

基于动态反馈与功率分配的干扰对齐方法

李世宝* 贺 昌 刘建航 王宜馨

(中国石油大学(华东)计算机与通信工程学院 青岛 266580)

摘 要: 在多用户 MIMO 系统中, 信道状态的精确性严重影响干扰对齐技术的性能。该文针对信道状态信息(CSI)有限反馈导致的干扰泄露问题, 提出一种基于动态反馈与功率分配的干扰对齐方法。首先从理论上分析了系统和速率与信道状态反馈比特分配和功率分配之间的关系, 得到了在动态反馈和功率分配条件下系统和速率的解析表达式; 在此基础上, 以系统容量提升为目标, 对反馈比特分配和功率分配优化问题进行建模; 并根据信道的准静态特性利用库恩塔克条件(KKT)对该问题进行求解, 得到功率和反馈比特分配方案。仿真结果表明, 与单独考虑信道状态动态反馈条件下的干扰对齐技术相比, 提出的方法能够有效减少干扰泄露强度, 提高系统和速率。

关键词: MIMO; 干扰对齐; 有限反馈; 动态反馈; 功率分配

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)03-0728-06

DOI: 10.11999/JEIT170505

Novel Interference Alignment Scheme Based on Dynamic Feedback and Power Allocation

LI Shibao HE Chang LIU Jianhang WANG Yixin

(College of Computer and Communication Engineering, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China)

Abstract: In multi-user MIMO systems, the accuracy of the Channel State Information (CSI) has a sufficient effect on performance of interference alignment scheme. To solve the problem of interference leakage caused by limited feedback of CSI, a novel method for interference alignment based on dynamic feedback and power allocation is proposed. First, the relationship between system sum rate and the allocation for channel state feedback bits and transmitting power is analyzed theoretically, and the formula of sum rate of the system considering dynamic feedback and power allocation is derived. Based on the above analysis, the model of optimizing allocation for feedback bits and power problem is set to improve the throughput of system. Then, a low-complexity solution to the problem is raised on the basis of channel quasi-static characteristic, and the feedback bit and power allocation scheme are obtained by the Karush-Kuhn-Tucker (KKT) condition. Simulation results show that the proposed method can effectively reduce the interference leakage and improve the system sum rate compared with the interference alignment scheme that just dynamically feedback's channel state.

Key words: MIMO; Interference alignment; Limited feedback; Dynamic feedback; Power allocation

1 引言

多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 技术能极大地提高无线通信系统的频谱利用率和容量。然而, 在多用户 MIMO 系统中, 用户间的干扰严重制约了整个系统容量的提高。干扰对齐 (Interference Alignment, IA) 作为一种新型

干扰管理技术^[1], 其通过对发射信号进行预编码, 使干扰信号在接收端对齐到较低维度的干扰空间中, 并使其与期望信号相互正交, 从而消除用户间的干扰, 显著提高系统容量。因此, 在多用户 MIMO 网络中, 干扰对齐技术得到了学术界的广泛关注和研究。

现有大多数干扰对齐算法都需要所有的发送端已知全部信道状态信息^[2-4]。然而, 在无线通信系统, 特别是 FDD 系统中, 发送端通常无法直接获得 CSI, 只能通过反馈链路反馈获取^[5]。为了减少 CSI 反馈带来的大量系统开销, 基于有限反馈的干扰对齐技术受到了大量关注。文献[6]将基于有限反馈的干扰对齐技术应用到 MISO 频率选择型通信系统中, 证明了反馈比特速率大于一定数值时, 系统能够实现最优自由度。在此基础上, 文献[7]将其推广

收稿日期: 2017-05-26; 改回日期: 2017-11-29; 网络出版: 2018-01-11

*通信作者: 李世宝 lishibao@upc.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金青年基金(61601519), 山东省自然科学基金(ZR2014FM017, ZR2016FL02), 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(18CX02134A, 18CX02137A)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61601519), The Shandong Provincial Natural Science Foundation (ZR2014FM017, ZR2016FL02), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (18CX02134A, 18CX02137A)

