

下行 MIMO 广播信道中基于偏袒干扰消除的回溯干扰对齐方案

李劲夫¹, 冯文江¹, 王文收², 蒋卫恒¹, 杨崇海¹

(1. 重庆大学微电子与通信工程学院, 重庆 400044; 2. 中国人民解放军 32707 部队, 北京 100071)

摘 要: 针对具有反馈时延的单小区多用户 MIMO 蜂窝干扰网络, 采用时延度 (DoD) 来量化干扰对齐方案引起的信息时延, 提出一种基于偏袒干扰消除的回溯干扰对齐 (PIE-RIA) 方案。该方案首先在中继处获取干扰符号并设计预编码矩阵, 然后中继发送已编码的干扰符号至用户执行干扰消除, 最后基站利用反馈的干扰信号与 CSI 实现多个用户的回溯干扰对齐。仿真结果表明, PIE-RIA 方案在保留自由度 (DoF) 增益的同时降低了 DoD, 保证了时延敏感网络中信息传输的实时性。

关键词: 时延敏感网络; 回溯干扰对齐; 偏袒干扰消除; 自由度; 时延度

中图分类号: TN919.1

文献标识码: A

DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2021092

Partial interference elimination based retrospective interference alignment scheme in the downlink MIMO broadcast channel

LI Jingfu¹, FENG Wenjiang¹, WANG Wenshou², JIANG Weiheng¹, YANG Chonghai¹

1. School of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China

2. People's Liberation Army of China 32707 Unit, Beijing 100071, China

Abstract: For interference networks, the degree of delay (DoD) was proposed to quantify the information delay among traditional interference alignment (IA) schemes. It indicated that networks suffer from the issue of latency caused by IA schemes. Herein, for the MIMO downlink broadcast channel (BC), the partial interference elimination based retrospective interference alignment scheme (PIE-RIA) was put forward. In the scheme, relay technique was adopted to eliminate partial interference signals so that part of desired symbols could be decoded promptly in user sides. Meanwhile, in the last slot, the eliminated signals could be regenerated in base station side with the retrospective interference alignment (RIA) scheme. The simulation results show that PIE-RIA scheme maintains degree of freedom (DoF) gain of RIA scheme and in the meantime, achieves lower DoD than the other schemes.

Keywords: delay sensitive network, retrospective interference alignment, partial interference elimination, degree of freedom, degree of delay

1 引言

相同频率的信道在不同的非相干时隙之间呈现出正交特性, 时分多址 (TDMA, time division multiple access) [1] 利用该特性实现了接收端的期望信号与干扰信号分离, 但随着接入用户数的增加,

每个用户能获得的频谱越来越少。Cadambe 等 [2] 针对多用户干扰信道 (IC, interference channel), 提出了干扰对齐 (IA, interference alignment) 思想, 即利用接收端反馈的发射端信道状态信息 (CSIT, channel state information at the transmitter) [3] 设计发送预编码矩阵, 使来自不同用户的干扰信号呈现出

收稿日期: 2020-12-23; 修回日期: 2021-03-25

基金项目: 重庆市基础科学与前沿技术研究重点基金资助项目 (No.cstc2017jcyjBX0047); 国家自然科学基金资助项目 (No.62001067)

Foundation Items: Chongqing Basic Science and Frontier Technology Research Project (No.cstc2017jcyjBX0047), The National Natural Science Foundation of China (No.62001067)

相干性，从而压缩接收端干扰信号的维度，实现系统自由度 (DoF, degree of freedom)^[4]的提升。但是在实际应用中，由于存在反馈时延，发送端无法获得当前时刻的 CSIT，无法设计发送预编码矩阵，IA 的应用受到了限制。

针对 IA 技术受限问题，Maleki 等^[5]提出一种适用于三用户干扰信道的 IA 方案，即回溯干扰对齐 (RIA, retrospective interference alignment) 方案。该方案采用重复编码 (RP, repetition coding)，在最后一个时隙利用过期 CSIT (delayed CSIT) 设计预编码矩阵，接收端的所有用户结合已接收到的干扰信号与最后一个时隙的信号联合解码，在避免使用瞬时 CSIT (instantaneous CSIT) 导致 IA 应用受限的同时，提升了多用户的空间资源利用率，获得了 DoF 增益。随后，RIA 方案在用户天线数^[6-9]和传输信道类型^[10-15]方面均得到了扩展性应用：一方面，RIA 方案适用于任意天线比的 IC，即 SISO IC^[6]、MISO IC^[7]、MIMO IC^[8-9]；另一方面，RIA 方案也适用于 X-信道 (X-channel)^[10-12]和广播信道 (BC, broadcast channel)^[13-15]。由于 RIA 方案在最后一个时隙才实现干扰信号降维，意味着所有期望信号在最后一个相干时隙才解码，因而存在信号时延问题，不适用于时间敏感网络 (TSN, time sensitive network)^[16]。

针对上述问题，本文首先根据服务质量 (QoS, quality of service) 安全机制^[17]，提出一种基于时延敏感因子 (DSF, delay sensitive factor) 的时延度 (DoD, degree of delay) 度量指标，并利用 DoD 表征 RIA 方案中期望信号受时延影响的平均程度。理论分析与仿真结果表明，RIA 方案的期望信号受到了严重的时延影响。然后提出一种基于偏袒干扰消除的回溯干扰对齐 (PIE-RIA, partial interference elimination based retrospective interference alignment) 方案，该方案在中继处获取干扰符号并设计预编码矩阵，通过中继发送已编码的干扰符号至用户用于干扰消除，在最后一个时隙，基站利用反馈的干扰信号与 CSI 实现多用户回溯干扰对齐。最后通过 3 种方案关于 DoF 与 DoD 的对比仿真，证明了 PIE-RIA 方案在保留 DoF 增益的同时降低了网络的 DoD，并且确定了 PIE-RIA 方案的适用范围。本文的创新点主要体现在 3 个方面：1) 提出了 DoD 参数，量化通信网络采用不同传输方案时受时延影响的程度；2) 提出了 PIE-RIA 方案，解决 RIA 方案造成的信号时延问题，并在 DoF 与 DoD 衡量标

准下证明其性能全面优于 TDMA 方案；3) 针对不同大小的单位数据集与天线配比进行仿真，确定了 PIE-RIA 方案的适用范围，即时延敏感网络。

2 系统模型

2.1 信道模型

由一个基站服务一个小区下 K ($K \geq 2$) 个用户的 MIMO 蜂窝干扰网络如图 1 所示，该场景下的小区配置记为 (K, M, N) ，其中基站天线数和每个用户天线数分别为 M 和 N 。定义用户集和时隙集分别为 $\mathcal{K}=\{1, \dots, K\}$ 和 $\mathcal{T}=\{1, 2, \dots, T\}$ 。若基站在时隙 $t, \forall t \in \mathcal{T}$ 利用广播信道向目标用户 $k, \forall k \in \mathcal{K}$ 发送期望信号 $\mathbf{x}_k[t]$ ，在小区内的所有用户共享相同频谱资源的前提下，任意用户 $\hat{k}, \forall \hat{k} \in \mathcal{K}$ 将接收到 $N \times 1$ 维信号向量

$$\mathbf{y}_{\hat{k}}[t] = \mathbf{H}_{\hat{k}}[t]\mathbf{x}_k[t] + \mathbf{n}_{\hat{k}}[t] \quad (1)$$

其中， $\mathbf{y}_{\hat{k}}[t] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为用户 \hat{k} 的接收信号向量； $\mathbf{H}_{\hat{k}}[t] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 为由基站到用户 \hat{k} 的信道矩阵； $\mathbf{x}_k[t] \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为基站向目标用户 k 发送的期望信号向量； $\mathbf{n}_{\hat{k}}[t] \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为服从均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯噪声向量。

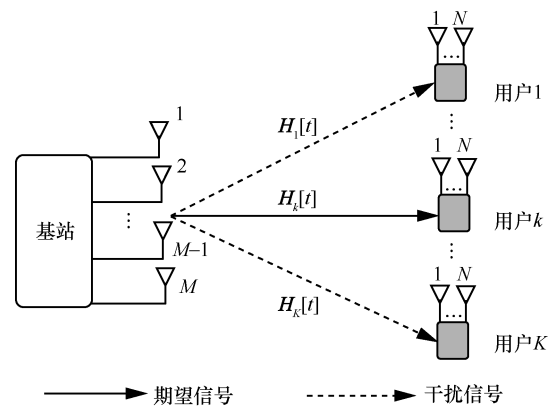


图1 下行 K 用户 MIMO 蜂窝干扰网络

用户 \hat{k} 对接收信号向量 $\mathbf{y}_{\hat{k}}[t]$ 采用迫零 (ZF, zero forcing) 算法解码，提取其期望信号 $\mathbf{x}_k[t]$ 。但是，当 $M > N$ 且 $KN > M$ 时，ZF 算法无法实现解码。此时可将发送天线数 M 降至 N ，通过 TDMA^[1] 方案传输和 ZF 算法解码；或者保持发送天线数 M 不变，通过 RIA^[5] 方案传输和 ZF 算法解码。

