

基于优化比特分配的有限反馈干扰对齐方案

谢显中, 李丹, 雷维嘉, 张森林

(重庆邮电大学个人通信研究所, 重庆 400065)

摘 要: 针对多小区 MIMO 上行链路中有限反馈干扰对齐方案的不足, 给出一种基于优化比特分配的有限反馈干扰对齐方案。为克服低 SNR 时频谱效率的损失, 通过最大化用户的信号功率与泄露到其他小区的干扰与噪声功率之和的比值来求预编码, 基于最大化每个数据流的信干噪比来设计干扰抑制矩阵。进一步, 为克服传统比特分配方案反馈比特利用度不高的问题, 给出一种新颖的比特分配方案来改善比特分布, 减小了量化误差的影响。仿真实验表明, 本算法能有效减少量化误差对系统性能的影响并显著提高系统的比特利用率, 使有限反馈 CSI 时的干扰对齐性能得以提升。

关键词: 干扰对齐; 有限反馈; 比特分配; 量化误差; 比特利用度

中图分类号: TN929.53

文献标识码: A

Interference alignment based on optimizing bit allocation with limited feedback in interfering MIMO-MAC networks

XIE Xian-zhong, LI Dan, LEI Wei-jia, ZHANG Sen-lin

(Institute of Personal Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: A novel limited feedback for interference alignment algorithm was proposed based on the disadvantages of traditional limited feedback interference alignment schemes for MIMO uplink. Unlike the traditional linear interference alignment, an iterative scheme was presented. The pre-coder was designed through maximizing the target signal to the interference leakage and noise ratio, and interference suppression matrix was designed by maximizing the signal to interference plus noise ratio for each data stream, which can come over rate loss in low SNR. In addition, the bit allocation of traditional limited feedback schemes were based on the mean of interference leakage, which were not perfect and make the total number of the effective bits less than the bits provided by system. Thus, a novel bit allocation scheme was provided that improving bit utilize and decreasing quantization error. Theoretical analysis and simulation experiments show that compare to the existed classical algorithms, the algorithm was a stepwise enhancement of signal quality for iterative search in perfect CSI which was better than linear algorithm and has a larger space with no need for strictly align interference in limited feedback CSI which reduces the influence of quantization error more. The effective bit distribution and bit utilization are improved by bit allocation, resulting in improved performance in limited feedback.

Key words: interference alignment, limited feedback, bit allocation, quantization error, bit utilization

收稿日期: 2017-03-08; 修回日期: 2017-07-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61271259, No.61301123, No.61471076); 重庆市教委科学技术研究基金资助项目 (No.KJ130536); 长江学者和创新团队发展计划基金资助项目 (No.IRT1299); 重庆市科委重点实验室专项基金资助项目 (No.CSTC2012zbsy006); 安徽省教育厅基金资助项目 (No.AQKJ2015B008)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61271259, No.61301123, No.61471076), The Science and Technology Research Project of Chongqing Education Commission (No.KJ130536), The Changjiang Scholars and Innovative Research Team Plan (No.IRT1299), The Special Fund of Chongqing Key Laboratory(No.CSTC2012zbsy006), The Project of Education Department of Anhui Province (No.AQKJ2015B008)

1 引言

干扰对齐 (IA, interference alignment) 可以解决干扰并提高信道容量^[1,2], 但该技术通常需要获知本地甚至是全局的信道状态信息 (CSI, channel state information), 一般采用接收端反馈的方式来告知发送端。有限反馈 IA 在发送端和接收端共享码本, 接收端根据得到的 CSI 对信道矩阵或预编码进行量化, 并将量化码字的位置索引进行反馈^[3,4]。因为量化信道^[5~12]比量化预编码^[13~21]误差大, 所以量化预编码的方案得到了广泛的研究。

在量化信道^[5~12]方面, 文献[5]指出在 L 径频率选择性信道下, 当只反馈 $K(L-1)\text{lb}(SNR)$ 比特时仍可以获得 $\frac{K}{2}$ 的自由度。文献[6]通过 QR 分解以及酉变换减少了有效信道矩阵的维度大小, 减少了反馈信息。文献[7]采用最小化弦距离准则对传统的量化信道方案进行了改进。文献[8]给出了独立矢量量化矩阵的解决方案, 将量化矩阵的问题转化为量化 $M+1$ 个独立矢量的问题, 使在更少的天线数下可以获得更好的性能。在正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 的下行信道中, 文献[9]对信道的频率响应进行均匀量化并充分考虑量化误差的影响, 给出了一种稳健的干扰对齐算法。文献[10]考虑了波束成形器的偏移和链路的适应, 减弱了 CSI 的量化误差对速率损失的影响。文献[11]通过量化信道的等价酉空间来减小量化误差, 较直接量化信道获得了极大的性能提升。另外, 文献[12]由中间处理器根据量化信道矩阵来设计预编码和干扰抑制矩阵, 并反馈给相应的发送端和接收端, 最后对速率损失的上界及保证自由度的最低反馈比特数进行了分析。

在量化预编码^[13~21]方面, 针对 2 个小区每小区 K 个用户的多输入多输出 (MIMO, multiple-input multiple-output) 上行链路, 文献[13]通过基站协作联合设计预编码来对齐小区间干扰, 通过迫零干扰求得干扰抑制矩阵, 最后, 直接量化预编码来实现有限反馈。文献[14]针对文献[13]中小区间干扰和小区内干扰都不能消除的问题, 先量化预编码再设计干扰抑制矩阵, 消除了小区内干扰。文献[15]针对文献[14]中小区间干扰不能消除的问题, 采取了直接选择码字方案尽量对齐小区间干扰, 使性能进一步提升。文献[16]把文献[14]推广到多个自由度的情

况, 并采用格拉斯曼码本量化, 使其性能优于文献[14]。文献[17]将小区间干扰对齐在最有利于接收的方向上较随机化干扰对齐的方向有所改进。文献[18]在文献[17]的基础上, 通过联合选择量化码字来最小化小区间干扰。文献[19]证明了采用格拉斯曼码本较随机码本可以进一步提高性能。文献[20,21]分析了采用不同译码算法和不同参数时, 系统性能受到的影响。

由此可见, 在量化信道方案中, 文献[5]没有给出具体的实现方案; 文献[6]没有考虑信号链路的传输质量; 文献[7]在用户数较少时能够得到较好性能, 但随着用户数和天线数的增多其性能优势却不明显, 而文献[8]能够在较少的天线数目下获得可观的性能, 但所需反馈比特数较大; 文献[9]和文献[11]给出了较好的解决方案, 但是信道矩阵的维度比预编码的维度大, 量化误差较大, 性能并不理想; 文献[10]需要的反馈信息量过大, 使系统处理信息负荷较大; 文献[12]只考虑了单数据流的情况, 且和速率受最差反馈链路的影响较大。在量化预编码方案中, 现有文献主要是基于最小弦距离^[13,14,16]或对齐度^[15]准则来选择码字, 但由于量化误差, 将使干扰不能对齐, 性能急剧下降。

此外, 文献[18]的联合量化策略较文献[17]的独立量化策略性能更优, 但并没有考虑有用信号的传输质量; 而文献[19~21]仅从理论上分析了有限反馈时的性能, 而没有给出实现方案。另外, 传统比特分配基于干扰泄露均值, 有效比特总数小于系统提供的总比特数, 且有的用户速率偏低。

