

基于延迟输出反馈的上行 多小区 MIMO 蜂窝干扰网络自由度分析

张博为^{1,2,4}, 冯文江², 廖勇^{3,4}, 蒋卫恒³, 刘国岭², 应腾达²

(1. 国网重庆市电力公司信息通信分公司, 重庆 400012; 2. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044;
3. 重庆大学通信与测控中心, 重庆 400044; 4. 西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 针对具有反馈时延的上行多小区 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 蜂窝干扰网络, 提出一种基于延迟输出反馈 (OF, Output Feedback) 的回溯干扰重构 (RIR, Retrospective Interference Reconstruction) 方案. 该方案首先通过在基站构造接收波束成形矩阵, 将重构的 OF 下传至用户. 然后用户对延迟的 OF 预编码并传输至基站, 基站利用预编码信息消除小区间干扰. 分析了上行任意多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的 RIR 方案适用条件、系统和速率和可达自由度 (DoF, Degrees of Freedom), 并将 RIR 方案与回溯干扰对齐方案和 TDMA 方案进行对比仿真分析, 结果表明, RIR 方案能获得更多自由度.

关键词: multiple-input multiple-output (MIMO); 蜂窝干扰网络; 输出反馈; 自由度; 回溯干扰对齐

中图分类号: TN911.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)12-3051-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.12.031

Degrees of Freedom of Uplink Multi-cell MIMO Cellular Interfering Network with Delayed Output Feedback

ZHANG Bo-wei^{1,2,4}, FENG Wen-jiang², LIAO Yong^{3,4}, JIANG Wei-heng³, LIU Guo-ling², YING Teng-da²

(1. State Grid Chongqing Information and Telecommunication Company, Chongqing 400012, China;

2. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

3. Center of Communication and TT&C, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

4. The State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A retrospective interference reconstruction (RIR) scheme was proposed for the uplink multi-cell multiple-input multiple-output (MIMO) cellular interfering network with delayed feedback. The main idea of RIR is to eliminate the inter-cell interference based on the delayed output feedback (OF). The received beamforming matrix is used to reconstruct the interference signal at each base station (BS). Each BS feeds the reconstructed OF back to its corresponding user. Subsequently, the corresponding user for each BS utilizes the delayed OF to precode information and sends the precoding information to its served BS. The precoding information is used to eliminate all interference signals at each BS. The achievable degrees of freedom (DoF), the achievable sum rate and the application conditions of RIR scheme were analyzed for the uplink multi-cell MIMO cellular interfering network with arbitrary number of cells. Experiment results show that the RIR scheme can provide significant DoF gain over the time division multiple access (TDMA) and the existing retrospective interference alignment schemes.

Key words: multiple-input multiple-output (MIMO); cellular interfering network; output feedback; degrees of freedom; retrospective interference alignment

1 引言

随着无线通信业务的不断增长,对无线频谱的需

求与日俱增,频谱资源匮乏问题日益突出.传统的多址技术利用相互正交的信号空间在接收端分离信号与干扰,但随着共享信道的用户增多,每个用户获得的带宽

收稿日期:2016-07-01;修回日期:2017-03-20;责任编辑:覃怀银

基金项目:国家自然科学基金(No. 61501066);重庆市基础与前沿研究计划项目(No. cstc2015jcyjA40003, No. cstc2016jcyjA0209);西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室开放基金(No. ISN16-03);重庆大学中央高校基本科研业务费项目(No. 106112016CDJXY500002, No. 106112017CDJXY500001)

越来越少.为此,Jafar 等^[1]针对多用户干扰信道提出了干扰对齐技术,通过在发射端预编码,将接收端干扰压缩到最小,突破了用户带宽限制.自由度 (DoF, Degrees of Freedom),作为系统容量的一阶对数近似,能在高信噪比下定义系统容量.干扰对齐技术以最大化系统自由度为目标已广泛应用于蜂窝干扰网络和无线中继网络等.

针对蜂窝干扰网络,干扰对齐能有效压缩小区间干扰维度,从而提高系统复用增益.文献[2~5]研究两小区蜂窝干扰网络的自由度,结果表明:当所有节点知道完美信道状态信息时,利用干扰对齐可获得自由度上界.文献[6]针对两小区两中继蜂窝干扰网络,提出一种干扰塑形(interference shaping)方案,证明了该方案能获得与干扰对齐相同的自由度.文献[7~10]将干扰对齐应用于多小区蜂窝干扰网络,证明了在不同配置下都能获得比时分多址(TDMA, Time Division Multiple Access)方案更大的自由度,但不能达到自由度上界.上述针对蜂窝干扰网络的研究都要求发射端具有完美的信道状态信息(CSIT, Channel State Information at the Transmitter),而在实际中,信道时变与反馈时延等因素的影响不可忽视.当存在反馈时延时,发射端无法利用当前 CSIT 进行预编码将干扰对齐到更低维度. Jafar 等^[11]针对 3 用户干扰信道,提出一种回溯干扰对齐(RIA, Retrospective Interference Alignment)方案,利用过期 CSIT 或输出反馈(OF, Output Feedback)将部分干扰对齐到更低维度,从而提高系统自由度.基于 Jafar 的工作,文献[12]将 RIA 应用于 K 用户的 X 信道,结果表明,利用过期 OF 仍能获得一定的自由度增益.文献[13]将干扰净化(interference purification)与 RIA 结合,研究延迟 CSIT 下上行 2 小区 MIMO 蜂窝干扰网络的自由度,结果表明,该方案能比 TDMA 方案获得更高的自由度,但无法应用于上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络.

本文分析和研究延迟 OF 下上行 $L(L \geq 2)$ 小区 MIMO 蜂窝干扰网络的自由度,提出一种回溯干扰重构(RIR, Retrospective Interference Reconstruction)方案.该方案包括 $L+1$ 个阶段,在前 L 个阶段,基站构造接收波束成形矩阵重构干扰并下传至用户.在第 $L+1$ 个阶段,用户利用前 L 个阶段完全过期的 OF 预编码使得基站在第 $L+1$ 个阶段收到的干扰等于前 L 个阶段收到的干扰.基站利用已知干扰信息消除所有干扰,并结合 $L+1$ 个阶段的接收信号对期望信号解码.分析了任意多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的 RIR 方案适用条件、系统和速率和可达自由度,并将 RIR 方案与 RIA 方案和 TDMA 方案进行对比仿真,结果表明,RIR 方案能获得更多自由度.

2 系统模型

2.1 信道模型

由 L 个小区构成的上行 MIMO 蜂窝干扰网络如图 1 所示,记为 (L, M, N, K) ,基站天线数和用户天线数分别为 M 和 N , $M > N$ 且 $KN > M$. 每个小区配置 1 个基站,为 $K(K \geq 2)$ 个用户提供服务,小区集和用户集分别为 $\mathcal{L} \triangleq \{1, \dots, L\}$, $\mathcal{K} \triangleq \{1, \dots, K\}$,小区 i 的第 k 个用户记为 $[i, k]$, $i \in \mathcal{L}, k \in \mathcal{K}$. 假设全网内所有节点共享相同的频谱资源,当各小区用户同时上传信息时,每个基站将接收到来自其他小区用户的干扰.假设接收端(基站)具有完美的接收信道状态信息(CSIR, Channel State Information at the Receiver). 基站构造接收波束成形矩阵对接收干扰信号进行处理并利用反馈链路将 OF 下传至服务小区的其中一个用户.不失一般性,假设下传至第一个用户,即用户 $[i, 1]$ ($i \in \mathcal{L}$) 获得 OF,且反馈存在一个时隙的时延.事实上,只要反馈时延大于相干时间,即 OF 是完全过期的,无论反馈时延多大,基于一个时隙反馈时延的 RIR 方案适用于任意反馈时延情形.

