文章编号：2095-4980(2018)02-0266-06

# 多用户 MIMO 网络下基于分簇的非迭代干扰对齐算法

王朋飞[1]，崔维嘉[1]，崔　宇[2]，朱世磊[2]

(1.信息工程大学 信息系统工程学院，河南 郑州 450001；2.66393 部队 博士后科研工作站，河北 保定 050000)

**摘　要：**针对多用户多输入多输出(MIMO)干扰网络条件下，干扰对齐算法性能受限的问题，提出一种多用户MIMO网络下基于分簇的非迭代干扰对齐算法。通过一种分层的干扰处理设计，首先在上层依据干信链路耗损比，将来自不同发送端的干扰分为簇内有效干扰和簇间无效干扰；然后在下层利用联合最大化信漏噪比(SLNR)算法与迫零(ZF)算法消除干扰，提升了算法的适用性。仿真结果表明，当用户数量较多时，所提算法与现有算法相比，在高信噪比(SNR)条件下具有更高的系统容量与更低的系统复杂度。

**关键词：**分簇；多用户多输入多输出干扰网络；非迭代；干扰对齐

**中图分类号：**TN929.5　　**文献标志码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201802.0266

# Non-iterative interference alignment algorithm based on cluster for multiuser MIMO networks

WANG Pengfei[1]，CUI Weijia[1]，CUI Yu[2]，ZHU Shilei[2]

(1.Information Systems Engineering，Information Engineering University，Zhengzhou Henan 450001，China；
2.Postdoctoral Research Station，Army of 66393，Baoding Hebei 050000，China)

**Abstract：**Aiming at the problem of limited performance of the Interference Alignment(IA) algorithm in the multiuser Multiple-Input Multiple-Output(MIMO) interference network, a non-iterative interference alignment algorithm based on clustered is proposed. The algorithm is based on a hierarchical interference processing design. First, the interference from different transmitters is divided into intra-cluster effective interference and inter-cluster invalid interference in the upper layer by interference to signal transmission path ratio. Then, the joint maximum-Signal to Leakage plus Noise Ratio(SLNR) algorithm and the Zero Forcing(ZF) algorithm are utilized in the lower layer to eliminate the interference and finally improve the applicability of the algorithm. Simulation results show that the proposed algorithm has higher system capacity and lower system complexity at high Signal-to-Noise Ratio(SNR) than the existing algorithms when the number of users is large.

**Keywords：**clustering; multiuser Multiple-Input Multiple-Output interference network; non-iterative; Interference Alignment

近年来，如何通过高效利用无线频谱资源来提高无线系统容量，一直是学术界研究的热点。在现有蜂窝体系中，采用同频复用方式(复用因子为 1)虽能极大提高频谱利用率，但也带来严重的同频干扰问题。为解决该矛盾，众多学者从抑制干扰角度入手，提出了正交化、弱干扰信号噪声化、解码干扰信号等处理措施，但这些干扰处理方法在多用户场景下难以发挥积极的作用[1]。为解决干扰处理中存在的问题，2008 年，文献[2]首次提出“干扰对齐(IA)”的概念，其基本思想是将接收信号分为相互正交的干扰子空间和信号子空间。具体做法是通过精确的预编码设计，使来自不同发送端的干扰信号在同一空间内“对齐”，以减少干扰子空间的维度，将剩下尽可能大的空间留给有用信号传输。由于该技术在提升系统容量方面具有独特的优越性，迅速受到广泛关注。

目前，IA 算法已有很广泛的研究基础。在理论可行性方面，文献[3–5]研究了 MIMO 干扰信道中干扰对齐的可行性，给出干扰对齐实现的必要条件。在该条件下，文献[6]假设信道存在互易性，提出基于分布式迭代的最大

