

MIMO 广播系统中基于有限反馈的多用户选择新算法

解芳 袁超伟 程铁铮 李琳
(北京邮电大学信息与通信工程学院 北京 100876)

摘要: 在基于有限反馈多输入多输出(MIMO)广播系统的多用户选择研究中,目前已有的用户信噪干扰比(SINR)估计存在较大误差,这使得整个系统的性能受到制约。该文利用推导出的上下界来联合估计用户接收到的有用信号功率,得到了一种误差较小的 SINR 估计式,并基于该式给出了一种用户选择新算法。仿真结果表明,新的用户选择算法可以在低信噪比和高信噪比下同时达到较优性能,且复杂度较低。

关键词: 多输入多输出;有限反馈;多用户选择;SINR 估计

中图分类号: TN93

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)11-2785-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01519

A New Multi-user Selection Algorithm in MIMO Broadcast System with Limited Feedback

Xie Fang Yuan Chao-wei Cheng Tie-zheng Li Lin

(School of Information and Communication Engineering,
Beijing University of Posts and Telecommunication, Beijing 100876, China)

Abstract: In the research on multi-user selection of Multiple Input Multiple Output (MIMO) broadcast system with limited feedback errors in users' SINR estimation in existing methods are big, which constrains the system capacity. In this paper by combining the deduced upper and lower bound to estimate the users' received signal power, a novel users' SINR estimation method with smaller error is derived and a new corresponding multi-user selection algorithm is proposed. Simulation results show that better performance and lower complexity can be achieved with the proposed algorithm both in low SNR and in high SNR.

Key words: Multiple Input Multiple Output (MIMO); Limited feedback; Multi-user selection; SINR estimation

1 引言

理论研究表明, MIMO 广播系统采用迫零波束赋形(Zero Forcing BeamForming, ZFBF)预编码技术,并结合恰当的多用户选择算法,可以达到接近脏纸编码(Dirty Paper Coding, DPC)的容量^[1]。但该结论的前提是发送端已知用户全部信道状态信息(Channel State Information, CSI),而在频分双工系统中发送端只能通过有限反馈获得部分的 CSI,因此许多文献针对有限反馈下的多用户选择问题进行了深入研究。

文献[2]指出有限反馈下 MIMO 广播系统进行 ZFBF 预编码时需要接收端反馈信道方向信息(Channel Direction Information, CDI),而进一步提高系统容量则还需反馈信道质量标识(Channel Quality Indicator, CQI)进行多用户选择。文献[2]

中提出的多用户选择算法由于采用受门限参数制约较大的半正交用户选择方法(SUS)^[3],故性能不佳。为了弥补文献[2]的不足,文献[4]在发送端对多个用户的 SINR 进行估计,并利用贪婪方法进行基于容量最大化的多用户选择,其中 CQI 反馈内容由 SINR 估计式确定。文献[4]达到的系统容量相对文献[2]有提高,但它的 SINR 估计误差较大,在采用贪婪方法进行用户递增选择时,不能同时在低信噪比下与高信噪比下均达到较优的系统容量。而之后基于 ZFBF 的有限反馈研究^[5,6]大都沿用文献[4]中的 SINR 估计式,仍存在 SINR 估计误差大以致影响系统容量的问题。至于其他线性预编码方法^[7,8]虽然在特定条件下具有编码优势,但当信噪比和用户数均适中时性能不及 ZFBF 预编码。

考虑到目前有限反馈下基于 ZFBF 预编码的 SINR 估计误差较大,本文利用上下界联合估计用户接收到的有用信号功率,得到一种误差较小的 SINR 估计式,并相应给出了一种低复杂度的用户选择新算法。理论分析和仿真结果表明,新算法采用贪婪