为此, 本文从改进干扰对齐和提高比特利用度的角度出发, 提出了基于比特分配的 MIMO 多址接入 (MIMO-MAC, MIMO multiple address access) 有限反馈 IA 方案。首先, 由于传统比特分配基于干扰泄露的均值, 其分配并非最优, 使实际有效的比特总数小于系统提供的总比特数目, 为此本文给出了新的比特分配方案来提高系统比特利用度, 以减小量化误差的影响。进一步, 与传统的线性方案不同, 本文通过最大化用户的信号功率与泄露到其他小区的干扰与噪声功率之和的比值来求取预编码, 通过最大化各数据流的信干噪比设计干扰抑制矩阵, 以克服低信噪比时频谱效率损失。另外, 理论和仿真实验表明, 相对于现有的典型算法^[11,13,16,18], 无论理想 CSI 还是有限反馈 CSI 时, 本文算法均有效地改善了系统的性能。

2 系统模型

本文考虑 2 个小区每小区 K 个用户的 MIMO-MAC 信道模型，用户的发射天线数均为 N_t ，基站接收天线数均为 N_r ，系统模型如图 1 所示。假设每个用户对应的自由度分别为 $d_l (l=1,2,\dots,K)$ ，此处的自由度代表每个用户能够使用的独立数据流的个数，为了使系统自由度达到最大值，即 $\frac{K \min(N_r, N_t)}{2}$ ，那么每个用户所提供的信号空间的维数应该相等，故此处不妨设 $d_1 = d_2 = \dots = d_K = d$ 。

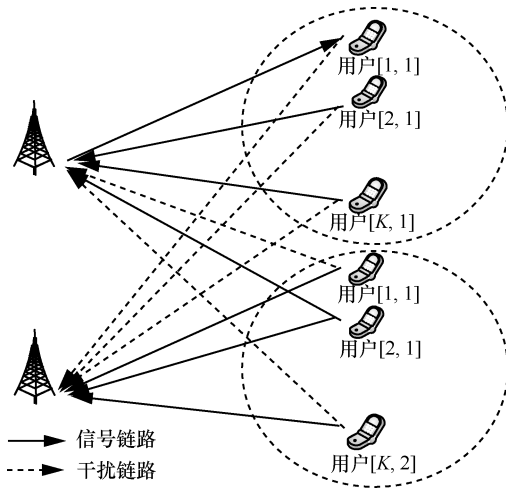


图 1 2 个小区每小区 K 用户有限反馈 MIMO-MAC 蜂窝系统

假设在同一时刻同一频率上的各个用户—基站对之间的信道是平坦衰落的，且信道系数独立同分布。在一个特定的时频资源上，基站 i 的接收信号可以表示为

$$y_i = \sum_{l=1}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[l,i]}} \right)^{\frac{\gamma}{2}} \mathbf{H}_i^{[l,i]} \mathbf{V}^{[l,i]} \mathbf{s}^{[l,i]} + \sum_{m=1, j \neq i}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[m,j]}} \right)^{\frac{\gamma}{2}} \mathbf{H}_i^{[m,j]} \mathbf{V}^{[m,j]} \mathbf{s}^{[m,j]} + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

其中， $[k,i]$ 表示第 i 小区的第 k 个用户， d_0 表示参考距离， γ 表示路损指数， $d_i^{[l,i]}$ 和 $d_i^{[m,j]}$ 分别表示用户 $[l,i]$ 和 $[m,j]$ 到基站 i 的传播距离，维数为 $N_r \times N_t$ 的 $\mathbf{H}_i^{[l,i]}$ 和 $\mathbf{H}_i^{[m,j]}$ 分别表示用户 $[l,i]$ 和用户 $[m,j]$ 到基站 i 的信道矩阵，其元素服从均值为 0、方差为 1 的循环对称复高斯分布。维数为 $N_t \times d_l$ 的 $\mathbf{V}^{[l,i]}$ 和维数为 $N_t \times d_j$ 的 $\mathbf{V}^{[m,j]}$ 分别是用户 $[l,i]$ 和

$[m,j]$ 对应于基站 i 和 j 的预编码矩阵，且满足 $(\mathbf{V}^{[l,i]})^H \mathbf{V}^{[l,i]} = \mathbf{I}_{d_{[l,i]}}$ ， $(\mathbf{V}^{[m,j]})^H \mathbf{V}^{[m,j]} = \mathbf{I}_{d_{[m,j]}}$ 。维数为 $d_{[l,i]} \times 1$ 的 $\mathbf{s}^{[l,i]}$ 和维数为 $d_{[m,j]} \times 1$ 的 $\mathbf{s}^{[m,j]}$ 是用户 $[l,i]$ 和 $[m,j]$ 的上行数据矢量信号，且满足功率约束 $E[\mathbf{s}^{[l,i]}(\mathbf{s}^{[l,i]})^H] = \frac{P^{[l,i]}}{d} \mathbf{I}_d$ ， $E[\mathbf{s}^{[m,j]}(\mathbf{s}^{[m,j]})^H] = \frac{P^{[m,j]}}{d} \mathbf{I}_d$ 。 $P^{[l,i]}$ 和 $P^{[m,j]}$ 分别表示用户 $[l,i]$ 和 $[m,j]$ 的发射功率。维数为 $N_r \times 1$ 的 \mathbf{n}_i ，其元素服从均值为 0、方差为 δ^2 的加性高斯白噪声，即 $E[\mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H] = \delta^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 。

为了解码出用户 $[k,i]$ 所发送的信号，在基站端用接收滤波器 $\mathbf{U}^{[k,i]}$ 进行处理，此时，用户 $[k,i]$ 的接收信号为

$$y_{[k,i]} = (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}} \right)^{\frac{\gamma}{2}} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{s}^{[k,i]} + (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \sum_{l=1, l \neq k}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[l,i]}} \right)^{\frac{\gamma}{2}} \mathbf{H}_i^{[l,i]} \mathbf{V}^{[l,i]} \mathbf{s}^{[l,i]} + (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \sum_{m=1, j \neq i}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[m,j]}} \right)^{\frac{\gamma}{2}} \mathbf{H}_i^{[m,j]} \mathbf{V}^{[m,j]} \mathbf{s}^{[m,j]} + (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{n}_i \quad (2)$$

式(2)第 1 项表示有用信号，第 2 项表示来自同一小区其他用户的干扰，第 3 项表示来自其他小区用户的干扰。

对于信道不具有互易性的 MIMO-MAC 蜂窝网络，在发射端没有全局的信道状态信息时，如何进行干扰对齐及有效设计传输预编码矩阵是一个挑战，接下来，将提出一种新的有限反馈干扰对齐算法，在讨论用户比特利用度的基础上给出新颖的比特分配方案，并对算法进行理论性能分析。

3 一种新的有限反馈干扰对齐算法

从干扰严格对齐的角度出发，文献[13,16]通过对齐相邻小区到自身基站的干扰以压缩干扰空间，并在接收端迫零设计干扰抑制矩阵，这将使在低信噪比时算法性能较差，并且当有限反馈方案破坏了严格的干扰对齐条件时，算法性能急剧下降。为此，设计迭代的考虑信道质量且不需要严格对齐的 IA 方案具有迫切的需求。因此，本文按照以下方式设计迭代的 MIMO-MAC 干扰对齐方案。

