

## 提升 MIMO 干扰信道容量的干扰对齐方案

宋林中, 赵 宇, 马永涛

(天津大学电子信息工程学院, 天津 300072)

**摘 要:** 为提高多用户 MIMO 干扰信道的容量, 提出一种干扰对齐方案。在假设已有天线配置情况不变的条件下, 将发送端的原有天线划分为数目相当的 2 个子组, 分别设置不同的天线参数, 以消除 2 个子组天线之间的相关性, 从而形成 2 组独立的传输信道。在接收端将经由 2 组子信道传输后的接收信号进行合并, 间接扩展信号空间维数。基于合并处理后的等效信道传输矩阵, 分别利用优化预编码向量夹角和正交投影的方法求解预编码矩阵与联合矩阵, 以减少已有干扰对齐方案通过迭代求解所需的运算量。仿真结果表明, 在总天线配置情况不变时, 该方案可以提高多用户 MIMO 信道的抗干扰能力。

**关键词:** 多输入多输出; 干扰信道; 干扰对齐; 信道容量; 正交投影; 自由度

**中文引用格式:** 宋林中, 赵 宇, 马永涛. 提升 MIMO 干扰信道容量的干扰对齐方案[J]. 计算机工程, 2014, 40(11): 83-86.

**英文引用格式:** Song Linzhong, Zhao Yu, Ma Yongtao. Interference Alignment Scheme for Capacity Improvement of MIMO Interference Channel[J]. Computer Engineering, 2014, 40(11): 83-86.

## Interference Alignment Scheme for Capacity Improvement of MIMO Interference Channel

SONG Linzhong, ZHAO Yu, MA Yongtao

(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

**【Abstract】** A new interference alignment method is proposed to improve the channel capacity of the multi-user Multiple Input Multiple-Output (MIMO) channel. Based upon the assumption that the antenna configuration is unchangeable, the antennas at transmit node are divided into two parts and with differentiated parameters, it conduces to eliminate the correlation between the two subparts and contributes to form two independent sub-channels. The signals received are consolidated to extend the dimensions of the signal space. According to the equivalent channel transmission matrixes, the pre-coding matrices and combining matrices are separately designed by optimizing the angle between the pre-coding vectors and using orthogonal projection method. The new scheme can reduce the computation pervasively existed in the previous iterative algorithms. Simulation indicates that the proposed method can effectively promote the anti-interference ability of the MIMO channel with the unchanged antenna configuration.

**【Key words】** Multiple-Input Multiple-Output (MIMO); interference channel; interference alignment; channel capacity; orthogonal projection; Degree of Freedom (DoF)

**DOI:** 10.3969/j.issn.1000-3428.2014.11.016

### 1 概述

在无线信道中, 频谱资源共享造成的同频干扰已经成为阻碍信道容量增加的一个重要因素。为缓解这一状况, 干扰对齐技术<sup>[1-3]</sup> 由于其在提升信道容量方面的潜力而受到广泛的关注。

在多用户干扰信道中, 常用等价于信道容量的

量——自由度 (Degree of Freedom, DoF) (或者复用增益) 来衡量信道的承载能力。文献[4]针对两用户干扰信道提出了一种构造性的干扰避免方法, 确定了在全局共享信道状态信息的条件下, 信道所能获得最大的总自由度为  $\min(M_1 + M_2, N_1 + N_2, \max(M_1, N_2), \max(M_2, N_1))$ 。文献[5]进一步导出任意  $K$  用户干扰信道各发送端与接收端分别配置  $M$ ,

**作者简介:** 宋林中 (1989 - ), 男, 硕士研究生, 主研方向: 无线通信, 干扰对齐; 赵 宇, 副教授; 马永涛, 博士。

**收稿日期:** 2013-11-08 **修回日期:** 2014-01-03 **E-mail:** songlinzhong89@gmail.com

$N$  天线情况下的自由度在  $K \leq R$  时为  $\min(M, N)$ , 否则为  $\min(M, N) \frac{R}{(R+1)}$ , 其中,  $R = \frac{\max(M, N)}{\min(M, N)}$ 。文献[6-8]对干扰信道可获得自由度的进一步研究促进了干扰对齐技术在处理多用户干扰信道领域的优势。此外, 干扰对齐算法也在相继被提出。