到 MIMO 网络中。文献[8]将有限反馈干扰对齐算法应用到蜂窝网络下行链路中，有效提高了下行链路的信道容量。文献[9]将有限反馈应用到多小区 MIMO 信道中，实现了与理想 CSI 下相当的性能。受量化误差的影响，发送端获得的 CSI 与理想 CSI 存在一定的误差，采用其完成干扰对齐预编码后，接收端的干扰不能被完全消除，存在一定的干扰泄漏，造成系统性能损失^[10,11]。为降低信道量化与反馈对干扰对齐性能的影响，文献[12]基于干扰对齐预编码的闭式解，提出了一种理想的反馈机制，对比传统的有限反馈机制能有效地减少系统开销，提升系统性能。文献[13]利用接收滤波器减少了量化误差对信道矩阵的影响，给出了一种性能优异的量化机制。文献[14]利用多用户 MIMO 系统中广泛存在的路径损耗非均匀特性和信道的空间相关性，提出了一种动态分配反馈比特数的反馈机制，进一步降低了系统的干扰泄漏。

在无线通信系统中，优化多子流间的功率分配来提高系统容量，得到了广泛的研究，取得了丰富的研究成果^[15,16]。理论上，通过联合功率分配和反馈比特分配，能够进一步提高系统的性能，但在系统实现中，功率分配和反馈比特的分配又存在着相互制约相互联系的复杂关系，如何分析这种相互制约关系对系统性能的影响，并在此基础上提高系统的和速率性能，是当前亟待解决的问题。

本文针对 K 用户 MIMO 干扰信道，对系统容量与功率和反馈比特分配的关系进行了深入分析和探讨，对系统容量优化问题进行了理论建模，并在此基础上提出了一种基于动态反馈比特和功率分配的干扰对齐方法(Dynamic Feedback and Dynamic Power Scheme, DFDPS)。理论与仿真实验表明，该方法能够有效降低系统的干扰泄露强度，提高系统和速率性能。

2 系统模型

如图 1 所示，考虑对称 K 用户 MIMO 有限反馈干扰信道模型，包含 K 对用户，发送端和接收端天线数目都为 N ，每个发送端传输 D 条数据流给对应的接收端，且满足 $D \leq N$ ，模型中控制器负责反馈 CSI 的重建，数据流发送功率和信道反馈比特数的调配。第 k 个接收端接收到的信号可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= (\mathbf{u}_k^d)^H \sqrt{\eta_{k,k} p_{k,d}} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^d \mathbf{s}_k^d \\ &+ (\mathbf{u}_k^d)^H \sum_{j=1, j \neq d}^D \sqrt{\eta_{k,k} p_{k,j}} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^j \mathbf{s}_k^j \\ &+ (\mathbf{u}_k^d)^H \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \sqrt{\eta_{k,i} p_{k,j}} \mathbf{H}_{k,i} \mathbf{v}_i^j \mathbf{s}_i^j + (\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{n}_k \quad (1) \end{aligned}$$

