

改进 PU^2RC 的下行 MU-MIMO 自适应发送方案

张国梅^{1,2,3} 任俊臣^{1,2,3} 吕刚明^{1,2,3} 李国兵^{1,2,3} 孙浩^{1,2,3}

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. 通信与信息系统国家级虚拟仿真实验教学中心, 710049, 西安; 3. 陕西省智慧网络与泛在互联工程技术研究中心, 710049, 西安)

摘要: 针对多用户多输入多输出 (Multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO) 系统中, 每用户酉速率控制 (Per-user unitary and rate control, PU^2RC) 算法在低用户数及高信噪比情况下性能不够理想的问题, 提出一种基站端精确重构信道信息并选取服务用户集的下行自适应发送方案。基站端先利用用户反馈的信道矢量范数及信道方向信息 (Channel direction information, CDI) 重构下行信道矢量, 再采取相似码本矢量共享用户的方法扩大各码本矩阵的关联用户集合, 最后以和速率最大为目标选择最优的服务用户集。该方案提高了低用户数情况下出现多用户模式的概率, 在用户间干扰与服务用户数之间实现了折衷, 相较于 PU^2RC 和已有的改进 PU^2RC 方案, 获得了更优的和速率性能。

关键词: 多输入多输出; 多用户; 每用户酉速率控制; 自适应发送

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A

Adaptive Transmission Scheme with Modifying PU^2RC for Downlink MU-MIMO Systems

Zhang Guomei^{1,2,3}, Ren Junchen^{1,2,3}, Lü Gangming^{1,2,3}, Li Guobing^{1,2,3}, Sun Hao^{1,2,3}

(1. School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, 710049, China;
2. National Communications and Information Systems Virtual Simulation Experiment Teaching Center, Xi'an, 710049, China;
3. Shanxi Smart Networks and Ubiquitous Access Research Center, Xi'an, 710049, China)

Abstract: Aiming that the per-user unitary and rate control (PU^2RC) algorithm cannot work well in the low number of users and high signal to noise ratio (SNR) in multi-user multiple-input multiple-output (MU-MIMO) system, a downlink adaptive transmission scheme with reconstructing channel information and searching optimal number of service users at the base station is proposed. The base station firstly reconstructs the downlink channel vector using the norm of channel vector and channel direction information (CDI) fed back by users. Then, the user set corresponding to each codebook matrix is expanded by sharing the users among the similar codebook vectors. Finally, the optimal set of service users is selected to maximize the system sum rate. The proposed scheme improves the probability of multi-user transmission with the low number of users and obtains the tradeoff between the inter-user interference and the number of service users. The sum rate of the proposed system is higher than that of the traditional PU^2RC algorithm and the existing improved schemes.

Key words: multiple input multiple output; multi-user; per-user unitary and rate control (PU^2RC); adaptive transmission

引 言

多用户多输入多输出(Multi-user multiple-input multiple-output, MU-MIMO)技术相比于单用户多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO),能在相同的时频资源上并行服务多个用户,可大大提高系统的频谱效率。实现 MU-MIMO 需要考虑抑制用户间干扰的预编码^[1-2]和用户选择^[3-9]。本文侧重于研究用户选择问题。现有用户选择策略包括最大化容量的贪婪搜索、迫零波束赋形^[5]、最大化容量上界的贪婪搜索^[6]、半正交^[7]、信漏噪比最大^[8]以及弦距离最大^[9]等。但在有限反馈频分双工(Frequency division duplexing, FDD)系统中,这些算法需要分别设计信道方向信息(Channel direction information, CDI)量化码本和预编码码本两套码本,且算法实现复杂度较高,不利于系统的简化设计。为了降低实现复杂度,文献[10]利用子空间特征角的概念将有效信道的特征值乘积作为用户选择标准,而文献[11]则通过近似投影矩阵来减少奇异值分解(Singular value decomposition, SVD)操作的次数。另一方面,操作简单的每用户酉速率控制(Per-user unitary and rate control, PU²RC)^[12-13]方案近年来受到了人们的广泛关注,已被建议为长期演进(Long term evolution, LTE)中 MU-MIMO 的基本实现方案。该方案将 CDI 量化码本与预编码码本合二为一,极大降低了用户选择和预编码的计算复杂度。但该方案最终选取哪几个用户同时服务完全取决于各用户反馈的信道矢量量化情况,基站端并未利用所有用户反馈的信道状态信息来作更充分的干扰协调,因此在系统总用户数较少或干扰受限的高 SNR 情况下并不能获得理想的性能。针对 PU²RC 方案存在的问题,人们提出了一系列改进方法:文献[14]在传统 PU²RC 方案的基础上提出了一种依据备选用户数、码本矩阵数和 SNR 优化系统最大传输模式 N 的方案,在用户数较少和 SNR 较高时优化出的 N 较小,用户反馈集中到较少的码本上,在干扰受限的高 SNR 下可自动实现低阶传输模式,改善了系统性能。但该方案需要增加下行控制信道开销向用户共享新码本。另外对于码本矩阵中的正交向量数进行优化,不能有效克服传统 PU²RC 在备选用户数相对码本矩阵数较少时出现的系统始终选择单用户传输模式而损失性能的问题。因此该方案在用户数较少的时候性能提升有限。文献[15]的方案中,每个用户增加 1 Bit 量化质量指示信息,用于基站端还原用户量化误差。该方案在传统 PU²RC 选出的用户集合上进行贪婪搜索,可自动判断系统是否干扰受限。在干扰受限时可降低并行用户数,否则就在剩余用户集合中为码本矩阵中还未被使用的码本向量选择最适合的用户,提高并行用户数。该方案贪婪搜索目标函数计算时的干扰估算误差较大,性能提升受限。此外该方案在用户数较多且非干扰受限的中低信噪比情况下,在新增用户时所进行的搜索中备选用户集合较大,复杂度较高。文献[16]通过用户端增加一个标量反馈,实现在基站端对各种模式 n 下用户信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)的估算。该方案在每个码本向量对应的用户集中,利用估算的 SINR 选出在模式 n 下速率最大的用户。然后对每个码本矩阵选出对应于模式 n 的估算速率最大的前 n 个用户,并计算模式 n 下该码本矩阵的和速率。最后在所有码本矩阵的所有模式选出和速率最大的码本矩阵与对应的传输模式。但该方案不适用于用户数相对码本矩阵数较少的情况,此时有可能实际可选用户数少于根据速率估算选出的最优模式,仍然会带来文中提到的“调度后 SINR 失配”的问题。此外文献[17]提出了一种在基站端将相似码本矢量划分为一组、并在组内共享量化用户的方法,以增大同一码本矩阵量化到的用户数,改善低用户数下的系统性能。但由于部分用户实际的预编码矢量与其最优的信道量化矢量不一致,将造成量化误差增大。文献[18]先在用户端搜索对各自最优的服务用户数,然后基站端选择用户时在此最优服务用户数的限制下进行。此方案在一定程度上考虑了用户间干扰的影响,但确定最优服务用户数时未考虑 CDI 量化误差的影响,也不能利用其他用户的信道信息,非全局最优,还会增加终端的计算量。