3.1 设计干扰抑制矩阵

对用户 $[k,i]$ 的第 m 个数据流而言，其信干噪比

$SINR_{[k,i]}^m$ 可以表示为

$$SINR_{[k,i]}^m = \frac{\left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}}\right)^\gamma (\mathbf{U}_m^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_m^{[k,i]} \mathbf{s}_m^{[k,i]} (\mathbf{s}_m^{[k,i]})^H (\mathbf{V}_m^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}_m^{[k,i]}}{(\mathbf{U}_m^{[k,i]})^H \mathbf{T}^{[k,i]} \mathbf{U}_m^{[k,i]}} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{T}^{[k,i]}$ 表示干扰 (接收端收到的所有干扰信号) 和噪声的协方差矩阵, 具体计算式为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}^{[k,i]} = & \sum_{n=1, n \neq m}^d \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}}\right)^\gamma \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_n^{[k,i]} \mathbf{s}_n^{[k,i]} (\mathbf{s}_n^{[k,i]})^H (\mathbf{V}_n^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H + \\ & \sum_{l=1, l \neq k}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[l,i]}}\right)^\gamma \mathbf{H}_i^{[l,i]} \mathbf{V}^{[l,i]} \mathbf{s}^{[l,i]} (\mathbf{s}^{[l,i]})^H (\mathbf{V}^{[l,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[l,i]})^H + \\ & \sum_{m=1, m \neq i}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[m,j]}}\right)^\gamma \mathbf{H}_i^{[m,j]} \mathbf{V}^{[m,j]} \mathbf{s}^{[m,j]} (\mathbf{s}^{[m,j]})^H (\mathbf{V}^{[m,j]})^H (\mathbf{H}_i^{[m,j]})^H + \mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H \end{aligned} \quad (4)$$

根据矩阵理论可以知道, 最大化用户 $[k,i]$ 的第 m 个数据流的信干噪比 $SINR_{[k,i]}^m$ 的单位向量 $\mathbf{U}_m^{[k,i]}$ 为

$$\mathbf{U}_m^{[k,i]} = \frac{\text{inv}(\mathbf{T}^{[k,i]}) \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_m^{[k,i]}}{\left\| \text{inv}(\mathbf{T}^{[k,i]}) \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_m^{[k,i]} \right\|} \quad (5)$$

3.2 设计量化预编码矩阵

对于信道不具有互易性的通信系统 (如

FDD 系统) 而言, 需要接收端反馈信道状态信息给发送端, 为此, 按以下方式求取预编码矩阵。

对于确定的干扰抑制矩阵而言, 通过最大化本小区用户自身的信号功率与泄露到其他小区的干扰和噪声的比值来设计预编码, 该优化问题可以表示为

$$Pro_{[k,i]} = \frac{\text{tr} \left\{ \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}}\right)^\gamma (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{s}^{[k,i]} (\mathbf{s}^{[k,i]})^H (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} \right\}}{\text{tr} \left\{ (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \left(\sum_{n=1, j \neq i}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[n,j]}}\right)^\gamma \mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{s}^{[k,i]} (\mathbf{s}^{[k,i]})^H (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H + \sum_{n=1, j \neq i}^K \mathbf{n}_{[n,j]} \mathbf{n}_{[n,j]}^H \right) \mathbf{U}^{[n,j]} \right\}} \quad (6)$$

由矩阵理论可以知道, 矩阵的迹具有以下性质

$$\text{tr}(\mathbf{A}_{w \times r} \mathbf{B}_{r \times w}) = \text{tr}(\mathbf{B}_{r \times w} \mathbf{A}_{w \times r}) \quad (7)$$

$$\text{tr}(\mathbf{C} + \mathbf{D}) = \text{tr}(\mathbf{C}) + \text{tr}(\mathbf{D}) \quad (8)$$

式(6)可进一步表示为

$$\begin{aligned} Pro_{[k,i]} = & \frac{\text{tr} \left\{ \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}}\right)^\gamma (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{s}^{[k,i]} (\mathbf{s}^{[k,i]})^H (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} \right\}}{\left\{ \text{tr} \left(\sum_{n=1, j \neq i}^K \left(\frac{d_0}{d_i^{[n,j]}}\right)^\gamma (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{s}^{[k,i]} (\mathbf{s}^{[k,i]})^H (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} \right) + \text{tr} \left(\sum_{n=1, j \neq i}^K (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{n}_{[n,j]} \mathbf{n}_{[n,j]}^H \mathbf{U}^{[n,j]} \right) \right\}} \\ = & \frac{\text{tr} \left(\mathbf{P}_i^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} \right)}{\text{tr} \left(\sum_{n=1, j \neq i}^K \mathbf{P}_j^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]} (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} \right) + \text{tr} \left(\sum_{n=1, j \neq i}^K \delta_n^2 \mathbf{I}_d \right)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\text{tr}\left(P_i^{[k,i]}(\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}\right)}{\text{tr}\left(\sum_{n=1, j \neq i}^K P_j^{[k,i]} (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}\right) + \text{tr}\left(\sum_{n=1, j \neq i}^K \delta_n^2 \mathbf{I}_d\right)} \\
& \frac{\text{tr}\left(P_i^{[k,i]}(\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}\right)}{\text{tr}\left(\sum_{n=1, j \neq i}^K P_j^{[k,i]} (\mathbf{V}^{[k,i]})^H (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}\right) + \text{tr}\left(\sum_{n=1, j \neq i}^K (\mathbf{V}^{[k,i]})^H \delta_n^2 \mathbf{I}_{N_i} \mathbf{V}^{[k,i]}\right)} \quad (9)
\end{aligned}$$

在式(9)中, 矩阵 $[P_i^{[k,i]}(\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]}$ 是 Hermite 矩阵, $[\sum_{n=1, j \neq i}^K P_j^{[k,i]} (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} + K \delta_n^2 \mathbf{I}_{N_i}]$ 也是 Hermite 矩阵且正定, 由矩阵理论可以知道, 最大化式(9)的预编码 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 为

$$\mathbf{V}^{[k,i]} = \mathbf{v}_{\max}^d \left(\left[\sum_{n=1, j \neq i}^K P_j^{[k,i]} (\mathbf{H}_j^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[n,j]} (\mathbf{U}^{[n,j]})^H \mathbf{H}_j^{[k,i]} + K \delta_n^2 \mathbf{I}_{N_i} \right]^{-1} [P_i^{[k,i]} (\mathbf{H}_i^{[k,i]})^H \mathbf{U}^{[k,i]} (\mathbf{U}^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]}] \right) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{v}_{\max}^d(\mathbf{A})$ 表示求取矩阵 \mathbf{A} 的前 d 个最大特征值对应的单位特征向量。

文献[13,16,18]设计预编码来严格对齐相邻小区对自己小区的干扰信号以达到压缩干扰的目的, 而本文算法设计预编码不要求干扰的严格对齐(存在略微的偏差), 使其在有限反馈时具有更大的干扰空间, 节省反馈所需要的带宽, 并具有独到的性能优势。

为了简单起见, 此处采用最小弦距离准则来求取最佳量化码字, 即

$$\hat{\mathbf{V}}^{[k,i]} = \arg \min_{\mathbf{c}_x \in \mathbf{C}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}_x \mathbf{c}_x^H - \mathbf{V}^{[k,i]} (\mathbf{V}^{[k,i]})^H\|_F \right) \quad (11)$$

其中, $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{2^{b[k,i]}}\}$, 每一个 \mathbf{c}_i 都是一个次酉矩阵。

4 速率损失分析与比特分配算法

4.1 速率损失分析

在理想 CSI 时, 用户 $[k,i]$ 的速率可以表示为

$$R_{\text{PFB}}^{[k,i]} = \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| (\mathbf{U}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_q^{[k,i]} \right|^2}{\|\mathbf{U}_q^{[k,i]}\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q, \text{PFB}}^{[k,i]}} \right) \quad (12)$$

