

# 基于范数最小的干扰对齐预编码方案设计

王勤民<sup>1,2</sup>, 张忠培<sup>1</sup>, 晏辉<sup>1</sup>, 党志军<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731; 2. 解放军信息工程大学理学院 郑州 450002)

**【摘要】** 干扰对齐是解决无线通信系统中同信道干扰的重要技术之一, 能获得与用户数量成线性关系的自由度增益。针对干扰对齐中预编码矩阵的目标函数过于复杂, 难以优化的问题, 用子空间投影的方法证明了期望信号最强的条件是在信号空间和干扰空间的仿酉矩阵的内积范数最小时得到的, 并提出基于内积范数最小的预编码矩阵方案。然后在多用户干扰信道中, 分别用迫零和最小均方误差接收机, 测试了该算法的性能。仿真结果表明, 与现有预编码方案相比, 该方案的信道容量有明显的提高。

**关键词** 干扰对齐; 干扰抑制; 最小均方误差; 无线网络; 迫零

**中图分类号** TN92

**文献标识码** A

**doi:**10.3969/j.issn.1001-0548.2012.05.009

## Design of Precoding Scheme of Interference Alignment Based on Min-Norm

WANG Qin-min<sup>1,2</sup>, ZHANG Zhong-pei<sup>1</sup>, YAN Hui<sup>1</sup>, and DANG Zhi-jun<sup>2</sup>

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731;

2. Institute of Science, Information Engineering University Zhengzhou 450001)

**Abstract** Interference alignment (IA) is one of the promising technologies to solve the co-channel interference in wireless communication systems. It can provide users with degree of freedom that is linear to the number of users in systems. Considering that the objective function is too complicated to obtain the optimal precoding matrix in interference alignment, this paper, according to projection theory of subspace, proves an equivalent condition that the maximum desired signal can be achieved. And a Mini-norm of inner product algorithm is proposed to select the precoding matrix. Its performance is examined in a multi-user interference system by zero-forcing (ZF) and minimum-mean-square-error (MMSE) receiver respectively. Simulation results demonstrate the sum rate of proposed scheme is higher than existing schemes.

**Key words** interference alignment; interference suppression; MMSE; wireless networks; ZF

在无线通信系统中, 同信道干扰是影响通信性能的一个重要因素。而干扰对齐(IA)<sup>[1-2]</sup>运用预编码技术把干扰在接收端重叠在一起, 可以彻底消除干扰对期望信号的影响。与忽略干扰、解码/消除干扰以及正交接入(避免干扰)等传统处理干扰的方法不同, IA通过压缩干扰所占的信号维度, 为系统提供最大自由度(degree of freedom, DOF)<sup>[3]</sup>。由于可以彻底消除干扰影响, 显著提高系统容量, IA技术受到了广泛的关注<sup>[4]</sup>。

IA的关键是优化预编码矩阵, 提高系统容量。预编码矩阵把信号和干扰映射到不同的线性子空间中, 在IA中起着不可替代的作用<sup>[5]</sup>。如何在获得IA自由度增益的同时, 使接收信号的能量更强, 已经成为干扰对齐研究的一个热点<sup>[6]</sup>。文献[7]给出了用

随机搜索的方法寻找使系统总容量最大的方案, 文献[8]分别研究了以最大弦距和信道容量梯度为准则搜索预编码矩阵的方法。以上算法的预编码矩阵可以直接获得, 但需要所有节点的理想信道状态信息(channel state information, CSI)。为减少对CSI的依赖, 文献[9]提出了分布式IA, 根据收发双方的互易性, 通过收发两端的交替迭代最小化目标函数获得预编码矩阵。该算法虽然可以显著提高系统容量, 但复杂度过高, 收敛速度慢, 几乎不可能应用于实际的系统。

本文运用子空间投影方法, 证明了最优预编码矩阵是在信号空间和干扰空间的仿酉矩阵的内积范数最小时得到的, 并根据该准则提出基于内积范数最小的预编码方案。在多输入多输出(multiple-input

收稿日期: 2010-12-27; 修回日期: 2011-09-20

基金项目: 国家重大科研专项(2009ZX03003-003)

