

文章编号:1004-9037(2012)02-0162-06

# 一种改进的PU<sup>2</sup>RC多模传输方法

徐 飞 邱 玲

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系,合肥,230027)

**摘要:**在有限反馈的下行多用户多入多出(Multiuser multiple-input multiple-output, MU-MIMO)系统中,系统的容量随着信噪比的升高而干扰受限。本文针对这个问题提出了一种改进的每用户归一化波束成形与速率控制(Per-user unitary beamforming and rate control, PU<sup>2</sup>RC)多模传输方案,通过增加信道量化质量指示的反馈,为基站进行用户选择提供了更有效的信息以实现多模传输。仿真结果表明,在实际系统中激活用户数比较少时,该方案能够通过动态改变同时服务的用户数,从而最大化系统的和容量。在同等反馈量的情况下,与传统的PU<sup>2</sup>RC相比,提高了系统的和容量,为下行MU-MIMO系统的应用提供了更好的参考。

**关键词:**多用户多入多出;有限反馈;多模传输;波束成形

中图分类号:TN929.5 文献标识码:A

## Improved PU<sup>2</sup>RC Multi-mode Transmission Scheme

*Xu Fei, Qiu Ling*

(Department of Electronic Engineering, University of Science & Technology of China, Hefei, 230027, China)

**Abstract:** In the downlink multiuser multiple-input multiple-output (MU-MIMO) system with limited feedback, the system performance becomes interference power limited in the high SNR regime. Therefore, an improved per-user unitary beamforming and rate control (PU<sup>2</sup>RC) multi-mode transmission scheme is proposed. Channel quantization quality indicator is feedback to the base station (BS), and the corresponding mode selection method is provided. Simulation result shows that in a practical system with small number of active users, the proposed scheme can adaptively choose the best transmission mode to maximize the sum rate of the system. With the identical amount of feedback bits, the proposed multi-mode transmission scheme outperforms the traditional PU<sup>2</sup>RC scheme and provides better reference for the application of practical MU-MIMO systems.

**Key words:** multiuser multiple-input multiple-output (MU-MIMO); limited feedback; multi-mode transmission; beam forming

## 引 言

在下行多用户多入多出(Multiuser multiple-input multiple-output, MU-MIMO)系统中,当基站拥有完善的发送信道状态信息(Channel state information at transmitter, CSIT)时,系统的容量可达方法为脏纸编码<sup>[1]</sup>,但是脏纸编码极高的复杂度使得其在实际系统中很难应用。因此,诸如迫零波束成形(Zero forcing beamforming, ZFBF)<sup>[2]</sup>和

最小均方误差波束成形(Minimum mean squared error beamforming, MMSE beamforming)<sup>[3]</sup>等低复杂度、次优的线性预编码技术引起了很大的关注。文献[2,3]的研究建立在基站已知CSIT的基础上。然而在实际系统中,尤其是频分双工(Frequency division duplex, FDD)系统,因为系统上行反馈信道的容量有限,CSIT的假设难以实现,接收端在进行信道估计后,需要对信道进行量化后将信道信息反馈给基站端。基于有限反馈的下行多天

基于有限反馈的下行MU-MIMO系统的研究从预编码方式上可以分为两大类<sup>[7]</sup>。一类是基于非码本的预编码(即显示反馈):用户根据一个码本集合量化自身的信道,并将量化后的信道反馈给基站,在基站端利用量化后的用户信道,基于某种预编码准则(例如ZFBB)生成预编码矩阵;另一类是基于码本的预编码(即隐式反馈):用户根据自身信道从一个预编码矩阵集合中选择合适的预编码矩阵,并将该预编码矩阵的索引(Precoding matrix indicator, PMI)反馈给基站,正交随机波束成形(Orthonormal random beamforming, ORBF)<sup>[5]</sup>和每用户归一化波束成形与速率控制(Per-user unitary beamforming and rate control, PU<sup>2</sup>RC)<sup>[8]</sup>就属于基于码本的预编码。

