

基于最大化信干噪比的广播信道干扰消除算法^①

贾国庆^{②*} 纪小红^{*} 房卫东^{**} 张武雄^{**}

(^{*} 青海民族大学物理与电子信息工程学院 西宁 810007)

(^{**} 中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050)

摘 要 研究了广播信道分布式干扰消除算法的性能,提出了一种基于动态功率分配的多天线广播干扰信道对齐算法。该算法利用多用户多天线干扰信道相关矩阵的迹来计算分配功率,并采用最大化码流信干噪比的方法来得到预编码矩阵和接收滤波器矩阵。数值仿真表明,该动态功率分配算法与等功率分配算法相比,尽管低负荷下干扰对齐后的平均信干噪比增益不明显,但中、高负荷下其干扰对齐后的平均信干噪比大幅提高,特别是高负荷下可以解决等功率方法存在的信干噪比瓶颈效应。由于低负荷的应用需求并不强烈,因而该算法是一种实用的广播信道干扰消除方法。

关键词 干扰消除, 最大化信干噪比(Max-SINR), 功率分配, 信道相关矩阵, 干扰广播信道

0 引 言

随着信息传输速率需求的增加,异构小区组网成为未来的发展趋势,在频谱资源受限的情况下同频组网不可避免。同频组网时邻小区干扰和多用户干扰逐步成为限制网络容量的主要因素,为此业界提出了一些干扰消除方法,包括将干扰信号解调消除的方法^[1-3]、将干扰以噪声的形式消除的方法^[4-6]以及干扰对齐的方法^[7-11]。解调干扰信号的方法要求干扰较强,并且解调的复杂度会降低信息的传输速率,因此应用的局限性很大。将信号以噪声的形式消除的方法要求干扰较弱,在干扰信号强度跟有用信号强度可比拟的情况下,用此方法系统性能会急剧下降。干扰对齐是一种先进的干扰处理方法,它通过将干扰信号在时域、频域或空域上对齐,可以使得单个用户的信息传输达到一半的系统自由度,从而极大地提升网络的系统容量^[12]。干扰对齐可

以在时域、频域或空域实现,但由于时域和频域干扰对齐需要系统的严格时域或频域同步,导致这两个维度上的干扰对齐使用受限;而空域干扰对齐仅仅需要设计发送预编码矩阵和接收滤波器矩阵,即可实现干扰的消除,使得空域干扰对齐研究更为实际。

对多天线多用户干扰 MIMO 信道,空域干扰对齐算法可以利用多天线信道提供的信号维度进行对齐,发送预编码矩阵和接收滤波器矩阵。这两种矩阵的设计方法目前分为两类:直接法和迭代法。其中直接法能够直接计算得到预编码矩阵和接收滤波器矩阵,但是需要知道系统的全局信道信息^[12];迭代法通过最小化泄露能量、最大化信干噪比(maximum signal interference noise ratio, Max-SINR)或者最小化均方误差准则^[13]迭代计算获得预编码矩阵和接收滤波器矩阵。为了进一步降低干扰,可以考虑迭代干扰对齐算法通过挖掘信道衰落特性来实现功率的动态分配以进一步提升性能,因此基于功率动态分配的干扰对齐方法是当前研究的方向之一。

① 国家自然科学基金(61471346, 61302113),青海省国际科技合作项目(2014-HZ-821)和青海省应用基础研究计划(2015-ZJ-721)资助项目。
② 男,1984年生,博士,副教授;研究方向:无线通信物理层信号处理;联系人,E-mail: guoqing.jia@qhmu.edu.cn
(收稿日期:2016-04-15)

本文针对多天线多用户广播干扰 MIMO 信道设计了一种基于最大化信干噪比准则下的干扰对齐结合动态功率分配的联合优化方案,进一步提升了系统的平均信干噪比,非常适用于多小区多用户同频组网时的干扰消除。

1 系统模型

考虑如图 1 所示的 G 小区多用户 MIMO 下行干扰广播信道模型,任意小区 $g(\forall g \in \{1,2,\cdots,G\})$ 服务下的 K_g 个用户均同频率部署,因此会存在严重的多用户干扰 (multiple user interference, MUI) 和严重的相邻小区间干扰 (inter cell interference, ICI)。