针对以上算法存在的各种问题,本文提出一种在基站端利用用户反馈信息重构各用户信道矢量,

并在基站端选择最优服务用户集的改进方案。该方案结合了文献[17]的方法,在增大各码本矩阵量化到的用户数之后,以和速率最大贪婪搜索出各码本矩阵对应的用户集合。为了提高精度,在计算和速率时引入了量化误差的影响。该方案不会增加终端的计算复杂度,同文献[16]一样各用户仅需增加 1 个标量反馈开销,即可有效改善系统在低用户数和高信噪比下的和速率性能。此外,所提方案通过增加每个码本向量关联的用户数,并采用贪婪搜索从备选用户集中逐一添加用户,可避免文献[16]存在的问题。

1 系统描述及传统 PU²RC 方案

考虑同一时频资源上的 MU-MIMO 下行传输场景。假设基站端配置 M 根天线,系统中总用户数为 K_T ,基站同时服务用户数为 L ,每用户单天线。基站端用 \mathbf{T}_k 对发送给每个用户的数据符号 \mathbf{b}_k ($k=1,2,\dots,L$) 进行预编码,则基站端发送信号为 $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^L \mathbf{T}_k \mathbf{b}_k$ 。假设基站到第 k 个用户之间的信道矩阵为 \mathbf{h}_k ,则用户 k 的接收信号可表示为

$$y_k = \mathbf{h}_k \mathbf{x} + n_k = \mathbf{h}_k \mathbf{T}_k \mathbf{b}_k + \mathbf{h}_k \sum_{i=1, i \neq k}^L \mathbf{T}_i \mathbf{b}_i + n_k \tag{1}$$

式中: \mathbf{x} 的平均功率为 $E\{\mathbf{x}^2\} = P$; n_k 为用户 k 处的加性高斯白噪声,服从 $CN(0,1)$ 分布。为了从 K_T 个用户中选出 L 个用户进行 MU-MIMO 传输,在基于有限反馈的 FDD 系统中可采用传统 PU²RC 方案,其操作流程如下:

(1) 基站和用户共享码本集合 F ,它包含 G 组 $M \times M$ 维的标准正交向量组, \mathbf{v}_i^g 表示第 g 组标准正交向量组(第 g 个酉阵)中的第 i 个列向量。

(2) 各用户估计其下行信道矢量,再依据弦距离准则,在码本 F 中选出某酉阵中的某列向量作为其 CDI 向量。然后,反馈该 CDI 索引,即预编码矩阵指示(Pre-coding matrix indicator, PMI)和信道质量指示(Channel quality indicator, CQI)给基站。假设用户 k 的 $\text{PMI}_k = (i, g)$,则第 k 个用户的 CDI 矢量为

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{v}_i^g = (\mathbf{v}_i^g)^H = (\arg \min_{\mathbf{v}_i^g \in F} \sqrt{1 - |\mathbf{h}_k \mathbf{v}_i^g|^2})^H \tag{2}$$

式中: $1 \leq i' \leq M, 1 \leq g' \leq G, \bar{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k / \|\mathbf{h}_k\|$ 为归一化后的真实信道矢量, \mathbf{v}_k 为用户 k 的量化矢量。对应的 CQI 表达式为^[19]

$$\text{SINR}_k = \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 \cos^2 \theta_k}{\|\mathbf{h}_k\|^2 \sin^2 \theta_k + M/P} \tag{3}$$

式中: θ_k 为 \mathbf{h}_k 与 $\hat{\mathbf{h}}_k$ 的夹角, $\cos \theta_k = |\mathbf{h}_k \hat{\mathbf{h}}_k| / \|\mathbf{h}_k\|$ 可用于衡量 CDI 量化误差。

(3) 基站端在反馈相同 PMI 的用户集合 $I(i, g) = \{1 \leq k \leq K_T \mid \text{PMI}_k = (i, g)\}$ 中选择 CQI 最大的用户,并记录用户序号和对应 CQI 值,即

$$J(i, g) = \arg \max_{k \in I(i, g)} \text{CQI}_k, \zeta_i^g = \max_{k \in I(i, g)} \text{CQI}_k^{(i, g)} \tag{4}$$

将第 g 个酉矩阵中有用户对应的列向量序号集合记为 $U^g = \{i_1^g, \dots, i_{L_g}^g, \dots, i_{L_g}^g\}$,其中 $i_l^g \in \{1, \dots, M\}$ 且 $L_g \leq M$ 。然后选择使系统吞吐量最大的酉矩阵,即

$$g^* = \arg \max_{1 \leq g \leq G} \sum_{l=1}^{L_g} \log_2(1 + \zeta_l^g) \tag{5}$$

