

## Rician 信道下基于信道均值信息的自适应反馈方案

杨亥娟 邱玲

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘要:** 在多天线多用户下行系统中, 当信道为莱斯(Rician)衰落时, 基于瑞利(Rayleigh)信道假设设计出的有限反馈方法将会导致系统反馈开销的浪费。该文提出了一种适用于 Rician 信道的自适应反馈方案。该方案根据各用户信道的均值信息计算出相应的信道方向分布函数, 然后利用其函数设计判决门限来调整各用户的量化反馈码本, 使各用户量化码本中的码字矢量更加集中在用户信道矢量方向周围。另外, 该方案可以自适应于不同的信道分布, 在保证一定的量化误差下, 根据信道均值的大小自适应调节各用户的反馈比特数, 显著减少了用户的反馈量。仿真结果表明, 与基于 Rayleigh 信道假设的有限反馈方案相比, 该文提出的自适应反馈方案在不降低系统的吞吐率性能的前提下显著降低了用户的反馈开销。

**关键词:** 下行多天线多用户系统; Rician 信道; 有限反馈; 随机向量量化; 量化误差

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)08-1941-05

## Adaptive Feedback for Rician Channel Exploiting Channel Mean Information

Yang Hai-juan Qiu Ling

(PCN&SS Lab, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract:** In multi-user multi-antenna downlink system, when the channels are Rician channels, the performance of those limited feedback strategies designed for uncorrelated Rayleigh Channels will result to the waste of feedback overhead. To solve this problem, a new adaptive feedback strategy is proposed in Rician channels. First, a new concept of the angle distance distribution in the Rician channel is introduced. Based on this theory and using the channel mean information at the transmitter, the proposed strategy can design a special threshold to adjust user's codebook, which is closer to the channel direction. Moreover, this strategy can still adjust its number of feedback bits adaptively according to different channel distributions without increasing the quantized error of channel direction. The simulation shows that, compared to those strategies proposed for Rayleigh systems, the strategy can reduce feedback overhead greatly without decreasing system sum-rate.

**Key words:** Multi-user multi-antenna downlink system; Rician channel; Limited feedback; Random vector quantization; Quantized error.

### 1 引言

在有  $M$  个发送天线和  $N$  ( $N \geq M$ ) 个用户的多天线多用户下行系统中, 脏纸编码(DPC)方案以及其它发送波束成型技术, 如迫零波束成型(ZFBE)技术<sup>[1,2]</sup>, 将使系统获得  $M$  阶空分复用增益。并且在用户数很大( $N \gg M$ )时, 这些方法还使系统获得  $M \log \log N$  的多用户分集<sup>[3]</sup>。然而, 上述技术都要求发送端具有完善的信道状态信息(CSIT), 这在实际系统中很难实现。因此使用有限反馈策略让各用户通过一个数据率受限的反馈信道给发射端提供不完整CSIT成为现在研究的热点。文献[4]中提出的量化

反馈模型在单用户系统( $N = 1$ )或  $N \leq M$  的下行多输入多输出(MIMO)系统中, 根据各用户的信道方向信息(CDI)在固定大小的量化码本(码本大小由反馈速率决定)中选择最佳码字, 并将其索引反馈给基站, 当用户反馈比特数、基站发射功率和基站发射天线数达到平衡时, 系统将获得很好的吞吐率性能<sup>[4]</sup>。当  $N > M$  时, 用户还需要反馈信道质量信息(CQI)来让基站选择调度用户, 以保证系统的多用户分集<sup>[5]</sup>。然而, 这些模型中的量化码本设计都是基于非相关的Rayleigh衰落假设, 当信道是Rician衰落时, 文献[4,5]由于没有考虑到信道分布的方向性而使得量化反馈码本中的一些码字无效, 导致系统反馈开销的浪费。

