

## 多输入多输出广播信道下基于有限反馈的 最大输出 SINR 线性天线合并算法

吕磊\* 张忠培

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 611731)

**摘要:** 在基于有限反馈的多天线 MIMO 广播信道下, 由信道量化误差带来的多用户干扰(MUI)会严重地降低系统性能。天线合并技术可以利用多接收天线提供的多维自由度有效地改善系统性能。该文针对最近被证明为最优的反馈资源分配策略, 设计了一种线性天线合并算法, 该算法在提高反馈精度和增强期望信号增益之间做出合理的折中, 可使期望输出信噪干扰比(SINR)最大化。首先导出了线性合并器期望输出 SINR 的下界闭合表达式, 然后利用这个表达式得到使输出 SINR 最大化的线性合并器。仿真表明该线性合并算法与已有算法相比具有明显的性能提升。

**关键词:** 多输入多输出; 线性天线合并器; 最大信噪干扰比; 迫零波束形成; 有限反馈

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)06-1460-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01307

## Limited Feedback-based Maximum SINR Linear Antenna Combiner for MIMO Broadcast Channels

Lü Lei Zhang Zhong-pei

(National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of  
Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** MultiUser Interference (MUI) caused by channel quantization error degrades the performance of the limited feedback-based multiuser Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems. Antenna combining techniques can effectively improve the system performance with the additional dimension of freedom. In this paper, a linear antenna combiner is proposed for the feedback overhead allocation strategy which is proved to be the optimal scheme. First, the closed-form lower bound of each user's expected post-combining Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) is derived. Then, using this bound expression, the proposed combiner is obtained which aims to maximize the expected post-combining SINR. Monte Carlo simulations show that the proposed combiner achieves better performance compared with the existing antenna combining algorithms.

**Key words:** MIMO; Linear antenna combiner; Maximum SINR; Zero-forcing beamforming; Limited feedback

### 1 引言

在基于有限反馈的多输入多输出(MIMO)广播信道中, 由于信道量化误差的存在, 多用户干扰(MUI)无法被完全消除, 系统性能受到严重影响。文献[1-3]从干扰抑制的角度提出了不同的波束形成算法以及反馈资源分配方案, 然而为了简化分析, 这些文献均假设每个用户只有一根接收天线。如果用户端装配有多根接收天线且每个用户只接收一个数据流, 则接收端可以利用冗余的自由度来提高反

馈精度或者增强对期望信号的增益, 从而有效地改善系统性能。干扰抑制合并(IRC)<sup>[4-7]</sup>技术利用冗余的自由度来消除干扰, 但是要求接收天线数不能小于所有用户数据流张成空间的维度, 这个条件在实际应用中难以达到。文献[8]提出了一种结合 IRC 和天线选择的线性合并器, 可以有效抑制 MUI, 但是这种算法需要接收端装配额外的射频器件, 这增加了用户的设计复杂度与成本。最大比合并<sup>[9-11]</sup>技术可利用冗余的自由度有效提升期望信号的增益, 但是由于忽略了对 MUI 的抑制, 所以在多用户环境下性能较差。文献[12]提出了一种以提高反馈精度为目标的最小化合并算法(QBC), QBC 在多天线张成的子空间中寻找一个与反馈码字最接近的矢量, 提升了信道量化反馈精度, 从而使 MUI 得到有效地抑制。然而由于 QBC 只考虑信道反馈的准确性而忽略了

2013-08-28 收到, 2013-11-22 改回

国家科技重大专项(2012ZX03001027-003), 国家自然科学基金(61101092)和中央高校基本科研业务费专项资金(ZYGX2010J010)资助课题

\*通信作者: 吕磊 lvlei@uestc.edu.cn

期望信号的功率损失,所以在低信噪比(SNR)环境下 QBC 的性能较差。考虑到 QBC 的上述缺陷,文献[13]提出了以最大化合并输出信干噪比(SINR)为目标的线性天线合并算法(MESC)。虽然以最大化合并输出 SINR 为目标的线性天线合并算法在理论上性能是最优的,但是 MESC 算法必须依赖大量用户的反馈和用户调度来消除部分 MUI,当反馈用户数量较少时 MESC 有较大的性能损失。MIMO 系统中基于 SINR 最大化的收发器设计方案有很多,例如文献[14]对 MESC 算法的性能做了详尽分析并给出了基于 MESC 算法的用户调度方案,然而这些分析是基于对大量用户进行准正交调度的;文献[15]给出了多用户广播信道下加权 SINR 分析的基本框架,然而这个框架没有考虑有限反馈带来的影响;文献[16]结合了码本量化研究了多用户环境下用户合并后 SINR 最大化的问题,然而这个方案也是基于对大量用户进行准正交调度的。