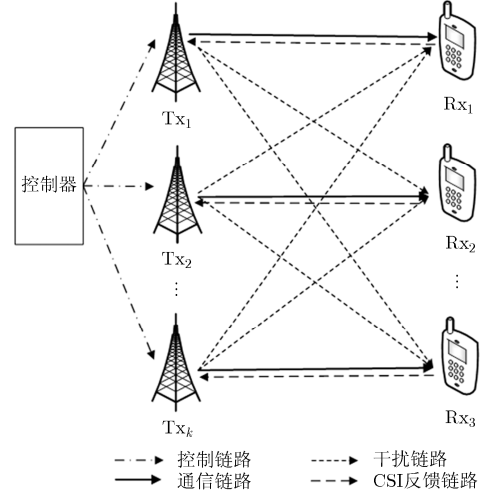


图 1 K 用户 MIMO 有限反馈干扰信道模型

式(1)中，第 1 项表示接收到的期望信号数据流，第 2 项表示接收到的干扰信号数据流，第 3 项表示干扰用户对期望用户的信号干扰，第 4 项表示信道高斯白噪声。 $\mathbf{s}_k = [s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^D]^T$ 表示发送端发送的独立同分布信号，对应的预编码矩阵 $\mathbf{V}_i = [\mathbf{v}_i^1, \mathbf{v}_i^2, \dots, \mathbf{v}_i^D]$ ，干扰抑制矩阵 $\mathbf{U}_i = [\mathbf{u}_i^1, \mathbf{u}_i^2, \dots, \mathbf{u}_i^D]$ ，其中对 \mathbf{V}_i 和 \mathbf{U}_i 中的元素 \mathbf{v}_i^j 和 \mathbf{u}_i^j 满足 $\|\mathbf{v}_i^j\|_F = \|\mathbf{u}_i^j\|_F = 1$ ， $\mathbf{H}_{k,i}$ 表示第 i 个发送端到第 k 个接收端的信道矩阵，其元素服从均值为 0 方差为 1 的复高斯分布， \mathbf{n}_k 表示接收端 k 接收到的加性高斯白噪声，其服从 $\mathbf{n}_k \sim \text{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_N)$ ， $p_{k,j}$ 表示发送端 k 为第 j 条数据流分配的发送功率， $\eta_{k,i}$ 表示发送端 i 到接收端 k 的信号传播路径损耗，其值采用国际电信联盟无线电局(ITU-R)提出的信道模型计算。

$$10 \lg \eta_{k,i} = 40 \lg r_{k,i} + 30 \lg f + 49 \text{ (dB)} \quad (2)$$

其中， $r_{k,i}$ 为发送端 i 到接收端 k 的距离，单位 km， f 为载波信号频率，单位 MHz。

在发送端已知全部理想 CSI 时，系统为实现干扰对齐需要将不同数据流间干扰和用户间干扰都对齐到统一的干扰子空间中，根据式(3)求得预编码矩阵和干扰抑制矩阵。

$$\left. \begin{aligned} (\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,i} \mathbf{v}_i^j &= 0, \quad \forall k \neq i \\ (\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^j &= 0, \quad \forall d \neq j \\ |(\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^d| &> 0, \quad \forall k, d \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

在理想 CSI 条件下，实现干扰对齐后系统的和速率为

$$R_{\Sigma} = \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D R_k^d = \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D \log_2 \left(1 + \frac{p_{k,d} \eta_{k,k} \left| (\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^d \right|^2}{\sigma^2} \right) \quad (4)$$

在有限反馈条件下,接收端 k 通过信道估计获得 CSI 后,需要利用随机矢量量化(Random Vector Quantization, RVQ)完成 CSI 的量化,最后将对应弦距离最小的码字序号反馈给发送端 k 。发送端 k 重建码本时通过在码本中检索到码字序号对应的码字,经过矩阵变形得到量化 CSI $\{\bar{\mathbf{H}}_{k,i}\}$ 完成最后量化恢复的过程。发送端 k 利用反馈 CSI $\{\bar{\mathbf{H}}_{k,i}\}$ 通过式(5)计算预编码矩阵 $\bar{\mathbf{v}}_i^j$ 和矩阵干扰抑制 $\bar{\mathbf{u}}_k^d$, 实现干扰对齐。

$$\left. \begin{aligned} (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \bar{\mathbf{H}}_{k,i} \bar{\mathbf{v}}_i^j &= 0, \quad \forall k \neq i \\ (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \bar{\mathbf{H}}_{k,k} \bar{\mathbf{v}}_k^j &= 0, \quad \forall d \neq j \\ \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \bar{\mathbf{H}}_{k,k} \bar{\mathbf{v}}_k^d \right| &> 0, \quad \forall k, d \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

在量化 CSI 条件下,系统的和速率为

$$\bar{R}_{\Sigma} = \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D \bar{R}_k^d = \sum_{k=1}^K \sum_{d=1}^D \log_2 \left(1 + \frac{p_{k,d} \eta_{k,k} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \bar{\mathbf{v}}_k^d \right|^2}{\sigma^2 + \bar{I}_{k,1}^d + \bar{I}_{k,2}^d} \right) \quad (6)$$

式中, $\bar{I}_{k,1}^d$ 表示接收端 k 接收的干扰数据流对期望数据流 d 的子流间干扰功率, $\bar{I}_{k,2}^d$ 表示干扰用户对接收端 k 的用户间干扰功率,两者具体表示为

$$\bar{I}_{k,1}^d = \sum_{j=1, j \neq d}^D p_{k,j} \eta_{k,k} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \bar{\mathbf{v}}_k^j \right|^2 \quad (7)$$

$$\bar{I}_{k,2}^d = \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D p_{i,j} \eta_{k,i} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,i} \bar{\mathbf{v}}_i^j \right|^2 \quad (8)$$