2.2 CSI 反馈模型

由之前的分析可知，IA 技术实现的前提是已知

瞬时 CSIT,但在实际中无法获得瞬时 CSIT。为此,引入 CSI 反馈模型^[18],根据 CSI 类型与应用场景选择适当 CSI。

对于块衰落信道,相干时间 T_c 内信道矩阵保持不变;而超过 T_c 时,信道矩阵 $H_k[t]$ 的信道系数独立且随机变化。但是,由于反馈链路存在时延,可能导致 CSI 过期,意味着当利用 CSI 设计预编码矩阵时,信道系数已发生变化。因此,当发送端利用接收端反馈的 CSI 设计当前时隙的预编码矩阵时,必须保证 CSI 的反馈周期 T_{fb} 不大于 T_c ,即 $T_{fb} \leq T_c$ 。根据该原则,本文对 CSI 进行分类,如图 2 所示。

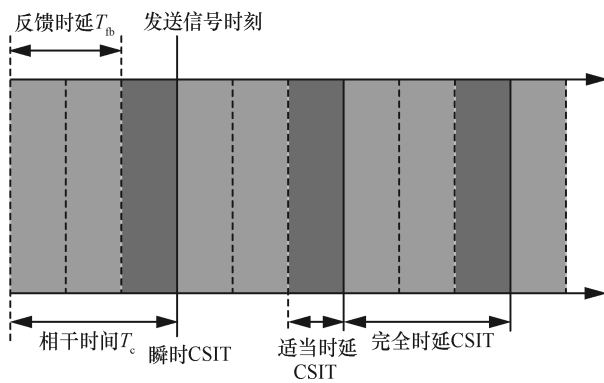


图 2 CSI 反馈模型

定义归一化 CSI 反馈时延系数为

$$\lambda = \frac{T_{fb}}{T_c} \quad (2)$$

$\lambda=0$ 时获取的是瞬时 CSI,该类 CSI 表示反馈时延不存在,发送端可以实时获取 CSI 来设计发射端预编码矩阵; $0 < \lambda < 1$ 时获取的是适当时延 CSI,该类 CSI 表示发送端能够在信道矩阵发生变化之前获得当前时隙的 CSI 并设计发射端预编码矩阵; $\lambda \geq 1$ 时获取的是完全时延 CSI,该类 CSI 表示发送端获取到 CSI 时,信道矩阵已发生变化,无法设计当前时隙的发射端预编码矩阵。

在实际应用中,适当时延 CSI 用于设计当前时隙的发射端预编码矩阵,如空时干扰对齐 (STIA, space-time interference alignment)^[19];完全时延 CSI 用于过去时隙干扰信号的分析与复现,如 RIA;本文提出的传输方案则是针对适当时延 CSI 与完全时延 CSI 的综合运用。

2.3 自由度

自由度^[19]作为一种描述信道香农极限的重要标准,能准确地衡量任意干扰网络的系统容量。

其定义为在信道系数与本地噪声功率不变的前提下,当发送功率趋于无穷大时,系统容量 $R(\gamma)$ 与信噪比 (SNR, signal to noise ratio) γ 的对数之比,即

$$\text{DoF} = \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R(\gamma)}{\log(\gamma)} \quad (3)$$

式(3)也可等效为

$$R(\gamma) = \text{DoF} \log(\gamma) + o(\log(\gamma)) \quad (4)$$

其中, $o(*)$ 表示高阶无穷小量。因此,自由度的实质是系统容量一阶统计量的近似值,反映的是单位频谱(时隙)资源所有接收端的解码效率。

对于干扰网络而言,假设网络的相干时间为单位时隙,由发射端 i 到接收端 j 传输链路的信道容量 $R^{[i,j]}(\gamma)$ 定义为可达速率,表示为

$$R^{[i,j]}(\gamma) = d^{[i,j]} \log(\gamma) + o(\log(\gamma)) \quad (5)$$

其中, $d^{[i,j]}$ 表示发射端 i 到接收端 j 传输链路的自由度。此时,系统自由度 DoF_{sum} 等于所有传输链路的自由度之和,即

$$\text{DoF}_{\text{sum}} = \sum_{i,j} d^{[i,j]} \quad (6)$$

3 时延评价标准

虽然 RIA 方案在 TDMA 方案的基础上获得了 DoF 增益,提高了系统容量,但也引入了信息时延问题,不能直接应用于时延敏感网络。同时,研究发现,时延问题同样存在于 STIA 方案和机会下行干扰对齐 (ODIA, opportunistic downlink interference alignment) 方案^[20]等多种 IA 传输方案中,且该问题至今未被研究。因此,量化由 IA 传输方案导致的信息平均时延亟待解决。

本文基于 QoS^[17]概念,结合排队论^[21]思想,提出一种适用于干扰网络的信息时延评价指标,即 DoD。

3.1 时延度

在 QoS 衡量标准中,用户更关注从发送端获取信息的实时性与可靠性,其中信息的重要程度决定着信息获取的优先级,优先级更高的信息应具备更高的实时性与可靠性。因此,本文提出归一化时延敏感因子 (DSF, delay sensitive factor),将信息的优先级映射为信息的 DSF。假设某类信息的优先级可分为 5 级,1 级最高,5 级最低,其映射关系如表 1 所示。

表 1 信息优先级映射

优先级	DSF
1	1.0
2	0.8
3	0.6
4	0.4
5	0.2

由于用户本身并不关注造成时延和误码的具体因素，因此本文在信息传输安全可靠条件下，定义单个期望符号 s 以发送端送出时刻为起点，以接收端实现该符号解码时刻为终点，将经历的总时间长度作为该符号的总时延 D_s [22]。在无线通信网络中， D_s 取决于等待时延 D_w 、传播时延 D_p 和解码时延 D_{dc} ，表示为

$$D_s = D_w + D_p + D_{dc} \quad (7)$$

假设发送端与接收端的位置保持不变，则所有符号应具有相同的 D_p ，故不考虑其影响；同时，由于 D_{dc} 相对于 D_p 为无穷小量，即 $D_{dc} = o(D_p)$ ，故不考虑 D_{dc} 的影响，因此 D_w 最终决定着 D_s 的大小。假设以相干时间 T_c 为单位时延，以等待时隙数 n_s 为时延数量，则期望符号 s 的总时延可表示为

$$D_s = DSF_s n_s T_c \quad (8)$$

其中， DSF_s 为符号 s 的归一化时延敏感因子。 D_s 反映的是符号 s 受 DSF_s 加权的总时延。假设对干扰网络选取的单位数据集 S_{num} 大小为 Num ，则应以发送 S_{num} 所需的时隙数作为信息时延的总周期 T ，其系统时延 D_{sum} 为总周期 T 内发送所有符号 $s \in S_{num}$ 的总时延，即

$$D_{sum} = \sum_{s \in S_{num}} DSF_s D_s \quad (9)$$

而时延度 DoD 为符号 s 在信息时延总周期 T 内的平均时延，即

$$DoD = \frac{D_{sum}}{T_c Num} = \frac{\sum_{s \in S_{num}} DSF_s n_s}{Num} \quad (10)$$

DoD 量化了在干扰网络中具有不同信息优先级的单位数据集 S_{num} 的每个元素 s 所受平均时延的影响程度，该衡量标准能够有效地暴露 RIA 等方案造成的时延问题。

3.2 RIA 的时延问题分析

为了充分暴露 RIA 方案存在的时延问题，本文以发送时延敏感因子两极化最大为例，即发送由等量优先级 1 和 5 的期望符号所构成的单位数据集 S_{num} 。假设具有 M 根天线的发送端发送优先级 1 的期望符号 A 个和优先级 5 的期望符号 B 个，具有 $N(M \geq N)$ 根天线的接收端能无差错解码所有期望符号，则不同传输方案的 DoD 如下。

对于 TDMA 方案而言，每个时隙发送 N 个符号。为了直观地反映时隙对于系统平均时延的影响，假设 A 与 B 均能被 N 整除，则优先级 1 的期望符号和优先级 5 的期望符号分别需要发送 A/N 与 B/N 个时隙。选取 $A+B$ 作为单位数据集 S_{num} ，此时 TDMA 方案的 DoD 为

$$DoD = \frac{\sum_{i=0}^{\frac{A}{N}-1} iN + \sum_{j=\frac{A}{N}}^{\frac{A}{N}+\frac{B}{N}-1} \frac{iN}{5}}{A+B} \quad (11)$$