在实际商用的闭环 MIMO 系统中,用来进行用户信道信息反馈的上行信道资源往往是固定有限的,而把这些固定的反馈资源分配给大量用户来获得多用户分集增益还是分配给少量用户来获得更高的反馈精度是两种不同的反馈资源分配策略。最近有文献研究表明,即使对一个有大量用户存在的 MIMO 广播系统来说,把固定的反馈资源分配给少量用户以提高反馈精度是更好的反馈资源分配策略<sup>[17]</sup>。基于这样一个少量用户反馈的应用场景,本文提出了一种以最大化合并输出 SINR 为目标的线性天线合并算法。虽然本文提出的线性合并器的设计目标也是最大化 SINR,但是与现有方案的区别主要体现在两个方面:第一,本文提出的线性合并器是基于有限反馈设计的;第二,由于本文提出的线性合并器不依赖用户调度,所以在设计的过程中考虑了不同用户量化信道的非正交性带来的额外的 MUI。首先,分析给出了线性天线合并器输出 SINR 期望值的下界闭合表达式;然后,利用这个表达式得到了最大化合并输出 SINR 的线性天线合并算法。仿真表明本文提出的线性天线合并算法较现有的算法有明显的性能提升,而且随着反馈量或者接收天线数的增加,本文提出的线性天线合并算法会获得更高的性能增益。

## 2 系统模型

本文考虑发射端装配  $M$  个发射天线,每个用户端装配  $N$  ( $1 < N < M$ ) 个接收天线的 MIMO 广播信道。按照文献[17]得出的结论,假设系统的上行反馈资源只分配给  $M$  个用户,并且发射端利用这  $M$  个用户反馈的信道信息进行预编码后向每个用户发射一个数据流。假设发射功率平均分配,第  $m$  个用户的线性天线合并器输出信号  $y_m$  可表示为

$$y_m = \sqrt{\frac{P}{M}} \mathbf{r}_m^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_m x_m + \sqrt{\frac{P}{M}} \sum_{j=1, j \neq m}^M \mathbf{r}_m^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_j x_j + \mathbf{r}_m^H \mathbf{n}_m \quad (1)$$

其中  $(\bullet)^H$  表示共轭转置,  $\mathbf{r}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  表示第  $m$  个用户的线性合并矢量且  $\mathbf{r}_m$  的模为 1,  $\mathbf{H}_m \in \mathbb{C}^{N \times M}$  表示第  $m$  个用户的 MIMO 信道矩阵(本文假设接收端可通过信道估计得到无误差的信道信息),  $\mathbf{f}_m \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  表示发射端用来对第  $m$  个用户的数据进行预编码的波束形成矢量,  $x_m$  表示发射给第  $m$  个用户的数据字符且满足  $E\{|x_m|^2\} = 1$ ,  $\mathbf{n}_m \in \mathbb{C}^{N \times 1}$  表示第  $m$  个用户处的加性高斯白噪声矢量,  $P$  表示发射端的总发射功率。假设  $\mathbf{H}_m$  与  $\mathbf{n}_m$  中的每个元素均服从零均值单位方差的复高斯分布,那么每个用户处的 SINR 为  $\rho = P/M$ 。

为了简化表达将第  $m$  个用户经过线性合并后的等价多输入单输出(MISO)信道表示为  $\mathbf{h}_m^H = \mathbf{r}_m^H \mathbf{H}_m$ 。本文假设上行反馈资源平均分配给  $M$  个用户,每个用户的反馈量为  $B$  bit,并且用户使用随机矢量量化(RVQ)码本来量化其等价 MISO 信道。因此,每个用户的量化码本  $\mathbf{U}$  包含了  $2^B$  个码字:

$\mathbf{U} = \bigcup_{i=1}^{2^B} \mathbf{u}_i$ , 其中  $\mathbf{u}_i \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  是各向同性分布的单位矢量。由于只有  $M$  个用户反馈信道信息,发射端直接对每个用户发射一个数据流而无需进行用户调度,这时传统最优的线性天线合并算法 MESC 不再适用。针对这个少量用户反馈的应用场景,本文将考虑最优线性天线合并器的设计问题。

