论 文

基于有限反馈的协作多小区分布式预编码

张瑞^{①*}, 傅洪亮^①, 宋荣方^{②③}^① 河南工业大学信息科学与工程学院, 郑州 450001^② 南京邮电大学通信与信息工程学院, 南京 210003^③ 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096

* 通信作者. E-mail: zhangrui@haut.edu.cn

收稿日期: 2012-08-22; 接受日期: 2013-01-04

国家自然科学基金 (批准号: 60972041, 61001099, 61271234)、校高层次人才基金 (批准号: 2012BS056) 和河南省科技创新杰出青年基金 (批准号: 104100510008) 资助项目

摘要 多小区协作需要基站间交换大量的信息. 为了降低无线回传开销和反馈开销, 采用基于信漏噪比最大化的分布式预编码方法, 该方法仅需共享干扰信道的信道状态信息, 不需要共享数据, 与特征值波束成形和小区间干扰清零两种极端的方法相比取得了性能提高. 其次, 为了更加有效利用反馈资源, 推导了速率损耗公式, 利用穷尽搜索得到使其最小化的最优解, 得出比特自适应分配规律. 仿真表明, 根据期望信号和干扰信号强度自适应的分配反馈比特能进一步提高系统速率.

关键词 信漏噪比 有限反馈 协作单小区传输 自适应比特分配

1 引言

基站协作是 MIMO (multiple input multiple output) 蜂窝系统提高数据速率和改善小区边缘用户性能有效的方法之一^[1], 为未来蜂窝通信标准重点考虑的关键技术. 基站协作通过协作基站间的无线回传链路, 共享控制信号、信道状态信息 (channel state information, CSI)、用户数据以及预编码数据, 最大程度的抑制甚至消除整体频谱复用带来的小区间干扰^[2]. 但是, 由于需要大量的信息共享, 带来了极大的反馈开销和无线回传开销. 有限带宽的反馈链路和容量有限的无线回传链路成为基站协作技术的瓶颈. 如何降低多小区协作中的反馈开销以及无线回传开销成为近来的研究热点之一^[3~12].

文献 [3] 研究了小区簇协作情况下, 通过自适应的选择反馈集 (需要 CSI 反馈的基站), 在降低小区间干扰 (需要大的反馈集协作) 和簇内干扰 (小的反馈集协作, 高的 CSI 量化精度) 之间折衷以更加有效的利用 network MIMO 的优势. 但是文献 [3] 是协作多小区传输的情况, 基站间不但需要 CSI 信息, 还需要用户的数据信息. 为了减少无线回传开销, 文献 [4~8] 研究了仅需要共享干扰信道的 CSI, 而无需共享用户数据信息的协作单小区传输. 研究有限反馈情况下的协作单小区传输, 则能降低反馈开销, 更有效地利用资源. 文献 [4] 研究了多小区 MISO (multiple input single output) 干扰信道 (interference channel, IF) 中, 采用小区协作迫零预编码的情况下, 如何分配反馈比特量化信道, 取得最优的复用增益. 研究表明, 为了最小化量化误差, 用户总的反馈比特数应自适应的随着接收功率的变化而变化. 文献 [5] 研究了广义特征值波束成形预编码情况下, 用户端干扰比特的自适应分配问题, 但是

引用格式: 张瑞, 傅洪亮, 宋荣方. 基于有限反馈的协作多小区分布式预编码. 中国科学: 信息科学, 2013, 43: 459–468, doi: 10.1360/112012-82

图 1 多小区位置示意图

Figure 1 System model of multicell

只针对小区内只有一个干扰的情况. 另外, 为了降低基站间的信息传递, 也可以采用模式切换^[6]的方法, 小区中心的用户采用单小区传输模式, 而边缘用户采用干扰协调. 在协作单小区传输中, 考虑反馈时延时的比特分配与传输模式切换在文献 [7,8] 中得到了初步研究.