其中,

$$\mathbf{I}_{q, \text{PFB}}^{[k,i]} = \sum_{n=1, n \neq q}^d \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| (\mathbf{U}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_n^{[k,i]} \right|^2 +$$

$$\sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{P_j^{[j,i]}}{d} \left| (\mathbf{U}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[j,i]} \mathbf{V}_q^{[j,i]} \right|^2 + \sum_{w=1, w \neq i}^2 \sum_{m=1}^K \frac{P_i^{[m,w]}}{d} \left| (\mathbf{U}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[m,w]} \mathbf{V}_q^{[m,w]} \right|^2 \quad (13)$$

且 $\mathbf{U}_q^{[k,i]}$ 表示用户 $[k,i]$ 干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}^{[k,i]}$ 的第 q 列, $\mathbf{V}_q^{[k,i]}$ 表示用户 $[k,i]$ 量化预编码矩阵 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 的第 q 列, $P_i^{[k,i]} = \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}} \right)^\gamma P^{[k,i]}$ 和 $P_i^{[m,j]} = \left(\frac{d_0}{d_i^{[m,j]}} \right)^\gamma P^{[m,j]}$ 表示用户 $[k,i]$ 和用户 $[m,j]$ 的信号传播到基站 i 时的信号功率。

在有限反馈时, 用户 $[k,i]$ 的速率可以表示为

$$R_{\text{LFB}}^{[k,i]} = \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| (\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]} \right|^2}{\|\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]}\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q, \text{LFB}}^{[k,i]}} \right) \quad (14)$$

其中,

$$\mathbf{I}_{q, \text{LFB}}^{[k,i]} = \sum_{n=1, n \neq q}^d \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| (\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{V}}_n^{[k,i]} \right|^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{P_j^{[j,i]}}{d} \left| (\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[j,i]} \hat{\mathbf{V}}_q^{[j,i]} \right|^2 + \sum_{w=1, w \neq i}^2 \sum_{m=1}^K \frac{P_i^{[m,w]}}{d} \left| (\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]})^H \mathbf{H}_i^{[m,w]} \hat{\mathbf{V}}_q^{[m,w]} \right|^2 \quad (15)$$

其中, $\hat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]}$ 表示用户 $[k,i]$ 的干扰抑制矩阵 $\hat{\mathbf{U}}^{[k,i]}$ 的第 q 列, $\hat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]}$ 表示用户 $[k,i]$ 的量化预编码矩阵 $\hat{\mathbf{V}}^{[k,i]}$ 的第 q 列, $P_i^{[k,i]} = \left(\frac{d_0}{d_i^{[k,i]}} \right)^\gamma P^{[k,i]}$ 和 $P_i^{[m,j]} = \left(\frac{d_0}{d_i^{[m,j]}} \right)^\gamma P^{[m,j]}$ 表示用户 $[k,i]$ 和用户 $[m,j]$ 的信号传播到基站 i 时的信号功率。

用户速率损失定义为理想 CSI 的速率与有限反馈 CSI 的速率之差, 即

$$\begin{aligned}
 & R_{\text{PFB}}^{[k,i]} - R_{\text{LFB}}^{[k,i]} \\
 &= \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| \left(\mathbf{U}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_q^{[k,i]} \right|^2}{d \left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{PFB}}^{[k,i]}} \right) - \\
 & \quad \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| \left(\widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \widehat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]} \right|^2}{d \left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]}} \right) \\
 & \leq \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| \left(\mathbf{U}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_q^{[k,i]} \right|^2}{d \left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2} \right) - \\
 & \quad \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} \left| \left(\widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \widehat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]} \right|^2}{d \left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]}} \right) \\
 &= \sum_{q=1}^d \left\{ \text{lb} \left(\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| \left(\mathbf{U}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_q^{[k,i]} \right|^2 \right) - \right. \\
 & \quad \left. \text{lb} \left(\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 \right) - \text{lb} \left(\left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]} + \right. \right. \\
 & \quad \left. \left. \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| \left(\widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \widehat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]} \right|^2 \right) + \text{lb} \left(\left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]} \right) \right\} \\
 & \leq \sum_{q=1}^d \left[-\text{lb} \left(\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 \right) + \text{lb} \left(\left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]} \right) \right] \\
 &= \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(\frac{\left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]}}{\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2} \right) \\
 &= \sum_{q=1}^d \text{lb} \left(1 + \frac{\mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]}}{\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2} \right) \tag{16}
 \end{aligned}$$

第 1 个不等式成立是因为 $\text{lb}(g)$ 是递增的且 $\mathbf{I}_{q,\text{PFB}}^{[k,i]} \geq 0$; 第 2 个不等式成立是因为 $\mathbf{U}_q^{[k,i]}$ 和 $\widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]}$ 是均匀分布在 $C^{N_r \times d}$ 空间中, 且 $\mathbf{V}_q^{[k,i]}$ 和 $\widehat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]}$ 是均匀分布在 $C^{N_t \times d}$ 空间中的, 所以有 $E \left[\sum_{q=1}^d \text{lb} \left(\left\| \mathbf{U}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| \left(\mathbf{U}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{V}_q^{[k,i]} \right|^2 \right) \right] = E \left[\sum_{q=1}^d \text{lb} \left(\left\| \widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right\|^2 \delta^2 + \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \left| \left(\widehat{\mathbf{U}}_q^{[k,i]} \right)^H \mathbf{H}_i^{[k,i]} \widehat{\mathbf{V}}_q^{[k,i]} \right|^2 \right) \right],$

并且 $\mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]} \geq 0$ 。

由式(16)可以看出, 速率损失主要由干扰泄露 $\mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]}$ 造成。为此, 下面将通过最小化干扰泄露并约束传输比特总数进行有效的比特分配。

4.2 比特分配算法

在 MIMO 蜂窝网络的上行链路中, 基站具有很强的信号处理能力并且可以和相邻基站交互信息。传统的比特分配是基于干扰泄露期望值的上界来进行比特分配, 由数理统计理论可以知道, 均值仅仅只能反映数据的基本特征, 不能很好地反映不同用户实际受到干扰泄露的差异, 这种分配不是最优的; 进一步分析发现, 预先给用户分配比特数的方式, 也会使实际用到的比特总数 (有效比特数) 小于系统提供的预置比特总数。基于上述 2 种情况, 本文从提高系统实际比特利用率出发, 给出了一种新的比特分配方案。

设用户 $[k,i]$ 的反馈比特数为 $B^{[k,i]}$, 当系统总的反馈比特数 $B_T = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]}$ 固定时, 该优化问题可以描述为

$$\begin{aligned}
 & \min \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{q=1}^d \mathbf{I}_{q,\text{LFB}}^{[k,i]} \\
 & \text{s.t. } \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]} \leq B_T \tag{17}
 \end{aligned}$$

因干扰泄露又是由于预编码量化误差引起的, 于是该优化问题可以进一步近似表达为

$$\begin{aligned}
 & \min \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{q=1}^d \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \left\| \widehat{\mathbf{V}}^{[k,i]} \left(\widehat{\mathbf{V}}^{[k,i]} \right)^H - \mathbf{V}^{[k,i]} \left(\mathbf{V}^{[k,i]} \right)^H \right\| \right) \\
 & \text{s.t. } \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]} \leq B_T \tag{18}
 \end{aligned}$$

在预先分配比特数的有限反馈方案中, 由于码本的随机性 (码本中的码字与理想预编码的弦距离大小是随机的、无序的), 假定给用户分配 b_1 bit, 但是量化预编码的码字索引只需用 b_2 bit, 其中, $b_2 \leq b_1$ (大多数情况下 $b_2 < b_1$), 即存在 $b_1 - b_2$ bit 冗余。进一步, 按照统计意义下的系统速率损失来分配比特也存在比特冗余的情况, 不是最优的, 会使系统中有效的比特数小于系统总的反馈比特数, 从而使反馈比特数的有效利用率降低。

