

双层异构网络中基于有限反馈的空时干扰对齐研究

李劲夫, 冯文江, 杨崇海, 邹永琪

(重庆大学微电子与通信工程学院, 重庆 400044)

摘要: 本文针对双层异构网络, 提出一种利用当前和过期发射端信道状态信息(Channel State Information at the Transmitters, CSIT)的异构空时干扰对齐(Heterogeneous Space-Time Interference Alignment, HSTIA)方案. 该方案将空时干扰对齐拓展至双层异构网络 MISO (Multiple Input Single Output) 混合信道, 研究可达自由度关于 CSI (Channel State Information) 反馈时延的折中域. 结果表明, 增加发射端天线数能有效提高可达自由度. 基于该结论, 将空时干扰对齐技术扩展至双层异构网络 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 混合信道, 分析 MIMO 系统发射端与接收端天线数比对系统自由度的影响, 并进一步研究系统达到该自由度时 CSI 反馈时延的取值范围. 结果表明, 当发射端与接收端天线数比足够多时, 系统自由度的稳健性随接收端天线数的增加而加强. 通过仿真分析验证, HSTIA 方案利用本地当前和过期 CSIT 执行发射预编码, 实现不同时隙的干扰信号相互消除, 从而获得自由度增益, 以提高系统的可达速率.

关键词: 双层异构网络; 自由度; 空时干扰对齐; CSI 有限反馈

基金项目: 重庆市基础科学与前沿技术研究重点基金 (No.cstc2017jcyjBX0047)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)06-1518-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20210166

Research on Space-Time Interference Alignment with Limited Feed-Back in Two-Tier Heterogeneous Networks

LI Jing-fu, FENG Wen-jiang, YANG Chong-hai, ZOU Yong-qi

(School of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In the context of two-tier heterogeneous networks, a heterogeneous space-time interference alignment (HSTIA) scheme using current and outdated channel state information at the transmitters (CSIT) is proposed. First, the space-time interference alignment technology is extended to the two-tier heterogeneous network MISO (Multiple Input Single Output) hybrid channel, and the compromised domain of the achievable degree of freedom on the CSI (Channel State Information) feedback delay is studied. The results show that the achievable degree of freedom is affected by the number of antennas at the transmitters. Then, the space-time interference alignment technology is extended to the two-tier heterogeneous network MIMO (Multiple Input Multiple Output) hybrid channel. The impact of the ratio of the number of antennas at the transmitters and the receivers of the MIMO system on the degree of freedom of the system is analyzed. Further, the range of the CSI feedback delay when the system achieves the degree of freedom is studied. The results show that when the ratio of the number of antennas at the transmitters to the receivers is sufficient, the robustness of the total degree of freedom of the MIMO system increases with the increase of the number of antennas at the receivers. Theoretical and numerical analyses show that, by precoding with current and outdated CSIT, HSTIA can achieve better sum-DoF by eliminating inter-user interference perfectly, as well as improve the achievable rate of the system.

Key words: two-tier heterogeneous network; degree of freedom; space-time interference alignment; limited CSI feedback

Foundation Item(s): Chongqing Basic Science and Frontier Technology Research Project (No.cstc2017jcyjBX0047)

1 引言

作为第五代(5G)移动通信实现高速率、大容量的关键技术,基于大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)的超密集异构组网能大幅提升频谱效率和能量效率,且业务可以在各种接入技术和覆盖层次之间灵活分担。虽然超密集异构网络展示了美好的前景,但随着网络中异构节点种类和数量的增加,引入的干扰类型必然更加复杂,尤其是同频复用时形成的同频干扰将严重影响数据传输质量。因此,消除超密集异构网络不同类型的干扰是提升服务质量的关键。

干扰对齐(Interference Alignment, IA)是通过发射端信号处理使接收端干扰信号对齐到子空间中并与期望信号空间正交的技术,能提高系统的自由度(Degrees of Freedom, DoF)。文献[1]在研究 MIMO X 信道自由度时,利用理想端发射信道状态信息(Channel State Information at the Transmitters, CSIT),首次提出了经典干扰对齐(Classical Interference Alignment, CIA)概念。此后,利用理想 CSIT 对自由度的探究获得了广泛关注。文献[2, 3]针对 K 用户 MIMO 干扰信道(Interference Channel, IC),利用干扰对齐技术,导出了基于理想 CSIT 的自由度外界。文献[4]针对 MIMO X 网络,利用干扰对齐,进一步提升了 X 网络的复用增益。文献[5]研究多用户单输入单输出(Single Input Single Output, SISO) X 网络的自由度,提出了一种理想 CSIT 条件下的 CIA 方案。文献[6]研究了理想 CSIT 条件下基于符号拓展的 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络的自由度。文献[7]分析了任意天线配置下 2×2 用户 MIMO X 网络的自由度,并提出了基于符号扩展和非对称复信号处理的 CIA 方案。

在实际通信中,发射端只能利用理想 CSI(Channel State Information)过于乐观。文献[8]提出只要 CSI 反馈时延小于相干时间时,发射端就可以利用当前和过期 CSIT。文献[9]在研究 K 用户多输入单输出(Multiple Input Single Output, MISO)广播信道(Broadcast Channel, BC)自由度时,首次提出了空时干扰对齐(Space-time Interference Alignment, STIA)思想,即在块衰落信道下综合利用过期和当前 CSIT 设计预编码,能利用干扰对齐,实现接收端干扰消除。研究表明,发射端配置 $K-1$ 根天线对于 K 个用户的网络能获得的自由度为 $K-1$ 。文献[10]针对特定网络进一步研究了 STIA 方案,并给出了 2×2 用户 SISO X 网络和 3×3 用户 SISO IC 网络的自由度分别为 $4/3$ 和 $6/5$ 。文献[11]研究 K 用户 MISO IC 的 STIA 方案,结果表明,在适当延时 CSIT 下,每个发射端配置 $K-1$ 根天线的 K 用户 MISO IC 能获得自由度外界为 $K-1$ 。文献[12]分析了 K 用户 MIMO BC 和 K 用户 MIMO IC 的可达自由度。结果表明,利用过期和延迟