作者简介: 王勤民(1975-), 男, 博士生, 主要从事无线通信方面的研究。

multiple-output, MIMO)的情况下, 分别运用迫零和最小均方误差接收机测试了基性能。仿真结果表明, 内积范数最小法与其他预编码方案进行了对比, 在信道容量方面有明显的提升。

文中  $\mathbf{A}^H$  表示矩阵  $\mathbf{A}$  的共轭转置;  $\|\cdot\|$  表示矩阵的frobenius范数;  $\text{span}(\mathbf{x})$  表示矩阵  $\mathbf{x}$  的列向量张成的空间;  $\mathbf{H}^{-1}$  表示  $\mathbf{H}$  的逆矩阵;  $\text{tr}(\mathbf{x})$  为矩阵  $\mathbf{x}$  的迹。

### 1 信号模型及干扰对齐

在  $k$  用户的干扰信道系统中,  $k$  个信源分别独立地同时发送数据给  $k$  个信宿, 该系统中存在同信道干扰, 如图1所示, 而且用户之间不存在数据协同, 不能用脏纸编码技术<sup>[10]</sup>。信源和信宿分别配置  $M$  和  $N$  个天线, 则信源  $j$  到信宿  $i$  之间的信道矩阵  $\mathbf{H}_{ij} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 。假设收发双方具有理想的CSI, 其中  $d$  是单个用户的DOF。用户  $i$  的数据为  $\mathbf{x}_i$ , 是一个  $d \times 1$  的向量, 假定不同用户的数据是独立的, 但服从单位功率约束, 即用户数据满足  $E[\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H] = \mathbf{I}_d$ 。用户  $i$  的预编码矩阵为  $\mathbf{v}_i$ , 则输出信号向量可表示为:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_{ii} \mathbf{v}_i \mathbf{x}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^k \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

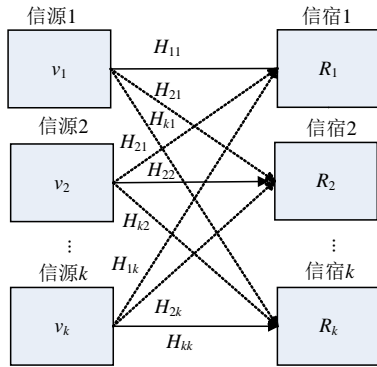


图1  $k$  个用户干扰信道系统的结构

式中,  $\mathbf{n}_i$  为信宿  $i$  观测到的噪声, 是独立同分布的复高斯向量, 均值为0, 方差满足  $E[\mathbf{n}_i \mathbf{n}_i^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ 。在式(1)中, 多项式第一项为信号, 第二项为干扰。每个信源都满足功率约束  $E[\|\mathbf{v}_i \mathbf{x}_i\|^2] \leq p_i$ , 其中  $p_i$  为信源  $i$  的功率。

若信宿采用线性接收机, 则用户  $i$  对期望信号的估计为:

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \mathbf{R}_i \mathbf{y}_i = \mathbf{R}_i \sum_{j=1}^k \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{R}_i \mathbf{n}_i \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{R}_i$  为用户  $i$  的接收滤波器。为最大程度消除干扰的影响, 文献[2]提出了IA算法, 利用预编码矩阵, 压缩干扰所占的空间, 可以在信号空间中无干扰通信。考虑用户数  $k$  为3的MIMO情况, 假定所有

用户的天线数都是  $M$ , 不失一般性, 假定  $M$  是偶数, 而且所有的信道矩阵都是满秩的, 收发双方具有理想的CSI, 则干扰对齐可以保证让每个用户可获得  $M/2$  个DOF。由于系统中的用户数为3, 则系统中总DOF数量为  $3M/2$ 。IA要求预编码向量满足以下条件:

$$\begin{cases} \text{span}(\mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_2) = \text{span}(\mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_3) \\ \mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{23} \mathbf{v}_3 \\ \mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_1 = \mathbf{H}_{32} \mathbf{v}_2 \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得各用户预编码向量和信道矩阵之间的关系:

$$\begin{cases} \text{span}(\mathbf{v}_1) = \text{span}(\mathbf{E} \mathbf{v}_1) \\ \mathbf{v}_2 = \mathbf{H}_{32}^{-1} \mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_3 = \mathbf{H}_{23}^{-1} \mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_1 \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $\mathbf{E} = \mathbf{H}_{32}^{-1} \mathbf{H}_{31} \mathbf{H}_{12}^{-1} \mathbf{H}_{13} \mathbf{H}_{23}^{-1} \mathbf{H}_{21}$ , 即在MIMO的干扰通信系统中, 可以任意选择  $M/2$  个  $\mathbf{E}$  的特征向量作为用户  $i$  的预编码矩阵  $\mathbf{v}_1$ , 并由式(4)计算出其他用户的预编码矩阵  $\mathbf{v}_2$  和  $\mathbf{v}_3$ , 就可以实现干扰对齐, 使每个信宿观测到的干扰子空间维数为  $M/2$ , 而在另外  $M/2$  个自由度上能够实现无干扰的信息交换<sup>[2]</sup>。

### 2 基于内积范数最小的预编码向量设计

虽然在干扰信道中, 以  $\mathbf{E}$  的特征向量为预编码矩阵就能够保证实现IA, 但由于优化准则过于复杂, 仍然难以确定由哪些特征向量作为预编码矩阵能够获得更好的通信效果。干扰对齐的最优预编码矩阵是在有用信号的幅度最大时取得的, 此时信号在干扰空间的正交补中投影最大。虽然求单个用户的容量最大是个凸优化的问题, 但多个用户的和容量最大的目标函数不再是个凸函数, 难以得到一个可行的预编码矩阵的优化准则<sup>[11]</sup>。以下定理得到一个便于应用的等价条件。

**定理** 在干扰对齐中, 当  $\mathbf{u}^H$  和  $\mathbf{S}$  的内积范数最小时有用信号的幅度是最大的。其中  $\mathbf{S}$  是信号空间, 而  $\mathbf{u}^H$  是干扰空间所对应的仿西矩阵。

证明: 设  $\mathbf{N}$  为干扰空间,  $\mathbf{P}_N$  和  $\mathbf{P}_\perp$  分别是信号  $\mathbf{S}$  到干扰空间及其正交补  $\mathbf{N}_\perp$  的投影, 如图2所示, 则最优的预编码方案是信号  $\mathbf{S}$  在  $\mathbf{N}_\perp$  中的投影最大时取得的, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{opt}, i} &= \arg \max_{\mathbf{v}_i \in \text{eig}(\mathbf{E})} \|\mathbf{P}_\perp \mathbf{S}\| = \arg \max_{\mathbf{v}_i \in \text{eig}(\mathbf{E})} \|\mathbf{S} - \mathbf{P}_N \mathbf{S}\| = \\ &= \arg \min_{\mathbf{v}_i \in \text{eig}(\mathbf{E})} \|\mathbf{P}_N^H \mathbf{S}\| = \\ &= \arg \min_{\mathbf{v}_i \in \text{eig}(\mathbf{E})} \|\mathbf{N}(\mathbf{N}^H \mathbf{N})^{-1} \mathbf{N}^H \mathbf{S}\| \end{aligned} \quad (5)$$

对于干扰空间  $\mathbf{N}$  做SVD分解得  $\mathbf{N} = \mathbf{u} \Sigma \mathbf{v}$ , 其中

$\mathbf{u}$  和  $\mathbf{v}$  均是仿酉矩阵,  $\Sigma$  是  $N$  的奇异值<sup>[12]</sup>, 代入式(5)得:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{opt},i} &= \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left\| \mathbf{u} \Sigma \mathbf{v} (\mathbf{v}^H \Sigma \mathbf{u}^H \mathbf{u} \Sigma \mathbf{v})^{-1} \mathbf{v}^H \Sigma \mathbf{u}^H \mathbf{S} \right\| = \\ & \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left\| \mathbf{u} \Sigma \mathbf{v} (\mathbf{v}^H \Sigma^2 \mathbf{v})^{-1} \mathbf{v}^H \Sigma \mathbf{u}^H \mathbf{S} \right\| = \\ & \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left\| \mathbf{u} \Sigma \mathbf{v} \mathbf{v}^H \Sigma^{-2} \mathbf{v} \mathbf{v}^H \Sigma \mathbf{u}^H \mathbf{S} \right\| = \\ & \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left\| \mathbf{u} \mathbf{u}^H \mathbf{S} \right\| = \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left\| \mathbf{u}^H \mathbf{S} \right\| \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $\mathbf{u}$  为干扰空间列向量的标准正交基, 即干扰空间所对应的仿酉矩阵, 结论得证。

