

基于分布式混合 CSIT 的 MIMO X 网络自由度分析

冯文江¹, 应腾达¹, 代才莉^{1,2}, 蒋卫恒¹, 刘国岭¹, 钟昕辉¹, 姚楚楠¹

(1. 重庆大学通信工程学院, 重庆 400044; 2. 重庆电子工程职业学院通信工程学院, 重庆 401331)

摘要: 在 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络中, 发射端信道状态信息 (CSIT) 类型会影响系统总自由度 (sum-DoF). 为逼近系统总自由度外界, 设计 MIMO X 网络对称天线配置下的多阶段分布式空时干扰对齐 (DSTIA) 方案; 推导具有分布式特性的基于混合 CSIT—过期 (outdated) 和当前 (current) CSIT 的预编码矩阵闭式解; 分析 CSI 反馈时延、网络节点数和配置天线数对 MIMO X 网络总自由度的影响. 理论和数值分析表明, 在分布式混合 CSIT 条件下, DSTIA 方案能充分消除用户间干扰, 获得更高的自由度, 缩小可达界与外界的差距, 提高系统可达速率.

关键词: 自由度; 分布式混合 CSIT; 空时干扰对齐; 预编码

中图分类号: TN919.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)07-1553-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.07.003

DoF Analysis of the MIMO X Network with Distributed Hybrid CSIT

FENG Wen-jiang¹, YING Teng-da¹, DAI Cai-li^{1,2}, JIANG Wei-heng¹,

LIU Guo-ling¹, ZHONG Xin-hui¹, YAO Chu-nan¹

(1. College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China;

2. College of Communication Engineering, Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, China)

Abstract: In the context of $M \times N$ user multiple-input multiple-output (MIMO) X network, the different types of channel state information at the transmitters (CSIT) have impacts on the sum of degrees of freedom (sum-DoF). To approximate to the sum-DoF outer bounds, we propose a multiphase distributed space-time interference alignment (DSTIA) scheme for the MIMO X network with symmetric antenna configurations. We derive the closed-form solution of precoding matrix based on hybrid CSIT (i. e., outdated and current CSIT) with distributed characteristics, while revealing the impact on how the CSI feedback delay, as well as the number of transmitters/receivers and the number of antennas affect the sum-DoF of the MIMO X network. Theoretical and Analytical results show that, with distributed hybrid CSIT, DSTIA scheme can achieve better sum-DoFs by eliminating inter-user interference perfectly, as well as tightening DoF gap and improving the achievable rates of system.

Key words: degree of freedom; distributed hybrid CSIT; space-time interference alignment; precoding

1 引言

自由度 (DoF, Degrees of Freedom) 作为衡量干扰网络在高信噪比 (SNR, Signal-to-Noise) 条件下的容量指标, 是干扰网络能获得无干扰传输数据流的抽象^[1,2]. 分析自由度特性能揭示如发射端信道状态信息 (CSIT, Channel State Information at the Transmitter)、网络节点数、收发射端天线配置等要素对系统容量的影响. 干扰对齐 (IA, Interference Alignment) 旨在通过发射端预编

码实现接收端干扰降维或时/频前后结合消除干扰, 从而无干扰提取期望信号^[3]. 近年来, IA 的实际应用^[4] 及其对不同网络自由度性能的影响已获得广泛研究^[5,6].

MAT 方案证明了完全延时 (Completely-Delayed) CSIT 仍有助于 MISO (Multiple-Input Single-Output) 广播信道 (BC, Broadcast Channel) 获得比 TDMA 方案更高的自由度^[7]. 自此, 针对不同 CSIT 条件、天线配置以及网络节点数下的自由度已有大量研究. 从 CSIT 条件角度,

收稿日期: 2017-04-06; 修回日期: 2017-07-17; 责任编辑: 孙瑶

基金项目: 中央高校基本科研业务费 (No. 106112016CDJXY500002); 重庆市基础科学与前沿技术研究重点项目 (No. cstc2017jcyjBX0047, No. cstc2015jcyjA40021)

Gesbert 等研究 K 用户 MISO BC 自由度关于不同精度当前 (current) CSIT 的可达折中域^[8,9]. 从天线配置角度, Varanasi 等给出了完全延时 CSIT 条件下 K 用户 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) BC 的自由度外界^[10], 文献[11,12]分别探讨了 2,3 用户 MIMO BC 在相应 CSIT 条件下的可达自由度. 然而,关于 K 用户 MIMO BC 的可达自由度,目前尚未开展研究. 从网络节点数角度, 文献[13~17]研究了分布式 (distributed) 场景下的干扰对齐方案. 特别地, 文献[16,17]探讨了 2×2 用户 MIMO X 信道在不同反馈条件下的可达自由度.