CSI 来设计实现的 STIA 能够有效提高系统自由度。

上述干扰对齐方案主要针对同构网络,不涉及层间干扰因素,异构网络的 IA 方案应同时考虑同层及层间干扰。文献[13]针对具有反馈时延的上行多小区蜂窝干扰网络提出了重构干扰的解决方案。文献[14]分别采用分布式算法和线性空间消除层间干扰和同层干扰,并提出两种基于公平的算法来提升系统的传输速率和自由度。文献[15]针对自组织异构网络,提出一种认知 IA 方案,以消除干扰。文献[16]和文献[17]研究了分步 IA 实现方案:文献[16]基于异构网络的部分连通性,提出一种二级 IA 方案,可以提升和自由度(Sum Degrees of Freedom, SDOF);文献[17]针对虚拟化异构蜂窝网络,提出一种基于离散随机化逼近的两步式 IA 方案。文献[18]提出一种保护宏用户的 IA 方案,通过对齐微小区干扰来获得系统速率增益。文献[19, 20]研究了分簇 IA 方案,通过 IA 簇内干扰进行对齐和消除。而文献[21, 22]将 IA 应用于层间干扰消除,但对同层干扰的抑制效果较差。上述 IA 方案都是针对微小区与宏小区服务相同数量用户情况,这种结构本质上与同构网络相似,并未充分关注网络的异构性。在实际异构网络中,宏用户(Macro-User Equipment, MUE)数量与微用户(Pico-User Equipment, PUE)数量存在差异。此外,分布式算法的高复杂性也不适合异构网络。为了提高系统可达自由度,面向异构网络研究干扰对齐方案更具现实意义。

本文研究双层异构网络中基于有限反馈的空时干扰对齐方案。首先,将 STIA 拓展至双层异构网络 MISO 混合信道,研究可达自由度关于 CSI 反馈时延的折中域。结果表明,可达自由度受发射端天线数影响。然后,将 STIA 扩展至双层异构网络 MIMO 混合信道,研究 MIMO 系统发射端与接收端天线数比对总自由度的影响,分析总自由度关于 CSI 有限反馈条件的特性。结果表明,当发射端与接收端天线数比足够大时, MIMO 系统的总自由度关于 CSI 反馈时延的稳健性随接收端天线数的增加而增加。最后,结合理论和数值分析,分析 CSI 有限反馈的时延条件,比较不同方案的自由度。值得注意的是,我们考虑的是更加实际的异构网络,即宏用户数量与微用户数量存在差异;同时,有别于正交传输技术,本文提出的 HSTIA 方案在发射端利用本地当前和过期 CSIT 进行预编码,实现接收端干扰信号在时域前后相消,进而提取期望信号并成功解码,获得自由度增益。其创新点主要体现在:(1)提出了适用于双层异构网络的 HSTIA 方案,实现了层间干扰与层内干扰的综合管理;(2)充分利用本地 CSIT,使干扰管理不再过度依赖瞬时 CSIT,从而增加方案的可行性;(3)针对不同天线配比与归一化反馈时延进行仿真,确定了获

取 HSTIA 方案最优性能的系统配置条件,同时与同类算法进行对比,体现该方案在提升系统容量方面的优势.值得注意的是,本文就 HSTIA 方案得到的自由度结论强调异构网络的总吞吐量取决于发射端天线数和接收端天线数,并非干扰受限.

2 系统模型

2.1 双层异构网络模型

双层异构网络模型如图 1 所示,由 1 个宏小区和 6 个微小区构成.将宏基站(Macro Base Station, MBS)记为 0,微基站(Pico Base Station, PBS)记为 i , $i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$.其中, MBS 服务 2 个 MUE,记为 M_v , $v \in \{1, 2\}$;每个 PBS 服务 1 个 PUE,记为 P_i . MBS 配置 C 根天线, PBS 配置 A 根天线, MUE 和 PUE 配置 B 根天线.

由图 1 可以看出,当所有类型的基站占用相同频谱进行数据传输时,存在 3 类干扰,分别是 MBS 对 PUE 产生的层间干扰、微小区层内产生的小区间干扰和小区内用户间干扰.需要注意的是,鉴于微小区 1, 2, 3 与微小区 4, 5, 6 的距离较远,将 6 个微小区分为 2 组,意味着 2 组微小区之间不存在相互干扰,但都受到来自 MBS 的干扰.同时, MBS 的 2 个用户分别只受到靠近本微小区组的干扰.其信号模型为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{[j]}(n) &= \sum_{i=k}^{k+2} \mathbf{H}^{[ji]}(n) \mathbf{x}^{[i]}(n) \\ &\quad + \mathbf{H}^{[j0]}(n) \mathbf{x}^{[0]}(n) + \mathbf{Z}^{[j]}(n) \end{aligned} \quad (1)$$

$$j \in \{P_1, P_2, P_3, M_1\}, k = 1$$

$$j \in \{P_4, P_5, P_6, M_2\}, k = 4$$

其中, n 表示时隙; $\mathbf{y}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ 为接收端 j 的接收信号; $\mathbf{H}^{[ji]}(n) \in \mathbb{C}^{B \times A}$ 为 PBS i 到接收端 j 的信道矩阵; $\mathbf{H}^{[j0]}(n) \in \mathbb{C}^{B \times C}$ 为 MBS0 到接收端 j 的信道矩阵; $\mathbf{x}^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{A \times 1}$ 为 PBS i 发送给 PUE P_i 的信号向量; $\mathbf{x}^{[0]}(n) \in \mathbb{C}^{C \times 1}$ 为 MBS0 的发送信号向量; $\mathbf{Z}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{B \times 1}$ 为 0 均值单位方差的加性高斯噪声向量.假设 $\mathbf{H}^{[ji]}(n)$ 和 $\mathbf{H}^{[j0]}(n)$ 的所有元素服从连续的独立同分布,每个接收端都能无差错估计信道,获得全局完美的 CSIR,且在宏小区覆盖范围内可以共享.为了提高频谱效率,所有用户的数据传输占据相同频谱.由于自由度是信噪比趋于无穷大时衡量系统容量的性能指标,本文在分析自由度时忽略噪声.

