

## 有限反馈 SDMA 中基于信干噪比的天线合并算法

王 静 史志华 王 炎 尤肖虎  
(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘 要:** 多天线广播信道中基于信道量化的 MISO-SDMA 系统可通过增加用户端天线并采用相关的天线合并技术来有效降低反馈量的需求。该文提出了一种基于信干噪比 SINR 的天线合并准则,以寻求最优的合并矢量和等效信道量化值。由于综合考虑了接收信道等效功率、量化误差引起的用户间干扰和噪声等因素,改善已有合并算法中仅仅最大化接收端等效信噪比或最小化量化误差的不足。另外,该文从理论上推导分析了在信噪比趋于零和趋于无穷时该算法的极限情形,证明已有的最大比合并和基于量化的合并方法是该文所提算法在极限情况下的特例。计算机仿真表明在相同的反馈量下该文所提算法有着优于二者的性能。

**关键词:** 空分多址接入; MIMO 广播信道; 迫零预编码; 有限反馈; 天线合并; 和容量

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)11-2692-05

## SINR-Based Antenna Combining for Limited Feedback SDMA

Wang Jing Shi Zhi-hua Wang Yan You Xiao-hu  
(National Mobile Communications Research Lab, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** The channel feedback requirement of the MISO-SDMA using Zero-Forcing (ZF) precoding in multi-antenna broadcast channels can be considerably reduced by employing more antennas at user terminals and using the related antenna combining technique. In this paper, a combining scheme based on SINR maximization is proposed to jointly design the optimal combining vector and the quantization of the effective channel vector. Different from the existing combining schemes, the proposed scheme takes into account of both the effective received SNR and the inter-user interferences from the channel quantization. Also, the existing schemes of MRC and quantization-based combining (QBC) are proved that the particular cases if the SNR tends to zero and to infinite, respectively. Simulation results show that the proposed scheme outperforms the above two algorithms in terms of sum capacity, with the same feedback bits.

**Key words:** SDMA; MIMO BC; ZF precoding; Limited feedback; Antenna combining; Sum capacity

### 1 引言

在多天线多用户系统(MIMO multiuser)的下行链路采用空分多址接入(SDMA)技术,可以使用户共享时频资源,当基站精确已知所有用户的信道状态信息(CSI)时,对应的MIMO广播信道(MIMO BC)可达到很高的频谱利用率。考虑频分复用(FDD)系统,用户根据下行导频估计各自的信道,而基站端需通过反馈才能获得信道信息。多天线的使用又使得信道矩阵包含多个参数,直接反馈开销过大,通常采用信道量化或设计预编码矩阵的方式来有效降低信道信息反馈量。在点对点MIMO系统中,在相同反馈量前提下,对最优的预编码阵进行量化反馈获得的增益一般要优于对信道本身进行量化,且只要很少的几个比特就可以达到与理想已知CSI接近

的性能<sup>[1]</sup>。与点对点MIMO系统不同,MIMO BC中用户只知道自己的信道信息,用户之间不能协作,很难找到最优的预编码矩阵,因此在设计多天线广播信道的SDMA技术时较多地使用信道量化的方式<sup>[2-5]</sup>。文献[2,3]分别对有限反馈迫零预编码和迫零脏纸编码(ZF DPC)系统做了和容量分析,推导了有限反馈引起的量化误差带来的系统和容量损失。文中首先根据广义Lloyd算法产生的一个基础码本,然后将其乘以一个随机酉阵作为某个用户的量化码本,这样可以保证所有用户的码本是不同的,不会引起量化信道的奇异。文献[4,5]采用随机矢量量化,分别讨论了迫零预编码和块对角化预编码有限反馈系统的和容量性能,讨论了要达到理想CSI性能时每个用户所需的反馈比特数与发送天线数目和系统工作SNR成正比,这样即使当天线数目和信噪比较小的情况下,反馈比特数目也是相当大的。文献[6,7]通过在用户端增加天线,结合一定的天线合并算法,

使得反馈量有所降低。该算法的出发点是同时寻求天线合并因子和合并后等效信道的量化值,使得量化误差达到最小。但是在低信噪比时,MIMO BC 信道中噪声占主导因素,量化误差引起的干扰占次要因素,因此该算法在低信噪比时性能较差。传统的最大比合并算法使得接收信号等效接收功率最大化,在高信噪比区域则成为干扰受限系统。为了弥补上述算法的不足,本文提出一种基于信干噪比优化的天线合并算法(SBC)。综合考虑接收信道等效功率、量化误差引起的用户间干扰和噪声等因素,所提算法可以明显改善有限多天线的广播信道中有限反馈迫零预编码系统的性能。