本文在  $N > M$  时的多用户下行 MIMO 系统中,

2008-09-25 收到, 2009-04-23 改回

国家 863 计划项目(2006AA01Z266)和国家 973 计划项目(2007CB310602)资助课题

提出一种适用于 Rician 信道的自适应反馈(AF-RC)方案。在慢衰落 Rician 信道中,发射端首先通过对上行信道的估计或前一时隙信道信息的估计获得各用户信道的均值信息<sup>[6,7]</sup>。基于每各用户信道的均值信息,AF-RC 方案为各用户设计量化反馈码本,并使用相应码本对各用户信道方向进行量化。由于充分利用了均值信息中所包含的信道方向信息,各用户量化码本中的码字将更靠近用户信道方向。同时,AF-RC 方案可以根据各用户信道中直视径(LOS)部分的强弱自适应调节用户的反馈比特数,在保证一定的反馈量化误差前提下,显著的减少用户地反馈开销。仿真结果表明,在 Rician 信道下,与基于 Rayleigh 信道的有限反馈方案相比,AF-RC 方案在不降低系统的吞吐率性能的情况下显著降低了系统的反馈开销。

在本文中,  $[\bullet]^H$  表示共轭转置操作,  $E\{\bullet\}$  表示求期望值操作,  $[\bullet]^T$  表示转置。

## 2 系统描述

考虑多天线多用户下行系统,基站(BS)端有  $M$  根天线,系统中有  $N$  个用户( $N > M$ ),每个用户有一根接收天线。假设发射功率均匀分配在每根发射天线上,则用户  $k$  的接收信号为

$$y_k = \sqrt{P/M} \mathbf{h}_k \mathbf{x} + z_k, \quad k = 1, \dots, N \quad (1)$$

其中  $\mathbf{x} \in \mathcal{C}^{M \times 1}$  是发送信号,  $z_k$  是方差为一的加性白高斯噪声,  $y_k$  是用户  $k$  的接收信号。发送功率满足  $E\{\mathbf{x}^H \mathbf{x}\} \leq P$ 。  $\mathbf{h}_k \in \mathcal{C}^{1 \times M}$  表示从基站到用户  $k$  的信息矢量,在本文中服从 Rician 衰落且帧与帧之间独立地变化<sup>[7,8]</sup>,

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{K_k}{1+K_k}} \mathbf{h}_{mk} + \sqrt{\frac{1}{1+K_k}} \mathbf{h}_{\omega k}, \quad k = 1, \dots, N \quad (2)$$

式(2)右边第一项表示用户  $k$  信道的均值(建模为直视径(LOS)部分),  $\mathbf{h}_{mk}$  定义为

$$\mathbf{h}_{mk} = \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\frac{2\pi d f_0 \cos \theta_k}{c}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi d f_0 (M-1) \cos \theta_k}{c}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中  $\theta_k$  表示用户  $k$  信号的发射角(DOA)。  $c$  为平面波的传播速度,  $f_0$  是发射信号的频率,  $d$  是天线间距。式(2)右边第 2 项表示信道衰落部分,  $\mathbf{h}_{\omega k}$  建模为复高斯矩阵,其中每一个元素均为均值为零、方差为 1 的独立对称复高斯随机变量(ZMCSCG)。而  $K_k$  为用户  $k$  信道的  $K$  因子,它被定义为直视径部分的功率与信道衰落部分功率的比值。

假设各用户端已知完整信道状态信息(CSI),在固定反馈量的量化反馈方案中,BS 和用户端保存相同的量化码本  $\mathcal{F} = \{\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{2^B}\}$ ,其中,  $\mathbf{v}_i, i = 1, \dots, 2^B$  是  $M$  维单位量化矢量,  $B$  为各用户在每个时隙中反