综合考虑上述三个因素,近年来对 X 网络的自由度研究主要关注理论外界 (域) 推演和传输方案设计. 文献[3]表明,在理想 CSIT 条件下, $M \times N$ 用户 MISO (发射端

A 根天线) X 网络的自由度外界为 $\min\left(N, \frac{MNA}{N+MA-A}\right)$. 由于理想 CSIT 条件过于苛刻,合理利用 CSIT 提高系统自由度的研究相继问世^[18~23]. 文献[18]研究多用户 BC, X 等网络在发射端未知 CSIT 条件下的自由度域, 结果表明, K 用户 MISO X 网络在未知 CSIT 时总自由度下降至 1. 进一步, Lee 等针对 MISO BC 提出空时干扰对齐方案 (STIA, Space-Time IA)^[19], 并将其扩展至 $K \times 2$ 用户 SISO (Single-Input Single-Output) X 网络^[20]. 文献[21,22]提出基于循环填零 (Cyclic Zero-Padding) 预编码的分布式空时干扰对齐 (DSTIA, Distributed STIA) 方案, 结果表明, 该方案能获得更高的自由度, 但无法应用于 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络.

本文研究基于分布式混合 CSIT 的 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络可达自由度, 通过设计 DSTIA 方案, 分析 CSI 反馈时延、网络节点数和配置天线数对网络可达自由度的影响. 本文创新点主要体现在三方面: (1) 更高自由度, DSTIA 方案能获得比 K 用户 MISO BC (如文献[9,19,23]) 以及 3 用户 MIMO BC (如文献[10,12,18]) 更高的自由度; (2) 多天线扩展, 相对于文献[21], 探讨 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络在对称天线配置下的系统可达自由度; (3) 多节点扩展, 相对于文献[22], 探讨任意发射端/接收端数对系统可达自由度的影响.

2 系统模型

2.1 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络信号模型

如图 1 所示, $M \times N$ 用户 MIMO X 网络由 M 个发射端和 N 个接收端组成. 发射端 i 配置 A_i 根天线, 接收端 j 配置 B_j 根天线, 其中 $i \in \{1, 2, \dots, M\}$, $j \in \{1, 2, \dots, N\}$. 发射端 i 向接收端 j 发送独立信息 $W^{[ij]}$, 其信号模型:

$$\mathbf{Y}^{[j]}(n) = \sum_{i=1}^M \mathbf{H}^{[ji]}(n) \mathbf{x}^{[i]}(n) + \mathbf{z}^{[j]}(n) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{Y}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{B_j \times 1}$ 为接收端 j 的接收信号, n 表示时

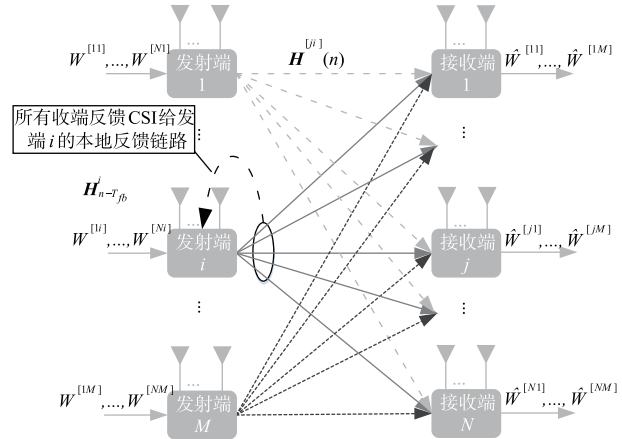


图1 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络模型

隙; $\mathbf{H}^{[ji]}(n) \in \mathbb{C}^{B_j \times A_i}$ 为发射端 i 到接收端 j 的信道矩阵; $\mathbf{x}^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{A_i \times 1}$ 为发射端 i 的发送信号向量; $\mathbf{z}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{B_j \times 1}$ 为服从零均值, 单位方差的加性高斯噪声. 假设信道具有块衰落 (Block Fading) 特性, 传输周期内信道参数恒定, 传输周期期间信道随机变化, 且不同块衰落信道向量的所有元素服从连续的独立同分布. 每个接收端能获得全局完美 (无差错) 的 CSIR. 每个发射端的功率限制为 P . 由于自由度是信噪比足够大时衡量系统容量的指标, 本文在分析自由度时忽略噪声.