2009-11-27 收到, 2010-03-22 改回

国家自然科学基金(60872149, 60672132)资助课题

通信作者: 袁超伟 yuancw2000@bupt.edu.cn

方法进行用户递增选择时无论在低信噪比还是在高信噪比下都能达到较优的系统容量, 弥补了文献[4]的不足, 且复杂度较低。

2 系统模型

考虑窄带 MIMO 广播通信系统^[2], 发送端配置 M 根天线, 接收用户配置单天线, 共 K 个接收用户。假设信道为瑞利平坦衰落信道, 发送端根据接收用户反馈的信道信息(包含 CDI 和 CQI)选择用户组 S 进行通信, 并对传输符号进行预编码处理, 整个通信系统传输模型为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{T}\mathbf{u} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_M]^T$ 为预编码后的传输信号矢量; $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{|S|}]^T$ 为 $|S|$ 个用户接收到的信号矢量, $|S|$ 为用户组 S 中的用户数目; $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1^T, \dots, \mathbf{h}_{|S|}^T]^T \in \mathbb{C}^{|S| \times M}$ 为信道矩阵, 其中所有元素都是独立同分布的复高斯随机变量, 且均值为 0, 方差为 1; $\mathbf{T} = [\mathbf{t}_1, \dots, \mathbf{t}_{|S|}]$ 为预编码矩阵; $\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_{|S|}]^T$ 为发送给 $|S|$ 个用户的信号矢量; $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{|S|}]^T$ 是零均值加性高斯白噪声(AWGN), 且 $E(\mathbf{n}\mathbf{n}^H) = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{|S|}$, σ_n^2 为归一化噪声功率。文中 $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 和 (\cdot) 分别表示矩阵的转置, 共轭转置和归一化, $|\cdot|$ 表示向量的模值, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角矩阵。

3 基于 CDI 的 ZFBF

为了便于分析说明, 本文先简单介绍基于 CDI 的 ZFBF 方法。接收用户 k 根据随机量化码本^[2,6]将信道方向信息(CDI) $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 量化为 $\hat{\mathbf{h}}_k$ 后进行反馈^[2], 它们之间的关系表示为

$$\tilde{\mathbf{h}}_k = (\tilde{\mathbf{h}}_k, \hat{\mathbf{h}}_k) \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k \quad (2)$$

其中 \mathbf{e}_k 表示量化误差矢量, 为了推导方便, 引入 $\theta_k \in [0, \pi/2]$ 表示 $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_k$ 之间的夹角, 即

$$\cos \theta_k = \left| \tilde{\mathbf{h}}_k \hat{\mathbf{h}}_k^H \right| \quad (3)$$

由式(2)可知 $|\mathbf{e}_k|^2 = \sin^2 \theta_k$ 。发送端接收到反馈信息后, 根据量化信息 $\{\hat{\mathbf{h}}_k\}$ 进行预编码。设发送端得到的多用户信道矩阵为 $\hat{\mathbf{H}}_S = [\hat{\mathbf{h}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{|S|}^T]^T$, 则 ZFBF 预编码矩阵为^[2]

$$\mathbf{T} = \mathbf{F}_S \text{diag}(\mathbf{p})^{1/2} = \hat{\mathbf{H}}_S^H \left(\hat{\mathbf{H}}_S \hat{\mathbf{H}}_S^H \right)^{-1} \text{diag}(\mathbf{p})^{1/2} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{p} = [p_1, \dots, p_{|S|}]$, p_k 为用户 k 分得的功率, 功率总和为 P 。在 ZFBF 预编码中在各用户间采用等功率分配原则, 即式(5), 其中 \mathbf{f}_k 表示为 \mathbf{F}_S 矩阵的第 k 列。