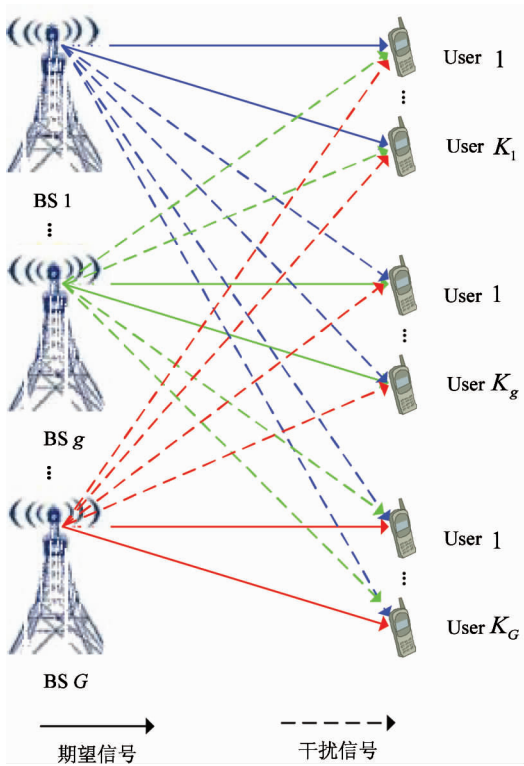


图 1 多用户下行广播干扰信道模型

考虑基站 $j(\forall j \in \{1,2,\cdots,G\})$ 和用户 gk (第 g 个小区的第 k 个用户, $\forall k \in \{1,2,\cdots,K_g\}$) 的下行传输场景:基站侧的发送天线数为 N_j , 用户侧的接收天线数为 $M_{gk}; \mathbf{H}_{gk,j} \in \mathbb{C}^{M_{gk} \times N_j}$ (符号 $\mathbb{C}^{A \times B}$ 表示 $A \times B$ 维的复数矩阵) 为其下行传输信道矩阵,信道元素服从均值为 0, 方差为 1 的独立复高斯分布; $\mathbf{V}_{ji} \in \mathbb{C}^{N_j \times d_{ji}}$ 为基站 j 为该基站服务下的用户 $i(\forall i \in$

$\{1,2,\cdots,K_j\})$ 分配的预编码矩阵,其中 d_{ji} 为其下行发送独立码流数,并且预编码矩阵满足 $\mathbf{V}_{ji}^H \mathbf{V}_{ji} = \mathbf{I}_{d_{ji}}(\mathbf{I}_A$ 为 A 维的单位阵, $(\cdot)^H$ 为求矩阵的共轭转置); $\mathbf{P}_{ji} \in \mathbb{R}^{d_{ji} \times d_{ji}}(\mathbb{R}^{A \times B}$ 表示 $A \times B$ 维的实数矩阵) 为下行发射功率分配矩阵($\mathbf{P}_{ji}$ 为实对角阵,满足 $\mathbf{P}_{ji} = (\mathbf{P}_{ji})^H$), P 为系统总的发射功率,满足 $P = \sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^{K_j} \text{trace}((\mathbf{P}_{ji})^2)$ ($\text{trace}(\cdot)$ 为求矩阵的迹); $\mathbf{s}_{ji} \in \mathbb{C}^{d_{ji} \times 1}$ 为下行发送码字向量,码字服从均值为 0, 方差为 1 的独立复高斯分布。

下行接收端用户 gk 接收到的信号 $\mathbf{y}_{gk} \in \mathbb{C}^{M_{gk} \times 1}$ 包含了所有基站发送给其对应服务用户的信息,包含了用户 gk 的期望信号、多用户干扰信号、邻小区干扰信号和噪声分量,如下式所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{gk} &= \sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^{K_j} \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji} \mathbf{P}_{ji} \mathbf{s}_{ji} + \mathbf{z}_{gk} \\ &= \underbrace{\mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \mathbf{s}_{gk}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{i=1, i \neq k}^{K_g} \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gi} \mathbf{P}_{gi} \mathbf{s}_{gi}}_{\text{多用户干扰信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{i=1}^{K_j} \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji} \mathbf{P}_{ji} \mathbf{s}_{ji}}_{\text{邻小区干扰信号}} + \underbrace{\mathbf{z}_{gk}}_{\text{噪声}} \end{aligned} \tag{1}$$

式中第一项 $\mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \mathbf{s}_{gk}$ 为用户 gk 接收到的期望信号;第二项 $\sum_{i=1, i \neq k}^{K_g} \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gi} \mathbf{P}_{gi} \mathbf{s}_{gi}$ 为来自本小区的多用户干扰信号;第三项 $\sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{i=1}^{K_j} \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji} \mathbf{P}_{ji} \mathbf{s}_{ji}$ 为相邻小区干扰信号;第四项为噪声向量 $\mathbf{z}_{gk} \in \mathbb{C}^{M_{gk} \times 1}$, 噪声元素服从均值为 0, 方差为 1 的独立复高斯分布。因此多用户广播信道中,同频部署会导致接收端干扰异常严重,需采用干扰消除的方法以降低干扰功率。多用户广播信道中的干扰可以采用干扰对齐加以消除。根据干扰对齐的原理,接收端用滤波器 $\mathbf{U}_{gk} \in \mathbb{C}^{M_{gk} \times d_{gk}}$ 的共轭转置滤波得到 $\hat{\mathbf{s}}_{gk} \in \mathbb{C}^{d_{gk} \times 1}$, 表达式为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{gk} &= \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{y}_{gk} \\ &= \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \mathbf{s}_{gk} + \sum_{i=1, i \neq k}^{K_g} \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gi} \mathbf{P}_{gi} \mathbf{s}_{gi} \\ &\quad + \sum_{j=1, j \neq g}^G \sum_{i=1}^{K_j} \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji} \mathbf{P}_{ji} \mathbf{s}_{ji} + \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{z}_{gk} \end{aligned} \tag{2}$$