文献[1]基于干扰信道的互异性假设, 提出了 2 种分布式迭代干扰对齐算法: 最小干扰泄漏 Min-INL 和最大信干噪比 Max-SINR。文献[9]补充提出了 2 种基于子空间优化和基于最小均方误差的合作式干扰对齐算法, 利用凸优化的方法求解预编码矩阵和联合矩阵。文献[10]则给出了一种基于 MSE 准则的强健算法, 在信道状态信息存在估计误差的前提下, 仍然具有良好的性能表现。文献[11]基于 BER 的性能表现, 针对两用户 MIMO X 信道提出了通过重置天线工作模式的干扰对齐方案, 该方案性能略优于文献[12]方案。通过分析信号空间的特点, 文献[13]提出了一种分集检测算法, 该算法以信号空间中的投影作为检测向量, 从而提高接受信噪比, 获得复用增益的提高。

尽管上述干扰对齐算法在特定天线配置与发送符号流的约束下, 能够有效地实现干扰信号的对齐与消除, 然而此类算法所能获得的自由度与文献[5]中的理论值仍然有差距。在某些情况下, 以理论上可获得的自由度发送信号, 文献[1, 9-10]中的算法并不能有效地消除干扰信号, 造成算法性能的恶化。因此, 本文针对这一问题, 提出一种干扰对齐方案, 以提高干扰信道的容量, 从而缩小实际获得自由度与理论自由度的差距。

## 2 模型假设

如图 1 所示, 考虑 3 用户干扰信道, 在各个发送端与接收端分别配置  $M, N$  数目的天线, 以下假设  $M$  为偶数。发送端  $TX_i$  被划分为 2 个子部分  $TX_{i1}$  和  $TX_{i2}$ , 分别配有  $M/2$  数目的发射天线。为了后续的推导, 先做出如下假设: 待发送基带信号为类似升余弦的宽带信号, 持续时间为  $T$ , 接收端在一个发送信号的  $T/2$  时刻进行抽样。  $TX_{i1}$  在  $t$  时刻发送  $d_i$  个信号符号,  $TX_{i2}$  在  $t+T/2$  时刻发送同样的  $d_i$  个信号符号,  $d_i$  为第  $i$  对通信用户可获得的自由度。不考虑传输延迟, 接收端分别在  $t+T/2$  和  $t+T$  时刻进行抽样, 由于上述假设, 在抽样时刻 2 组信号互不干扰。第  $i$  个接收端信号可表示如下:

$$\mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_i^{[1]} \\ \mathbf{y}_i^{[2]} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{ii}^{[1]} \mathbf{V}_i^{[1]} \mathbf{x}_i + \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij}^{[1]} \mathbf{V}_j^{[1]} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_i^{[1]} \\ \mathbf{H}_{ii}^{[2]} \mathbf{V}_i^{[2]} \mathbf{x}_i + \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij}^{[2]} \mathbf{V}_j^{[2]} \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_i^{[2]} \end{pmatrix} = \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{x}_i + \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_i \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{H}_{ij} = \text{diag}(\mathbf{H}_{ij}^{[1]}, \mathbf{H}_{ij}^{[2]}); \mathbf{V}_j = (\mathbf{V}_j^{[1]T}, \mathbf{V}_j^{[2]T})^T$ ;  $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{d_i}$  为  $TX_{i1}$  发送的复矢量信号;  $\mathbf{n}_i$  为  $2N$  维零均值、单位方差的循环对称复加性高斯白噪声;  $\mathbf{V}_i$  为  $M \times d_i$  的预编码矩阵;  $\mathbf{H}_{ij}^{[k]}$  为  $N \times \frac{M}{2}$  的信道传输矩阵, 其中的元素独立地服从相同的衰落分布。

