



研究与开发

分布式阵列系统中反馈比特的分配方法

张帅, 潘鹏, 王璀

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘 要: 在采用频分双工的通信系统中, 基站通常需要用户反馈信道状态信息以进行预编码。对于分布式阵列系统, 由于多个接入节点布置在小区的不同位置, 用户与小区内不同接入节点之间的信道条件不同。当用于反馈信道状态信息的资源受限时, 需要对反馈比特的分配方法进行优化, 从而提高系统的整体性能。在多用户分布式阵列系统中, 采用基于距离阈值的接入节点选择方法, 并在此基础上结合随机矢量量化码本的量化特性以及泰勒展开法, 对系统量化容量损失进行推导, 并给出了近似表达式。基于该表达式, 提出了反馈比特分配方法, 与其他的分配方法相比, 不限制用户选择的接入节点数目使本文的方法更加具有普遍性。仿真结果显示, 在反馈资源有限的情况下, 提出的策略优于传统的等比特分配方案, 可以获得较好的性能。

关键词: 分布式阵列; 有限反馈; 多用户; 比特分配; 预编码

中图分类号: TN92

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020300

Feedback bit allocation in distributed antenna array systems

ZHANG Shuai, PAN Peng, WANG Cui

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: In a frequency division duplex communication system, precoding at the base station usually requires terminal feedback channel state information. In a distributed array system, the channel conditions between the terminal and different access nodes in the cell are different because multiple access nodes are arranged at different locations in the cell. When the resources for feedback channel state information are limited, the allocation method of feedback bit needs to be optimized to improve the overall performance of the system. In a multi-user distributed array system, an access node selection method based on distance threshold was adopted. Based on this method, the quantization characteristics of the random vector quantization codebook and the Taylor expansion method were used to derive the system quantization capacity loss, and then an approximate expression was given. Based on this expression, a feedback bit allocation method was proposed. Compared with other allocation methods, the method of this paper was more universal because it did not limit the number of access nodes selected by the user. The simulation results show that the strategy proposed is superior to the traditional equal-bit allocation scheme and can obtain better performance when the feedback resources are limited.

Key words: distributed antenna array, limited feedback, multi-user, bit allocation, precoding

收稿日期: 2019-12-23; 修回日期: 2020-08-14

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. U1709220, No. 61372093)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. U1709220, No. 61372093)



1 引言

伴随着社会的发展和信息技术的进步,人们对移动数据业务的需求呈指数增长,这对现有的移动通信系统提出了巨大的挑战^[1]。因此,为了尽可能地提高数据速率,或者从根本上提高系统频谱效率,人们提出了诸多的技术方案,例如多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术、正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术、毫米波技术等。然而,从无线通信近几十年的发展经验来看,最直接有效的方式或许仍然是使收发两端尽量靠近,并尽可能提高频谱的空间复用率^[2]。分布式天线系统(distribute array system, DAS)通过将天线均匀地分布于小区的各个位置,从而拉近用户到接入点的距离,正是上述思想的直接体现,并获得了广泛的关注^[3]。近年来,随着大规模MIMO(massive MIMO)技术^[4]的兴起,传统的DAS也逐步走向规模化,即通过提高天线的部署密度,或利用分布式阵列替代传统的分布式天线,从而进一步提高系统的频谱效率。本文主要考虑分布式阵列系统,研究其反馈比特分配的问题。对于分布式阵列系统,相当于将基站(base station, BS)的单个大规模天线阵列,拆分成多个子阵列,每个子阵列都作为一个低功率的接入节点(access point, AP)分布在小区的各个位置,并且通过光纤连接到中央处理单元(central processing unit, CU)。由于DAS中的AP在地理位置上相互分开,因此DAS可以减少每个用户的访问距离、发射功率以及同信道干扰,从而提高小区边缘性能^[5]。但也由于各子阵列的分散部署,在系统设计与性能分析中,各个AP与用户间的大尺度衰落不可忽略。参考文献[6-7]考虑了大尺度损耗和小尺度衰落结合的复合衰落信道下,DAS的性能分析和传输方案设计。参考文献[8]以最大化DAS的频谱效率和能量效率为准则,研究

了DAS中的功率分配方法。参考文献[9]将DAS与毫米波技术相结合,以最大化系统频谱效率为目标,结合毫米波的特性研究了基于网格探索的混合预编码算法。此外,在规模较大的DAS中,伴随着用户数目的增多,用户间不得不复用导频,导致导频污染的问题,参考文献[10]将减少导频污染的问题转化成最小化信道估计均方误差的优化问题,并基于博弈论相关知识,研究了用户分簇导频调度的算法。

在多天系统,发射端获得信道状态信息(channel status information, CSI)是进行波束赋形的必要条件^[11],并且发射端的CSI质量对于波束赋形的效果有很大的影响。在实际的频分双工(frequency division duplex, FDD)模式下,发射端想要获得CSI通常需要采用有限反馈技术。即在收发两端配置有相同的码本,发射端通过接收机反馈的码字信息,从码本中提取出CSI,该码本的大小由反馈比特的数目决定。发射端获得的CSI质量主要取决于量化误差和上行链路传输误差。通常来讲,码本越大,则提供的量化CSI质量越高^[12],系统也因此能得到更高的容量。当然,码本的设计以及码的选择对于量化误差具有重要的影响^[13]。此外,DAS中AP的分布式部署模式,使每个AP对每个用户都产生着不同的影响,例如远离用户的AP,其影响通常小于靠近该用户的AP。因此,还应该根据信道条件分配反馈比特,从而使具有总反馈资源约束的系统整体性能最优。实际上在传统的多小区干扰受限系统中,已经证明自适应反馈比特分配可以提高反馈资源利用率并改善系统性能^[14-15]。

