ_k^{xk} 随着 ρ_k 的减小而降低，所以 r_k 随 D_k 的增加而减小。根据图 3，给定 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2$ ， α_k^{Opt} 随 D_k 的增加而增大，即分配给 MS_1 的发射功率增加，导致 r_1 提升。给定 D_k ，即 ρ_k 确定时， r_k ， r_1 和 R 分别随 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2$ 的增加而增大、减小和增大。因为根据式(9)和图 3， $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2$ 增加使分配给 MS_k 的发射功率增加，使 γ_k^{xk} 增大，进而提高 r_k ；相应地，分配给 MS_1 的功率减少，导致 r_1 减小。

图 5 给出在进行最优功率分配的条件下，配对用户 MS_k 的匹配度 G_k 对速率性能的影响。为了进行比较，对速率最大的调度 (Maximum Rate Scheduling, MRS) 方法进行了仿真，采用该方法，BS 以数据速率最大为目标选择单用户进行通信，并将 P_T 全部分配给该用户，此时系统和速率为单用户的速率，与 G_k 无关，因此在图中表现为一条水平线。由图可见， MS_1 及其配对用户 MS_k 的数据速率随 G_k 的增加分别减小和增大。选取匹配度最大的用户进行配对，相比于调度其它用户可以获得最大的系统和速率 R ，在该情况下 r_1 达到最低，而 r_k 达到最大。并且，随着 G_k 的增加， R 逐渐逼近 MRS 的速率，当二者相等时对应的 G_k 达到最大值。此时，所提方法与点对点 MIMO 的性能相同，这也是该方法在单 NOMA 用户对情况下的性能上界。由此可以推断，对于多对配对用户的场景，在每个 NOMA 用户对匹配度都非常高的理想情况下，本文方法将获得与 MU-MIMO 相同的系统和速率性能。

图 6 在基站发射功率 $P_T = 46$ dBm，考虑误差传播的影响，对不同方法得到的单 NOMA 用户对

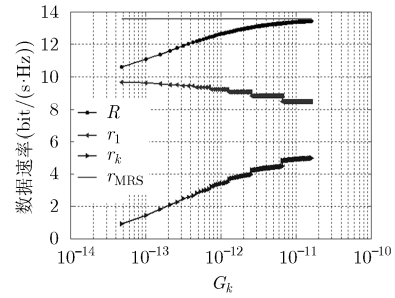


图 5 数据速率随 G_k 的变化情况

平均数据速率随噪声功率的变化情况进行仿真。选取 $D_k \in (500, 2000]$ m 的 MS_k 作为候选配对用户，候选用户数为 500，蒙特卡洛仿真次数为 1000 次。仿真的方法包括所提 DMS+AOPA、采用 PF 的配对用户选择^[9]和固定功率分配 (PF+FPA)^[5]和 MRS。对于 PF+FPA，近(远)用户分配 $0.2P_T$ ($0.8P_T$)。为使 MS_k 接收信噪比位于区间 $[10, 30]$ dB (对应于 MS_k 与基站距离 $D_k \in (500, 2000]$ m)，在 $P_T = 46$ dBm 的条件下，横轴 σ_n^2 的变化范围应为 $[-95, -70]$ dBm。如图所示，所提 DMS+AOPA 实现的数据速率性能明显优于 PF+FPA，且与 MRS 接近。

图 7 给出当远用户 MS_k 的信道增益 $\lambda_k^{(1)}$ 等于 MS_1 信道增益 $\lambda_1^{(1)}$ ，并且相关度取最大值，即 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2 = 1$ 时，所提机制获得的数据速率随 D_k 的变化情况。当 D_k 接近 D_1 时， r_k 与 r_1 的差距逐渐减小；当 $D_k = D_1$ 时， $r_k > r_1$ 。这一现象可以由图 3 进行解释，即当 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2 = 1$ ， $D_k = 500$ m 时， α_k^{Opt} 很小，分配给 MS_1 的发射功率低，导致 $r_1 < r_k$ 。根据图 3，随着 D_k 增加， α_k^{Opt} 逐渐增大，即分配给 MS_1 的功率增加，因此， r_1 随 D_k 的增加而增大，相应地 MS_k 速率降低。需要注意的是，当 D_k 趋近于 D_1 时，两用户的路径损耗接近，又由于 $\|\mathbf{v}_k^{(1)\text{H}} \mathbf{v}_1^{(1)}\|^2 = 1$ ，用户信号在空间域无法区分，因此基站无法采用空分复用 (Space Division Multiplexing, SDM) 方式与

