

一种最大化系统用户速率下限的 MIMO-MAC 有限反馈干扰对齐算法

谢显中,张森林,聂俊美,雷维嘉

(重庆邮电大学个人通信研究所,重庆 400065)

摘要: 针对2小区MIMO-MAC中传统有限反馈干扰对齐码字选择方案的不足,本文提出了一种最大化用户速率下界的直接码字选择方案,并结合比特分配算法来减少和速率的损失,同时采用最大信干扰算法译码.不同于传统的基于最小弦距离或对齐度准则来选择码字,本文从最大化用户速率下界的角度来选择的码字;进一步地,在格拉斯曼空间中生成与期望预编码接近的码字集合,在该集合中只需简单的搜索便可找到优化的码字组合,同时实现了低复杂度和次优的全局搜索.仿真实验表明,相对于现有的典型算法,本文算法在提升系统和速率的同时,也提高了系统用户速率的下界.

关键词: 干扰对齐; MIMO-MAC; 有限反馈; 最大化用户速率下界; 码字选择; 比特分配

中图分类号: TN929.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)03-0662-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.03.024

A Limited Feedback-Based Interference Alignment Algorithm to Maximize the Rate Lower Bound in Interfering MIMO-MAC

XIE Xian-zhong, ZHANG Sen-lin, NIE Jun-mei, LEI Wei-jia

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

Abstract: We propose a new code word selected scheme that directly selects code words to maximize the rate lower bound and combine bit allocation algorithm to reduce the sum rate loss, which is based on analyzing the disadvantages of the traditional limited feedback interference alignment scheme in two-cell interfering MIMO-MAC. Meanwhile, we adopt MAX-SINR criterion to decode the target signal. Unlike the traditional limited feedback schemes which are based on minimum chordal distance or alignment degree criterion, we select optimized code words from the perspective of maximizing the rate lower bound. Further, we generate the sets of code words which are close to perfect precoder, and select the optimized code words in these sets through low complexity and suboptimal global searching. The simulation results verify that the proposed algorithm effectively improves the performance of system and improves the rate lower bound compared with the existing typical algorithms.

Key words: interference alignment; MIMO-MAC; limited feedback; maximizing the rate lower bound; code words selected; bit allocation

1 引言

干扰对齐 (Interference Alignment, IA) 能够有效地解决干扰信道中的干扰问题并提高信道容量^[1,2], 但是需要全局的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 来设计干扰安排矩阵^[3,4], 通常采用接收端反馈的

方式来告知发送端所需的 CSI. 为了节省反馈的带宽, 有限反馈 IA 在发送端和接收端共享同一码本, 接收端由全局 CSI 设计出最优的预编码, 并从码本中找到最优的码字, 再将其位置索引进行有限反馈^[5,6]. 因为信道矩阵^[7,8] 比预编码矩阵^[9-17] 的维度大, 所以反馈预编码的算法更优, 有限反馈 IA 以较少的反馈取得较大的性

收稿日期:2015-07-05;修回日期:2016-02-25;责任编辑:梅志强

基金项目:国家自然科学基金(No. 61271259, No. 61471076);重庆市教委科学技术研究项目(No. KJ120501, No. KJ130536);长江学者和创新团队发展计划(No. IRT1299);重庆市科委重点实验室专项经费(CSTC)资助课题

能提升,得到了广泛的研究.

在量化信道的方案中,文献[7]分析了在 L 径频率选择性信道下,当接收端仅反馈 $K(L-1)\log_2(\text{SNR})$ 比特时仍然可以获得 $K/2$ 的自由度.文献[8]对联合干扰信道进行 QR 分解获得等效的西矩阵,并在格拉斯曼码本中量化,减小了性能的损失.在量化预编码的方案中,针对 2 小区每小区 K 个用户的 MIMO 上行链路的情况,文献[9]通过基站间交互彼此的 CSI 联合设计预编码来对齐小区间干扰,并迫零小区间和小区内的干扰求得干扰抑制矩阵,最后直接量化预编码.文献[10]针对文献[9]中小区间干扰和小区内干扰都不能消除的情况,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[11]针对文献[10]中小区间干扰不能消除的问题,通过直接码字选择最小化小区间的干扰.文献[12]把文献[10]推广到多个自由度的情况并加以改进,使其性能优于文献[10]的简单推广.文献[13]将小区间干扰对齐在最有利的接收的方向上较传统的随机化方向有所改进.在文献[13]的基础上,文献[14]通过联合选择量化码字来最小化小区间干扰,但复杂度较高.文献[15]证明了采用格拉斯曼码本可以进一步提高系统性能.文献[16,17]分析了不同译码算法和不同系统参数时,系统性能受到的影响.