## 2 有限反馈迫零预编码 SDMA 模型

考虑多用户 MIMO 系统的下行链路,基站配置  $M$  个发射天线,用户端配置  $N$  个天线,通常有  $M > N$ 。采用 SDMA 方式,系统可同时同频服务于  $K(\leq M)$  个用户,每个用户支持一路数据码流。假设各用户间信道独立,均为平坦块衰落,用户  $k$  的信道矩阵表示为  $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{k1}, \dots, \mathbf{h}_{kN}] \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ,其元素互相独立,均服从均值为零方差为 1 的复高斯分布。若 SDMA 方式下的基站端总的发射信号为  $\mathbf{x}$ ,其功率约束条件为  $E\{\|\mathbf{x}\|^2\} \leq P$ ,则用户  $k$  的接收信号  $\mathbf{y}_k$  可表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k^H \mathbf{x} + \mathbf{n}_k, \quad k = 1, \dots, K \quad (1)$$

其中  $\mathbf{n}_k$  为加性高斯白噪声,噪声方差为 1。

因为每个用户支持一路数据码流,用户端可作天线合并,利用接收分集提高系统的性能。假设合并因子为  $\boldsymbol{\gamma}_k = [\gamma_{k1}, \dots, \gamma_{kN}]^H$ ,为保证合并后噪声方差不被放大,需满足  $|\gamma_k| = 1$ ,即合并因子为单位矢量。合并后用户  $k$  的输出为

$$\mathbf{y}_k^{\text{eff}} = \boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{y}_k = (\mathbf{h}_k^{\text{eff}})^H \mathbf{x} + n_k \quad (2)$$

其中  $\mathbf{h}_k^{\text{eff}} = \mathbf{H}_k \boldsymbol{\gamma}_k$  和  $n_k = \boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{n}_k$  分别表示等效信道矢量和等效噪声。

使用随机量化方式设计矢量信道量化码本<sup>[8]</sup>,用户端对等效信道进行量化,并反馈量化码字的编号。用  $B$  表示每个用户所需的反馈比特数,即信道量化码本  $C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2^B}\}$  中含有  $2^B$  个  $M$  维单位向量。为避免多个用户量化为相同的矢量,引起信道矩阵的奇异,各用户的码本要独立生成。定义向量  $\mathbf{h}_k^{\text{eff}}$  与  $\mathbf{w}_j$  之间的夹角为  $\theta_{k,j} = \angle(\mathbf{h}_k^{\text{eff}}, \mathbf{w}_j), k = 1, \dots, K, j = 1, \dots, 2^B$ ,根据最小角度的原则,各用户按如下准则选取最优码字  $\hat{\mathbf{h}}_{k,k}^{\text{eff}}$ :

$$\hat{\mathbf{h}}_{k,k}^{\text{eff}} = \arg \min_{\mathbf{w}_j \in C} \sin^2(\theta_{k,j}) \quad (3)$$

所有用户的等效信道量化矩阵记作  $\hat{\mathbf{H}}^{\text{eff}} = [\hat{\mathbf{h}}_1^{\text{eff}}$

$\hat{\mathbf{h}}_2^{\text{eff}} \dots \hat{\mathbf{h}}_K^{\text{eff}}]$ ,基站据此作 ZF 预编码。令  $\mathbf{v}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  表示用户  $k$  的迫零预编码矢量,为满足功率约束,必须使得  $\|\mathbf{v}_k\| = 1$ 。将  $(\hat{\mathbf{H}}^{\text{eff}})^\dagger$  进行列归一化,那么其中第  $k$  列即为 ZF 预编码矢量  $\mathbf{v}_k$ 。上标  $\mathbf{H}$  和  $\dagger$  分别为共轭转置和伪逆操作。

文献[7]指出增加用户的天线数,能够有效降低反馈量需求,并提出了一种基于量化的天线合并技术(QBC)。由于充分考虑了量化误差引起的用户间干扰对系统性能的影响,相比最大比合并技术,它在中高信噪比区域具有一定的性能优势,但在低信噪比区域,其性能较差。本文将针对用户配置  $N$  个天线的情况,提出一种基于信干噪比的天线合并算法。