假设发射端使用迫零波束形成(ZFBC)<sup>[18]</sup>来消除 MUI。首先发射端计算矩阵伪逆:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}(S))^\dagger = \mathbf{H}(S)^H (\mathbf{H}(S) \mathbf{H}(S)^H)^{-1} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{H}(S)$  是所有  $M$  个用户的量化等价 MISO 信道组成的矩阵  $\mathbf{H}(S) = [\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}_2, \dots, \hat{\mathbf{h}}_M]^H$ 。虽然为了简化表达我们把不同用户码本中的第  $i$  个码字均用  $\mathbf{u}_i$  来表示,而需要强调的是由于每个用户的 RVQ 码本是独立产生的,所以每个用户反馈的码字  $\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}_2, \dots, \hat{\mathbf{h}}_M$  是不同的,这保证了式(2)中的  $\mathbf{H}(S)$  是满秩的。然后发射端计算不同用户的波束成型矢量:

$$\mathbf{f}_j = \mathbf{w}_j / |\mathbf{w}_j| \quad (3)$$

其中  $\mathbf{w}_j$  是  $\mathbf{W}$  的第  $j$  列。结合式(2),式(3)可以得到

$$\hat{\mathbf{h}}_m \mathbf{f}_j = \begin{cases} \frac{1}{|\mathbf{w}_j|}, & j = m \\ \hat{\mathbf{h}}_m \mathbf{f}_j = 0, & j \neq m \end{cases} \quad (4)$$

这里需要说明的是,由于发射端获得的信道信息是有量化误差的, MUI 无法被完全消除。

### 3 最大输出 SINR 线性天线合并器

本节首先对线性天线合并器的输出 SINR 进行理论分析, 然后在此基础上设计最大输出 SINR 线性天线合并器。如果第  $m$  个用户反馈码字  $\mathbf{u}_i$  ( $\hat{\mathbf{h}}_m = \mathbf{u}_i$ ), 那么其反馈误差可定义为

$$\mathbf{e}_{m,i} = \tilde{\mathbf{h}}_m - \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{u}_i \right| \mathbf{u}_i \quad (5)$$

其中  $\tilde{\mathbf{h}}_m = \mathbf{h}_m / |\mathbf{h}_m|$  是等价 MISO 信道的单位方向矢量。如果定义  $\tilde{\mathbf{h}}_m$  与  $\mathbf{u}_i$  之间的夹角为  $\theta_{m,i} = \arccos(\left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{u}_i \right|)$ , 那么结合式(5)可得  $|\mathbf{e}_{m,i}|^2 = \sin^2 \theta_{m,i}$ 。以  $\hat{\mathbf{h}}_m = \mathbf{u}_i$  为前提条件, 如果第  $m$  个用户的天线合并矢量为  $\mathbf{r}$ , 那么合并器输出 SINR  $\gamma_{m,i}(\mathbf{r} | \mathbf{u}_i)$  为

$$\gamma_{m,i}(\mathbf{r} | \mathbf{u}_i) = \frac{|\mathbf{h}_m^H|^2 \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_m \right|^2}{\frac{1}{\rho} + |\mathbf{h}_m^H|^2 \sum_{j=1, j \neq m}^M \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_j \right|^2} \quad (6)$$

然后定义  $\mathbf{e}_{m,i}$  的单位方向矢量为  $\tilde{\mathbf{e}}_{m,i} = \mathbf{e}_{m,i} / |\mathbf{e}_{m,i}|$ , 那么结合式(5), 式(6)中的  $\left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_m \right|^2$  项可做如下分解:

$$\left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_m \right|^2 = \cos^2 \theta_{m,i} \left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{f}_m \right|^2 + |\mathbf{e}_{m,i}|^2 \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m \right|^2 + 2 \cos \theta_{m,i} |\mathbf{e}_{m,i}| \operatorname{Re} \left\{ \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m \mathbf{f}_m^H \mathbf{u}_i \right\} \quad (7)$$