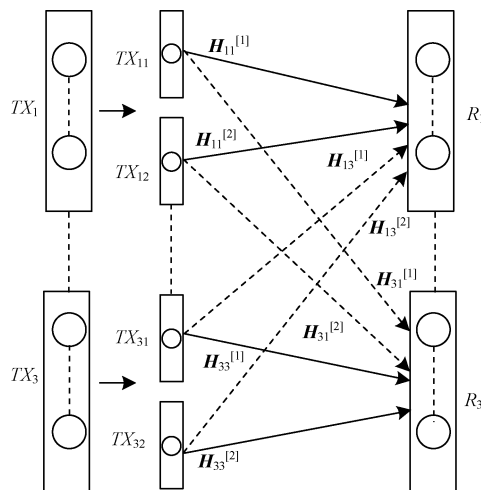


图1 干扰信道模型

干扰对齐技术的目标是寻找合适的预编码矩阵  $\mathbf{V}_i$  和联合矩阵  $\mathbf{U}_i (2N \times d_i)$ , 使得:

$$\mathbf{x}_i' = \mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{U}_i^H \left( \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_i \right) \quad (2)$$

与  $\mathbf{x}_i$  的误差最小。为了消除干扰, 同时正确地译出期望信号, 必须满足式(3)和式(4)限定的条件:

$$\text{rank}(\mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i) = d_i \quad (3)$$

$$\text{span}\{\mathbf{H}_{ii} \mathbf{V}_i\} \cap \left\{ \bigcup_{j \neq i} \text{span}\{\mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j\} \right\} = \emptyset \quad (4)$$

最后假设接收端采用线性滤波器对接收信号进行处理。

## 3 干扰对齐方案

干扰对齐技术的原则是通过构造合适的预编码矩阵对待发送信号进行预处理, 从而使得信道传输后接收信号中的干扰信号成分与期望信号成分分别位于 2 个不相互重叠的子信号空间中。基于这一原则, 直接构造如下的目标函数:

$$\begin{aligned} & \max [\mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k), \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k)] \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k)\|_2 = c_1, \\ & \quad \|\mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k)\|_2 = c_2, \quad k = 1, 2, \dots, d_i \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} & \max [\mathbf{H}_{21} \mathbf{V}_1(k), \mathbf{H}_{23} \mathbf{V}_3(k)] \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{H}_{21} \mathbf{V}_1(k)\|_2 = c_3, \\ & \quad \|\mathbf{H}_{23} \mathbf{V}_3(k)\|_2 = c_4, \quad k = 1, 2, \dots, d_i \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} & \max [\mathbf{H}_{31} \mathbf{V}_1(k), \mathbf{H}_{32} \mathbf{V}_2(k)] \\ & \text{s. t. } \|\mathbf{H}_{31} \mathbf{V}_1(k)\|_2 = c_5, \\ & \quad \|\mathbf{H}_{32} \mathbf{V}_2(k)\|_2 = c_6, \quad k = 1, 2, \dots, d_i \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $c_i$  为常数。考虑到式(5)~式(7)是一组对称

表达式,在下面的分析过程仅以式(5)进行展开。式(5)可以描述为如下的等价表示:

$$\begin{aligned} \max \quad & \frac{\mathbf{V}_2(k)^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k)}{\|\mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k)\|_2 \|\mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k)\|_2} \\ \text{s. t.} \quad & \|\mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k)\|_2 = c_1, \\ & \|\mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k)\|_2 = c_2, k = 1, 2, \dots, d_i \end{aligned} \quad (8)$$

进一步地,可以得到如下目标优化函数:

$$\begin{aligned} F(\mathbf{V}_2(k), \mathbf{V}_3(k), \lambda_1, \lambda_2) = & \mathbf{V}_2(k)^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k) + \\ & \lambda_1 \sqrt{\text{tr}(\mathbf{V}_2(k)^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k))} + \\ & \lambda_2 \sqrt{\text{tr}(\mathbf{V}_3(k)^H \mathbf{H}_{13}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k))} \end{aligned} \quad (9)$$