为此, 本文给出一种新颖的比特分配方案, 具体实现如下。

1) 码本预置

有限反馈时的预置反馈比特数、最佳码字索引、有效反馈比特数、弦距离存在如表 1 所示的关系。

表 1 有限反馈各量关系

预置反馈比特数	最佳码字索引	有效反馈比特数	量化弦距离
b_{preset}^1	$index_1$	$b_{\text{effective}}^1$	I_{chordal}^1
b_{preset}^2	$index_2$	$b_{\text{effective}}^2$	I_{chordal}^2
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
b_{preset}^n	$index_n$	$b_{\text{effective}}^n$	I_{chordal}^n
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots

2) 最佳码字搜索

本文采用随机矢量化码本对码字进行搜索，其矢量的大小和方向在各层上均是有随机性，图 2 为各层上的比特分配情况，码字搜索的详细步骤如下。

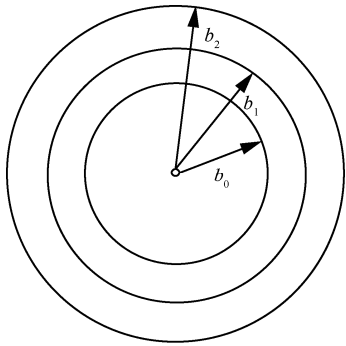


图 2 比特分配

① 设置 $b_0 = \frac{B_T}{2K}$ ，然后在等比特分配 b_0 的区域

内，求取实际的有效比特总数为

$$B_{\text{effective}} = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B_{\text{effective}}^{[k,i]} \quad (19)$$

② 如果 $B_{\text{effective}} < B_T$ ，设置 $b_1 = b_0 + 1$ ，然后在等比特分配 b_1 区域内，求取实际的有效比特总数为

$$B_{\text{effective}} = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B_{\text{effective}}^{[k,i]} \quad (20)$$

③ 如果 $B_{\text{effective}} < B_T$ ，继续设置 $b_2 = b_1 + 1$ ，然后在等比特分配 b_1 区域内，求取实际的有效比特总数为

$$B_{\text{effective}} = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B_{\text{effective}}^{[k,i]} \quad (21)$$

④ 如果 $B_{\text{effective}} < B_T$ ，继续执行与步骤②和步骤③类似的过程。

如果 $B_{\text{effective}} = B_T$ ，假定该层为 b_r ，那么该层所取得的比特数为此时的最佳比特数目。

如果 $B_{\text{effective}} > B_T$ ，假定该层为 b_r ，那么该层的上一层 b_{r-1} 所取得的比特数为此时的最佳比特数目。

⑤ 假定步骤④求得比特层为 b_r ，且在该层上用户 $k(k=1,2,3,4)$ 实际用到的比特数为 b_k ，则为了更加精确地分配比特，此处再一次计算冗余的比特数 $B_T - B_{\text{effective}}$ ，则每个用户的冗余比特数为 $\left\lfloor \frac{(B_T - B_{\text{effective}})}{2K} \right\rfloor$ ，所以，此时应在 $b_k + \left\lfloor \frac{(B_T - B_{\text{effective}})}{2K} \right\rfloor$ 层上求取最优的量化码字。

5 算法小结与理论性能分析

5.1 算法小结

通过第 3 节和第 4 节的分析，相对于传统算法而言，在理想 CSI 时，本文是迭代搜索的逐步增强信号质量的算法，其性能好于线性对齐干扰的算法；在有限反馈 CSI 时，由于本文算法不要求干扰的严格对齐，存放干扰的空间相对较大，更能减少量化误差对系统性能的影响。进一步，通过改进比特分配算法来提高比特的有效利用率，使在有限反馈时性能进一步得到提升。现将本文提出的有限反馈干扰对齐算法总结如下。

1) 求取稳健的干扰安排矩阵

① 初始化用户 $[k,i]$ 的预编码矩阵 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 为均值为 0，方差为 1 的复高斯，即满足 $\mathbf{V}^{[k,i]H} \mathbf{V}^{[k,i]} = \mathbf{I}_d$ ， $\forall i \in \{1,2\}, \forall k \in \{1,2,\dots,K\}$ 。

② 由式(5)计算得到干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}^{[k,i]}$ ，并且归一化 $\mathbf{U}^{[k,i]}$ 。

③ 将步骤②中得到的 $\mathbf{U}^{[k,i]}$ 代入式(10)中，计算得到用户 $[k,i]$ 的预编码矩阵 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ ，并且归一化 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 。

④ 重复步骤②和步骤③，直到收敛。

2) 考虑比特分配

情形 1 如果要求用户等比特分配，只需等比特分配就好。

情形 2 如果只要求系统总的反馈比特数一定，此时可以按照比特分配算法进行比特分配。

3) 量化预编码与修正干扰抑制矩阵

① 在得到分配的比特数的情况下，采用式(11)对用户的预编码进行量化，求得 $\hat{\mathbf{V}}^{[k,i]}$ 。

② 在得到量化的预编码时，对干扰抑制矩阵

重新计算, 求得 $\hat{U}^{[k,i]}$ 。

5.2 量化误差的影响分析

在理想 CSI 时, 目前的许多 IA 算法, 通过设计预编码和干扰抑制矩阵可以很好地实现干扰对齐并消除干扰, 使干扰对齐技术在提升用户自由度和系统容量方面具有极大的优势。但是, 在有限反馈 CSI 时, 由于量化误差的影响, 使预编码偏离了理想预编码的方向, 使用户受到的干扰不能对齐, 造成干扰泄露, 并且干扰泄露是用户发射功率的线性递增函数, 造成系统自由度受限, 所以在有限反馈 CSI 时系统容量存在极限。

在 2 个小区每个小区 K 个用户的 MIMO-MAC 系统中, 文献[13]、文献[16]和文献[18]的算法都是线性迫零的, 其前提条件是干扰严格对齐, 但在有限反馈 CSI 时, 由于不能完全对齐干扰, 致使算法的性能对量化误差很敏感, 算法性能急剧下降。另外, 文献[11]的算法是基于量化信道矩阵的, 由于信道矩阵的维度比预编码大很多, 会使量化误差更大, 因此性能不及文献[13]、文献[16]和文献[18]。而本文算法则采用的是 MAX-SINR 准则, 在理想 CSI 时就不要求严格对齐干扰, 使存放干扰的空间相对较大, 而在有限反馈 CSI 时, 也在较大程度上允许了干扰不严格对齐, 因此减少了量化误差对系统性能的影响。进一步, 通过改进比特分配算法来提高比特的有效利用率, 使在有限反馈时性能进一步得到提升。从本文第 6 节的仿真图可知, 本文算法的有效性和可行性进一步得到了验证。

5.3 比特有效利用率

由式(16)中的推导并结合文献[16]可知, 用户速率损失的均值满足

$$\begin{aligned} E[R_{\text{PFB}}^{[k,i]} - R_{\text{LFB}}^{[k,i]}] &\leq E\left[\sum_{q=1}^d \text{lb}\left(1 + \frac{\mathbf{I}_{q, \text{LFB}}^{[k,i]}}{\|\mathbf{u}_q^{[k,i]}\|^2 \delta^2}\right)\right] \\ &\leq \sum_{q=1}^d \text{lb}\left(\frac{\delta^2 + E(\mathbf{I}_{q, \text{LFB}}^{[k,i]})}{\delta^2}\right) \\ &\leq \sum_{q=1}^d \text{lb}\left(1 + \sum_{l=1, l \neq i}^K \frac{8P_i^{[l,j]}}{\delta^2 d(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_G}}}\right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, $N_G = 2d(N_t - d)$, c 为格拉斯曼流形球体系数, 第 2 个不等式是通过 Jensen 不等式得到的。