但是，由于 $M > N$ ，TDMA 方案会造成空间资源浪费，导致系统总的时隙数增加， DoD 增加。本文引入基于波束赋形的分布式 TDMA (BD-TDMA, beam forming based distributed TDMA) [23] 方案，即发送端在避免用户间干扰 (IUI, inter-user interference) 的影响下向多个用户同时提供部分信息。该方案能够直观地反映出在不造成时延问题的前提下信息时延的下限。该方案在单位时隙内提供的信息总量为 M 个符号，优先级 1 的期望符号和优先级 5 的期望符号分别需要 A/M 与 B/M 个时隙。选取 $A+B$ 作为单位数据集 S_{num} ，此时 BD-TDMA 方案的 DoD 为

$$DoD = \frac{\sum_{i=0}^{\frac{A}{M}-1} iM + \sum_{i=\frac{A}{M}}^{\frac{A}{M}+\frac{B}{M}-1} \frac{iM}{5}}{A+B} \quad (12)$$

对于 RIA 方案而言，假设用户数为 K ，每个时隙向单个用户发送 M 个符号，经过 $\bar{\varphi} = K \left\lceil \frac{N}{M-N} \right\rceil$ 个时隙后，该方案利用一个时隙实现 K 个用户前 $\bar{\varphi}$ 个时隙的干扰对齐，即完成一个完整的 RIA 周期。值得注意的是，当经过 $R = \left\lceil \frac{A+B}{\bar{\varphi}N + KN} \right\rceil$ 个 RIA 周期后，剩余符号不足以完成一个 RIA 周期的全过程，即满足

$$A+B - R(\bar{\varphi}N + KN) \leq \bar{\varphi}N + KN \quad (13)$$

此时,仍然需要使用一个时隙完成剩余时隙的干扰对齐。为了与 TDMA 方案和 BD-TDMA 方案形成直观的对比,假设 A 与 B 均能被 $(\bar{\varphi} + K)N$ 整除,则优先级 1 的期望符号和优先级 5 的期望符号分别需要 $[A(\bar{\varphi} + 1)]/[(\bar{\varphi} + K)N]$ 和 $[B(\bar{\varphi} + 1)]/[(\bar{\varphi} + K)N]$ 个时隙。选取 $A + B$ 作为单位数据集 S_{num} , 此时 RIA 方案的 DoD 为

$$\text{DoD} = \left\{ \begin{aligned} & \sum_{i=1}^{\frac{A}{(\bar{\varphi}+K)N}} [i(\bar{\varphi}+1)(\bar{\varphi}+K)N] + \\ & \sum_{i=\frac{A}{(\bar{\varphi}+K)N}+1}^{\frac{A}{(\bar{\varphi}+K)N}+\frac{B}{(\bar{\varphi}+K)N}} \frac{1}{5} [i(\bar{\varphi}+1)(\bar{\varphi}+K)N] - A + \frac{1}{5} B \end{aligned} \right\} / (A+B) \quad (14)$$

由式(10)可知,决定 DoD 大小的是等待时延的时隙数 n_s 与归一化时延敏感因子 DSF_s :前者反映的是发送所有数据消耗的时间成本,主要取决于单位数据集大小 Num_s 、单位时隙内发送端能发送的符号数 M 和单位时隙内接收端能够解码的符号数 N ;后者反映的是优先发送的符号因时延造成的 QoS 成本,主要取决于优先级分布。本文以 4 根发送天线的基站和 3 根接收天线的 2 用户为例,即 $(K, M, N) = (2, 4, 3)$, 分别对 Num_s 的大小和优先级的分布进行仿真分析。

1:1 选取等量优先级分别为 1 和 5 的期望符号,为满足整除约束条件,每种符号选取 24~1 200 并以 24 为公约数的所有整数。优先级 1 的符号具有不同数量时的系统时延度如图 3 所示。由图 3 可知,时延度 DoD 与数据集大小 Num_s 呈线性正相关,其斜率反映了不同传输方案随 Num_s 的增加导致信息时延增加的程度。其中,TDMA 方案受影响最大,RIA 方案次之,BD-TDMA 方案最小。其原因在于单位时隙内 TDMA 方案发送的符号数小于另外 2 种方案,在 Num_s 固定的前提下,需要更多的 n_s 时隙用于发送期望符号,从而导致 TDMA 方案的时延问题。同时,由于 RIA 方案是以 $\bar{\varphi} + 1$ 个时隙为周期,在每个周期的最后一个时隙完成所有符号解码,因此相较于具有相同时隙数的 BD-TDMA 方案,该方案存在信息时延问题。当 Num_s 为 48 时(优先级 1 和 5 的符号各 24 个),RIA 方案导致的时延度比 BD-TDMA 方案高约 145.7%;当 Num_s 为 2 400 时(优先级 1 和 5 的符号各 1 200),导致信息时延的不再是 RIA 方案,而是时隙本身,

因而时延度差异程度有所下降,但仍然比 BD-TDMA 方案高约 18.6%。

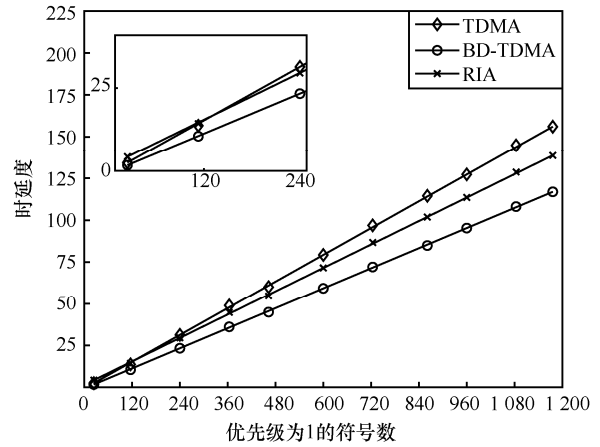


图 3 优先级 1 的符号具有不同数量时的系统时延度

图 4 为按照不同比例选取优先级为 1 和 5 的期望符号,共选取 2 400 个符号,满足之前分析的整除约束条件。由图 4 可知,一方面,时延度 DoD 与高优先级的信息占比呈指数递增关系,相较于优先级为 1 的期望符号占比为 0 的情况,当其占比达到 1 时,DoD 增加了 5 倍,符合后者的 DSF 为前者的 5 倍这一特征,因而 DoD 能够清晰地反映出由优先级所决定的 DSF 对时延敏感的干扰网络产生的时延影响。另一方面,无论较高优先级的信息占比如何变化,RIA 方案的 DoD 均高于 BD-TDMA 方案 18%,该现象说明 DoD 对衡量系统时延程度具有普适性,同时也说明了 RIA 方案具有信息时延问题。

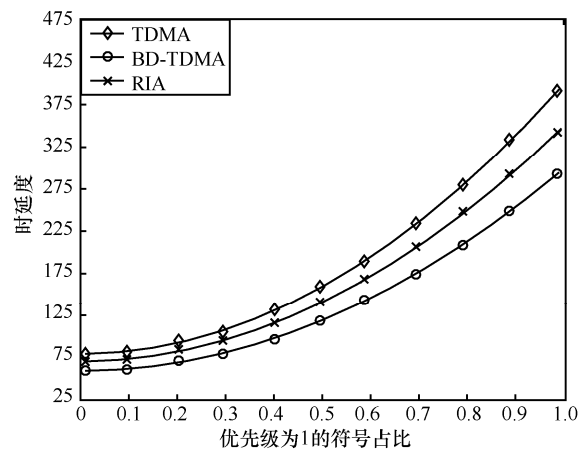


图 4 优先级 1 的符号具有不同占比时的系统时延度

值得注意的是,此处选取 2 种符号的总数作为单位数据集,即 $S_{\text{num}} = A + B$,但是如果 S_{num} 选取过大,导致需要多个信息时延的周期 T 才能完成所有符号传

输, 将会影响 DoD 衡量干扰网络中信息时延的准确性, 其具体原理和影响将在第 5 节进一步阐述和讨论。

4 基于偏袒干扰消除的回溯干扰对齐方案

综上所述, RIA 方案存在信息时延问题, 在充分利用空间资源的前提下, RIA 方案的 DoD 远高于 BD-TDMA 方案。为了解决该问题, 本文提出基于偏袒干扰消除的回溯干扰对齐方案, 其核心思想是利用中继技术^[24]实现选择性消除部分优先级较低的符号, 以满足接收端在当前时隙完成解码的目的; 同时, 中继通过回溯干扰对齐实现已消除符号的干扰再生。PIE-RIA 方案包含 3 个阶段: 中继预编码阶段、偏袒干扰消除阶段和回溯干扰对齐阶段。假设系统配置为 (K, M, N, Q) , 即单个小区内拥有 M 根天线的基站同时服务于 K 个用户, 每个用户拥有 N ($N < M$) 根天线, 同时, 该小区还有一个拥有 Q ($Q \geq M$) 根天线的中继协助基站通信。PIE-RIA 方案的实现过程如下。

4.1 中继预编码阶段

中继预编码阶段的主要任务为基站 b 的发送信号在中继处实现解码, 同时根据解码获得的干扰符号与用户利用延迟反馈链路回传的 CSI 共同设计中继预编码矩阵, 用于消除干扰符号。该阶段的实现过程如图 5 所示。