目前,学术界在此方面已经取得了一定的成果。例如,参考文献[16]基于量化容量损失上界最小的准则推导了协同分布式天线系统中的自适应比特分配算法,该参考文献假设单小区内所有AP都只具有单根天线,并且所有的AP都为小区内所有用户服务,同时采用了迫零(zero forcing, ZF)预编码,这使小区内总的发送天线数必

须大于或等于用户的接收天线数。所以参考文献[15]的推导并不直接适用于单小区内用户仅选择部分 AP 服务的情况。参考文献[17]针对单用户 DAS, 基于量化后系统容量最大化准则推导了一种反馈比特分配算法, 但参考文献[17]的推导仅适用于单用户 DAS, 不适用于存在多用户干扰的情况。参考文献[18]在多用户多输入单输出 (multiple-input single-output, MISO) 的系统模型下, 基于用户间干扰消除的思想, 推导了用户速率损失上界表达式, 并基于此研究了自适应比特分配方法。参考文献[19]推导了在传统的多小区 MISO 系统模型下的反馈比特分配策略, 其主要思想是由于量化 CSI 误差而导致的平均速率损失的上界最小, 参考文献[19]的推导也基于 ZF 预编码, 并且参考文献[18-19]都对于 AP 端的天线数目有所要求。参考文献[20]在多小区 DAS 中, 基于最大化用户平均速率的思想, 权衡了小区间干扰和用户间的干扰, 提出了一种结合基站分簇的反馈比特分配策略。参考文献[21]考虑了在单小区分布式天线系统中, 多个用户可以选择相同的最近 AP 服务的情况, 基于最小化量化容量损失的准则推导了比特分配方法, 并且在这种假设情况下, 小区中的部分 AP 可能无用户接入, 可以直接关闭从而节省功耗。但参考文献[21]的推导基于用户只选择最近的 AP 进行服务的 AP 选择策略, 推导过程中量化容量损失表达式的分子项, 在用户选择多个 AP 时并不能直接展开, 所以参考文献[21]不能直接拓展到用户选择多个 AP 同时进行服务的情况。

本文考虑参考文献[21]中的单小区多用户 DAS 模型, 采用了新的 AP 选择策略, 即在单小区 DAS 中, 用户以自身所处的位置选择一定距离范围内的多个 AP 协同服务, 在这种策略下用户有可能接入多个 AP。同时, 采用了信漏噪比 (signal-to-leakage and noise ratio, SLNR) 最大化预编码取消了发射接收端天线数目的限制^[22], 之后, 在基于量化误差容量损失最小准则下, 结合

随机矢量量化 (random vector quantization, RVQ) 码本的量化特性以及泰勒展开法, 推导了自适应的比特分配方法。由于采用的 AP 选择策略并不限制用户接入的 AP 数目, 本文的比特分配方法更具有普遍性。仿真结果显示, 在反馈资源有限的情况下, 提出的策略优于传统的等比特分配方案。

2 系统模型

在分布式阵列系统中, 每个小区内均部署有多个 AP, 用户可以根据距离、大尺度衰落等参数, 并结合复杂度、性能等要求确立 AP 选择准则^[2], 从而选择部分 AP 对其进行服务。假设在一个半径为 R 的圆形小区内, 均匀分布 N 个 AP, 随机分布 K 个用户。每个 AP 配备有 N_t 根发射天线, 每个用户配备有单接收天线。不同于传统的蜂窝网络, 由于用户与多个 AP 之间的距离不同, 分布式阵列系统中的大尺度衰落不可以忽略。故用户 k 与接入节点 n 之间的信道可表示为^[23]:

$$\mathbf{g}_{k,n} = \sqrt{\beta_{k,n}} \mathbf{h}_{k,n} \quad (1)$$

其中, $\beta_{k,n} = d_{k,n}^{-\alpha}$ 代表第 k 个用户到第 n 个 AP 之间的大尺度衰落系数, $d_{k,n}$ 为用户和 AP 之间的距离, α 为大尺度衰落因子; $\mathbf{h}_{k,n}$ 为第 k 个用户和第 n 个 AP 之间的小尺度衰落系数矢量, 服从均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯分布, 即 $\mathbf{h}_{k,n} \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{N_t})$ 。

单小区分布式阵列系统示意图如图 1 所示, 小区中的每个用户可以选择多个 AP 提供服务, 而未被任何用户选择的 AP 则直接关闭, 以节约功耗。假设 D 表示小区中正常开启的 AP 集合, μ_k 表示为用户 k 提供服务的 AP 集合。通常, 每个用户选择的 AP 数目可以不同, 并且所有的开启 AP 可以被重复选择。集合 τ_j 表示第 j 个 AP 服务的用户集合。同理, 每个 AP 服务的用户数量并不相同, 并且当 $\tau_j = \emptyset$ 时, 第 j 个 AP 将被关闭。根据上述假设, 当考虑下行传输时, 用户 k 接收的信



号可以表示为:

$$y_k = \sum_{j \in \mu_k} \sum_{n \in \tau_j} \sqrt{\rho_{n,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{n,j} s_{n,j} + \sum_{t \in D, t \notin \mu_k} \sum_{i \in \tau_t} \sqrt{\rho_{i,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \mathbf{f}_{i,t} s_{i,t} + z_k \quad (2)$$