信漏噪比 (signal to leakage and noise ratio, SLNR) 的概念最早由 Mirette Sadek 等提出并应用于多用户 MIMO 下行链路的预编码^[9]. 近来, 该准则被用于多小区下行的预编码^[10~12]. 文献 [10] 在多小区协作传输情况下, 利用 SLNR 得出分布式的预编码, 基站只需要小部分用户的 CSI, 但是由于采用完全协作的模式, 仍然需要大量的信息共享, 并且没有考虑反馈. 文献 [11,12] 考虑协作单小区传输情况下的基于 SLNR 最大化预编码, 但是均为小区内只有一个干扰的情况, 并且没有考虑比特分配问题. 本文在用户受到多个干扰的多小区模型中, 将 SLNR 最大化准则用于协作的单小区传输, 考虑有限反馈情况下的基于 SLNR 分布式预编码性能, 同时降低无线回传开销和反馈开销, 并且探索使速率损耗最小化的比特分配规律. 在本方案中, 系统采用 FDD(frequency division duplexing) 模式, 每个小区只需要获取本地 (本基站对期望用户以及所有共道干扰用户)CSI, 利用 SLNR 最大化准则, 设计本小区的预编码向量, 用户终端自适应分配比特量化信道, 更有效地利用反馈资源.

2 系统模型

小区位置以及多小区有限反馈示意图分别如图 1 和 2 所示. 假设每个基站只知道本地的 CSI 信息, 即 BS_j 知道 $\mathbf{h}_{jk}$, $k = 1, 2, \dots, K$. CSI 在 TDD(time division duplexing) 系统中可以通过信道的互逆性获得, 在 FDD 系统中可以通过专门的反馈信道由 MS_k 反馈给 BS_j . 在这里假设 MS_k 能准确估计 $\mathbf{h}_{jk}$, 通过专用的反馈信道反馈给服务基站, 服务基站通过无线回传链路 (wireless backhaul) 将干扰信道告知干扰基站.

假设多小区系统有 K 个小区, 每个小区内采用 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access) 接入方式, 小区内用户没有干扰, 只存在小区间干扰, 每个用户受到多个相邻基站的干扰. 每个小区在每个时频资源块上只有一个用户激活. 简单起见, 假设每个小区内一个用户, 共有 K 个用户, 每个基站有 N_t 根天线, 用户为单天线. 信道采用窄带平衰落模型, 假设信道在码字传输期间保持恒定. 第 k 个小区的用户的离散基带接收信号表示为

$$y_k = \sqrt{\gamma_k} \mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \sqrt{\gamma_{jk}} \mathbf{h}_{jk} \mathbf{w}_j s_j + n_k, \quad (1)$$

图 2 多小区中的有限反馈示意图

Figure 2 Limited feedback in multicell systems

其中, $\mathbf{h}_{jk} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_{N_t})$ 为 BS_j 到 MS_k 之间的信道, 为 $1 \times N_t$ 的向量, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 为基站 k 的波束成形向量, s_k 为用户 k 的发送信号, $E\{|s_k|^2\}=1$. $n_k \in \mathbb{C}$ 为均值为 0 的复高斯白噪声, 满足 $E\{|n_k|^2\} = \sigma^2=1$. γ_k 表示用户 k 的信号接收功率, γ_{jk} 表示基站 j 对用户 k 的干扰功率. 在分析过程中, 令 $\gamma_{jk} = \alpha_{jk}\gamma_k$, $\alpha_{jk} \in [0, 1]$ (当干扰信号功率强度小于等于期望信号强度, 否则将切换服务基站).

在计算功率时, 我们采用路径损耗模型 $P_{jk} = P_0(D_0/d_{jk})^\delta$, P_{jk} 即为公式 (1) 中的 γ_{jk} . 其中, δ 为路径损耗指数, P_0 为参考距离 D_0 处的接收信号功率, d_{jk} 为基站 j 到用户 k 间的距离. 若令 $D_0=R$, P_0 即为小区边缘 SNR. 假设每个基站等发送功率, 即没有功率控制.