文献[4,8]中的研究表明,在系统用户数趋于无穷时,基于有限反馈的下行MU-MIMO系统能够获得令人满意的性能,但是在实际系统中,单小区同时接入的用户数目比较少。在目前LTE-Advanced标准化的讨论中,关于下行MU-MIMO系统的讨论一般认为单小区中最多有10个用户处于激活状态。当小区中用户数较少,且每个用户向基站反馈信道信息的比特数固定不变时,基于有限反馈的下行MU-MIMO系统性能会受到很大影响,特别是在接收信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)比较高的情况下,由于量化误差的存在,用户间干扰无法完全消除,系统的和容量会随着系统信噪比的升高而干扰受限<sup>[4]</sup>。针对这一问题,文献[9]中提出了一种基于随机波束成形(Random beamforming, RBF)的双模传输,系统根据SNR的不同决定同时服务的用户数(1或 $N_i$ ,  $N_i$ 为基站发送天线数),从而克服了MU-MIMO在高SNR情况下干扰受限的问题。作为对双模传输的扩展,多模传输(即基站每次服务 $1 \leq M \leq N_i$ 个用户)也被广泛研究,文献[10,11]分别对基于ZFBB和RBF预编码系统的多模传输进行了研究。

本文关注于用户量化比特数一定和实际单小区内同时接入用户数比较小的情况下,基于PU<sup>2</sup>RC预编码的下行MU-MIMO系统多模传输的研究。本文利用1比特反馈用户信道量化质量(作为量化误差信息)给基站,基站端据此重构用户的信道量化误差。基站进行用户选择时综合利用PMI,信道质量信息(Channel quality information, CQI)和量化误差信息从而选择最好的传输模式。仿真结果表明,在总反馈比特数一定,系统激活用户数较少的情况下,本文所提出的方案优于传统的

PU<sup>2</sup>RC方案<sup>[6]</sup>和满流发送的PU<sup>2</sup>RC方案<sup>[12]</sup>,为MU-MIMO系统的应用提供了更好的参考。

## 1 系统模型

考虑单小区下行MU-MIMO系统。系统中激活的用户数为 $K$ ,基站有 $N_i$ 根天线,每个用户有 $N_r$ 根天线。 $h_{ij}$ 为基站第 $i$ 根天线到第 $j$ 个用户的信道增益,服从复高斯分布 $h_{ij} \sim \text{CN}(0,1)$ ,第 $k$ 个用户的信道矢量为 $\mathbf{h}_k = [h_{1k} \ \cdots \ h_{N_i k}]$ ,相应的加性高斯白噪声为 $n_k \sim \text{CN}(0,1)$ ,则第 $k$ 个用户的接收信号为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{x} + n_k \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x} = \sum_{i \in S} \sqrt{p_i} \mathbf{w}_i s_i$ ,为基站的发送信号; $S$ 为调度所选择的用户集合; $\mathbf{w}_i$ 为第 $i$ 个用户的预编码矢量,且有 $\|\mathbf{w}_i\| = 1$ , $\|\cdot\|$ 表示2-范数; $s_i$ 为第 $i$ 个用户对应的原始信号且有 $E(|s_i|) = 1$ , $E(\cdot)$ 表示期望; $p_i$ 为第 $i$ 个用户的发送功率;总发送功率满足 $E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \leq P$ ;  $P$ 为基站的发送功率,噪声功率归一化基站的发送功率 $P$ ,即为系统的SNR。式(1)进一步可写为

$$\mathbf{y}_k = (\mathbf{h}_k \sqrt{p_k} \mathbf{w}_k) s_k + \sum_{j \in S, j \neq k} (\mathbf{h}_k \sqrt{p_j} \mathbf{w}_j) s_j + n_k \quad (2)$$

考虑对每个选中的用户进行等功率分配,则第 $k$ 个用户的信干噪比(Signal to interference plus noise ratio, SINR)为

$$\text{SINR}_k = \frac{\frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_k|^2}{1 + \frac{P}{|S|} \sum_{j \in S, j \neq k} |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_j|^2} \quad (3)$$

式中 $|S|$ 为集合 $S$ 内元素的个数。

当系统同时服务 $M$ 个用户时,系统的和容量为

$$C_{\text{sum}}(M) = \sum_{k=1}^M \log_2(1 + \text{SINR}_k) \quad (4)$$

## 2 基于PU<sup>2</sup>RC的下行MU-MIMO

### 2.1 PU<sup>2</sup>RC方案

PU<sup>2</sup>RC<sup>[6]</sup>是一种基于码本的预编码方案,其主要包括两个步骤:

#### 2.1.1 用户反馈

PMI反馈:在PU<sup>2</sup>RC的系统中,系统使用的码本为 $W = \{W^1, \dots, W^G\}$ ,其中 $W^i = \{\mathbf{w}_1^i, \dots, \mathbf{w}_{N_r}^i\}$ 为 $N_r$ 维空间的一组标准正交基。用户在估计出信道 $\mathbf{h}_k$