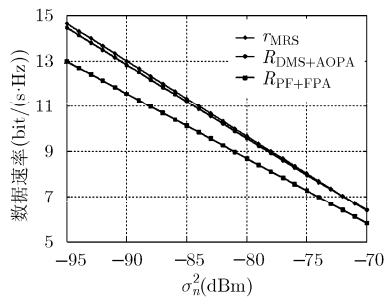


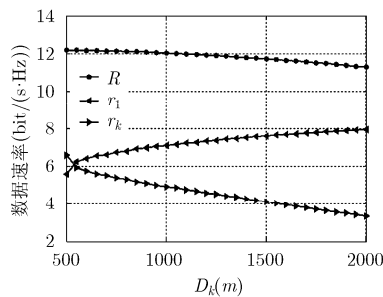
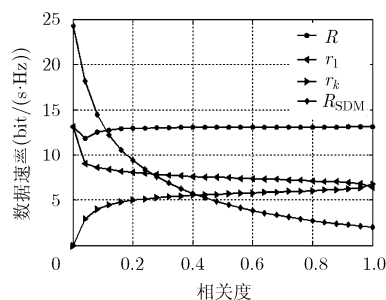
图 6 不同方法的数据速率随噪声功率的变化情况

两个用户进行通信,此时采用 NOMA 技术可以在功率域实现用户信号的区分。

图 8 给出 $\lambda_1^{(1)} = \lambda_k^{(1)}$, $D_k = 501$ m (即 D_k 趋近于 D_1) 时, NOMA 用户对和的数据速率随相关度 $\left\| \mathbf{v}_k^{(1)} \right\|^H \mathbf{v}_1^{(1)} \left\| \right|^2$ 的变化情况。如图所示,当相关度小于 0.1 时,SDM 的数据速率优于 NOMA,随着相关度的增加, r_k 逐渐增大,而 r_1 减小。这是因为根据图 3, α_k^{Opt} 随相关度的增加而减小,导致分配给 MS_1 的发射功率降低,进而 r_1 减少;又根据式(9), MS_k 接收期望数据 x_k 的信噪比 $\gamma_k^{x_k}$ 随 $\left\| \mathbf{v}_k^{(1)} \right\|^H \mathbf{v}_1^{(1)} \left\| \right|^2$ 的增加而增大,并且根据图 3,分配给 MS_k 的功率也随着相关度增加而增大,使得 r_k 增加。如图 8 所示,当相关度为 0 时, r_k 达到最小且为 0,这是因为根据式(9)和式(11),当 $\left\| \mathbf{v}_k^{(1)} \right\|^H \mathbf{v}_1^{(1)} \left\| \right|^2 = 0$ 时, $\gamma_k^{x_k} = 0$ 且功率分配因子 $\alpha_k^{\text{Opt}} = 1$,即 BS 不再向 MS_k 发送数据。图 8 同时给出了基站采用 SDM 方式对两个用户进行数据传输的速率性能,基站利用其与每个用户之间的信道的主特征模式向该用户发送一路数据, MS_1 和 MS_k 分别采用 $\left[\mathbf{u}_1^{(1)} \right]^H$ 和 $\left[\mathbf{u}_k^{(1)} \right]^H$ 进行接收滤波。如图所示,SDM 方式得到的和速率 R_{SDM} 随相关度的增加而减小,而采用 NOMA 获得的和速率 R 随相关度的增加而增大。对于 SDM 方式,当空间相关度高时,用户之间的相互干扰强,导致和速率降低;而本文所提的基于 NOMA 的传输机制正是利用了用户间高的空间相关度,因此 R 随着 $\left\| \mathbf{v}_k^{(1)} \right\|^H \mathbf{v}_1^{(1)} \left\| \right|^2$ 的增加而增大。综上,相关度低时,SDM 可以获得高的数据速率;而用户相关度高时,NOMA 的数据速率性能明显优于 SDM。

5 结束语

本文针对应用 NOMA 技术的 MIMO 下行通信系统,在考虑误差传播的前提下对 NOMA 用户对的

图 7 $\lambda_1^{(1)} = \lambda_k^{(1)}$, $\left\| \mathbf{v}_k^{(1)} \right\|^H \mathbf{v}_1^{(1)} \left\| \right|^2 = 1$ 时数据速率随 D_k 变化图 8 $\lambda_1^{(1)} = \lambda_k^{(1)}$, $D_k = 501$ m 时数据速率随相关度变化