用户 k 的信干噪比表示为

$$\text{SINR}_k = \frac{|\sqrt{\gamma_k}\mathbf{h}_{kk}\mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\sqrt{\gamma_{jk}}\mathbf{h}_{jk}\mathbf{w}_j|^2 + \sigma^2} = \frac{|\mathbf{h}_{kk}\mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk}|\mathbf{h}_{jk}\mathbf{w}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}}, \quad (2)$$

其中, $\rho_k = \gamma_k/\sigma^2$ 为用户 k 的接收 SNR, 独立于波束成形向量. 相应地, 我们用 ρ_{jk} 表示干扰噪声比 (INR) $\rho_{jk} = \gamma_{jk}/\sigma^2$. 干扰信号比 (ISR) 表示为 $\alpha_{jk} = \gamma_{jk}/\gamma_k = \rho_{jk}/\rho_k$.

假设单用户解码, 则系统的总速率表示为

$$R_s = \sum_k \log_2(1 + \text{SINR}_k). \quad (3)$$

显然, R_s 与 SINR_k 有关. 由 SINR_k 的表达式可以看出, 任一用户的 SINR 不仅依赖自身的预编码向量, 还依赖于其他所有同信道用户的预编码向量, 不同用户的 SINR 之间是相互耦合、相互影响、相互制约, 调整任何一个用户的预编码向量都会对其他同信道用户的 SINR 造成影响. 故 SINR 不管作为目标函数还是作为约束条件, 都会导致问题是耦合的、非线性的、非凸的多维优化问题.

3 随机矢量量化

在 CSI 的诸多反馈方法中, 最为有效的反馈方法是构造一个收发两端都已知的码本, 接收端将估

计得到的 CSI 按照某种准则 (常用距离最小) 映射到该码本的某个码字上, 并将该码字的索引反馈给发射端, 发射端通过该索引找到对应的码字, 即量化后的 CSI, 从而进行预编码或者用户调度. 这就是基于码本的有限反馈.

码本基于随机向量量化 (random vector quantization, RVQ) 方案^[13,14]预先生成, 并为发射机和接收机共知. 本文将采用 RVQ 方案来量化信道. 与一些设计更繁和性能更好的方案 (如 Grassmannian line packing^[15]) 相比, RVQ 在设计上更为简单, 在数学上更易分析, 且当码本尺寸和发射天线数较大时, 其性能与最优的码本设计非常接近^[13,14]. RVQ 作为一种低复杂度且易于理论分析的码本生成方式, 在多天线广播信道有限反馈研究中获得了广泛的关注^[14]. RVQ 码本的码字通过从各向同性均匀分布的维线性单位 Euclid 空间中独立选择出来, 从而构成码本 $\mathcal{C}$.

在本文中, 假设每个用户对各个协作的基站的码本相同, 不同的用户使用不同的码本. 这是为了避免多个用户在相同的基站得到相同的量 CDI. 对于任意的一个用户而言, 设反馈的比特数为 B , $L = 2^B$ 为码本中单位向量码字的个数, 则码本表示为 $\mathcal{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_L\}$. 每个用户根据最近的码本量化信道方向, 量化的信道方向表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{jk} = \arg \max_{\mathbf{c} \in \mathcal{C}} |\mathbf{h}_{jk} \mathbf{c}^*|, \quad (4)$$

其中, $\mathbf{h}_{jk} = \frac{\mathbf{h}_{jk}}{\|\mathbf{h}_{jk}\|}$ 为真实的信道方向. 为了能将单小区中的反馈直接应用于多小区, 本文中期望信道和干扰信道采用独立量化的方式.

在基于 FDD 的系统中, 用户经下行信道估计获得信道状态信息, 采用量化码本量化信道, 经有限反馈汇报给基站. 由于存在着信道估计、信道量化、信道反馈的误差, 系统获取的用户信道状态信息往往是不完善的, 从而使基站的发送信号预处理不能像已知准确信道状态信息那样完全消除用户间干扰, 而用户由于接收天线数的限制不能较好进行接收端的干扰消除. 鉴于 CSIT 对于获得多用户空分复用增益的关键性作用, 如何获取更为准确的 CSIT 成为一个重要的研究方向. 然而获取更为准确的 CSI 通常是以更大的反馈开销为代价的, 因此如何更为有效地利用反馈比特具有很大的研究和实用价值.