后求出信道的方向矢量  $\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k / \|\mathbf{h}_k\|$ , 在码本中找出与  $\hat{\mathbf{h}}_k$  最接近的码本

$$\mathbf{w}_{j_k}^i = \underset{\mathbf{w} \in W}{\operatorname{argmax}} |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{w}| \quad (5)$$

并将  $\mathbf{w}_{j_k}^i$  的索引作为 PMI 反馈给基站, 信道量化误差定义为  $\sin^2 \theta_k = 1 - |\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{w}_{j_k}^i|^2$ 。因为码本集合的大小为  $|W| = GN_t$ , 故反馈 PMI 所需的比特数为  $B = \log_2(GN_t)$ 。

CQI 反馈: 用户计算自身的估算 SINR。对于用户  $k$ , 有

$$\operatorname{SINR}_k = \frac{\frac{P}{N_t} |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_{j_k}^i|^2}{1 + \frac{P}{N_t} \sum_{j=1, j \neq j_k}^{N_t} |\mathbf{h}_k \mathbf{w}_j^i|^2} = \frac{\frac{P}{N_t} |\mathbf{h}_k|^2 \cos^2 \theta_k}{1 + \frac{P}{N_t} |\mathbf{h}_k|^2 \sin^2 \theta_k} \quad (6)$$

用户将其作为 CQI 反馈给基站, 因为 CQI 是一个标量, 所需的量化比特数相对于矢量来说比较少, 假设通过反馈基站可以无误地得到 CQI, 文献[4, 7, 8]也作了相同的假设。

### 2.1.2 用户调度

在获得用户 PMI 与 CQI 信息后, 对每个预编码矢量  $\mathbf{w}_j^i$ , 基站找出以其为预编码矢量的用户集合  $U_j^i$ , 即对任何用户  $k \in U_j^i$  有  $\mathbf{w}_{j_k}^i = \mathbf{w}_j^i$  ( $U_j^i$  可能为空集); 在每个用户集合中找出使得估算 SINR 最大的用户作为预编码矢量  $\mathbf{w}_j^i$  对应的用户  $u_j^i = \operatorname{arg max}_{u \in U_j^i} \operatorname{SINR}_u$  (当  $U_j^i = \emptyset$  时  $u_j^i = \emptyset$ , 相应的  $\operatorname{SINR}_{u_j^i} = 0$ ); 然后找出本次传输使用的预编码矩阵  $\mathbf{i}^* = \operatorname{arg max}_{1 \leq i \leq G} \sum_{j=1}^{N_t} \log_2(1 + \operatorname{SINR}_{u_j^i})$ , 则本次传输服务的用户集合即为  $\{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$ 。

## 2.2 PU<sup>2</sup>RC 的不足

第 2.1 节中介绍的 PU<sup>2</sup>RC 具有操作简单、计算复杂度低的特点。但是其也具有明显的不足: 首先文献[9-11]的研究均表明在基于有限反馈的 MU-MIMO 系统中, 由于量化误差的存在基站无法完全消除用户间干扰, 由式(6)可知, 当  $P \gg 1$  即系统处于高信噪比时有  $\operatorname{SINR}_k \approx \frac{\cos^2 \theta_k}{\sin^2 \theta_k}$ , 用户的接收 SINR 不随系统信噪比  $P$  增加而增加, 系统的和容量干扰受限, 故在基于有限反馈的 MU-MIMO 系统中当系统信噪比较高时应该减少同时服务的用户数, 以避免系统性能干扰受限, 而 PU<sup>2</sup>RC 始终假设基站同时服务  $N_t$  个用户, 这使得 PU<sup>2</sup>RC 系统在高信噪比时干扰受限; 其次在系统激活用户数  $K$

比较小时, 按照第 2.1 节的方案进行用户调度所得到的结果  $\{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$  中存在  $u_j^* = \emptyset$  即没有用户选择  $\mathbf{w}_j^i$  作为预编码矢量, 在中低信噪比中这会导致系统空分复用增益减小, 从而减小系统的和容量<sup>[12]</sup>。