要实现干扰的消除,则下面的条件必须满足:

$$\begin{cases} \text{rank}(\mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk}) = d_{gk}, \forall g, k \\ \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gi} \mathbf{P}_{gi} = \mathbf{0}^{d_{gk} \times d_{gi}}, \forall i \neq k \\ \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji} \mathbf{P}_{ji} = \mathbf{0}^{d_{gk} \times d_{ji}}, \forall j \neq g \end{cases} \quad (3)$$

上述条件中的第一项保证经滤波后对用户 gk 的期望信号的正确接收未受影响, $\mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk}$ 可视为等效信道,而等效信道的秩跟发送码流数相等,故期望信号能正确接收;第二项保证多用户干扰能被消除,其中 $\mathbf{0}^{A \times B}$ 为 $A \times B$ 维的零矩阵;第三项保证邻小区干扰能被消除,从而使得期望信号能正确接收。因此,干扰对齐的基本思路就是联合设计发射端的预编码矩阵 $\mathbf{V}_{gk}$ 和接收滤波矩阵 $\mathbf{U}_{gk}$,使得条件(3)得以满足。

文献[13]在归纳近些年的相关研究成果后,给出了 MIMO 广播干扰信道下的干扰对齐方案,主要包括基于最小泄露能量、最大化信干噪比、最小均方误差准则的预编码矩阵和接收滤波矩阵的联合迭代设计方案,取得了良好的干扰消除效果。然而该方案给出的均为基于等功率分配的方案,没有考虑多用户系统的功率分配问题。实际上,考虑功率分配的干扰对齐技术由于能进一步挖掘无线信道衰落特性而提升系统性能,目前正是干扰对齐技术中研究的方向之一。

2 算法描述

2.1 接收滤波器求解

从接收端的判决结果角度出发分析式(2)可知:接收端 gk 上与第 l ($\forall l \in \{1, 2, \dots, d_{gk}\}$) 个码字有关系的仅仅是预编码矩阵和接收滤波器矩阵的第 l 列,因此码流 l 上的有用信号分量为

$$\vec{s}_{gk}^{[l]} = (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \mathbf{P}_{gk}^{[l,l]} \mathbf{s}_{gk}^{[l]} \quad (4)$$

其统计平均功率为 $E((\vec{s}_{gk}^{[l]})^H (\vec{s}_{gk}^{[l]}))$, 函数 $E(\cdot)$ 为求统计平均,式为

$$\begin{aligned} E((\vec{s}_{gk}^{[l]})^H (\vec{s}_{gk}^{[l]})) &= (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H (\mathbf{H}_{gk,g})^H \mathbf{U}_{gk}^{[l]} \\ &= (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H (\mathbf{H}_{gk,g})^H \mathbf{U}_{gk}^{[l]} \end{aligned} \quad (5)$$

除有用信息外,接收端 gk 上第 l 个码流上的干扰和噪声分量可以表示为

$$\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]} = (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \left[\sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji}^{[p]} \mathbf{P}_{ji}^{[p,p]} \mathbf{s}_{ji}^{[p]} \right] - \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \mathbf{P}_{gk}^{[l,l]} \mathbf{s}_{gk}^{[l]} + \mathbf{z}_{gk} \quad (6)$$

因而干扰加噪声的功率 $E((\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]})^H (\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]}))$ 为

$$E((\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]})^H (\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]})) = (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]} \mathbf{U}_{gk}^{[l]} \quad (7)$$

其中 $\vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]}$ 为干扰及噪声的联合相关矩阵,定义如下:

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]} &= \left[\sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{gk,j} \mathbf{V}_{ji}^{[p]} (\mathbf{P}_{ji}^{[p,p]})^2 (\mathbf{V}_{ji}^{[p]})^H (\mathbf{H}_{gk,j})^H \right] \\ &\quad - \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H (\mathbf{H}_{gk,g})^H + \mathbf{I}_M \end{aligned} \quad (8)$$

因而该码流上的信干噪比 $\vec{\lambda}_{gk}^{[l]}$ 计算如下:

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_{gk}^{[l]} &= \frac{E((\vec{s}_{gk}^{[l]})^H (\vec{s}_{gk}^{[l]}))}{E((\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]})^H (\vec{\mathbf{I}}_{gk}^{[l]}))} \\ &= \frac{(\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H (\mathbf{H}_{gk,g})^H \mathbf{U}_{gk}^{[l]}}{(\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]} \mathbf{U}_{gk}^{[l]}} \end{aligned} \quad (9)$$