其中, $\rho_{n,j}$ 为第 j 个 AP 到第 n 个用户的发射功率。为保证公平性, 假设每个用户所获得的总发射功率相同, 且都为 P 。为简单起见, 本文采用等功率分配原则, 则 $\rho_{n,j} = P/|\mu_n|$, 其中, 集合 μ_n 表示用户 n 选择的 AP 集合, $|\mu_n|$ 表示集合 μ_n 中 AP 的个数。最后, $\mathbf{f}_{n,j}$ 表示接入节点 j 对用户 n 的预编码矢量, 并且为了满足本文的功率约束, 预编码矢量需要满足归一化条件, 即 $\|\mathbf{f}_{n,j}\|^2 = 1$, $\|\cdot\|$ 为二范数, $s_{n,j}$ 表示相应的发送数据, z_k 为服从复高斯分布 $\text{CN}(0, \sigma^2)$ 的白噪声。注意, 式 (2) 的第一项 $\sum_{j \in \mu_k} \sum_{n \in \tau_j} \sqrt{\rho_{n,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{n,j} s_{n,j}$ 表示所有为用户 k 服务的 AP 传递的信号, 其中既有发送给用户 k 的信号, 也有发送给其他用户的信号; 而第二项 $\sum_{t \in D, t \notin \mu_k} \sum_{i \in \tau_t} \sqrt{\rho_{i,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \mathbf{f}_{i,t} s_{i,t} + z_k$ 代表小区中已开启但不为用户 k 服务的 AP 所发送的信号。

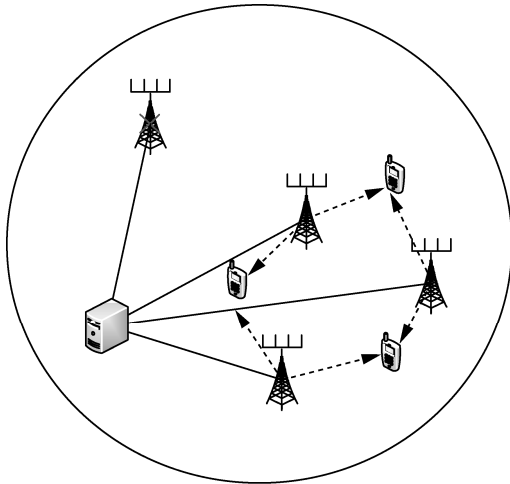


图1 单小区分布式阵列系统示意图

考虑 FDD 模式下的 DAS, 若用户端知道完整的 CSI, 则 AP 可通过有限反馈的方式来获取 CSI。假设用户 k 采用 $B_{k,n}$ 个比特来量化接入节点 n 到其

CSI, 当采用 RVQ 码本时, 码本可表示为 $\mathbf{C}_{k,n} = \{\mathbf{c}_{k,n,1}, \mathbf{c}_{k,n,2}, \dots, \mathbf{c}_{k,n,2^{B_{k,n}}}\}$ 。一般可将信道状态信息 $\mathbf{h}_{k,n}$ 表示为 $\mathbf{h}_{k,n} = \|\mathbf{h}_{k,n}\| \tilde{\mathbf{h}}_{k,n}$, 其中, $\tilde{\mathbf{h}}_{k,n}$ 为信道方向信息, 通常是预编码所必须的关键参数。对信道方向信息 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,n}$ 进行量化, 就是从码本中选出一个码字, 使该码字与 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,n}$ 的夹角最小^[22], 即 $\hat{\mathbf{h}}_{k,n} = \arg \max_{\mathbf{c} \in \mathbf{C}_{k,n}} |\tilde{\mathbf{h}}_{k,n}^H \mathbf{c}|^2$ 。由此可见码本的大小对信道状态信息的反馈质量有很大的影响。当 AP 接收用户反馈的信道信息后, 计算预编码矢量并进行数据传输, 则此时用户 k 接收的信号可以表示为:

$$y_k = \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} s_{k,j} + \sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \sqrt{\rho_{m,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t} s_{m,t} + \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \sqrt{\rho_{m,n}} \mathbf{g}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n} s_{m,n} + z_k \quad (3)$$

其中, 集合 μ_k 表示用户 k 所选择的 AP 集合, 对于所有 $j \in \mu_k$ 的 AP, 式 (3) 中等号右边的第一项 $\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} s_{k,j}$ 表示用户 k 期望信号。由于集合 μ_k 中的 AP 还可能服务于其他多个用户, 对于集合 μ_k 中的 AP t , τ_t 表示 AP t 所服务的用户集合, 式 (3) 中 m 表示 AP t 服务的除用户 k 外的其他用户, 则式 (3) 中等号右边的第二项 $\sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \sqrt{\rho_{m,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t} s_{m,t}$ 表示用户 k 所受的接入节点内干扰。同理, 式 (3) 中等号右边的第三项 $\sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \sqrt{\rho_{m,n}} \mathbf{g}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n} s_{m,n}$ 表示接入节点间干扰, 其中, $n \notin \mu_k$ 表示不为用户 k 服务的 AP, 这些 AP 也会对用户造成干扰, 式 (3) 完整的表示了用户 k 在小区内受干扰的情况。注意, 与式 (2) 不同, 此处的预编码矢量是采用反馈 CSI 的预编码矢量。为了取消对 AP 端发送天线数目的限制, 本文采用基于 SLNR 最大化的预编码, 则根据参考文献[24]有:

$$\hat{\mathbf{f}}_{k,j} \propto \max \text{eigenvector} \cdot \left(\left(\delta^2 \mathbf{I} + \rho_{k,j} \sum_{i=1, i \neq k}^K d_{i,j}^{-\alpha} \hat{\mathbf{h}}_{i,j} \hat{\mathbf{h}}_{i,j}^H \right)^{-1} \rho_{k,j} d_{k,j}^{-\alpha} \hat{\mathbf{h}}_{k,j} \hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \right) \quad (4)$$