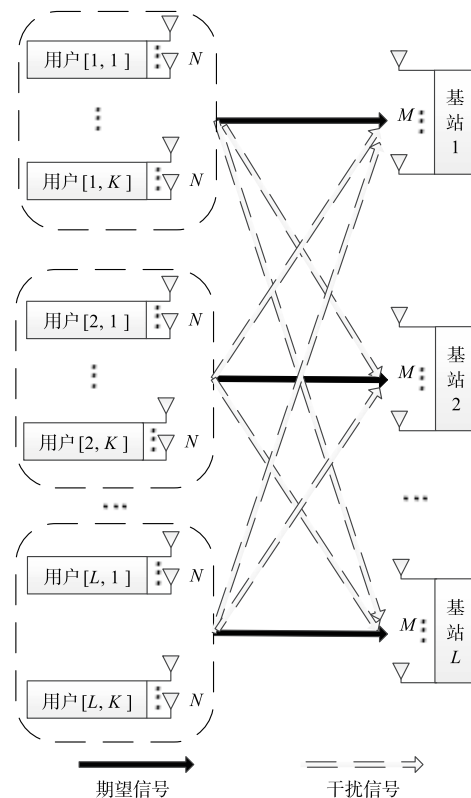


图1 上行多小区MIMO蜂窝干扰网络模型

当各小区用户在时隙 t 发送信号时,基站 l 的 $M \times 1$ 维接收信号向量为:

$$y_l[t] = \sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^K H_l^{[i,k]}[t] x^{[i,k]}[t] + n_l[t] \quad (1)$$

其中, $H_l^{[i,k]}[t]$ 为用户 $[i, k]$ 到基站 l 的 $M \times N$ 维信道增

益矩阵,并假设 $\mathbf{H}_l^{[i,k]}[t]$ 中每个元素服从连续分布且相互独立; $\mathbf{x}^{[i,k]}[t]$ 为用户 $[i,k]$ 的 $N \times 1$ 维发送信号向量; $\mathbf{n}_l[t] \sim \text{CN}(0, \sigma_l^2 \mathbf{I}_M)$ 为基站 l 的 $M \times 1$ 维复加性高斯白噪声(AWGN, Additive White Gaussian Noise)向量。

2.2 可达速率和自由度

在每个时隙,用户 $[l,k]$ 上传给其对应服务基站 l 的可达速率为:

$$R^{[l,k]}(\gamma) = d^{[l,k]} \log(\gamma) + o(\log(\gamma)) \quad (2)$$

其中, $l \in \mathcal{L}, k \in \mathcal{K}$ 为接收信噪比,当 $\gamma \rightarrow \infty$ 时, $o(\log(\gamma))/\log(\gamma) \rightarrow 0$; $d^{[l,k]}$ 为用户 $[l,k]$ 获得的自由度. 因而,基站 l 的可达和速率为:

$$R^{[l]}(\gamma) = \sum_{k=1}^K R^{[l,k]}(\gamma) \quad (3)$$

上行 L 个小区 MIMO 蜂窝干扰网络的系统自由度为:

$$\begin{aligned} \text{DoF}_{\text{sum}} &= \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K d^{[l,k]} \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{R^{[l,k]}(\gamma)}{\log(\gamma)} \end{aligned} \quad (4)$$

自由度也可以理解为无干扰符号流数目. 因为噪声不影响自由度,在后续讨论中忽略掉噪声项。

3 回溯干扰重构方案

回溯干扰重构方案的关键在于当反馈存在时延的情况下如何联合设计基站接收波束矩阵和用户预编码消除区间干扰,从而获得系统可达自由度. 首先,基站利用天线信号空间设计接收波束矩阵,通过干扰净化和干扰塑形完成区间干扰的重构并将该信息通过反馈链路下传至服务小区用户. 其次,用户利用延迟反馈的重构信息完成预编码并发送至基站. 最后,基站利用预编码信息消除干扰. 该方案主要包含 3 个步骤:干扰净化 (L 个阶段),干扰塑形 (L 个阶段) 和干扰消除 (1 个阶段),第 i 个小区用户和基站的信号传输及处理框图如图 2 所示。

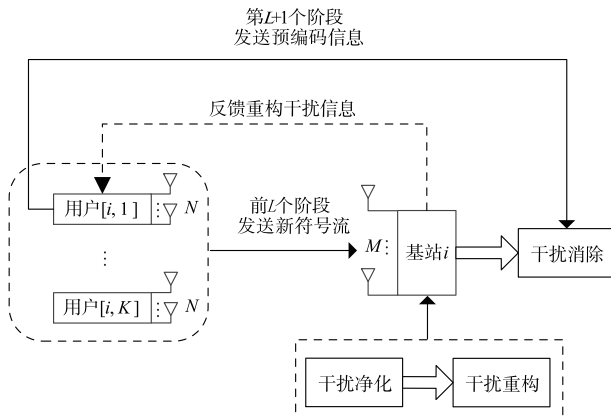


图2 RIR方案信号传输及处理框图

描述 RIR 方案信号传输及处理流程如下:

①传输新符号流:在第 i 个阶段 ($i \in \mathcal{L}$), 小区 i 的所有用户向服务基站 i 传输数据, 其他小区用户静默. 由于所有用户共享相同频谱资源, 其他 \bar{i} 个基站 ($\bar{i} \in \mathcal{L} \setminus i$) 将接收到来自小区 i 所有用户的信号形成干扰. 经过 L 个阶段后, 每个基站都接收到了期望信号和干扰信号的线性组合. 由于每个基站接收天线数小于接收符号流数 ($M < KN$), 因而无法对期望信号解码。

②基站间监听: 基站 i 首先利用干扰净化消除监听到的部分干扰符号流, 然后利用干扰塑形对净化后的干扰重构, 最后将重构干扰通过反馈链路下传至服务小区用户 $[i, 1], i \in \mathcal{L}$. 干扰净化和干扰塑形同时在 L 个阶段执行。

③干扰消除与解码: 在第 $L+1$ 个阶段, 用户 $[i, 1]$ ($i \in \mathcal{L}$) 利用前 L 个阶段的延迟 OF 进行预编码并将预编码信息同时发送给基站. 基站接收后利用已知干扰信息消除所有干扰, 并结合 $L+1$ 个阶段的接收信号对期望信号解码。

3.1 三小区回溯干扰重构方案

首先以上行三小区 MIMO 蜂窝干扰网络为例阐述 RIR 方案的系统可达自由度, 假设系统 $(L, M, N, K) = (3, 3, 2, 2)$, 如图 3 所示。