馈给 BS 的比特数。  $\mathcal{F}$  可采用随机向量量化方案(RVQ)来构造,文献[4]证明了这种码本设计易于实现,且在非相关的 Rayleigh 信道中,量化误差可以接近最优量化方案的量化误差。当量化码本生成后,各用户将其信道矢量投影到  $\mathcal{F}$  中的每个码字矢量上,并根据以下准则来选择最佳矢量,并将索引反馈给 BS。

$$n_k = \arg \max_{\mathbf{v}_j \in \mathcal{F}} |\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}_j^H| \quad (4)$$

其中  $\tilde{\mathbf{h}}_k = \mathbf{h}_k / \|\mathbf{h}_k\|$ 。则在 BS 端用户  $k$  估计的 CDI 为

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \mathbf{v}_{n_k} \quad (5)$$

同时,由于  $N > M$ ,用户  $k$  也需将信道幅度信息  $\|\mathbf{h}_k\|$  反馈给 BS。这样,BS 得到信道矢量  $\mathbf{h}_k$  的估计值  $\|\mathbf{h}_k\| \hat{\mathbf{h}}_k$ 。

根据反馈信息,基站使用准正交用户选择(SUS)算法<sup>[5,9]</sup>来选择一准正交用户集  $\mathcal{N} = \{\pi(1), \dots, \pi(M)\}$ 。当用户集确定后,BS 使用 ZFBF 策略<sup>[2]</sup>来发送数据。

## 3 Rician 信道下的自适应反馈方案(AF-RC)设计

当信道服从 Rician 衰落,或者是直视径(LOS)信道时,基于非相关的 Rayleigh 信道的有限反馈方案由于没有考虑到信道分布的变化而导致反馈开销的浪费。本文提出了一种根据信道分布不同自适应得调整反馈量的自适应反馈码本设计方案。首先,方案充分研究了 Rician 信道的信道方向分布特性,定义了 Rician 信道的相对夹角距离,并推导出该距离的分布函数。

### 3.1 Rician 信道矢量方向的分布

在非相关的 Rayleigh 信道模型中,信道方向矢量  $\tilde{\mathbf{h}}_k$  等方向性的分布在区域  $S = \{\mathbf{h} : \|\mathbf{h}\|^2 = 1\}$  上。然而在 Rician 信道中,  $\tilde{\mathbf{h}}_k$  将不再具有等方向性。令  $\mathbf{h}_{\omega k} = \|\mathbf{h}_{\omega k}\| \tilde{\mathbf{h}}_{\omega k}$ ,  $\mathbf{h}_{mk} = \|\mathbf{h}_{mk}\| \tilde{\mathbf{h}}_{mk}$ ,根据文献[10]提出的 Rician 模型,  $\|\mathbf{h}_{mk}\| = \sqrt{M}$ ,  $\|\mathbf{h}_{\omega k}\|^2 = \gamma^2$ ,其中  $\gamma^2$  服从 Gamma( $M, 1$ ) 分布。

定义为一个单位矢量相对于另一单位矢量的相对夹角距离为该两个单位矢量之间的内积模的平方,则用户  $k$  信道矢量方向相对于其信道直视径部分矢量方向的相对夹角距离为

$$\begin{aligned} & \left| \langle \tilde{\mathbf{h}}_k, \tilde{\mathbf{h}}_{mk} \rangle \right|^2 \\ &= \frac{K_k M + 2\sqrt{K_k M} \gamma |\cos \alpha_k| \operatorname{Re}\{e^{i\phi_k}\} + \gamma^2 |\cos \alpha_k|^2}{K_k M + 2\sqrt{K_k M} \gamma |\cos \alpha_k| \operatorname{Re}\{e^{i\phi_k}\} + \gamma^2} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,令  $\mathbf{h}_{mk} \mathbf{h}_{\omega k}^H = \|\mathbf{h}_{mk}\| \|\mathbf{h}_{\omega k}\| \cos \alpha_k = \|\mathbf{h}_{mk}\| \|\mathbf{h}_{\omega k}\| |\cos \alpha_k| e^{i\phi_k}$ 。