其中, $\text{eigenvector}(\mathbf{A})$ 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 最大特征值对应的特征向量。

当 AP 端能够获得完整 CSI 进行预编码时, 系统容量可表示为 $C_k = \text{lb}(1 + \text{SINR}_k)$ 。当 AP 采用基于 RVQ 码本量化的 CSI 进行预编码时, 系统的容量表示为 $\hat{C}_k = \text{lb}(1 + \hat{\text{SINR}}_k)$, 此时的信干噪比 (signal to interference plus noise ratio, SINR) $\hat{\text{SINR}}_k$ 表示为:

$$\hat{\text{SINR}}_k = \frac{\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2}{\sigma^2 + \sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \left| \sqrt{\rho_{m,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t} \right|^2 + \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \left| \sqrt{\rho_{m,n}} \mathbf{g}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n} \right|^2} \quad (5)$$

则最优的比特分配策略, 应该使式 (6) 最小:

$$\Delta C_k = C_k - \hat{C}_k \quad (6)$$

3 有限反馈比特分配策略

分布式阵列系统中, 单个小区内一般分散部署有多个 AP, 因此用户的 AP 选择策略对于用户的服务质量影响较大。在这种模型下常用的传输策略一般有两种^[25], 一种是基于 AP 覆盖的传输方式, 即小区内所有的 AP 均服务于所有用户, 这种策略近似于具有宏分集的多用户 MIMO 系统, 参考文献[16]采用的便是这种策略。另一种是基于 AP 选择的传输方式, 即用户依据适当的选择策略选择部分 AP 作为传输接入节点。通常而言, 当传输功率受限时, 对于某个特定用户, 由于 DAS 小区中部分 AP 距离其较远, 路径损耗大, 基于覆盖传输方式的性能低于基于 AP 选择的传输方式^[26]。本文采用基于距离阈值的 AP 选择策略, 该策略从本质上来说是基于接收功率的 AP 选择策略。其基本步骤如下。

步骤 1 对于小区中的 K 个用户, 分别获得用户 k 与小区中 N 个 AP 的距离 $\{d_{k,1}, d_{k,2}, \dots, d_{k,N}\}$ 。

步骤 2 对于小区中的每个用户 k , 根据所设定的阈值 φ , 如果 $d_{k,j} < \varphi$, 则将第 j 个 AP 添加到用户 k 选择的 AP 集合 μ_k 。

步骤 3 由步骤 2 获得 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_K$, 对于小区中的 AP, 如果有 $j \in \{\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_K\}$, 则将第 j 个 AP 添加到小区中开启的 AP 集合 D 中。

步骤 4 小区中不属于集合 D 的 AP 即未选中 AP, 直接关闭以节约功耗。

在单小区分布式天线系统中, 最佳比特分配方案应使式 (6) 最小, 与参考文献[21]不同的是, 在本文的 AP 选择策略中, 每个用户可以选择多个 AP 来进行协作数据传输。设 B_k 为小区中用户 k 用于反馈 CSI 的总比特数目。当小区采用全局预编码时, CU 一般需要知道所有 AP 到所有用户的 CSI。对于所采用的 SLNR 预编码, 由式 (4) 可以看出, 为了抑制用户间的干扰, 求解 SLNR 预编码矢量需要所有用户的信道信息, 则在有限反馈系统中对于用户 k 有 $B_k = \sum_{n \in D} B_{k,n}$ ^[21], 其中, $B_{k,n}$ 为用户 k 用于反馈其到第 n 个 AP 的 CSI 的反馈比特数目。当采用传统的平均比特分配方案时, 有 $B_{k,n} = B_k / |D|$, 其中, $|D|$ 表示集合 D 中的 AP 数目, 即所有开启 AP 的数目。但由于用户与多个 AP 间的大尺度衰落并不相同, 等比特分配的方式无法在反馈资源有限的情况下获得较好的性能。本节主要基于量化误差导致的容量损失最小化准则, 推导反馈比特的分配方法。

由式 (6) 可知:

$$\Delta C_k = \text{lb}(1 + \text{SINR}_k) - \text{lb}(1 + \hat{\text{SINR}}_k) \quad (7)$$

假设在高信噪比且 AP 端获得完整 CSI 的情况下, 对于式 (7) 中的 SINR_k 去掉其干扰项, 因此, 对于式 (7) 有^[21]:



$$\Delta C_k < \text{lb} \left(\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right|^2 \right) - \text{lb}(\hat{\text{SINR}}_k) =$$

$$\text{lb} \left(\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right|^2 \right) - \text{lb} \left(\frac{\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2}{\sigma^2 + \sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \left| \sqrt{\rho_{m,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t} \right|^2 + \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \left| \sqrt{\rho_{m,n}} \mathbf{g}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n} \right|^2} \right) \quad (8)$$

在参考文献[21]中, 由于用户只选择单个 AP 进行数据传输, 式(8)等号右边第二项中的分子项 $\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2$ 只包含单个 AP 的传输项, 即没有求和号的限制, 进而可以直接拆分并与式(8)