$$p_k = \frac{P}{|S| \cdot |\mathbf{f}_k|^2} \quad (5)$$

4 SINR 估计及 CQI 反馈

在采用 ZFBF 预编码的 MIMO 广播系统中, 为了进一步提高系统容量, 进行多用户选择时还需要 CQI^[2]。尽管预编码和多用户选择是两个不同的方法, 但二者的联系十分紧密。多用户选择追求的目标一般是系统容量最大化, 而系统容量计算所用到的 SINR 与采用的预编码方法和 CQI 信息直接相关。由于有限反馈下发送端只能对用户 SINR 进行估计, 如果 SINR 估计误差较大, 则容量估计误差也较大, 那么很难找到性能好的用户组合, 从而影响多用户选择性能。文献[4]给出了 3 种 SINR 估计表达式及相应的 CQI, 遗憾的是文中所给的 SINR 估计误差均较大。本文利用上下界来联合估计用户接收的有用信号功率, 同时重新估计干扰信号, 得到了一种误差较小的 SINR 估计式。下面详细介绍估计过程。

选择用户组 S 进行 ZFBF 预编码, 用户 k 的预编码向量为 \mathbf{f}_k , 则用户 k 接收的信干比为^[4]

$$\text{SINR}_k = \frac{p_k |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2}{1 + \sum_{i \in S \setminus k} p_i |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_i|^2} \quad (6)$$

其中 $\tilde{\mathbf{f}}_k$ 为 \mathbf{f}_k 的归一化向量。文献[4]中均按如下方式对有用信号功率进行估计, 即 SINR_k 的分子部分。

$$\begin{aligned} \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2 &= \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \left| (\tilde{\mathbf{h}}_k, \hat{\mathbf{h}}_k) (\hat{\mathbf{h}}_k, \tilde{\mathbf{f}}_k) + (\mathbf{e}_k, \tilde{\mathbf{f}}_k) \right|^2 \\ &\approx \frac{P |\mathbf{h}_k|^2 \cos^2 \theta_k}{|S| |\mathbf{f}_k|^2} \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)近似中完全忽略了量化误差部分, 降低了有用信号功率, 得到的是它的一个下界, 同时由于信号能量固定, 当有用信号功率偏小时也就意味着干扰变大。为了得到更有效的 SINR 估计, 我们从编码方法上对有用信号进行重新估计。因为 \mathbf{f}_k 处于除 \mathbf{h}_k 外的用户信道矩阵 $\bar{\mathbf{H}}_k$ 的零空间内 ($\bar{\mathbf{H}}_k$ 为归一化矩阵), 所以有用信号功率可以借助零空间进行化简。

$$\begin{aligned} \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2 &= \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k^H \tilde{\mathbf{h}}_k^H \\ &\leq \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \tilde{\mathbf{h}}_k (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k) \tilde{\mathbf{h}}_k^H \end{aligned} \quad (8)$$

令 $\mathbf{Q} = \mathbf{I} - \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k$, 将式(2)代入式(8)中, 化简为

$$\begin{aligned} \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2 &\leq \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \left(\cos^2 \theta_k \times \hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H \right. \\ &\quad \left. + \sin^2 \theta_k \times \tilde{\mathbf{e}}_k \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{e}}_k^H \right) \approx \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H \end{aligned} \quad (9)$$

其中式(8)中的不等式是因为利用 \mathbf{f}_k 所在的零空间代替本身的空间, 进行了放大; 而式(9)将量化误差

向量考虑在其它用户的零空间内, 且采用近似处理假定投影 $\tilde{\mathbf{e}}_k \mathbf{Q} \tilde{\mathbf{e}}_k^H$ 和量化投影 $\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H$ 相同。可见式(9)是有用信号功率的一个上界。而式(7)是有用信号功率的下界, 综合式(7)和式(9)共同估计用户接收到的有用信号功率, 即(10)式。

$$\begin{aligned} \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2 &\approx \frac{P}{|S|} \sqrt{\frac{|\mathbf{h}_k|^2 \cos^2 \theta_k}{|\mathbf{f}_k|^2}} \sqrt{|\mathbf{h}_k|^2 \times \hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H} \\ &\approx \frac{P}{|S|} \frac{|\mathbf{h}_k|^2 \cos \theta_k}{|\mathbf{f}_k|} \sqrt{\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H} \end{aligned} \quad (10)$$