最终,基站选择量化到第 g^* 个酉矩阵 \mathbf{V}^{g^*} 上的 L_{g^*} 个用户进行 MU-MIMO 传输。由以上描述可看出,PU²RC 方案虽然已经尽量选择信道正交性较好的用户来实现 MU-MIMO,但受到量化误差的影响,这些用户之间仍然存在同道干扰,从而导致在干扰受限的高信噪比情况下系统不能获得理想的性能。另外,当总用户数相对较少或码本集合相对较大时,每个酉码本矩阵上只对应很少甚至 1 个用户,

此时系统将基本采用单用户 MIMO 模式,从而限制了系统性能。虽然,文献[14,15]针对传统 PU²RC 存在的某些问题给出了改进方案,但并不能在任意情况下都获得较优的性能。本文正是针对以上各方案存在的问题,探讨一种新的 PU²RC 改进方案,以适量增加基站端的计算复杂度和少量的反馈开销为代价换取系统和速率性能的提升。

2 改进 PU²RC 的自适应发送方案

为提高基站端的处理精度,将传统 PU²RC 方案中用户反馈的 CQI 参数分解为两个,即 $\eta_k = \|\mathbf{h}_k\|^2$ 和 $\mu_k = \cos^2 \theta_k$ 。用户 k 将同时向基站反馈这两个标量参数(本文研究暂未考虑标量参数量化误差的影响)以及 PMI _{k} 。随后,基站端将利用这 3 个反馈信息来重构各用户的信道矢量并计算信干噪比。

2.1 码本设置

采用与传统 PU²RC 方案相同的码本集合 F 。给每个码本矢量 \mathbf{v}_i^g 定义一个相似码本矢量集合,即

$$A(i, g) = \{\mathbf{v}_j^g \in F \mid \sqrt{1 - |(\mathbf{v}_i^g)^H \mathbf{v}_j^g|^2} \leq d_T\} \quad (6)$$

式中: d_T 为预先设定的阈值。若某码本矢量 \mathbf{v}_j^g 与目标码本 \mathbf{v}_i^g 之间的弦距离小于 d_T , 则 \mathbf{v}_j^g 属于 \mathbf{v}_i^g 的相似码本矢量集合。如果将量化到 $A(i, g)$ 中各码本矢量上的所有用户看作是量化到 \mathbf{v}_i^g 上的备选用户,那么可能会提高 \mathbf{v}_i^g 对应的用户数,也将提高 \mathbf{V}^g 码本矩阵量化到多用户的概率。然而,原本量化到 \mathbf{v}_i^g 上的用户如果最终选择 \mathbf{v}_i^g 作为其预编码矢量,其真实信道矢量与 \mathbf{v}_i^g 之间的偏差会增大。为了提高设计精度,在后续进行用户选择时会对此偏差进行深入分析。

2.2 基站端操作

首先,基站端在具有相同 PMI 的多个用户中选择 CQI 最大的用户与该 PMI 指示的码本矢量对应,其余用户被舍弃。该处理与传统 PU²RC 相同。然后,借助相似码本集和信道重构处理,确定各酉矩阵对应的最优用户集。以码本矩阵 \mathbf{V}^g 为例,此操作的具体步骤如下:

(1) 选出码本矩阵 \mathbf{V}^g 中信道条件最好的用户 k_{\max}^g 。如果 \mathbf{V}^g 码本矩阵上没有量化到用户,则直接跳过该码本矩阵,则

$$k_{\max}^g = J(\arg \max_{1 \leq i \leq M} \zeta_i^g, g) \quad (7)$$

将用户 k_{\max}^g 对应的码本矢量 \mathbf{v}_i^g 记录下来,其中 $i^* = \arg \max_{1 \leq i \leq M} \zeta_i^g$, 此处若某 \mathbf{v}_i^g 没有用户对应,则认为 $\zeta_i^g = 0$ 。

(2) 扩大 \mathbf{V}^g 码本矩阵中其余码本矢量 $\mathbf{v}_i^g (i \in \{1, \dots, M\}, i \neq i^*)$ 关联的用户集合。如图 1 所示,定义 $A(i, g)$ 中各码本矢量对应的所有用户构成的集合为

$$U(i, g) = \{J(i', g') \mid \mathbf{v}_i^g \in A(i, g)\} \quad (8)$$

然后,对 $U(i, g)$ 中的各用户 $\{k_1^{g,i}, k_2^{g,i}, \dots\}$ 进行信道矢量重构,即利用用户反馈的 CDI 和 CQI 参数 η_k 来重构 $\hat{\mathbf{h}}_k$, 则

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k \hat{\mathbf{h}}_k = \sqrt{\eta_k} (\mathbf{v}_i^g)^H \quad (9)$$

另外,用户 k_{\max}^g 的信道也用式(9)重建。

(3) 基于贪婪搜索确定 $\mathbf{V}^{(k)}$ 的最优服务用户数。如图 1 所示,首先对应 \mathbf{v}_i^g 的用户将被第 1 个选入用户集合 S ,然后在待选用户集合 $U =$