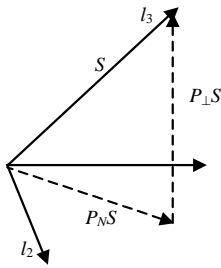


图2 信号分解为在干扰空间及正交补的投影

根据定理, 可以得到一个干扰对齐的预编码方案以及线性接收机的设计方法。由矩阵理论可知, 任何一个矩阵  $\mathbf{X}$  可以分解为  $\mathbf{X} = \mathbf{Q}(\mathbf{X})\mathbf{R}(\mathbf{X})$ , 其中  $\mathbf{Q}(\mathbf{X})$  的列向量是标准正交的, 且满足  $\text{span}(\mathbf{X}) = \text{span}(\mathbf{Q}(\mathbf{X}))$ ,  $\mathbf{R}(\mathbf{X})$  是一个上三角矩阵,  $\mathbf{Q}(\mathbf{X})$  就是矩阵  $\mathbf{X}$  的仿酉空间。显然矩阵的QR分解可以实现该目标<sup>[12]</sup>。

从某种意义上说, 干扰对齐是基于子空间的, 目的是使来自不同信源的干扰经过预编码矩阵的变换, 在接收端仅占用部分的DOF。传统的干扰对齐是在全空间  $\text{span}(\mathbf{H}_{ij}\mathbf{v}_j)$  ( $i, j=1, 2, 3$ ) 中任选一半的DOF作为干扰空间, 另一半DOF作为信号空间用于交换信息。即任选  $M/2$  个矩阵  $\mathbf{E}$  的特征向量作为用户1的预编码矩阵  $\mathbf{v}_1$ , 其他的预编码向量由式(4)给出。该过程仅考虑干扰对齐, 而没有考虑期望信号的能量。而本文是在干扰对齐的前提下, 选择其中的  $M/2$  个特征向量作为  $\mathbf{v}_1$ , 使得3个用户总接收信号最强, 即范数的和最大, 由定理可得:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{\text{opt},i} = \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \sum_i \left\| (\mathbf{Q}_{ij}^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{v}_i) \right\| & j \neq i \\ \text{s.t.} & \text{tr}(\mathbf{v}_i^H \mathbf{v}_i) = P_i \end{cases} \quad (7)$$

把式(4)代入式(7), 所有预编码矩阵用  $\mathbf{v}_1$  表示, 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\text{opt},1} &= \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} \left( \left\| (\mathbf{Q}_{12}^H \mathbf{H}_{11} \mathbf{v}_1) \right\| + \right. \\ & \left. \left\| (\mathbf{Q}_{21}^H \mathbf{H}_{22} \mathbf{v}_2) \right\| + \left\| (\mathbf{Q}_{31}^H \mathbf{H}_{33} \mathbf{v}_3) \right\| \right) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \arg \min_{\mathbf{v}_1 \in \text{eig}(\mathbf{E})} & \left( \left\| (\mathbf{Q}_{12}^H \mathbf{H}_{11} \mathbf{v}_1) \right\| + \left\| (\mathbf{Q}_{21}^H \mathbf{H}_{22} \mathbf{H}_{32}^{-1} \mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_1) \right\| + \right. \\ & \left. \left\| (\mathbf{Q}_{31}^H \mathbf{H}_{33} \mathbf{H}_{23}^{-1} \mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_1) \right\| \right) \end{aligned} \quad (8)$$