从文献[11]中可知信干噪比最大时有矩阵微分 $\frac{\partial \vec{\lambda}_{gk}^{[l]}}{\partial \mathbf{U}_{gk}^{[l]}} = 0$, 从而推出最优的滤波矩阵满足

$$\mathbf{U}_{gk}^{[l]} = \frac{(\vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]})^{-1} \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \mathbf{P}_{gk}^{[l,l]}}{\|(\vec{\mathbf{R}}_{gk}^{[l]})^{-1} \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \mathbf{P}_{gk}^{[l,l]}\|} \quad (10)$$

其中符号 $\|\cdot\|$ 为求矩阵 Frobenius 范数。

2.2 发送预编码矩阵求解

发送预编码矩阵通过反向互逆链路来计算。反向互逆链路中的信道矩阵和正向链路的信道矩阵满足共轭转置的关系。此时发送端为用户 gk 、接收端为基站 j , 用矩阵 $\vec{\mathbf{H}}_{j,gk} \in \mathbb{C}^{N_j \times M_{gk}}$ 表示,根据信道互逆性有

$$\vec{\mathbf{H}}_{j,gk} = \mathbf{H}_{gk,j}^H \quad (11)$$

通过设置 $\vec{\mathbf{V}} = \mathbf{U}$, $\vec{\mathbf{U}} = \mathbf{V}$, 则同理接收端基站 g 上接收到的信号中,有用信号功率为

$$\begin{aligned} E((\vec{s}_{gk}^{[l]})^H (\vec{s}_{gk}^{[l]})) &= (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \\ &= (\mathbf{V}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[l]} (\mathbf{P}_{gk}^{[l,l]})^2 (\mathbf{U}_{gk}^{[l]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[l]} \end{aligned} \quad (12)$$

对第 gk 个用户、第 l 个码流上的干扰加噪声分量可以表示为

$$\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]} = (\mathbf{V}_{gk}^{[I]})^H \left[\sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{gk,j}^H \mathbf{U}_{ji}^{[p]} \mathbf{P}_{ji}^{[p,p]} \hat{\mathbf{s}}_{ji}^{[p]} \right] - \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[I]} \mathbf{P}_{gk}^{[I,I]} \hat{\mathbf{s}}_{gk}^{[T]} + \mathbf{z}_{gk} \quad (13)$$

其干扰加噪声的功率 $E((\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})(\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})^H)$ 为

$$E((\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})(\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})^H) = (\mathbf{V}_{gk}^{[I]})^H \hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]} \mathbf{V}_{gk}^{[I]} \quad (14)$$

其中 $\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]}$ 为反向链路上的干扰及噪声的相关矩阵, 定义为

$$\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]} = \left[\sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^K \sum_{p=1}^d \mathbf{H}_{gk,j}^H \mathbf{U}_{ji}^{[p]} (\mathbf{P}_{ji}^{[p,p]})^2 (\mathbf{U}_{ji}^{[p]})^H \mathbf{H}_{gk,j} \right] - \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[I]} (\mathbf{P}_{gk}^{[I,I]})^2 (\mathbf{U}_{gk}^{[I]})^H \mathbf{H}_{gk,g} + \mathbf{I}_M \quad (15)$$

因而反向链路上码流的信干噪比 $\hat{\lambda}_{gk}^{[T]}$ 计算如下:

$$\begin{aligned} \hat{\lambda}_{gk}^{[T]} &= \frac{E((\hat{\mathbf{s}}_{gk}^{[T]})(\hat{\mathbf{s}}_{gk}^{[T]})^H)}{E((\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})(\hat{\mathbf{I}}_{gk}^{[T]})^H)} \\ &= \frac{(\mathbf{V}_{gk}^{[I]})^H \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[I]} (\mathbf{P}_{gk}^{[I,I]})^2 (\mathbf{U}_{gk}^{[I]})^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk}^{[I]}}{(\mathbf{V}_{gk}^{[I]})^H \hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]} \mathbf{V}_{gk}^{[I]}} \end{aligned} \quad (16)$$

信干噪比最大时有矩阵微分 $\frac{\partial \hat{\lambda}_{gk}^{[T]}}{\partial \mathbf{V}_{gk}^{[I]}} = 0$, 从而推出最优的预编码矩阵满足

$$\mathbf{V}_{gk}^{[I]} = \frac{(\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]})^{-1} \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[I]} \mathbf{P}_{gk}^{[I,I]}}{\|(\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]})^{-1} \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}^{[I]} \mathbf{P}_{gk}^{[I,I]}\|} \quad (17)$$

2.3 功率分配

从式(2)可知, 干扰消除后接收信号为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_{gk} &= \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \mathbf{s}_{gk} + \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{z}_{gk} \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_{gk,g} \mathbf{s}_{gk} + \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{z}_{gk} \end{aligned} \quad (18)$$