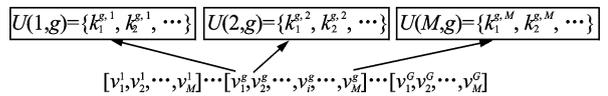


图 1 扩大码本矢量关联用户集的示意图

Fig. 1 Schematic of extending user set associated with code vector

$\bigcup_{i=1,2,\dots,M,i \neq l} U(i,g)$ 中以和速率最大为目标依次选择用户 s_l (s_l 表示第 l 次选择到的用户序号)。若加入用户 s_l 后系统和速率增大,则将 s_l 加入用户集合 S 并从 U 中删去 s_l 对应的 $U(i,g)$ 。依此类推,继续在 U 中进行用户筛选,直到系统和速率不再增大。按图 2 流程处理后,可得到码本矩阵 \mathbf{V}^g 最终选择的用户集合 $S = \{k_1^g, \dots, k_{L_g}^g\}$ 及最优服务用户数 L_g ,同时记录 $R_{L_g}^g = R(S)$ 。虽然此处采用了贪婪搜索的方法,但由图 2 可知,待选用户集合 U 的缩小以 $U(i,g)$ 为单位,贪婪搜索的复杂度可接受。为了提高系统性能,需要提高贪婪搜索过程中和速率计算的准确度。为此,将在计算用户 SINR 中考虑量化误差和用户集扩展偏差的影响。图 2 中的和速率为

$$R(S) = \left(\sum_{k \in S} \log_2(1 + \text{SINR}_{k,g}) \right) \quad (10)$$

式中: $\text{SINR}_{k,g}$ 为用户集合 S 以 \mathbf{V}^g 中矢量作为预编码码本时用户 k 的 SINR。将 CDI 量化误差以及用户预编码矢量与原信道量化矢量之间的偏差引入 SINR 计算中。图 3 中, $\bar{\mathbf{h}}_k$, $\hat{\mathbf{h}}_k$ 和 \mathbf{v}'_k 分别表示用户 k 的归一化真实信道、量化信道(单位向量)和采用的预编码矢量(单位向量); \mathbf{v}'_i ($i \neq k$) 为干扰用户 i 采用的预编码矢量; \mathbf{v}'_i 与 \mathbf{v}'_k 是同一码本矩阵中不同列的两个向量。 $\hat{\mathbf{h}}_k^H$ 与 $\bar{\mathbf{h}}_k^H$ 之间的夹角仍然为 θ_k , $\hat{\mathbf{h}}_k^H$ 与 \mathbf{v}'_k 之间的夹角为 γ_k 。 $\hat{\mathbf{h}}_k^H$ 偏离 $\bar{\mathbf{h}}_k^H$ 的误差定义为 $\mathbf{e}_k = \bar{\mathbf{h}}_k^H - \hat{\mathbf{h}}_k^H$ ($\hat{\mathbf{h}}_k^H \bar{\mathbf{h}}_k^H = \bar{\mathbf{h}}_k^H - \hat{\mathbf{h}}_k^H \cos(\theta_k)$),由图 2 可知 $|\mathbf{e}_k| = \sin\theta_k$,则归一化误差为 $\bar{\mathbf{e}}_k = \mathbf{e}_k / \sin\theta_k$ 。进一步推出 $\bar{\mathbf{h}}_k = \hat{\mathbf{h}}_k \cos(\theta_k) + \bar{\mathbf{e}}_k^H \sin(\theta_k)$ 。将其代入 SINR 表达式可得

$$\text{SINR}_{k,g} = \frac{|\mathbf{h}_k \mathbf{v}'_k|^2}{\sum_{i \in S \setminus \{k\}} |\mathbf{h}_k \mathbf{v}'_i|^2 + L/P} = \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_k \cos\theta_k + \bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_k \sin\theta_k|^2}{\|\mathbf{h}_k\|^2 \sum_{i \in S \setminus \{k\}} |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i \cos\theta_k + \bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_i \sin\theta_k|^2 + L/P} \quad (11)$$

为描述方便,将式(11)分子中第 2 个乘积项记为 $B_{k,g} = |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_k \cos\theta_k + \bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_k \sin\theta_k|^2$,分母中的累加求和项记为 $C_{k,g} = \sum_{i \in S \setminus \{k\}} |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i \cos\theta_k + \bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_i \sin\theta_k|^2$ 。由不等式 $|a+b| \geq ||a| - |b||$ 可以推出 $B_{k,g}$ 满足

$$B_{k,g} \geq \|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_k \cos\theta_k - |\bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_k \sin\theta_k\|^2 = \|\cos\gamma_k \cos\theta_k - |\cos\varphi_k \sin\theta_k\|^2 \quad (12)$$

这里假设代表量化误差和用户集扩展偏差的 θ_k 与 γ_k 均为小于 45° (在实际系统中是合理的)。式(12)中 φ_k 为 $\bar{\mathbf{e}}_k$ 与 \mathbf{v}'_k 之间的夹角,由空间向量知识可得 $\pi/2 - \gamma_k \leq \varphi_k \leq \pi/2 + \gamma_k$,则有 $|\cos\varphi_k| \leq \sin\gamma_k$,将其代入式(12)得到

$$B_{k,g} \geq \|\cos\gamma_k \cos\theta_k - |\sin\gamma_k \sin\theta_k\|^2 \quad (13)$$

取 $\bar{\mathbf{g}}_k$ 为 $\bar{\mathbf{e}}_k$ 与 \mathbf{v}'_k 所确定的平面上一个垂直于 \mathbf{v}'_k 的单位向量,则由空间几何关系可得 $\bar{\mathbf{e}}_k = \mathbf{v}'_k \cos\varphi_k + \bar{\mathbf{g}}_k \sin\varphi_k$,进一步可以得到 $|\bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_i| = |\mathbf{v}'_k^H \mathbf{v}'_i \cos\varphi_k + \bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i \sin\varphi_k| \leq |\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|$,该结论代入 $C_{k,g}$ 表达式,得到