等号右边的第一项 $\text{lb} \left(\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right|^2 \right)$ 合并化简。但是, 在用户选择多个 AP 协同传输的情况下, 由于求和号的存在, 使问题的处理更加复杂。因此, 在本文中首先对式(8)进行拆解:

$$\Delta C_k \approx \text{lb} \left\{ \underbrace{\left(\frac{\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right|^2}{\left| \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2} \right)}_{C_1} + \underbrace{\text{lb} \left(\sigma^2 + \sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \left| \sqrt{\rho_{m,t}} \mathbf{g}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t} \right|^2 + \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \left| \sqrt{\rho_{m,n}} \mathbf{g}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n} \right|^2 \right)}_{C_2} \right\} \quad (9)$$

又由参考文献[6]可知 $\left| \mathbf{h}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2 \geq \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\|^2 \cdot \left| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,j} \right|^2 \left| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right|^2$, 且其中对于信道信息 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}$ 的量化有 $\left| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,j} \right|^2 = \cos^2(\angle(\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}, \hat{\mathbf{h}}_{k,j}))$, 在此令 $\theta_{k,j} = \angle(\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}, \hat{\mathbf{h}}_{k,j})$, 则对于式(9)中的 C_1 有:

$$C_1 = 2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \left| \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right| \right) -$$

$$2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \left| \mathbf{g}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right| \right) \approx$$

$$2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} \left| \mathbf{g}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right| \right) -$$

$$2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\| \left\| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,j} \right\| \left\| \hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right\| \right) \approx$$

$$2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\| \left\| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right\| \right) -$$

$$2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\| \left\| \hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right\| \cos \theta_{k,j} \right) \quad (10)$$

又因为 $\cos^2 \theta_{k,j} = \left| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,j} \right|^2$, 其中 $\hat{\mathbf{h}}_{k,j}$ 为利用 RVQ 码本对于 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}$ 的量化信道信息, 由参考文献[11]可知, 当反馈比特总数 B_k 越大时, RVQ 码本的量化结果越准确。为了对式(10)进行松弛, 则在 B_k 较大时可近似地认为 $\cos^2 \theta_{k,j} \approx 1$ 。又因为函数 $f(x)$ 在 $x = x_0$ 处的泰勒级数的展开式表示为:

$$f(x) = f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0) + \frac{f''(x_0)(x - x_0)^2}{2!} + \dots + \frac{f^{(n)}(x_0)(x - x_0)^n}{n!} + \dots \quad (11)$$

利用式(11)将式(10)在 $\cos^2 \theta_{k,j} \approx 1$ 处进行泰勒展开, 可得:

$$C_1 \approx 2\text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\| \left\| \tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \mathbf{f}_{k,j} \right\| \right) -$$

$$2 \left\{ \text{lb} \left(\sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left\| \mathbf{h}_{k,j} \right\| \left\| \hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j} \right\| \right) + \right.$$

$$\left\{ \frac{\frac{1}{2} \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \|\mathbf{h}_{k,j}\| \|\hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j}\| (\cos^2 \theta_{k,j} - 1)}{\ln 2 \sum_{j \in \mu_k} \sqrt{\rho_{k,j}} d_{k,j}^{-\alpha/2} \|\mathbf{h}_{k,j}\| \|\hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j}\|} \right\} \quad (12)$$

又由参考文献 [27] 有 $E[\text{lb}(\|\hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j}\|)] = E[\text{lb}(\|\hat{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j}\|)]$, 且对于信道信息 $\mathbf{g}_{k,j} = \sqrt{\beta_{k,j}} \mathbf{h}_{k,j}$ 中的 $\mathbf{h}_{k,j}$ 均为独立同分布, 则利用 Jensen 不等式, 可将式 (12) 化简为:

$$E[C_1] \approx \frac{\sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2} E[(1 - \cos^2 \theta_{k,j})]}{\ln 2 \sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2}} \quad (13)$$

又由参考文献 [28] 可知式 (12) 中的分子与 RVQ 码本的量化性能相关, 可以简化为:

$$\begin{aligned} E[(1 - \cos^2 \angle(\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}, \hat{\mathbf{h}}_{k,j})] &= 2^{B_{k,j}} \beta \left(2^{B_{k,j}}, \frac{N_t}{N_t - 1} \right) = \\ &= 2^{B_{k,j}} \frac{\Gamma(2^{B_{k,j}}) \Gamma\left(1 + \frac{1}{N_t - 1}\right)}{\Gamma\left(2^{B_{k,j}} + 1 + \frac{1}{N_t - 1}\right)} \leq \frac{2^{B_{k,j}} \Gamma(2^{B_{k,j}})}{\Gamma\left(2^{B_{k,j}} + 1 + \frac{1}{N_t - 1}\right)} < \\ &= \left[2^{B_{k,j}} + \frac{N_t}{2(N_t - 1)} \right]^{-\frac{1}{N_t - 1}} \end{aligned} \quad (14)$$

则式 (9) 中的 C_1 项最终转化为:

$$E[C_1] \approx \frac{\sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left[2^{B_{k,j}} + \frac{N_t}{2(N_t - 1)} \right]^{-\frac{1}{N_t - 1}}}{\ln 2 \sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2}} \quad (15)$$