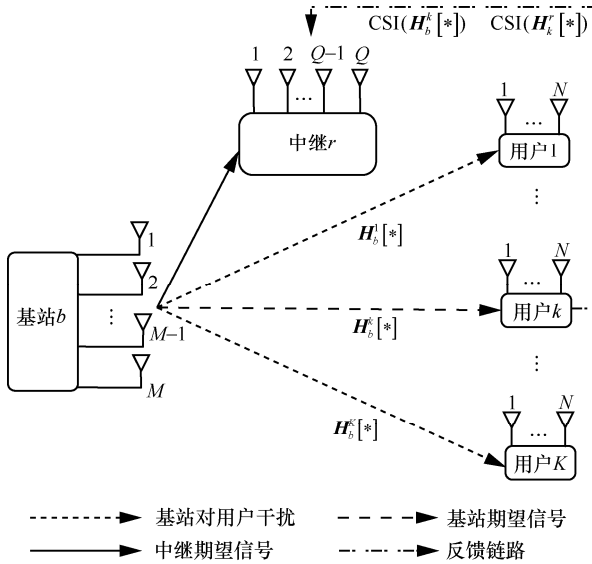


图 5 PIE-RIA 中继预编码阶段

该阶段以 $\varphi = K \lfloor N/(M-N) \rfloor$ 个相干时隙为周期, 每 $\varphi_k = \lfloor N/(M-N) \rfloor$ 个时隙为子周期, 在第 k 个子周期的每个时隙 $t \in \{1, \dots, \varphi_k\}$, 基站 b 利用广播信道 (BC, broadcasting channel) 向用户 k 发送符号集。

假设当前时隙为 $[*] = [(k-1)\varphi_k + t]$, 则基站 b 发送的符号集合为 $\mathbf{S}_k[*] = \{s_{k,1}[*], \dots, s_{k,M}[*]\}^T$, 此时用户 k 、其余用户 $k' \in \{1, \dots, k-1, k+1, \dots, K\}$ 和中继 r 的接收信号分别为

$$\mathbf{y}_k[*] = \mathbf{H}_b^k[*] \mathbf{S}_k[*] = \begin{bmatrix} h_{b,1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,N}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,M}[*] \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathbf{y}_{k'}[*] = \mathbf{H}_b^{k'}[*] \mathbf{S}_k[*] = \begin{bmatrix} h_{b,1}^{k',1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k',N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',N}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,M}[*] \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{y}_r[*] = \mathbf{H}_b^r[*] \mathbf{S}_k[*] = \begin{bmatrix} h_1^{r,1}[*] & \cdots & h_M^{r,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_1^{r,Q}[*] & \cdots & h_M^{r,Q}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,M}[*] \end{bmatrix} \quad (17)$$

显然, 式(15)和式(16)无法解码数据集 $\mathbf{S}_k[*]$, 但式(17)可以, 即中继可以获得数据集 $\mathbf{S}_k[*]$ 。其中, 该数据集的前 N 个符号为当前时隙目标用户 k 的期望符号, 记为 $\hat{\mathbf{S}}_k[*] = \{s_{k,1}[*], \dots, s_{k,N}[*]\}^T$, $\hat{\mathbf{S}}_k[*]$ 对应的基站至用户端的信道子矩阵记为 $\hat{\mathbf{H}}_b^k[*]$; 后 $M-N$ 个符号为当前时隙目标用户 k 的干扰符号, 记为 $\bar{\mathbf{S}}_k[*] = \{s_{k,N+1}[*], \dots, s_{k,M}[*]\}^T$, $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 对应的基站至用户端的信道子矩阵记作 $\bar{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 。

为了保证用户 k 在当前时隙能够解码 $\hat{\mathbf{S}}_k[*]$, 中继设计预编码矩阵 $\mathbf{R}[*]$ 确定发送的偏袒干扰消除符号集 $\mathbf{X}_r[*] = \{x_{r,1}[*], \dots, x_{r,N}[*]\}^T$, 即

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_r[*] &= -\mathbf{R}[*] \bar{\mathbf{S}}_k[*] = \\ &= -\mathbf{H}_r^k[*]^{-1} \bar{\mathbf{H}}_b^k[*] \bar{\mathbf{S}}_k[*] = \\ &= \begin{bmatrix} h_{r,1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,N}[*] \end{bmatrix}^{-1} \cdot \\ &= \begin{bmatrix} h_{b,N+1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,N+1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,N}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_{k,N+1}[*] \\ \vdots \\ -s_{k,M}[*] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{H}_r^k[*]^{-1}$ 为中继 r 至用户 k 的 $N \times N$ 维信道矩阵, 直接由用户的反馈链路回传 CSI 所得; $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 为用户 k 的 $(M-N) \times 1$ 维干扰符号集, 由中继解码所得;

$\bar{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 为基站 b 至用户 k 对应于 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的 $N \times (M - N)$ 维信道子矩阵, 由用户获得的反馈 CSI 所得。

中继预编码阶段实现了中继处于干扰符号集 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的获取, 并根据用户端先后反馈的基站 b 到用户 k 的信道状态信息 CSI_{bk} 与用户 k 到中继 r 的信道状态信息 CSI_{kr} 确定了可用于偏袒干扰消除符号集 $\mathbf{X}_r[*]$ 。值得注意的是, CSI_{bk} 与 CSI_{kr} 均属于适当时延的 CSI, 因而避免了文献[24]中基站侧关于全局瞬时 CSI 的获取问题。

4.2 偏袒干扰消除阶段

偏袒干扰消除阶段的主要任务为中继发送 $\mathbf{X}_r[*]$ 以消除用户 k 中的 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$, 同时其余用户 k' 将接收的干扰信号与当前时隙的 CSI 反馈给基站 b 以用于回溯干扰对齐。该阶段的实现过程如图 6 所示。

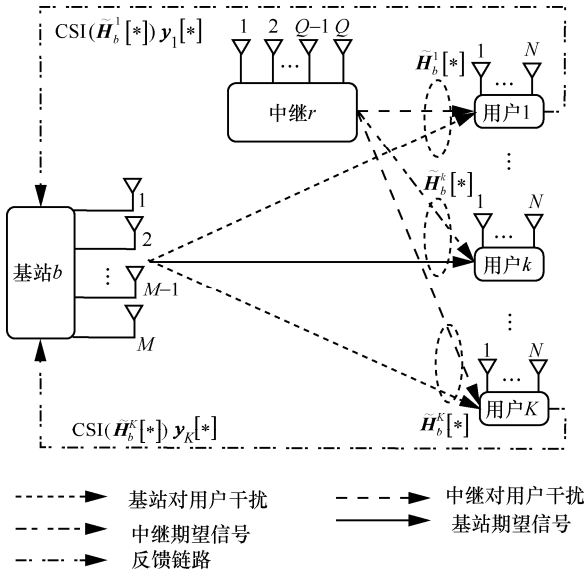


图 6 PIE-RIA 偏袒干扰消除阶段

该阶段与中继预编码阶段属于相同相干时隙, 因此其周期 φ 、子周期 φ_k 、当前时隙 $[*]$ 与前一阶段相同。在当前时隙, 中继 r 将设计出的 $\mathbf{X}_r[*]$ 利用广播信道发送, 此时用户 k 的接收信号为

$$\mathbf{y}_k[*] = \mathbf{H}_b^k[*] \mathbf{S}_k[*] + \mathbf{H}_r^k[*] \mathbf{X}_r[*] = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{b,1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{b,N}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{b,N}^{k,N}[*] \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]} \begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,N}[*] \end{bmatrix} \quad (19)$$

分析式(19)可知, 此时的等效信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 为 $N \times N$ 维矩阵, 可解码期望符号集 $\hat{\mathbf{S}}_k[*]$, 但在消除干扰符号 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的同时, 其余用户 k' 也会接收到中

继的干扰信号, 此时的接收信号为

$$\mathbf{y}_{k'}[*] = \mathbf{H}_b^{k'}[*] \mathbf{S}_k[*] + \mathbf{H}_r^{k'}[*] \mathbf{X}_r[*] = \begin{bmatrix} h_{b,1}^{k',1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k',N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',N}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,M}[*] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{r,1}^{k',1}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k',1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,1}^{k',N}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k',N}[*] \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} h_{r,1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,N}[*] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_{k,N+1}[*] \\ \vdots \\ -s_{k,M}[*] \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} h_{b,1}^{k',1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k',N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k',N}[*] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_{r,1}^{k',1}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k',1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,1}^{k',N}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k',N}[*] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} h_{r,1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{r,1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{r,N}^{k,N}[*] \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \cdots & h_{b,N+1}^{k,1}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,1}[*] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & h_{b,N+1}^{k,N}[*] & \cdots & h_{b,M}^{k,N}[*] \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} s_{k,1}[*] \\ \vdots \\ s_{k,M}[*] \end{bmatrix}}_{\mathbf{S}_k[*]} \quad (20)$$