4 基于 SLNR 的预编码

基于 SLNR 最大化准则的预编码设计方法的主要思想是: 在最大化每个用户期望信号功率的同时, 最小化该用户对其他同信道用户造成的干扰. 由于所有用户对其他用户造成的干扰功率之和等于所有用户接收到的来自其他用户的干扰功率之和, 故通过抑制每个用户对其他用户造成的干扰同样可以有效地降低系统中的同信道干扰. 用户 k 的 SLNR 表示为

$$\text{SLNR}_k = \frac{|\sqrt{\gamma_k} \mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K |\sqrt{\gamma_{kj}} \mathbf{h}_{kj} \mathbf{w}_k|^2 + \sigma^2} = \frac{|\mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \alpha_{kj} |\mathbf{h}_{kj} \mathbf{w}_k|^2 + \frac{1}{\rho_k}}. \quad (5)$$

我们将多小区视为 K 个 MISO 干扰信道 (IF) 信道, 基于 SLNR 最大化准则, BS_j 按照如下准则选择其预编码向量

$$\mathbf{w}_k^{\text{SLNR}} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|^2=1} \frac{|\mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}|^2}{\frac{1}{\rho_k} + \sum_{j \neq k} \alpha_{kj} |\mathbf{h}_{kj} \mathbf{w}|^2}, \quad (6)$$

其中, MS_k 接收的有用信号为 $|\mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}|^2$, 而 MS_k 的发射信号对其他所有同信道用户造成的干扰功率之和为 $\sum_{j \neq k} \alpha_{kj} |\mathbf{h}_{kj} \mathbf{w}|^2$.

有限反馈时, 公式 (6) 可以表示为

$$\hat{\mathbf{w}}_k^{\text{SLNR}} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|^2=1} \frac{|\hat{\mathbf{h}}_{kk}\mathbf{w}|^2}{\frac{1}{\rho_k} + \sum_{j \neq k} \alpha_{kj} |\hat{\mathbf{h}}_{kj}\mathbf{w}|^2} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|^2=1} \frac{\mathbf{w}^H \hat{\mathbf{h}}_{jk}^H \hat{\mathbf{h}}_{jk} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\frac{1}{\rho_k} \mathbf{I} + \sum_{j \neq k} \alpha_{kj} \hat{\mathbf{h}}_{kj}^H \hat{\mathbf{h}}_{kj}) \mathbf{w}}. \quad (7)$$

令 $\mathbf{A}_{kk} = \hat{\mathbf{h}}_{kk}^H \hat{\mathbf{h}}_{kk}$, $\mathbf{B}_{kj} = \frac{1}{\rho_k} \mathbf{I} + \sum_{j \neq k} \alpha_{kj} \hat{\mathbf{h}}_{kj}^H \hat{\mathbf{h}}_{kj}$, 则优化问题重新表示为

$$\hat{\mathbf{w}}_k^{\text{SLNR}} = \arg \max_{\|\mathbf{w}\|^2=1} \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{A}_{kk} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{B}_{kj} \mathbf{w}}. \quad (8)$$

公式 (8) 为广义 Rayleigh 商问题, 其最优解为矩阵束 $(\mathbf{A}_{kk}, \mathbf{B}_{kj})$ 最大特征值所对应的特征向量. 即最优解表示为

$$\hat{\mathbf{w}}_k^{\text{SLNR}} = \zeta^{\max}(\mathbf{B}_{kj}^{-1} \mathbf{A}_{kk}) / \|(\zeta^{\max}(\mathbf{B}_{kj}^{-1} \mathbf{A}_{kk}))\|, \quad (9)$$

其中, $\zeta^{\max}(\cdot)$ 表示取 $(\cdot)$ 最大特征值. 将公式 (9) 代入公式 (3), 可得总速率.

