

干扰泄漏最小的多小区 MIMO 干扰对齐算法

袁继昌, 赵睿

(华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021)

摘要: 在 3 小区多输入多输出(MIMO)干扰对齐通信系统中, 提出一种基于系统总干扰泄漏最小的预编码矩阵组的选择算法. 首先求出系统中所有变换矩阵, 并基于干扰泄漏最小准则从中寻找出最优的变换矩阵; 再依据干扰对齐的最大自由度选出一半的特征向量组成预编码矩阵. 仿真结果表明: 与现有干扰对齐预编码矩阵的设计方案相比, 文中提出的算法在系统和速率性能上有明显的改善, 而且该算法在统计信道状态信息下同样具有优势.

关键词: 干扰对齐; 干扰泄漏; 预编码; 和速率; 多输入多输出

中图分类号: TN 911.7 **文献标志码:** A

由于无线通信系统采用了同频组网的方式, 使得小区边缘的用户遭受到来自非服务小区基站发送的同频干扰, 严重地制约系统性能. 因此, 多小区多输入多输出(MIMO)系统中的干扰抑制技术成为现代无线通信领域中的一个研究热点. 协作多点传输(CoMP)技术, 可以有效地消除小区间干扰^[1-2], 而干扰对齐技术则是作为 CoMP 技术中的关键技术之一^[3-10]. 文献[3]研究了 k 对单天线干扰对齐系统模型, 当信道是时变时, 每个用户可获得 $1/2$ 的自由度, 而与用户数无关. 文献[4]利用信道互异性提出一种分布式迭代干扰对齐算法. 文献[5]提出了一种正规化迫零干扰对齐(RZF-IA)算法, 该算法具有消耗的资源少, 迭代速度快的优点. 文献[6]通过在时域或频域上对干扰信道对角化可获得更高的分集增益. 文献[7-8]分别从改善接收端信号质量和提升系统速率的角度, 对文献[3]中的随机选取预编码向量进行了改进. 但是这些方案均未考虑基站 2, 3 先获取预编码时对系统性能的影响. 基于此, 本文提出了一种基于系统总干扰泄漏最小的预编码组的选择算法.

1 系统模型

考虑 k 小区 MIMO 下行多用户系统, 每个小区仅服务一个用户, 用户 $k(k=1, 2, \dots, K)$ 除了接收到服务小区基站发送的期望信号, 还会接收到来自非服务小区基站发送的干扰信号, 基站和用户均配置 M (M 为偶数)根天线, 3 用户干扰对齐系统模型, 如图 1 所示.

用户 k 接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{V}_k \mathbf{x}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k.$$

(1)

式(1)中: $\mathbf{H}_{k,j}$ 为基站 j 到用户 k 的信道矩阵, 假设所有的用户经历平坦瑞利衰落, $\mathbf{H}_{k,j}$ 中的每一个元素均服从独立同分布零均值单位方差的复高斯随机分布(AWGN), 即 $\text{CN}(0, 1)$; \mathbf{V}_j 为基站 j 发送的预编码矩阵; \mathbf{x}_j 为基站 j 发送的信号矢量, 并满足功率约束条件

收稿日期: 2013-04-22

通信作者: 赵睿(1980-), 男, 副教授, 主要从事无线通信信号处理、多用户 MIMO 通信和基于中继的协作通信的研究. E-mail: rzhao@hqu.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071113); 福建省自然科学基金资助项目(2011J05152); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(JB-ZR1205); 福建省科技创新平台建设基金资助项目(2012H2002); 福建省厦门市科技计划基金资助项目(3502Z20123035)

$$E\{\mathbf{x}_j^H \mathbf{x}_j\} < P_j,$$

其中 P_j 表示基站 j 发送的功率; \mathbf{n}_k 为用户 k 的加性高斯白噪声矢量, 其分布满足 $\mathbf{n}_k \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I})$.

定义接收端的干扰抑制滤波器为 \mathbf{U}_k , 则用户 k 对接收信号进行滤波后可得到

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{V}_k \mathbf{x}_k + \\ &\mathbf{U}_k^H \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{U}_k^H \mathbf{n}_k. \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中: \mathbf{U}_k 可通过文献[8]中算法求得.

因此, 期望信号经过满秩信道矩阵

$$\bar{\mathbf{H}}_{k,k} = \mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{V}_k \quad (3)$$

的同时, 可将干扰完全消除, 式(2)可等效为

$$\bar{\mathbf{x}}_k = \bar{\mathbf{H}}_{k,k} \mathbf{x}_k + \mathbf{z}_k. \quad (4)$$

式(4)中: $\mathbf{z}_k \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_{d_k})$ 是用户 k 的等效 $d_k \times 1$ 的 AWGN 向量; d_k 为用户 k 获得空间自由度.