由于发射端使用 ZFBF 算法,  $\mathbf{f}_m$  的空间方向特性是由其它用户反馈的量化信道信息  $\{\hat{\mathbf{h}}_1^H, \hat{\mathbf{h}}_2^H, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{m-1}^H, \hat{\mathbf{h}}_{m+1}^H, \dots, \hat{\mathbf{h}}_M^H\}$  决定的, 所以  $\tilde{\mathbf{e}}_{m,i}$  与  $\mathbf{f}_m$  是  $M$  维复空间中的两个独立各向同性分布的单位矢量。因此式(7)中的  $|\tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m|^2$  服从参数为  $(1, M-1)$  的贝塔分布<sup>[19]</sup>, 那么可以得到其数学期望:

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m \right|^2 \right\} = \frac{1}{M} \quad (8)$$

同样可以得到式(7)中  $\left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{f}_m \right|^2$  项的数学期望:

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{f}_m \right|^2 \right\} = \frac{1}{M} \quad (9)$$

此外, 结合式(4)并且考虑到  $\mathbf{e}_{m,i}$  与  $\mathbf{f}_m$  之间的独立性, 可以获得式(7)中  $\tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m \mathbf{f}_m^H \mathbf{u}_i$  项的数学期望:

$$\mathbb{E} \left\{ \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_m \mathbf{f}_m^H \mathbf{u}_i \right\} = \mathbb{E} \left\{ \mathbf{e}_{m,i}^H \right\} \mathbb{E} \left\{ \frac{\mathbf{f}_m}{|\mathbf{w}_j|} \right\} = 0 \quad (10)$$

结合式(7)-式(10), 可以得到式(6)中  $\left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_m \right|^2$  项的数学期望:

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_m \right|^2 \right\} = \frac{\cos^2 \theta_{m,i}}{M} + \frac{\sin^2 \theta_{m,i}}{M} = \frac{1}{M} \quad (11)$$

接下来分析式(6)中干扰项的数学期望。首先, 使用式(4)和式(5)可以得到式(6)中  $\sum_{j=1, j \neq m}^M \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_j \right|^2$  项的数学期望:

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_j \right|^2 \right) \\ &= \mathbb{E} \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \left( \cos^2 \theta_{m,i} \left| \mathbf{u}_i^H \mathbf{f}_j \right|^2 + |\mathbf{e}_{m,i}|^2 \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_j \right|^2 \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + 2 \cos \theta_{m,i} |\mathbf{e}_{m,i}| \operatorname{Re} \left\{ \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_j \mathbf{f}_j^H \mathbf{u}_i \right\} \right) \right) \\ &= \mathbb{E} \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \left( |\mathbf{e}_{m,i}|^2 \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{f}_j \right|^2 \right) \right) \\ &= (M-1) |\mathbf{e}_{m,i}|^2 \mathbb{E} \left( \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{v}_{\text{null}}[\mathbf{u}_i] \right|^2 \right) \quad (12) \end{aligned}$$

其中  $\mathbf{v}_{\text{null}}[\mathbf{u}_i] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  是一个位于  $\mathbf{u}_i$  零空间的各向同性分布的单位矢量。在式(12)的最后一行, 由于第  $m$  个用户没有  $\{\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{m-1}, \mathbf{f}_{m+1}, \dots, \mathbf{f}_M\}$  的先验信息, 所以将其他  $M-1$  个用户的干扰功率期望值之和等价于某一个用户干扰功率期望值的  $M-1$  倍进行估计。由于  $\tilde{\mathbf{e}}_{m,i}$  与  $\mathbf{v}_{\text{null}}[\mathbf{u}_i] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  是位于同一个  $M-1$  维子空间( $\mathbf{u}_i$  的零空间)中的两个独立且各向同性分布的单位矢量, 因此按照文献[19]中的结论,  $|\tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{v}_{\text{null}}[\mathbf{u}_i]|^2$  服从参数为  $(1, M-2)$  的贝塔分布, 其期望值为

$$\mathbb{E} \left\{ \left| \tilde{\mathbf{e}}_{m,i}^H \mathbf{v}_{\text{null}}[\mathbf{u}_i] \right|^2 \right\} = \frac{1}{M-1} \quad (13)$$

将式(13)代入式(12), 可以求得干扰项

$$\begin{aligned} & \sum_{j=1, j \neq m}^M \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_j \right|^2 \text{ 的数学期望:} \\ & \mathbb{E} \left( \sum_{j=1, j \neq m}^M \left| \tilde{\mathbf{h}}_m^H \mathbf{f}_j \right|^2 \right) = |\mathbf{e}_{m,i}|^2 = \sin^2 \theta_{m,i} \quad (14) \end{aligned}$$