可见,传统的有限反馈方案是基于最小弦距离^[9,10,12]或对齐度^[11]准则来选择码字,并没有从整体性能的角度来考虑,也没有考虑到干扰抑制矩阵可能使干扰放大的问题.此外,文献[14]的联合量化较文献[13]的独立量化性能更优,但并没有考虑信号的传输质量;而文献[16,17]仅仅从理论上分析了有限反馈时的性能.因此,针对 MIMO-MAC 的情况,可以从优化系统整体性能的角度来选择码字.

为此,本文提出了一种最大化系统用户速率下限的 MIMO-MAC 有限反馈 IA 算法.首先,根据每个用户不同的信道质量,进行比特分配;其次,在格拉斯曼码本空间中选出与理想预编码较靠近的码字构成可选的码字集合并采用最大信干噪比(Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio, MAX-SINR)算法进行译码;最后,在该集合中搜索出可以使用户速率下限最大的码字组合作为最优的量化预编码.此时,同时实现了低复杂度和次优的全局搜索.仿真表明,相对于其他算法而言,本文算法在提升和速率的同时,也提高了系统中用户速率的下限.

2 系统模型

本文考虑 2 小区每小区 K 个用户 MIMO-MAC 的模型,发射天线数均为 N_t ,接收天线数均为 N_r ,系统模型如图 1 所示.

为了使总的自由度达到最大,每个用户所提供的信号空间的维数应该相等,即每个用户的自由度相同并假定为 d .假设各个用户-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

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

其中, $[k, i]$ 表示在第 i 小区的第 k 个用户, d_0 表示参考距离, $d_i^{[l,i]}$ 和 $d_i^{[m,j]}$ 分别表示从用户 $[l, i]$ 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 $N_t \times d$ 的 $\mathbf{V}^{[l,i]}$ 和 $N_t \times d$ 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 $(\mathbf{V}^{[l,i]})^H \mathbf{V}^{[l,i]} = \mathbf{I}_d$, $(\mathbf{V}^{[m,j]})^H \mathbf{V}^{[m,j]} = \mathbf{I}_d$. 维数为 $d \times 1$ 的 $\mathbf{s}^{[l,i]}$ 和维数为 $d \times 1$ 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 $E[\|\mathbf{s}^{[l,i]}\|^2] = P^{[l,i]}$, $E[\|\mathbf{s}^{[m,j]}\|^2] = P^{[m,j]}$. $P^{[l,i]}$ 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 $E[\mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H] = \delta^2 \mathbf{I}_{N_r}$.

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

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

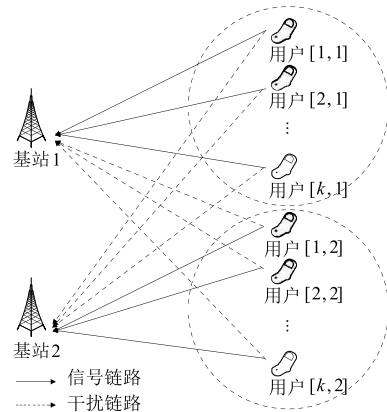


图1 2小区每小区 k 用户有限反馈 MIMO-MAC 系统

3 新的有限反馈干扰对齐算法

3.1 预编码矩阵与码字选择方案

从 IA 的角度来说,将小区 i 的用户到基站 j 的干扰对齐在一个空间 \mathbf{H}_j^{CI} ,可以表示为

$$\begin{aligned} \text{span}(\mathbf{H}_j^{\text{CI}}) &= \text{span}(\mathbf{H}_j^{[1,i]} \mathbf{V}^{[1,i]}) \\ &= \cdots = \text{span}(\mathbf{H}_j^{[K,i]} \mathbf{V}^{[K,i]}) \end{aligned} \quad (3)$$

满足式(3)的预编码和对齐后的干扰项 \mathbf{H}_j^{CI} 可以通过式(4)求得,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_i} & -\mathbf{H}_j^{[1,i]} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_{N_i} & \mathbf{0} & -\mathbf{H}_j^{[2,i]} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{I}_{N_i} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & -\mathbf{H}_j^{[K,i]} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_j^{\text{CI}} \\ \tilde{\mathbf{V}}^{[1,i]} \\ \tilde{\mathbf{V}}^{[2,i]} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{V}}^{[K,i]} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (4)$$

由文献[18]可以知道,当发送多个数据流时,把预编码的列向量进行施密特正交化,可以进一步提高用户速率.因此,我们考虑用施密特正交化来处理预编码,即

$$\mathbf{V}^{[k,i]} = \text{orth}(\tilde{\mathbf{V}}^{[k,i]}) \quad (5)$$

其中 orth 表示施密特正交化.