因此, 用户 k 获得的速率为

$$R_k = \log_2 |\mathbf{I}_{d_k} + \frac{P_k}{d_k} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{H}_{k,k}^H|. \quad (5)$$

系统获得的和速率为

$$R = \sum_{k=1}^K R_k. \quad (6)$$

2 经典干扰对齐方案

在 3 用户干扰对齐模型(图 1)中, 假设发射端和接收端均配置 M 根天线, M 为偶数. 发射端预编码矩阵满足的条件^[3]为

$$\left. \begin{aligned} \text{span}(\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{V}_2) &= \text{span}(\mathbf{H}_{1,3} \mathbf{V}_3), \\ \text{span}(\mathbf{H}_{2,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{2,3} \mathbf{V}_3), \\ \text{span}(\mathbf{H}_{3,1} \mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{H}_{3,2} \mathbf{V}_2). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式(7)中: $\text{span}(\mathbf{X})$ 是由矩阵 \mathbf{X} 的列向量张成的空间.

式(7)的限制条件进一步加强为

$$\left. \begin{aligned} \text{span}(\mathbf{H}_{1,2} \mathbf{V}_2) &= \text{span}(\mathbf{H}_{1,3} \mathbf{V}_3), \\ \mathbf{H}_{2,1} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{H}_{2,3} \mathbf{V}_3, \\ \mathbf{H}_{3,1} \mathbf{V}_1 &= \mathbf{H}_{3,2} \mathbf{V}_2. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

经过简单的矩阵变换, 式(8)的等效变换可表示为

$$\left. \begin{aligned} \text{span}(\mathbf{V}_1) &= \text{span}(\mathbf{E}_1 \mathbf{V}_1), \\ \mathbf{V}_2 &= (\mathbf{H}_{2,3})^{-1} \mathbf{H}_{3,1} \mathbf{V}_1, \\ \mathbf{V}_3 &= (\mathbf{H}_{2,3})^{-1} \mathbf{H}_{2,1} \mathbf{V}_1. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式(9)中: $\mathbf{E}_1 = (\mathbf{H}_{3,1})^{-1} \mathbf{H}_{3,2} (\mathbf{H}_{1,2})^{-1} \mathbf{H}_{1,3} (\mathbf{H}_{2,3})^{-1} \mathbf{H}_{2,1}$ 为变换矩阵.

由式(9)可知: \mathbf{V}_1 为 \mathbf{E}_1 的特征矢量组成的预编码.

由于系统获得的总的发射自由度为 $3M/2$ ^[3], 因此可独立地发送 $M/2$ 个独立的数据流, \mathbf{x}_k 和 \mathbf{V}_k 分别为 $(M/2) \times 1$ 的矢量和 $M \times (M/2)$ 的矩阵, 所以 \mathbf{V}_1 可表示为

$$\mathbf{V}_1 = (\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{M/2}). \quad (10)$$

式(10)中: $\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2, \dots, \mathbf{e}_{M/2}$ 为 \mathbf{E}_1 的任意 $M/2$ 个特征向量.

根据式(9)可求得 \mathbf{V}_2 和 \mathbf{V}_3 .

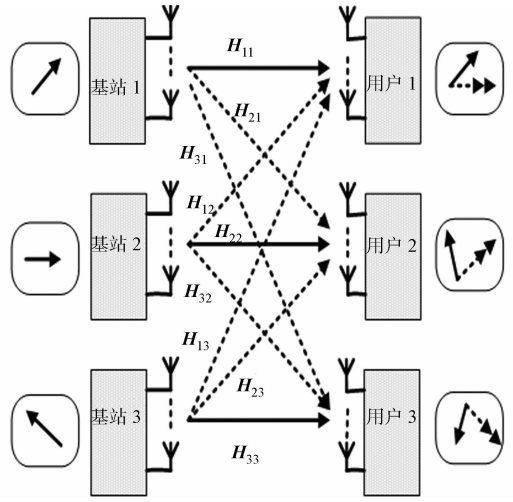


图 1 干扰对齐系统模型

Fig. 1 System model of interference alignment

3 干扰泄漏最小的预编码组选择算法

3.1 经典干扰对齐优化算法

经典干扰对齐方案并未对本地用户经历的期望信道做预处理. 文献[7]提出了一种基于特征子信道的干扰对齐预编码矩阵优化方案, 然而没有考虑到预编码矩阵与干扰信道的奇异值分解右奇异矩阵的关系. 文献[8]提出了一种协作干扰对齐优化算法, 对接收端干扰抑制矩阵进行优化, 进一步提升了系统的性能.