此处, 来分析本文算法的比特利用率。为了简

单起见, 假定用户的速率损失为一个常数, 这就要求 $\frac{P_i^{[l,j]}}{d}$ 与 $(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_G}}$ 成线性比例。因此, 有

$$\frac{P_i^{[l,j]}}{d} = \lambda (c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_G}} \quad (23)$$

其中, $\lambda (\lambda > 0)$ 为一个比例因子。

对式(23)两边取对数, 可得

$$B^{[l,j]} = d(N_t - d)\text{lb}(P_i^{[l,j]}) - d(N_t - d)\text{lb}(d\lambda) - \text{lb}c \quad (24)$$

在相同的系统总比特数下, 假定文献[13]、文

献[16]和文献[18]中 $\frac{P_i^{[l,j]}}{d}$ 的比例因子为 $(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_G}}$
 $\lambda_0 (\lambda_0 > 0)$; 本文算法 $\frac{P_i^{[l,j]}}{d}$ 的比例因子为 $(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_G}}$

$\lambda_{\text{new}} (\lambda_{\text{new}} > 0)$ 。由 4.2 节可以知道, 本文算法的干扰泄露更小, 所以有 $\lambda_{\text{new}} \leq \lambda_0$, 结合式(24), 有效比特数满足

$$B_{\text{new}}^{[l,j]} \geq B_0^{[l,j]} \quad (25)$$

从式(25)可以看出, 在相同的系统比特数下, 本文算法减少了干扰泄露, 并提高了系统的比特利用率。

5.4 所需天线数分析

针对 2 个小区每个小区 2 用户的 MIMO-MAC 信道, 为了获得 4 个自由度, 文献[17]中发射端需要 3 根天线, 接收端至少也需要 3 根天线; 而文献[13~16,18]通过把小区间干扰实现联合对齐, 仅仅需要 2 根发射天线和 3 根接收天线, 就可以获得 4 个自由度。由文献[16]可知, 要使每个用户获得 d 个自由度, 那么必须满足

$$(KN_t + N_r) - (KN_r) \geq d \quad (26)$$

进一步分析可以发现, 当小区间干扰被对齐时, 小区基站将会收到 $K+1$ 个不同空间的数据流 (包括小区间对齐的干扰流), 即基站解码用户数据流时, 将会收到 K 个干扰流。当每个用户的自由度均为 d 时, 要实现干扰对齐必须满足

$$\frac{N_r}{K+1} \geq d \quad (27)$$

联立式(26)与式(27), 可得

$$\begin{aligned} \frac{KN_t - d}{K - 1} &\geq N_r \geq (K + 1)d \\ \text{s.t. } \frac{N_t}{2} &\geq d \end{aligned} \quad (28)$$

为了充分利用天线的自由度，通常 d 的取值为 $\frac{N_t}{2}$ 。

6 仿真结果及分析

本节利用 Matlab 进行频谱效率和有效比特分布的仿真。为了保持与对比文献参数的一致性，增强可比性，仿真中均考虑 2 个小区的情形，而实质上本文算法也可用在多个小区的模型中。本文考虑系统配置为 $[K, d, (N_r \times N_t)]^2$ ，即 2 个小区每个小区 K 个用户，每个用户的自由度为 d 的 MIMO-MAC 信道模型，基站端天线数为 N_r ，用户端天线数为 N_t 。假设所有收发天线间的信道均为平坦瑞利衰落信道，其元素满足均值为 0 和方差为 1 的循环对称复高斯分布；且信道噪声是均值为 0、方差为 1 的加性高斯白噪声。接下来，将本文算法与文献[11]、文献[13]、文献[16]和文献[18]的算法进行仿真比较，所有的仿真都取 5 000 次信道实现。

6.1 理想 CSI 下平均频谱效率

在系统配置为 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 和 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时，对应的系统频谱效率分别如图 3 和图 4 所示。

此处假定信号传播到基站时没有功率损失，从图中可以看出，在 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 的配置下，每个用户自由度为 1（即单数据流），文献[11,13,16,18]通过完全消除干扰的算法，性能相同，但该种方案不能保证把干扰旋转压缩到最佳接收方向上，而本文算法

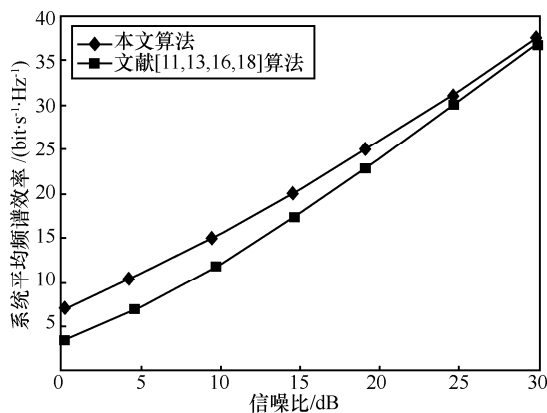


图 3 系统配置 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 时的信道容量

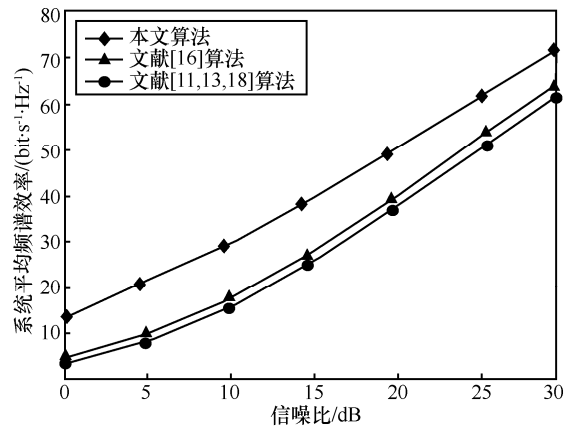


图 4 系统配置 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时的信道容量

通过迭代逐渐旋转压缩干扰到有利于信号接收的方向上，使性能得到极大提升。在 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 的配置下，每个用户的自由度为 2，文献[16]在设计预编码矩阵时考虑了用户数据流之间的相关性，其性能较文献[13,18]好，本文算法通过迭代设计干扰安排矩阵逐渐旋转压缩干扰，其性能较文献[16]好。文献[11]是量化信道的方案，由于量化信道矩阵维度比量化预编码大，量化误差较大，性能与文献[13, 18]近似。进一步观察可以发现，用户传输的数据流越多，本文算法提升效果就越明显；本文算法在中低信噪比，甚至在中高信噪比时，都有较大的性能优势。

6.2 同等损耗下有限反馈 CSI 的平均频谱效率

在系统配置为 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 和 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时，对应的平均频谱效率如图 5 和图 6 所示。此处，假定信号传播到基站时没有功率损失。从图中可以看出，在 2 种系统配置下，本文算法均是最优的，这是因为本文算法设计的最优预编码矩阵不要求严格的干扰对齐，使干扰可以残存一部分在信号空间中，进而取得较大的信干噪比，这样就有更多的空间用于放置干扰。而由于文献[11]采用的是量化信道矩阵的方案，因其较大的量化误差而使其性能与文献[13,16,18]相比都要差。另外，文献[18]由于采用了联合量化策略，其性能好于文献[13,16]，但不及本文算法。此外，也可以看出：1) 本文算法在多自由度时，性能相对于文献[11,13,16,18]提升更加明显；2) 采用本文的比特分配方案确实提升了有限反馈时算法的频谱利用率；3) 由于量化误差的影响，造成的干扰泄露越来越大，将使系统频谱效率存在极限。