根据矩阵的理论可以知道,

$$\text{span}(\mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}) = \text{span}(\mathbf{H}_j^{[k,i]} \tilde{\mathbf{V}}^{[k,i]}) \quad (6)$$

其中 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 是 $\tilde{\mathbf{V}}^{[k,i]}$ 的列生成空间, $\mathbf{H}_j^{[k,i]} \tilde{\mathbf{V}}^{[k,i]}$ 和 $\mathbf{H}_j^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]}$ 有相同的列生成空间,所以用 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 作为预编码并不影响干扰对齐约束式(3)的满足.

在理想 CSI 下,按照式(4),(5)设计预编码可以完全对齐小区间干扰,在接收端进行迫零处理就可以提取出有用信号.

在有限反馈时,用户 $[k,i]$ 的速率可以表示为

$$R^{[k,i]} = \sum_{q=1}^d \log_2 \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]}|}{d \|\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]}\|^2 \delta^2 + I_q^{[k,i]}} \right) \quad (7)$$

其中,

$$\begin{aligned} I_q^{[k,i]} &= \sum_{n=1, n \neq q}^d \frac{P_i^{[k,i]}}{d} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_n^{[k,i]}|^2 \\ &+ \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{P_i^{[j,i]}}{d} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[j,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[j,i]}|^2 \\ &+ \sum_{w=1}^2 \sum_{m=1}^K \frac{P_i^{[m,w]}}{d} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[m,w]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[m,w]}|^2 \end{aligned} \quad (8)$$

且 $\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]}$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]}$ 分别表示干扰抑制矩阵 $\hat{\mathbf{u}}^{[k,i]}$ 和量化预编码 $\hat{\mathbf{v}}^{[k,i]}$ 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.

按照最小弦距离准则^[12]求得的量化预编码,只能保证与理想预编码的夹角最小,但是通过接收滤波器矩阵处理后,其干扰可能放大,不能保证式(8)最小.此外,采用独立量化预编码,也会导致某些用户受到的干扰较重.综上可见有限反馈需要综合考虑两个因素,即弦距离较小且干扰较小,才能从整体上提高性能.为此,本文在与理想预编码弦距离较小的范围内,建立一个可行域且通过低复杂度搜索找到最优码字组合.

具体实现如下,计算理想预编码和码本中所有码字的弦距离

$$\phi(\mathbf{c}_x, \mathbf{V}^{[k,i]}) = \frac{1}{\sqrt{2}} \|\mathbf{c}_x \mathbf{c}_x^{\text{H}} - \mathbf{V}^{[k,i]} \mathbf{V}^{[k,i]\text{H}}\|_{\text{F}} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{c}_x \in \mathcal{C}$, $\mathcal{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_{2B^{[k,i]}}\}$, 每一个 \mathbf{c}_x 都是次酉矩阵, $B^{[k,i]}$ 是用户 $[k,i]$ 反馈的比特数.

在有限反馈下,用户 $[k,i]$ 的预编码矩阵的可行域为

$$\bar{\mathcal{C}}_{\text{opt}}^{[k,i]} = \varphi_g(\mathcal{C}, \mathbf{V}^{[k,i]}) \quad (10)$$

φ_g 表示在码本 \mathcal{C} 中求取与 $\mathbf{V}^{[k,i]}$ 弦距离最小的 g 个码字.

3.2 译码算法的改进

在量化预编码确定的情况下,迫零算法^[12]进行译码并不是最优的,为此,本文考虑通过 MAX-SINR 算法译码.对用户 $[k,i]$ 的第 q 个数据流而言,其信干噪比

$$\text{SINR}_q^{[k,i]} = \frac{\text{trace}(\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{W}^{[k,i]} \hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]})}{\text{trace}(\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{F}^{[k,i]} \hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]})} \quad (11)$$

其中,

$$\mathbf{W}^{[k,i]} = \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \mathbf{H}^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}^{[k,i]\text{H}} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{F}^{[k,i]} &= \sum_{n=1, n \neq q}^d \frac{P_i^{[k,i]}}{d} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_n^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_n^{[k,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[k,i]\text{H}} \\ &+ \sum_{j=1, j \neq k}^K \frac{P_i^{[j,i]}}{d} \mathbf{H}_i^{[j,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[j,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[j,i]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[j,i]\text{H}} \\ &+ \sum_{w=1}^2 \sum_{m=1}^K \frac{P_i^{[m,w]}}{d} \mathbf{H}_i^{[m,w]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[m,w]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[m,w]\text{H}} \mathbf{H}_i^{[m,w]\text{H}} \\ &+ \delta^2 \mathbf{I}_{N_i} \end{aligned} \quad (13)$$

因为 $\mathbf{W}^{[k,i]}$ 是 Hermite 矩阵, $\mathbf{F}^{[k,i]}$ 也是 Hermite 矩阵且正定.根据广义特征空间的定义,存在 $N_i \times N_i$ 维的矩阵 $\mathbf{T}^{[k,i]}$ 使得下述条件成立.