①干扰净化: 上行三小区 MIMO 蜂窝干扰网络干扰净化包括 3 个阶段, 每个阶段需要 3 个时隙. 在阶段 1 (时隙 1, 2, 3), 用户 $[1, 1]$ 和 $[1, 2]$ 传输下列符号, 其他小区用户静默:

$$\mathbf{x}^{[1,1]}[1] = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}, \mathbf{x}^{[1,1]}[2] = \begin{pmatrix} a_3 \\ a_4 \end{pmatrix}, \mathbf{x}^{[1,1]}[3] = \begin{pmatrix} a_5 \\ a_6 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{x}^{[1,2]}[1] = \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}, \mathbf{x}^{[1,2]}[2] = \begin{pmatrix} b_3 \\ b_4 \end{pmatrix}, \mathbf{x}^{[1,2]}[3] = \begin{pmatrix} b_5 \\ b_6 \end{pmatrix} \quad (6)$$

基站 l 在阶段 1 的接收信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_l[t] &= \mathbf{H}_l^{[1,1]}[t] \mathbf{x}^{[1,1]}[t] + \mathbf{H}_l^{[1,2]}[t] \mathbf{x}^{[1,2]}[t] \\ &\triangleq \mathbf{L}_l[t] (a_{2t-1}, a_{2t}, b_{2t-1}, b_{2t}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $t \in \{1, 2, 3\}, l \in \{1, 2, 3\}, \mathbf{L}_l[t](\cdot)$ 为基站 l 在时隙 t 接收符号流的线性组合。

从线性代数角度看, 每基站在每时隙有 3 个独立线性方程 (每基站配置了 3 根天线) 和 4 个变量, 还需要一个方程才能对符号流解码, 且该方程中至少包含每个独立线性方程中一个变量. 该方程可通过其他基站的监听获得. 例如: 若基站 1 已知基站 2 在时隙 1 的部分接收信号如 $\mathbf{L}_2[1](a_1, a_2) = \mathbf{H}_2^{[1,1]}[1] \mathbf{x}^{[1,1]}[1]$, 那么 a_1, a_2, b_1, b_2 能被基站 1 解码; 同样, 若基站 1 已知基站 2 的 $\mathbf{L}_2[2](a_3, a_4)$ 和 $\mathbf{L}_2[3](a_5, a_6)$, 就能分别解码

a_3, a_4, b_3, b_4 和 a_5, a_6, b_5, b_6 . 为此, 首先利用干扰净化消除基站 2 和 3 干扰中的冗余符号, 即

$$\mathbf{U}_l[t] \mathbf{L}_l[t](a_{2t-1}, a_{2t}, b_{2t-1}, b_{2t}) = \hat{\mathbf{L}}_l[t](a_{2t-1}, a_{2t}) \quad (8)$$

其中, $l \in \{2, 3\}, t \in \{1, 2, 3\}, \mathbf{U}_l[t]$ 为基站 l 在时隙 t 的

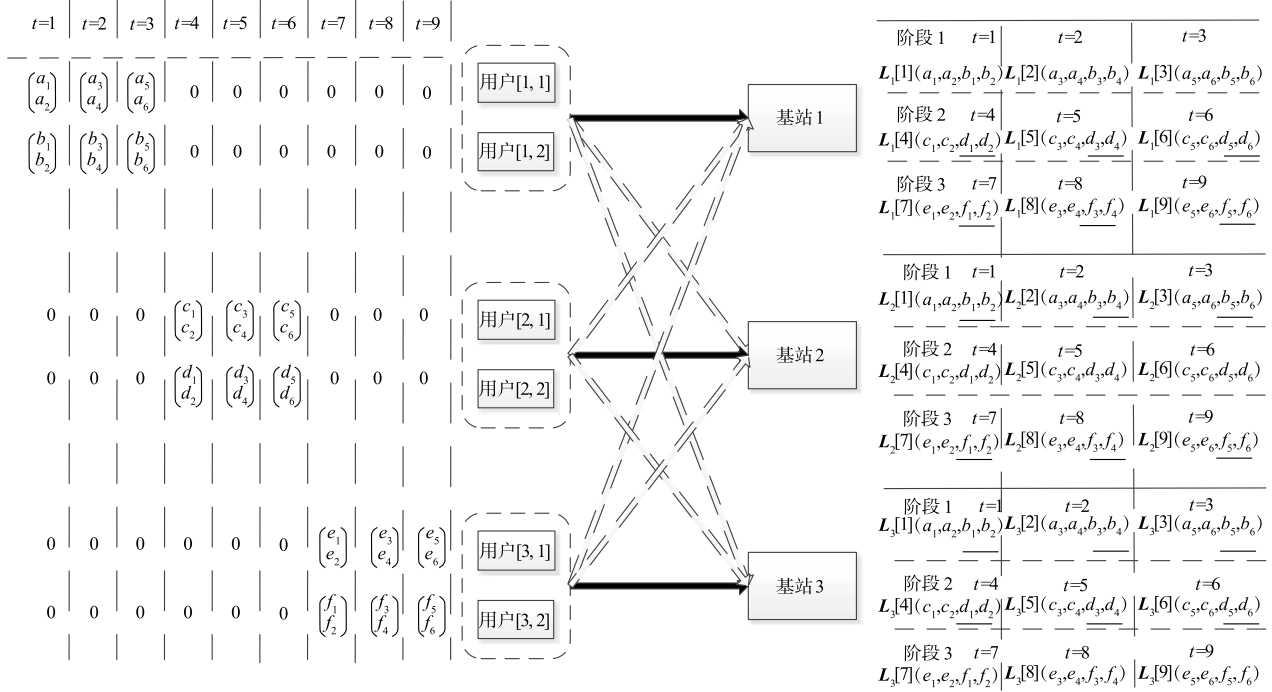


图3 上行三小区两用户MIMO蜂窝干扰网络RIR方案

其中, $l \in \{2, 3\}, t \in \{1, 2, 3\}, \mathbf{H}_l^{[1,2]}[t]$ 是 $M \times N$ 维矩阵. 因为 $M > N$, 依据零空间理论^[15], $\mathbf{U}_l[t]$ 存在.

如图3所示, 在阶段2的4, 5, 6时隙, 用户[2, 1]和[2, 2]向基站2发送新符号流, 其他小区用户静默. 在阶段3的7, 8, 9时隙, 用户[3, 1]和[3, 2]向基站3发送新符号流, 其他小区用户静默. 类似地, 阶段2和阶段3分别在基站1和3, 基站1和2进行干扰净化处理, 使纯净干扰的线性组合只包含2个符号流, 例如, 基站1在第4时隙的接收符号流的线性组合 $\mathbf{L}_1[4](c_1, c_2, d_1, d_2)$ 净化为 $\hat{\mathbf{L}}_1[4](c_1, c_2)$, 即图2中每个基站接收干扰信号中下横线符号被消除.