3.2 预编码组选择算法

从式(9)可以看出: 基站 $j(j \neq 1)$ 的预编码设计与基站 1 获得的预编码有密切的关系, 即第一个获得预编码的基站, 直接影响到其他两个基站预编码的设计. 但文献[3, 7, 8]都未对基站 2, 3 分别先获得预编码时对整体系统性能的影响进行分析. 针对这一不足之处, 提出了一种基于系统总干扰泄漏最小预编码组的选择算法. 将式(9)重新改写为

$$\left. \begin{aligned} \text{span}(\mathbf{V}_i) &= \text{span}(\mathbf{E}_i \mathbf{V}_i), \quad i \neq m \neq n, \quad i, m, n \in (1, 2, 3), \\ \mathbf{V}_m &= (\mathbf{H}_{m,m})^{-1} \mathbf{H}_{n,i} \mathbf{V}_i, \quad \mathbf{V}_n = (\mathbf{H}_{m,n})^{-1} \mathbf{H}_{m,i} \mathbf{V}_i. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式(11)中: $\mathbf{E}_i = \mathbf{H}_{n,i}^{-1} \mathbf{H}_{n,m} \mathbf{H}_{i,m}^{-1} \mathbf{H}_{i,n} \mathbf{H}_{m,n}^{-1} \mathbf{H}_{m,i}$.

具体的算法有如下 6 个步骤.

- 1) 计算 $\mathbf{E}_i = \mathbf{H}_{n,i}^{-1} \mathbf{H}_{n,m} \mathbf{H}_{i,m}^{-1} \mathbf{H}_{i,n} \mathbf{H}_{m,n}^{-1} \mathbf{H}_{m,i}$, $i \neq m \neq n, i, m, n \in (1, 2, 3)$.
- 2) 计算 $\mathbf{V}_i = \mathbf{v}_{m/2}(\mathbf{E}_i)$.
- 3) 依据公式(5)求 \mathbf{V}_m 和 \mathbf{V}_n .
- 4) 计算系统的总干扰泄漏.

$$(\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_m, \mathbf{V}_n) = \arg \min_{\substack{\mathbf{V}_i < \text{eig}(\mathbf{E}_i) \\ \mathbf{V}_m = \mathbf{H}_{n,m}^{-1} \mathbf{H}_{n,i} \mathbf{V}_i \\ \mathbf{V}_n = \mathbf{H}_{m,n}^{-1} \mathbf{H}_{m,i} \mathbf{V}_i}} \mathbf{I}_w,$$

$$\mathbf{I}_w = \sum_{k=1}^3 \sum_{\substack{j \in (1, 2, 3) \\ j \neq i}} \frac{\tilde{P}_k}{\mathbf{V}_j(\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_m, \mathbf{V}_n)} \frac{P_j}{d_j} \text{tr}[\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{U}_k],$$

$$\mathbf{U}_k = \mathbf{v}_{\max(M/2)}(\mathbf{H}_{k,k} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H)^{[8]},$$

则最优的预编码组 $(\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_m, \mathbf{V}_n)$ 所对应的 \mathbf{E}_i 为需要选择的最优 \mathbf{E} .

- 5) 根据选择出的最优 \mathbf{E} 重新计算步骤 2)^[8], 即

$$\mathbf{V}_i = \arg \min_{\mathbf{V}_i < \text{eig}(\mathbf{E}_i)} \left\{ \sum_{a=1}^{M/2} \lambda_a^{[i,i]} \| (\mathbf{f}_a^{[i,i]})^H \mathbf{v}_{i,a} \|^2 - \omega \sum_{n=2}^3 \sum_{a=1}^{M/2} \lambda_a^{[n,1]} \| (\mathbf{f}_a^{[n,1]})^H \mathbf{v}_{i,a} \|^2 \right\}.$$

其中: \mathbf{f}_a 为 $\mathbf{H}_{i,i}$ 的特征值 λ_a 对应的右奇异向量第 a 列; $\mathbf{v}_{i,a}$ 为 \mathbf{V}_i 中对应的第 a 列; ω 为权重因子, 它表示干扰对齐预编码矩阵与干扰信道的弦距之和占预编码矩阵与期望信号弦距之和的比重^[9].