2.2 块衰落信道特性下的 CSI 反馈模型

如图 2 所示, 每个接收端无差错估计不同发射端 CSI, 并每隔相干时间 T_c 通过无差错反馈链路将 CSI 周期性反馈给发射端^[19]. 因此, 各发射端能连续追踪信道变化, 从而获取 CSI.

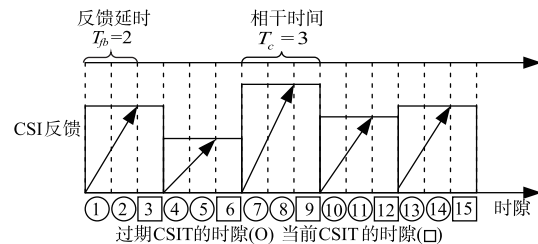


图2 CSI反馈模型

假设 CSI 反馈链路无差错但存在 T_{fb} 时隙的反馈时延, 且 $T_{fb} < T_c$. 图 2 表明, 基于块衰落信道, 发射端 i 可以无差错获得当前相干块的 CSI 和此前相干块的 CSI^[20]. 将发射端 i 获得的当前和过期 CSI 称为分布式混合 CSIT. 定义归一化 CSI 反馈时延衡量 CSI 反馈迟滞性, 即

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

当 $0 < \lambda < 1$ 时, 称为适当延时 (Temperately-Delayed) CSIT; 当 $\lambda \geq 1$ 时, 称为完全延时 (Completely-De-

layed) CSIT; 当 $\lambda = 0$ 时, 称为瞬时 (Instantaneous) CSIT.

2.3 自由度

干扰网络的可达速率取决于归一化 CSI 反馈时延 λ 和信噪比 $\text{SNR}^{[20]}$, 当时隙 n 趋于无穷大时, 若能以趋于零的误差概率恢复信息 $W^{[j]}$, 对应的可达速率为:

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

$M \times N$ 用户 MIMO X 网络在本地 CSIT 条件下的自由度表示为 λ 的函数, 即

$$d_{\Sigma}^X(M, N; \lambda) = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^M R^{[j]}(\lambda, \text{SNR})}{\log_2(\text{SNR})} \quad (4)$$

3 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络的自由度折中域

3.1 MISO X 网络可达自由度

定理 1 对于 $M \times N$ 用户 MISO X 网络, 每个发射端配置 A 根天线, 每个接收端配置单根天线, 且 $A \geq N - 1$. 在分布式混合 CSIT 条件下, 其可达自由度折中域为:

$$d_{\Sigma}^X(M, N; \lambda) = \begin{cases} \frac{MNA}{1+MA}, & 0 \leq \lambda \leq \frac{2}{1+MA} \\ a_{MNA}\lambda + b_{MNA}, & \frac{2}{1+MA} < \lambda < 1 \\ 1, & \lambda \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

其中, $a_{MNA} = \frac{MA(N-1)-1}{1-MA}$, $b_{MNA} = \frac{2-MNA}{1-MA}$.

证明 集中证明点 $d_{\Sigma}^X\left(M, N; \frac{2}{1+MA}\right) = \frac{MNA}{1+MA}$ 的可达性^[20]. 在点 $d_{\Sigma}^X\left(M, N; \frac{2}{1+MA}\right)$ 和 $d_{\Sigma}^X(M, N; 1)$ 之间的任意点可根据时隙共享原则, 在时域交替实施 DSTIA 和 TDMA 方案获得.

假设归一化 CSI 反馈时延 $\lambda = \frac{2}{1+MA}$, 即 $T_{fb} = 2, T_c = 1 + MA$. 由 $n + T_c - 1$ 个相干块组成的时隙集合共有 $(n + T_c - 1)T_c$ 个时隙, 记为 $S_l = \{1, 2, \dots, (n + T_c - 1)T_c\}$. 将其划分为子集 S_c 和 S_o , S_c 为发射端已知当前和过期 CSIT 的集合, 且 $|S_c| = (T_c - 2)(n + T_c - 1)$; 而 S_o 为发射端仅已知过期 CSIT 的集合, 且 $|S_o| = 2(n + T_c - 1)$. 此外, 将执行 DSTIA 方案所需的 n 个传输时隙集合记为 $\{I_1, I_2, \dots, I_n\}$, 其中每个子集包含 T_c 个时隙, 即 $I_l = \{t_{l,1}, t_{l,2}, \dots, t_{l,T_c}\}$, $l \in \{1, 2, \dots, n\}$ 且 $t_{l,1} \in S_o, t_{l,k} \in S_c, k \in \{2, 3, \dots, T_c\}$. I_l 中任意两个时隙选自不同相干块. 下面证明每个传输时隙集合 I_l 能获得的自由度为 MNA . 为方便计, 省略右下角标 l , 即 $I_l = \{t_1, t_2, \dots, t_{T_c}\}$. 实施 DSTIA 方案包含两个阶段.