分析式(20)可知, 等效信道矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_b^{k'}[*]$ 为 $N \times M$ 维矩阵, 其数据集依然是 $\mathbf{S}_k[*]$, 对于用户 k' 而言, $\mathbf{S}_k[*]$ 中所有符号均为干扰符号, 记为干扰信息 $I_{k'}(\mathbf{S}_k[*]) = \{I_{k',1}(\mathbf{S}_k[*]), \dots, I_{k',N}(\mathbf{S}_k[*])\}$, 其中元素 $I_{k',j}(\mathbf{S}_k[*])$ 表示用户 k' 第 j 根天线接收到的关于用户 k 的干扰信号。随后, 用户 k' 不进行解码, 直接将 $I(\mathbf{S}_k[*])$ 与 $\tilde{\mathbf{H}}_b^{k'}[*]$ 反馈给基站 b 。

偏袒干扰消除阶段消除了当前时隙用户 k 受干扰符号集 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的影响, 实现了期望符号集 $\hat{\mathbf{S}}_k[*]$ 的实时获取, 解决了 RIA 方案中存在的信息时延的问题, 同时反馈的干扰信息 $I(\mathbf{S}_k[*])$ 为下阶段的回溯干扰对齐提供了信息。

4.3 回溯干扰对齐阶段

回溯干扰对齐阶段的主要任务为基站 b 利用之前 2 个阶段中所有用户反馈的干扰信号 $\mathbf{y}_1[*]$ 与等效信道的 CSI ($\tilde{\mathbf{H}}_b^1[*]$) 设计回溯干扰信号, 以实现同一时隙下所有用户干扰符号集 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的解码。该阶段的实现过程如图 7 所示。

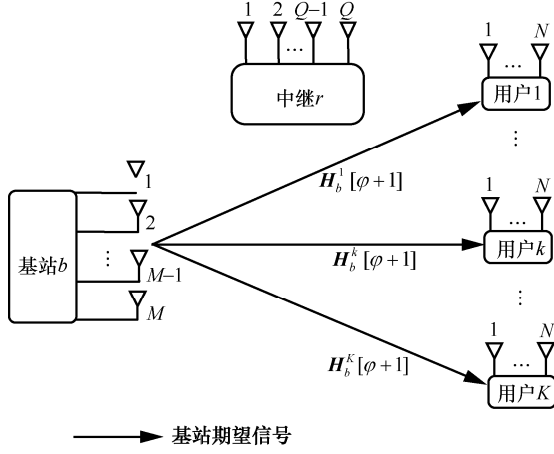


图7 PIE-RIA 回溯干扰对齐阶段

该阶段仅经历 $[\varphi+1]$ 这一个相干时隙，基站 b 设计回溯干扰信号向量 $\mathbf{S}[\varphi+1]$ 为 φ 个时隙内所有用户的干扰信息 $I(\mathbf{S}_k[*])$ 之和，表示为

$$\mathbf{S}[\varphi+1] = [s_1[\varphi+1], \dots, s_N[\varphi+1]]^T = \begin{bmatrix} \sum_{t=1}^{\varphi} \sum_{k'=1}^K I_{k',1}(\mathbf{S}_k[t]) \\ \vdots \\ \sum_{t=1}^{\varphi} \sum_{k'=1}^K I_{k',N}(\mathbf{S}_k[t]) \end{bmatrix} \quad (21)$$

分析式(21)可知，对于用户 k ，回溯干扰信号可分为两部分：一部分为第 $(k-1)\varphi_k+1$ 时隙至 $k\varphi_k$ 时隙对应的干扰信息，本质是关于用户 k 的数据集 $\mathbf{S}_k[*]$ 的线性方程，记为 $\mathfrak{S}_k[\varphi+1]$ ；另一部分为除前者已包含时隙之外的所有时隙对应的干扰信息，本质是关于其余用户数据集的线性方程，记为 $\bar{\mathfrak{S}}_k[\varphi+1]$ 。两部分可以分别表示为

$$\mathfrak{S}_k[\varphi+1] = \begin{bmatrix} \sum_{t=1+(k-1)\varphi_k}^{k\varphi_k} \sum_{k'=1}^K I_{k',1}(\mathbf{S}_k[t]) \\ \vdots \\ \sum_{t=1+(k-1)\varphi_k}^{k\varphi_k} \sum_{k'=1}^K I_{k',N}(\mathbf{S}_k[t]) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\bar{\mathfrak{S}}_k[\varphi+1] = \begin{bmatrix} \sum_{t=1}^{(k-1)\varphi_k} \sum_{k'=1}^K I_{k',1}(\mathbf{S}_k[t]) + \sum_{t=1+k\varphi_k}^{\varphi} \sum_{k'=1}^K I_{k',1}(\mathbf{S}_k[t]) \\ \vdots \\ \sum_{t=1}^{(k-1)\varphi_k} \sum_{k'=1}^K I_{k',N}(\mathbf{S}_k[t]) + \sum_{t=1+k\varphi_k}^{\varphi} \sum_{k'=1}^K I_{k',N}(\mathbf{S}_k[t]) \end{bmatrix} \quad (23)$$

由于期望符号集 $\hat{\mathbf{S}}_k[*]$ 与之前所有时隙的CSI已知，因此式(22)的本质是关于干扰符号集 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 的 N 维方程；而式(23)刚好是已知的关于所有时隙的干扰信息 $I(\mathbf{S}_k[*])$ ，故可直接消除其影响。至此，用户 k 的接收信号为

$$\mathbf{y}_k[\varphi+1] = \mathbf{H}_b^k[\varphi+1]\mathbf{S}[\varphi+1] = \begin{bmatrix} h_{b,1}^{k,1}[\varphi+1] & \cdots & h_{b,N}^{k,1}[\varphi+1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{b,1}^{k,N}[\varphi+1] & \cdots & h_{b,N}^{k,N}[\varphi+1] \end{bmatrix} \cdot [\mathfrak{S}_k[\varphi+1] + \bar{\mathfrak{S}}_k[\varphi+1]] \quad (24)$$

用户 k 利用适当时延的CSI，消除干扰符号集 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 与当前时隙信道矩阵 $\mathbf{H}_b^k[\varphi+1]$ 的影响，得到当前时隙的期望信号 $\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1]$ ，即

$$\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1] = \mathbf{H}_b^k[\varphi+1]^{-1}(\mathbf{H}_b^k[\varphi+1]\mathbf{S}[\varphi+1] - \mathbf{H}_b^k[\varphi+1]\bar{\mathfrak{S}}_k[\varphi+1]) = \bar{\mathfrak{S}}_k[\varphi+1] \quad (25)$$

此时的 $\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1]$ 是关于 $\{\mathbf{S}_k[(k-1)\varphi_k+1], \dots, \mathbf{S}_k[k\varphi_k]\}$ 的 N 维方程，以第1行为例，其展开式为

$$\sum_{t=1+(k-1)\varphi_k}^{k\varphi_k} \sum_{k'=1}^K I_{k',1}(\mathbf{S}_k[t]) = \sum_{t=1}^{\varphi} \sum_{k' \in \{1, \dots, K\}/1} (\tilde{h}_{b,1}^{k',1}[t]s_{k,1}[t] + \cdots + \tilde{h}_{b,M}^{k',1}[t]s_{k,M}[t]) + \cdots + \sum_{t=1+(k-1)\varphi_k}^{k\varphi_k} \sum_{k' \in \{1, \dots, K\}/2} (\tilde{h}_{b,1}^{k',1}[t]s_{k,1}[t] + \cdots + \tilde{h}_{b,M}^{k',1}[t]s_{k,M}[t]) + \cdots + \sum_{t=(K-1)\varphi_k}^{K\varphi_k} \sum_{k' \in \{1, \dots, K\}/K} (\tilde{h}_{b,1}^{k',1}[t]s_{k,1}[t] + \cdots + \tilde{h}_{b,M}^{k',1}[t]s_{k,M}[t]) \quad (26)$$

对于用户 k 而言，仅第 k 个项为未知项，即 $\sum_{t=(k-1)\varphi_k}^{k\varphi_k} \sum_{k' \in \{1, \dots, K\}/2} (\tilde{h}_{b,1}^{k',1}[t]s_{k,1}[t] + \cdots + \tilde{h}_{b,M}^{k',1}[t]s_{k,M}[t])$ 未知，而 $\mathfrak{S}_k[\varphi+1]$ 中包含 N 个未知项，可解出 $\bar{\mathbf{S}}_k[*]$ 。对于其余用户 k' 而言，该结论仍然成立。

回溯干扰对齐阶段实现了多个用户的干扰符号集的解码，提高了空间资源利用率，从而获得了DoF的增益。

4.4 PIE-RIA 方案的自由度与时延度

一方面，在系统配置为 (K, M, N, Q) 的小区中采用PIE-RIA方案，其每一阶段的可行性在附录1中进行了证明，同时经过 $K \lfloor N/(M-N) \rfloor + 1$ 个相干时隙，小区实现了 $KN \lfloor N/(M-N) \rfloor + KN$ 期望符号的