$$\mathbf{T}^{[k,i]\text{H}} \mathbf{W}^{[k,i]} \mathbf{T}^{[k,i]} = \mathbf{\Lambda}_{[k,i]} \quad (14)$$

$$\mathbf{T}^{[k,i]\text{H}} \mathbf{F}^{[k,i]} \mathbf{T}^{[k,i]} = \mathbf{I}_{N_i} \quad (15)$$

其中,矩阵 $\mathbf{T}^{[k,i]}$ 的列向量为矩阵 $\{\mathbf{W}^{[k,i]}, \mathbf{F}^{[k,i]}\}$ 的广义特征向量.其中对角阵 $\mathbf{\Lambda}_{[k,i]}$ 的主对角元素均为非负实数,且降序排列,又 $\text{rank}(\mathbf{W}^{[k,i]}) = 1$ 必有 $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_{[k,i]}) = 1$,为此,只要取 $\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]}$ 为 $\mathbf{T}^{[k,i]}$ 的第 1 列即可.

所以,最大化 $\text{SINR}_q^{[k,i]}$ 的单位矢量 $\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]}$ 为,

$$\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]} = \nu_{\max} \left((\mathbf{F}^{[k,i]})^{-1} \mathbf{W}^{[k,i]} \right) \quad (16)$$

$\nu_{\max}(\mathbf{A})$ 表示求取矩阵 \mathbf{A} 的最大特征值所对应的单位特征向量.

4 速率损失分析与比特分配算法

4.1 速率损失分析

在有限反馈时,由文献[3]可以知道,采用式(16)进行译码其性能将好于文献[12],用户速率损失将小于文献[12].因此有,

$$I_q^{[k,i]} \leq I_{q, \text{IC}}^{[k,i]} \quad (17)$$

其中, $I_q^{[k,i]}$ 和 $I_{q, \text{IC}}^{[k,i]}$ 分别表示采用本文算法和文献[12]算法时,用户 $[k,i]$ 的第 q 个数据流的干扰泄露.

进一步地,有如下式子成立,

$$\mathbb{E}[I_q^{[k,i]}] \leq \mathbb{E} \left[\left(\sum_{l=1, j \neq i}^K \frac{P_i^{[l,j]}}{d} \hat{\Delta}^{[l,j]} \right) \right] \quad (18)$$

其中, $\hat{\Delta}^{[l,j]} = \|\hat{\mathbf{v}}^{[l,j]} \hat{\mathbf{v}}^{[l,j]H} - \mathbf{V}^{[l,j]} \mathbf{V}^{[l,j]H}\|_F^2$.

当码本按照球状填充方式产生时,量化误差的最大值的上界^[18]为,

$$\hat{\Delta}_{\max}^{[l,j]} = \max_{V^{[l,j]} \in G_{N_c, d}} \hat{\Delta}^{[l,j]} \leq \frac{8}{(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_c}}} \quad (19)$$

其中 c 是 Grassmannian 流形的球体系数,且 $N_c = 2d(N_c - d)$.

将式(19)带入式(18)有,

$$\mathbb{E}[I_q^{[k,i]}] \leq \sum_{l=1, j \neq i}^K \frac{8P_i^{[l,j]}}{d(c2^{B^{[l,j]}})^{\frac{2}{N_c}}} \quad (20)$$

4.2 比特分配算法

当系统总的反馈比特数 $B_T = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]}$ 一定时,可以通过自适应的比特分配方案,来降低干扰泄露.结合式(20),优化问题可以描述如下

$$\begin{aligned} \min & \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K Q_r^{[k,i]} 2^{\frac{-2B^{[k,i]}}{N_c}} \\ \text{s. t.} & \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]} \leq B_T \end{aligned} \quad (21)$$

其中 $Q_r^{[k,i]} = 8P_i^{[l,j]} / (dc^{\frac{2}{N_c}})$.

严格求解式(21)将十分复杂,为此求解其次优解.因为目标函数是对数凸优化的,为了求得式(21)的闭式解,我们可以用凸优化来求取.式(21)的拉格朗日函数表达形式如下

$$\begin{aligned} L(B^{[k,i]}, \lambda) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K Q_r^{[k,i]} 2^{\frac{-2B^{[k,i]}}{N_c}} \\ &+ \lambda \left(\sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]} - B_T \right) \end{aligned} \quad (22)$$

对应的 KKT 方程为,

$$\frac{\partial L(B^{[k,i]}, \lambda)}{\partial B^{[k,i]}} = -\frac{2 \ln(2) Q_r^{[k,i]}}{N_c} 2^{\frac{-2B^{[k,i]}}{N_c}} + \lambda = 0 \quad (23)$$

$$\frac{\partial L(B^{[k,i]}, \lambda)}{\partial \lambda} = \sum_{i=1}^2 \sum_{k=1}^K B^{[k,i]} - B_T = 0 \quad (24)$$

通过求解,我们得到式(21)的次优解为,

$$B^{[k,i]*} = \min \{ B_T, \lfloor J \rfloor^+ \} \quad (25)$$

其中,

$$J = \frac{B_T}{2K} + \frac{N_c}{2} \log_2 \left(\frac{Q_r^{[k,i]}}{\left(\prod_{l=1}^2 \prod_{w=1}^K Q_r^{[w,l]} \right)^{\frac{1}{2K}}} \right) \quad (26)$$

$$\lfloor J \rfloor^+ = \max(0, \lfloor J \rfloor) \quad (27)$$

$\lfloor x \rfloor$ 表示求取不大于 x 的最大整数.