对于式 (9) 中的 C_2 项, 由于 $E[\|\mathbf{h}_{k,j}^H \hat{\mathbf{f}}_{k,j}\|^2] \leq N_t E[1 - \|\tilde{\mathbf{h}}_{k,j}^H \hat{\mathbf{h}}_{k,j}\|^2] < N_t 2^{-\frac{B_{k,j}}{N_t - 1}}$, 则有:

$$\begin{aligned} E[C_2] &= \text{lb} \left(\sigma^2 + \sum_{t \in \mu_k} \sum_{m \in \tau_t, m \neq k} \rho_{m,t} d_{k,t}^{-\alpha} E[\|\mathbf{h}_{k,t}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,t}\|^2] \right) + \\ &= \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \sum_{m \in \tau_n} \rho_{m,n} d_{k,n}^{-\alpha} E[\|\mathbf{h}_{k,n}^H \hat{\mathbf{f}}_{m,n}\|^2] \approx \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\text{lb} \left(\sum_{t \in \mu_k} \rho_{m,t} d_{k,t}^{-\alpha} (|\tau_t| - 1) N_t 2^{-\frac{B_{k,t}}{N_t - 1}} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \rho_{m,n} d_{k,n}^{-\alpha} N_t 2^{-\frac{B_{k,n}}{N_t - 1}} + \sigma^2 \right) \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $|\tau_t|$ 表示基站 t 所服务的用户数目。综上所述, 对于 ΔC_k 有:

$$\begin{aligned} E[\Delta C_k] &\approx \frac{\sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2} \left[2^{B_{k,j}} + \frac{N_t}{2(N_t - 1)} \right]^{-\frac{1}{N_t - 1}}}{\ln 2 \sum_{j \in \mu_k} d_{k,j}^{-\alpha/2}} + \\ &\text{lb} \left(\sum_{t \in \mu_k} \rho_{m,t} d_{k,t}^{-\alpha} (|\tau_t| - 1) N_t 2^{-\frac{B_{k,t}}{N_t - 1}} + \right. \\ &\quad \left. \sum_{n \in D, n \notin \mu_k} \rho_{m,n} d_{k,n}^{-\alpha} N_t 2^{-\frac{B_{k,n}}{N_t - 1}} + \sigma^2 \right) \end{aligned} \quad (17)$$

经过一系列的松弛条件, 得到了在单小区分布式天线系统中, 用户基于自身位置选择 AP 进行数据服务时的量化容量损失表达式, 则最佳的比特分配方案应当使式 (17) 最小。并且, 由式 (17) 可以看出最终的反馈比特分配仅取决于 AP 的发射功率和用户距离, 因此每个用户都可以确定其给各个 AP 的反馈比特数目, 而与自身的 CSI 无关。

由于当反馈资源有限时, 最小化式 (17) 是一个整数规划问题, 并且在各个用户接入的 AP 数目不等时, 对于这类整数规划问题依然缺少行之有效的快速解法。本文采用蒙特卡洛法^[29-30]寻找最小化式 (17) 的解。并且由式 (17) 可以看出, 对于信道条件较好、距离用户较近的 AP 通常会分配更多的反馈比特数, 因此在寻找最优解的过程中, 可以首先排除部分解, 例如未被用户选中且距离用户较远的 AP 却被分得更多的比特数的解。通过这种方式可以显著减少搜寻范围, 便于获得最优或次优解。蒙特卡洛法求解整数规划问题具体步骤如下, 对于小区中的 K 个用户均执行该步骤。



步骤 1 计算小区中开启的 AP 数目 $|D|$ ，根据总反馈比特数目 B ，获得式 (17) 所有可能解的集合 ψ 。

步骤 2 计算小区中开启的 AP 与用户的距离，从步骤 1 中可以获得所有可能解的集合 ψ ，为了缩小集合 ψ ，根据 AP 与用户距离从集合 ψ 中剔除部分不合理的解，即距离用户较远的 AP 却被分配了更多的比特数的解。

步骤 3 根据集合 ψ 的大小，用适当的采样率（本文中采样率为 3/5）对集合 ψ 进行蒙特卡洛随机采样获得缩小后可能解的集合 ϕ 。

步骤 4 遍历集合 ϕ 中的解，计算并获得令式 (17) 最小化的解。

4 仿真结果和分析

为了表明本文所提方法的性能，本节将通过 MATLAB 进行仿真验证。假设在半径为 10（相对于参考距离，即参考距离的 10 倍，下同）的圆形小区内，随机分布有 3 个单天线用户（即 $K=3$ ）。每个用户的距离阈值为 8，即用户会选择距离其小于或等于 8 的 AP 作为接入节点。此外，小区内均匀分布有 N 个 AP，每个 AP 配置有 4 根发射天线（即 $N_t=4$ ），并且当假设每个用户的总反馈比特数目为 12 bit 和 18 bit 时分别进行了仿真分析。

其中，路径损耗一般正比于 $(d/d_0)^{-\alpha}$ ，此处 d_0 为参考距离，一般为天线在远场区的参考距离。在仿真中，小区半径设为 10，即小区半径为 10 倍的参考距离；每个用户距离阈值设为 8，即每个用户会选择距其小于或等于 8 倍参考距离的 AP 作为接入节点，这么设定是为了最大概率保证随机分布的每个用户都能有 AP 作为其接入节点。

当 DAS 小区中均匀分布有 4 个 AP，用户的距离阈值为 8 时，系统容量如图 2 所示。可以看出，所提比特分配方法性能均优于传统的等比特分配方法。其中，当总的反馈比特数为 18 时，所