结合式(6), 式(11), 式(14)和詹森不等式, 可以求得天线合并器输出 SINR 期望值下界的闭式解:

$$\begin{aligned} & \mathbb{E} \left( \gamma_{m,i}(\mathbf{r} | \mathbf{u}_i) \right) \\ & \geq \frac{|\mathbf{h}_m^H|^2}{M \left( |\mathbf{h}_m^H|^2 \sin^2 \theta_{m,i} + \frac{1}{\rho} \right)} \\ &= \frac{|\mathbf{h}_m^H|^2}{M \left( \mathbf{r}^H \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H \mathbf{r} \left( 1 - \frac{\mathbf{r}^H \mathbf{H}_m \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_m^H \mathbf{r}}{|\mathbf{r}^H \mathbf{H}_m|^2} \right) + \frac{1}{\rho} \right)} \\ &= \frac{|\mathbf{h}_m^H|^2}{M \mathbf{r}^H \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H \mathbf{r}} \\ &= \frac{|\mathbf{h}_m^H|^2}{M \mathbf{r}^H \left( \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H - \mathbf{H}_m \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_m^H + \frac{1}{\rho} \mathbf{I} \right) \mathbf{r}} \\ & \triangleq \bar{\gamma}_{m,i}(\mathbf{r} | \mathbf{u}_i) \quad (15) \end{aligned}$$

这个结果与现有 MIMO 广播信道用户 SINR 的分析结果有两个主要的区别: 第一, 式(15)的推导过程考虑了有限反馈对系统性能的影响, 信道反馈

误差使得发射端的干扰消除算法无法完全消除 MUI 并且对用户期望信号的增益带来了影响; 第二, 分析过程考虑了用户间量化信道的非正交性带来的额外的 MUI, 而合并器必须考虑调整合并后的等价信道方向在增强期望信号增益和抵消 MUI 之间做出折中。由于式(15)给出的下界表达式是一个瑞利商, 那么输出 SINR 最大化的线性天线合并矢量  $\mathbf{r}_m(\mathbf{u}_i)$  是矩阵束  $(\mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H, (\mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H - \mathbf{H}_m \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_m^H + (1/\rho)\mathbf{I}))$  的最大广义特征值对应的广义特征矢量:  $\mathbf{r}_m(\mathbf{u}_i) \propto$

$$\max \text{.eig} \left( \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H, \left( \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H - \mathbf{H}_m \mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H \mathbf{H}_m^H + \frac{1}{\rho} \mathbf{I} \right) \right) \quad (16)$$

其中  $\max \text{.eig}(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  表示矩阵束  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$  的最大广义特征值对应的广义特征矢量。

由于式(16)给出的最优线性天线合并矢量是以  $\hat{\mathbf{h}}_m = \mathbf{u}_i$  为前提条件的, 那么全局最优的天线合并矢量可以通过遍历所有码字获得

$$\hat{\mathbf{h}}_m^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{u}_i \in \mathcal{U}} \bar{\gamma}_{m,i}(\mathbf{r}_m(\mathbf{u}_i) | \mathbf{u}_i) \quad (17)$$

且

$$\mathbf{r}_m^{\text{opt}} = \mathbf{r}_m(\hat{\mathbf{h}}_m^{\text{opt}}) \quad (18)$$

将等式(18)给出的天线合并矢量称之为“最大 SINR 线性合并器”(MSLC)。使用 MSLC 后, 第  $m$  个用户的实际合并后 SINR 为

$$\tilde{\gamma}_m = \frac{\left| (\mathbf{r}_m^{\text{opt}})^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_m \right|^2}{\frac{1}{\rho} + \sum_{j=1, j \neq m}^M \left| (\mathbf{r}_m^{\text{opt}})^H \mathbf{H}_m \mathbf{f}_j \right|^2} \quad (19)$$