5 算法总结与理论性能分析

5.1 算法总结

通过以上分析,将有限反馈 IA 算法总结如下:

步骤 1 根据用户不同的信道质量,按式(25)进行比特分配.

步骤 2 根据理想的 CSI,按照式(4)、(5)求得理想预编码.

步骤 3 根据步骤 2 求得的理想预编码,并按照式(9)、(10)生成预编码的可行域.

步骤 4 在该可行域中,为每个用户选择一个码字,并生成一个用户量化预编码组合.

步骤 5 根据求得的量化预编码组合,按照式(16)进行译码.

步骤 6 计算所有用户的信道容量,并令信道容量集中最小的元素为 γ .

步骤 7 重复步骤 4 和步骤 5,直到在预编码可行域中,找到可以最大化 γ 的码字组合为止,并把对应的码字组合作为最佳量化预编码组合.

步骤 8 接收端将最佳量化预编码在码本中的位置索引反馈给发送端.

5.2 用户速率下限分析

在有限反馈中,只有兼顾弦距离较小且干扰较小,才能从整体上提高性能.为此,本文在与理想的预编码周围,建立一个较小的可行域,且通过简单地搜索找到最优的码字组合.干扰对齐^[3]的思想是将干扰和信号划分在独立的子空间,干扰安排矩阵的设计都是从平衡彼此间干扰的角度来考虑的,即是一种联合的策略.在 MIMO-MAC 模型中,从空间的角度分析,如果可以完全对齐小区间干扰,那么只需在接收端进行简单的迫零处理;另一方面,也可以看出小区间干扰处理的好坏,直接影响到系统的性能.本文最大化用户速率的下限,假定小区 1 中用户 i 的速率下限被提高,那么可知小区 2 对小区 1 的干扰降低,小区 1 中用户速率得到提升;此时,固定小区 2 中

用户的量化预编码,通过进一步搜索码字,找到使小区 1 对小区 2 的干扰降低的码字,又进一步提高了小区 2 中用户的速率.通过这样的交叠搜索,可以在可行域内找到最优的码字组合.为此,通过这样的搜索不但提高了系统用户速率的下限,也提升了系统和速率.

5.3 复杂度分析

由推导可知,用户速率损失为

$$\begin{aligned} \Delta R^{[k,i]} &= R_{\text{PFB}}^{[k,i]} - R_{\text{LFB}}^{[k,i]} \\ &= E \left[\sum_{q=1}^d \log_2 \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} |\mathbf{u}_q^{[k,i]H} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{v}_q^{[k,i]}|^2}{\delta^2} \right) \right] \\ &\quad - E \left[\sum_{q=1}^d \log_2 \left(1 + \frac{P_i^{[k,i]} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]H} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]}|^2}{\delta^2 + I_q^{[k,i]}} \right) \right] \\ &\leq E \left[\sum_{q=1}^d \log_2 \left(\delta^2 + \frac{P_i^{[k,i]} |\mathbf{u}_q^{[k,i]H} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \mathbf{v}_q^{[k,i]}|^2}{d} \right) \right] \\ &\quad - E \left[\sum_{q=1}^d \log_2 \left(\delta^2 + \frac{P_i^{[k,i]} |\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]H} \mathbf{H}_i^{[k,i]} \hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]}|^2}{d} \right) \right] \\ &\quad + E \left[\sum_{q=1}^d \log_2 \left(\frac{\delta^2 + I_q^{[k,i]}}{\delta^2} \right) \right] \\ &\leq \sum_{q=1}^d \log_2 \left(\frac{\delta^2 + E(I_q^{[k,i]})}{\delta^2} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

第 1 个不等式由 $\log_2(\cdot)$ 增函数且 $I_q^{[k,i]} \geq 0$ 求得;第 2 个不等式因为 $\mathbf{u}_q^{[k,i]H}$ 和 $\hat{\mathbf{u}}_q^{[k,i]H}$ 是均匀分布在 $\mathbf{C}^{N_t \times d}$ 空间中,且 $\mathbf{v}_q^{[k,i]}$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_q^{[k,i]}$ 也是均匀分布在 $\mathbf{C}^{N_r \times d}$ 空间中,并由 Jensen 不等式求得.