2.2 CSI 反馈时延受限模型

假设接收端执行预定的周期性反馈协议将 CSI 反馈给发射端,考虑反馈链路中导致 CSIT 延时的限制因素——反馈时延^[9].

反馈时延受限模型考虑反馈链路存在延时,从而导致 CSIT 过期.此时,反馈频率恒定,即每当信道变化时,接收端通过反馈链路为发射端周期性提供 CSI.考

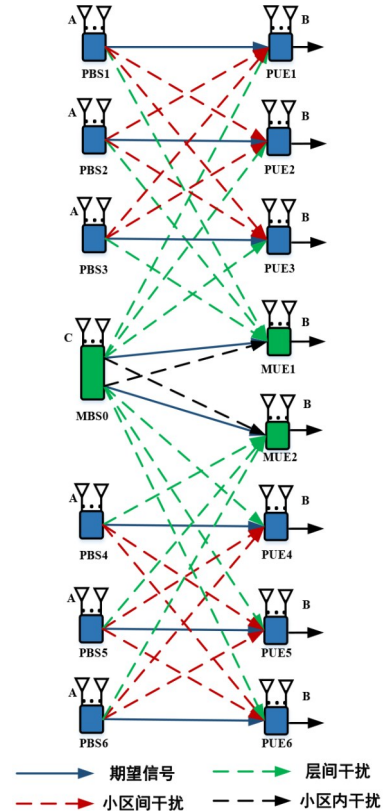


图 1 双层异构网络模型

虑块衰落信道,信道参数在相干时间 T_c 内保持不变,在相干时间外独立随机变化^[23].如图 2 所示,每个接收端无差错估计 CSI,每隔 T_c 通过无差错反馈链路将 CSI 周期性反馈给对应的发射端.CSI 周期性反馈使各发射端可以连续追踪信道变化,从而获得相应的 CSIT.

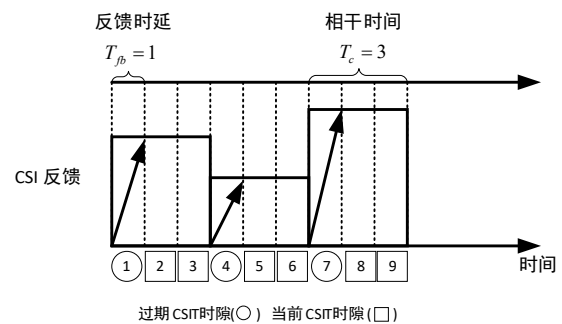


图 2 CSI 反馈时延受限模型

假设反馈时延 T_{fb} 小于相干时间 T_c ,即 $T_{fb} < T_c$.图 2 表明,基于块衰落信道特性,发射端可以无差错获得当前相干块的 CSI 和此前相干块的 CSI.例如,在时隙 5,发射端可以获得第 2 相干块的当前 CSI 和时隙 5 之前相干块的过期 CSI.定义归一化 CSI 反馈时延来衡量 CSI 反馈的迟滞性,即

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

其中, $\lambda=0$ 为瞬时 (Instantaneous) CSIT; $\lambda \geq 1$ 为完全延时 (Completely-Delayed) CSIT; $0 < \lambda < 1$ 为适当延时 (Temperately-Delayed) CSIT. 本文将根据 λ 的不同, 在不同程度上利用适当延时 CSIT 与完全延时 CSIT, 而不再完全依赖瞬时 CSIT, 详见第 3 节.

2.3 自由度

网络的可达速率取决于信噪比 (Signal-Noise Ratio, SNR) 和归一化 CSI 反馈时延 λ , 即可达速率是 SNR 与 λ 的函数^[1]. 当时隙 n 趋于无穷大时, 如果接收端能够以趋于零的差错概率检测并重构信息 W^l , $l \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, 那么接收端 l 的可达速率为

$$R^l(\lambda, \text{SNR}) = \frac{\log_2 |W^l(\lambda, \text{SNR})|}{n} \quad (3)$$

相应地, 双层异构网络在本地 CSIT 条件下的总自由度定义为

$$d_\Sigma(\lambda) = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\sum_{l=0}^6 R^l(\lambda, \text{SNR})}{\text{lb}(\text{SNR})} \quad (4)$$

3 MISO 混合信道空时干扰对齐

异构空时干扰对齐 (Heterogeneous Space Time Interference Alignment, HSTIA) 是指面向双层异构网络实施的空时干扰对齐. 本节分析 HSTIA 方案的可达自由度及其自由度折中域.

3.1 可达自由度

定理 1 对于双层异构网络, 在本地 CSIT 反馈延时条件下, 关于归一化 CSI 反馈时延 λ 的可达自由度为

$$d_\Sigma(\lambda) = \begin{cases} \frac{6A+2C}{C+1}, & 0 \leq \lambda \leq \frac{1}{C+1} \\ a\lambda + b, & \frac{1}{C+1} < \lambda < 1 \\ \frac{6A+2C}{3A+2C}, & \lambda \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

其中,

$$a = \frac{(6A+2C)(\lceil C/B \rceil + 1 - 3A - 2C)}{\lceil C/B \rceil (3A+2C)},$$

$$b = -\frac{(6A+2C)(\lceil C/B \rceil - 3A - 2C)}{\lceil C/B \rceil (3A+2C)}.$$

证明 假设 $\lambda = 1/(C+1)$, 即 $T_{fb} = 1, T_c = C+1$. 将由 $n+T_c-1$ 个相干块组成的传输时隙集合 $S_t = \{1, 2, \dots, (n+T_c-1)T_c\}$ 分为 2 个子集 S_c 和 S_o . 其中, S_c 为发射端已知当前和过期 CSIT 的集合, 其大小 $|S_c| = (T_c -$