其中等效信道 $\tilde{\mathbf{H}}_{gk,g}$ 定义为

$$\tilde{\mathbf{H}}_{gk,g} = \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \quad (19)$$

从多用户 MIMO 系统容量的角度出发, 达到最大容量时的功率分配方案可以采用功率注水算法^[14]。但是注水算法需要大量的迭代计算功率, 而且迭代的过程是纠缠在干扰对齐的迭代计算中, 非常难以分析计算, 因此目前尚未看见有相关论述及应用方案发表。在信道相关性较低的情况下, 等效信道 $\tilde{\mathbf{H}}_{kk}$ 的质量可以通过该信道相关矩阵的矩阵迹 $\text{trace}(\tilde{\mathbf{H}}_{gk,g} \tilde{\mathbf{H}}_{gk,g}^H)$ 表示。这里考虑功率分配中给信

道差的多分配功率, 信道好的少分配功率, 从而定义用户 gk 的功率分配因子为

$$\zeta_{gk} = \frac{(\text{trace}(\tilde{\mathbf{H}}_{gk,g} \tilde{\mathbf{H}}_{gk,g}^H))^{-1}}{\sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^{K_g} (\text{trace}(\tilde{\mathbf{H}}_{gk,g} \tilde{\mathbf{H}}_{gk,g}^H))^{-1}} \quad (20)$$

功率分配矩阵由下式给定:

$$\mathbf{P}_{gk} = \sqrt{P \zeta_{gk}} \text{diag}(\mathbf{1}^{d_{gk} \times 1}) \quad (21)$$

其中 $\text{diag}(\cdot)$ 表示生成对角阵, $\mathbf{1}^{A \times B}$ 为 $A \times B$ 维的全 1 矩阵。

2.4 迭代算法流程

迭代算法流程如下:

算法流程
1: 初始化 $\mathbf{V}_{gk}$, 满足 $\mathbf{V}_{gk}^H \mathbf{V}_{gk} = \mathbf{I}_{d_{gk}}$ 即可, $\forall k \in \{1, 2, \dots, K\}$; 初始化 $\mathbf{P}_k = \hat{\mathbf{P}}_k$, 系统总的功率平均分配到所有码流上 $\mathbf{P}_{ji}^{[I,l]} = \sqrt{P / \sum_{j=1}^G \sum_{i=1}^{K_j} d_{ji}}, \forall l \in \{1, 2, \dots, d_k\}, P$ 为总发射功率。
2: 在正向链路接收端第 g 个小区、第 k 个用户、第 l 个码流开始迭代, $\forall g \in \{1, 2, \dots, G\}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K_g\}, \forall l \in \{1, 2, \dots, d_{gk}\}$; 根据式(8)计算正向链路的干扰及噪声的互相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[I]}$, 根据式(10)计算 $\mathbf{U}_{gk}^{[I]}$
3: 根据步骤 2 设置反向链路上 $\hat{\mathbf{V}}_{gk} = \mathbf{U}_{gk}, \forall g \in \{1, 2, \dots, G\}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\}$
4: 在反向链路接收端第 g 个小区、第 k 个用户、第 l 个码流开始迭代, $\forall g \in \{1, 2, \dots, G\}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K_g\}, \forall l \in \{1, 2, \dots, d_{gk}\}$; 根据式(15)计算正向链路的干扰及噪声的互相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{gk}^{[T]}$, 根据式(17)计算 $\mathbf{V}_{gk}^{[I]}$
5: 根据式(20) - (21) 计算正向链路发射功率矩阵 $\mathbf{P}_{gk}, \forall g \in \{1, 2, \dots, G\}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K_g\}$
6: 重新开始迭代计算(重复步骤 2 - 5), 直至干扰功率收敛或达到迭代限定的次数

3 仿真计算

3.1 系统容量定义

为简便起见且不失一般性, 取 G 个小区中每个小区的用户数都等于 K , 用户的天线数都等于 M , 基站的天线数均等于 N , 用户发送的码流数均为 d , 用 $\{G, K, M, N, d\}$ 表示系统配置。根据多用户广播干扰信道的模型, 系统的容量由下面的式子给出:

$$\mathbf{R} = \sum_{g=1}^G \sum_{k=1}^K \log_2(|\mathbf{I} + \mathbf{U}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g} \mathbf{V}_{gk} \mathbf{P}_{gk} \mathbf{P}_{gk}^H \mathbf{V}_{gk}^H \mathbf{H}_{gk,g}^H \mathbf{U}_{gk}|)$$

(22)

这里噪声功率被归一化,信噪比由功率矩阵 $\mathbf{P}_{gk}$ 决定。

3.2 自由度分析

从文献[15]中可知,多用户广播干扰信道的干扰对齐中,仅当 $M+N>d(GK+1)$,且 $M>d,N>Kd$ 时,多用户干扰广播信道下的干扰可以对齐消除。

为此在保证上述条件满足的情况下,定义信道复用增益与天线维数的比例因子 α 如公式

$$\alpha = \frac{d(GK+1)}{M+N}$$

(23)