提方法有 7.1% 的增益，当总的反馈比特数为 12 时，所提方法有 9.3% 的增益。由仿真曲线可知，反馈比特数目的增加可以有效地改善 AP 端的 CSI 质量，进而提升系统的整体性能。

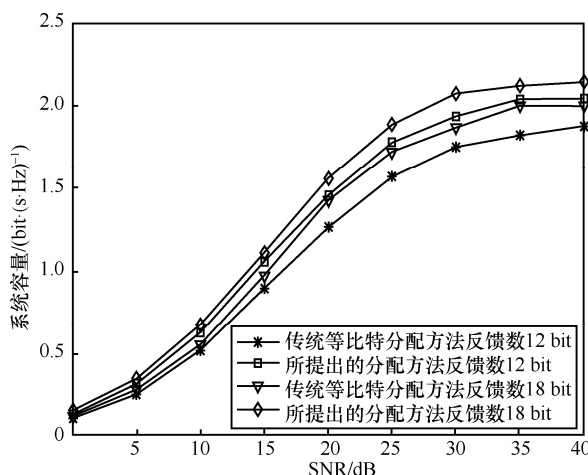


图2 小区中随机部署4个AP，且距离阈值为8时的系统容量

当 DAS 中分布有 6 个 AP 时，用户的距离阈值为 8 时的系统容量如图 3 所示。当总的反馈比特数为 18 时，所提方法有 9.3% 的增益，当总的反馈比特数为 12 时，所提方法有 12.4% 的增益。图 3 与图 2 所示小区中部署 4 个 AP 的情况相比，系统容量整体得以提升。这是因为当小区中分布的 AP 数目增加时，用户与 AP 之间就更容易获得较短的接入距离，即用户可以拥有更好的信道条件。此外，小区中分布 6 个 AP 时所提方法获得的增益相比于小区中分布 4 个 AP 时均有所提高，这是因为当采用基于距离阈值的 AP 选择方法时，小区中 AP 数目的增加会使小区中被用户选中而开启的 AP 数目随之增加，采用传统的等比特分配方法会使每个 AP 均分的反馈比特数很少，用户需要接入的 AP 端无法获得较好的 CSI，导致性能下降。而所提方法在小区中开启的 AP 数目较多时，会将较多的反馈比特分配给用户所接入的 AP，使在反馈资源有限的情况下与等比特分配方法的增益相比得以提升。

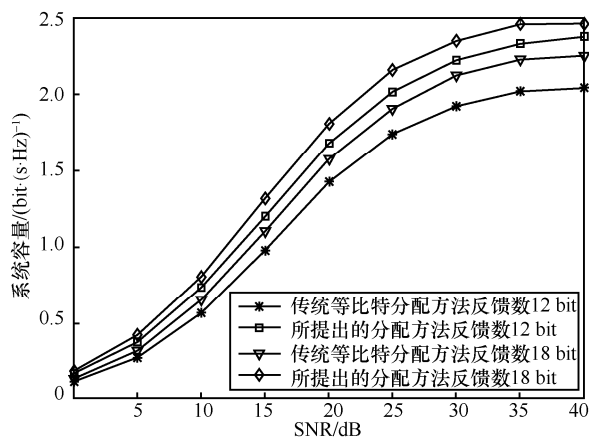


图3 小区中随机部署6个AP,且距离阈值为8时的系统容量

将小区中随机部署6个AP情况下的用户距离阈值增加到10时的系统容量如图4所示,当总的反馈比特数为18时,所提方法有13%的增益,当总的反馈比特数为12时,所提方法有17%的增益。相比于距离阈值为8时,此时的系统容量有所下降,但获得的增益增大了。这是因为距离阈值的增加会导致小区中被用户选中开启的AP数增加,从而所提方法相比于分均分配比特方法的增益会加大,但距离阈值的增加会使用户接入一些距离较远即信道条件较差的AP,使系统的整体性能下降。

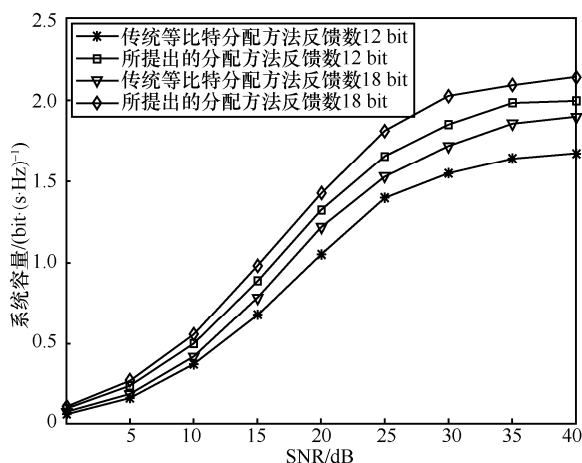


图4 小区中随机部署6个AP,且距离阈值为10时的系统容量

5 结束语

针对FDD模式下的单小区分布式天线系统,

考虑不同接入节点与用户之间的信道条件不同,为了提升系统容量,推导了一种有限反馈比特分配方法。该方法以最小化系统量化容量损失为目标函数,并且采用基于距离阈值的AP选择策略,取消了对于用户接入AP数目的限制。另外配合SLNR预编码抑制多用户干扰,取消了对于AP端发射天线数目的限制。通过仿真表明,所提方法相比于传统的等比特分配机制,可以在反馈资源有限的情况下获得更好的性能。后续可以进一步考虑针对资源分配类整数规划问题的低复杂度解法,从而可以使用更少的计算次数获得比特分配的最优解或者次优解。

参考文献:

- [1] CHIH-LIN I, ROWELL C, HAN S, et al. Toward green and soft: a 5G perspective[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 66-73.
- [2] KAMEL M, HAMOUDA W, YOUSSEF A. Ultra-dense networks: a survey[J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2016, 18(4): 2522-2545.
- [3] WANG J, DAI L. Downlink rate analysis for virtual-cell based large-scale distributed antenna systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(3): 1998-2011.
- [4] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. Signal Processing Magazine IEEE, 2012, 30(1): 40-60.
- [5] CHOI W, ANDREWS J. Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(1): 69-73.
- [6] LEE S R, MOON S H, KIM J S, et al. Capacity analysis of distributed antenna systems in a composite fading channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(3): 1076-1086.
- [7] KIM H, LEE S R, LEE K J, et al. Transmission schemes based on sum rate analysis in distributed antenna systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(3): 1201-1209.
- [8] LI X Q, HE C L, FENG D Q, et al. Power allocation criteria for distributed antenna systems with D2D communication[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2018, 93: S1434841117324901.
- [9] LI J, YUE D. Trellis exploration based hybrid precoding and distributed antenna array structures in millimeter-wave MIMO systems[J]. Wireless Personal Communications, 2020(111): 293-312.



- [10] 张玲玲. 分布式天线系统中导频调度算法研究[D]. 南京: 东南大学, 2019.
- ZHANG L L. Research on pilot scheduling algorithm in distributed antenna system[D]. Nanjing: Southeast University, 2019.
- [11] YOO T, JINDAL N, GOLDSMITH A. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(7): 1478-1491.
- [12] JINDAL N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(11): 5045-5060.
- [13] 郑思思, 王海泉, 李国彬, 等. 有限反馈 MIMO 下行系统中基于黄金码的传输方案与解码方法[J]. 电信科学, 2018, 34(11): 31-40.
- ZHENG S S, WANG H Q, LI G B, et al. Golden code based transmission schemes and decoding methods for MIMO downlink system with finite-bit feedback[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(11): 31-40.
- [14] BHAGAVATULA R, HEATH R W. Adaptive bit partitioning for multicell intercell interference nulling with delayed limited feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(8): 3824-3836.
- [15] CHEN X, YUEN C. Performance analysis and optimization for interference alignment over MIMO interference channels with limited feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(7).
- [16] 桂鑫, 康桂霞, 张平. 协同分布式天线系统中的自适应比特分配算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2013, 40(4): 149-154.
- GUI X, KANG G X, ZHANG P. Adaptive bit partition algorithm in cooperative distributed antenna systems[J]. Journal of Xidian University, 2013, 40(4): 149-154.
- [17] CHEN X, JIAN C, YUEN C. Dynamic feedback bits allocation in distributed antenna systems with limited feedback[C]// IEEE International Conference on Communication Systems. Piscataway: IEEE Press, 2015.
- [18] 郭荣新. 多小区多用户 MISO 系统中自适应有限反馈方案[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 2017, 38(1): 91-95.
- GUO R X. Adaptive limited feedback scheme in multicell multiuser MISO systems[J]. Journal of Huaqiao University(Natural Science), 2017, 38(1): 91-95.
- [19] LEE N, SHIN W. Adaptive feedback scheme on K -cell MISO interfering broadcast channel with limited feedback[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2): 401-406.
- [20] DU P, YANG Q, HE Q, et al. Joint base stations clustering and feedback bits allocation for multi-cell coordinated beamforming systems[J]. IET Communications, 2017, 11(16): 2458-2465.
- [21] PARK E, KIM H, PARK H, et al. Feedback bit allocation schemes for multi-user distributed antenna systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(1): 99-102.
- [22] 胡志蕊. 多小区协作系统下预编码及收发联合处理技术研究[D]. 北京: 北京邮电大学, 2015.
- HU Z R. Research on precoding and transceiver joint Processing technology in multi-cell Cooperative system[D]. Beijing: Beijing University of Posts&Telecommunications, 2015.
- [23] NGO H Q, ASHIKHMIN A, YANG H, et al. Cell-free massive MIMO versus small cells[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1834-1850.
- [24] LEE B, JE H, SHIN O S, et al. A novel uplink MIMO transmission scheme in a multicell environment[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(10): 4981-4987.
- [25] LIN Y, YU W. Downlink spectral efficiency of distributed antenna systems under a stochastic model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(12): 6891-6902.
- [26] 马梦云. 分布式天线系统中资源分配算法研究[D]. 南京: 东南大学, 2017.
- MA M Y. Research on resource allocation algorithm in distributed antenna system[D]. Nanjing: Southeast University, 2017.
- [27] AU-YEUNG C K, LOVE D J. On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(2): 458-462.
- [28] YEUNG C K A, LOVE D J. Performance analysis of random vector quantization limited feedback beamforming[C]//the Thirty-Ninth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2005.
- [29] 朱陆陆. 蒙特卡洛方法及应用[D]. 武汉: 华中师范大学, 2014.
- ZHU L L. Montecarlo method and application[D]. Wuhan: Central China Normal University, 2014.
- [30] HOCHBA D S. Approximation algorithms for NP-hard problems[J]. ACM SIGACT News, 1997, 28(2): 40-52.

[作者简介]



张帅 (1995-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统。

潘鹏 (1983-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院副教授, 主要研究方向为 MIMO 及大规模 MIMO 预编码和容量分析、毫米波通信。

王瑾 (1991-), 男, 杭州电子科技大学通信工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信系统。