5 自适应反馈比特分配

有限反馈下, 系统的总速率表示为

$$\hat{R}_s = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_k) = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{\rho_k |\mathbf{h}_{kk} \hat{\mathbf{w}}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} \rho_k |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 + 1} \right). \quad (10)$$

CSI 量化导致总速率的损耗. 本文中研究能降低速率损耗的比特分配方法. 平均的速率损耗表示为

$$E\{\Delta R_s\} = E\{R_s - \hat{R}_s\} = E\{R_s\} - E\{\hat{R}_s\}.$$

因为在高 SINR 时, $\log(1 + \text{SINR}) \approx \log(\text{SINR})$, 所以

$$\begin{aligned} E\{\Delta R_s\} &= E\{R_s - \hat{R}_s\} \\ &\approx E\left\{ \sum_k \log_2 \left(\frac{|\mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \mathbf{w}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \right) - \sum_k \log_2 \left(\frac{|\mathbf{h}_{kk} \hat{\mathbf{w}}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \right) \right\} \\ &= \sum_k E \underbrace{\left\{ \log_2 \frac{|\mathbf{h}_{kk} \mathbf{w}_k|^2}{|\mathbf{h}_{kk} \hat{\mathbf{w}}_k|^2} \right\}}_{T_{k,(d)}} + \sum_k E \underbrace{\left\{ \log_2 \frac{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \mathbf{w}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \right\}}_{T_{k,(i)}}. \end{aligned} \quad (11)$$

$T_{k,(d)}$, $T_{k,(i)}$ 分别表示期望信号和干扰信号引起的速率损耗. 设用户 k 对期望信号的反馈比特为 B_{kk} , 简记为 B_k , 反馈基站 j 对用户 k 的干扰信道的比特数 B_{jk} , 则 $B_k + \sum_{j \neq k} B_{jk} = B_{\text{tot}}$.

结论 1

$$T_{k,(d)} \leq \log_2(e) \sum_{i=1}^{N_t-1} \beta \left(2^{B_k}, \frac{i}{N_t-1} \right). \quad (12)$$

证明 由文献 [5] 的 Result 1, $T_{k,(d)} \leq -\log 2(e) \sum_{i=0}^{2^{B_k}} \binom{2^{B_k}}{i} (-1)^i \sum_{l=1}^{i(N_t-1)} \frac{1}{l}$. 由文献 [7] 的 Lemma 2, $\sum_{i=0}^{2^{B_k}} \binom{2^{B_k}}{i} (-1)^i \sum_{l=1}^{i(N_t-1)} \frac{1}{l} = -\sum_{i=1}^{N_t-1} \beta(2^{B_k}, \frac{i}{N_t-1})$. 所以, $T_{k,(d)} \leq \log_2(e) \sum_{i=1}^{N_t-1} \beta(2^{B_k}, \frac{i}{N_t-1})$.

结论 2

$$\begin{aligned} T_{k,(i)} &\leq \log_2 \left(1 + \sum_{j \neq k} \rho_{jk} N_t 2^{B_{jk}} \beta \left(2^{B_{jk}}, \frac{N_t}{N_t-1} \right) \right) \\ &= \log_2 \left(1 + \alpha_{jk} \sum_{j \neq k} \rho_k N_t 2^{B_{jk}} \beta \left(2^{B_{jk}}, \frac{N_t}{N_t-1} \right) \right). \end{aligned} \quad (13)$$

证明

$$\begin{aligned} E \left\{ \log_2 \frac{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \mathbf{w}_j|^2 + \frac{1}{\rho_k}} \right\} &\leq E \left\{ \log_2 \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} \rho_k |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 + 1 \right) \right\} \\ &\leq E \log_2 \left(1 + \rho_k E \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\mathbf{h}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 \right) \right) \stackrel{(a)}{=} \log_2 \left(1 + \rho_k E \{ \|\mathbf{h}_{jk}\|^2 \} E \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\tilde{\mathbf{h}}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 \right) \right) \\ &\stackrel{(b)}{=} \log_2 \left(1 + \rho_k N_t E \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} |\tilde{\mathbf{h}}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2 \right) \right) \stackrel{(c)}{\leq} \log_2 \left(1 + \rho_k N_t \sum_{j=1, j \neq k}^K \alpha_{jk} 2^{B_{jk}} \beta \left(2^{B_{jk}}, \frac{N_t}{N_t-1} \right) \right), \end{aligned}$$