传输与解码，故 DoF 为

$$\text{DoF} = \frac{KN \left(\left\lfloor \frac{N}{M-N} \right\rfloor + 1 \right)}{K \left\lfloor \left\lfloor \frac{N}{M-N} \right\rfloor \right\rfloor + 1} \quad (27)$$

另一方面，假设共发送优先级 1 的期望符号 A 个和优先级 5 的期望符号 B 个，其中 A 与 B 均能被 $(\varphi + K)N$ 整除。此时，PIE-RIA 方案与 RIA 方案所经历的时隙数是相同的，即发送优先级 1 的期望符号和优先级 5 的期望符号分别需要 $\lceil A(\varphi + 1) / [(\varphi + K)N] \rceil$ 和 $\lceil B(\varphi + 1) / [(\varphi + K)N] \rceil$ 个时隙。不同的是，PIE-RIA 方案每个时隙能够实现 N 个期望符号的解码。选取 $A + B$ 作为单位数据集 S_{num} ，此时 PIE-RIA 方案的 DoD 为

$$\text{DoD} = \left\{ \left\{ \sum_{i=1}^{\lceil A/[(\varphi+K)N] \rceil} [(\varphi+1)(\varphi+K)N](i-1) \right\} \times 1 + \left\{ \sum_{i=\lceil A/[(\varphi+K)N] \rceil+1}^{\lceil A/[(\varphi+K)N] \rceil + \lceil B/[(\varphi+K)N] \rceil} [(\varphi+1)(\varphi+K)N](i-1) \right\} \times \frac{1}{5} \right\} + \left\lfloor \frac{(\varphi-1)\varphi N}{2} \right\rfloor \left[1 \times \frac{A}{(\varphi+K)N} + \frac{1}{5} \times \frac{B}{(\varphi+K)N} \right] \right\} / (A+B) \quad (28)$$

5 仿真分析

本文以系统配置为 $(2, M, N, Q)$ 的单小区 2 用户下行 MIMO BC 干扰网络作为应用场景对单位数据集 S_{num} 、自由度 DoF 与时延度 DoD 这 3 个方面进行仿真，随后讨论了不同 IA 方案的计算复杂度。值得注意的是，BD-TDMA 方案的前提是不受 IUI 的影响，不属于下行 MIMO BC 干扰网络，因此不再进行仿真和计算复杂度讨论。相应地，本文重新引入空间对齐 (SSA, signal space alignment) 方案^[25]与回溯干扰中和 (DINR, distributed interference neutralization and retransmission) 方案^[26]用于 DoF 和 DoD 的对比，进一步体现本文提出的 PIE-RIA 方案的优越性。其中，SSA 方案是通过 MAC 阶段与 BC 阶段的“双跳”方式，在中继处实现多用户 IUI 的综合治理，使多用户在 BC 阶段能同时接收来自同小区其他用户的期望信号，以提高空间资源利用率。DINR 则是提出“双中继-双簇”结构，该方案在 SSA 方案的基础上进一步提升了中继利用率，获得局部的 DoF 增益。

5.1 单位数据集

研究 S_{num} 的目的在于阐述 S_{num} 的选取对衡量期望信号受时延影响程度的准确性所产生的影响。假设系统配置为 $(K, M, N, Q) = (2, 4, 3, 4)$ ，为满足 3.2 节提及的整除原则以避免非整数周期的影响，此处以 24 的整数倍等量选取优先级为 1 和 5 的期望符号，并将选取的所有符号的集合作为 S_{num} ，其仿真如图 8 所示。仿真结果表明，TDMA 方案的 DoD 受 S_{num} 影响最大，而 RIA 方案与 PIE-RIA 方案几乎相同，这是由于 S_{num} 导致 n_s 时隙增加，当 S_{num} 足够大时， n_s 成为影响 DoD 的主要因素，而 TDMA 方案的 n_s 增长率高于另外 2 种方案，故其受到的影响程度最大。但是，信息时延敏感的干扰网络应该尽量保证拥有较小的 n_s ，一方面可以通过增加发送天线数 M 实现，另一方面可以通过减小 S_{num} 实现。因此，较小的 S_{num} 将更适用于时延敏感的干扰网络，同时衡量传输方案所导致的信息时延程度也更准确。当 $S_{\text{num}} = 24$ 时，PIE-RIA 方案的优化程度达到最大，与 RIA 方案相比，其 DoD 降低了 36.7%。

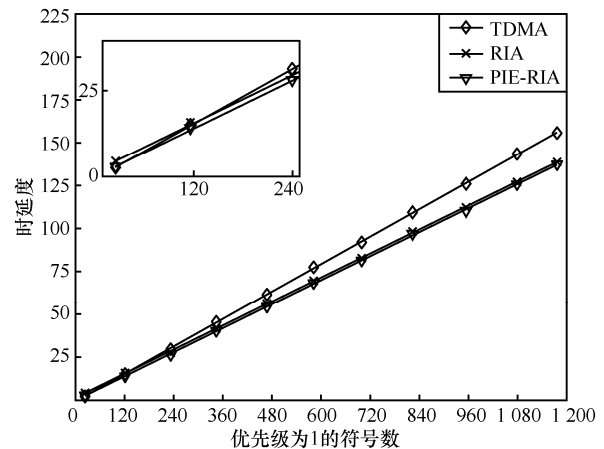


图 8 选取所有符号作为单位数据集时系统的时延度

5.2 自由度

研究 DoF 的目的在于证明 PIE-RIA 方案在解决 RIA 方案的同时不会造成 DoF 增益的损失。对于 RIA 方案与 PIE-RIA 方案而言，两者的传输周期仅取决于收发天线比 M/N ，即 $\bar{\varphi} + 1$ 与 $\varphi + 1$ ，同时 2 种方案在收发天线比相同的条件下，其传输周期相等。当 M/N 取 2、3/2 与 4/3 时，本文对不同方案进行 DoF 的仿真，如图 9 所示。仿真结果表明，在不同的 M/N 下，PIE-RIA 方案保持与 RIA 方案相同的 DoF 增益，但相较于 TDMA 方案，其增益

的幅度有所不同：当 N 较小时，选择 $M/N=4/3$ 能获得 242.9% 的 DoF 增益；当 N 较大时，选择 $M/N=2$ 能获得 33.3% 的 DoF 增益。同时，当 $M/N=2、3/2$ 时，SSA 方案与 PIE-RIA 方案具有相同的 DoF 增益；当 $M/N=4/3$ 时，SSA 方案具有 5% 的 DoF 增益。SSA 方案获得的局部 DoF 增益更高，其原因在于 SSA 方案中的中继与用户簇均采用全双工传输方式，当 M/N 满足特定条件时，单位时隙内用户簇在接收信号的同时也能够发送信号，因而获得了更高的空间利用率，但在该类情况下，其应用场景已区别于本文的下行 MIMO BC。值得注意的是，虽然文献[26]中的 DINR 方案比 SSA 方案具有更高的 DoF 增益，但是本文未对该方案关于 DoF 进行仿真，因为将 DINR 方案应用于 2 簇 K 用户的应用场景时，其适用范围为 $M/N \geq 9/4$ ，而对于 RIA 方案而言，其 DoF 增益在当 $M/N=2$ 时已达上限^[27]。由于 RIA 方案与 DINR 方案的适用范围不存在交集，故本文不再对 DINR 方案进行关于 DoF 的仿真。

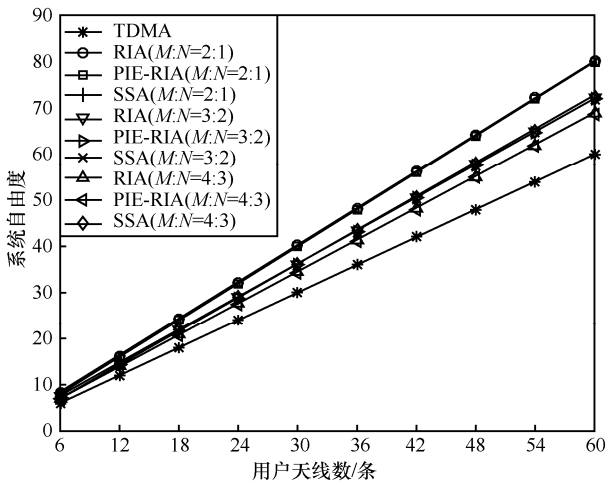


图 9 不同收发天线比下的系统自由度

5.3 时延度

选取 $S_{\text{num}}=960$ ，其中优先级为 1 和 5 的符号各 480 个，假设系统配置为 $(4, 2N, N, 2N)$ 与 $(4, 3N, 2N, 3N)$ 2 种情况，则 RIA 方案与 PIE-RIA 方案均以 8 个时隙和 12 个时隙为 2 种配置的对应该传输周期，每个传输周期内均实现 $12N$ 与 $16N$ 个期望符号的传输。假设发送 S_{num} 的总时隙为信息时延的周期 T ，为满足 3.2 节所述整除原则以避免非整数周期的影响，2 种系统配置应分别满足 $S_{\text{num}}/12N$