## 3 改进的 PU<sup>2</sup>RC 多模传输方法

多模传输即基站根据每个用户的信道信息和系统的信噪比等参量自适应地决定每次同时服务的用户数  $M$ , 按照最大化系统和容量的准则, 基站需要找出最优的用户数  $M^*$

$$M^* = \operatorname{arg max}_{M=1, \dots, N_t} C_{\text{sum}}(M) \quad (7)$$

式中  $C_{\text{sum}}(M)$  为基站同时服务  $M$  个用户时系统的和容量。

从第 2.2 节中可知, 在 PU<sup>2</sup>RC 系统中多模传输算法应该从两方面对传统 PU<sup>2</sup>RC 进行改进:

(1) 在系统处于高信噪比时自适应减小同时服务的用户数, 以免系统的和容量干扰受限。这可以通过基站更加精确地估算每个用户的 SINR 来实现, 即基站通过估算同时服务  $1 \leq M \leq N_t$  个用户时每个用户的 SINR 来判断系统是否干扰受限。如果是则需要自适应减小同时服务的用户数, 反之则可以增加同时服务的用户数以增加系统空分复用增益。从式(6)可知, 在基站同时服务  $N_t$  个用户时, 其他  $N_t - 1$  个用户对该用户的干扰为  $\frac{P}{N_t} |\mathbf{h}_k|^2 \sin^2 \theta_k$ , 由于用户信道在空间上的分布的随机性可以认为每个用户对该用户的干扰都是相等的, 则当基站同时服务  $M$  个用户时, 每个用户的 SINR 可以用式(8)估算

$$\operatorname{SINR}'_k = \frac{\frac{P}{M} |\mathbf{h}_k|^2 \cos^2 \theta_k}{1 + \frac{P}{M} \frac{M-1}{N_t-1} |\mathbf{h}_k|^2 \sin^2 \theta_k} \quad (8)$$

(2) 在系统处于中低 SNR 时尽量避免调度结果  $\{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$  中出现  $u_j^* = \emptyset$ 。对于这个问题, 文献[12]中提出可以从未被调度到的用户集中找出最适宜采用  $\mathbf{w}_j^i$  作为其预编码矢量的用户  $u'$  并令  $u_j^* = u'$ 。当用户反馈的 PMI 为  $\mathbf{w}_{j_k}^i$  而实际采用的 PMI 为  $\mathbf{w}_j^i$  时, 文献[12]给出了基站估算其 SINR 的公式

$$\operatorname{SINR}_k^* = \frac{\operatorname{SINR}_k \{\max(|(\mathbf{w}_{j_k}^i)^H \mathbf{w}_j^i| - \epsilon, 0)\}^2}{\operatorname{SINR}_k \sum_{n \in Z, n \neq j} \{ |(\mathbf{w}_{j_k}^i)^H \mathbf{w}_n^i| + \epsilon \}^2 + (1 + \epsilon)^2} \quad (9)$$

式中; $\text{SINR}_k$ 为式(6)的结果; $Z$ 为传输使用的预编

码矢量集合; $\varepsilon = \sqrt{2\left(1 - \cos \frac{\alpha}{2}\right)}$ , $\alpha$ 为码本集合 $W = \{W^1, \dots, W^G\}$ 中相邻矢量的最小夹角。

从式(8,9)可知,为了能够估算不同情况下用户的SINR,基站需要知道量化误差 $\sin^2\theta_k$ 与信道增益 $|h_k|^2$ 。对于 $|h_k|^2$ 可将其作为CQI反馈给基站,同样可以假设通过反馈,基站能够无误地得到CQI;对于量化误差,文献[4]给出了不同码本集合的 $\sin^2\theta_k$ 性能的上界

$$F_{\sin^2\theta}(x) = \begin{cases} 2^B x^{N_t-1} & 0 \leq x \leq \delta \\ 0 & x \geq \delta \end{cases} \quad (10)$$

式中 $F_{\sin^2\theta}(x)$ 为 $\sin^2\theta$ 的累计分布函数(Cumulative distribution function, CDF), $\delta = 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ , $B$ 为系统用于量化信道方向矢量的比特数。文献[4]中指出,任何经过精心设计的码本都可以接近这一性能上界。由式(10)可得,量化误差的期望值为 $E(\sin^2\theta) = \frac{N_t-1}{N_t} 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ 。对此,定义用户信道量化

质量如下:当 $\sin^2\theta_k > \frac{N_t-1}{N_t} 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ 时,量化质量差;反之量化质量好。值得注意的是,用户的信道量化质量只需要1比特信息来描述。