②干扰塑形: 上行三小区 MIMO 蜂窝干扰网络干扰塑形也包含3个阶段, 每阶段需要3个时隙. 值得注意的是, 如果第4阶段用户只发送纯净干扰线性组合, 每个基站仍会接收到干扰信号. 为了在第4个阶段提供无干扰符号流, 在前3个阶段需设计干扰塑形矩阵 $\mathbf{V}_l[t]$ 对纯净干扰线性组合再次塑形. 在阶段1, 基站2和3联合设计干扰塑形矩阵:

$$\mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t](a_{2t-1}, a_{2t}) = \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t](a_{2t-1}, a_{2t}) \quad (10)$$

$(M - N) \times M$ 维干扰净化矩阵. $\hat{\mathbf{L}}_l[t](\cdot)$ 为基站 l 在时隙 t 的纯净干扰线性组合. 为满足式(8), 干扰净化矩阵 $\mathbf{U}_l[t]$ 应满足如下条件:

$$\mathbf{U}_l[t] \underbrace{\mathbf{H}_l^{[1,2]}[t]}_{M \times N} = \mathbf{0} \quad (9)$$

其中, $t \in \{1, 2, 3\}, \mathbf{V}_l[t]$ 为基站 l 在时隙 t 的 $N \times (M - N)$ 维干扰塑形矩阵. 式(10)成立需满足下列条件:

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}_2^{[1,1]}[t] \mathbf{W}_2[t]^H = \mathbf{H}_3^{[1,1]}[t] \mathbf{W}_3[t]^H \quad (11)$$

其中, $t \in \{1, 2, 3\}, (\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置(下同); $\mathbf{W}_l[t] = \mathbf{V}_l[t] \mathbf{U}_l[t]$ 为基站 l 在时隙 t 的 $N \times M$ 维接收波束成形矩阵, \mathbf{W} 为 $N \times N$ 维矩阵. 式(11)改写为:

$$\underbrace{\begin{pmatrix} \mathbf{I}_N & -\mathbf{H}_2^{[1,1]}[t] & \mathbf{0} \\ \mathbf{I}_N & \mathbf{0} & -\mathbf{H}_3^{[1,1]}[t] \end{pmatrix}}_{\triangleq \mathbf{F}} \begin{bmatrix} \mathbf{W} \\ \mathbf{W}_2[t]^H \\ \mathbf{W}_3[t]^H \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (12)$$

其中, \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 维单位矩阵; \mathbf{F} 是 $2N \times (2M + N) = 4 \times 8$ 维矩阵, 其零空间维度为4, 接收波束成形矩阵 $\mathbf{W}_l[t]$ 存在. 因为 $\mathbf{U}_l[t]$ 已由式(9)求出, 计算出 $\mathbf{W}_l[t]$ 后可得 $\mathbf{V}_l[t]$. 类似地, 在阶段2和3, 在基站1和3, 基站1和2联合设计干扰塑形矩阵:

$$\mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t](c_{2t-7}, c_{2t-6}) = \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t](c_{2t-7}, c_{2t-6}) \quad (13)$$

$$\mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t](e_{2t-13}, e_{2t-12}) = \mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t](e_{2t-13}, e_{2t-12}) \quad (14)$$

式(13)和(14)中, t 的范围分别为 $t \in \{4, 5, 6\}$ 和 $t \in \{7, 8, 9\}$. 与式(10)类似, 式(13)和(14)成立. 完成干扰重构后, 基站 1, 2, 3 将前 3 个阶段重构的干扰线性组合分别下传至用户 [1, 1], [2, 1] 和 [3, 1].

③干扰消除: 干扰消除在第 4 阶段进行, 需要 1 个时隙. 利用前 3 阶段延迟的 OF, 用户 [1, 1], [2, 1] 和 [3, 1] 在时隙 10 传输如下信息至基站:

$$\mathbf{x}^{[1,1]}[10] = \sum_{t=4}^6 \mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t] (c_{2t-7}, c_{2t-6}) + \sum_{t=7}^9 \mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t] (e_{2t-13}, e_{2t-12}) \quad (15)$$

$$\mathbf{x}^{[2,1]}[10] = \sum_{t=1}^3 \mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t] (a_{2t-1}, a_{2t}) + \sum_{t=7}^9 \mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t] (e_{2t-13}, e_{2t-12}) \quad (16)$$

$$\mathbf{x}^{[3,1]}[10] = \sum_{t=1}^3 \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t] (a_{2t-1}, a_{2t}) + \sum_{t=4}^6 \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t] (c_{2t-7}, c_{2t-6}) \quad (17)$$

以基站 1 为例, 其接收信号为

$$\mathbf{y}_1[10] = \mathbf{H}_1^{[1,1]}[10] \left[\underbrace{\sum_{t=4}^6 \mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t] (c_{2t-7}, c_{2t-6})}_{\text{3个已知干扰信号线性组合}} + \underbrace{\sum_{t=7}^9 \mathbf{V}_1[t] \hat{\mathbf{L}}_1[t] (e_{2t-13}, e_{2t-12})}_{\text{3个已知干扰信号线性组合}} \right]$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1[1] \\ \mathbf{y}_1[2] \\ \mathbf{y}_1[3] \\ \hat{\mathbf{y}}_1[10] \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{1,1}^{[1,1]}[1] & \mathbf{h}_{1,2}^{[1,1]}[1] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{1,1}^{[2,1]}[1] & \mathbf{h}_{1,2}^{[2,1]}[1] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{1,1}^{[1,1]}[2] & \mathbf{h}_{1,2}^{[1,1]}[2] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{1,1}^{[2,1]}[2] & \mathbf{h}_{1,2}^{[2,1]}[2] & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{1,1}^{[1,1]}[3] & \mathbf{h}_{1,2}^{[1,1]}[3] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{h}_{1,1}^{[2,1]}[3] & \mathbf{h}_{1,2}^{[2,1]}[3] \\ \underbrace{\boldsymbol{\beta}_1 \mathbf{h}_{2,1}^{[1,1]}[1] \boldsymbol{\beta}_1 \mathbf{h}_{2,2}^{[1,1]}[1] \boldsymbol{\beta}_2 \mathbf{h}_{2,1}^{[1,1]}[2] \boldsymbol{\beta}_2 \mathbf{h}_{2,2}^{[1,1]}[2] \boldsymbol{\beta}_3 \mathbf{h}_{2,1}^{[1,1]}[3] \boldsymbol{\beta}_3 \mathbf{h}_{2,2}^{[1,1]}[3]}_{\text{秩} \leq 12} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_6 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_6 \end{pmatrix} \quad (20)$$

其中, $\mathbf{h}_{i,m}^{[i,k]}[t]$ 为信道矩阵 $\mathbf{H}_i^{[i,k]}[t]$ 的第 m 列, $\boldsymbol{\beta}_i = (\mathbf{H}_1^{[2,1]}[10] + \mathbf{H}_1^{[3,1]}[10]) \mathbf{W}_2[t]$, $t \in \{1, 2, 3\}$. 因为信道增益矩阵的每个元素服从连续分布且相互独立, 所以式(20)的等效信道增益矩阵满秩且秩为 12, 此时, 基站 1 能对 12 个期望信号解码. 类似地, 基站 2 和 3 也能分别对 12 个期望信号解码.

综上所述: 10 个时隙能传输 36 个无干扰符号流, 获得 36/10 个自由度. 将 RIR 方案与 TDMA 方案比较, 当上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络为 $(L, M, N, K) = (3, 3, 2, 2)$ 时, RIR 方案能获得 36/10 个自由度, 而 TDMA 方案能获得 $\min(M, KN) = 3$ 个自由度. 相比 TDMA 方案, RIR 方案获得了 20% 的自由度增益.