3 系统性能分析与算法描述

本节对有限反馈条件下系统的和速率损失进行分析,得到其上界值,在此基础上,推导出反馈比特分配和功率分配优化问题,求解得到最优的反馈比特数和数据流分配功率。

3.1 和速率损失分析

信道理想 CSI $\{\mathbf{H}_{k,i}\}$ 与量化后的 CSI $\{\bar{\mathbf{H}}_{k,i}\}$ 根据文献[17]存在式(9)关系:

$$\mathbf{H}_{k,i} = \cos \theta_{k,i} \bar{\mathbf{H}}_{k,i} + \sin \theta_{k,i} \Delta \mathbf{H}_{k,i} \quad (9)$$

式(9)中, $\theta_i = \arccos \left| \mathbf{H}_{k,i}^H \bar{\mathbf{H}}_{k,i} \right|$, $\Delta \mathbf{H}_{k,i}$ 为量化误差向量。 $\|\Delta \mathbf{H}_{k,i}\|_F = \|\bar{\mathbf{H}}_{k,i}\|_F$ 。利用此关系进行分析量化

CSI 对系统和速率的影响。

由于量化 CSI 与理想 CSI 间存在一定的误差,系统采用干扰对齐处理干扰后,在接收端数据流之间的干扰和用户间的干扰不能被完全消除,造成一定的干扰泄漏,导致系统的和速率损失。第 k 个接收端接收第 d 条数据流的速率损失记为 $\Delta R_k^d = \mathbb{E} \left[R_k^d - \bar{R}_k^d \right]$, 则其满足式(10)关系:

$$\begin{aligned} \Delta R_k^d &= \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{p_{k,d} \eta_{k,k} \left| (\mathbf{u}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{v}_k^d \right|^2}{\sigma^2} \right) \right] \\ &\quad - \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{p_{k,d} \eta_{k,k} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \mathbf{H}_{k,k} \bar{\mathbf{v}}_k^d \right|^2}{\sigma^2 + \bar{I}_{k,1}^d + \bar{I}_{k,2}^d} \right) \right] \\ &\leq \log_2 \left(1 + \mathbb{E} \left[\frac{\bar{I}_{k,1}^d}{\sigma^2} \right] + \mathbb{E} \left[\frac{\bar{I}_{k,2}^d}{\sigma^2} \right] \right) \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)对数函数性质可知速率损失是干扰泄漏的单调递增函数,要减少 CSI 量化误差对系统和速率的影响,应当尽可能减少干扰泄漏。

根据式(8)和式(10),接收端 k 的用户间干扰可以表示为

$$\begin{aligned} \bar{I}_{k,2}^d &= \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \left(\eta_{k,i} p_{i,j} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \left((\cos \theta_{k,i}) \bar{\mathbf{H}}_{k,i} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (\sin \theta_{k,i} \Delta \mathbf{H}_{k,i}) \bar{\mathbf{v}}_i^j \right|^2 \right) \\ &= \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \left(\eta_{k,i} p_{i,j} \sin^2 \theta_{k,i} \left| (\bar{\mathbf{u}}_k^d)^H \Delta \mathbf{H}_{k,i} \bar{\mathbf{v}}_i^j \right|^2 \right) \\ &= \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \left(\eta_{k,i} p_{i,j} \sin^2 \theta_{k,i} \left| \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_{k,i})^H \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times \text{vec} \left(\mathbf{u}_k^d (\mathbf{v}_i^j)^H \right) \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (11)$$

令 $e_{k,i}^{d,j} = \text{vec} \left(\mathbf{u}_k^d (\mathbf{v}_i^j)^H \right)$, $e_{k,i}^{d,j}$ 满足

$$\|e_{k,i}^{d,j}\|_F^2 = \text{tr} \left(\mathbf{u}_k^d (\mathbf{u}_k^d)^H \right) = \|\mathbf{u}_k^d\|_F^2 = 1 \quad (12)$$

所以接收端 k 的用户间干扰的期望可以表示为

$$\begin{aligned} \mathbb{E} \left[\bar{I}_{k,2}^d \right] &\leq \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \eta_{k,i} p_{i,j} \mathbb{E} \left[\sin^2 \theta_{k,i} \right] \\ &\quad \times \mathbb{E} \left[\left| \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_{k,i})^H e_{k,i}^{d,j} \right|^2 \right] \end{aligned} \quad (13)$$