对式(9)求偏微分,可得:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \mathbf{V}_2(k)^*} = & \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k) - \\ & \frac{\lambda_1}{2} \frac{\mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k)}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{V}_2(k)^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k))}} = \\ & \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k) - \lambda_1' \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12} \mathbf{V}_2(k) \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\lambda_1'$  是将分母作为不受预编码向量影响的常数与  $\lambda_1$  的叠加。令式(10)等于0,得到:

$$(\mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12})^{-1} \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{V}_3(k) = \lambda_1' \mathbf{V}_2(k) \quad (11)$$

同理,对式(6)和式(7)处理,分别得到:

$$(\mathbf{H}_{23}^H \mathbf{H}_{23})^{-1} \mathbf{H}_{23}^H \mathbf{H}_{21} \mathbf{V}_1(k) = \lambda_3' \mathbf{V}_3(k) \quad (12)$$

$$(\mathbf{H}_{31}^H \mathbf{H}_{31})^{-1} \mathbf{H}_{31}^H \mathbf{H}_{32} \mathbf{V}_2(k) = \lambda_5' \mathbf{V}_1(k) \quad (13)$$

由式(11)~式(13)观察可知,各预编码矩阵的列向量与由信道传输矩阵构成的特定方阵的特征向量具有紧密的联系。如果式(3)、式(4)能够被满足,则可以由式(11)~式(13)解出  $d_i$  组解,构成所需的3个预编码矩阵。在实际处理过程中,针对式(3)、式(4)不满足,即式(11)~式(13)无全局解时,以对齐主要用户端的干扰为原则,选择2个方程中的部分方程求得实现局部用户对齐的解,组成预编码矩阵。此外,在求解预编码矩阵的组成向量时,为避免向量中出现局部为0的状况,可对传输矩阵右乘任意正交矩阵,以分散等效传输矩阵中的0元素,再进行上述处理。以式(11)为例,得到:

$$(\mathbf{Q}_1^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{12} \mathbf{Q}_1)^{-1} \mathbf{Q}_1^H \mathbf{H}_{12}^H \mathbf{H}_{13} \mathbf{Q}_1 \mathbf{V}_3(k) = \lambda_1' \mathbf{V}_2(k) \quad (14)$$

至此,对预编码矩阵的求解作了介绍,针对联合矩阵,有如下求解过程:

假设各天线上的发送信号相互独立,即信号满足功率期望的约束条件:

$$E(\mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^H) = \frac{P}{2d_i} \mathbf{I} \quad (15)$$

其中,  $P$  为各个发送端的约束发射功率;  $\mathbf{I}$  为单位矩阵。

第  $i$  接收端的平均混合干扰噪声可表示为:

$$IN_i = \text{tr} \left( \frac{P}{2d_i} \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H + \mathbf{I} \right) \quad (16)$$

在发送功率远大于噪声能量时,可以忽略式(16)中的噪声因素,只考虑干扰的影响。假设自由度  $d_i$  可以通过干扰对齐技术获得,即存在联合矩阵  $\mathbf{U}_i$  使式(16)在高信噪比时趋于0。运用奇异值分解,得到:

$$\sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H = (\mathbf{U}_i^L \quad \mathbf{U}_i^R) \begin{pmatrix} \Sigma_i & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_i^{U^H} \\ \mathbf{V}_i^{D^H} \end{pmatrix} \quad (17)$$

其中,  $\mathbf{U}_i^L$ ,  $\Sigma_i$  和  $\mathbf{V}_i^U$  分别是  $2N \times r_i$ ,  $r_i \times r_i$  和  $M \times r_i$  的矩阵;  $r_i$  为(15)中左边混合矩阵的秩。第  $i$  接收端的干扰信号子空间可以表示成  $\text{span}(\mathbf{U}_i^L)$ , 利用正交投影可以获得干扰子空间的正交补空间,其正交基底构成的矩阵为:

$$\mathbf{Pr}_i = \mathbf{I} - \mathbf{U}_i^L (\mathbf{U}_i^{L^H} \mathbf{U}_i^L)^{-1} \mathbf{U}_i^{L^H} \quad (18)$$