3.2 多小区的回溯干扰重构方案

多小区的回溯干扰重构方案由定理 1 的证明给出.

$$\begin{aligned} & + \mathbf{H}_1^{[2,1]}[10] \left[\underbrace{\sum_{t=1}^3 \mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t] (a_{2t-1}, a_{2t})}_{\text{期望信号线性组合}} \right. \\ & + \left. \underbrace{\sum_{t=7}^9 \mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t] (e_{2t-13}, e_{2t-12})}_{\text{3个未知干扰信号线性组合}} \right] \\ & + \mathbf{H}_1^{[3,1]}[10] \left[\underbrace{\sum_{t=1}^3 \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t] (a_{2t-1}, a_{2t})}_{\text{期望信号线性组合}} \right. \\ & + \left. \underbrace{\sum_{t=4}^6 \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t] (c_{2t-7}, c_{2t-6})}_{\text{3个未知干扰信号线性组合}} \right] \quad (18) \end{aligned}$$

④解码: 以基站 1 为例分析解码过程. 根据式(10)、(13)和(14), 式(18)中基站 1 接收的 6 个未知干扰线性组合等于 6 个已知干扰线性组合. 由于基站拥有完美 CSIR, 利用已经干扰信息能完全消除基站 1 收到的干扰. 值得注意的是, 为了让基站 2 和 3 接收无干扰符号流, 基站 1 的期望信号线性组合经过重构也相等, 即 $\mathbf{V}_2[t] \hat{\mathbf{L}}_2[t] (a_{2t-1}, a_{2t}) = \mathbf{V}_3[t] \hat{\mathbf{L}}_3[t] (a_{2t-1}, a_{2t})$, $t \in \{1, 2, 3\}$. 此时, 基站 1 的等效接收信号为:

$$\hat{\mathbf{y}}_1[10] = (\mathbf{H}_1^{[2,1]}[10] + \mathbf{H}_1^{[3,1]}[10]) \cdot \left(\sum_{t=1}^3 \mathbf{W}_2[t] \mathbf{H}_2^{[1,1]}[t] \begin{pmatrix} a_{2t-1} \\ a_{2t} \end{pmatrix} \right) \quad (19)$$

将基站 1 所有时隙接收的期望信号构成输入输出关系式(20).

定理 1 对于具有延迟 OF 的上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络 (L, M, N, K) , 当 $M > N$, $\frac{KN}{2} \leq M < KN$ 且 M 不能被 N 整除时, 其系统自由度为:

$$\text{DoF}_{\text{sum}} = \frac{LK\varphi N}{L\varphi + 1} \quad (21)$$

其中, $\varphi = \lfloor M/(KN - M) \rfloor$ 为每个用户发送新符号流的时隙数, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为取下整算子.

证明 对延迟 OF 下的多小区 MIMO 蜂窝干扰网络 (L, M, N, K) , 采用 RIR 方案.

①干扰净化: 包含 L 个阶段, 每个阶段需要 φ 个时隙. 在阶段 i ($i \in \mathcal{L}$), 小区 i 的所有用户在时隙 $t = \{(i-1)\varphi + 1, (i-1)\varphi + 2, \dots, i\varphi\} \triangleq \mathcal{T}_i$ 向基站 i 发送 $N \times 1$ 维符号流 $\mathbf{x}^{[i,k]}[t] = [x_1^{[i,k]}, x_2^{[i,k]}, \dots, x_N^{[i,k]}]^T[t]$, 其他小区用户静默. L 个阶段基站 l 的接收信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_l[t] &= \mathbf{H}_l^{[i,1]}[t] \mathbf{x}^{[i,1]}[t] + \mathbf{H}_l^{[i,2]}[t] \mathbf{x}^{[i,2]}[t] + \cdots \\ &\quad + \mathbf{H}_l^{[i,K]}[t] \mathbf{x}^{[i,K]}[t] \\ &\triangleq \mathbf{L}_l[t] (\mathbf{x}^{[i,1]}, \mathbf{x}^{[i,2]}, \dots, \mathbf{x}^{[i,K]}) \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $t \in \mathcal{T}_i, i, l \in \mathcal{L}$. 因为第 $L+1$ 个阶段只有一个时隙, 为了让每个基站能对期望信号解码, 第 $L+1$ 个阶段提供的 M 个独立线性方程需要包含至少 $\lceil (KN-M)/N \rceil N$ ($\lceil \cdot \rceil$ 为取上整算子) 个符号. 由于每个基站在前 L 个阶段只有 φ 个时隙接收到期望信号, 所以需要满足条件 $\varphi M + M \geq \varphi KN$, 即 $\varphi = \lfloor M/(KN-M) \rfloor$. 每个基站执行干扰净化:

$$\mathbf{U}_l[t] \mathbf{L}_l[t] (\mathbf{x}^{[i,1]}, \mathbf{x}^{[i,2]}, \dots, \mathbf{x}^{[i,K]}) = \hat{\mathbf{L}}_l[t] (\mathbf{x}^{[i,1]}, \dots, \mathbf{x}^{[i,\alpha]}) \quad (23)$$

其中, $t \in \mathcal{T}_i, i, l \in \mathcal{L}, i \neq l, \alpha = \lceil (KN-M)/N \rceil$. 为使式 (23) 成立, 需要满足以下条件:

$$\mathbf{U}_l[t] \underbrace{[\mathbf{H}_l^{[i,\alpha+1]}[t] \cdots \mathbf{H}_l^{[i,K]}[t]]}_{M \times (K-\alpha)N} = \mathbf{0} \quad (24)$$

其中, $t \in \mathcal{T}_i, i, l \in \mathcal{L}, i \neq l$. 因为 $\alpha = \lceil (KN-M)/N \rceil$ 且 M 不能被 N 整除, 所以 $\alpha > (KN-M)/N$, 即 $M > (K-\alpha)N$, 由零空间定理, $\mathbf{U}_l[t]$ 存在.

② 干扰塑形: 干扰塑形与干扰净化在各阶段先后进行. 在基站 l 接收期望信号的阶段, 其余所有 $\bar{l} \in \mathcal{L} \setminus l$ 个基站对净化后的干扰线性组合进行干扰塑形:

$$\mathbf{V}_i[t] \hat{\mathbf{L}}_l[t] (\mathbf{x}^{[i,1]}, \dots, \mathbf{x}^{[i,\alpha]}) = \mathbf{V}_j[t] \hat{\mathbf{L}}_j[t] (\mathbf{x}^{[j,1]}, \dots, \mathbf{x}^{[j,\alpha]}) \quad (25)$$

其中, $i, j \in \mathcal{L}, t \in \mathcal{T}_i, l \in \mathcal{L}$. 为使式 (25) 成立, 需满足以下条件:

$$\mathbf{W} = \bar{\mathbf{H}}_i[t]^H \mathbf{W}_i[t]^H = \bar{\mathbf{H}}_j[t]^H \mathbf{W}_j[t]^H \quad (26)$$

其中, $i, j \in \mathcal{L}, t \in \mathcal{T}_i, \mathbf{W}_i[t] = \mathbf{V}_i[t] \mathbf{U}_i[t]$ 是基站 i 的 $N \times M$ 维接收波束成形矩阵, \mathbf{W} 为 $\alpha N \times N$ 维矩阵; $\bar{\mathbf{H}}_j[t] = [\mathbf{H}_j^{[i,1]}[t] \mathbf{H}_j^{[i,2]}[t] \cdots \mathbf{H}_j^{[i,\alpha]}[t]]$ 为 $M \times \alpha N$ 维矩阵, $j \in \mathcal{L}$. 根据零空间理论, 当条件 $M > (L-2)\alpha N/(L-1)$ 成立时, $\mathbf{W}_i[t]$ 存在, 可求得 $\mathbf{W}_i[t]$ 和 $\mathbf{V}_i[t]$. 因为 $L \geq 2$ 时条件 $KN/2 \geq (L-2)\alpha N/(L-1)$ 恒成立, 所以 M 的约束条件仍为 $M \geq KN/2$. 完成干扰重构后, 每个基站将其重构的干扰线性组合式 (25) 通过反馈链路下传至对应小区的第一个用户.