上式中 (a) 由于 $\mathbf{h}_{jk} = \|\mathbf{h}_{jk}\| \tilde{\mathbf{h}}_{jk}$, (b) 由于 $E\{\|\mathbf{h}_{jk}\|^2\} = N_t$, (c) 由于 $E\{|\tilde{\mathbf{h}}_{jk} \hat{\mathbf{w}}_j|^2\} \leq 2^{B_{jk}} \beta(2^{B_{jk}}, \frac{N_t}{N_t-1})$.

由结论 1 和 2, 可得

$$\begin{aligned} E\{\Delta R_s\} &\leq \sum_k \log_2 \left(1 + \rho_k \sum_{j \neq k} \alpha_{jk} N_t 2^{B_{jk}} \beta \left(2^{B_{jk}}, \frac{N_t}{N_t-1} \right) \right) \\ &\quad + \sum_k \left(\log_2(e) \sum_{i=1}^{N_t-1} \beta \left(2^{B_k}, \frac{i}{N_t-1} \right) \right). \end{aligned} \quad (14)$$

若比特分配能使 $E\{\Delta R_s\}$ 最小化, 则系统性能最优. 公式 (14) 是一个有关 B_{jk}, B_k 的联合优化问题, 满足约束条件 $B_k + \sum_{j \neq k} B_{jk} = B_{tot}$. 在这里, 我们用最常见的解决方法——穷举搜索法来解决这一复杂的优化问题, 得到最优的比特分配. 有关该式的闭式解分析留待以后解决.

6 系统仿真

假设有 3 个相邻的小区, 位置如图 1 所示. 小区半径 $R = 1000$ m. 将基于 SLNR 的预编码算法与特征值波束成形 (eigenbeamforming, EBF) 和小区间干扰清零 (intercell interference nulling, ICIN) 算法做比较. 采用特征值波束成形时, 每个用户的预编码向量表示为 $\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{h}_{kk}^H}{\|\mathbf{h}_{kk}\|}$. 采用 ICIN 时, 首先表示 $\mathbf{h}_{kk}$ 的干扰子空间 $\hat{\mathbf{H}} = [\mathbf{h}_{1k}^H, \mathbf{h}_{(k-1)k}^H, \mathbf{h}_{(k+1)k}^H, \dots, \mathbf{h}_{Kk}^H]^H$. 子空间 $\hat{\mathbf{H}}$ 上的正交投影表示为 $P_{\hat{\mathbf{H}}} = \hat{\mathbf{H}}(\hat{\mathbf{H}}^H \hat{\mathbf{H}})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^H$, 则预编码向量为 $\mathbf{w}_k = (\mathbf{I} - P_{\hat{\mathbf{H}}}) \mathbf{h}_{kk}$.

图 3 每小区平均速率与边缘 $\text{SNR}P_0(\text{dB})$ 、期望信号接收 $\text{SNR}\rho_k(\text{dB})$ 以及干信比 $\alpha_{jk}(\text{dB})$ 的关系图

Figure 3 Per-cell data rate in a multicell system as a function of the cell edge SNR P_0 (dB), received SNR ρ_k (dB) of desired signal, and the ratio of interference to desired signal α_{jk} (dB)

每小区平均速率与边缘 $\text{SNR}P_0(\text{dB})$ 以及与期望信号接收 $\text{SNR}\rho_k(\text{dB})$ 的关系曲线如图 3 所示. 可见 SLNR 算法不管在低 SNR 还是在高 SNR 均优于 EBF 和 ICIN 算法. 这是由于 EBF 没有考虑干扰用户, 忽略了小区间干扰. 而 ICIN 算法总是将干扰迫零, 但是消耗了自由度, 降低了期望信号的功率. SLNR 算法则是一种比较折中的办法, 既不像 EBF 无视干扰, 也不像 ICIN 那样彻底消除干扰, 所以在抑制干扰的基础上有效提高了速率. ICIN 由于任何时候都将干扰清零, 所以对干信比的变化不敏感, SLNR 和 EBF 则随着 ISR 的增大而变小. 在 ISR 达到一定程度时, SLNR 趋于恒等, 但仍然优于 ICIN 算法.