易验证:

$$\mathbf{Pr}_i \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H = 0 \quad (19)$$

根据自由度  $d_i$  可以获得的假设,易知  $r_i \geq d_i$ , 从而存在  $2N \times d_i$  的矩阵  $\mathbf{U}_i'$ , 使得  $\mathbf{U}_i = \mathbf{Pr}_i^H \mathbf{U}_i'$ , 并且在高信噪比时,  $\mathbf{x}_i$  与  $\mathbf{U}_i^H \mathbf{y}_i$  的差异可以忽略。

至此,本文详细介绍了预编码矩阵和联合矩阵获取过程。在下一部分将通过数值仿真验证提出干扰对齐方案的有效性。

## 4 仿真结果与分析

本文通过对3对用户,每对用户在发送端与接收端均配置四天线构成的 MIMO 干扰信道进行仿真,仿真内容包括2个部分:残余干扰信号加噪声的比重与干扰信道的总平均容量。

残余干扰加噪声的比重与干扰信道的总平均容量分别定义为:

$$\text{per} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \frac{\text{tr} \left( \mathbf{U}_i^H \left( \frac{P}{2d_i} \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H + \mathbf{I} \right) \mathbf{U}_i \right)}{\text{tr} \left( \mathbf{U}_i^H \left( \frac{P}{2d_i} \sum_{j=1}^3 \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H + \mathbf{I} \right) \mathbf{U}_i \right)} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} R = & \left( \sum_{i=1}^3 \log \left| \mathbf{I} + \frac{\frac{P}{2d_i} \mathbf{U}_i^H \mathbf{H}_{ii}^H \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \mathbf{H}_{ii} \mathbf{U}_i}{\mathbf{U}_i^H \left( \frac{P}{2d_i} \sum_{j \neq i} \mathbf{H}_{ij} \mathbf{V}_j \mathbf{V}_j^H \mathbf{H}_{ij}^H + \mathbf{I} \right) \mathbf{U}_i} \right| \right) \\ & \quad (21) \end{aligned}$$

图2为设置不同自由度下残余干扰噪声的比重。从图中可以看出,在低信噪比区域,本文方案优于 Min-INL,劣于 Max-SINR。这是因为,对发送天线进行划分后,造成总发射功率的分散,从而实际分配至每根发射天线上的有效发射功率下降。在保持信道噪声特性不变的情况下,单根天线的发射信噪

比会降低。同时,在接收端进行干扰消除时,又会压缩部分期望信号空间的维数,进一步造成期望信号能量的损失,而噪声的能量基本保持不变。因此,造成低信噪比区域性能的不足。在高信噪比区域,由于噪声的影响可以忽略,在自由度为 2 时,本文方案在消除干扰方面的性能要优于 Min-INL 和 Max-SINR。

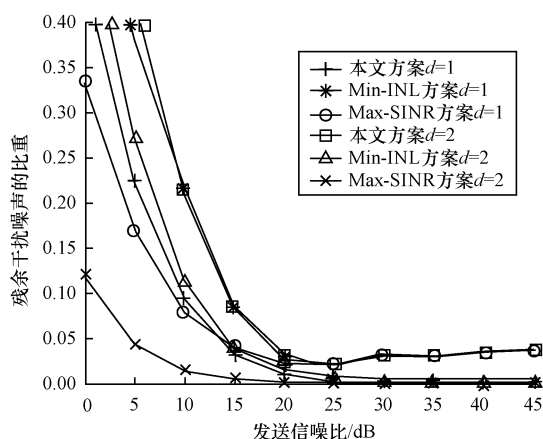


图 2 不同自由度下残余干扰噪声的比重

图 3 从信道容量方面衡量不同方案的性能。与图 2 类似,在低信噪比区域,由于噪声的影响较消除干扰带来的增益大,本文方案略有不足。在高信噪比区域,Max-SINR 方法在自由度为 2 时性能严重下降,而本文方案仍然可以获得容量上的提升,并优于 Min-INL。这表明本文方案较已有方案可以缩小实际可获得自由度与理论自由度之间的差距。