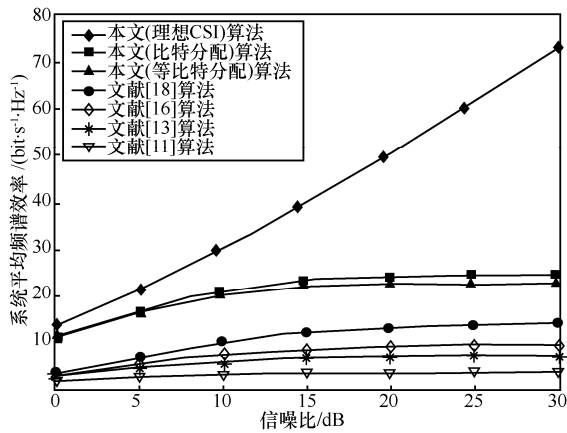


图 5 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时, $B_T = 24$ 时算法的信道容量

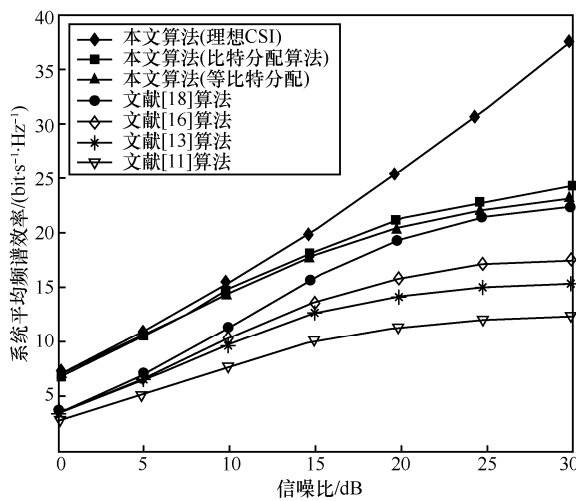


图 6 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, $B_T = 32$ 时算法的信道容量

6.3 信道衰减时比特分配算法下平均频谱效率

在有限反馈 CSI 时, 假定基站半径 $R = 500 \text{ m}$, 参考距离 $d_0 = 200 \text{ m}$, 路损指数 $\gamma = 3$ 且所有用户落在距离目标基站 $D_s = 700 \text{ m}$ 的区域内。此处考虑所有用户总的反馈比特数 $B_T = 32$, 从图 7 和图 8 可以看出, 本文算法通过比特分配, 在系统配置为 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 和 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时确实极大地提升了算法性能, 并且进一步看出, 自由度越大本文算法优势越明显。

6.4 同等损耗下有限反馈 CSI 的有效比特分布

在系统配置为 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 和 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, 对应的比特利用情况如图 9 和图 10 所示。此处假定信号传播到基站时没有功率损失。从图 9 和图 10 可以看出, 在 2 种系统配置下, 当用户进行预先分配相等的比特时, 文献[11,13,16,18]算法的比特利用情况基本相同, 而通过采用本文的比特

分配算法有效地提高了比特利用度。例如, 在图 9 中, 当系统总的反馈比特数为 24 bit 时, 文献 [13,16,18]算法的系统实际用到的总反馈比特数大部分分布在 17~24 bit 之间, 而本文的比特分配算法则大多集中在 21~24 bit, 明显地提升了系统的比特利用度。当系统总反馈比特数增加为 32 bit 时 (如图 10 所示), 本文有效反馈比特数多分布在 29~32 bit 之间, 相比其他文献主要分布在 24~32 bit 有更加明显的提升。

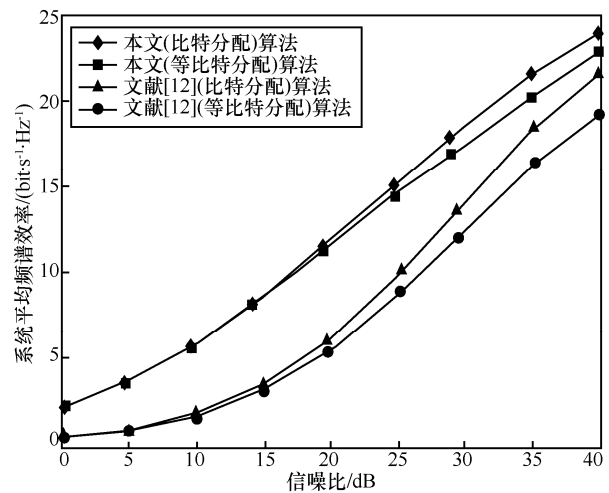


图 7 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时, 有限反馈 $B_T = 32$ 时算法的频谱效率

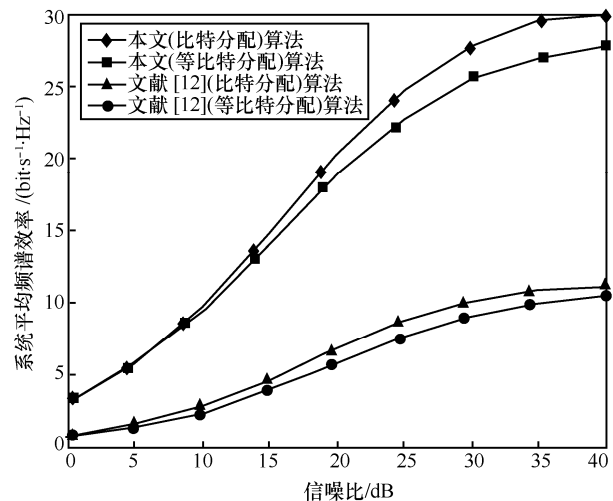


图 8 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, 有限反馈 $B_T = 32$ 时算法的频谱效率

7 结束语

本文研究了在发送端没有 CSI 需要接收端反馈 CSI 的系统 (如 FDD 系统), 由于反馈中存在量化误差使性能恶化的情况, 针对 2 小区每个小区 K 个

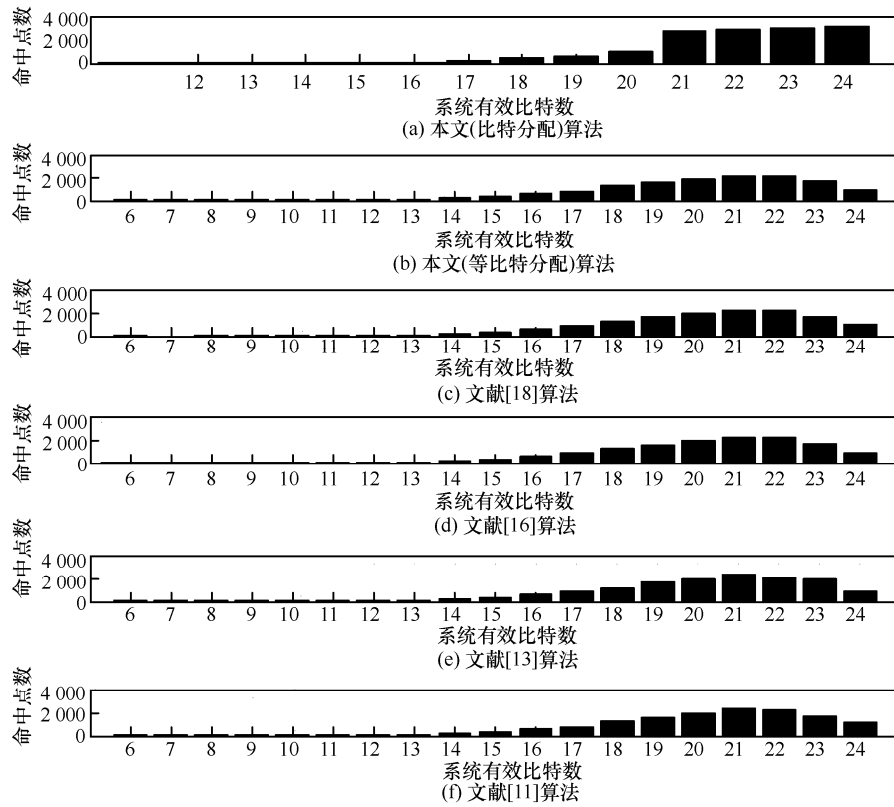


图 9 系统配置 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 时, 有限反馈为 6 bit 时系统用户速率的平均下限