改进的PU<sup>2</sup>RC多模传输方法的实现分为用户反馈与用户调度两部分:

#### (1) 用户反馈

PMI反馈:PMI反馈与传统的PU<sup>2</sup>RC方法一致,即用户根据式(5)从码本中找出与自身信道方向最接近的码字作为自身的预编码矢量,并将其索引作为PMI反馈给基站。

CQI反馈:用户将信道增益 $|h_k|^2$ 作为CQI反馈给基站并假设基站能够无误地得到CQI。

信道量化质量反馈:如上所述,用户首先根据信道量化误差 $\sin^2\theta_k$ 判断信道量化质量,并用1比特将信道量化质量反馈给基站。

#### (2) 用户调度

基站获得用户反馈的信道量化质量后,首先还原出每个用户的量化误差,这里采用均值还原方法,即如果用户信道量化质量为好时,还原用户的量化误差为 $\sin^2\theta_k = \frac{N_t-1}{2N_t} 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ ,而如果用户信道量化质量为差时,还原用户的量化误差为 $\sin^2\theta_k = \frac{2N_t-1}{2N_t} 2^{-\frac{B}{N_t-1}}$ 。用户调度过程分为3个步骤:

① 利用传统的PU<sup>2</sup>RC调度方法得到本次传输的预编码矩阵 $W^*$ 以及用户调度的初步结果 $U =$

$\{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$ 。

② 对 $U$ 中的用户利用式(8)进行贪婪用户选择,并判断系统是否干扰受限(如果系统干扰受限,则通过贪婪调度得到的用户集合 $U' \neq U$ )。

③ 如果系统没有干扰受限,则采用文献[12]的方法对未被利用的 $w_j^*$ 选择最适合其的用户,直到系统干扰受限。

具体的用户调度步骤如下:

**步骤1** 利用传统的PU<sup>2</sup>RC用户调度算法获得本次传输的预编码矩阵 $W^*$ 与用户调度初步结果 $U = \{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$ ,其中用户SINR利用式(6)进行估计。

**步骤2** 对于 $U$ 中的用户,按照 $\text{SINR}_{u_j^*}$ 从大到小排序,并去掉其中的空集部分得到集合 $U_1 = \{u_1, \dots, u_M\}$ ;记集合 $U' = \emptyset$ ,初始化 $C_{\text{sum}}(U') = 0$ ,对 $U_1$ 集合进行贪婪用户选择:

```
for  $i = 1 : M$ 
  if  $C_{\text{sum}}(U' \cup u_i) > C_{\text{sum}}(U')$ 
     $U' = U' \cup u_i$ 
  else
    break;
```

其中用户在不同传输模式下的SINR利用式(8)进行估计。如果 $U' = U_1$ ,跳往步骤3;否则系统已经干扰受限用户调度过程结束, $U'$ 为用户调度结果。

**步骤3** 对于用于传输的预编码矩阵 $W^*$ 中未被使用的预编码矢量 $w_j^*$ ,根据式(9)从未被选中的用户集合中找出SINR<sup>\*</sup>最大的用户 $k$ ,如果 $C_{\text{sum}}(U' \cup k) > C_{\text{sum}}(U')$ ,则更新 $U' = U' \cup u_i$ ,继续重复步骤3;否则用户调度过程结束, $U'$ 为调度结果。

从上面的描述可以看出,在算法复杂度方面改进的PU<sup>2</sup>RC多模传输方案与传统的PU<sup>2</sup>RC方案相比有如下特点:在用户端多模传输方案更加简单,因为在用户端传统的PU<sup>2</sup>RC方案在根据信道信息得出PMI之后还需估算SINR,而在多模传输方案中只需根据量化误差判断信道量化质量即可;基站端进行用户调度时多模传输方案在利用传统PU<sup>2</sup>RC调度方法得到传输使用的预编码矩阵 $W^*$ 与用户调度的初步结果 $U = \{u_1^*, \dots, u_{N_t}^*\}$ 后还有两个后续步骤,其中第2步对 $U$ 中的用户进行一次贪婪用户选择以判断系统是否干扰受限,假设 $|U| = M \leq N_t$ ,根据贪婪用户选择的特点可知这一步操作复杂度为 $O(M^2)$ ,而实际系统中 $N_t$ 一般不超过8,故第2步所带来的算法复杂度的增加不大,而对于第3步其操作复杂度为 $O(N_t K)$ 。但是值得注意的