在以下仿真中, 设总的反馈比特数 $B_{\text{tot}} = 8$. 用于反馈期望信道和干扰信道的反馈比特数与干信比 $\alpha_{jk}(\text{dB})$ 的关系曲线如图 4, $\rho_k = 10 \text{ dB}$. 结果表明, 随着干扰的增大, 更多的比特应该用于反馈干扰信道, 提高干扰信道的精度, 即减小干扰比提高总速率更“重要”. 用于反馈期望信道和干扰信道的反馈比特数与距离 d_{kk} 的关系曲线如图 5 所示. 仿真中, 假设用户 1 在 $(0, 0)$ 到 $(0, R)$ 上均匀分布,

图 4 反馈比特数与干信比 α_{jk} (dB) 的关系

Figure 4 Feedback bits vs the ratio of interference to desired signal α_{jk} (dB)

图 5 反馈比特数与 d_{kk} 的关系

Figure 5 Feedback bits vs d_{kk}

图 6 不同信干比时完整 CSI、自适应比特分配平均速率以及速率低界

Figure 6 Comparison of mean data rate of full CSI and adaptive feedback with the lower bound for $\text{ISR}=0.1$ and $\text{ISR}=1$

图 7 3 种算法在完整 CSI 和各种有限反馈情况下的性能比较

Figure 7 Comparison of three algorithms using full CSI and limited feedback corresponding to different bit partition schemes

$\rho_k = 10$ dB. d_{kk} 决定了信号和干扰的强度. 由图 5 中可以看到, 在用户从 $(0,0)$ 移动到 $(0,R)$ 的过程中, 干信比逐渐增加, 用于反馈期望信道的比特逐步降低, 用于反馈干扰信道的比特逐步增加. 图 4 和图 5 的后半部分一致.

图 6 画出了当 ISR 分别取 0.1 以及 1 时, 真实的平均速率与根据公式 (14) 计算的速率损耗上界画出的速率下界. 由图 6 可知, 自适应分配反馈比特可以有效提高有限反馈系统中的总速率, 并且也验证了公式 (14) 评估量化比特数以最小化平均速率损耗的有效性.

设每个用户的干信比 α_{jk} 在 $[-40$ dB, 0 dB] 间均匀分布, 这对应于用户随机分布的情况. 3 种算法在完整 CSI 和各种有限反馈情况下的性能曲线如图 7. 从图 7 可以看出, 3 种算法有限反馈下的性能与完整 CSI 情况下的性能相比, 都有速率损耗, 这是由于量化引入了量化误差. 自适应比特分配时候的性能接近于完整 CSI 时的性能, 等比特分配情况下的 SLNR 性能不如比特自适应分配时的性能. 这是由于量化误差随着接收 SNR 的增大而增大, 等比特分配不能降低量化误差.

7 结束语

为了降低多小区协作中的无线回传开销和反馈开销, 本文提出了基于 SLNR 最大化的分布式协作单小区传输预编码算法. 该算法仅要求协作基站反馈干扰信道的 CSI, 不需要用户数据共享. SLNR 在“自私”的 EBF 和“无私”的 ICIN 两种算法间取得了良好的折中. 为了有效地利用反馈资源, 在随机量化信道的环境下, 推导了 SLNR 算法下速率损耗的表达式, 并且用穷举搜索找到了最小化速率损耗的最优解. 仿真表明, 比特应该根据期望信号和干扰信号的强度变化自适应的改变.