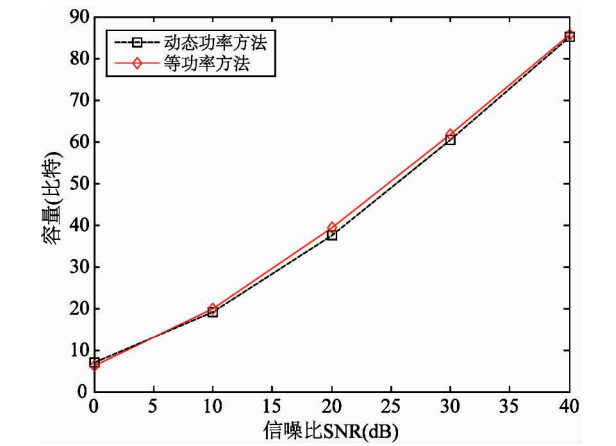
所示,该变量越大,干扰可用的零空间越少,干扰对齐性能越差;反之,干扰对齐性能越好。 α 也可以看作为干扰空间的负荷,负荷越大干扰对齐的性能就越差。

3.3 蒙特卡洛仿真结果

下面分别仿真几种典型的信道环境(见表1)。

表1 系统仿真环境配置

配置	参数设置 {G,K,M,N,d}	α	备注
1	{2,2,8,8,2}	0.6250	中等负荷
2	{2,2,8,8,1}	0.3125	低负荷
3	{2,2,8,8,3}	0.9375	高负荷



(a) 容量仿真

其中配置1代表干扰处于中等负荷的系统,配置2代表低负荷的系统,配置3代表了高负荷的系统。所提动态功率分配方法的最大信干噪比干扰对齐方法和等功率分配方法的最大信干噪比干扰对齐方法的信干噪比仿真结果如图2~图4所示。

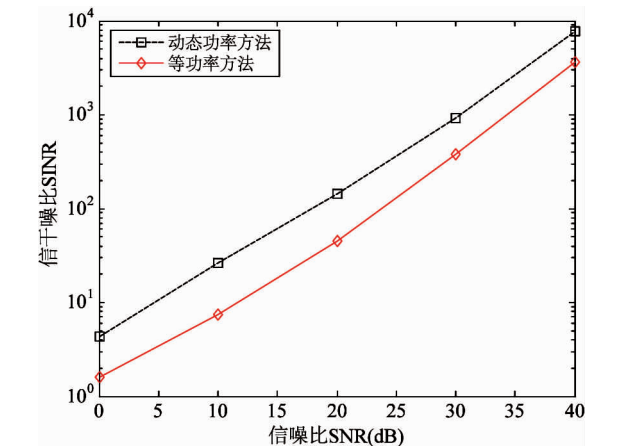
从图2(a)看出,中等负荷下,所提动态功率分配方法较等功率干扰对齐算法其容量基本没有变化;从图2(b)看出,所提方法信干噪比提升幅度明显,性能提升大约5dB。

从图3(a)看出,轻负荷下,所提动态功率分配方法较等功率干扰对齐算法其容量下降明显,尤其是信噪比越大,容量下降越明显;从图3(b)看出,所提方法信干噪比有所提升,但提升幅度并不明显。

从图4(a)看出,重负荷下,所提动态功率分配方法较等功率干扰对齐算法其容量基本一致;从图4(b)看出,所提方法信干噪比提升幅度异常明显,尤其是等功率方法在重负荷下信干噪比存在瓶颈效应,而动态功率分配方法不存在瓶颈,其信干噪比随着信噪比增加而基本呈线性增加。

3.4 仿真结果分析

(1) 多用户广播干扰信道在动态功率分配下,其容量较等功率分配方式没有提升,反而在轻负荷时容量较等功率分配方法低;其信干噪比在低负荷时提升效果不太明显,在中等负荷时提升较为明显,尤其是在高负荷时提升最为显著。特别是高负荷下,可以解决等功率方法中所存在的瓶颈效应。



(b) SINR 仿真

图2 容量和 SINR 仿真结果($\alpha = 0.6250$)