- 6) 在图 1 系统模型下, 3 个基站联合预编码设计可表示为

$$(\mathbf{V}_i, \mathbf{V}_m, \mathbf{V}_n) = \arg \max_{\substack{\mathbf{V}_i < \text{eig}(\mathbf{E}_i) \\ \mathbf{V}_m = \mathbf{H}_{n,m}^{-1} \mathbf{H}_{n,i} \mathbf{V}_i \\ \mathbf{V}_n = \mathbf{H}_{m,n}^{-1} \mathbf{H}_{m,i} \mathbf{V}_i}} \left\{ \sum_{k=1}^K \left[\sum_{a=1}^{M/2} \lambda_a^{[k,k]} \| (\mathbf{f}_a^{[k,k]})^H \mathbf{v}_{k,a} \|^2 - \omega \sum_{u=1}^3 \sum_{a=1}^{M/2} \lambda_a^{[u,k]} \| (\mathbf{f}_a^{[u,k]})^H \mathbf{v}_{k,a} \|^2 \right] \right\}.$$

3.3 计算复杂度分析

- 1) 由式(9)可知, 经典干扰对齐方案的复杂度为每个小区基站需要浮点运算次数: $700M^3 - 11M^2 + 3M$.

- 2) 文献[7]中的特征子信道干扰对齐方案的复杂度为每个小区基站需要浮点运算次数: $700M^3 - 11M^2 + 126M^3 + 3(M/2)(7M-1)M^{M/2} = 826M^3 - 11M^2 + 3M + \frac{3(M/2)(7M-1)M!}{(M/2)!}$.

- 3) 文献[8]中的协作干扰对齐方案的计算复杂度为每个小区基站需要浮点运算次数: $700M^3 - 11M^2 + 3M + 378M^3 + 9(M/2)(7M-1)M^{M/2} = 1\,078M^3 - 11M^2 + 3M + \frac{9(M/2)(7M-1)M!}{(M/2)!}$.

4) 文中系统总干扰泄漏最小预编码组的选择算法的计算复杂度为每小区基站需要浮点运算次数:
$$3(700M^3 - 11M^2 + 3M + 7M^3) + 3(M/2)(7M - 1) \frac{M}{2} = 826M^3 - 11M^2 + 3M + 1\ 078M^3 - 11M^2 + 3M + 9(M/2)(7M - 1) \frac{M}{2} \frac{M!}{(M/2)!}.$$

取最大值 $M=4$, 经典干扰对齐算法的复杂度为 44 636 次浮点运算; 文献[7]中算法为 54 644 次浮点运算; 文献[8]中算法为 74 660 次浮点运算; 文中的算法计算复杂度略有增加, 复杂度为 209 912 次浮点运算.

3.4 新算法在统计信道状态信息下的性能

以上方案大都假设基站端已知所有用户的完全信道状态信息, 或者通过有限反馈技术获取用户的信道状态信息(CSI). 但是, 在实际系统中很难获取完全信道状态信息(Full-CSI). 对于容量有限的反馈回程链路, 基站间大量的信息交互无疑会增加其负载, 而且有限反馈又不可避免地带来发送端获取 CSI 失真. 这是由于统计信道状态信息(SCSI)在一段时间内的变化相对缓慢, 基站端的 SCSI 很容易通过长期反馈或上下行链路的互异性获取.

4 仿真结果与分析

利用 Matlab 仿真工具, 首先分析所提出的系统总干扰泄漏最小的预编码组选择算法的速率性能, 并与文献[3, 7, 8]中的算法相比较. 仿真环境为小区数和用户数 $K=3$, 基站和用户均配置 $M=4$ 根天线. 不同干扰对齐算法的和速率随 S_{NR} 变化曲线, 如图 2 所示. 由图 2 可知: 提出的算法在和速率性能上比其他 3 种算法都有较大的改进. 这是由于对系统发射端获取的第一个预编码矩阵进行了优化选择, 而其他发射端预编码矩阵的设计又依赖于这个预编码矩阵.

与单纯的使用式(9)获取的预编码矩阵组相比, 系统获取这样的一组预编码矩阵可使系统的总干扰泄漏最小, 因此其和速率性能自然是最优的. 仿真环境与图 1 相同, 信道相关系数(γ)如图 3 所示. 从图 3 中可以看出: 文中提出的算法在相关信道下有更强的适应性.