**收稿日期：**2017-09-04；**修回日期：**2017-10-14
**基金项目：**国家自然科学基金资助项目(61401513)

信干噪比(Maximum Signal to Interference plus Noise Ratio，Max-SINR)算法和最小泄漏干扰(Minimum Weighted Leakage Interference，Min-WLI)算法，通过上下链路的反复“交替”，以分布式方式最小化网络中的总干扰。文献[7]提出了一种基于空间弦距离的预编码求解方法，能够避免信道的互易性。但文献[6–7]都未考虑期望接收端的有用信号强度。文献[8]在文献[6–7]基础上从矩阵投影的角度，提出了一种联合信号空间与干扰空间的处理策略，通过干扰泄漏功率与信号泄漏功率加权及最小化的方法实现干扰对齐，但没有考虑到权值的设置对系统性能的影响。文献[9]提出一种单边优化的干扰对齐算法，将运算集中在发送端，同时也避免了信道互易性的限制。文献[10]综合了文献[8–9]的优点，提出了一种非迭代的单边优化干扰对齐算法，进一步有效提高了干扰对齐的实用性。但以上算法都是在干扰对齐可行性约束条件下做出的研究，一般仅限于三用户、四用户场景，当用户数量增多时，则并不适用。

为解决系统用户数、收发天线数、数据流数目在多用户 MIMO 网络下受干扰对齐可行性约束，致使用户数量较多时干扰对齐算法适用性差的问题，本文在文献[10]基础上，引入分簇策略[11]，提出一种多用户 MIMO 网络下基于分簇的非迭代干扰对齐算法。

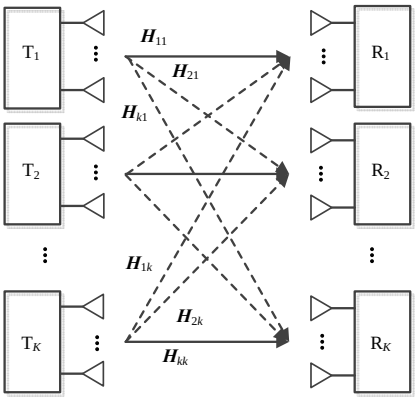


Fig.1 *K*-user MIMO interference network model
图 1 *K* 用户 MIMO 干扰网络模型

## 1　系统模型

*K* 用户 MIMO 干扰网络模型如图 1 所示，系统由 *K* 个收发对组成，每个发送端对应一个接收端。假设发送端天线数都为 *M*，发送功率都为 *P*，接收端天线数都为 *N*，发送端、接收端分别具备相同的配置。

接收端 $k$ 的接收信号为：

$$\tilde{y}_k=\sum_{j=1}^{K}\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j+\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}_k=\sqrt{\rho_{kk}}\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{s}_k+\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j+\tilde{\boldsymbol{n}}_k \tag{1}$$

式中：$\sqrt{\rho_{kk}}\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{s}_k$ 为滤波后的期望信号，$\boldsymbol{s}_k\in\boldsymbol{C}^{d_k\times 1}$ 为发送端 $k$ 发送的 $d_k\times 1$ 维的复信号向量，$d_k$ 为发送端 $k$ 发送的数据流个数(也即自由度)，$\boldsymbol{U}_k$ 为接收端 $k$ 的 $N\times d_k$ 维干扰抑制矩阵，且满足 $\|\boldsymbol{U}_k\|_F^2=1,k=1,2,\cdots,K$；$\boldsymbol{V}_k$ 为发送端 $k$ 的 $M\times d_k$ 维发送预编码矩阵，且满足 $\|\boldsymbol{V}_k\|_F^2=1,k=1,2,\cdots,K$；$\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j$ 为滤波后的干扰信号，$\boldsymbol{H}_{kj}\in\boldsymbol{C}^{N\times M}$ 为发送端 $j$ 到接收端 $k$ 的 $N\times M$ 维信道矩阵；$\tilde{\boldsymbol{n}}_k\in\boldsymbol{C}^{N\times 1}$ 为加性高斯白噪声；$\sqrt{\rho_{kj}}$ 表示发送端 $j$ 到接收端 $k$ 的信道存在大尺度衰落，即：

$$\rho_{kj}=\gamma_{kj}^{-\alpha} \tag{2}$$

式中：$\gamma_{kj}$ 代表发送端 $j$ 到接收端 $k$ 的距离；$\alpha$ 代表相应的路径损耗系数。

## 2　多用户 MIMO 网络干扰对齐算法

针对下行 MIMO 干扰链路，接收端 $k$ 经过滤波之前的信号为：

$$\boldsymbol{y}_k=\sum_{j=1}^{K}\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j+\boldsymbol{n}_k=\sqrt{\rho_{kk}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{s}_k+\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j+\boldsymbol{n}_k \tag{3}$$