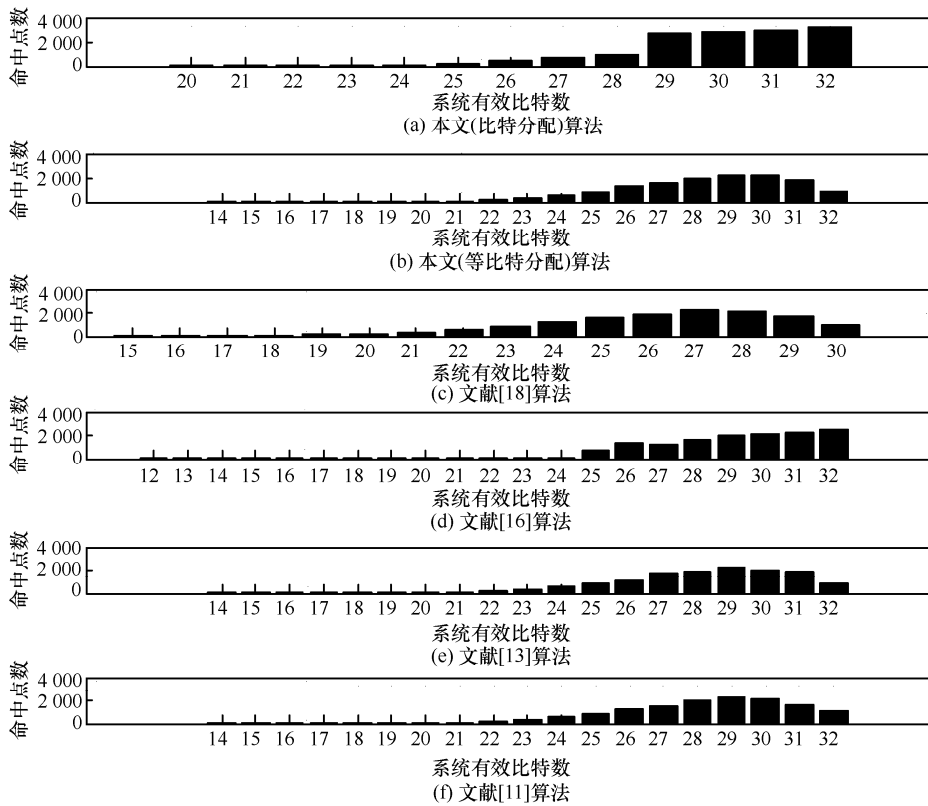


图 10 系统配置 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时, 有限反馈为 8 bit 时系统用户速率的平均下限

用户的 MIMO-MAC 信道, 从优化干扰对齐算法以及优化比特分配的角度出发, 给出了一种新颖的 MIMO-MAC 有限反馈干扰对齐算法及优化的比特分配方案, 来提高系统比特利用度, 以减小量化误差的影响。由理论分析和仿真结果可见, 相对于现有典型算法而言, 本文算法在很大程度上提高了系统的性能。

参考文献:

- [1] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and degrees of freedom of the K -user interference channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3425-3441.
- [2] JAFAR S A. Interference alignment-a new look at signal dimensions in a communication network [J]. Foundations and Trends in Communications and Information Theory, 2011, 7(1): 1-136.
- [3] KIM J S, MOON S H, LEE S R, et al. A new quantization strategy for MIMO interference alignment with limited feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 358-366.
- [4] AYACH O E, HEATH R W. Grassmannian differential limited feedback for interference alignment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(12):6481-6494.
- [5] JATIN T, HELMUT B. Interference alignment with limited feedback[C]//IEEE International Symposium on Information Theory(ISIT), 2009: 1759-1763.
- [6] REZAEE M, GUILLAUD M. Limited feedback for interference alignment in the K -user MIMO interference channel[C]//2012 IEEE Information Theory Workshop (ITA). 2012: 667-671.
- [7] KIM J S, MOON S H, LEE S R, et al. A new channel quantization strategy for MIMO interference alignment with limited feedback [J], IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012,11(1): 358-366.
- [8] ZHANG Y X, CHENG R S. On the design of interference alignment scheme for multi-user MIMO with limited feedback[C]//IEEE International Conference on Communications(ICC), 2013: 5646-5651
- [9] SARA T, ADÃO S, RUI D, et al. Robust iterative interference alignment with limited feedback[C]//IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM). 2015: 1-6.
- [10] JAN S, GERHARD W, PETER J. Robust iterative interference alignment for cellular networks with limited feedback[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015,14(2): 882-894.
- [11] MOHSEN R, MAXIME G. Interference alignment with quantized grassmannian feedback in the k -user constant MIMO interference channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(2): 1456-1468.
- [12] WANG H, SDNG R I, LEUNG S H. Throughput analysis of interference alignment for a general centralized limited feedback model[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2016,65(10): 8775-8781.
- [13] LEE N, S, SDIN W. HEATH R W. Interference alignment with limited feedback for two-cell interfering MIMO-MAC[C]//2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (WCS). 2012: 566-570.
- [14] ZHOU R X, LYU T J, GAO H, et al. A new limited feedback scheme for interference alignment in two-cell interfering MIMO-MAC[C]// 2012 IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC). 2012: 1633-1638.
- [15] ZHOU R X, LYU T J, LONG W, et al. Limited feedback schemes based on inter-cell interference alignment in two-cell interfering MIMO-MAC[C]//2013 IEEE International Conference on Communications(ICC). 2013: 5214-5218.
- [16] KTM M J, LEE H H, KO Y C. Limited feedback design for interference alignment on two-cell interfering MIMO-MAC[J].IEEE Transactions on Vehicular Technology,2015,64(9):4019-4030.
- [17] CHO S Y, HUANG K B, KIM D K, et al. Interference alignment for uplink cellular systems with limited feedback[J]. IEEE Communications Letters, 2012,16(7):960-963.
- [18] GAO H, LYG T J, FANG D, et al. Limited feedback-based interference alignment for interfering multi-access channels[J]. IEEE Communications Letters, 2014,18(4):540-543.
- [19] KRISHNAMACHARI R T, VARANASI M K. Interference alignment under limited feedback for MIMO interference channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(15):3908-3917.
- [20] CHEN X M, YUEN C. Performance analysis and optimization for interference alignment over MIMO interference channels with limited feedback[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(7): 1785-1795.
- [21] DAI W, LIU Y J, RIDER B. Quantization bounds on grassmann manifolds and applications to MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(3):1108-1123.

作者简介:



谢显中 (1966-), 男, 四川通江人, 博士, 重庆邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为干扰对齐、认知无线电、移动通信技术等。



李丹 (1989-), 女, 四川自贡人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为干扰对齐技术。



雷维嘉 (1969-), 男, 云南元谋人, 重庆邮电大学教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线通信技术、嵌入式系统等。

张森林 (1987-), 男, 重庆人, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为干扰对齐技术。