将式(20)带入式(28)可以得到

$$\Delta R^{[k,i]} \leq \sum_{q=1}^d \log_2 \left(1 + \sum_{l=1, l \neq i}^K \frac{8P_l^{[l,j]}}{\delta^2 d (c2^{B^{[l,j]}})_{N_c}^2} \right) \quad (29)$$

由式(29)可知,为了保证和理想 CSI 相同的自由度,则要求 $P_i^{[l,j]}/d$ 与 $(c2^{B^{[l,j]}})_{N_c}^2$ 成线性比例.因此,有

$$\frac{P_i^{[l,j]}}{d} = \lambda (c2^{B^{[l,j]}})_{N_c}^2 \quad (30)$$

其中 $\lambda (\lambda > 0)$ 为一个比例因子.

因为自由度是在 $P_i^{[l,j]} \rightarrow +\infty$ 时定义的,为了达到理想的自由度,由式(30)可知

$$B^{[k,i]} = d(N_t - d) \log_2(P_i^{[l,j]}) \quad (31)$$

当用户反馈比特数为 b 时,本文从码字搜索次数的角度来探讨算法的复杂度.文献[9,10,12]为了获得最优的预编码矩阵需要搜索的次数为 $2^{b+1}K$,文献[11]为 2^{bK+1} ,文献[14]为 2^{2Kb+1} ,本文算法为了获得最优的预编码矩阵需要搜索的次数为 $2^{bK} + 2^{b+1}K$.由此可见,本文算法的复杂度比文献[9,10,12]高,但比文献[11,14]低.

在本文 6.2 节给出了 g 取不同值时算法复杂度的仿真,验证了算法的低复杂度和可行性.

5.4 所需天线数分析

针对 2 小区每个小区 2 用户 MIMO-MAC 信道,为了使

总的自由度为 4,文献[13]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[9~12,14]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.由式(4)可以知道,要使式(4)有解,即每个用户均获得 d 个自由度,那么必须有

$$(KN_t + N_r) - (KN_r) \geq d \quad (32)$$

6 仿真结果及分析

考虑系统配置为 $[K, d, (N_t \times N_r)]^2$,即两个小区,每个小区 K 个用户,每个用户的自由度为 d 的 MIMO-MAC 模型,基站端天线数为 N_r ,用户端天线数为 N_t .所有的信道均是平坦瑞利衰落的,其元素满足均值为 0 和方差为 1 的循环对称复高斯分布;信道噪声是均值为 0,方差为 1 的加性高斯白噪声.最后,将本文算法与文献[9,12,14]的算法进行仿真比较,所有的仿真都取 10000 次信道平均.

6.1 理想 CSI 下平均频谱效率仿真

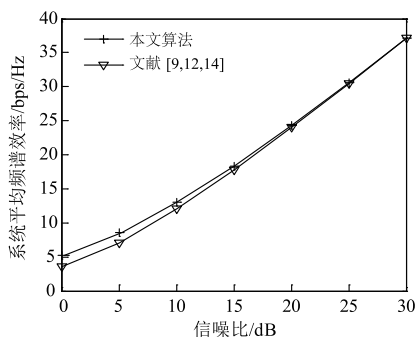
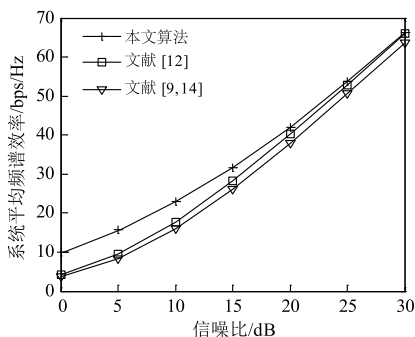
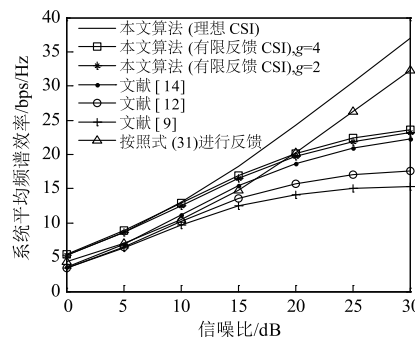
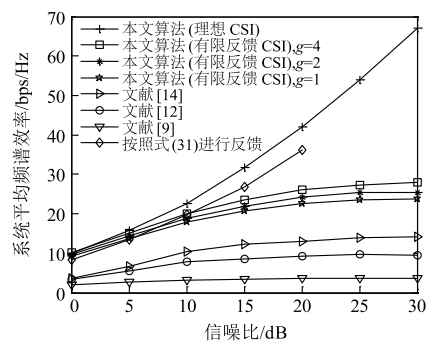
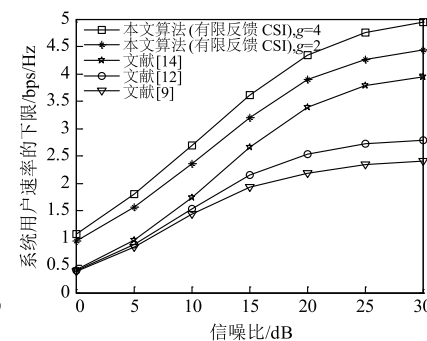
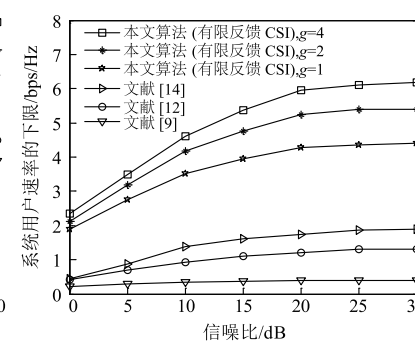
此处假定信号传播到基站时没有功率损失,在 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 的配置下,如图 2 所示,由于不存在数据流间的干扰,文献[9,12,14]的性能相同,而本文采用最大信噪比算法,其性能优于前者.在 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 的配置下,如图 3 所示,每个用户的自由度为 2,文献[12]在设计预编码矩阵时考虑了用户数据流之间的相关性,其性能较文献[9,14]好,本文算法设计预编码矩阵时通过施密特正交化减少数据流间的干扰且采用 MAX-SINR 算法译码,故本文算法较文献[12]好.