由于  $\mathbf{E}$  共有  $M$  个特征向量, 选择其中  $M/2$  个, 共有  $\binom{M}{M/2}$  种, 通过遍历搜索得到满足式(8)的一组特征向量作为  $\mathbf{v}_{\text{opt},1}$ , 然后根据式(4)可以得到  $\mathbf{v}_{\text{opt},2}$  和  $\mathbf{v}_{\text{opt},3}$ , 该方法称为内积范数最小法。由于来自不同用户的干扰在接收端张成相同的空间, 考虑干扰空间时仅考虑一个用户与考虑所有用户是等价的, 所以用一个用户的干扰空间作为整个干扰空间。

### 3 接收机的设计

干扰对齐中的线性接收方案主要有迫零(zero-force, ZF)和最小均方误差(minimum-mean-square-error, MMSE)两种, 其中ZF接收机是把干扰对性能的影响降到最小, 实现相对简单, 但性能比MMSE要差些。

#### 3.1 ZF接收机

ZF接收机的目标是使干扰最小, 而不考虑噪声的影响, 它把有用信号直接投影到干扰空间的正交补空间上。由于投影后的信号与干扰是正交的, 干扰对接收机的性能没有影响。则接收矩阵  $\mathbf{R}_i$  需要满足以下条件:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_1 [\mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_2 \ \mathbf{H}_{13} \mathbf{v}_3] = \mathbf{R}_1 \mathbf{H}_{12} \mathbf{v}_2 = 0 \\ \mathbf{R}_2 [\mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_1 \ \mathbf{H}_{23} \mathbf{v}_3] = \mathbf{R}_2 \mathbf{H}_{21} \mathbf{v}_1 = 0 \\ \mathbf{R}_3 [\mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_1 \ \mathbf{H}_{32} \mathbf{v}_2] = \mathbf{R}_3 \mathbf{H}_{31} \mathbf{v}_1 = 0 \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\mathbf{R}_i$  是根据式(3)而得。根据矩阵理论可知,  $\mathbf{R}_i$  就是用户  $i$  干扰空间正交补的基向量, 仅需要对用户  $i$  的干扰空间进行SVD分解, 可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_j &= [\mathbf{u}_{ij}^1 \ \mathbf{u}_{ij}^0] [\Sigma_{ij} \ 0]^T \mathbf{v}_{ij} \\ & \quad i=1, 2, 3; \quad j \neq i \end{aligned}$$

式中,  $\mathbf{u}_{ij}^0$  为干扰空间零奇异值所对应的左奇异向量组成的矩阵, 即干扰空间正交补的基向量, 所以接收矩阵为  $\mathbf{R}_{z,i} = \mathbf{u}_{ij}^0$ 。又因为干扰矩阵是高瘦矩阵, 一定存在  $\mathbf{u}_{ij}^0$ , 代入式(2)可得对信号的估计为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_i &= \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{H}_{ii} \mathbf{v}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{R}_{z,i} \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{v}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{n}_i = \\ & \quad \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{H}_{ii} \mathbf{v}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{n}_i \end{aligned}$$

用户  $i$  的信道容量可表示为:

$$R_i = \log_2 \left| \mathbf{I} + \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{H}_{ii} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \mathbf{H}_{ii}^H \mathbf{R}_{z,i}^H (\sigma_i^2 \mathbf{R}_{z,i} \mathbf{R}_{z,i}^H)^{-1} \right| \quad (10)$$

而3个用户和信道容量为:

$$R_{\text{sum}} = \sum_i^k R_i \quad (11)$$

ZF接收机实现简单方便, 能够把干扰对有用信号的影响降到最小, 但同时也会影响有用信号的强度。

### 3.2 MMSE接收机

MMSE接收机的目标是使所有数据流的信干噪比(signal to interference plus noise, SINR)最大。首先把噪声白化, 再按照加性噪声的方案进行处理<sup>[3]</sup>, 即用户*i*的MMSE的目标函数为:

$$R_i = \arg \min_{R_i} \|x_i - R_i y_i\|^2$$

设用户*i*的功率为*P<sub>i</sub>*, 由式(1)可得干扰对齐中信号宿*i*的干扰和噪声协方差矩阵可表示为:

$$K_i = \sum_{j=1, j \neq i}^k P_j H_{ij} v_j x_j + n_i \quad (12)$$

对接收信号进行可逆变换  $K_i^{-1/2}$ , 再把它投影到  $K_i^{-1/2} H_{ii}$  的方向上, 可得:

$$\begin{aligned} (K_i^{-1/2} H_{ii})^H K_i^{-1/2} y_i &= H_{ii}^H K_i^{-1} y_i = \\ H_{ii}^H K_i^{-1} (P_i H_{ii} v_i x_i + K_i) \end{aligned}$$