式中：$\sqrt{\rho_{kk}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{s}_k$ 为接收端 $k$ 的期望信号，$\sqrt{\rho_{kj}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\boldsymbol{s}_j$ 为来自发送端 $j$ 的干扰信号。记 $D_{S_k}^2$ 为接收端 $k$ 的期望信号功率，$D_{I_k}^2$ 为接收端 $k$ 的干扰信号泄露功率，因此，接收端 $k$ 的期望信号所对应的功率为：

$$D_{S_k}^2=\rho_{kk}\left\|\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\right\|_F^2 \tag{4}$$

而干扰信号在信号子空间上的泄漏功率为：

$$D_{I_k}^2=\rho_{kj}\sum_{j=1,j\neq k}^{K}\left\|\boldsymbol{P}_{S_k}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\right\|_F^2 \tag{5}$$

式中 $\boldsymbol{P}_{S_k}=\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\left(\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\right)^{-1}\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}^{\mathrm{H}}$ 代表信号子空间 $S_k$ 的正交投影算子[12]。

则此时接收信号的信漏噪比(SLNR)为：

$$SLNR_k = \frac{D_{S_k}^2}{D_{I_k}^2 + \sigma^2} = \frac{\rho_{kk} \left\| \boldsymbol{H}_{kk} \boldsymbol{V}_k \right\|_F^2}{\sum\limits_{j=1, j\neq k}^{K} \rho_{kj} \left\| \boldsymbol{P}_{S_k} \boldsymbol{H}_{kj} \boldsymbol{V}_j \right\|_F^2 + \sigma^2} \tag{6}$$

因此，求解预编码矩阵的最优解为[10]：

$$\begin{cases} \boldsymbol{V}_{\text{opt}} = \arg\max\limits_{V_1, V_2, \cdots, V_k} \sum\limits_{k=1}^{K} SLNR_k \\ \text{s.t.} \quad \left\| \boldsymbol{V}_k \right\|_F^2 = 1, k = 1, 2, \cdots, K \end{cases} \tag{7}$$

分析式(7)可知，这是一个含等式约束优化的非线性求解问题，直接解算较为困难，可结合拉格朗日函数与罚函数，通过构造增广目标函数方程来解决[13]，公式如下：

$$L(\boldsymbol{V}, \boldsymbol{\mu}, \delta) = \sum_{k=1}^{K} \frac{1}{SLNR_k} - \sum_{k=1}^{K} \mu_k (\boldsymbol{V}_k^{\text{H}} \boldsymbol{V}_k - 1) + \frac{\delta}{2} \sum_{k=1}^{K} \left\| \boldsymbol{V}_k^{\text{H}} \boldsymbol{V}_k - 1 \right\|_F^2 \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{\mu} = \left(\mu_1, \mu_2, \cdots, \mu_K\right)^{\text{T}}$ 为乘子向量；$\delta$ 为罚参数且 $\delta > 0$。可利用 Matlab 最优化工具箱[14]，通过不断更新乘子向量和罚参数，最终求得满足条件的预编码矩阵。

干扰抑制矩阵可用迫零(ZF)算法求解[10]，即：

$$\boldsymbol{U}_k^{\text{H}} = \left( (\boldsymbol{H}_{kk} \boldsymbol{V}_k)^{\text{H}} (\boldsymbol{H}_{kk} \boldsymbol{V}_k) \right)^{-1} (\boldsymbol{H}_{kk} \boldsymbol{V}_k)^{\text{H}} \tag{9}$$

干扰对齐存在 $\boldsymbol{U}$,$\boldsymbol{V}$，使得解码后的期望信号无损地占据 $d$ 维信号空间，相应地解码后的干扰应该全部落入干扰信号的零空间内[2]，即：

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_k^{\text{H}} \boldsymbol{H}_{kj} \boldsymbol{V}_j = 0 \quad \forall k \neq j \\ rank(\boldsymbol{U}_k^{\text{H}} \boldsymbol{H}_{kk} \boldsymbol{V}_k) = d_k \end{cases} \tag{10}$$