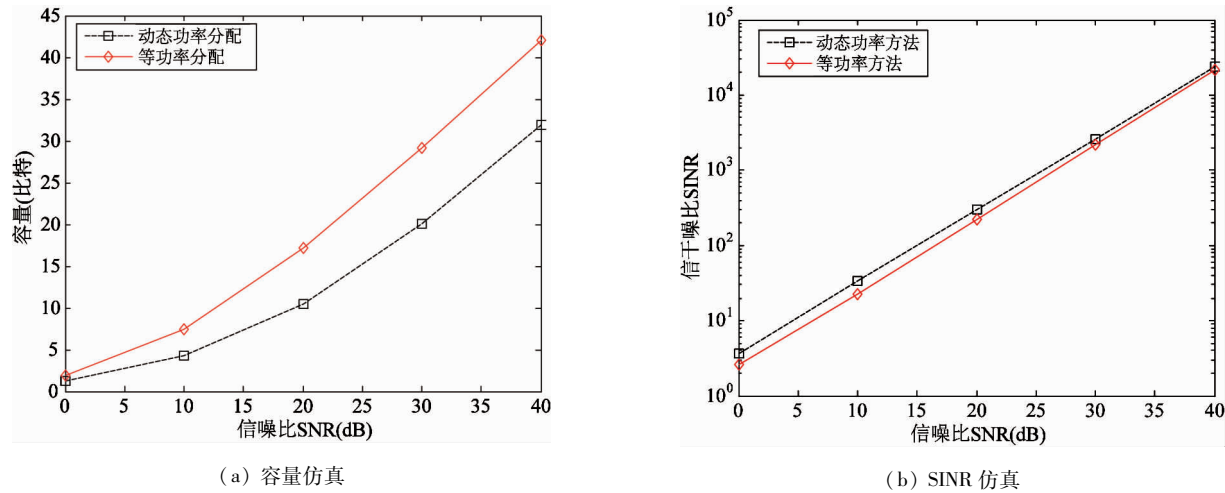


图 3 容量和 SINR 仿真结果 ($\alpha = 0.3125$)

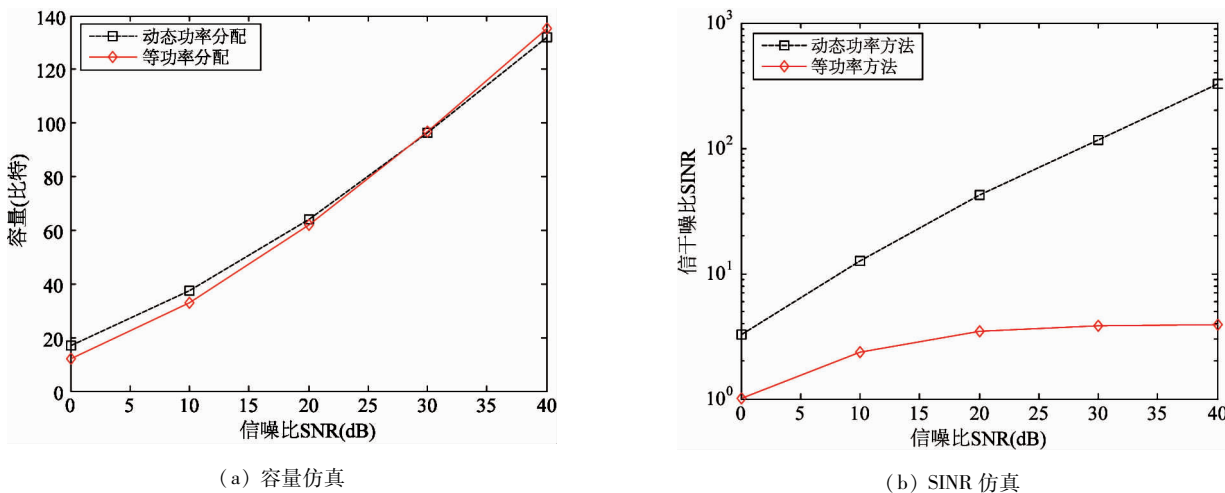


图 4 容量和 SINR 仿真结果 ($\alpha = 0.9375$)

(2) 系统负荷越小,干扰对齐后的平均信干噪比越大;系统负荷越大,干扰对齐后的平均信干噪比越小。原因在于天线数越大,提供的干扰零空间越多,干扰值越小;码流越大,提供的干扰零空间越小,干扰值越大。因此实际系统配置中,需要根据信干噪比要求来设计天线数和码流数。

(3) 高负荷下,所提动态功率分配方法较等功率分配方法信噪比越大,信干噪比性能增益越明显。原因在于低信噪比时,噪声的影响很大,算法带来的部分增益被噪声抵消。

(4) 实际系统配置中,低负荷下的干扰对齐的应用并不常见。主要原因在于低负荷下,多用户的干扰消除可以通过天线组的正交分割实现,使得干扰对齐技术的应用显得没有那么必要。因此所提方

法是一种较为实用的干扰对齐设计方案。

4 结 论

多天线广播干扰信道中,用户之间的干扰是抑制系统容量的主要因素。近些年出现的干扰对齐技术由于其优异的干扰消除特性而受到了广泛的关注。干扰对齐可以在不同的域实施,但空域干扰对齐由于可以充分利用 MIMO 信道的空间特性而受到广泛的研究。其核心思想是通过迭代计算,基于不同准则得到预编码矩阵和接收滤波器矩阵,使得干扰信号被抑制,准则包括最小泄漏能量、最小二乘、最小均方误差和最大化信干噪比准则,其中最大化信干噪比性能最佳。这些方法都是建立在等功率分