为方便起见, MMSE的接收机可表示为:

$$R_i = K_i^{-1} H_{ii} \quad (13)$$

由于同时考虑了干扰和噪声对有用信号的影响, MMSE可以使接收的SINR最大, 而在估计有用信号时使均方误差最小<sup>[9]</sup>。其中用户*i*的SINR为:

$$\text{SINR}_i = P_i \sigma_i^2 H_{ii}^H K_i^{-1} H_{ii} \quad (14)$$

对信号的估计可表示为:

$$\hat{x}_i = R_i H_{ii} v_i x_i + R_i K_i$$

由于MMSE不能保证把干扰完全消除, 所以用户*i*的容量必须要考虑干扰的影响, 即:

$$R_i = \log_2 |I + R_i H_{ii} v_i v_i^H H_{ii}^H R_i^H (R_i K_i R_i^H)^{-1}| \quad (15)$$

和ZF接收机一样, 系统多个用户的和容量由式(11)给出。

MMSE接收机可以获得最大的SINR, 虽然不能完全消除干扰, 但能够实现干扰与噪声之间的最佳折中, 而且能够以最小的偏差得到信号的估计值, 其性能较ZF要好。

## 4 仿真结果

在分析中, 考虑3个用户的MIMO干扰信道, 所有的收发用户的天线数都是*M*, 所有用户的功率相等且  $P_i = 1$ , 信道是服从独立复高斯分布的变量, 所有用户具有理想的CSI。

ZF接收机信道容量的比较分别如图3和图4所

示。其中通常IA是指从矩阵  $E$  的特征向量中任选  $M/2$  个作为用户1的预编码矩阵  $v_1$ ; 而随机IA则是随机地产生  $v_1$ , 其他用户的预编码矩阵由式(4)给出, 而各向同性是所有的预编码矩阵都是随机产生的, 发送端不考虑对其他用户的影响。从图中可以看出, 无论  $M=4$  还是  $M=6$  的情况, 内积范数最小法的性能是最好的, 而且  $M$  越大, 信噪比越高, 性能提高越多。而各向同性的方案在高信噪比时, 由于干扰严重, 性能很差, 这也说明IA在高信噪比时的性能更好。