③ 干扰消除和解码: 在第 $L+1$ 个阶段即第 $L\varphi+1$ 个时隙进行干扰消除. 用户 $[l, 1]$ 利用对应基站 l 反馈的延迟 OF 在时隙 $L\varphi+1$ 发送如下符号:

$$\mathbf{x}^{[l,1]}[L\varphi+1] = \sum_{t=\lceil \frac{L\varphi+1}{\varphi} \rceil}^{j\varphi} \mathbf{V}_i[t] \hat{\mathbf{L}}_i[t] (\mathbf{x}^{[j,1]}, \dots, \mathbf{x}^{[j,\alpha]}) \quad (27)$$

其中, $j, l \in \mathcal{L}, j \neq l$. 根据式 (25), 基站 l 在时隙 $L\varphi+1$ 接收到的未知干扰等于已知干扰, 利用已知干扰能消除所有干扰. 基站 l 在时隙 $L\varphi+1$ 的等效接收信号为:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}}_l[L\varphi+1] &= \left(\sum_{l \in \mathcal{L}} \mathbf{H}_l^{[l,1]}[L\varphi+1] \right) \\ &\quad \cdot (\mathbf{W}_j[t] \mathbf{L}_j[t] (\mathbf{x}^{[l,1]}, \dots, \mathbf{x}^{[l,\alpha]})) \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $l \in \mathcal{L}, t \in \mathcal{T}_l, j$ 为集合 $\mathcal{L} \setminus l$ 中任意一个元素. 结合 $L\varphi+1$ 个时隙接收的期望信号, 基站 l 的输入输出关系为式 (29).

$$\bar{\mathbf{y}}_l = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}} \quad (29)$$

其中, $\bar{\mathbf{y}}_l = [\mathbf{y}_l[\bar{\varphi}] \mathbf{y}_l[\bar{\varphi}+1] \cdots \mathbf{y}_l[l\varphi] \hat{\mathbf{y}}_l[L\varphi+1]]^T$, $\bar{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}^{[l,1]}[\bar{\varphi}] \cdots \mathbf{x}^{[l,K]}[\bar{\varphi}] \cdots \mathbf{x}^{[l,1]}[l\varphi] \cdots \mathbf{x}^{[l,K]}[l\varphi]]^T$, $\bar{\varphi} = (l-1)\varphi+1$, $t = \{\bar{\varphi}, \bar{\varphi}+1, \dots, l\varphi\}$, $\bar{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}[\bar{\varphi}] & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}[\bar{\varphi}] & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}[l\varphi] \\ \mathbf{C}[\bar{\varphi}] & \mathbf{C}[\bar{\varphi}+1] & \cdots & \mathbf{C}[l\varphi] \end{pmatrix}$, $\mathbf{B}[t] = [\mathbf{H}_i^{[l,1]}[t] \cdots \mathbf{H}_i^{[l,K]}[t]]$, $\mathbf{C}[t] = [\boldsymbol{\beta}_i \mathbf{H}_i^{[l,1]}[t] \cdots \boldsymbol{\beta}_i \mathbf{H}_i^{[l,\alpha]}[t]]$, $\boldsymbol{\beta}_i = (\sum_{l \in \mathcal{L}} \mathbf{H}_l^{[l,1]}[L\varphi+1]) \mathbf{W}_i[t]$; $\bar{\mathbf{y}}_l$ 为 $(\varphi+1)M \times 1$ 维向量, $\bar{\mathbf{H}}$ 为 $(\varphi+1)M \times KN\varphi$ 维矩阵, $\bar{\mathbf{x}}$ 为 $KN\varphi \times 1$ 维向量. 因为信道增益矩阵所有元素服从独立连续分布, 且 $(\varphi+1)M - KN\varphi \geq 0$, 所以, 矩阵 $\bar{\mathbf{H}}$ 的秩为 $KN\varphi$. 那么, 基站 l ($l \in \mathcal{L}$) 能对 $KN\varphi$ 个期望符号流解码. L 个基站能在 $L\varphi+1$ 个时隙传输 $LKN\varphi$ 个无干扰符号流, 系统获得 $LKN\varphi/(L\varphi+1)$ 个自由度. 定理 1 得证.

4 仿真分析

4.1 系统和速率

首先分析 RIR 方案下系统和速率. 根据式 (29), 基站 l 经历 $L\varphi+1$ 个时隙的输入输出关系为:

$$\bar{\mathbf{y}}_l = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}_l \quad (30)$$

其中, $l \in \mathcal{L}, \bar{\mathbf{n}}_l = [\mathbf{n}_l[\bar{\varphi}] \mathbf{n}_l[\bar{\varphi}+1] \cdots \mathbf{n}_l[l\varphi]]^T$, $\mathbf{n}_l[l\varphi+1] \mathbf{n}_l[l\varphi+2] \cdots \mathbf{n}_l[l\varphi+L\varphi]$, $\bar{\varphi} = (l-1)\varphi+1$, $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置. 根据文献 [16], 基站 l 的和速率为:

$$\begin{aligned} R^{[l]} &= \frac{1}{(L\varphi+1)} \log_2 \det [I_{(\varphi+1)M} \\ &\quad + \mathbf{E}(\bar{\mathbf{n}}_l \bar{\mathbf{n}}_l^H)^{-1} \bar{\mathbf{H}} \mathbf{E}(\bar{\mathbf{x}} \bar{\mathbf{x}}^H) \bar{\mathbf{H}}^H] \end{aligned} \quad (31)$$

其中 $\mathbf{E}(\cdot)$ 表示期望算子. 那么, 系统和速率为:

$$R_{\text{sum}} = \sum_{l=1}^L R^{[l]} \quad (32)$$

图 4 所示为不同配置下上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的系统和速率和自由度随信噪比的变化曲线, 仿真系统配置的参数选择参考定理 1 的约束条件. 图中任意数值点的值为 10000 次蒙特卡洛仿真平均值. 由香农公式可知, 在高 SNR 下系统和速率曲线的斜率为 $\text{DoF}/(10 \lg 2)$. 观察图 3 可知, 当系统配置为 $(L, M, N, K) = (3, 10, 7, 2), (4, 19, 9, 3), (5, 26, 11, 3)$ 和 $(6, 35, 13, 4)$ 时, 系统自由度分别为 12, 24, 30 和 48. 以 $(L, M, N, K) = (3, 10, 7, 2)$ 为例, 此时 $\varphi =$