与 $S_{\text{num}}/16N$ 取整的条件，即当 $M/N=2$ 时，接收天线 N 的集合为 $\{1, 2, 3, 5, 6, 10, 15, 30\}$ ，当 $M/N=3/2$ 时，接收天线 N 的集合为 $\{1, 2, 4, 8, 10, 20, 40\}$ 。由图 10 可知，在天线数较小时， n_s 成为影响 DoD 的主要因素，此时的 DoD 大小主要取决于单位时隙的发送符号数；随着 N 的增大， n_s 的影响逐渐变小，因此 DoD 下降的速率也呈递减趋势，与之前讨论的结果一致。从全局来看，在 PIE-RIA 方案中，RIA 方案存在的信息时延问题得到了改善，并且当传输周期内传输的期望符号总数 $12N$ 与 $16N$ 接近于 S_{num} 时，DoD 的增益也越高。当 $N=30、M=60$ 时，PIE-RIA 方案的 DoD 低于 RIA 方案 15.3%；当 $N=40、M=60$ 时，PIE-RIA 方案的 DoD 比 RIA 方案的 DoD 下降了 31.6%。值得注意的是，在多用户应用场景中，该仿真图反映了 DINR 方案在引入“双中继-双簇”的结构以提高自由度的同时，其所导致的信息时延问题。当 $N=30、M=60$ 时，DINR 方案的 DoD 分别高于 RIA 方案与 PIE-RIA 方案 39.5% 和 103.9%。

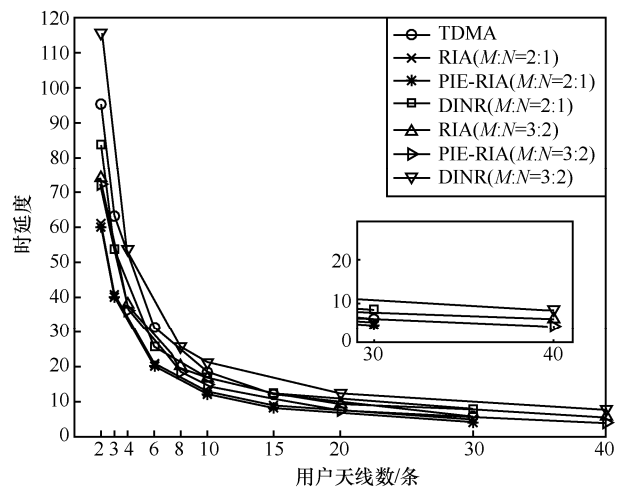


图 10 固定单位数据集下的系统时延度

5.4 计算复杂度

研究计算复杂度的目的在于阐述 PIE-RIA 方案在系统计算复杂度方面比 RIA 方案具备的优势。该方案的计算复杂度可分阶段进行统计：在中继预编码阶段，计算复杂度主要集中在式 (18) 中，即中继设计预编码过程。由文献[28]可知， N 阶矩阵求逆的计算复杂度为 $o(N^3)$ ，其中 $o(*)$ 表示高阶无穷小量； $M \times N$ 维矩阵与 $N \times M$ 维矩阵相乘其计算复杂度为 M^2N 。在每个时隙

中, 式(18)需要的计算复杂度为 $N^3+N(M-N)$, 该阶段一共经历 $\varphi=K\lfloor N/(M-N)\rfloor$ 个时隙, 因此该阶段的复杂度为 $K\lfloor N/(M-N)\rfloor(N^3+N(M-N))$ 。在偏袒干扰消除阶段中, 对于非目标用户 k' 而言, 由于式(20)不涉及解码, 因此 $\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 并不会带来额外的复杂度开销; 对于目标用户而言, 该用户需要完成部分期望信号的解码, 由文献[29]可知, 运用 ZF 算法实现解码的复杂度为 $o(N^3)$, 因此目标用户分阶段实现 $\varphi_k=\lfloor N/(M-N)\rfloor$ 个时隙的解码, 其计算复杂度为 $\varphi_k N^3=\lfloor N/(M-N)\rfloor N^3$ 。在回溯干扰对齐阶段, 对于每个用户而言, 最后解码的信号为式(24)中的 $\mathbf{y}_k[\varphi+1]$, 其消除 $\tilde{\mathbf{S}}_k[\varphi+1]$ 需要的计算复杂度为 $3N^3$, 通过式(26)实现 $\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1]$ 的解码, 其计算复杂度为 N^3 , 因此该阶段对每个用户解码的计算复杂度为 $4N^3$ 。对于 RIA 方案而言, 由于该方案基站端不承担任何预编码或解码工作, 而在最后一个时隙, 前面所有时隙的信号解码由每个用户自身完成, 因此每个用户解码的计算复杂度为 $\varphi N^3=K^3\lfloor N/(M-N)\rfloor^3 N^3$ 。PIE-RIA 方案将设计预编码的任务从基站侧迁移至了中继处, 未对基站端造成额外的复杂度开销, 并通过分阶段完成解码的方式降低了用户端的计算复杂度。

6 结束语

本文针对具有反馈时延的下行单小区多用户 MIMO 蜂窝干扰网络进行了分析研究, 提出了 DoD 以量化干扰网络中时延敏感的信息受平均时延的影响程度, 分析了由传输方案引起的信息时延问题, 进而提出了 PIE-RIA 方案。该方案首先利用用户反馈的适当时延的 CSI, 在中继获取干扰符号以设计预编码矩阵; 然后中继发送已编码的干扰符号至用户以消除干扰的影响, 同时, 非目标用户将干扰信号与 CSI 反馈给基站; 最后基站利用反馈的干扰信号与完全时延的 CSI 实现多个用户的回溯干扰对齐。经 PIE-RIA 方案、RIA 方案和 TDMA 方案的仿真分析和对比, PIE-RIA 方案在完全保留 RIA 方案的 DoF 增益的同时, 降低了 RIA 方案的 DoD, 从而减缓了由传输方案引起的信息时延问题; 同时, PIE-RIA 方案将设计预编码的任务从基站侧迁移至了中继处, 不对基站端造成额外的复杂度开销, 并通

过分阶段完成解码的方式降低了用户端的计算复杂度。

附录 1 PIE-RIA 方案的可行性

针对系统配置为 (K, M, N, Q) 的下行 MIMO 蜂窝干扰网络采用 PIE-RIA 方案, 每阶段的可行性证明如下。

在中继预编码阶段, 根据假设条件 $N < M \leq Q$ 可知, $N \times M$ 维信道矩阵 $\mathbf{H}_b^k[*]$ 与 $\mathbf{H}_b^{k'}[*]$ 为非行满秩矩阵^[29], 故用户 k 与其余用户 k' 均无法解码出信息 $\mathbf{S}_k[*]$, 而 $Q \times M$ 维信道矩阵 $\mathbf{H}_r^k[*]$ 为行满秩矩阵^[29], 故中继可解码出 $\mathbf{S}_k[*]$ 。根据 CSI 的定义^[30]可知, 接收端可获取信道状态信息, 即对用户 k 、其余用户 k' 和中继 r , $\mathbf{H}_b^k[*]$ 、 $\mathbf{H}_b^{k'}[*]$ 与 $\mathbf{H}_r^k[*]$ 分别已知, 而通过具有延迟的反馈链路, 用户端可将 CSI 信息反馈给中继 r , 即中继 r 可获取 $\mathbf{H}_b^k[*]$ 及其信道子矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 。此时, 由于 $\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 与 $\tilde{\mathbf{S}}_k[*]$ 已知, 且 $\mathbf{H}_r^k[*]$ 为 N 阶满秩矩阵, 因此 $N \times (N-M)$ 维预编码矩阵 $\mathbf{R}[*]$ 一定存在, 且中继 r 利用 N 根天线发送偏袒干扰消除符号集 $\mathbf{X}_r[*]$ 。至此, 实现了中继预编码阶段的全过程。

在偏袒干扰消除阶段, 每个目标用户 k 经历 φ_k 个时隙, 每个时隙, 中继 r 利用 BC 发送 $\mathbf{X}_r[*]$, 此时用户 k 的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k[*] &= \mathbf{H}_b^k[*]\mathbf{S}_k[*] + \mathbf{H}_r^k[*]\mathbf{X}_r[*] = \\ & \hat{\mathbf{H}}_b^k[*]\hat{\mathbf{S}}_k[*] + \tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]\tilde{\mathbf{S}}_k[*] + \\ & \mathbf{H}_r^k[*]\mathbf{H}_r^k[*]^{-1}(-\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]\tilde{\mathbf{S}}_k[*]) = \hat{\mathbf{H}}_b^k[*]\hat{\mathbf{S}}_k[*] \end{aligned} \quad (29)$$