和速率性能进行理论分析,提出一种基于距离(大尺度衰落)和空间相关度的用户匹配准则,并对基站发射功率的分配进行优化。仿真结果表明,所提方法能够实现 NOMA 用户对的最佳选取,在提高系统可容纳用户数的同时保证好的系统和速率性能。

参考文献

- [1] LIU Y, PAN G, ZHANG H, *et al.* On the capacity comparison between MIMO-NOMA and MIMO-OMA[J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 2123-2129. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2563462.
- [2] BAUCH G and ALEXIOU A. MIMO technologies for the wireless future[C]. International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Cannes, France, 2008: 1-6. doi: 10.1109/PIMRC.2008.4699969.
- [3] YIN L, WU X, HAAS H, *et al.* Low-complexity SDMA user-grouping for the CoMP-VLC downlink[C]. IEEE Global Communications Conference, San Diego, CA, USA, 2015: 1-6. doi: 10.1109/GLOCOM.2014.7417415.
- [4] SUN Q, HAN S, CHIN-LIN I, *et al.* Energy efficiency optimization for fading MIMO non-orthogonal multiple access systems[C]. IEEE International Conference on Communications, London, UK, 2015: 2668-2673. doi: 10.1109/ICC.2015.7248728.
- [5] HOJELI M R, FARAH J, NOUR C A, *et al.* Resource allocation in downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Glasgow, UK, 2015: 1-6. doi: 10.1109/VTCSpring.2015.7146056.

- [6] SAITO Y, BENJEBBOUR A, Kishiyama Y, *et al.* System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA)[C]. International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, London, UK, 2013: 611–615. doi: 10.1109/PIMRC.2013.6666209.
- [7] BENJEBBOUR A, LI A, SAITO Y, *et al.* System-level performance of downlink NOMA for future LTE enhancements[C]. IEEE Global Communications Conference, Atlanta, GA, USA, 2013: 66–70. doi: 10.1109/GLOCOMW.2013.6824963.
- [8] FEI L and PETRI M. Proportional fairness-based user pairing and power allocation for non-orthogonal multiple access[C]. International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications, Hong Kong, China, 2015: 1127–1131. doi: 10.1109/PIMRC.2015.7343467.
- [9] OKAMOTO E. An improved proportional fair scheduling in downlink non-orthogonal multiple access system[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Glasgow, UK, 2015: 1–5. doi: 10.1109/VTCFall.2015.7390839.
- [10] JIE M, LEI Y, HANG L, *et al.* joint user pairing and power allocation for downlink non-orthogonal multiple access systems[C]. IEEE International Conference on Communications, Kuala Lumpur, Malaysia, 2016: 1–6. doi: 10.1109/ICC.2016.7510914.
- [11] 李钊, 刘瑞雪, 王琳, 等. MU-MIMO 下行链路基于关联干扰的先验式用户调度[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(1): 67–73. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00046.
- LI Zhao, LIU Ruixue, WANG Lin, *et al.* MU-MIMO downlink proactive scheduling based on associative interference[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(1): 67–73. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00046.
- [12] WONG K K, MURCH R D, and LETAIEF K B. A Joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 2(4): 773–786. doi: 10.1109/TWC.2003.814347.
- [13] 3GPP TR 36.931 Release 13. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio frequency (RF) requirements for LTE pico node B (Release 13)[S]. France, 2016.
- [14] CHUNG S T and GOLDSMITH A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: A unified view[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 49(9): 1561–1571. doi: 10.1109/VEVECS.2001.944588.
- [15] CHASKAR H M and MADHOW U. Fair scheduling with tunable latency: A round robin approach[C]. IEEE Global Communications Conference, Rio de Janeiro, Brazil, 2003: 592–601. doi: 10.1109/TNET.2003.815290.
- [16] HARA Y and OSMINA K. Spatial scheduling using partial CSI reporting in multiuser MIMO systems[C]. IEEE Vehicular Technology Conference, Baltimore, MD, USA, 2007: 1673–1677. doi: 10.1109/VEVECS.2007.348.
- [17] JIANG Y, WU J, and XU K. Proportional fairness scheduling on tandem network[C]. IEEE International Conference on Communications, New York, NY, USA, 2002: 991–995. doi: 10.1109/ICC.2002.997003.
- 李 钊: 男, 1981年生, 博士, 副教授, 从事认知无线电、MIMO 无线通信等研究。
- 戴晓琴: 女, 1991年生, 硕士, 从事无线通信研究。
- 陈柯宇: 男, 1993年生, 硕士, 从事无线通信研究。
- 肖丽媛: 女, 1981年生, 博士, 从事计算机通信研究。