阶段 1 (冗余传输): 包括 1 个时隙, $n \in \{t_1\}$. 在时

隙 t_1 , 发射端 i 广播叠加信号向量

$$\mathbf{x}^{[i]}(t_1) = \sum_{j=1}^N \mathbf{s}^{[ji]} \quad (6)$$

至所有接收端. 其中, $\mathbf{s}^{[ji]} = [s_1^{[ji]}, s_2^{[ji]}, \dots, s_A^{[ji]}]^T$ 表示发射端 i 发送至接收端 j 的信号向量, 且 $i \in \{1, 2, \dots, M\}$, $j \in \{1, 2, \dots, N\}$. 接收端 j 在时隙 t_1 的接收信号:

$$\begin{aligned} y^{[j]}(t_1) &= \sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \mathbf{x}^{[i]}(t_1) \\ &= \underbrace{\sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \mathbf{s}^{[ji]}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \left(\sum_{k=1, k \neq j}^N \mathbf{s}^{[ki]} \right)}_{\text{干扰信号}} \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \in \mathbb{C}^{1 \times A}$ 表示时隙 t_1 从发射端 i 到接收端 j 的信道. 在该阶段末尾, 各接收端得到一个期望信号与干扰信号叠加的线性方程.

阶段 2 (干扰再生): 包含 I_l 集合中的其余时隙, $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_{T_c}\}$. 在该阶段的每个时隙, 发射端 i 将此阶段前发送给接收端 j 的信号向量经过预编码后再叠加, 并广播给接收端 j , 即

$$\mathbf{x}^{[i]}(n) = \sum_{j=1}^N \mathbf{V}_j^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[ji]} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{V}_j^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{A \times A}$ 表示发射端 i 在时隙 n 对应接收端 j 的预编码矩阵. 在本阶段的各时隙 n , 接收端 j ($j \in \{1, 2, \dots, N\}$) 的接收信号为:

$$\begin{aligned} y^{[j]}(n) &= \sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{x}^{[i]}(n) \\ &= \underbrace{\sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_j^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[ji]}}_{\text{期望信号}} \\ &\quad + \underbrace{\sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(n) \left(\sum_{k=1, k \neq j}^N \mathbf{V}_k^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[ki]} \right)}_{\text{干扰信号}} \end{aligned} \quad (9)$$

预编码的目的是在时域上对齐各接收端的干扰信号, 从而使各接收端通过干扰相消生成仅包含 MA 个期望信号的线性方程. 在该阶段各时隙重复干扰消除操作, 阶段末尾各接收端生成 MA 个关于 MA 个期望信号的线性方程组. 为消除干扰, 接收端 j 的干扰对齐条件为:

$$\begin{cases} \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_1^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_{j-1}^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_{j+1}^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_N^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \\ \forall i \in \{1, 2, \dots, M\} \end{cases} \quad (10)$$

从每个发射端看, 构造 $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$ 需满足相应的 $N - 1$ 个对齐条件, 式(10)可重构为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h}^{[1i]}(n) \mathbf{V}_k^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[1i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[(k-1)i]}(n) \mathbf{V}_k^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[(k-1)i]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[(k+1)i]}(n) \mathbf{V}_k^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[(k+1)i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[Ni]}(n) \mathbf{V}_k^{[i]}(n) = \mathbf{h}^{[Ni]}(t_1) \end{array} \right. \quad (11)$$

$$\forall i \in \{1, 2, \dots, M\}, \forall k \in \{1, 2, \dots, N\}$$

由于 $\mathbf{h}^{[ji]}(n)$ 是 $1 \times A$ 维向量, 且 $A \geq N-1$, 式(11)还可改写为:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[1i]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[(k-1)i]}(n) \\ \mathbf{h}^{[(k+1)i]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[Ni]}(n) \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{[\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_A]}_{\mathbf{V}_k^{[i]}(n)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[1i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[(k-1)i]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[(k+1)i]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[Ni]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\mathbf{D}} \quad (12)$$