式(10)利用有用信号功率的上下界采用折中处理使估计式更接近原式, 略大于文献[4]中的估计值, 适当提高了有用信号的估计值。式(10)中量化信道在有用信号中的影响是 $\cos \theta_k$, 假定信道总增益为 1, 有用信号部分为 $\cos \theta_k$, 则作为干扰存在的 \mathbf{e}_k 影响就会降低为 $1 - \cos \theta_k$, 相对文献[4]中的 $\sin^2 \theta_k$ 干扰影响降低了, 则干扰项 $E[|\mathbf{e}_k \tilde{\mathbf{f}}_i|^2]$ 降低为 $(1 - \cos \theta_k) / (M - 1)$, 那么用户 k 的 SINR_k 估计为

$$\begin{aligned} E(\text{SINR}_k) &\geq \frac{\frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k \tilde{\mathbf{f}}_k|^2}{1 + \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 E \left[\sum_{i \in S \setminus k} |\mathbf{e}_k \tilde{\mathbf{f}}_i|^2 \right]} \\ &\approx \frac{\frac{P}{|S|} \frac{|\mathbf{h}_k|^2 \cos \theta_k}{|\mathbf{f}_k|} \sqrt{\hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H}}{1 + \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \frac{|S| - 1}{M - 1} (1 - \cos \theta_k)} \end{aligned} \quad (11)$$

其中式(11)的不等式应用了 Jensen 不等式。为了便于对比我们列出文献[4]中的部分方法,

$$E(\text{SINR}_k) \geq \frac{\frac{P}{|S|} \frac{|\mathbf{h}_k|^2 \cos^2 \theta_k}{|\mathbf{f}_k|^2}}{1 + \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \frac{|S| - 1}{M - 1} (1 - \cos^2 \theta_k)} \quad (12)$$

式(12)为文献[4]中的方法 3, 虽然其他方法需要反馈较小(详见表 1), 但方法 1 没有考虑干扰, 方法 2 的 SINR 估计比方法 3 更小, 即误差更大, 所以只列出方法 3。相比式(12), 本文式(11)适当减小了有用信号功率估计误差, 提高了 SINR 估计下界, 从而使得整体估计误差较小。然而式(11)直接应用于多用户选择中, 复杂度仍较高, 为了进一步降低复杂度, 在挑选用户时采用一种计算量非常小的 SINR 估计式, 即式(13), 仅在对选出的用户组进行容量估计

时使用式(11)。

$$E(\text{SINR}_k) \geq \frac{\frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \times \hat{\mathbf{h}}_k \mathbf{Q} \hat{\mathbf{h}}_k^H}{1 + \frac{P}{|S|} |\mathbf{h}_k|^2 \frac{|S| - 1}{M - 1} (1 - \cos \theta_k)} \quad (13)$$

式(13)在有用信号估计上采用式(9)。根据 $E(\text{SINR}_k)$ 及 $E(\text{SINR}_k)$ 的估计式, 接收用户需要反馈的 CQI 包含 $|\mathbf{h}_k|^2$ 和 $\cos \theta_k$, 这与文献[4]中的第 3 种方法所需反馈是一致的。

5 有限反馈下一种新的用户选择算法

基于上节的 SINR 估计式及所需的 CQI, 本文给出新的用户选择算法。文献[4]基于 SINR 估计式提出了两种用户选择算法, 第 1 种采用贪婪方法进行递增选择, 由于 SINR 估计误差较大, 只能在部分信噪比范围内获得较好性能, 同时因涉及大量容量计算, 复杂度较高。第 2 种采用树形搜索方法, 提高了系统容量, 但复杂度更高。考虑实际应用中复杂度不宜太高, 因此在同样采用贪婪递增方法的前提下, 本文给出了一种复杂度更低的用户选择新算法。与文献[4]中第 1 种算法相比, 新算法利用所提估计表达式对选出的用户组容量进行估计, 而在选择用户时依据另外一种简单估计式, 避免了大量容量计算, 复杂度大大降低, 具体过程如下所示。