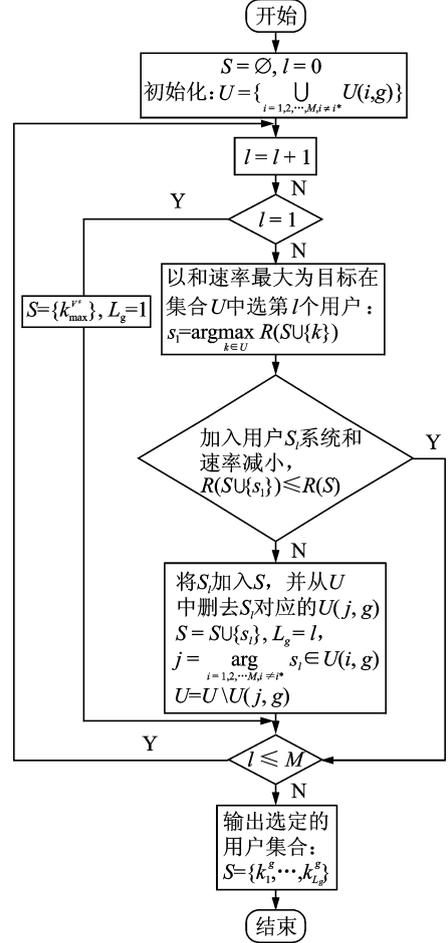


图 2 贪婪搜索流程图

Fig. 2 Flow chart of greedy search

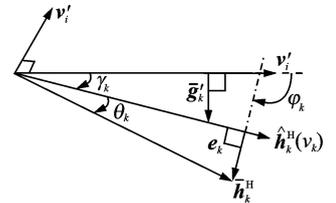


图 3 量化误差及用户集扩展偏差示意图

Fig. 3 Schematic of quantization error and deviation caused by user set extension

$$\begin{aligned}
C_{k,g} &= \sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} (|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i|^2 \cos^2 \theta_k + \sin^2 \theta_k |\bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_i|^2 + 2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i| \cos \theta_k \sin \theta_k |\bar{\mathbf{e}}_k^H \mathbf{v}'_i|) \leq \\
&\sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} (|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i|^2 \cos^2 \theta_k + \sin^2 \theta_k |\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|^2 + 2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i| \cos \theta_k \sin \theta_k |\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|) \approx \\
&\sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} (|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i|^2 \cos^2 \theta_k + \sin^2 \theta_k E[|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|^2] + 2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i| \cos \theta_k \sin \theta_k E[|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|]) \leq \\
&\sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} \left(|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i|^2 \cos^2 \theta_k + \sin^2 \theta_k \frac{1}{M-1} + 2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i| \cos \theta_k \sin \theta_k \frac{1}{M-1} \right) \quad (14)
\end{aligned}$$

由于 $\bar{\mathbf{g}}_k$ 的实际取值未知,采用均值代替实际值的近似方法,体现在式(14)中的第3行。此外,单位向量 $\bar{\mathbf{g}}_k$ 与 \mathbf{v}'_i 各向同性地分布在垂直于 $\mathbf{v}'_k (k \neq i)$ 的 $M-1$ 维超平面上,且 \mathbf{v}'_i 与 $\bar{\mathbf{g}}_k$ 相互独立,则由文献[20]中的结论可以得到 $|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|$ 服从均值为 $E[|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|] = 1/(M-1)$ 的 Beta 分布。由于 $|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i| \leq 1$, 则 $|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|^2 \leq |\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|$, 进而有 $E[|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|^2] \leq E[|\bar{\mathbf{g}}_k^H \mathbf{v}'_i|] = 1/(M-1)$, 利用该结论便可对式(14)的最后一行放大处理。由式(13,14)进一步可得

$$\text{SINR}_{k,g} \geq \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 \|\cos \gamma_k \cos \theta_k - |\sin \gamma_k \sin \theta_k|\|^2}{\|\mathbf{h}_k\|^2 \sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} \left(|\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i|^2 \cos^2 \theta_k + \frac{\sin^2 \theta_k + 2 |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}'_i| \cos \theta_k \sin \theta_k}{M-1} \right) + L/P} \quad (15)$$

对式(15)中的各变量用用户反馈参数及码本来表示,则可得到用户 SINR 的下界为

$$\text{SINR}_{k,g}^{\text{down}} = \frac{\eta_k^2 \|\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}'_{k\mu_k}\| - \sqrt{1 - |\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}'_{k\mu_k}|^2} \sqrt{1 - \mu_k^2}}{\eta_k^2 \sum_{i \in \mathcal{S} \setminus \{k\}} [|\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}'_i|^2 \mu_k^2 + \frac{(1 - \mu_k^2) + 2 |\mathbf{v}_k^H \mathbf{v}'_i| \mu_k \sqrt{1 - \mu_k^2}}{M-1}] + L/P} \quad (16)$$

该 SINR 下界将用于图 2 的和速率计算。最后,在码本集合 F 中搜索最优的 \mathbf{V}^{g^*} , 则

$$g^* = \arg \max_{1 \leq g \leq G} R_{L_g}^g \quad (17)$$

式中: $R_{L_g}^g$ 为选择 \mathbf{V}^g 做码本矩阵时对应的和速率。最终系统选择 \mathbf{V}^{g^*} 码本矩阵对应的用户集形成 $L = L_{g^*}$ 模式的 MU-MIMO 传输结构。

2.3 复杂度分析

对传统 PU²RC、文献[17,18]和本文所提方案的计算复杂度进行分析。(1) 传统 PU²RC: $O(K_T G M^2)$; (2) 文献[17]: $O(K_T G M^2) + O[G M^2 (Q + M - 1)]$; (3) 文献[18]: $O(K_T G M^2) + O[K_T G M^2 (M^2 - 1) + G M^3]$; (4) 本文: $O(K_T G M^2) + O\{G M^2 [\frac{(M^2 - M + 2)Q}{2} - 1]\}$ 。其中, Q 为 $A(i, g)$ 的平均大小,与阈值 d_T 有关。在本文仿真系统中,当 $G=4, d_T=0.5$ 时, $Q \approx 2$; 当 $G=16, d_T=0.5$ 时, $Q \approx 4$ 。在此参数下可得出本文方案复杂度低于文献[18]中的方案,所增加的计算复杂度与系统总用户数无关,并集中在基站端,未增加用户侧的处理开销,更符合实际系统的需求。此外,虽然所提方案的复杂度要高于传统 PU²RC 及文献[17]中的方案,但其系统性能也会显著提升,具体见仿真结果。