在 $K$ 用户 MIMO 干扰网络下，若存在这样的 $\boldsymbol{U}$,$\boldsymbol{V}$，其子流数、收发天线数、用户数需满足可行性约束，即：

$$Kd_k \leqslant M + N - d_k \tag{11}$$

当不满足该约束条件时会造成系统性能的急剧下降，算法失效，该问题在多用户场景中尤其突出。对此提出了一种解决办法，具体算法在下一节中阐述。

## 3 多用户 MIMO 网络下两层干扰对齐设计算法

如上节所提，在 $K$ 用户 MIMO 干扰网络下，干扰对齐算法需要满足一个可行性约束条件，否则会造成系统性能的急剧下降。因此，针对该网络模型下干扰对齐算法在用户数量较多时适用性差的问题，提出一种两层干扰处理方法。具体是：在上层通过分簇，将系统干扰分为由强干扰组成的簇内有效干扰和由弱干扰组成的簇间无效干扰；在下层，采用基于分簇的联合信漏噪比与迫零(Joint-SLNR-ZF，J-SLNR-ZF)算法消除簇内干扰，而簇间干扰采用噪声增益处理。

### 3.1 上层 MIMO 干扰网络分簇

根据所建系统模型，具体的分簇策略如下：

首先，计算干信链路耗损比。用 $\beta_{kj}$ 表示发送端 $j$ 到接收端 $k$ 的干信链路耗损比，且不妨设每个发送端的初始发射功率都为 $P$，定义如下：

$$\beta_{kj} = \frac{\sqrt{\rho_{kj}} P}{\sqrt{\rho_{kk}} P} = \frac{\sqrt{\rho_{kj}}}{\sqrt{\rho_{kk}}}, j \neq k \tag{12}$$

其次，将 $\beta_{kj}$ 排序。对于任意目标接收端 $k$，存在 $K$–1 个干扰链路和1个直连链路，将该 $K$–1 个干扰链路对应的 $\beta_{kj}$ 从大到小排序。$\beta_{kj}$ 越大，代表该干扰链路对目标接收端的干扰越强，反之，越弱。

然后，分簇选择。用 $S(m)$表示收发对的簇集合，$|S(m)|$代表簇内收发对的数目。由干扰对齐可行性约束条件可知，簇内最大用户数(也即收发对数目)应为 $\dfrac{M+N-d_k}{d_k}$。因此，除去目标接收端后，将 $\left( \dfrac{M+N-d_k}{d_k} - 1 \right)$ 个最大 $\beta_{kj}$ 所对应的收发对放入 $S(m)$ 内。

最后，重复以上操作，直到将 $k$ 个目标接收端对应的强干扰的收发对分簇完毕。

### 3.2 下层基于分簇 J-SLNR-ZF 算法的干扰消除

上层处理后，系统干扰分为簇内有效干扰和簇间无效干扰，则式 (8) 可改写为：

$$\begin{cases} SLNR_k = \dfrac{\rho_{kk}\left\|\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\right\|_F^2}{\sum\limits_{j=1,\, j\in S(m),\, j\neq k}^{|S(m)|-1}\rho_{kj}\left\|\boldsymbol{P}_{S_k}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\right\|_F^2+\sum\limits_{j=1,\, j\notin S(m)}^{K-|S(m)|}\rho_{kj}P+\sigma^2} \\ \text{s.t.}\quad |S(m)|\leqslant\dfrac{M+N-d_k}{d_k} \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\sum\limits_{j=1,\, j\in S(m),\, j\neq k}^{|S(m)|-1}\rho_{kj}\left\|\boldsymbol{P}_{S_k}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\right\|_F^2$ 表示簇内 $|S(m)|-1$ 个干扰信号在信号子空间上泄漏的功率；$\sum\limits_{j=1,\, j\notin S(m)}^{K-|S(m)|}\rho_{kj}P$ 表示剩余 $K-|S(m)|$ 个簇间无效干扰作为噪声增益的功率。当系统所有接收端信漏噪比和速率达到最大时，系统可取得最优预编码矩阵 $\boldsymbol{V}$，即由式(7)~(8)求解。对于干扰抑制矩阵 $\boldsymbol{U}$ 采用 ZF 算法求解，即参照式(9)。

以上算法流程如下：

步骤 1：计算干信链路耗损比 $\beta_{kj}$。

步骤 2：对目标接收端，将 $\beta_{kj}$ 由大到小排序。

步骤 3：分簇选择。将$(\dfrac{M+N-d_k}{d_k}-1)$个最大所对应的收发对放入簇内。

步骤 4：根据式(13)，计算目标接收端的信泄漏比 $SLNR_k$。

步骤 5：计算预编码矩阵 $\boldsymbol{V}_k$。$\boldsymbol{V}_k\leftarrow\sum\limits_{k=1}^{K}\dfrac{1}{SLNR_k}-\sum\limits_{k=1}^{K}\mu_k(\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}_k-1)+\dfrac{\sigma}{2}\sum\limits_{k=1}^{K}\left\|\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}_k-1\right\|_F^2$。