## 3 基于信干噪比天线合并的有限反馈算法

基于 SINR 天线合并准则(SBC)的有限反馈算法思路如下:通过使接收信号功率与量化误差引起的干扰和噪声之比达到最大的 SINR 优化合并准则,寻求一组最优的合并矢量和等效信道量化值。然后将其在码本中的位置反馈给基站,基站据此做迫零预编码。SBC 算法由于充分考虑接收信号功率、量化误差引起的用户间干扰和噪声等因素,克服了已有算法仅考虑接收信号功率或用户间干扰的不足。下面分别给出了问题描述、算法的详细步骤和对算法的分析。不失一般性,以用户  $k$  为例来说明。

### 3.1 问题描述

设欲发送给各用户的信号为  $K \times 1$  的向量  $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_K]^H$ ,其中各元素是独立同分布的均值为 0,方差为 1 的高斯随机变量。用户  $k$  的发送波束成形矢量为  $\mathbf{u}_k$ ,那么  $\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \mathbf{u}_k s_k$ 。用户  $k$  的接收信号为

$$\mathbf{y}_k^{\text{eff}} = \boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{y}_k = (\mathbf{h}_k^{\text{eff}})^H \sum_{i=1}^K \mathbf{u}_i s_i + n_k \quad (4)$$

由于信号和干扰的瞬时功率很难求得,本文采用信干噪比的统计平均值来代替瞬时值。根据式(4),用户  $k$  期望信号的功率为  $S = \boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{\gamma}_k$ ,量化误差引起的用户间干扰为  $I = \boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{H}_k^H (\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H) \cdot \mathbf{H}_k \boldsymbol{\gamma}_k$ ,噪声为  $N = (M/P) \boldsymbol{\gamma}_k^H \boldsymbol{\gamma}_k$ ,则可得到 SINR 的表达式为

$$\begin{aligned} \mathbb{R}(\boldsymbol{\gamma}_k, \mathbf{u}_k) &= \frac{S}{I + N} \\ &= \frac{\boldsymbol{\gamma}_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \boldsymbol{\gamma}_k}{\boldsymbol{\gamma}_k^H \left( (M/P) \mathbf{I}_N + \mathbf{H}_k^H (\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H) \mathbf{H}_k \right) \boldsymbol{\gamma}_k} \end{aligned} \quad (5)$$

基于 SINR 天线合并准则的问题可以描述为寻找一组使得上述 SINR 达到最大值的合并矢量和等效信

道量化矢量:

$$\max_{\mathbf{u}_k \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \max_{\gamma_k: \|\gamma_k\|^2=1} \mathcal{R}(\gamma_k, \mathbf{u}_k) \quad (6)$$

定义  $\mathbf{T}(\mathbf{u}_k) = ((M/P)\mathbf{I}_N + \mathbf{H}_k^H(\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H)\mathbf{H}_k)^{-1/2}$

和  $\tilde{\gamma}_k = \mathbf{T}(\mathbf{u}_k)^{-1} \gamma_k$ , 有  $\mathbf{T}^H(\mathbf{u}_k) = \mathbf{T}(\mathbf{u}_k)$ , 因此,  $\mathcal{R}(\gamma_k,$

$$\mathbf{u}_k) = \mathcal{R}(\tilde{\gamma}_k, \mathbf{u}_k) = \frac{\tilde{\gamma}_k^H \mathbf{T}(\mathbf{u}_k) \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}(\mathbf{u}_k) \tilde{\gamma}_k}{\tilde{\gamma}_k^H \tilde{\gamma}_k}.$$

交换两个求最大值操作, 上述问题可以表述为

$$\max_{\|\tilde{\gamma}_k\|=1} \max_{\mathbf{u}_k \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \mathcal{R}(\tilde{\gamma}_k, \mathbf{u}_k) \quad (7)$$

### 3.2 算法步骤

根据 Rayleigh-Ritz 定理, 对于 Hermitian 矩阵

$$\mathbf{A}, \quad \max_{\mathbf{x} \neq 0} \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{x}} = \max_{\mathbf{x} \neq 0} \frac{\mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{x}} = \lambda_{\max}(\mathbf{A}), \quad \text{其中}$$