6.2 有限反馈 CSI 下平均频谱效率仿真

此处假定信号传播到基站时没有功率损失,在系统配置为 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 和 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时,本文算法通过在接收端最大化 SINR,并且在与理想预编码靠近的码本域中搜索最优码字,可以进一步地提高系统性能.并且在多自由度传输时,对预编码进行了施密特正交化,进一步减弱了用户数据流间的干扰.从图 4 和图 5 可以看出,文献[14]采用联合量化策略,其性能好于文献[9,12],而本文算法采用最大信干噪比的联合选择策略相对于文献[14]的最小化干扰泄露的联合策略性能更优.此外,从图中也可以看出,按照式(31)设计反馈比特的数目的确可以保证系统的自由度.

通过 5.2 节的分析可知,本文算法不但可以提升系统的和速率,也可以提高系统用户速率的下限.为此,图 6 和图 7 中对比了采用不同算法时系统用户速率的下限.从图中可以看出,采用本文算法的确从整体上提升了系统性能,且适当增加搜索范围可以进一步提高系统用户速率的下界.

图 8 为系统配置为 $[2, 1, (3 \times 2)]^2$ 和 $[2, 2, (6 \times 4)]^2$ 时, g 取不同值时本文算法复杂度的仿真图,该仿真基于 10000 次信道平均且每个用户 bit = 8.

图2 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时的系统频谱效率图3 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时的系统频谱效率图4 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时, bit=6 时算法的系统频谱效率图5 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, bit=8 时算法的系统频谱效率图6 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时, bit=6 时系统用户速率的平均下限图7 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, bit=8 时系统用户速率的平均下限

6.3 有限反馈 CSI 下考虑信道衰减时的频谱效率仿真

假定基站半径 $R = 500\text{m}$, $d_0 = 200\text{m}$, $\gamma = 3$ 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 9 和图 10 可以看

出, 本文算法通过比特分配, 并且在与理想预编码靠近的码本域中搜索最优码字, 提高了系统性能. 也可以看出, 在系统配置为 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, 性能提升好于 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 的情况, 可见自由度越大本文算法优势越明显.

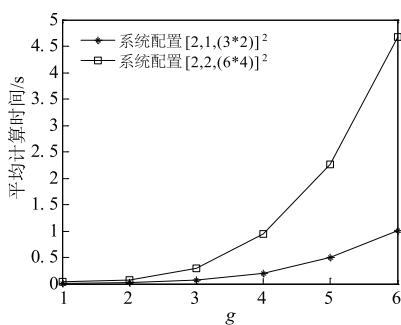
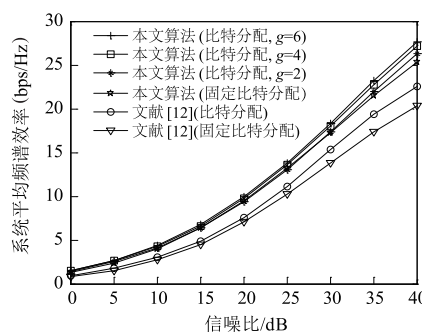
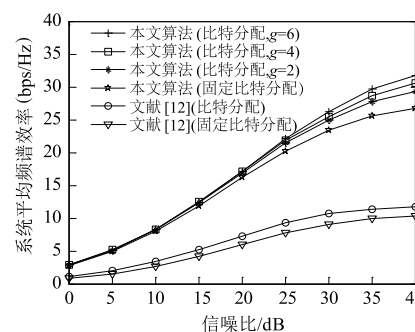