3 仿真结果及分析

3.1 仿真配置

本节利用简化的系统级仿真,验证所提方案的性能。仿真场景为单小区多用户场景,基站天线数为 4,用户为单天线。信道假设为平坦瑞利衰落信道,不同用户、不同天线和不同传输时间间隔 (Transmission time interval, TTI) 之间的信道相互独立。共仿真 2 000 个 TTI。假设用户端为理想信道估计,即不考虑估计误差的影响。首先,每个用户按照第 1 节和第 2 节中描述的方法进行信道量化和信息反馈,假设两个标量参数 η_k 和 μ_k 为理想反馈,即无量化误差。然后基站端执行各方案步骤,确定并行发送用户集合级各用户预编码码本向量。假设各用户等功率分配。最后,计算用户集合中各用户的接收 SINR,并利用香农公式计算各用户频谱效率,求和后得到小区总频谱效率。对比方案为传统 PU²RC 和文献[14,15]中的方案。考察了各方案性能随用户数和 SNR 的变化,观察了码本矩阵数量和阈值对

性能的影响。其他仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation Parameters

仿真参数	仿真值	仿真参数	仿真值
载波频率/GHz	2	码本矩阵数 G	4/16
码本类型	DFT 码本	码本分组阈值 d_T	0.5, 0.2, 0.75

3.2 不同用户数下的性能

图 4,5 给出了码本矩阵数 $G=4$ 时,各方案在不同用户数下的仿真结果。可以看到,所提方案在高/低用户数及高/低信噪比情况下均优于传统 PU^2RC 及两种已有改进方案。相较于传统 PU^2RC ,在 $\text{SNR}=0$ dB 时系统频谱效率约提升 $0.5 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$,而当 $\text{SNR}=20$ dB 时,最大可提升 $3.7 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz}^{-1})$ 。这是由于所提方案一方面扩大了同一码本矩阵对应的用户集合,增加了在系统总用户较少时选择多用户传输的概率,另一方面又较充分地考虑了用户间干扰、CDI 量化误差及由扩大用户集合所带来的部分用户实际预编码矢量与其最优信道量化矢量之间偏差的影响。所提方案相较于文献[17]的方案,增加了一步最优服务用户数的搜索处理,此处理实现了在用户数增加和 CCI 抑制之间的折中。因此在干扰受限的高信噪比时可获得显著的性能提升。文献[18]中设计的用户端确定最优服务用户数的方案,一方面仅在用户端基于部分信道信息(仅知道基站到目标用户的信道信息,不知基站到其他用户的信道信息)搜索,不能找出全局最优解,另一方面用户端搜索未考虑量化误差的影响,不能获得较优的性能。而本文方案将用户集搜索过程放在基站端实现,可以利用更全面的信道信息。虽然基站端获得的信道信息存在量化误差,但通过调整用户反馈方案,可实现在 SINR 计算中补偿量化误差。此外,所提方案不增加用户端的处理负担,而将处理开销集中在基站,也更符合实际系统的设计要求。将图 4 与文献[14]中的仿真结果进行对比,可发现两者在高信噪比下可获得相近的性能,但在低用户数时文献[14]中方案由于不能对码本矩阵数进行优化而存在局限性,性能较差。与文献[15]中的仿真结果对比发现由于所提方案在基站端可以更准确地还原量化误差,因此其性能在各种条件下均明显优于文献[15]中方案。图 6 和图 7 给出了码本矩阵数 $G=16$ 的仿真结果。可以发现,当码本矩阵数较大时,同一码本矩阵量化到的用户数将更少,如果没有扩大同码本矩阵对应用户数的操作,系统性能将变得更差,例如传统的 PU^2RC 与文献[18]的方案。相反若加入了此操作,其效果在大码本情况下将比小码本情况下更加显著,例如文献[17]方案与本文方案。另外,由图 6 可知,码本矩阵数目变大,系统同时服务的用户数相应降低。

3.3 不同 SNR 下的性能

图 8 和图 9 给出了总用户数 $K_T=30$ 时,各方案频谱效率及并行用户数随 SNR 变化的情况。由图 8 可看出,在整个 SNR 观测范围内,本文方案一直优于其他 3 种方案。传统的 PU^2RC 及文献[17]方案由于未考虑用户间的干扰以及 CDI 量化误差,SNR 增加的系统性能会出现“平台效应”。而考虑了用户间干扰的自适应搜索最优服务用户数方案,包括文献[18]和本文方案,其系统性能均随 SNR 的增加而增加,但本文方案具有更优的性能。由图 9 可知,在噪声受限的低信噪比条件下系统倾向于选择较多用户,随信噪比逐渐增大,最优的并行用户数也随之降低。本文方案由于能更精确地计算 SINR,其最终选择的用户数也更优,相比用户侧搜索最优模式的方案,其最终选定的用户数更少。

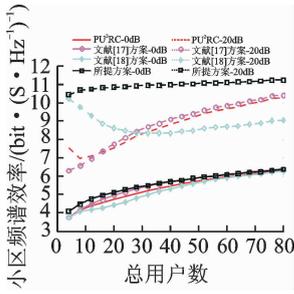


图 4 系统频谱效率随用户数 K_T 变化 ($G=4, d_T=0.5$)

Fig. 4 System spectrum efficiency versus number of users K_T ($G=4, d_T=0.5$)

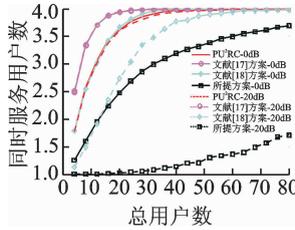


图 5 并行传输用户数随用户数 K_T 变化 ($G=4, d_T=0.5$)