$1)(n+T_c-1)$; S_o 为发射端仅已知过期 CSIT 的集合, 其大小 $|S_o| = n+T_c-1$. 从 S_t 中选择 n 个传输时隙集合 $\{I_1, I_2, \dots, I_n\}$ 实施 STIA, 每个集合中包含 T_c 个传输时隙, 即 $I_l = \{t_{l,1}, t_{l,2}, \dots, t_{l,T_c}\}$, $l \in \{1, 2, \dots, n\}$ 且 $t_{l,1} \in S_o$, $t_{l,k} \in S_c, k \in \{2, 3, \dots, T_c\}$. 集合 I_l 中任意 2 个传输时隙选自不同相干块. 省略右下角标 l 并将 STIA 方案分为 2 个阶段.

第 1 阶段: 冗余传输, 包含 1 个时隙, $n \in \{t_1\}$. 在时隙 t_1 , PBS $_i$ 发送信号向量

$$\mathbf{x}^{[i]}(t_1) = \mathbf{s}^{[i]} \quad (6)$$

给 PUEP $_i$, 其中 $\mathbf{s}^{[i]} \in \mathbb{C}^{A \times 1}$.

MBSO 发送信号向量

$$\mathbf{x}^{[0]}(t_1) = \sum_{v=1}^2 \mathbf{s}^{[M,v]} \quad (7)$$

给 MUE, 其中 $\mathbf{s}^{[M,v]} \in \mathbb{C}^{C \times 1}$.

接收端 j 的接收信号为

$$\mathbf{y}^{[j]}(t_1) = \sum_{i=k}^{k+2} \mathbf{h}^{[j,i]}(t_1) \mathbf{s}^{[i]} + \mathbf{h}^{[j,0]}(t_1) \sum_{v=1}^2 \mathbf{s}^{[M,v]} \quad (8)$$

当 $j \in \{P_1, P_2, P_3, M_1\}$ 时, $k=1$; 当 $j \in \{P_4, P_5, P_6, M_2\}$ 时, $k=4$. 此时, 各接收端观测到一个期望信号与干扰信号叠加的线性方程.

第 2 阶段: 干扰再生, 包含集合 I_l 的其他时隙, $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_T\}$. 在该阶段的每个时隙, 发射端通过预编码使各接收端的干扰与第一阶段的干扰对齐, 进而通过时域前后干扰相消提取期望信号. 为实现该目的, 在时隙 n , PBS $_i$ 发送的预编码信号向量为

$$\mathbf{x}^{[i]}(n) = \mathbf{V}^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[i]} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{V}^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{A \times A}$ 表示 PBS $_i$ 在时隙 n 对应 PUEP $_i$ 的预编码矩阵.

MBSO 发送的预编码信号向量为

$$\mathbf{x}^{[0]}(n) = \sum_{v=1}^2 \mathbf{V}^{[M,v]}(n) \mathbf{s}^{[M,v]} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{V}^{[M,v]}(n) \in \mathbb{C}^{C \times C}$ 表示 MBSO 在时隙 n 对应 MUE $_v$ 的预编码矩阵.

接收端 j 的接收信号为

$$\mathbf{y}^{[j]}(n) = \sum_{i=k}^{k+2} \mathbf{h}^{[j,i]}(n) \mathbf{V}^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[i]} + \mathbf{h}^{[j,0]}(n) \sum_{v=1}^2 \mathbf{V}^{[M,v]}(n) \mathbf{s}^{[M,v]} \quad (11)$$

当 $j \in \{P_1, P_2, P_3, M_1\}$ 时, $k=1$; 当 $j \in \{P_4, P_5, P_6, M_2\}$ 时, $k=4$.

以 PUEP $_1$ 为例, 为了实现干扰对齐与消除, PUEP $_1$ 的干扰对齐条件为

$$\begin{cases} \mathbf{h}^{[P,2]}(n)\mathbf{V}^{[2]}(n)=\mathbf{h}^{[P,2]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P,3]}(n)\mathbf{V}^{[3]}(n)=\mathbf{h}^{[P,3]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P,0]}(n)\mathbf{V}^{[M_1]}(n)=\mathbf{h}^{[P,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P,0]}(n)\mathbf{V}^{[M_2]}(n)=\mathbf{h}^{[P,0]}(t_1) \end{cases} \quad (12)$$

所有 PUEP_i, i ∈ {1, 2, 3, 4, 5, 6} 都必须满足类似的干扰对齐条件.

以 MUEM₁ 为例, 为了实现干扰对齐与消除, MUEM₁ 的干扰对齐条件为

$$\begin{cases} \mathbf{h}^{[M_1,1]}(n)\mathbf{V}^{[1]}(n)=\mathbf{h}^{[M_1,1]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[M_1,2]}(n)\mathbf{V}^{[2]}(n)=\mathbf{h}^{[M_1,2]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[M_1,3]}(n)\mathbf{V}^{[3]}(n)=\mathbf{h}^{[M_1,3]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[M_1,M_2]}(n)\mathbf{V}^{[M_2]}(n)=\mathbf{h}^{[M_1,M_2]}(t_1) \end{cases} \quad (13)$$

所有 MUEM_v, v ∈ {1, 2} 都必须满足类似的干扰对齐条件.

从 PBS_i 角度看, 构造 $\mathbf{V}^{[i]}(n)$ 需满足相应的对齐条件, 例如 $\mathbf{V}^{[1]}(n)$ 以干扰对齐条件重构为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[P_2,1]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_3,1]}(n) \\ \mathbf{h}^{[M_1,1]}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}^1(n)} \mathbf{V}^{[1]}(n) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[P_2,1]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_3,1]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[M_1,1]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}^1(t_1)} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{h}^1(n) \in \mathbb{C}^{3 \times A}$, $\mathbf{h}^1(t_1) \in \mathbb{C}^{3 \times A}$ 分别表示当前和过期 CSIT 的等效矩阵. 当 A=3 时, $\mathbf{V}^{[1]}(n)$ 可通过直接求逆求解^[24,25]; 当 A>3 时, $\mathbf{V}^{[1]}(n)$ 通过广义逆求解^[3].