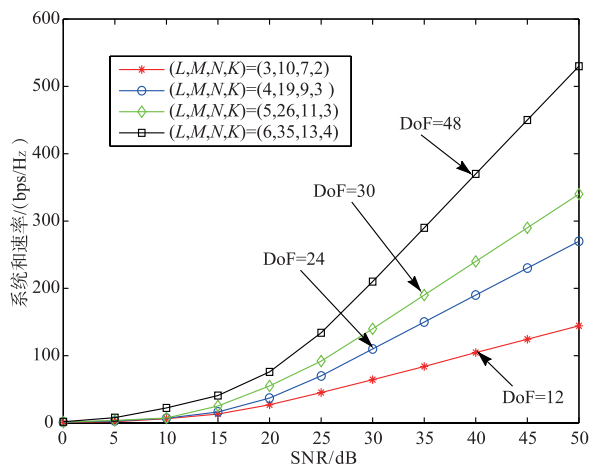


图4 多种配置下上行MIMO蜂窝干扰网络的系统和速率与自由度

2 且条件 $M > N$ 和 $\frac{KN}{2} \leq M < KN$ 满足, 系统自由度 $\text{DoF}_{\text{sum}} =$

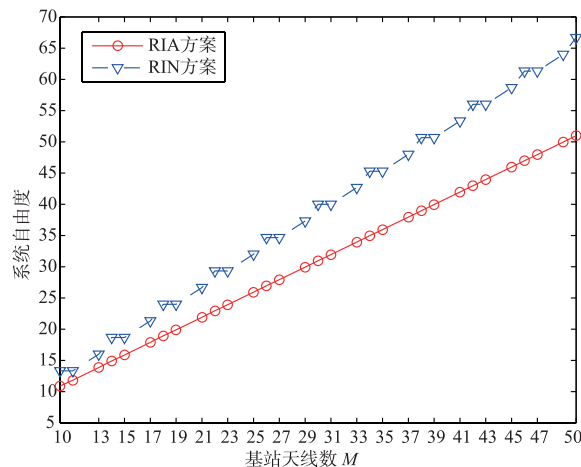
12. 仿真结果与定理 1 的结论一致.

4.2 可达自由度

针对上行两小区 MIMO 蜂窝干扰网络, 将本文提出的基于延迟 OF 的 RIR 方案系统可达自由度与 Shin^[13] 等提出的基于延迟 CSIT 的 RIA 方案系统可达自由度进行对比. RIA 方案的系统可达自由度为 $2M(1 - 2M/N + 1)(2 - 2M/N + 1)$, 条件是 $K \leq M < KN$. RIR 方案的系统可达自由度和约束条件由定理 1 给出. 根据 RIA 和 RIR 方案的约束条件, 给出两小区 $(2, M, N, K)$ 蜂窝干扰网络的例子并计算其系统可达自由度.

图 5 所示为两小区 K 用户 MIMO 蜂窝干扰网络分别采用 RIA 方案与 RIR 方案的系统可达自由度对比关系曲线, 其中用户天线数 N 为 4, M 的取值范围为 $\{M | 10 \leq M \leq 50, M/N \text{ 不为整数}\}$, $K = \text{argmax}(2K\varphi N / (2\varphi + 1))$, $\text{argmax}(f(K))$ 表示使得函数 $f(K)$ 取得最大值时所对应变量 K 的取值. 由图 5 可知, 相同配置下 RIR 方案能获得更多的自由度, 原因是基于 OF 的 RIR 方案能完全消除区间干扰而利用 CSIT 的 RIA 方案仅能够降低干扰信号的维度. 此外, 随着基站天线数增多的自由度增益越来越大, 其原因是 RIA 方案只在基站完成了干扰净化, 而 RIR 方案同时完成了干扰净化与干扰塑形, 从而能够更有效地利用基站天线资源消除更多的区间干扰.

接下来针对上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络, 比较延迟输出反馈与无反馈下的系统可达自由度, 无反馈链路采用 TDMA 方案. 图 6 所示为多小区两用户 MIMO 蜂窝干扰网络分别采用 TDMA 方案与 RIR 方案的系统可达自由度对比关系曲线. 图 6(a) 中小区数 L 为 3, 4, 8 和 12, 用户天线数 N 为 8, 基站天线数 M 取值范围为 $[9, 15]$. 图 6(b) 中小区数 L 为 3, 4, 5 和 8, 基站天

图5 上行两小区($L=2$)多用户MIMO蜂窝干扰网络不同方案系统自由度对比

线数 M 为 16, 用户天线数 N 取值范围为 $[9, 15]$. 从图 6(a) 可以看出, 随着 M 增加, RIR 方案的系统自由度总比 TDMA 方案高. 值得注意的是, 不同小区数蜂窝干扰网络的基站天线数 M 从 9 增加到 10 时, RIR 方案的系统自由度没有变化. 原因是当系统配置参数 L, N, K 给定时, RIR 方案获取系统自由度仅与用户发送时隙数 φ 相关, 当 M 增加到某些特殊值时, φ 值受下取整影响未发生变化, 使得系统自由度保持不变. 此外, 随着小区数不断增加, RIR 方案的系统可达自由度不断增加. 其主要原因是 RIR 方案能利用增加的基站天线资源消除更多的区间干扰, 从而能使用户传输更多的无干扰数据流.

从图 6(b) 可以看出, 随着 N 增加, RIR 方案仍能比 TDMA 方案获得更高的系统自由度. 值得注意的是, 对于小区数为 3, 4, 5 的蜂窝干扰网络, 当 N 从 12 增加到 13 时 RIR 方案的系统自由度下降. 其主要原因是 RIR 方案的系统可达自由度与 φ 成正比且 N 增加将导致 φ 减少, 当 N 增加到某些特殊值时, φ 值受下取整影响将使得 $\varphi N / (L\varphi + 1)$ 减少. 此外, 当小区数增加到 8 时, RIR 方案获得的自由度在整个 N 取值范围内递增. 其主要原因是当小区数增加时, 用户发送时隙数 φ 对系统自由度影响变小, 尤其是当小区数 L 趋于无穷大时, 系统自由度与 φ 无关且恒定为 KN . 以上结果表明, 上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络能利用完全过期的 OF 信息提高系统自由度.

4.3 复杂度与信令开销

复杂度 RIR 方案的算法复杂度主要是计算式 (26) 中基站侧接收波束矩阵 $\mathbf{W}_r[t]$. 根据文献[9, 10], 计算接收波束矩阵 $\mathbf{W}_r[t]$ 的复杂度主要为矩阵奇异值分解运算. 对于给定的 $A \times B$ 维矩阵, 奇异值分解运算的复杂度为 $\mathcal{O}(\min\{AB^2, A^2B\})$, 其中 $\mathcal{O}(\cdot)$ 表示运算