由式(29)可知, 干扰符号集 $\tilde{\mathbf{S}}_k[*]$ 已被消除, 而 $\hat{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 为秩为 N 的方阵, 故式(29)可解, 用户 k 能解得 N 个期望符号。所有用户总共经历了 $K\varphi_k$ 个时隙, 因此该阶段系统能解出 $K\varphi_k N$ 个期望符号。而其余用户 k' 的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{k'}[*] &= \mathbf{H}_b^{k'}[*]\mathbf{S}_k[*] + \mathbf{H}_r^{k'}[*]\mathbf{X}_r[*] = \\ & \mathbf{H}_b^{k'}[*]\mathbf{S}_k[*] - \mathbf{H}_r^{k'}[*]\mathbf{H}_r^k[*]^{-1}\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*]\tilde{\mathbf{S}}_k[*] = \\ & (\mathbf{H}_b^{k'}[*] - \mathbf{H}_r^{k'}[*]\mathbf{H}_r^k[*]^{-1}\tilde{\mathbf{H}}_b^k[*])\mathbf{S}_k[*] = \tilde{\mathbf{H}}_b^{k'}[*]\mathbf{S}_k[*] \end{aligned} \quad (30)$$

由式(30)可知, $\tilde{\mathbf{H}}_b^{k'}[*]$ 为 $N \times M$ 维矩阵, 该矩阵不是行满秩矩阵, 无法解得 $\mathbf{S}_k[*]$ 。但是, 当用户 k 已知 $\hat{\mathbf{H}}_b^k[*]$ 时, 可以从中提取关于干扰 $\mathbf{S}_k[*]$ 的 N 个齐次方程, 利用反馈链路将其回传至基站 b 。至此, 实现了偏袒干扰消除阶段的全过程。

在回溯干扰对齐阶段, 基站收到前 $K\varphi_k$ 个时隙内所有无法解码的信号 $\mathbf{y}_{k'}[*]$, 将其叠加, 利用 N 根天线发送至所有用户。该过程与 RIA 方案^[5]完全一致, 此处不再单独证明。此时用户 k 能获得关于 $\{\mathbf{S}_k[(k-1)\varphi_k+1], \dots, \mathbf{S}_k[k\varphi_k]\}$ 的 N 个额外方程, 即式(25)中的 $\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1]$ 。区别于 RIA 方案的是,

因为当用户 k 作为目标用户时, 对应的 φ_k 个时隙已经解出 $\varphi_k N$ 个期望符号, 此时仅有 $\{s_{k,M-N+1}[(k-1)\varphi_k+1], \dots, s_{k,M}[(k-1)\varphi_k+1], \dots, s_{k,M}[k\varphi_k]\}$ 共 $(M-N)\varphi_k=N$ 个未知数, 而每个未知数的等效信道矩阵系数 (如 $\tilde{h}_{b,1}^{k,1}[t]$) 根据完全时延 CSIT^[5] 均已知, 可将 $N \times M\varphi_k$ 的 $\hat{\mathbf{y}}_k[\varphi+1]$ 转化为 $N \times N$ 的方阵, 从而解出剩余的 N 个期望符号。由于所有用户同时进行回溯干扰对齐, 因而该时隙一共解得 KN 个期望符号。至此实现了回溯干扰对齐阶段的全部过程。

综上所述, PIE-RIA 方案一共经历了 $K\varphi_k+1$ 个时隙, 解出了 $K\varphi_k N+KN$ 个期望符号, 因此其自由度如式(27)所示。

参考文献:

- [1] 傅海阳, 王维, 金卓琳. 3G 移动通信 CDMA/TDMA 改进方案[J]. 重庆邮电学院学报(自然科学版), 2006, 18(3): 285-289.
FU H Y, WANG W, JIN Z L. Ameliorated CDMA/TDMA scheme in 3G mobile communication[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science), 2006, 18(3): 285-289.
- [2] CADAMBE V R, 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.
- [3] 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.
- [4] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [5] MALEKI H, JAFAR S A, SHAMAI S. Retrospective interference alignment over interference networks[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2012, 6(3): 228-240.
- [6] LEJOSNE Y, SLOCK D, YI Y W. Achieving full sum DoF in the SISO interference channel with feedback delay[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(7): 1202-1205.
- [7] TORRELLAS M, AGUSTIN A, VIDAL J. On the degrees of freedom of the K-user MISO interference channel with imperfect delayed CSIT[C]//2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2014: 1155-1159.
- [8] HAO C X, CLERCKX B. Achievable sum DoF of the K-user MIMO interference channel with delayed CSIT[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(10): 4165-4180.
- [9] LEE B, LEE N, HA N, et al. On the degrees-of-freedom for relay-aided MIMO interference channels with partial and delayed CSI[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2021, 10(2): 306-310.
- [10] LIU W, ZHANG C Y. Cache-aided retrospective interference alignment in SISO X wireless networks[J]. IEEE Access, 2020, 8: 133225-133232.
- [11] ABDOLI J, GHASEMI A, KHANDANI A K. Interference and X networks with noisy cooperation and feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2015, 61(8): 4367-4389.
- [12] ABDOLI M J, GHASEMI A, KHANDANI A K. On the degrees of freedom of K-user SISO interference and X channels with delayed CSIT[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(10): 6542-6561.
- [13] ZHANG T, WU X W, XU Y F, et al. Three-user MIMO broadcast channel with delayed CSIT: a higher achievable DoF[C]//2018 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE Press, 2018: 3709-3713.
- [14] TORRELLAS M, AGUSTIN A, VIDAL J. Retrospective interference alignment for the MIMO interference broadcast channel[C]//2015 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE Press, 2015: 1492-1496.
- [15] LIU K, ZHONG X H, FENG W J, et al. Retrospective interference neutralization for the two-cell MIMO interfering multiple access channel[C]//2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology. Piscataway: IEEE Press, 2018: 171-175.
- [16] NSAIBI S, LEURS L. Time sensitive networking[J]. Atp Edition, 2016, 58(10): 40.
- [17] WANG Z, CROWCROFT J. Quality-of-service routing for supporting multimedia applications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(7): 1228-1234.
- [18] 应腾达, 冯文江, 蒋卫恒, 等. 基于分布式空时干扰对齐的 MIMO 干扰信道自由度研究[J]. 通信学报, 2018, 39(1): 137-146.
YING T D, FENG W J, JIANG W H, et al. Degrees of freedom of MIMO interference channel with distributed space-time interference alignment[J]. Journal on Communications, 2018, 39(1): 137-146.
- [19] LEE N, HEATH R W. Space-time interference alignment and degree-of-freedom regions for the MISO broadcast channel with periodic CSI feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(1): 515-528.
- [20] YANG H J, SHIN W Y, JUNG B C, et al. Opportunistic downlink interference alignment for multi-cell MIMO networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(3): 1533-1548.
- [21] GROSS D, SHORTLE J F, THOMPSON J M, et al. Fundamentals of Queuing Theory[J]. Journal of the Royal Statistical Society, 1986, 35(5): 76-77.
- [22] 谢希仁. 计算机网络[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
XIE X R. Computer network[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013.
- [23] AN L, SHEN J, WU L, et al. Throughput optimization for orthogonal random beamforming in multi-user MIMO-TDMA downlink[C]//IET 2nd International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks. Piscataway: IEEE Press, 2008: 296-299.
- [24] MOHAJER S, DIGGAVI S N, FRAGOULI C, et al. Transmission

techniques for relay-interference networks[C]//2008 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing. Piscataway: IEEE Press, 2008: 467-474.

- [25] LEE N, LIM J B, CHUN J. Degrees of freedom of the MIMO Y channel: signal space alignment for network coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(7): 3332-3342.
- [26] ZHANG B W, FENG W J, XIAO Q, et al. Degrees of freedom of MIMO multiway relay channels using distributed interference neutralization and retransmission[J]. IEICE Transactions on Communications, 2017, 100(2): 269-279.
- [27] SHIN W, LEE J. Retrospective interference alignment for the two-cell MIMO interfering multiple access channel[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(7): 3937-3947.
- [28] DEMAINE E, DEVADAS S. Introduction to Algorithms[M]. Massachusetts: MIT Press, 2001.
- [29] DEMMEL J W. Applied numerical linear algebra[M]. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1997.
- [30] LIU Z Y, DEL ROSARIO M, LIANG X, et al. Spherical normalization for learned compressive feedback in massive MIMO CSI acquisition[C]//2020 IEEE International Conference on Communications Workshops. Piscataway: IEEE Press, 2020: 1-6.

[作者简介]



李劲夫 (1993-)，男，四川成都人，重庆大学博士生，主要研究方向为第五代移动通信技术、干扰管理技术等。



冯文江 (1963-)，男，四川西充人，博士，重庆大学教授，主要研究方向为现代通信技术与系统、无线通信技术、宽带无线接入技术等。



王文收 (1986-)，男，四川成都人，中国人民解放军 32707 部队工程师，主要研究方向为现代通信技术与系统、抗干扰管理系统等。



蒋卫恒 (1985-)，男，湖北枝江人，博士，重庆大学副研究员，主要研究方向为无线通信与网络、通信信号处理、大数据与机器学习算法及应用等。



杨崇海 (1995-)，男，浙江温州人，重庆大学硕士生，主要研究方向为异构网络、干扰对齐等。