**推论 1** 在 Rician 信道下, 用户  $k$  信道方向相对于其信道直视径方向的相对夹角距离分布的累积分布函数(CDF)满足:

$$P(\|\tilde{\mathbf{h}}_k, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 \leq x) \leq B(x) = (1 - (1-x)^{(M-1)}) \cdot (1 - F_y(2(1-x)K_k M)), \quad 0 \leq x \leq 1 \quad (7)$$

其中  $F_y(y) = \int_{t=0}^y \frac{t^{M-1} e^{-t}}{2^M (M-1)!} dt$ 。

证明略。

式(7)给出了信道相对夹角距离分布的 CDF 上限函数  $B(x)$  与 Rician 信道的  $K_k$  因子以及发射天线数  $M$  的关系的闭式表达。当  $M$  不变时,  $B(x)$  分布如图 1 所示。从图可以看出, 信道相对夹角距离分布的 CDF 上限函数  $B(x)$  随  $x$  的分布随着 Rician 信道的  $K_k$  因子增大而更加集中。这表示 Rician 信道方向的分布不再是空间各向同性, 而是以较大的概率落在直视径方向附近区域, 且直视径部分矢量幅度越大, Rician 信道方向分布越集中。

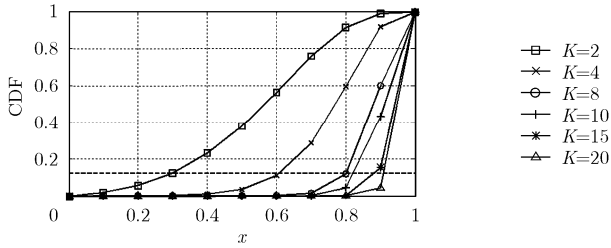


图 1  $B(x)$  分布

### 3.2 基于信道均值信息的 AF-RC 方案

相对于瞬时信息而言, 信道均值信息变化得较为缓慢, 因此发射端可以使用很少的反馈开销来获得该信息。另外, 基站还可以不用反馈, 而通过对上行信道或前一时隙信道信息的估计来获得各用户信道的均值信息<sup>[6,7]</sup>, 因此本文假设基站已知各用户信道的均值信息。

根据上一节推导出的信道相对夹角距离分布函数, 本文提出了一种考虑了信道不同分布的自适应反馈码本设计方案(AF-RC)。首先, 在基站和各用户端生成固定大小的初始量化码本  $\mathcal{F}_{\text{initial}}$ , 该码本可以使用传统的码字设计方案生成。当基站获得各用户信道的均值信息后, 方案根据下式利用各用户信道均值信息及推论 1 为各用户计算出一个码字选择门限  $x_\varepsilon$ :

$$P(\|\tilde{\mathbf{h}}_k, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 \leq x_\varepsilon) \leq B(x_\varepsilon) = \varepsilon, \quad \varepsilon \text{ 为一趋于0的常数} \quad (8)$$

式(8)表明, 用户  $k$  的信道方向落在区域  $S_k = \{\mathbf{h} : \|\mathbf{h}\|^2 = 1, \|\mathbf{h}, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 \geq x_\varepsilon\}$  上的概率大于等于

$1 - \varepsilon$ 。当  $\varepsilon \rightarrow 0$  时,  $\tilde{\mathbf{h}}_k$  几乎只落在区域  $S_k$  上。量化码本中的码字只有落在区域  $S_k$  才有可能靠近  $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 。然后基站和各用户端将根据码字判决准则选择有效码字组成该用户的量化码本:

$$\mathcal{F}_k = \{\mathbf{v}_i \mid \mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_{\text{initial}} \text{ and } \|\mathbf{v}_i, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 < x_\varepsilon\} \quad (9)$$

这样各用户的量化码本的大小以及其中的码字矢量将随着用户信道分布的不同而自适应地改变。

具体码本设计方案如下:

**步骤 1** 在基站和各用户端生成全向随机的初始量化码本:  $\mathcal{F}_{\text{initial}} = \{\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{2B_0}\}$ 。

**步骤 2** 对于每个用户  $k \in \{1, \dots, N\}$ , 根据式(8)在 BS 端和用户端计算码字选择门限  $x_\varepsilon$ 。

**步骤 3** 各用户量化码本的生成: 对于每个用户  $k \in \{1, \dots, N\}$ , 将  $\mathcal{F}_{\text{initial}}$  中的码字矢量按照  $\|\mathbf{v}_i, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2$  ( $\mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_{\text{initial}}$ ) 对进行降序排列; 对于  $\forall B_k \in \{1, \dots, B_0\}$ , 当  $\|\mathbf{v}_{2B_k}, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 < x_\varepsilon$ , 则将码字矢量  $\mathbf{v}_{2B_k}$  及其后的码字矢量从量化码本中去除。这样, 用户  $k$  得到量化码本  $\mathcal{F}_k$ , 其大小为  $2^{B_k}$ 。

**步骤 4** 各用户的量化反馈: 对于每个用户  $k \in \{1, \dots, N\}$ , 若  $\mathcal{F}_k \neq \emptyset$ , 用户  $k$  反馈信道幅度信息  $\|\mathbf{h}_k\|$  和索引  $n_k = \arg \max_{\mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_k} \|\mathbf{v}_i, \tilde{\mathbf{h}}_k\|$  以及给基站;

否则用户只反馈  $\|\mathbf{h}_k\|$ , 基站将其均值方向作为其信道的估计方向。

## 4 性能分析

在 Rician 信道下, AF-RC 方案在一定量化误差下, 可以随信道分布的改变自适应地减少各个用户的反馈比特数, 并保持系统的吞吐率性能。下面将具体分析。

### 4.1 反馈比特数与 $K$ 因子的关系

$K$  因子是 Rician 信道的重要参数,  $K$  因子的不同导致信道分布的不同。当  $K$  因子为 0 时, 信道退化成非相关的 Rayleigh 信道, 而当  $K$  因子很大时, 信道又变成了 LOS 信道。与固定反馈量的有限反馈方案不同, AF-RC 方案可以自适应信道的这种变化, 在保持相同的量化误差以及不减少系统吞吐率的前提下, 大大减少系统的反馈开销。下面将推导 AF-RC 方案中反馈比特数与  $K$  因子的关系。

根据文献[11], 初始码本  $\mathcal{F}_{\text{initial}} = \{\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{2B_0}\}$  中的码字矢量随机全向分布在区域  $S = \{\mathbf{v} : \|\mathbf{v}\|^2 = 1\}$  上。而 AF-RC 方案生成的用户  $k$  的量化码本  $\mathcal{F}_k$  则随机分布在区域  $S_k = \{\mathbf{v} : \|\mathbf{v}\|^2 = 1, \|\mathbf{v}, \tilde{\mathbf{h}}_{mk}\|^2 \geq x_\varepsilon\}$  上。设  $A(\bullet)$  表示区域表面积, 则初始量化码本中码字矢量经过码字选择后属于用户量化码本的概率为

$$P(\mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_k \mid \mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_{\text{initial}}) = A(S_k)/A(S) \quad (10)$$

根据文献[11], 得到

$$A(S) = \frac{2\pi^M}{(M-1)!} \quad (11)$$

$$A(S_k) = \frac{2\pi^M(1-x_\varepsilon)^{M-1}}{(M-1)!} \quad (12)$$

因此式(10)可以改写为

$$P(\mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_k | \mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_{\text{initial}}) = (1-x_\varepsilon)^{M-1} \quad (13)$$

另一方面, 若用户  $k$  的量化码本  $\mathcal{F}_k$  中含有  $2^{B_k}$  ( $B_k = 0, 1, \dots, B_0$ ) 个码字, 那么

$$P(\mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_k | \mathbf{v}_i \in \mathcal{F}_{\text{initial}}) = 2^{-(B_0-B_k)} \quad (14)$$