其中, $\hat{\mathbf{C}} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_A]$, $\hat{\mathbf{D}} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_A] \in \mathbb{C}^{(N-1) \times A}$ 为等效矩阵. 当 $A = N-1$ 时, $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$ 通过直接求逆求解^[21]; 当 $A > N-1$ 时, $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$ 通过广义求逆求解. 将上式按 $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$ 的各列展开, 得到 A 个线性方程组:

$$\hat{\mathbf{C}} \mathbf{v}_l = \mathbf{d}_l \quad (13)$$

其中, $l \in \{1, 2, \dots, A\}$. 阶段 2 的每个时隙, 发射端 i 能获得过期 CSI 和当前 CSI, 即 $\{\mathbf{h}^{[ji]}(t_1) | \forall j\}$ 和 $\{\mathbf{h}^{[ji]}(n) | \forall j\}$. 换言之, 发射端 i 在设计预编码 $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$ 时已知

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y^{[j]}(t_2) - y^{[j]}(t_1) \\ y^{[j]}(t_3) - y^{[j]}(t_1) \\ \vdots \\ y^{[j]}(t_r) - y^{[j]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{Y}}^{[j]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[j1]}(t_2) \mathbf{V}_j^{[1]}(t_2) - \mathbf{h}^{[j1]}(t_1) & \cdots & \mathbf{h}^{[jM]}(t_2) \mathbf{V}_j^{[M]}(t_2) - \mathbf{h}^{[jM]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[j1]}(t_3) \mathbf{V}_j^{[1]}(t_3) - \mathbf{h}^{[j1]}(t_1) & \cdots & \mathbf{h}^{[jM]}(t_3) \mathbf{V}_j^{[M]}(t_3) - \mathbf{h}^{[jM]}(t_1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}^{[j1]}(t_r) \mathbf{V}_j^{[1]}(t_r) - \mathbf{h}^{[j1]}(t_1) & \cdots & \mathbf{h}^{[jM]}(t_r) \mathbf{V}_j^{[M]}(t_r) - \mathbf{h}^{[jM]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}^{[j]}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}^{[j1]} \\ \mathbf{s}^{[j2]} \\ \vdots \\ \mathbf{s}^{[jM]} \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}^{[j]}} \quad (16)$$

构建 $\mathbf{V}_j^{[i]}(n)$ 独立于 $\mathbf{h}^{[ji]}(n)$, 且本阶段的每个时隙 n 来自不同的相干块. 根据文献[21], 接收端 j 的等效信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}^{[j]}$ 以概率 1 满秩, 即 $\text{rank}(\hat{\mathbf{H}}^{[j]}) = MA$. 因此, 在 $1+MA$ 个时隙内, 接收端 j 能成功解码来自各发射端的 MA 个符号. 通过时隙共享, 在 n 个传输时隙集合 $\{I_1, I_2, \dots, I_n\}$ 实施 DSTIA 方案, 而在其余时隙实施 TDMA 方案, 可达自由度为:

$$d_s^x \left(M, N; \frac{2}{T_c} \right) = \frac{nMNA + (T_c - 1)T_c}{nT_c + (T_c - 1)T_c} \quad (17)$$

当 n 趋于无穷, 可达自由度为 $\frac{MNA}{1+MA}$. 证明完毕

讨论 1 (自由度折中域) $M \times N$ 用户 MISO ($A \geq N$) X 网络基于分布式混合 CSIT 的可达自由度折中域如图

系数矩阵 $\hat{\mathbf{C}}$ 和常数项 \mathbf{d}_l , 而 $\hat{\mathbf{C}}$ 和 \mathbf{d}_l 的元素服从连续的独立同分布, 保证系数矩阵和增广矩阵的秩相等, 即 $\text{rank}(\hat{\mathbf{C}}) = N-1$. 根据广义逆理论, 此时解 \mathbf{v}_l 存在但不唯一, 从而预编码矩阵也不唯一. 为构造预编码矩阵, 本文提出一般性构建方法—随机赋值消元法.