将式(13)的 $\mathbf{V}^{[1]}(n)$ 按列拆分, 可获得 A 组非齐次线性方程组, 每组包括 3 个关于 A 个未知变量的独立线性方程. 由于 A ≥ 3, 将多余符号置 0, 即可用每个线性方程组求解出相应的 3 个未知变量. 构建如图 3 所示的循环填零预编码矩阵, 由于信道参数的独立同分布特性, 此时每列求解出的未知变量以概率 1 不为 0.

e_{α_1}	0	0	0	0	e_{α,β_4}	e_{α,β_5}	e_{α,β_A}
⋮	e_{α_2}	0	⋮	⋮	0	e_{α,β_3}	⋮
⋮	⋮	e_{α,β_1}	0	⋮	⋮	0	e_{α,β_A}
e_{α_1}	⋮	⋮	e_{α,β_2}	0	⋮	⋮	0
0	e_{α_2}	⋮	⋮	⋮	0	⋮	⋮
⋮	0	e_{α,β_1}	⋮	⋮	⋮	0	⋮
⋮	⋮	0	e_{α,β_2}	⋮	⋮	⋮	0
0	0	0	0	⋮	⋮	⋮	e_{α,β_A}

$\mathbf{V}^{[1]}(n) \in \mathbb{C}^{A \times A}$

图 3 预编码矩阵 $\mathbf{V}^{[1]}(n)$ (α 和 β 分别表示行和列)

从 MBS0 角度看, 构造 $\mathbf{V}^{[M_v]}(n)$ 需满足相应的对齐条件, $\mathbf{V}^{[M_1]}(n)$ 以干扰对齐条件重构为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[P_1,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_2,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_3,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[M_2,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_4,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_5,0]}(n) \\ \mathbf{h}^{[P_6,0]}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}^{M_1}(n)} \mathbf{V}^{[M_1]}(n) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[P_1,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_2,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_3,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[M_2,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_4,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_5,0]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[P_6,0]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}^{M_1}(t_1)} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{h}^{M_1}(n) \in \mathbb{C}^{7 \times C}$, $\mathbf{h}^{M_1}(t_1) \in \mathbb{C}^{7 \times C}$ 分别表示当前和过期 CSIT 的等效矩阵. 类似于 PBS, MBS 的发射天线 C ≥ 7 时, $\mathbf{V}^{[M_1]}(n)$ 可解.

进一步, 通过干扰消除, PUEP_i 在第二阶段的每个时隙可以得到一个只包含期望信号的线性方程, 即 $y^{[P_i]}(n) - y^{[P_i]}(t_1)$. PUEP_i 最后的等效输入输出关系为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y^{[P_i]}(t_2) - y^{[P_i]}(t_1) \\ \vdots \\ y^{[P_i]}(t_{T_c}) - y^{[P_i]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}^{[P_i]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[P_i]}(t_2)\mathbf{V}^{[i]}(t_2) - \mathbf{h}^{[P_i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[P_i]}(t_{T_c})\mathbf{V}^{[i]}(t_{T_c}) - \mathbf{h}^{[P_i]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{h}}^{[P_i]}} \mathbf{s}^{[i]} \quad (16)$$

其中, 等效矩阵 $\hat{\mathbf{h}}^{[P_i]} \in \mathbb{C}^{(T_c-1) \times A}$ 以概率 1 满秩 (秩为 A)^[26]. 因此, 在 1+A 个时隙内, PUEP_i 能成功解码来自对应 PBS_i 的 A 个符号.

类似地, MUEM_v 通过干扰消除也能够获得只包含期望信号的线性方程, MUEM_v 最后的等效输入输出关系为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y^{[M_v]}(t_2) - y^{[M_v]}(t_1) \\ \vdots \\ y^{[M_v]}(t_{T_c}) - y^{[M_v]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}^{[M_v]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[M_v]}(t_2)\mathbf{V}^{[M_v]}(t_2) - \mathbf{h}^{[M_v]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[M_v]}(t_{T_c})\mathbf{V}^{[M_v]}(t_{T_c}) - \mathbf{h}^{[M_v]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{h}}^{[M_v]}} \mathbf{s}^{[M_v]} \quad (17)$$

其中, 等效矩阵 $\hat{\mathbf{h}}^{[M_v]} \in \mathbb{C}^{(T_c-1) \times C}$ 以概率 1 满秩 (秩为 C). 因此, 在 1+C 个时隙内, MUEM_v 能成功解码来自 MBS 的 C 个符号. 值得注意的是, MBS 天线数大于 PBS 天线数, 因此总时隙为 MBS 的时隙数. 综上所述, 通过时隙共享原则, 系统可达自由度为

$$d_\Sigma \left(\frac{1}{T_c} \right) = \frac{n(2C+6A) + (T_c-1)T_c}{nT_c + (T_c-1)T_c} \quad (18)$$

当 n 趋于无穷大时, 可达自由度为 $\frac{6A+2C}{C+1}$. 类似

地, 当 $\frac{1}{C+1} < \lambda < 1$ 时, $d_\Sigma(\lambda) = a\lambda + b$, 当 $\lambda \geq 1$ 时, $d_\Sigma(\lambda) = \frac{6A+2C}{3A+2C}$.

3.2 自由度折中域

根据定理 1, HSTIA 在本地延时 CSIT 下的可达自由度折中域如图 4 所示. 由图可知, 基于适当延时 CSIT 的 HSTIA 方案能获得比 TDMA 更高的自由度, 主要得益于当 CSI 反馈时延小于信道相干时间时发射端能联合利用当前和过期 CSI 设计预编码, 实现接收端干扰对齐和相消, 从而提升了系统自由度.