是,第3步只有在系统当前不处于干扰受限的情况且预编码矩阵  $W^i$  中有未被使用的预编码矢量时才被执行,这要求当前系统处为中低SNR的情况,而且系统的用户数  $K$  足够小。综上分析可知,尽管多模传输方案相对于传统的  $PU^2RC$  方案在用户调度中增加了两个后续步骤,但这两个步骤所带来的算法复杂度增加都是有限的。而且本文关注于激活用户数比较小的系统,在这种场景下基站有足够的处理能力进行相关的处理。

## 4 仿真结果与性能分析

本节给出了在下行  $PU^2RC$  预编码系统中,本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模传输方案与传统的  $PU^2RC$  方案<sup>[6]</sup>、满流发送的  $PU^2RC$  方案<sup>[12]</sup>的性能比较。

图1,2分别给出了在系统用户数  $K=10$ ,基站天线数为  $N_t=4$ ,总反馈比特数  $B$  为4和10时系统的和容量与系统信噪比  $P$  的关系。图3,4则给出了在系统总发送功率  $P=20$  dB,基站天线数  $N_t=4$ ,总反馈比特数  $B$  为4,10时系统的和容量与系统中用户数  $K$  的关系。在传统的  $PU^2RC$  方案和满流发送的  $PU^2RC$  方案中,所有  $B$  个反馈比特都用来来进行 PMI 反馈,而在本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模