步骤 6：计算干扰抑制矩阵 $\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}$。$\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\leftarrow\left((\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k)^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k)\right)^{-1}(\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k)^{\mathrm{H}}$。

步骤 7：重复步骤 1~步骤 6。

### 3.3 系统总容量

算法性能的优劣可由系统能够达到的总容量来衡量。首先计算接收端的信干噪比，即：

$$SINR_k=\frac{\rho_{kk}\left\|\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kk}\boldsymbol{V}_k\right\|_F^2}{\sum\limits_{j=1,\, j\in S(m),\, j\neq k}^{|S(m)|-1}\rho_{kj}\left\|\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{kj}\boldsymbol{V}_j\right\|_F^2+\boldsymbol{U}_k^{\mathrm{H}}(\sigma^2\boldsymbol{I})\boldsymbol{U}_k} \tag{14}$$

最终，$K$ 个接收端的系统可达容量表示为：

$$C_{\mathrm{sum}}=\sum_{k=1}^{K}\log_2(1+SINR_k) \tag{15}$$

## 4　算法适用性及复杂度分析

表 1 系统复杂度对比

Table1 Comparison of system complexity

| | Ref.[10] | proposed |
|---|---|---|
| $Kd\leqslant M+N-d$ | $O(KdM^{3.5})+O(KN^3)$ | $O(KdM^{3.5})+O(KN^3)$ |
| $Kd>M+N-d$ | $O(KdM^{3.5})+O(KN^3)$ | $O((M+N-d)M^{3.5})+O(((M+N-d)/d)N^3)$ |

在算法适用性方面，文献[10]提出了一种非迭代的单边优化算法，能够将复杂运算集中在发送端，以减轻用户侧的运算压力，但该算法一般限三用户、四用户场景。本文算法在继承算法[10]优势的基础上引入了分簇策略，当用户数量较多时，将系统干扰分为有效干扰和无效干扰，解决了干扰对齐算法在多用户场景下的可行性限制，故具有更强的适用性。

在复杂度方面，文献[10]所提算法采用罚函数法进行最优化求解，由于 $\boldsymbol{V}_k$ 是 $M\times d_k$ 维矩阵，其每一列代表一个预编码向量，且发送端的数据流数目 $d_1=d_2=\cdots=d_k=d$，故发送端需要优化 $Kd$ 个预编码向量，而接收端采用迫零算法需要计算 $K$ 个干扰抑制矩阵，因此系统复杂度为复杂度为 $O(KdM^{3.5})+O(KN^3)$，当 $Kd\leqslant M+N-d$ 时，本文算法的系统复杂度与文献[10]一致；当 $Kd>M+N-d$ 时，本文算法的系统复杂度为 $O\left((M+N-d)M^{3.5}\right)+$

$O\left(\frac{(M+N-d)}{d}N^3\right)$，与 $K$ 无关。故当系统用户数 $K$ 越大时，本文算法优势越明显。系统复杂度对比如表 1 所示。

## 5 仿真结果与分析

为验证所提算法的有效性，本文与文献[6]和文献[10]算法做对比仿真。假设各个发送端具备相同的性能配置和发射功率，且数据流个数都为 1；接收端具有相同的解码能力。并以$(M,N,K)$来表示系统的发、收天线数和用户数。假设信道为平坦瑞利衰落信道。为保证公平性，系统随机生成 $\gamma_{kj}$，路径损耗系数 $\alpha$ 根据 IEEE 802.16m 技术标准[15]设为 3.76。仿真设置迭代 30 次，蒙特卡洛 1 000 次。

图 2 和图 3 分别代表系统容量和运行时间随 SNR 变化的曲线图，为所提算法在 $K \leqslant M+N-1$ 时与文献[10]算法、Max-SINR 算法[6]、Min-WLI 算法[6]进行的对比仿真实验。由图 2 可以看出，所提算法与文献[10]算法性能一致，运行时间也相当。这是因为当用户数量少时，所有的干扰链路都作为有效干扰存在于簇内，处理了相同数量的干扰，因此具有相同的系统容量和运算复杂度。