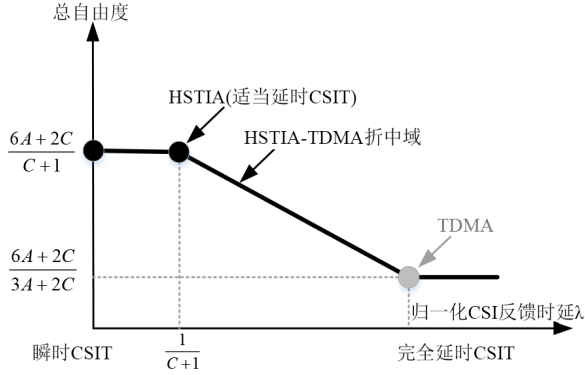


图 4 双层异构网络 MISO 混合信道关于反馈时延 λ 的自由度折中域

4 MIMO 混合信道空时干扰对齐

本节进一步将 HSTIA 方案扩展至双层异构网络 MIMO 混合信道. 通过对 MISO 混合信道 HSTIA 方案的自由度分析可知, 随着 PBS 天线数 A 的增加, 自由度逐渐增大. 但 PBS 天线数 A 受到 MBS 天线数 C 的限制, 不可能无限增大. 如果增大 C , CSI 反馈时延 $\lambda = 1/(C+1)$ 减小. 显然, 自由度和 CSI 反馈条件存在折中. 接下来, 通过将接收端扩展为多天线, 构成 MIMO 混合信道, 旨在提升自由度的同时, 缓解对 CSI 反馈条件的要求.

定理 2 对于双层异构网络 MIMO 混合信道, 令 $\alpha = C/B$, 且 $\alpha \geq T_c - 1$. 在 CSI 有限反馈条件下 (特定 λ_{\max}), 可达自由度为

$$d_{\Sigma}(\lambda_{\max}) = \frac{6A+2C}{\lceil \alpha \rceil + 1} \quad (19)$$

其中, $\lambda_{\max} = 1/(1 + \lceil \alpha \rceil)$ 表示信道保持式 (19) 中可达自由度的最大归一化 CSI 反馈时延.

证明 类似于定理 1, 将式 (14) 扩展为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[P_2,1]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_3,1]}(n) \\ \mathbf{H}^{[M,1]}(n) \end{bmatrix} \mathbf{V}^{[1]}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[P_2,1]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_3,1]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[M,1]}(t_1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中, $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_{T_c}\}$ 表示干扰再生阶段接入当前和过期 CSIT 的时隙; $\mathbf{H}_{\text{eff}}^1(n) \in \mathbb{C}^{3B \times A}$, $\mathbf{H}_{\text{eff}}^1(t_1) \in \mathbb{C}^{3B \times A}$ 分别表示当前和过期 CSIT 条件下的等效矩阵; $\mathbf{V}^{[1]}(n) \in \mathbb{C}^{A \times A}$ 表示 PBS1 的预编码矩阵.

将式 (15) 扩展为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[P_1,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_2,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_3,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[M_2,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_4,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_5,0]}(n) \\ \mathbf{H}^{[P_6,0]}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{eff}}^{M_1}(n)} \mathbf{V}^{[M_1]}(n) = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[P_1,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_2,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_3,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[M_2,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_4,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_5,0]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[P_6,0]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{eff}}^{M_1}(t_1)} \quad (21)$$

其中, $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_{T_c}\}$ 表示干扰再生阶段接入当前和过期 CSIT 的时隙; $\mathbf{H}_{\text{eff}}^{M_1}(n) \in \mathbb{C}^{7B \times A}$, $\mathbf{H}_{\text{eff}}^{M_1}(t_1) \in \mathbb{C}^{7B \times A}$ 分别表示当前和过期 CSIT 条件下的等效矩阵; $\mathbf{V}^{[M_1]}(n) \in \mathbb{C}^{C \times C}$ 表示 MBS0 对用户 M_1 的预编码矩阵.

PUEP_i 最终等效输入输出关系为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{[P_i]}(t_2) - \mathbf{y}^{[P_i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{[P_i]}(t_{T_c}) - \mathbf{y}^{[P_i]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}^{[P_i]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[P_i]}(t_2) \mathbf{V}^{[i]}(t_2) - \mathbf{H}^{[P_i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[P_i]}(t_{T_c}) \mathbf{V}^{[i]}(t_{T_c}) - \mathbf{H}^{[P_i]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}^{[P_i]}} \mathbf{s}^{[i]} \quad (22)$$

其中, 等效矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^{[P_i]} \in \mathbb{C}^{B(T_c-1) \times A}$ 以概率 1 满秩 (秩为 A)^[3]. 因此, 在 $1 + \lceil A/B \rceil$ 个时隙内, PUEP_i 能成功解码来自对应 PBS 的 A 个符号.

MUEM_v 最终等效输入输出关系为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{[M_v]}(t_2) - \mathbf{y}^{[M_v]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{[M_v]}(t_{T_c}) - \mathbf{y}^{[M_v]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{y}}^{[M_v]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[M,0]}(t_2) \mathbf{V}^{[M_v]}(t_2) - \mathbf{H}^{[M,0]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[M,0]}(t_{T_c}) \mathbf{V}^{[M_v]}(t_{T_c}) - \mathbf{H}^{[M,0]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}^{[M,0]}} \mathbf{s}^{[M_v]} \quad (23)$$

其中, 等效矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^{[M,0]} \in \mathbb{C}^{B(T_c-1) \times C}$ 以概率 1 满秩 (秩为 C). 因此, 在 $1 + \lceil \alpha \rceil$ 个时隙内, MUEM_v 能成功解码来自 MBS 的 C 个符号.

综上所述, 在 $1 + \lceil \alpha \rceil$ 时隙内, 接收端能成功解码对应发射端的 $6A+2C$ 个符号, 即可达自由度为 $\frac{6A+2C}{1 + \lceil \alpha \rceil}$.