$\lambda_{\max}(\mathbf{A})$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的最大特征值,  $\mathbf{x}$  为其对应的特征向量。因此有

$$\begin{aligned} \mathcal{R}(\tilde{\gamma}_k, \mathbf{u}_k) &\leq \lambda_{\max}(\mathbf{T}(\mathbf{u}_k) \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}(\mathbf{u}_k)) \\ &= \lambda_{\max} \left( \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k ((M/P)\mathbf{I}_N \right. \\ &\quad \left. + \mathbf{H}_k^H(\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H)\mathbf{H}_k)^{-1} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

因此式(7)中第 1 个求最大值操作的过程就是对码本中所有元素求上述最大特征值, 然后比较得到最优的波束成形量化矢量, 即信道的量化矢量。确定了信道的量化矢量后, 相应的合并因子即为矩阵  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k ((M/P)\mathbf{I}_N + \mathbf{H}_k^H(\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H)\mathbf{H}_k)^{-1}$  最大特征值对应的特征向量。

由以上分析可以得到基于 SINR 量化算法的步骤为

(1) 寻找量化矢量

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \arg \max_{\mathbf{u}_k \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \lambda_{\max}(\mathbf{T}(\mathbf{u}_k) \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}(\mathbf{u}_k)) \quad (9)$$

(2) 用  $\mathbf{z}$  表示  $\mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k) \mathbf{H}_k^H \hat{\mathbf{h}}_k \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k)$  的最大特征值对应的特征向量, 则  $\gamma_k = \mathbf{z}$ 。又因为  $\tilde{\gamma}_k = \mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k)^{-1} \gamma_k$  可得到归一化后的合并因子为

$$\gamma_k = \frac{\mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k) \mathbf{z}}{\|\mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k) \mathbf{z}\|} \quad (10)$$

(3) 等效信道为

$$\mathbf{h}_k^{\text{eff}} = \mathbf{H}_k \gamma_k = \frac{\mathbf{H}_k \mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k) \mathbf{z}}{\|\mathbf{T}(\hat{\mathbf{h}}_k) \mathbf{z}\|} \quad (11)$$

### 3.3 算法分析

本小节将对 SBC 算法在信噪比趋于零和趋于无穷的两种情况进行推导分析, 证明最大比合并和

基于量化的合并方法是该算法在极限情况下的特例。

(1) 当  $P$  趋向于零时, 噪声为主要因素, 而干扰的影响可以忽略不计。此时 SINR 为

$$\mathcal{R}(\gamma_k, \mathbf{u}_k) = (P/M) \gamma_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \gamma_k \quad (12)$$

那么优化问题可以描述为

$$\max_{\mathbf{u}_k \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \max_{\gamma_k: \|\gamma_k\|^2=1} \|\gamma_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k\|^2 \quad (13)$$

代价函数  $\|\gamma_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k\|^2$  即为用户  $k$  期望信号的功率  $S$ , 使得信号功率最大化的合并算法就是最大比合并 MRC, 因此可以证明基于 MRC 的合并算法为所提算法在信噪比很小时的特例。

(2) 当  $P$  趋向于无穷时, 干扰为主要因素, 噪声部分可以忽略掉, SINR 退化为信干比 SIR:

$$\mathcal{R}(\gamma_k, \mathbf{u}_k) = \frac{S}{I} = \frac{\gamma_k^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \gamma_k}{\gamma_k^H \mathbf{H}_k^H (\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H) \mathbf{H}_k \gamma_k} \quad (14)$$

寻找量化矢量的表达式变为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_1 &= \arg \max_{\mathbf{u}_1 \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \lambda_{\max} \left( \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k \right. \\ &\quad \left. \cdot (\mathbf{H}_k^H (\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H) \mathbf{H}_k)^{-1} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

对  $\mathbf{H}_k$  作 QR 分解:  $\mathbf{H}_k = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ , 其中  $\mathbf{Q} \in \mathcal{C}^{M \times N}$ ,  $\mathbf{R} \in \mathcal{C}^{N \times N}$  且  $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_M$ ,  $\mathbf{R}$  可逆, 有

$$\begin{aligned} \lambda_{\max} \left( \mathbf{H}_k^H \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H \mathbf{H}_k (\mathbf{H}_k^H (\mathbf{I}_M - \mathbf{u}_k \mathbf{u}_k^H) \mathbf{H}_k)^{-1} \right) \\ = \left( \left( \|\mathbf{Q}^H \mathbf{u}_k\|^2 \right)^{-1} - 1 \right)^{-1} \end{aligned} \quad (16)$$