综合式(14)和式(15)式得到

$$(1-x_\varepsilon)^{M-1} = 2^{-(B_0-B_k)} \quad (15)$$

下面求解  $x_\varepsilon$  的值, 设定常数  $\varepsilon$ , 当  $K_k=0$ , 即对应于 Rayleigh 信道时, 根据推论 1 可以得到

$$B_k = B_0 + \log_2(1-\varepsilon) \approx B_0, (\varepsilon \rightarrow 0) \quad (16)$$

当  $K_k > 0$ , 由于  $F_y(y)$  是 Gamma( $M, 1$ ) 的 CDF 函数, 使用文献[12]附录对  $F_y(y)$  查表求解下式:

$$(1-(1-x_\varepsilon)^{(M-1)})(1-F_y(2(1-x_\varepsilon)K_k M)) = \varepsilon \quad (17)$$

联合式(15)和式(17)求出不同  $K_k$  因子对应的不同反馈比特数  $B_k$  的值(表 1)。

表 1  $\varepsilon = 0.05$ , 用户反馈比特数与  $K_k$  因子的关系

	$K_k$ 因子							
	0	2	4	6	8	10	15	20
用户反馈 比特数	8	8	5	3	2	1	0	0

当  $K_k$  因子较大时, 计算可得  $1-(1-x_\varepsilon)^{(M-1)} \rightarrow 1$ , 则令  $\delta_{1-\varepsilon}$  为  $1-\varepsilon$  在表上对应的解, 联合式(15)和式(17)可求出  $B_k$  的近似表达式为

$$B_k = B_0 - (M-1) \log_2 \left( \frac{2MK_k}{\delta_{1-\varepsilon}} \right) \quad (18)$$

以上分析可以得到, 当发射天线数  $M$  固定,  $K_k$  因子越大, 反馈比特数越小,  $K_k$  因子为零时, AF-RC 方案与固定反馈量的有限反馈方案相同。而  $K$  因子较大时, AF-RC 方案可以节省  $1-B_k/B_0$  的反馈开销。

## 4.2 量化误差

AF-RC 方案随信道分布的变化虽然改变了系统的反馈比特数, 但并没有增加用户的量化误差。

根据文献[4]定义用户  $k$  CDI 的量化误差为

$$\delta_k = \mathbb{E} \left\{ 1 - \max_{\mathbf{v}_j \in \mathcal{F}} |\tilde{\mathbf{h}}_k \mathbf{v}_j^H|^2 \right\} \quad (19)$$

在 RVQ 方案中, 用户的 CDI 量化误差为<sup>[11]</sup>

$$\delta_k = 2^{B_0} \cdot \beta \left( 2^{B_0}, \frac{M}{M-1} \right) \quad (20)$$

由式(20)可得,  $\delta_k$  由用户量化码本的大小决定。在 AF-RC 方案中, 用户  $k$  的量化码本是初始量化码本的子集, 且新量化码本中的码字随机分布在区域  $S_k = \{\mathbf{h} : \|\mathbf{h}\|^2 = 1, |\langle \mathbf{h}, \tilde{\mathbf{h}}_{mk} \rangle|^2 \geq x_\varepsilon\}$  上。因此, 当用户信道方向落入区域  $S_k$  时, AF-RC 方案中的系统 CDI 量化误差与以初始量化码本为量化码本的 RVQ 反馈方案的系统 CDI 量化误差相同, 将其定义为  $\delta_{\text{initial}}$ 。而当用户信道方向没有落入区域  $S_k$  时, AF-RC 方案的系统 CDI 量化误差将会增大, 定义为  $\delta'_k$ 。由于  $P(|\langle \tilde{\mathbf{h}}_k, \tilde{\mathbf{h}}_{mk} \rangle|^2 \leq x_\varepsilon) \leq B(x_\varepsilon) = \varepsilon$ , 则 AF-RC 方案的系统 CDI 量化误差  $\delta_k$  为

$$\delta_k = (1-\varepsilon)\delta_{\text{initial}} + \varepsilon\delta'_k \quad (21)$$