值得注意的是, 不同于 MISO 系统中的反馈时延 $1/(C+1)$, 此时, 反馈时延的自变量是 MBS 发送天线数与接收端天线数之比. 直观上看, 引入接收端天线数 B 将有效缓解最大归一化 CSI 反馈时延 λ_{\max} 随 MBS 天线数 C 增加而变小的趋势.

5 仿真分析

对于双层异构网络 MIMO 混合信道, 分析不同天线配置下可达遍历速率随信噪比的变化. 假设信道服从独立复高斯分布, 噪声具有 0 均值单位方差. 系统可达

速率是独立信道实现 1 000 次取平均的结果. 干扰再生阶段预编码方案采用文献[3]的循环填零法, 相应的系统可达速率由最终等效信号输入输出关系的可达容量公式计算.

图 5 所示为双层异构网络 MIMO 混合信道基站和接收端配置不同天线数时, 系统可达速率随信噪比变化曲线. 由图可知, 当 SNR 足够高时, 系统可达速率的 3 dB 增量与理论自由度 $\frac{6A+2C}{1+\lceil\alpha\rceil}$ 一致. 若固定接收端天线数 B 和 MBS 天线数 C , 随着 PBS 天线数 A 的增加, 系统可达速率逐渐增加; 若固定接收端天线数 B 和 PBS 天线数 A , 系统可达速率随 MBS 天线数 C 的增加而下降, 但可达速率的上限得到了提升; 若固定 MBS 天线数 C 和 PBS 天线数 A , 系统可达速率随着接收端天线数 B 的增加而提升.

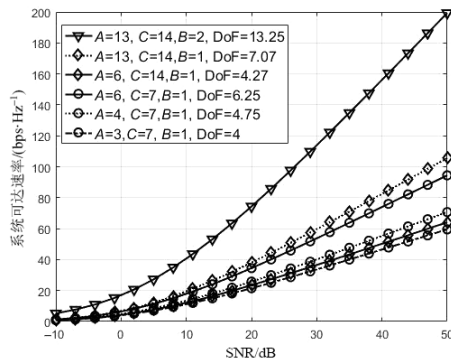


图 5 双层异构网络 MIMO 混合信道不同天线数下, 系统可达速率随信噪比的关系

图 6 所示为双层异构网络 MIMO 混合信道下 HSTIA 方案的可达自由度折中域. 由图可知, 自由度与最大归一化反馈时延 λ_{\max} 随 B 递增, 且在反馈时延小于 λ_{\max} 下, 自由度能保持定理 2 的可达自由度. B 的引入使整个传输时隙 $1+\lceil\alpha\rceil$ 得到减少, 从而使自由度得到了提升, 并且 B 的引入使 λ_{\max} 受到 B 的影响, 能够使系统的反馈时延范围得到进一步提升. 值得注意的是, 在固定的 A 和 C 下, 为了满足预编码所需的的天线数, B 的取值是有限的, 即满足 $A \geq 3B, C \geq 7B$. 因此系统可达自由度和有限延时 CSI 范围由基站发射天线数和用户接收端天线数共同决定.

图 7 给出了双层异构网络下本文提出的 HSTIA 方案与 TDMA, CIA^[2], STIA^[9] 等方案获得的系统可达速率对比. 针对异构网络, 后 3 种传统方案不能同时消除层间干扰和同层干扰. 为了进行客观对比, 将信号发送过程分为 2 个阶段: 第 1 阶段 MBS 采用 TDMA 方案发送信号, 第 2 阶段 PBS 采用各自的传统方案发送信号, 使 MBS 发送过程与 PBS 发送过程分离, 避免层间干扰. 仿

真结果表明, 在相同天线配置下, 本文提出的 HSTIA 方案相较于其他传统方案, 能够获得最大的自由度. 这是因为 HSTIA 方案考虑了同时消除异构网络中的各类干扰, 从而提高了系统自由度. 此外, 由图可知, 与 STIA 相比, CIA 方案的自由度更大. 因为 CIA 利用的是理想信道状态信息, 能够在更短时隙内将干扰对齐到子空间中进行消除, 由式(3)可知, CIA 方案能够获得更大的自由度. 另外, TDMA 方案的自由度最低, TDMA 方案只能分时隙发送信号, 因此传输相同符号数需要更多的时隙, 致使系统自由度低于 IA 和 STIA.

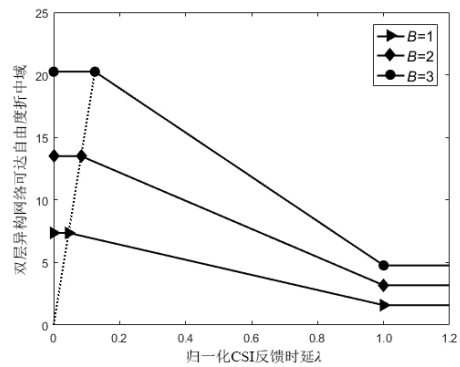


图 6 双层异构网络可达自由度折中域 ($A=20, C=21$)

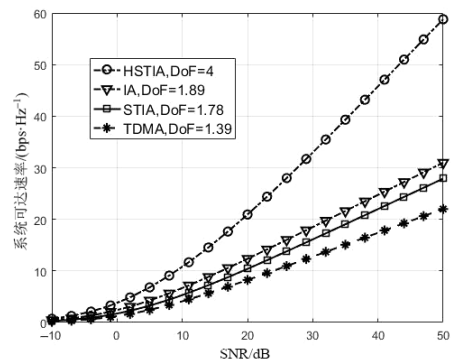


图 7 不同方案下系统可达速率 ($A=3, B=1, C=7$)

6 结束语

针对双层异构网络中宏用户数量与微用户数量存在差异的应用场景, 本文提出了基于有限 CSI 反馈的空时干扰对齐方案, 将传统的 STIA 方案拓展至双层异构网络 MISO 混合信道和 MIMO 混合信道, 通过 HSTIA 方案有效地解决了双层异构网络中的干扰问题. 随后, 本文进一步分析了基站发射天线数和用户接收端天线数对可达自由度的影响, 并给出了可达自由度与有限 CSI 反馈时延之间的折中域, 使该方案不再过度依赖瞬时 CSIT. 仿真结果表明, 本文提出的 HSTIA 方案提高了系统的可达速率, 同时获得了高于对比方案的系统自由度. 在未来的研究中, 可以考虑将 HSTIA 方案与中继等

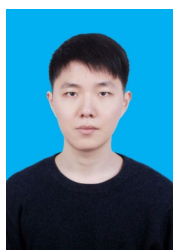
辅助节点技术融合,在缓解 CSI 反馈时延需求的同时,进一步提升异构网络的系统容量.