Fig. 5 Number of users transmitting in parallel versus number of users K_T ($G=4, d_T=0.5$)

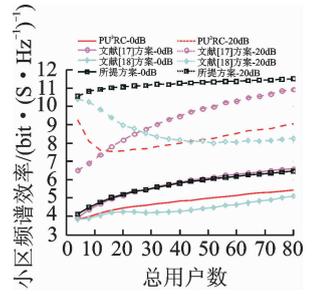


图 6 系统频谱效率随用户数 K_T 变化 ($G=16, d_T=0.5$)

Fig. 6 System spectrum efficiency versus the number of users K_T ($G=16, d_T=0.5$)

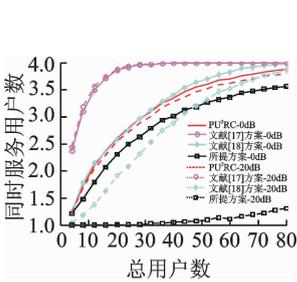


图 7 并行传输用户数随用户数 K_T 变化 ($G=16, d_T=0.5$)

Fig. 7 Number of users transmitting in parallel versus the number of users K_T ($G=16, d_T=0.5$)

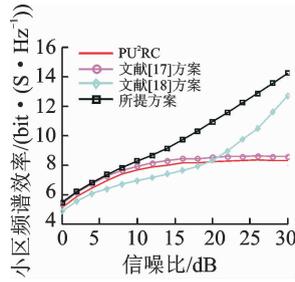


图 8 系统频谱效率随信噪比变化 ($G=4, K_T=30, d_T=0.5$)

Fig. 8 System spectrum efficiency versus SNR ($G=4, K_T=30, d_T=0.5$)

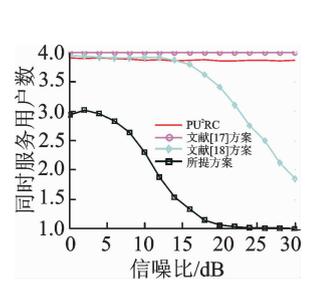


图 9 并行用户数随信噪比的变化 ($G=4, K_T=30, d_T=0.5$)

Fig. 9 Number of users transmitting in parallel versus SNR ($G=4, K_T=30, d_T=0.5$)

3.4 阈值对系统性能的影响

在所提方案中, 阈值 d_T 对系统性能和实现复杂度有重要影响。 d_T 取值过小, 达不到增大用户集的效果, 不会改善系统在用户数较少时的性能。 d_T 取值过大, 一方面用户集扩展偏差增大, 系统性能会有所下降, 另一方面每个码本向量对应的用户集较大, 贪婪搜索的实现复杂度较高。 这一点对于码本矩阵数较大时尤为明显。 由于不能在数学上建立系统性能与阈值的直接关系式, 通常将阈值选取为经验值^[17]。 为此本节给出所提方案性能随阈值 d_T 变化的结果。 由图 10 可以看出, 当码本矩阵数较小, $G=4$ 时, 系统频谱效率随阈值的增大整体呈上升趋势, 并且在约为 0.5 左右有一个明显的拐点, 此时可推出两码本矢量之间夹角约为 30° 。 当阈值小于 0.5 时, 处于同一相似码本集合内的码本较少, 相似码本分组操作的效果并未体现, 而当阈值继续增大时, 由于码本矩阵较少, 处于同一相似码本集合内的码本数量并无明显增加, 故相似码本分组操作效果不再提升。 当码本矩阵数较大, $G=16$ 时, 系统频谱效率随阈值增大呈先上升后下降的趋势, 峰值范围大约为 0.4~0.8 之间, 此时可推出两码本矢量之间夹角约为 $24^\circ\sim 53^\circ$ 。 当阈值增加到 0.4 后, 相似码本分组操作效果达到最大, 而当阈值继续增大并超过 0.8 时, 由于同一相似码本集合内引入的用户数太多, 由用户集扩展带来的误差显著增加, 系统性能反而下降。 另外由图 10 还可看出, 阈值的选取对大码本情况影响较大, 说明大码本情况下, 由于码本矢量增多, 量化更精细, 对阈值的变化也更加敏感。 由图 10 可以得到, 阈值 d_T 取为 0.5 时在任意码

本集合大小下系统均可获得较优的性能,算法实现复杂度亦可接受。图 11 给出了 $G=4$ 且阈值为 0.75 时的性能,可以看出相比于阈值为 0.5,所提方案的性能在 $SNR=0$ dB 和 $SNR=20$ dB 时均无明显变化,正如图 10 所示,码本集合较小时对阈值不敏感。但所提方案的性能始终明显优于 3 个对比方案。

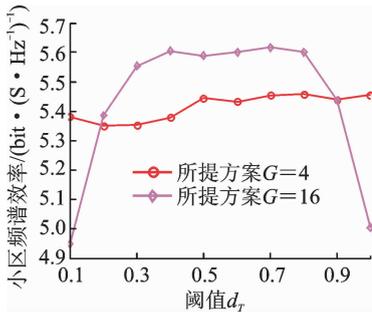


图 10 所提方案频谱效率随阈值变化 ($K_T = 30, SNR = 0$ dB)

Fig. 10 System spectrum efficiency of proposed scheme versus threshold ($K_T = 30, SNR = 0$ dB)

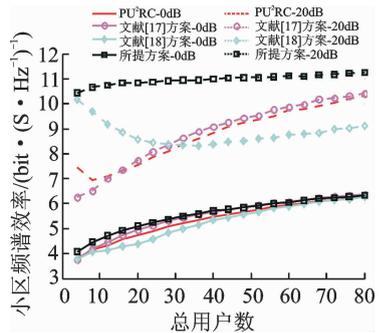


图 11 系统频谱效率随用户数 K_T 变化 ($G=4, d_T = 0.75$)

Fig. 11 System spectrum efficiency versus number of users K_T ($G=4, d_T = 0.75$)