式(13)中,随机变量 $\sin^2 \theta_{k,i}$ 与 $\left| \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_{k,i})^H e_{k,i}^{d,j} \right|^2$ 是独立分布的,由文献[16]得 $\sin^2 \theta_{k,i}$ 的期望为 $\bar{\Gamma}(N^2) 2^{-B_{k,i}/(N^2-1)}$, $\left| \text{vec}(\Delta \mathbf{H}_{k,i})^H e_{k,i}^{d,j} \right|^2$ 服从 $(1, N^2 - 2)$

的贝塔分布，其均值 $1/(N^2 - 1)$ ，而 $\bar{\Gamma}(N^2) = \Gamma(1/(N^2 - 1))/(N^2 - 1)$ ，假定 $B_{k,i}$ 为发送端 i 到接收端 k 的反馈比特数，式(13)可以重新表示为

$$\mathbb{E}[\bar{I}_{k,2}^d] \leq \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{j=1}^D \eta_{k,i} p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \quad (14)$$

同理，在接收端 k ，数据流间干扰的期望为

$$\mathbb{E}[\bar{I}_{k,1}^d] \leq \sum_{j=1, j \neq d}^D \eta_{k,i} p_{k,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,k}}{N^2 - 1}} \quad (15)$$

所以接收端 k 干扰功率与噪声功率之比的期望为

$$\begin{aligned} \mathbb{E}\left[\frac{\bar{I}_k^d}{\sigma^2}\right] &= \mathbb{E}\left[\frac{\bar{I}_{k,1}^d}{\sigma^2}\right] + \mathbb{E}\left[\frac{\bar{I}_{k,2}^d}{\sigma^2}\right] \\ &= \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} \eta_{k,i} p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \\ &\quad - \frac{1}{\sigma^2} \eta_{k,k} p_{k,d} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,k}}{N^2 - 1}} \\ &\leq \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} a_{k,i} p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \quad (16) \end{aligned}$$

其中，当 $i \neq k$ 或 $j \neq d$ 时 $a_{k,i}^j$ 为 $\eta_{k,i}$ ，否则为 0，则接收端 k 接收第 d 条数据流的速率损失上界为

$$\Delta R_k^d \leq \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} a_{k,i}^j p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \right) \quad (17)$$

接收端 k 的速率损失 ΔR_k 满足式(18)关系

$$\begin{aligned} \Delta R_k &= \sum_{d=1}^D \Delta R_k^d \\ &\leq D \log_2 \left(1 + \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} a_{k,i}^j p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \right) \quad (18) \end{aligned}$$

3.2 基于动态反馈与功率分配的干扰对齐方法

由式(18)可知，在有限反馈的条件下，由于干扰泄漏的存在，用户的和速率损失存在上界，其值大小由分配的功率和反馈比特数共同决定。因此，要提高系统的和速率，必须对发送功率和反馈比特数进行联合优化配置。

接收端 k 的动态反馈比特和功率分配优化问题如式(19)：

$$\left. \begin{aligned} \min_{\Psi_k} & \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} a_{k,i}^j p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \\ \text{s. t.} & \sum_{j=1}^D p_{i,j} \leq p_i, \quad \forall i \\ & \sum_{i=1}^K B_{k,i} \leq B_k, \quad \forall k \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式(19)中， $\Psi_k = \{B_{k,1}, B_{k,2}, \dots, B_{k,K}\}$ ， B_k 为每个接收端

的总反馈比特数， p_i 为发送端 i 的多路数据流发送总功率， $p_{i,j} \geq 0$ ， B_k 为无符号整数。

优化问题式(19)为凸优化问题，可得拉格朗日关系式(20)：

$$\begin{aligned} L &= \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^D \frac{1}{\sigma^2} a_{k,i}^j p_{i,j} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \\ &\quad + \sum_{i=1}^K \beta_i \left(\sum_{j=1}^D p_{i,j} - p_i \right) + \sum_{k=1}^K \sigma_k \left(\sum_{i=1}^K B_{k,i} - B_k \right) \quad (20) \end{aligned}$$