参考文献

- 1 Zhang H Y, Dai H Y. Cochannel interference mitigation and cooperative processing in downlink multicell multiuser MIMO networks. *EURASIP J Wirel Commun Netw*, 2004, 2004: 222–235
- 2 Gesbert D, Hanly S, Huang H, et al. Multi-cell MIMO cooperative networks: a new look at interference. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2010, 28: 1380–1480
- 3 Zhou S, Niu Z S. Distributed adaptation of quantized feedback for downlink network MIMO systems. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2011, 10: 61–67
- 4 Lee N, Shin W. Adaptive feedback scheme on k-cell MISO interfering broadcast channel with limited feedback. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2011, 10: 401–406
- 5 Bhagavatula R, Heath Jr R W. Adaptive limited feedback for sum-rate maximizing beamforming in cooperative multicell systems. *IEEE Trans Signal Process*, 2011, 59: 800–811
- 6 Zhang J, Andrews J G. Adaptive spatial intercell interference cancellation in multicell wireless networks. *IEEE J Sel Areas Commun*, 2010, 28: 1455–1467
- 7 Bhagavatula R, Heath Jr R W. Adaptive bit partitioning for multicell intercell interference nulling with delayed limited feedback. *IEEE Trans Signal Process*, 2011, 59: 3824–3836
- 8 Zhang J, Kountouris M, Andrews J G, et al. Multi-mode transmission for the MIMO broadcast channel with imperfect channel state information. *IEEE Trans Commun*, 2011, 59: 803–814
- 9 Sadek M, Tarighat A, Sayed A H. A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2007, 6: 1711–1721
- 10 Ho W W L, Quek T Q S, Sun S, et al. Decentralized precoding for multicell MIMO downlink. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2011, 10: 1798–1809
- 11 Hassanpour N, Smee J E, Hou J, et al. Distributed beamforming based on signal-to-caused-interference ratio. *IEEE Int Symp Spread Spectr Tech Appl*, 2008: 405–410
- 12 Lee B O, Je H W, Sohn I, et al. Interference-aware decentralized precoding for multicell MIMO TDD systems. In: *Proceedings of IEEE International Conference on Global Telecommunications (GLOBECOM)*. New Orleans, 2008. 1–5
- 13 Santipach W, Honig M L. Signature optimization for CDMA with limited feedback. *IEEE Trans Inf Theory*, 2005, 51: 3475–3492
- 14 Jindal N. MIMO broadcast channels with finite-rate feedback. *IEEE Trans Inf Theory*, 2006, 52: 5045–5060
- 15 Love D J, Heath Jr R W. Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems. *IEEE Trans Inf Theory*, 2003, 49: 2735–2745

Distributed precoding for coordinated multicell system based on limited feedback

ZHANG Rui^{1*}, FU HongLiang¹ & SONG RongFang^{2,3}

1 College of Information Science & Engineering, Henan University of Technology, Zhengzhou 450001, China;

2 College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;

3 National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China

*E-mail: zhangrui@haut.edu.cn

Abstract Multicell cooperation requires much information exchange between base stations. To reduce backhaul overhead and feedback overhead, a distributed precoding method based on signal-to-leakage-and-noise-ratio maximization is proposed, which only needs the sharing of channel state information of interference channel and not the user data. It has a better performance compared with eigenbeaming and intercell interference nulling which are two extreme sides. To fully exploit feedback, we derive the expression of sum rate loss and find the optimal solution to minimize it by brute-force research. Simulation results show that the performance can be further improved through adaptively allocate bits relying on the relative strength between the desired and interfering signals within the cell.

Keywords signal to leakage and noise ratio (SLNR), limited feedback, coordinated single-cell transmission, adaptive bit partitioning

ZHANG Rui was born in 1981. She received the Ph.D. degree from College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, in 2012. She is currently a lecturer in College of Information Science & Engineering, Henan University of Technology. Her research interests include the key technology of IMT-Advanced.

FU HongLiang was born in 1965. He received the Ph.D. degree from College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, in 2006. He is currently an Associate Professor in College of Information Science & Engineering, Henan University of Technology. His research interests include broadband wireless communication theory and technology.

SONG RongFang was born in 1964. He received the Ph.D. degree from Southeast University, Nanjing, in 2001. Currently, he is a Professor in College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications. His research interests include Broadband wireless communication theory and technology.