上面的推导中用到了  $\lambda(\mathbf{A}\mathbf{B}) = \lambda(\mathbf{B}\mathbf{A})$ ,  $\lambda(\mathbf{A} + \alpha\mathbf{I}) = \lambda(\mathbf{A}) + \alpha$  和  $\lambda(\mathbf{A}^{-1}) = 1/\lambda(\mathbf{A})$ 。由此, 式(15)等价于

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \arg \max_{\mathbf{u}_k \in C = \{\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{2B}\}} \|\mathbf{Q}^H \mathbf{u}_k\|^2 \quad (17)$$

由于  $\mathbf{Q}$  矩阵各列也为子空间  $\text{span}(\mathbf{H}_k)$  的一组规范正交基, 与 QBC 算法是一致的。

## 4 仿真结果

本节针对  $M$  个发送天线, 每个用户  $N$  个天线的多用户 MIMO 下行链路 SDMA 系统对所提算法进行了仿真。仿真环境如下: 发送总功率为  $P$ , 高斯白噪声方差为 1, 因此接收平均信噪比  $\text{SNR} = P$ 。各用户间信道独立, 均为平坦衰落。系统同时服务的用户数为  $K=M$ 。采用随机矢量量化, 每个用户的量化码本独立产生, 仿真结果由对随机量化求统计平均而得。仿真图中, “CSIT” 表示在用户端做基于 SINR 的天线合并, 将理想信道信息反馈至基站

的情况。“SBC”，“QBC”和“MRC”分别表示采用基于 SINR 的天线合并、基于量化的天线合并和基于最大比合并的情况。

首先，反馈比特数  $B$  固定，对几种合并算法和容量进行了比较。图 1 给出了  $B=6$ ,  $M=4$ ,  $N=3$  系统随 SNR 变化的和容量，从图中可以看出，在 3 种有限反馈算法中，采用 SBC 合并的有限反馈系统可以获得优于 QBC 和 MRC 的性能。在低信噪比时，相比较量化误差，接收信号功率或信干噪比对选择量化矢量来说是更为关键的因素，因此 SBC 和 MRC 优于 QBC。而在高信噪比处，采用 MRC 的系统由于只考虑了接收信号功率，而未考虑干扰因素，此时干扰也变得极大，使得系统严重干扰受限，在高信噪比处形成了平台效应。考虑 SBC 和 QBC，高信噪比时噪声因素可以忽略，量化误差成为影响系统性能的主要因素，二者都使量化误差达到最小。在 SNR 的中间区域，SBC 要优于另外两种合并算法，因为综合考虑了信号功率、干扰功率和噪声，当然，付出的代价是在计算复杂度方面有所牺牲。

接着，考察了用户端天线个数对所提 SBC 有限反馈算法的影响。图 2 描述了在反馈比特数  $B=10$ ，发端天线  $M=4$  的 MIMO BC 信道随 SNR 变化的和容量，分别给出了用户天线数  $N=1, 2, 3$  时的和容量曲线。为了比较，对不同用户天线数目下理想信道反馈信息的 SINR 天线合并算法做了仿真，在图中用实线表示，虚线代表有限反馈 SBC 方案。从图中可以看出，增加用户端天线个数，SBC 和 CSIT 的和容量都在增加。相同的  $N$  对应的 SBC 与 CSIT 的差距随着  $N$  的增多在减小。如  $SNR=20$  dB

时， $N=2$  对应的 SBC 和 CSIT 差距为  $6 \text{ b}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ ，而  $N=3$  时这个差距缩小为  $4 \text{ b}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ ，这是因为增加用户天线数，接收分集增大，系统的整体性能得到提高。

图 3 描述了用户天线数  $N=2$  时，在不同反馈比特数下几种合并算法随信噪比的和容量性能。可以看出随着反馈比特数增加，SBC 算法获得的系统和容量增益越大。如在  $SNR=15$  dB 时，反馈比特数  $B$  分别为 5, 8, 10 和 12 时，和容量分别为 6, 8, 9 和  $10 \text{ b}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ ，而此时理想信道状态信息下的和容量为  $13 \text{ b}/(\text{s}\cdot\text{Hz})$ ，说明随着反馈比特数增加，SBC 有限反馈算法与理想情况下的和容量差距逐渐减小，当然付出的代价是算法复杂度会增大。反馈比特数反映了码本大小，码本越大量化精度越高，当反馈比特数较少时，量化精度较差，如  $B=5$  时，在 SNR 不太高的区域系统已经表现了干扰受限的特性，也就是说此时的和容量不会随信噪比的增大继续增大，而是趋向于一个常数。