由于  $\varepsilon \rightarrow 0$ , 所以式(21)等号右面第二项的影响可以忽略。这样, 虽然在方向自适应反馈方案中各用户反馈的比特数  $B_k \leq B_0$ , 但各用户的 CDI 量化反馈与使用大小为  $2^{B_0}$  的固定量化码本反馈的 RVQ 方案的量化误差几乎没有改变。

综上所述, 与基于 Rayleigh 信道假设的传统量化反馈方案相比, 虽然 AF-RC 在用户端码本生成时增加了  $2^{B_0}$  次向量乘法运算, 但它可以有效地工作在不同的信道分布环境(Rayleigh, Rician, LOS)中, 随信道分布的改变自适应的显著减少各个用户的反馈比特数, 并保持系统的吞吐率性能。

## 5 仿真结果

这一节给出在  $K$  因子变化的 Rician 信道下, AF-RC 方案在多用户多天线系统中的仿真结果。在仿真中, 设基站设有 4 根天线数 ( $M=4$ ), 发射功率为 10 dB ( $P=10$ ), 用户端设有一根天线, 各用户的信道  $K$  因子均相同。Sys-AF-RC[100, 8, 0.05] 表示 AF-RC 系统有 100 个用户, 初始量化码本有  $2^8$  个码字, 常数  $\varepsilon$  的值为 0.05。

图 2 仿真了 AF-RC 方案与固定反馈比特数的 RVQ 方案吞吐率性能的比较。图中底部的曲线表示了使用 RVQ 反馈模型, 各用户反馈固定 8 bit CDI 时的系统和吞吐率性能。最上面的一条曲线表示了发射端已知完整信道信息时的 ZFBF 系统的和吞吐率性能。随着  $K$  因子的增加, 两条曲线略有下降, 这是由于越来越强的直视径使用户难以复用。从这幅图看到, 当  $K$  因子为 0 时, AF-RC 方案与 RVQ 方案的吞吐率相同, 这表明 AF-RC 方案在非相关 Rayleigh 信道下和 RVQ 方案同样有效。当  $K$  因子变大时, AF-RC 方案在减少用户反馈量的同时保持和固定比特数反馈相同的性能。当  $K$  因子较大时,

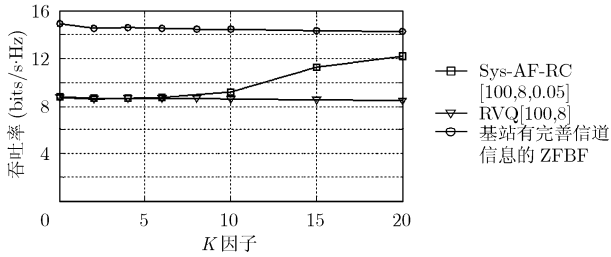


图2 AF-RC 方案与 RVQ 方案的吞吐率比较 ( $M = 4, B_0 = 8, P = 10$ )

信道渐渐变成 LOS 信道, AF-RC 方案可以自适应的停止使用码本进行量化反馈而是用信道直视径矢量方向来作为用户信道矢量方向的估计, 从而提高系统的性能增益。

图 3 给出了在相同仿真环境下随着信道  $K$  因子的变化, AF-RC 方案系统平均各用户反馈的比特数与 RVQ 方案系统平均各用户反馈的比特数的比较。当  $K$  因子为 0 时, AF-RC 方案与 RVQ 方案的反馈量相同。然而随着  $K$  因子的增加, 各用户需要向基站反馈的比特数减少。比如当  $K$  因子为 6 时, AF-RC 可以为系统节省 50% 的反馈开销。当  $K$  因子很大时, 用户端的反馈比特数将为 0。这说明了 AF-RC 方案系统在保证了系统的吞吐率的同时显著减少了系统的平均反馈开销。另外, 图 3 也证明了式(18)计算的理论比特数与实际系统反馈比特数相符合。