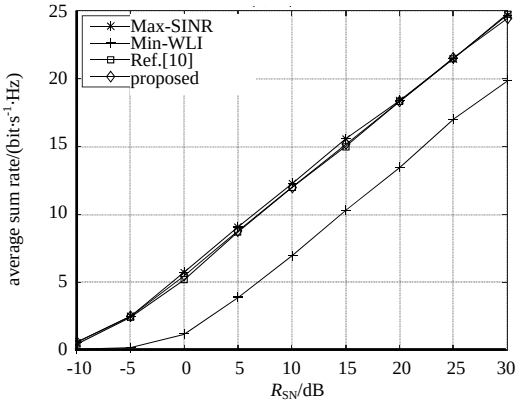


Fig.2 System capacity of (3,3,2)
图 2 (3,3,2)系统容量

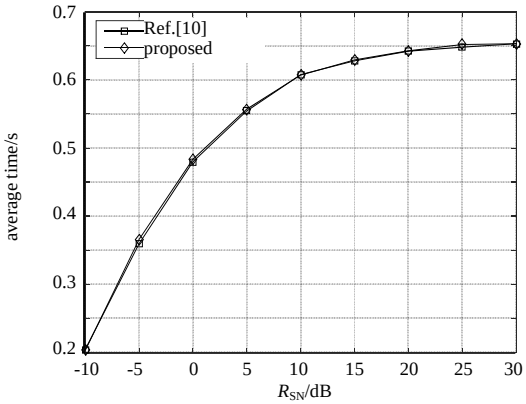


Fig.3 System uptime of (3,3,2)
图 3 (3,3,2)运行时间

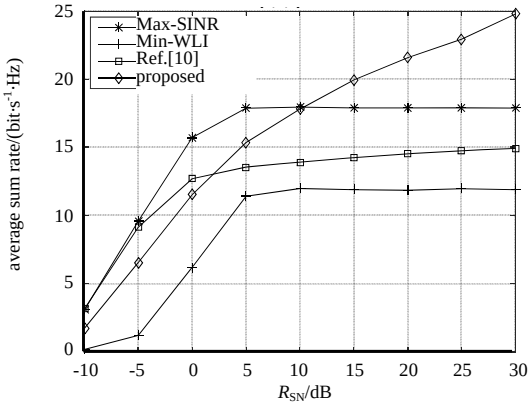


Fig.4 System capacity of (3,3,8)
图 4 (3,3,8)系统容量

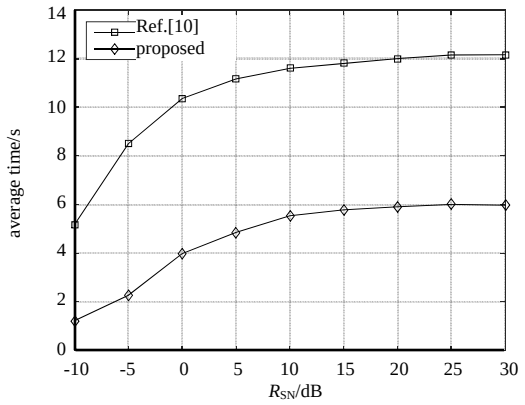


Fig.5 System uptime of (3,3,8)
图 5 (3,3,8)运行时间

图 4 和图 5 分别(3,3,8)系统容量和运算时间随 SNR 变化的曲线图，为所提算法在 $K>M+N-1$ 时对文献[10]算法、Max-SINR 算法[6]、Min-WLI 算法[6]进行的对比仿真实验。由图 4 可以看出，在低信噪比下，所提算法效果不如 Max-SINR 算法和文献[10]算法，这是因为低信噪比下噪声占主要因素，而所提算法与前二者算法在噪声处理能力上相当，但分簇后本文将簇间弱干扰信号作为噪声增益处理，放大了系统噪声功率，导致系统容量下降。在高信噪比下，Max-SINR 算法和文献[10]算法效果不如所提算法，这是因为高信噪比下干扰占主要因素，当用户数超过干扰对齐可行性约束时，前二者算法无法处理过多干扰，致使大量干扰泄漏到有用信号空间内，造成系统性能下降；而所提算法采用分簇处理后，簇间弱干扰信号作为噪声处理，簇内强干扰信号采用干扰对齐算法处理，具有较好的效果。但总体上，所提算法都要优于 Min-WLI 算法。由图 5 可以看出，所提算法的平均运行时间短，这是因为忽略了弱干扰信号，减少了运算次数，同时也降低了系统复杂度。