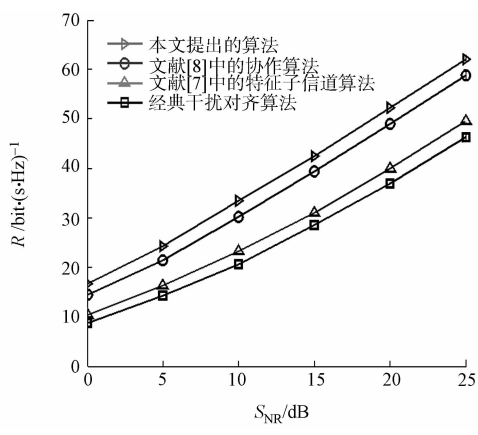


图 2 不同干扰对齐算法的和速率随 S_{NR} 变化的曲线

Fig. 2 Sum-rate curves of different interference alignment algorithms

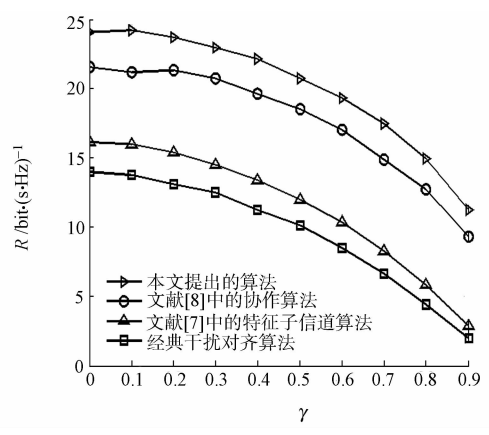


图 3 不同干扰对齐算法的和速率随相关系数变化的曲线

Fig. 3 Sum-rate curves of different algorithms under different correlation factors

5 结论

研究了 3 小区 MIMO 通信系统中经典干扰对齐算法的优化算法. 通过最小化干扰泄漏准则, 遍历系统中所有的预编码矩阵组, 并从中选出一组最优的预编码矩阵组, 仿真结果表明: 文中提出的发射机预编码矩阵组的选择算法可以有效地提升系统的和速率性能.

比较了现有干扰对齐算法和提出的算法在统计信道状态信息下的性能, 结果表明: 文中提出的算法在相关信道下同样可以获得很好的和速率性能.

参考文献：

[1] PATRICK M,GERHARD F. Uplink CoMP under a constrained backhaul and imperfect channel knowledge[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2011,10(6):1730-1742.

[2] KLICHUN W,CHUJUNG Y. 3-cell network MIMO architectures with sectorization and fractional frequency reuse [J]. IEEE Jouranal on Selected Areas in Communications, 2011,29(6):1185-1199.

[3] 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.

[4] GOMADAM K,CADAMBE V R,JAFAR S A. A distributed numerical approach to interference alignment and applications to wireless interference networks[J]. IEEE Transactions on Information Theory,2011,57(6):3309-3322.

[5] SUH C, HO M,TSE D. Downlink interference alignment[J]. IEEE Transactions on Communications,2011,59(9): 2616-2626.

[6] SONG S H,CHEN X,LETAIEF K B. Achievable diversity gain of k-user interference channel[J]. IEEE International Conference on Communications,2012,28(9):4197-4201.

[7] 王存祥,邱玲. 协作多点传输中一种基于特征子信道的干扰对齐预编码矩阵优化算法[J]. 信号处理,2011,27(3): 395-399.

[8] 徐冰,谢显中,马彬,等. MIMO 干扰信道下的协作干扰对齐优化算法[J]. 信号处理,2012,28(2):220-225.

[9] KUMAR K R,XUE F. An iterative algorithm for joint signal and interference alignment[J]. IEEE International Symposium Information Theory Proceedings,2010,55(7):2293-2297.

[10] VANZELST A,SCHMIDT J S H. A single coefficient spatial correlation model for multiple-input multiple-output (MIMO) radio channels[C]//Pro URSI General Assembly. Maastricht;Netherlands,2002;1-4.

Multicell MIMO Interference Alignment Algorithm Based on
Minimum Interference Leakage

YUAN Ji-Chang, ZHAO Rui

(College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China)

Abstract: In 3-cell MIMO(multiple-input multiple-output) interference alignment communication systems, a precoding matrix group selection algorithm based on the minimum total system interference leakage was proposed. We first calculate all the transformation matrices in the system, and select the optimal transformation matrix according to the criteria of the minimum interference leakage. Then we select half of the eigenvectors from the set of eigenvectors of transformation matrix to constitute the precoding matrix according to the criteria of the maximum degrees of freedom. Simulation results show that, compared to the existing interference alignment precoding matrix design scheme, the proposed algorithm has great advantage in terms of the system sum-rate performance, and also has advantage with the statistical channel state information.

Keywords: interference alignment; interference leakage; precoding; sum-rate; multiple-input multiple-output

(责任编辑：陈志贤 英文审校：吴逢铁)