式(20)中， β_i, σ_k 为非负的拉格朗日乘子。根据 KKT 条件可以得到如下关系：

$$\left. \begin{aligned} \beta_i \left(\sum_{j=1}^D p_{i,j} - p_i \right) &= 0, \quad \forall i \\ \sigma_k \left(\sum_{i=1}^K B_{k,i} - B_k \right) &= 0, \quad \forall k \\ \frac{\partial L}{\partial p_{i,j}} &= \frac{a_{k,i}^j}{\sigma^2} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{N^2 - 1} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} + \sum_{i=1}^K \beta_i = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial B_{k,i}} &= -\frac{a_{k,i}^j p_{i,j} \ln 2}{\sigma^2} \frac{\bar{\Gamma}(N^2)}{(N^2 - 1)^2} 2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} + \sum_{k=1}^K \sigma_k = 0 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

求得 $B_{k,i}, p_{k,j}$ 。

$$\left. \begin{aligned} B_{k,i} &= (N^2 - 1) \left(\log_2 \left(\sigma^2 (N^2 - 1) \sum_{i=1}^K \beta_i \right) - \log_2 \left(a_{k,i}^j \bar{\Gamma}(N^2) \right) \right) \\ p_{i,j} &= \frac{(N^2 - 1)^2 \sigma^2 \sum_{k=1}^K \sigma_k}{\left(2^{-\frac{B_{k,i}}{N^2 - 1}} \ln 2 \right) a_{k,i}^j \bar{\Gamma}(N^2)} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

最后利用文献[2]最小干扰泄漏算法求得 \mathbf{v}_i^j 和 \mathbf{u}_i^j ，实现干扰对齐。

4 实验仿真与分析

本节对理想 CSI 反馈机制(Perfect Feedback Scheme, PFS)，动态比特反馈机制(Dynamic Feedback Scheme, DFS)以及 DFDPS 机制的性能进行比较，其中 PFS 是理想 CSI 下系统和速率可达的理论极限，DFS 主要考虑了路径损耗的差异性，优化反馈比特数，减少干扰泄漏。仿真中假定系统存在 3 个相邻小区，每个小区存在 1 个边缘用户，基站到小区用户之间的距离随机分布在 $0.9r \sim r$ 之间，其中 r 为 600 m，基站的载波信号频率取 2 GHz，噪声功率给定为 -113 dB。所有发送端与接收端的信道都假定为平坦瑞利分布的衰落信道，其信道矩阵元素满足均值为 0 方差为 1 的复高斯分布。

在接收端的信道反馈比特总数 $B_f = 20$ 的条件下, 根据式(2)计算信道大尺度衰落 η , 在此基础上根据式(22)计算数据流发送功率和反馈比特数, 以最小干扰泄漏为原则求得预编码矩阵, 利用蒙特卡罗方法重复实验 1000 次, 得到 DFDPS 机制的系统速率曲线。在 $K = 3, N = 4, d = 1$ 和 $K = 3, N = 4, d = 2$ 场景下与 PFS 和 DFS 的和速率曲线进行对比。

图 2 为用户数量为 3, 发送端和接收端天线数目为 4, 数据流条数 1 时 3 种机制的和速率对比。在仿真结果图 2 可见, 当发送功率小于 40 dBm 时, 本文所提 DFDPS 机制与其他两种机制所达到的和速率基本相同; 而当发送功率大于 40 dBm 时, 随着发送功率的不断增大 DFS 与 DFDPS 机制的性能明显低于 PFS 机制。这表明在发送功率较小情况下用户间的干扰较小, DFS 与 DFDPS 的量化误差对系统的影响较小; 而随着信号发送功率的不断增大, 接收端的干扰信号功率会随着信号发送功率的增大而增大, 受干扰泄漏的影响, 基于非理想 CSI 的干扰对齐方法 DPS 与 DFDPS 的性能均低于理想 CSI 下的干扰对齐方法性能。由于当前为数据流间干扰为 0, 所提机制与动态反馈机制性能相当, 说明所提 DFDPS 机制的有效性。

为了进一步证明机制的优越性, 考虑信道反馈比特总数 $B_f = 20$ 的条件下存在用户间和数据流间干扰的情况。图 3 为用户数量为 3, 发送端和接收端天线数目为 4, 数据流条数为 2 时 DFDPS 与 DFS, PFS 的和速率对比。从图 3 仿真结果可见, 在发送功率小于 25 dBm 的条件下, 所提 DFDPS 机制与其他两种机制所达到的和速率基本相同, 而当发送功率大于 25 dBm 时, 随着发送功率的不断增大, DFDPS 机制与 DFS 机制的性能远低于 PFS 机制, 但 DFDPS 机制所实现的系统和速率明显高于 DFS