4 结束语

本文提出了一种在基站端扩大码本矩阵对应用户数并搜索最优服务用户集的下行 MU-MIMO 自适应发送方案。该方案的所有操作集中在基站端完成,用户端仅需多反馈一个标量参数。利用 3 个反馈参数,基站端可以重构信道信息并更精确地估算用户 SINR。仿真结果表明,该方案的和速率性能在高/低用户数及高/低信噪比下均优于传统 PU^2RC 及两种已有改进方案。所提方案还可扩展用于基站天线数较大的 Massive MIMO FDD 系统中,但同其他有限反馈方案一样,它将面临下行信道估计导频数量大和反馈开销大的问题。此外,由于所提方案中包含贪婪搜索处理,随着码本数和用户数的增加,计算复杂度将急剧增加。要提高本方案在 Massive MIMO 系统中的可行性,可采用更小的阈值来缩小贪婪搜索的备选用户集合,通过牺牲少量的性能换取计算复杂度的显著降低。

参考文献:

- [1] Lai-U C, Ross D M. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(1): 20-24.
- [2] Taesang Y, Goldsmith A. On the optimality of multi-antenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(3): 528-541.
- [3] Zhang Xiaojie, Lee Jungwoo, Liu Huaping. Low complexity multiuser MIMO scheduling with channel decomposition [C]// Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference(WCNC). Hong Kong: IEEE Press, 2007: 2452-2456.
- [4] Chen Runhua, Andrews J G, Heath R W, et al. Low complexity user and antenna selection for multiuser MIMO systems with block diagonalization[C]// Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Honolulu, Hawaii, USA: IEEE, 2007: 613-616.
- [5] Taesang Y, Goldsmith A. Optimality of zero-forcing beamforming with multiuser diversity[C]// IEEE International Conference on Communications (ICC). Seoul Korea: IEEE Press, 2005: 542-546.
- [6] Xiaojie Z, Jungwoo L. Low complexity MIMO scheduling with channel decomposition using capacity upper bound [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(6): 871-876.
- [7] Yoo T, Jindal N, Goldsmith A. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection [J]. IEEE Journal

on Selected Areas in Communications (JSAC), 2007, 25(7):1478-1491.

- [8] Xia Xin, Wu Gang, Liu jing, et al. Leakage-based user scheduling in MU-MIMO broadcast channel [J]. *Science in China Series F: Information Sciences*, 2009, 52(12):2259-2268.
- [9] Zhou B, Bai B M, Li Y, et al. Chordal distance-based user selection algorithm for the multiuser MIMO downlink with perfect or partial CSIT[C]. *IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications (AINA)*, Biopolis, Singapore; IEEE Press, 2011:77-82.
- [10] Nam S, Kim J, Han Y. A user selection algorithm using angle between subspaces for downlink Mu-MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(2):616-624.
- [11] Gibum K, Jinwoo K, Hyungsik H, et al. A low complexity user selection scheme in downlink Mu-MIMO system [C]// *IEEE International Wireless Symposium (IWS)*. Xi'an, China: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [12] Samsung. Downlink MIMO for EUTRA[EB/OL]. ftp://ftp.3gpp.org/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_43/Docs/R1-051353.zip, 2005-11-1.
- [13] Huang K, Andrews J G, Heath R W. Performance of orthogonal beamforming for SDMA with limited feedback [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(1):152-164.
- [14] 张才华, 许道峰, 许威. 基于 PU^2RC 的下行多用户 MIMO 系统多模发送方案[J]. *数据采集与处理*, 2013, 28(1):1-6.
Zhang Caihua, Xu Daofeng, Xu Wei. Downlink multiuser MIMO system based on PU^2RC multimode send solutions [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2013, 28(1):1-6
- [15] 徐飞, 邱玲. 一种改进的 PU^2RC 多模传输方法[J]. *数据采集与处理*, 2012, 27(2):162-167.
Xu Fei, Qiu Ling. An improved PU^2RC multimode transport method [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2012, 27(2):162-167.
- [16] Lü Lei, Zhang Zhongpei. A robust multimode transmission strategy for PU^2RC with quantized CQI using hierarchical codebook[C]// *IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*. Xi'an, China; IEEE Press, 2013:509-514.
- [17] Fang Liang. An efficient user scheduling scheme for MU-MIMO systems with limited feedback[C]// *International Conference Communications and Mobile Computing (CMC)*. Shenzhen, China; IEEE Press, 2010:348-351.
- [18] Jing Ran. Performance of adaptive transmitting mode selection for wireless MIMO broadcast channels with limited feedback [C]// *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*. Beijing, China: IEEE Press, 2009: 1-4.
- [19] Philips. R1-072394. Definition of PMI / CQI feedback calculation for MU-MIMO[EB/OL]. http://www.qtc.jp/3GPP/TSG_RAN/TSG_RAN2007/TSG_RAN_WG1_RL1_6.html, 2007-6.
- [20] Trivellato M, Boccardi F, Tosato F. User selection schemes for MIMO broadcast channels with limited feedback [C]// *IEEE Conference on Vehicular Technology Conference (VTC)*. Baltimore, Maryland; IEEE, 2007:2089-2093.

作者简介:



张国梅 (1978-), 女, 副教授, 博士, 研究方向: 大规模 MIMO、协作多点传输和无线网络干扰管理等, E-mail: zhanggm@mail.xjtu.edu.cn.



任俊臣 (1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向: MU-MIMO, 3D-MIMO。



吕刚明 (1979-), 男, 讲师, 博士, 研究方向: 移动通信、大规模 MIMO 和无线通信系统 QoS 保证。



李国兵 (1979-), 男, 副教授, 博士, 研究方向: 无线中继网络、物理层安全和 MI-MO。



孙浩 (1991-), 男, 硕士研究生, 研究方向: 大规模 MI-MO、物理层安全。