配的基础上,而实际上基于动态功率分配的干扰对齐方法由于能充分利用信道的衰落特性,可提供进一步的性能增益。本文提出了一种基于动态功率分配多天线广播干扰信道对齐算法,该算法通过对多用户 MIMO 干扰信道相关矩阵的迹来计算分配功率,并通过最大化信干噪比的方法来得到预编码矩阵和接收滤波器矩阵。数值仿真表明所提方法与等功率分配算法相比,中、高负荷下其干扰对齐后的平均信干噪比大幅提高、性能增益明显。

当前,干扰对齐算法朝着存在信道误差^[16,17]和多维干扰对齐^[18]的方向发展,如何设计更为高效、灵活、实用的干扰对齐方案是未来进一步研究的内容。

参考文献

- [1] Carleial A B. A case where interference does not reduce capacity. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1975, 21: 569-570
- [2] Han T, Kobayashi K. A new achievable rate region for the interference channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1981, 27: 49-60
- [3] Sato H. The capacity of the Gaussian interference channel under strong interference. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1981, 27: 786-788
- [4] Etkin R H, Tse D N C, Wang H. Gaussian interference channel capacity to within one bit. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(12): 5534-5562
- [5] Motahari A S, Khandani A K. Capacity bounds for Gaussian interference channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(2): 620-643
- [6] Shang X, Kramer G, Chen B. A new outer bound and the noisy-interference sum-rate capacity for Gaussian interference channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(2): 689-699
- [7] Peters S W, Heath R W. Cooperative algorithm for MIMO interference channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(1): 206-218
- [8] Ning H, Ling C, Leung K K. Feasibility condition for interference alignment with diversity. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011, 57(5): 2902-2912
- [9] Shen H, Li B, Tao M, et al. MSE based transceiver designs for the MIMO interference channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(11): 3480-3489
- [10] Santamaria I, Gonzalez O, Heath R W, et al. Maximum sum-rate interference alignment for MIMO channels. In: *Proceedings of the 2010 IEEE Global Telecommunications Conference*, Miami, USA, 2010. 1-6
- [11] Gomadam K, Cadambe V R, Jafar S A. A distributed numerical approach to interference alignment and application to wireless interference channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011, 57(6): 3309-3322
- [12] Adambe V R, Jafar S A. Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(8): 3425-3441
- [13] Razavi S M. Unitary beamformer designs for MIMO interference broadcast channels. *IEEE Transactions on signal processing*, 2016, 64(8): 2090-2102
- [14] Yoo T, Goldsmith A. Capacity and power allocation for fading MIMO channels with channel estimation error. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(5): 2203-2214
- [15] Liu T T, Yang C Y. On the feasibility of linear interference alignment for MIMO interference broadcast channels with constant coefficients. *IEEE Transactions on signal processing*, 2013, 61(9): 2178-2191
- [16] Aquilina P, Ratnarajah T. Performance analysis of IA techniques in MIMO IBC with imperfect CSI. *IEEE Transactions on communications*, 2015, 63(4): 1259-1270
- [17] Razavi S M, Ratnarajah T. Adaptive LS- and MMSE based beamformer design for multiuser MIMO interference channels. *IEEE Transactions on vehicular technology*, 2016, 65(1): 132-144
- [18] Falahati A, Akvari M. Interference alignment in space time and frequency achievable DOF analysis. *Electronics Letters*, 2016, 52(3): 204-206

An interference mitigation algorithm for broadcast channels based on Max-SINR

Jia Guoqing^{*}, Ji Xiaohong^{*}, Fang Weidong^{**}, Zhang Wuxiong^{**}

(^{*} College of Physics and Electronic Information, Qinghai University for Nationalities, Xining 810007)

(^{**} Shanghai Institute of Microsystem & Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050)

Abstract

The performance of distributed interference mitigation algorithms for broadcast channels was studied, and a new interference mitigation algorithm based on dynamic power allocation for multi-user multi-antenna broadcast channels was proposed. The new algorithm uses the trace of the channel correlation matrix to calculate the power allocation, and uses the method of maximizing the signal interference noise ratio (SINR) to obtain the precoding matrix and the receiving filter matrix. The numerical simulation showed that the proposed dynamic power allocation algorithm outperformed the equal power allocation algorithm in medium/high load scenario, and solved the bottleneck effect; the proposed algorithm gave no obvious gain compared to the prior art in low load scenario. However, the needs for low load application are not strong, the proposed scheme is a practical method for channel interference mitigation.

Key words: interference mitigation, maximum signal interference noise ratio (Max-SINR), power allocation, channel correlation matrix, interference broadcast channel