机制下的系统和速率。这表明当发送端功率大于 25 dBm 时, 随着发送功率的不断增大, 此时接收端存在的用户和数据流间干扰严重。量化误差造成的非理想 CSI 使干扰对齐的干扰泄漏严重, 从而造成系统性能大量损失。对比图 2 中只存在一条数据流的情况, 在 DFDPS 与 DFS 的和速率曲线明显低于图 2 中的和速率曲线, 说明多条数据流条件下数据流间干扰是干扰信号功率的主要因素, 因此在同时考虑用户间干扰和数据流间干扰的条件下优化数据流发送功率和系统反馈比特数, DFDPS 机制的性能比只优化反馈比特数的动态比特反馈机制, 说明了所提 DFDPS 机制的性能优越性, 其能更好地减少系统干扰泄漏强度, 提高系统和速率性能。

为了验证不同总反馈比特数条件下, 所提 DFDPS 机制仍能保证性能的优越性, 对比了 DFDPS 机制与 DFS 机制在反馈比特总数变化下的性能。图 4 为用户数量为 3, 发送端和接收端天线数目为 4, 数据流条数为 2, 发送功率为 60 dBm 情况下, 反馈比特总数不断变化, 两种机制能达到的系统和速率对比曲线。从图 4 中可见, DFDPS 机制与 DFS 机制的系统速率随着反馈比特总数的增加而增加, 但是 DFDPS 机制的和速率高于 DFS 机制所达到的和速率。说明了量化误差造成的非理想 CSI 对系统的性能影响明显, 增加总反馈比特数量可以减少量化误差, 从而减少干扰对齐的干扰泄漏功率, 减少系统性能损失。由于 DFDPS 机制减少用户间干扰的同时也减少了数据流间干扰, 所以在总反馈比特数变化时, 性能仍优于 DFS 机制, 进一步说明了 DFDPS 机制的优越性。

5 结束语

为了减少干扰泄漏造成的系统容量损失, 本文研究了 K 用户对等有限反馈信道模型下, 由于干扰

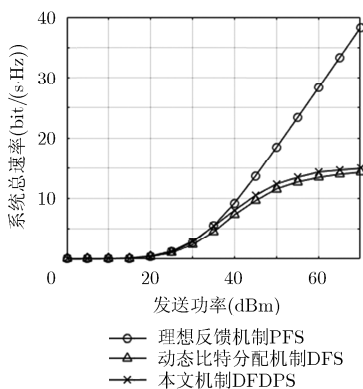


图2 单数据流下不同机制的系统和速率对比曲线

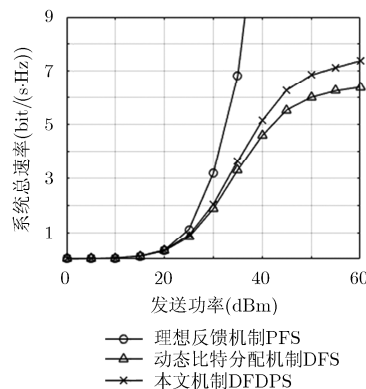


图3 多数据流下不同机制的系统和速率对比曲线

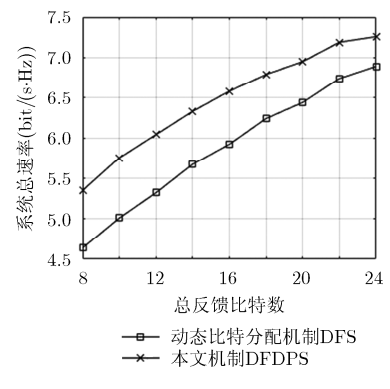


图4 反馈比特数变化条件下不同机制的系统和速率对比曲线

泄漏造成系统容量损失的情况。为此，通过分析系统和速率损失与数据流发送功率和信道反馈比特数之间的关系，提出了一种基于动态功率和反馈比特分配的干扰对齐方法，在设计中联合发送功率和反馈比特数动态分配，减少干扰泄漏对系统的性能影响。由仿真结果可知，对比现有的机制方法，所提方法能有效降低干扰泄漏功率，提高系统和速率性能。