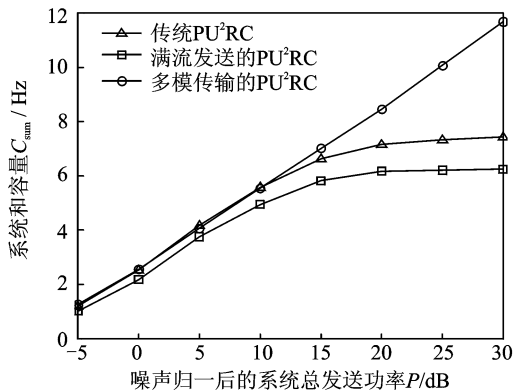


图1  $K=10$ ,  $N_t=4$ ,  $B=4$ , 系统总发送功率与和容量关系

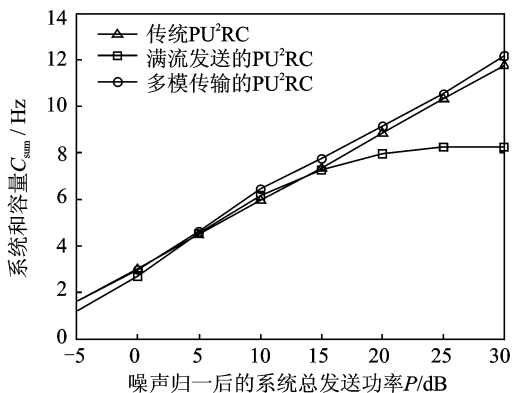


图2  $K=10$ ,  $N_t=4$ ,  $B=10$ , 系统总发送功率与和容量关系

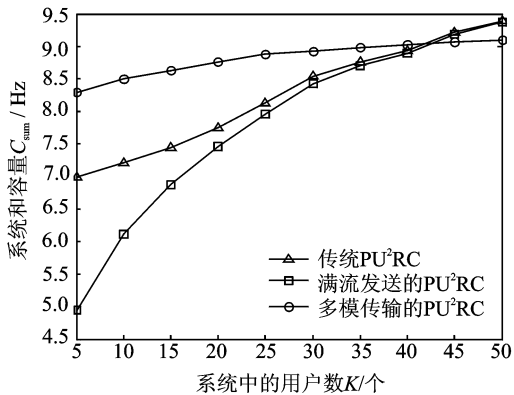


图3  $P=20$  dB,  $N_t=4$ ,  $B=4$ , 系统总发送功率与和容量关系

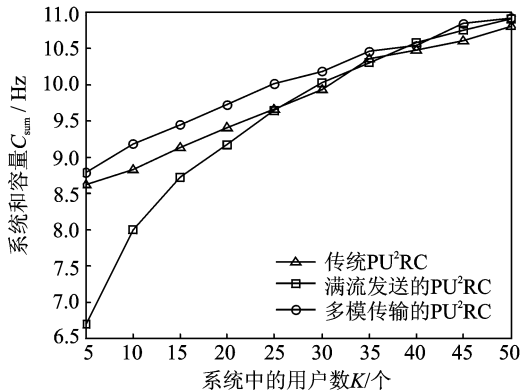


图4  $P=20$  dB,  $N_t=4$ ,  $B=10$ , 系统总发送功率与和容量关系

方案中,  $B$  个反馈比特中用  $B-1$  个比特反馈 PMI, 另外 1 比特用来反馈信道量化质量, 即这 3 种方案所用的反馈量是一致的。

从图1可以看出,当采用4比特反馈时,传统的  $PU^2RC$  和满流发送的  $PU^2RC$  方案的系统和容量随着系统 SNR 的升高而干扰受限,而本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模方案能够根据系统 SNR 动态调整同时服务的用户数,从而克服了这一缺点,在系统 SNR 为 20 dB 时,本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模方案在系统和容量上相比传统的  $PU^2RC$  方案和满流发送的  $PU^2RC$  方案分别有 18% 和 37% 的增益,在中低 SNR 时,虽然本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模方案在 PMI 反馈上使用了更少的比特数,但是与传统的  $PU^2RC$  方案和满流发送的  $PU^2RC$  方案相比,性能上也没有损失。在图2中因为量化精度增大,3种方案的性能均有所提升,而本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模方案仍然能够在整个系统 SNR 区间内保持对其他两种方案的优势。从图3,4中则可以看出,在系统 SNR 为 20 dB 的场景下当系统中用户数比较小时 ( $K \leq 40$ ) 本文提出的改进的  $PU^2RC$  多模传输方案在系统的和容量上相比于传统的  $PU^2RC$  方案与满流发送的  $PU^2RC$  方案有一

定增益,尤其是在反馈比特数 $B=4$ 的场景下,而且这种增益随着系统用户数的减小而更加明显,这和本文研究的出发点是一致的。

## 5 结束语

在基于实际系统的下行多用户多天线系统中,本文提出了一种改进的PU<sup>2</sup>RC 多模传输策略,通过每个用户利用比特向基站指示信道量化质量,使得基站能够更精确地估算用户在各种传输模式下的SINR,从而选择最优传输模式达到最大化系统的和容量的目的。仿真结果表明,在实际小用户系统中,采用相同的总反馈比特情况下,本文提出方案的和容量优于传统的PU<sup>2</sup>RC 和满流发送的PU<sup>2</sup>RC 方案。

### 参考文献:

- [1] Costa M. Writing on dirty paper[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(3): 439-441.
- [2] Yoo T, 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] Peel C B, Hochwald B M, Swindlehurst A L. A vector perturbation technique for near capacity multi-antenna multiuser communication—part I: channel inversion and regularization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 195-202.
- [4] 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.
- [5] Sharif M, Hassibi B. On the capacity of MIMO broadcast channels with partial side information[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005, 51(2): 506-522.
- [6] Samsung Electronics. Downlink MIMO for EUTRA [EB/OL]. <http://www.3gpp.org/ftp/tsg.ran/wg1.r11/TSGR1.44/Docs/R1-060335>. (2006-2-13).
- [7] Love D J, Heath R W, Lau V, et al. An overview of limited feedback in wireless communication systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(8): 1341-1365.
- [8] 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.
- [9] Au-Yeung C K, Park S Y, Love D J. A simple dual-mode limited feedback multiuser downlink system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1514-1522.
- [10] Zhang J, Kountouris M, Andrews J G, et al. Achievable throughput of multi-mode multiuser MIMO with imperfect CSI constraints[C]//IEEE International Symposium on Information Theory. Seoul, Korea: IEEE Information Theory Society Press, 2009: 2659-2663.
- [11] Kim Y H, Chae H J, Yang J H, et al. A near-exact sum rate approximation of random beamforming and its application to mode optimization [J]. IEICE Transactions on Communications, 2009, E92-B(3): 1049-1052.
- [12] Sohn I, Choi J, Lee B O, et al. Unitary beamforming multi-user MIMO system with efficient user scheduling algorithm [J]. IEICE Transactions on Communications, 2010, E93-B(7): 1965-1968.

**作者简介:**徐飞(1986-),男,硕士研究生,研究方向:多用户有限反馈、多用户调度与预编码技术,E-mail: xufeixw@mail.ustc.edu.cn;邱玲(1963-),女,教授,博士生导师,研究方向:无线通信。