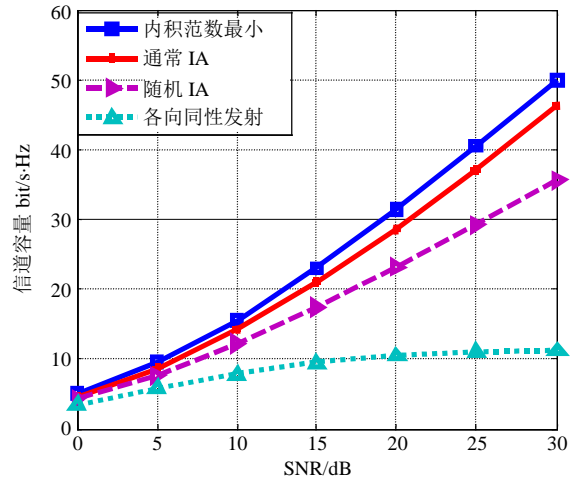


图3 3个用户*M=4*时, 用ZF法接收的容量比较

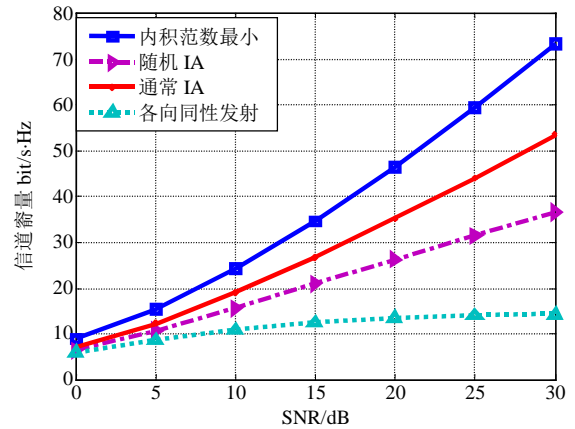


图4 3个用户*M=6*时, 用ZF法接收的容量比较

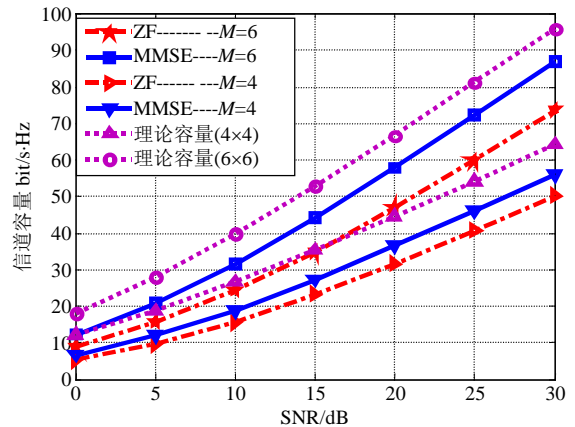


图5 ZF和MMSE接收的容量比较( $k=3$ )

ZF接收机与MMSE接收机性能的比较如图5所示。其中的理论容量定义为MIMO容量的 $K/2$ 倍。从图中可以看出, MMSE的性能比ZF要好, 在信噪比较低时差距不是很大, 而随信噪比的增加, 性能提高越来越明显。但和理论容量相比, 还有一定的差距, 这主要是因为多个用户不能同时取得最优。

## 5 结 论

本文针对干扰对齐中预编码矩阵设计方案的优化准则问题, 用子空间正交投影方法得到一个可行的预编码矩阵优化的等价条件, 即信号空间与干扰空间的仿酉矩阵的内积范数最小, 并以内积范数最小为准则设计预编码矩阵, 然后用ZF和MMSE分别作为接收机, 探讨了该算法的性能。仿真结果表明, 与现有预编码方案相比, 它在信道容量方面提高明显。若能得到预编码向量的不同组合对输出信号的影响, 有望对每个用户有多个数据流的情况做进一步的优化。

### 参 考 文 献

- [1] JAFAR S A, FAKHERENDDIN M J. Degrees of freedom for the MIMO interference channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(7): 2637-2642.
- [2] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2008, 54(8): 3425-3441.
- [3] TSE D, VISWANATH P. *Fundamentals of wireless communication*[M]. Cambridge University Press, 2005, 27-28: 356-360.
- [4] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and the degrees of freedom of wireless X networks[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(9): 3893-3908.
- [5] CHOI S W, JAFAR S A, CHUNG S Y. On the beamforming design for efficient interference alignment[J]. *IEEE Communication Letters*, 2009, 13(11): 847-849.
- [6] CADAMBE V R, JAFAR S A, WANG C W. Interference alignment with asymmetric complex signaling—settling the Høst-Madsen-Nosratinia Conjecture[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(9): 4552-4565.
- [7] SHEN H, LI B, LUO Y. Precoding design using interference alignment for the network MIMO[C]//2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Tokyo: IEEE Press, 2009: 2519-2523.
- [8] SUNG H, PARK S H, LI K J, et al. Linear precoder designs for k-user interference channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(1): 291-301
- [9] GOMADAM K S, CADAMBE V R, JAFAR S A. Approaching the capacity of wireless networks through distributed interference alignment[C]//Global Telecommunications Conference. New Orleans, Lo: IEEE Press, 2008: 1-6.
- [10] LOVE D J, HEATH R W. Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(8): 2967-2976.
- [11] KIM D, TORLAK M. Optimization of interference alignment beamforming vectors[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2010, 28(9): 1425-1434.
- [12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 589-612.  
ZHANG Xian-da. *Matrix analysis and applications*[M]. Beijing: Publishing House of Tsinghua University. 2004: 589-612.

编辑 张俊