图8 有限反馈bit=8时, 算法复杂度

图9 系统配置 $[2,1,(3 \times 2)]^2$ 时, 有限反馈 $B_T=32$ 时算法的系统频谱效率图10 系统配置 $[2,2,(6 \times 4)]^2$ 时, 有限反馈 $B_T=32$ 时算法的系统频谱效率

7 结论

本文研究了接收端反馈 CSI 时, 由于反馈中存在量化误差使得性能恶化的情况. 为此, 针对 2 小区每个小区 K 个用户的 MIMO-MAC 环境下, 给出了一种最大化系统用户速率的下界的直接码字选择方案, 并且结合比特分配算法来减少系统和速率的损失, 并在接收端

采用 MAX-SINR 算法进行译码以最大化系统用户速率的下界. 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系统的性能.

参考文献

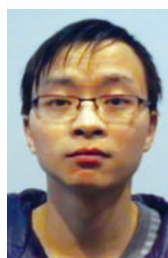
[1] 谢显中, 黄倩, 等. 一种云存储中基于干扰对齐的多节点精确修复方法 [J]. 电子学报, 2014, 42 (10): 1873

- 1881.
XIE Xian-zhong, HUANG Qian, et al. A multi-node exact repair method in cloud storage based on interference alignment[J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(10): 1873 - 1881. (in Chinese)
- [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] Gomadam K, Cadambe V R, Jafar S A. Distributed numerical approach to interference alignment and applications to wireless interference networks[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(6): 3309 - 3322.
- [4] El Ayach O, Peters S W, Heath R W Jr. The practical challenges of interference alignment[J]. IEEE Wireless Communications, 2013, 20(1): 35 - 42.
- [5] 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.
- [6] Omar El Ayach, Robert W Heath Jr. Grassmannian differential limited feedback for interference alignment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(12): 6481 - 6494.
- [7] Jatin Thukral, Helmut Bölcskei. Interference alignment with limited feedback[A]. Proceedings of the IEEE International Symposium on Information Theory[C]. Seoul: IEEE, 2009. 1759 - 1763.
- [8] Rezaee M, Guillaud. Limited feedback for interference alignment in the K-user MIMO interference channel[A]. Proceedings of the IEEE Information Theory Workshop[C]. Lausanne: IEEE, 2012. 667 - 671.
- [9] Namyoon Lee, Wonjae Shin, Bruno Clerckx. Interference alignment with limited feedback for two-cell interfering MIMO-MAC[A]. Proceedings of the 2012 International Symposium on Wireless Communication Systems[C]. Paris: IEEE, 2012. 566 - 570.
- [10] Ruixue Zhou, Tiejun Lv, Hui Gao, et al. A new limited feedback scheme for interference alignment in two-cell interfering MIMO-MAC[A]. Proceedings of the IEEE 23rd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications[C]. Sydney: IEEE, 2012. 1633 - 1638.
- [11] Ruixue Zhou, Tiejun Lv, Wei Long, et al. Limited feedback schemes based on inter-cell interference alignment in two-cell interfering MIMO-MAC[A]. Proceedings of the IEEE International Conference on Communications[C]. Budapest: IEEE, 2013. 5214 - 5218.
- [12] Myeong Jin Kim, Hyun Ho Lee, Young-Chai Ko. Limited feedback design for interference alignment on two-cell interfering MIMO-MAC[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(9): 4019 - 4030.
- [13] Sungyoon Cho, Kaibin Huang, Dongku Kim, et al. Interference alignment for uplink cellular systems with limited feedback[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(7): 960 - 963.
- [14] Hui Gao, Tiejun Lv, Di Fang, et al. Limited feedback-based interference alignment for interfering multi-access channels[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(4): 540 - 543.
- [15] 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.
- [16] Xiaoming Chen, Chau Yuen. 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.
- [17] Changho Suh, Minnie Ho, David N C Tse. Downlink interference alignment[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(9): 2616 - 2626.
- [18] Wei Dai, Youjian Liu, Brian Rider. 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 男, 1966 年出生, 四川人. 重庆邮电大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为认知无线电、移动通信技术等.
E-mail: xiexzh@cqupt.edu.cn



张森林 男, 1987 年生, 四川人. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为干扰对齐技术.
E-mail: 254945521@qq.com

聂俊美 女, 1990 年生, 重庆人. 现为重庆邮电大学通信与信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为干扰对齐技术.
E-mail: niejm223@163.com

雷维嘉 男, 1969 年生, 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.
E-mail: leiwj@cqupt.edu.cn