### 5 结论

本文研究了 FDD 方式下迫零预编码 MIMO 多用户下行链路 SDMA 系统的有限反馈问题，提出了基于 SINR 最大化的天线合并和信道矢量量化方法 SBC。理论分析表明 MRC 和 QBC 分别是 SBC 算法在信噪比趋于零和信噪比趋于无穷两种情况下的特例。仿真结果表明在整个信噪比区域，在相同的反馈量下本文所提算法有着优于二者的性能，其代价是量化过程中要多次计算矩阵的特征值。另外，用户端增加的天线数目越多，或反馈比特数越大的情况下，SBC 算法与理想信道状态信息下获得的和容量性能越接近。

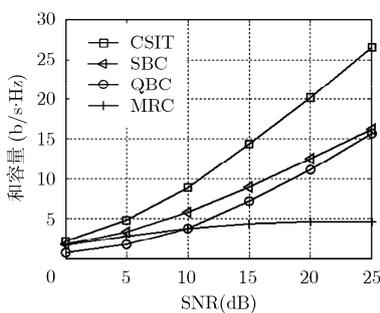


图 1 合并算法的和容量  $M=4$ ,  $N=3$ ,  $B=6$

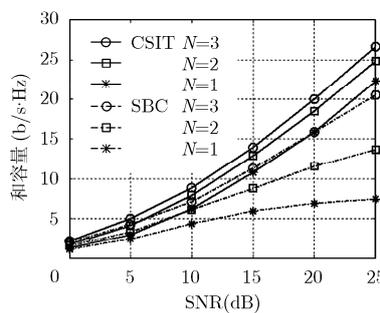


图 2 不同用户天线数  $N$  下 SBC 算法的和容量  $M=4$ ,  $B=10$

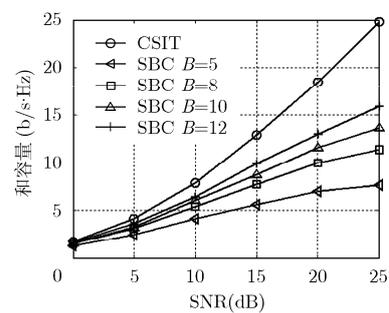


图 3 不同反馈比特数  $B$  条件下随 SNR 的和容量  $M=4$ ,  $N=2$

### 参考文献

[1] Love D J, Heath R W, Santipach W, and Honig M L. What is the value of limited feedback for MIMO channels[J]. *IEEE*

*Communication Magazine*, 2004, 42(10): 54-59.  
 [2] Ding P, Love D J, and Zoltowski M D, Multiple antenna broadcast channels with limited feedback[C]. *IEEE ICASSP*, Toulouse, France, 2006, IV-25-IV-28.

- [3] Ding P, Love D J, and Zoltowski M D. Limited feedback in multiple antenna broadcast channels[C]. IEEE GLOBECOM, San Francisco, USA, 2006: 1-5.
- [4] Jindal N. MIMO broadcast channels with finite rate feedback[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(11): 5045-5059.
- [5] Ravindran N and Jindal N. MIMO broadcast channels with block diagonalization and finite rate feedback[C]. IEEE ICASSP, Honolulu, USA, 2007, 3: III-13-III-16.
- [6] Jindal N. A feedback reduction technique for MIMO broadcast channels[C]. IEEE ISIT, Seattle, USA, 2006: 2699-2703.
- [7] Jindal N. Antenna combining for the MIMO downlink channel[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2008, 7(10): 3834-3844.
- [8] Santipach W and Honig M. Signature optimization for CDMA with limited feedback[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(10): 3475-3492.
- 王 静: 女, 1977年生, 博士生, 研究方向为多天线多用户系统关键技术.
- 史志华: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的预编码技术.
- 王 炎: 男, 1969 年生, 副教授, 研究方向为通信与雷达中的阵列天线、分布式多天线、信号处理、检测算法、以及相关的电子系统设计.
- 尤肖虎: 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为未来宽带移动通信理论与技术、智能信号处理与通信.