- (1) 初始化: $S_0 \leftarrow \phi, U \leftarrow \{1, \dots, K\}, R(S_0) \leftarrow 0$
- (2) $s_1 \leftarrow \arg \max_{u \in U} \frac{|\mathbf{h}_u|^2}{1 - \cos \theta_u}, S_1 \leftarrow \{s_1\};$
- (3) **for** $n = 2$ **to** M **do**
- (4) $s_n \leftarrow \arg \max_{u \in U \setminus S_{n-1}} E(\text{SINR}_u)$
- (5) **if** $R(S_{n-1} \cup \{s_n\}) \leq R(S_{n-1})$ **then**
- (6) $S_n \leftarrow S_{n-1}$
- (7) **break;**
- (8) **else**
- (9) $S_n \leftarrow S_{n-1} \cup \{s_n\}$
- (10) **end if**
- (11) **end for**

其中 U 表示可选用户集, S_i 表示第 i 次选后选择的用户集。第 4 行的 $E(\text{SINR}_u)$ 采用的是式(13), 而第 5 行容量计算采用的 SINR 估计式就是本文所推导更为有效的式(11)。需说明的是, 由于所推导的 SINR 受信道的模值和量化误差的影响, 所以第 1

表 1 反馈 CQI 对比

文献[4]方法 1	文献[4]方法 2	文献[4]方法 3	本文方法
$ \mathbf{h}_k ^2 \cos^2 \theta_k$	$(P/M) \mathbf{h}_k ^2 \cos^2 \theta_k / (1 + (P/M) \mathbf{h}_k ^2 \sin^2 \theta_k)$	$ \mathbf{h}_k ^2, \cos^2 \theta_k$	$ \mathbf{h}_k ^2, \cos \theta_k$

个用户选择信道模值较大同时误差较小的用户，具体方法即为步骤2。

6 仿真结果及复杂度分析

为了说明算法的性能，本文和文献[4]进行了比较，其中CQI反馈包含信道的模值和量化误差，为完全反馈，同时CDI基于随机量化码本反馈。图1是 $M=4$ ， $K=20$ ，CDI反馈比特数 $B=8$ 时本文算法和文献[4]算法1的对比。从图中可以看出，方法1整体性能较差，方法2在SNR小于25 dB时系统容量较高，随着SNR增加会出现平顶效应，方法3避免了平顶效应，但SNR为15-27 dB时容量比方法2明显降低。而本文算法无论在低信噪比下还是高信噪比下都能达到较优性能。图2是 $K=20$ ， $B=8$ 时不同发射天线数情况下的性能对比，从图中可知，文献[4]中各方法均有较差的情况存在，而本文所提算法在不同发射天线数下都达到了较优性能，需要说明的是随着发射天线数增加接入用户增加，导致干扰增大，系统整体性能有所减低。

图3着重对比了本文算法和文献[4]中算法1采用方法3时平均选择用户数情况。从图中可以看出，本文算法在信噪比15-30 dB范围内，选择出的用户数平均多1-2个，该图很好地解释了图2中本文算法的优势所在，即有效增加选择了用户数，进而验证了算法有效性。

证了算法有效性。

接下来分析算法复杂度，均以flop衡量。本文算法复杂度集中在步骤4的 $E(\text{SINR}_u)$ 计算，复杂度为 $\phi^1 = (8M^2 + 8M)K$ ，虽然涉及容量计算，但只与挑选用户个数有关，因此可以忽略。而文献[4]中的算法每增加一个用户就需计算容量，涉及矩阵求逆和向量求模，复杂度为 $\phi^2 = (16MN^2 + 64/3N^3 + 4MN)K (M \geq N \geq 2)$ ， N 是所选用用户数目，即使 N 取2也会有 $\phi^1 < \phi^2$ ，所以本文算法复杂度必定小于文献[4]的算法。结合图3分析各方法的复杂度，文献[4]方法3的复杂度为86180 (flops)，本文算法为24128 (flops)，复杂度大大降低。