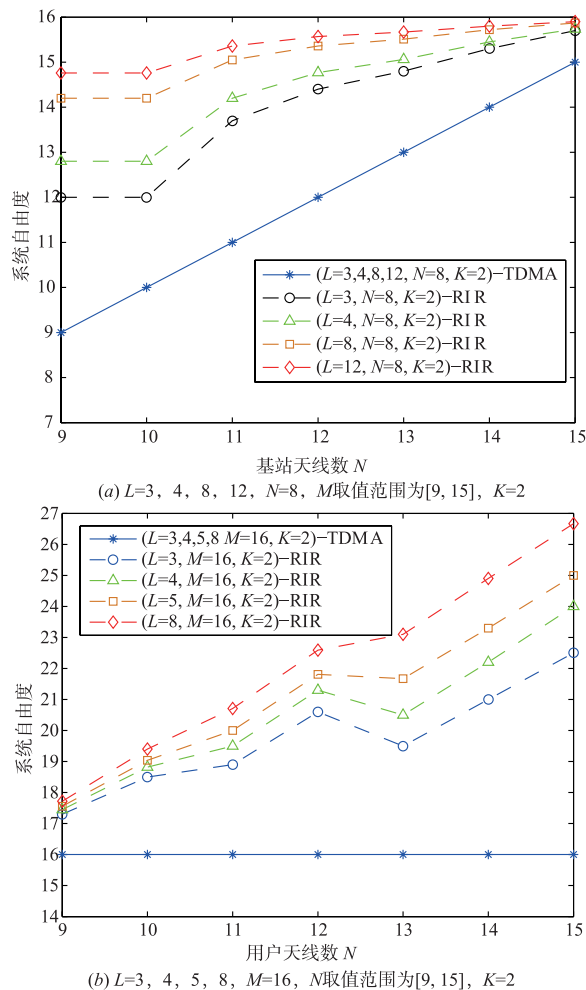


图6 上行多小区两用户MIMO蜂窝干扰网络不同方案系统自由度对比

复杂度阶数. 由式(26)可得 RIR 方案的算法复杂度为 $\mathcal{O}((L-1)\alpha N)^2 \times [(L-1)M + \alpha N]$. 同理, 根据文献[13], RIA 方案的复杂度为 $\mathcal{O}(N^2M)$ 且严格小于 $\mathcal{O}((\alpha N)^2 \times [M + \alpha N])$. 因此, RIR 方案复杂度更高, 其主要原因是 RIA 方案只在基站完成了干扰净化, 而 RIR 方案同时完成了干扰净化与干扰塑性.

信令开销 如 3.2 节所述, 基站构造接收波束成形矩阵对干扰信号进行处理并利用反馈链路将 OF 下传至服务小区的其中一个用户, 即第 l 个基站将 $N \times 1$ 维输出反馈 $W_l[t]y_l[t]$ 下传给第 l 个小区的一个用户. 因此, 对于两小区系统而言, 信令开销总和为 $2N$ 个复数值. 而 RIA 方案中, 每个基站需将 $M \times N$ 维信道矩阵传给它服务小区的每个用户, 所以信令开销总和为 $2KMN$ 个复数值. 因此, RIR 方案所需的信令开销更小.

5 总结

本文针对具有反馈时延的上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的自由度进行了分析研究, 提出了一种基于

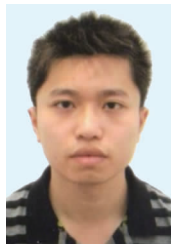
延迟 OF 的 RIR 方案. 该方案首先通过在基站构建接收波束成形矩阵, 将重构的 OF 下传至用户. 其次, 用户对延迟的 OF 预编码并发送至基站, 基站利用预编码信息消除小区间干扰. 导出了上行任意多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的 RIR 方案适用条件、系统和速率和可达自由度. 最后, 将 RIR 方案与 RIA 方案和 TDMA 方案进行对比分析和仿真, 结果表明, RIR 方案能获得更多自由度. 基于本文的研究和分析, 还可以开展基于延迟 CSIT 的上行多小区 MIMO 蜂窝干扰网络的回溯干扰对齐方案设计.

参考文献

- [1] 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.
- [2] Suh C, Tse D. Interference alignment for cellular networks [A]. Proceedings of the 46th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing [C]. Allerton, IL: IEEE, 2008. 1037 - 1044.
- [3] Shin W, Lee N, Lim J B, Shin C, Jang K. On the design of interference alignment scheme for two-cell MIMO interfering broadcast channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(2): 437 - 442.
- [4] Lee K. Uplink interference alignment for two-cell MIMO interference channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(1): 1861 - 1865.
- [5] Sridharan G, Yu W. Degrees of freedom of MIMO cellular networks: Two-cell three-user-per-cell case [A]. Proceedings of the Global Communications Conference (GLOBECOM) [C]. USA: IEEE, 2013. 1968 - 1973.
- [6] Lee N, Heath R W. Degrees of freedom for the two-cell two-hop MIMO interference channel; Interference-free relay transmission and spectrally efficient relaying protocol [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(5): 2882 - 2896.
- [7] Chou H J, Chou C C, Wu J M, Chang R Y. On the achievable degrees of freedom of two-cell multiuser MIMO interference networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(8): 2880 - 2893.
- [8] Ma Y, Li J, Chen R, Liu Q. On feasibility of interference alignment for L -cell constant cellular interfering networks [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(5): 714 - 716.
- [9] Tang J, Lambotaran S. Interference alignment techniques for MIMO multi-cell interfering broadcast channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(1): 164 - 175.

- [10] Lee H H, Kim M J, Ko Y C. Transceiver design based on interference alignment in MIMO interfering broadcast channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(11): 6474 – 6483.
- [11] Maleki H, Jafar S A, Shamai S. Retrospective interference alignment over interference networks[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2012, 6(6): 228 – 240.
- [12] Abdoli J, Ghasemi A, Khandani A K. Interference and X networks with noisy cooperation and feedback[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 61(8): 4367 – 4389.
- [13] 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.
- [14] Vaze C S, Varanasi M K. The degree-of-freedom regions of MIMO broadcast, interference, and cognitive radio channels with no csit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 58(58): 5354 – 5374.
- [15] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
Zhang Xian-da. Matrix analysis and applications [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004. (in Chinese)
- [16] Telatar E. Capacity of multi-antenna gaussian channels [J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585 – 595.

作者简介



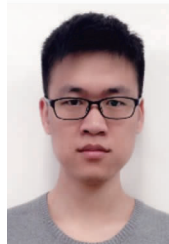
张博为 男, 1988 年出生于重庆市. 现为重庆大学通信工程学院博士生. 主要研究方向为 MIMO 系统干扰管理.
E-mail: boevyzbw@163.com



蒋卫恒 男, 1985 出生于湖北枝江市. 现为重庆大学通信与测控中心讲师. 主要研究方向包括无线通信与网络, 移动计算等.
E-mail: whjiang@cqu.edu.cn



冯文江 男, 1963 年出生于四川西充县. 现为重庆大学教授. 主要研究方向为认知无线电, 无线通信网等.
E-mail: fengwj@cqu.edu.cn



刘国岭 男, 1989 年出生于辽宁北票市. 现为重庆大学通信工程学院博士生. 主要研究方向为协作通信, 全双工通信等.
E-mail: liuguoling@cqu.edu.cn



廖勇(通信作者) 男, 1982 年出生于四川省自贡市. 现为重庆大学副研究员. 主要研究方向为宽带无线通信与网络、飞行器测控与通信等.
E-mail: liaoy@cqu.edu.cn



应腾达 男, 1991 年出生于浙江永康市. 现为重庆大学通信工程学院博士生. 主要研究方向为 MIMO 无线通信.
E-mail: tengdaying@cqu.edu.cn