参考文献

- [1] CADAMBE V R and 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. doi: 10.1109/TIT.2008.926344.
 - [2] GOMADAM K, CADAMBE V R, and 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. doi: 10.1109/TIT.2011.2142270.
 - [3] PETERS S W and HEATH R W. Cooperative algorithms for MIMO interference channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(1): 206–218. doi: 10.1109/TVT.2010.2085459.
 - [4] 李宁, 王思文, 翟立君, 等. 一种加权均方误差最小化的鲁棒性干扰对齐算法[J]. *电子与信息学报*, 2016, 38(3): 643–648. doi: 10.11999/JEIT150648.
LI Ning, Wang Siwen, ZHAI Lijun, *et al.* Compensating method of L-band radar ISAR imaging for ionospheric target with high-velocity[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(3): 643–648. doi: 10.11999/JEIT150648.
 - [5] LOVE D J, HEATH R W, LAU V K N, *et al.* An overview of limited feedback in wireless communication systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2008, 26(8): 1341–1365. doi: 10.1109/TVT.2010.2085459.
 - [6] THUKRAL J and BOLCSKEI H. Interference alignment with limited feedback[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory*. Seoul, 2009: 1759–1763. doi: 10.1109/ISIT.2009.5205266
 - [7] KRISHNAMACHARI R T and VARANASI M K. Interference alignment under limited feedback for MIMO interference channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(15): 3908–3917. doi: 10.1109/TSP.2013.2264055.
 - [8] 章扬, 周正, 石磊, 等. 蜂窝网络下行链路单反馈干扰对齐算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(12): 2816–2822. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00583.
ZHANG Yang, ZHOU Zheng, SHI Lei, *et al.* Interference alignment with single feedback for downlink cellular networks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(12): 2816–2822. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00583.
 - [9] PHAM K and LEE K. Interference alignment for multicell multiuser mimo uplink channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(7): 5146–5159. doi: 10.1109/TVT.2015.2459381.
 - [10] GAO H, LÜ T, FANG D, *et al.* Limited feedback-based interference alignment for interfering multi-access channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2014, 18(4): 540–543. doi: 10.1109/LCOMM.2014.021214.132762.
 - [11] CHEN X and YUEN C. On interference alignment with imperfect CSI: Characterizations of outage probability, ergodic rate and SER[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(1): 47–58. doi: 10.1109/TVT.2015.2397000.
 - [12] CHO S, HUANG K, KIM D K, *et al.* Feedback-topology designs for interference alignment in MIMO interference channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(12): 6561–6575. doi: 10.1109/TSP.2012.2214214.
 - [13] KIM J S, MOON S H, LEE S R, *et al.* A new channel quantization strategy for MIMO interference alignment with limited feedback[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(1): 358–366. doi: 10.1109/TWC.2011.111211.110810.
 - [14] RAO X, RUAN L, and LAU V K N. Limited feedback design for interference alignment on MIMO interference networks with heterogeneous path loss and spatial correlations[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(10): 2598–2607. doi: 10.1109/TSP.2013.2252168.
 - [15] PANABI F H, OHTSUKI T, JIANG W, *et al.* Interference alignment and power allocation for multi-user MIMO interference channels[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Kuala Lumpur, 2016: 1–7. doi: 10.1109/ICC.2016.7510851.
 - [16] 雷维嘉, 张琴, 谢显中. 两单播多跳网络的干扰对齐和功率分配方案[J]. *北京邮电大学学报*, 2015, 38(3): 71–76. doi: 10.13190/j.jbupt.2015.03.011.
LEI Weijia, ZHANG Qin, and XIE Xianzhong. Interference alignment and power allocation algorithm of two unicast multiple hops network[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunication*, 2015, 38(3): 71–76. doi: 10.13190/j.jbupt.2015.03.011.
 - [17] REZAAE M and GUILLAUD M. Interference alignment with quantized Grassmannian feedback in the K-user constant MIMO interference channel[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(2): 1456–1468. doi: 10.1109/TWC.2015.2490223.
- 李世宝：男，1978年生，副教授，主要研究方向为移动计算、无线传感器网络、干扰对齐等。
- 贺昌：男，1994年生，硕士生，研究方向为干扰对齐技术。
- 刘建航：男，1978年生，博士，研究方向为车联网。
- 王宜馨：女，1995年生，硕士生，研究方向为干扰对齐技术。