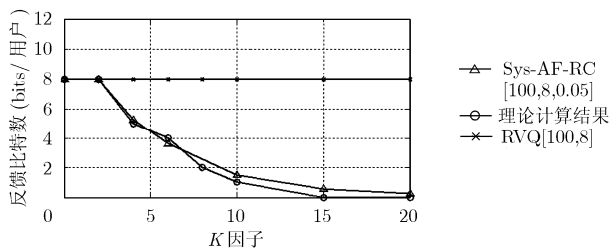


图3 用户反馈比特数与  $K$  因子的关系 ( $M = 4, B_0 = 8, P = 10$ )

## 6 结论

本文提出了一种信道均值信道辅助的 AF-RC 方案。在 Rician 信道下, 本方案充分利用了各用户信道均值信息, 在全向量码本中选择靠近用户信道矢量方向的码字矢量, 将其组成随用户信道分布变化而变化的方向性量化码本, 更加有效地对用户信道方向进行量化反馈。AF-RC 方案在相同的量化误差下, 根据各用户信道直视径部分的强弱自适应地调整各用户的量化码本的大小, 显著地减少了系统的反馈开销。而当用户信道的  $K$  因子很大时, 由于用户信道的矢量方向与信道直视径部分的矢量方

向非常靠近, AF-RC 方案通过自适应判决, 使基站直接使用信道直视径部分矢量方向来作为用户信道矢量方向的估计而无需用户反馈信道方向信息, 因此在高  $K$  因子的 Rician 信道以及 LOS 信道下可以获得比传统有限反馈更高的吞吐率性能。

## 参考文献

- [1] Costa M. Writing on dirty paper[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1983, 29(3): 439-441.
- [2] Spencer Q, Swindlehurst A L, and Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(2): 461-471.
- [3] Sharif M and Hassibi B. Scaling laws of sum rate using time-sharing, DPC, and beamforming for MIMO broadcast channels[C]. *IEEE International Symposium Information Theory*, Chicago, 2004: 175.
- [4] Jindal N. MIMO broadcast channels with finite rate feedback[C]. *IEEE GLOBECOM*, MN, USA, 2005: 1520-1524.
- [5] Yoo T, Jindal N, and Goldsmith A. Multi-antenna downlink channels with limited feedback and user selection[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communication*, 2007, 25(7): 1478-1491
- [6] Hammarwall D, Bengtsson M, and Ottersten B. Acquiring partial CSI for spatially selective transmission by instantaneous channel norm feedback[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(3): 1188-1204.
- [7] Oteri O, Yoon E, and Paulraj A. Linear precoding for high-K-factor channels exploiting channel mean and covariance information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(5): 2581-2589.
- [8] Kim I M, Yi Zhihang, and Kim D, et al. Improved opportunistic beamforming in Ricean channels[J]. *IEEE Transactions on Communication*, 2006, 54(12): 2199-2211.
- [9] Yoo T and Goldsmith A. On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming[J]. *IEEE Journal Selected Areas in Communication*, 2006, 24(3): 528-541.
- [10] Yeung C A and Love D J. On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communication*, 2007, 6(2): 458-462.
- [11] Mulkavilli K K, Sabharwal A, and Erkip E, et al. On beamforming with finite rate feedback in multiple-antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2562-2579.
- [12] 李博纳, 赵新泉. 概率论与数理统计[M]. 北京: 高等教育出版社, 2006: 257-258.

杨亥娟: 女, 1983 年生, 硕士生, 研究方向为移动通信、多用户 MIMO 系统中的预编码技术。

邱玲: 女, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信、通信中的信号处理、扩频通信。