而根据式(15), 其合并后 SINR 期望值的估计下界为

$$\begin{aligned} & \bar{\gamma}_m \\ &= \frac{(\mathbf{r}_m^{\text{opt}})^H \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H \mathbf{r}_m^{\text{opt}}}{M (\mathbf{r}_m^{\text{opt}})^H \left( \mathbf{H}_m \mathbf{H}_m^H - \mathbf{H}_m \hat{\mathbf{h}}_m^{\text{opt}} (\hat{\mathbf{h}}_m^{\text{opt}})^H \mathbf{H}_m^H + \frac{1}{\rho} \mathbf{I} \right) \mathbf{r}_m^{\text{opt}}} \end{aligned} \quad (20)$$

利用式(19), 可以计算天线合并后整个系统的容量:

$$C = \sum_{m=1}^M \log_2(1 + \tilde{\gamma}_m) \quad (21)$$

#### 4 仿真结果及分析

本节针对本文提出的天线合并算法进行了蒙特卡洛仿真并对仿真结果进行分析。由于基于完美反馈的最大本征模式传输算法(Perfect MET)<sup>[13]</sup>性能在所有天线合并算法中是最优的, 在仿真中将其作

为基于有限反馈的天线合并算法的性能上界。图 1 比较了 MSLC 算法下合并器输出 SINR 的期望值理论下界与实际平均值的仿真结果, 在仿真中假设  $M=4, N=3$  ( $N$  为接收天线数) 并且  $B=6$ 。仿真结果表示本文得到的天线合并器输出 SINR 期望值的理论下界与真实值非常接近。此外通过仿真结果可以看出, 一方面当 SNR 较低时, MSLC 为了最大化 SINR 将提高期望信号的功率作为合并器的设计目标, 所以合并器输出 SINR 是高于 SNR 的; 另一方面当 SNR 较高时, MSLC 为了最大化 SINR 将提高反馈精度作为合并器的设计目标以抑制 MUI, 所以合并器输出 SINR 是低于 SNR 的。这体现了 MSLC 算法的自适应特性。

图 2 仿真比较了不同天线合并算法的性能:

QBC, MESC 与 MSLC, 在仿真中假设  $M=4, B=6$ 。仿真表明 MSLC 的性能在所有 SNR 环境下均超过现有的 QBC 与 MESC。而且从仿真结果可见, 一方面当 SNR 较低时, 由于噪声功率远大于 MUI, MSLC 的性能与 MESC 接近, 这是因为在低 SNR 处两者的合并器设计目标都是最大化期望信号功率; 另一方面当 SNR 较高时, MSLC 的性能与 QBC 接近, 这是因为在高 SNR 处合并器输出 SINR 主要取决于 MUI, 而这时 MSLC 和 QBC 的设计目标都是最大化反馈精度。这个结果说明 MSLC 算法可以在增强对期望信号的增益和提高反馈精度之间做出合理的折中。此外, 从图 2 中可见, MSLC 较 QBC 和 MESC 的性能优势是随着接收天线数的增加而增加的。这是由于更多接收天线带来的更多冗余自由度会使天线合并器的设计有更大的空间, 所以合并器的功能会得到放大。最后可以从仿真结果观察到, 增加接收天线数可以显著降低由于有限反馈带来的性能损失(也就是与 Perfect MET 算法的性能差异), 这表明天线合并器可有效地利用冗余的自由度来降低反馈量。

图 3 针对不同的反馈量对不同的天线合并算法进行了性能比较。在仿真中假设  $M=4, N=3, \text{SNR}=10 \text{ dB}$ 。仿真表明 MSLC 的性能增益随着反馈量的增加而增大, 这是由于当码本中的码字增加时, 天线合并算法可以在更优的码字上进行合并器设计, 从而使天线合并器的功能得到放大。由于在本文考虑的系统模型中反馈资源分配给少量用户, 每个用户可获得较大的反馈量, 图 3 得到的仿真结论是非常有意义的。