7 结论

有限反馈下的MIMO BC系统不可避免地受到量化误差的影响，由此造成了多用户选择中的SINR估计误差，而SINR估计的准确度对多用户选择性能影响很大。本文基于迫零算法利用上下界联合估计用户接收到的有用信号功率，提出了一种误差较小的估计表达式，并给出相应的贪婪用户选择算法，通过与相同条件下的文献[4]中算法1的对比，本文算法可以在整个信噪比区间内都达到较优性能，且复杂度较低。

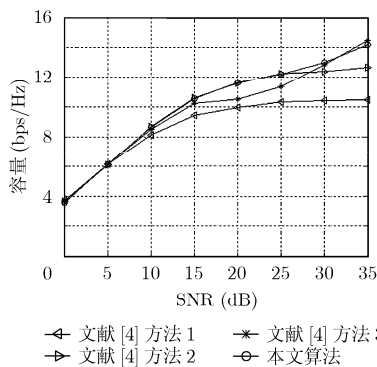


图1 $M=4$ 时各种用户选择算法性能比较

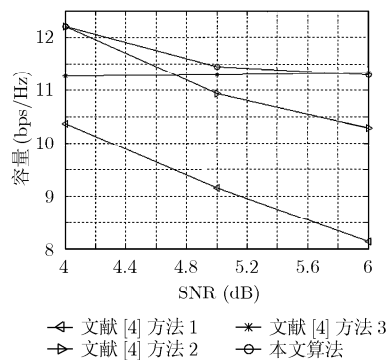


图2 不同发射天线时各种算法性能比较

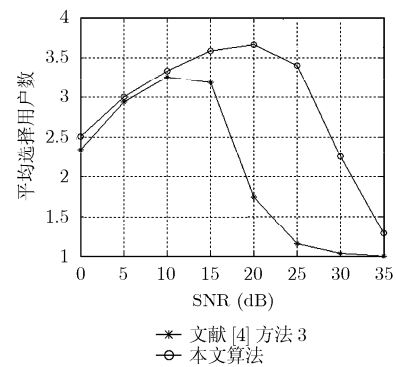


图3 $M=4$ 时不同算法的平均用户选择数

参考文献

- [1] 程铁铮, 袁超伟, 解芳. MIMO广播系统中的用户丢弃准则[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(3): 27-31.
Cheng Tie-zheng, Yuan Chao-wei, and Xie Fang. User rejection criterion under MIMO broadcast system[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2009, 32(3): 27-31.
- [2] Yoo Taesang, Jindal Nihar, and Goldsmith Andrea. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(7): 1478-1491.
- [3] Yoo Taesang and Goldsmith Andrea. On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(3): 528-541.
- [4] Matteo Trivellato, Boccardi Federico, and Tosato Filippo. User selection schemes for mimo broadcast channels with limited feedback[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference, Ireland*, 2007: 2089-2093.
- [5] Trivellato M, Boccardi F, and Huang H. On transceiver design and channel quantization for downlink multi-user mimo systems with limited feedback[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(8):

- 1494-1504.
- [6] Sohn Ilsoo, Park Chang Soon, and Lee Kwang Bok. Dynamic channel feedback control for limited-feedback multi-user mimo systems[C]. IEEE international Conference on Communication, Germany, 2009: 1-5.
- [7] Chun kin au-yeung, Seung Y P, and Love D J. A simple dual-mode limited feedback multiuser downlink system[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(5): 1514-1522.
- [8] Huang kai-bin, Andrews J G, and Heath R W. Performance of orthogonal beamforming for SDMA with limited feedback[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(1): 152-164.
- 解 芳: 女, 1983 年生, 博士生, 研究方向为无线通信物理层.
袁超伟: 男, 1960 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信关键技术.
程铁铮: 男, 1983 年生, 博士, 研究方向为无线通信物理层研究.