## 6　结论

针对多用户 MIMO 干扰网络条件下，干扰对齐算法在用户数量较多时适用性差的问题，本文在已有算法基础上，提出一种多用户 MIMO 网络下基于分簇的非迭代干扰对齐算法。通过设计一种两层干扰处理方法，在上层将干扰分类，在下层将干扰消除。实验结果表明，该算法在用户数量较少时具有与现有算法相当的性能；在用户数量较多时，能够在高信噪比条件下取得比现有算法优越的性能，而且有效降低了系统复杂度，提高了干扰对齐的适用性。

**参考文献：**


[1] 张晨. 干扰对齐预编码设计的关键技术研究[D]. 合肥:中国科学技术大学, 2013. (ZHANG Chen. The key technologies of interference alignment precoder design[D]. Hefei,China:University of Science and Technology of China, 2013.)

[2] CADAMBE V R,JAFAR S A. Interference alignment and spatial degrees of freedom for the *K* user interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008,54(8):3421–3441.

[3] TRESCH R,GUILLAUD M,RIEGLER E. On the achievability of interference alignment in the *K*-user constant MIMO interference channel[C]// 2009 IEEE/SP 15th Workshop on Statistical Signal Processing. Cardiff,UK:IEEE, 2009:277–280.

[4] RAZAVIYAYN M,LYUBEZNIK G,LUO Z Q. On the degrees of freedom achievable through interference alignment in a MIMO interference channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012,60(2):812–821.

[5] RUAN L,LAU V K N,WIN M Z. Generalized interference alignment–part I:theoretical framework[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016,64(10):2675–2687.

[6] YETIS C M,GOU T,JAFAR S A,et al. On feasibility of interference alignment in MIMO interference networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010,58(9):4771–4782.

[7] PETERS S W,HEATH R W. Interference alignment via alternating minimization[C]// IEEE International Conference on Acoustics,Speech and Signal Processing. Taipei,China:IEEE, 2009:2445–2448.

[8] KUMAR K R,XUE F. An iterative algorithm for joint signal and interference alignment[C]// IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. Austin,TX,USA:IEEE, 2010:2293–2297.

[9] GHAUCH H G,PAPADIAS C B. Interference alignment:a one-sided approach[C]// 2011 IEEE Global Telecommunications Conference. Kathmandu,Nepal:IEEE, 2011:1–5.

[10] 代龙震,崔维嘉,王大鸣. 基于容量最大化的非迭代干扰对齐优化算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016,14(6):362–369. (DAI Longzhen,CUI Weijia,WANG Daming. Non-iterative interference alignment optimization algorithm based on maximum capacity[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2016,14(6):362–369.)

[11] CHEN S,CHENG R S. Clustering for interference alignment in multiuser interference network[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014,63(6):2613–2624.

[12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004. (ZHANG Xianda. Matrix analysis and application[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2004.)

[13] 杜学武. 求解约束优化问题的增广拉格朗日函数法[D]. 上海:上海大学, 2005. (DU Xuewu. Augmented Lagrangian function methods for solving constrained optimization problems[D]. Shanghai,China:Shanghai University, 2005.)

[14] 龚纯,王正林. 精通MATLAB最优化计算:MATLAB最优化计算[M]. 北京:电子工业出版社, 2014. (GONG Chun,WANG Zhenglin. Proficient in MATLAB optimization:MATLAB optimization[M]. Beijing:Electronic Industry Press, 2014.)

[15] IEEE 802.16m–08/004r2. IEEE 802.16m Evaluation Methodology Document[S]. USA:IEEE, 2008.


**作者简介：**

**王朋飞**(1989–)，男，河南省三门峡市人，在读硕士研究生，主要研究方向为无线移动通信.email:1150680039@qq.com.

**崔维嘉**(1976–)，男，辽宁省丹东市人，副教授，主要研究方向为卫星与移动通信、无线定位技术.

**崔　宇**(1979–)，男，河北省承德市人，博士，主要研究方向为核化生防护.

**朱世磊**(1987–)，男，江苏省淮安市人，博士，主要研究方向为认知无线电与抗干扰通信.