#### 5 结束语

在有限反馈闭环 MIMO 广播信道中, 将有限的

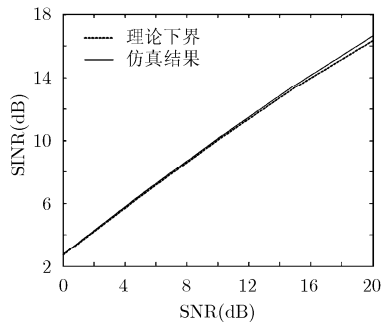


图 1 MSLC 算法下天线合并器输出平均 SINR 的仿真结果

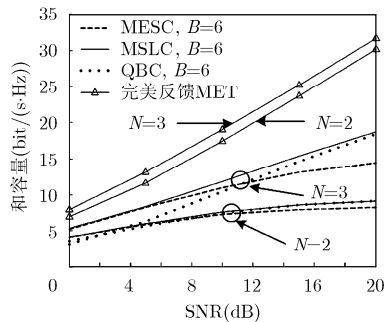


图 2 不同 SNR 下 MSLC 与现有天线合并算法的性能比较

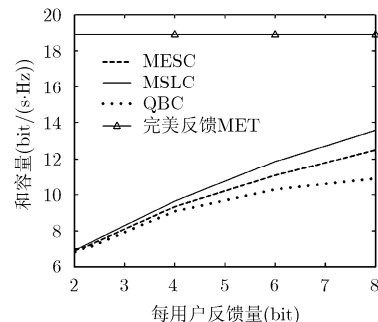


图 3 不同反馈量下 MSLC 与现有天线合并算法的性能比较

反馈资源分配给少量的用户被证明是一种更优的反馈资源分配策略。本文结合这种反馈资源分配策略,设计了一种接收端天线合并算法。该天线合并算法以最大化输出 SINR 为设计目标,使得天线合并器能够在提高期望信号强度和信道量化精度之间做出合理的折中。蒙特卡洛仿真表明,本文提出的天线合并算法较现有的算法有明显的性能提升,并且其性能优势随着反馈量或者接收天线数的增加而变大。

### 参考文献

- [1] Choi H, Park S, Lee S, *et al.* Distributed beamforming techniques for weighted sum-rate maximization in MISO interfering broadcast channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(4): 1314-1320.
- [2] Park S, Park H, Kong H, *et al.* New beamforming techniques based on virtual SINR maximization for coordinated multi-cell transmission[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(3): 1034-1044.
- [3] Yu S, Kong H, Kim Y, *et al.* Novel feedback bit allocation methods for multi-cell joint processing systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(9): 3030-3036.
- [4] Win W and Winters J H. Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1999, 47(12): 1773-1776.
- [5] Winters J H, Salz J, and Gitlin R D. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(2/3/4): 1740-1751.
- [6] Shah A and Haimovich A M. Performance analysis of optimum combining in wireless communications with Rayleigh fading and cochannel interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1998, 46(4): 473-479.
- [7] Mallik R K, Win M Z, Chiani M, *et al.* Bit-error probability for optimum combining of binary signals in the presence of interference and noise[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(2): 395-407.
- [8] Dao N D, Josep S G, Cepeda R, *et al.* Design and evaluation of antenna selection method for interference rejection combining[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(8): 2751-2759.
- [9] Gifford W M, Win M Z, and Chiani M. Antenna subset diversity with non-ideal channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(5): 1527-1539.
- [10] Conti A, Gifford W M, Win M Z, *et al.* Optimized simple bounds for diversity systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(9): 2674-2685.
- [11] Kristem V, Mehta N B, and Molisch A F. Optimal receive antenna selection in time-varying fading channels with practical training constraints[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(7): 2023-2034.
- [12] Jindal N. Antenna combining for the MIMO downlink channel[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(10): 3834-3844.
- [13] Trivellato M, Boccardi F, and Huang H. On transceiver design and channel quantization for downlink multiuser MIMO systems with limited feedback[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(8): 1494-1504.
- [14] Hyukmin S, Seonghyun K, and Sanghoon L. A multi-user MIMO downlink receiver and quantizer design based on SINR optimization[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(2): 559-568.
- [15] Desmond W H C, Tony Q S Q, and Chee W T. A unified analysis of max-min weighted SINR for MIMO downlink system[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(8): 3850-3862.
- [16] Seok H, Kim S, and Lee S. A multi-user MIMO downlink receiver and quantizer design based on SINR optimization [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(2): 559-568.
- [17] Ravindran N and Jindal N. Multi-user diversity vs. accurate channel state information in MIMO downlink channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(9): 3037-3046.
- [18] Vishwanath S, Jindal N, and Goldsmith A. Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2658-2668.
- [19] Ramya B and Robert W H. Adaptive limited feedback for sum-rate maximizing beamforming in cooperative multicell systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(2): 800-811.

吕磊: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 系统有限反馈预编码技术。

张忠培: 男, 1967年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信及抗干扰通信。