参考文献

- [1] JAFAR S A, SHAMAI S. Degrees of freedom region of the MIMO X channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(1): 151-170.
- [2] GOU T G, JAFAR S A. Degrees of freedom of the K user $M \times N$ MIMO interference channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2010, 56(12): 6040-6057.
- [3] WANG C W, SUN H, JAFAR S ALI. Genie chains: Exploring outer bounds on the degrees of freedom of MIMO interference networks[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2016, 62(10): 5573-5602.
- [4] MADDAH-ALI M ALI, MOTAHARI A S, KHANDANI A K. Communication over MIMO X channels: Interference alignment, decomposition, and performance analysis [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(8): 3457-3470.
- [5] CADAMBE V R, JAFAR S A. Interference alignment and the degrees of freedom of wireless X networks[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(9): 3893-3908.
- [6] SUN H, GENG C H, GOU T G, et al. Degrees of freedom of MIMO X networks: Spatial scale invariance, one-sided decomposability and linear feasibility[C]//2012 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. Piscataway: IEEE, 2012: 2082-2086.
- [7] AGUSTIN A, VIDAL J. Degrees of freedom region of the MIMO X channel with an arbitrary number of antennas [EB/OL]. (2012)[2021]. <https://arxiv.org/abs/1210.2582>.
- [8] 冯文江, 应腾达, 代才莉, 等. 基于分布式混合 CSIT 的 MIMO X 网络自由度分析[J]. *电子学报*, 2018, 46(7): 1553-1561.
FENG W J, YING T D, DAI C L, et al. DoF analysis of the MIMO X network with distributed hybrid CSIT[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(7): 1553-1561. (in Chinese)
- [9] 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.
- [10] LEE N, TANDON R, HEATH R W. Distributed space-time interference alignment with moderately delayed CSIT[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(2): 1048-1059.
- [11] LEE N, HEATH R W. CSI feedback delay and degrees of freedom gain trade-off for the MISO interference channel [C]//2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR). Piscataway: IEEE, 2013: 1851-1854.
- [12] LEJOSNE Y, SLOCK D, YI Y W. Space time interference alignment scheme for the MIMO BC and IC with delayed CSIT and finite coherence time[C]//2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2013: 4868-4872.
- [13] 张博为, 冯文江, 廖勇, 等. 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[J]. *电子学报*, 2017, 45(12): 3051-3059.
ZHANG B W, FENG W J, LIAO Y, et al. Degrees of freedom of uplink multi-cell MIMO Cellular Interfering network with delayed output feedback[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(12): 3051-3059. (in Chinese)
- [14] ZHAO F, WANG W, CHEN H B. Interference alignment and fairness algorithms for MIMO cognitive radio systems[J]. *Mobile Information Systems*, 2015, 2015: 1-8.
- [15] MASO M, DEBBAH M, VANGELISTA L. A distributed approach to interference alignment in OFDM-based two-tiered networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(5): 1935-1949.
- [16] LIU G Q, SHENG M, WANG X J, et al. Interference alignment for partially connected downlink MIMO heterogeneous networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(2): 551-564.
- [17] WANG K, LI H Y, YU F R, et al. Interference alignment in virtualized heterogeneous cellular networks with imperfect channel state information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(2): 1519-1532.
- [18] SEO J, KIM H, AHN J, et al. Macrocell protection interference alignment in two-tier downlink heterogeneous networks[J]. *Mobile Information Systems*, 2017, 2017: 1-13.
- [19] PANTISANO F, BENNIS M, SAAD W, et al. Interference alignment for cooperative femtocell networks: A game-theoretic approach[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2013, 12(11): 2233-2246.
- [20] HALIMA S BEN, SAADANI A. Joint clustering and interference alignment for overloaded femtocell networks [C]//2012 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE, 2012: 1229-1233.
- [21] GULER B, YENER A. Selective interference alignment for MIMO cognitive femtocell networks[J]. *IEEE Journal*

- on Selected Areas in Communications, 2014, 32(3): 439-450.
- [22] SHARMA S K, CHATZINOTAS S, OTTERSTEN B. Interference alignment for spectral coexistence of heterogeneous networks[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2013, 2013(1): 1-14.
- [23] 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.
- [24] YING T D, FENG W J, SU W F, et al. On the degrees of freedom of MIMO X networks with non-cooperation transmitters[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(4): 2490-2504.
- [25] QIN C, WANG C W, PAN D, et al. A hybrid interference alignment scheme in two-tiered MIMO heterogeneous network[C]//2019 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway: IEEE, 2019: 1-6.
- [26] 李劲夫, 冯文江, 王文收, 等. 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[J]. 通信学报, 2021, 42(6): 94-106.
- LI J F, FENG W J, WANG W S, et al. Partial interference elimination based retrospective interference alignment scheme in the downlink MIMO broadcast channel[J]. Journal on Communications, 2021, 42(6): 94-106. (in Chinese)

作者简介



李劲夫 男, 1993年生, 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.
E-mail: jingfuli@cqu.edu.cn



冯文江(通讯作者) 男, 1963年生, 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、无线通信技术和宽带无线接入技术等.
E-mail: fengwj@cqu.edu.cn