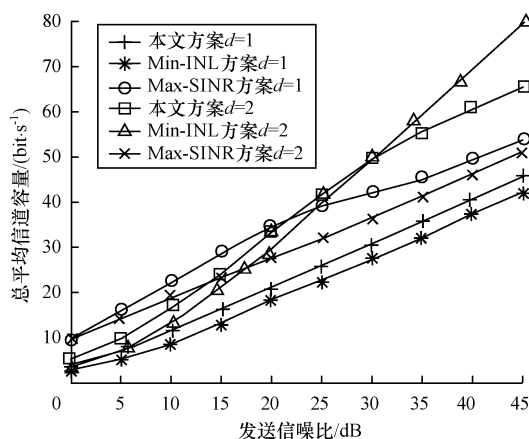


图 3 不同自由度下的平均信道容量

## 5 结束语

为提升多用户 MIMO 干扰信道的容量,缩小实际可获得自由度与理论自由度之间的差距,本文提出了一种干扰对齐方案。通过划分发送天线间接扩展接收信号空间维数,并利用优化预编码向量、采用

正交投影方法构造预编码矩阵和联合矩阵。数值仿真结果表明,在高信噪比时,本文方案优于已有方案,能够缩小实际自由度与理论自由度之间的差距。后续工作主要针对低信噪比区域性能的不足,研究干扰与噪声的联合抑制,补偿噪声的影响,提升干扰对齐方案的低信噪比性能。

## 参考文献

- [1] Gomadam K, Cadambe V R, Jafar S A. Approaching the Capacity of Wireless Networks Through Distributed Interference Alignment [C]//Proceedings of IEEE Global Telecommunication Conference. New Orleans, USA: [s. n.], 2008: 1-6.
- [2] Cadambe V R, Jafar S A. Interference Alignment and Degrees of Freedom for the K-user Interference Channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8): 3425-3441.
- [3] Nazer B, Gastpar M, Jafar S A, et al. Ergodic Interference Alignment [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(10): 6355-6371.
- [4] Jafar S A, Fakhereddin M J. Degrees of Freedom for the MIMO Interference Channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(7): 2637-2642.
- [5] Gou Tiangao, Jafar S A. Degrees of Freedom of the K-user  $M \times N$  Interference Channel [C]//Proceedings of the 42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove, USA: [s. n.], 2008: 126-130.
- [6] Vaze C S, Varanasi M K. The Degree-of-freedom Regions of MIMO Broadcast, Interference, and Cognitive Radio Channels with No CSIT [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(8): 5354-5374.
- [7] Zhu Yan, Guo Dongning. The Degrees of Freedom of Isotropic MIMO Interference Channels Without State Information at the Transmitters [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(2): 341-352.
- [8] Tandon R, Mohajer S, Poor H V, et al. Degrees of Freedom Region of the MIMO Interference Channel with Output Feedback and Delayed CSIT [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(3): 1444-1457.
- [9] Peters S W, Heath R W. Cooperative Algorithms for MIMO Interference Channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 206-218.
- [10] Shen Hui, Li Bing, Tao Meixiao, et al. MSE-based Transceiver Designs for the MIMO Interference Channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communication, 2010, 9(17): 3480-3489.
- [11] 周强, 吴玉成. 提高 MIMO 信道 BER 性能的干扰对齐方案 [J]. 计算机工程, 2012, 38(8): 54-56.
- [12] Gao Tianguo, Wang Chenwei, Jafar S A. Aiming Perfectly in the Dark-blind Interference Alignment Through Staggered Antenna Switching [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2734-2744.
- [13] 王勤民, 张钟培, 结凤克, 等. 干扰对齐的分级检测算法 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(6): 1393-1397.

编辑 任吉慧