式(13)表示已知 $N-1$ 个独立线性方程, 求解 A 个未知数. 从 \mathbf{v}_l 中随机选取 $A-N+1$ 个未知数, 将其设定为介于某数值范围内的固定值, 如直接赋零, 其余 $N-1$ 个未知数通过克莱姆法则求解. 假设随机选取的 $A-N+1$ 个元素为 $\{v_{m_1, l}, v_{m_2, l}, \dots, v_{m_{A-N+1}, l}\}$, 其余 $N-1$ 个未知元素为 $\{v_{m_{A-N+2}, l}, v_{m_{A-N+3}, l}, \dots, v_{m_A, l}\}$, 其中 $\{m_1, m_2, \dots, m_A\}$ 是一组取值不重复的离散随机变量, 且 $m_1, m_2, \dots, m_A \in \{1, 2, \dots, A\}$. 将式(13)改写为:

$$\underbrace{[\mathbf{c}_{m_{A-N+2}}, \mathbf{c}_{m_{A-N+3}}, \dots, \mathbf{c}_{m_A}]}_{\hat{\mathbf{C}}_{\hat{\mathbf{v}}_l = \mathbf{d}_l}} [\mathbf{v}_{m_{A-N+2}, l}, \mathbf{v}_{m_{A-N+3}, l}, \dots, \mathbf{v}_{m_A, l}]^T = \mathbf{d}_l - \underbrace{[\mathbf{c}_{m_1}, \mathbf{c}_{m_2}, \dots, \mathbf{c}_{m_{A-N+1}}]}_{\hat{\mathbf{C}}_{\hat{\mathbf{v}}_l = \mathbf{d}_l}} [\mathbf{v}_{m_1, l}, \mathbf{v}_{m_2, l}, \dots, \mathbf{v}_{m_{A-N+1}, l}]^T \quad (14)$$

即可求解.

综上, 发射端 i 根据本地过期和当前 CSI 独立于其它发射端构建特定的 $\mathbf{V}_k^{[i]}(n)$, 使接收端 j 在阶段 2 的每个时隙实现干扰再生和消除, 进而生成一个只包含来自各发射端的期望信号组成的线性方程, 即

$$y^{[j]}(n) - y^{[j]}(t_1) = \sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(n) \mathbf{V}_j^{[i]}(n) \mathbf{s}^{[ji]} - \sum_{i=1}^M \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \mathbf{s}^{[ji]} \quad (15)$$

就接收端 j 而言, 通过干扰消除, 其等效输入输出关系为:

3 所示. 利用时隙共享原则交替执行 IA 和 TDMA, 其自由度折中域表示为归一化 CSI 反馈时延 λ 的函数, 即 IA-TDMA 折中域 (理想域). 相比于理想 CSIT 下的外界 N , 该可达自由度存在衰减因子 $\frac{MA}{1+MA}$, 当 MA 足够大时可忽略不计, 逼近外界 N . 交替执行 DSTIA 和 TDMA 方案可得 DSTIA-TDMA 折中域 (可达域). 由图可知, 在适当延时 CSIT 条件下可达域比理想域获得更高的自由度折中域. 当 $N > 2$ 时, 可达域与理想域交点出现在 $\frac{1}{1+MA} < \lambda < \frac{2}{1+MA}$ 内; 当 $N = 2$ 时, 交点右移至临界点

$\left(\frac{2}{1+MA}, \frac{MNA}{1+MA} \right)$, 即可达域与理想域只有在 $N = 2$ 时

才在区间 $\lambda > \frac{2}{1+MA}$ 内相同,随着 N 增加,可达域的优势越来越显著.

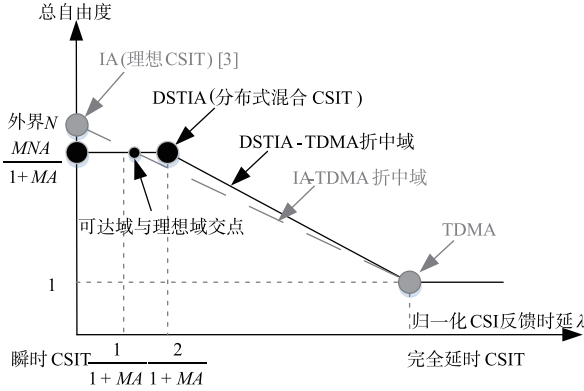


图3 $M \times N$ 用户 MISO ($A \geq N$) X 网络的自由度折中域型

讨论 2 (接收端多天线扩展) 在 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络中,考虑每个发射端配置 A 根天线,每个接收端配置 B 根天线,且满足 $A \geq B(N-1)$. 根据定理 1,在分布式混合 CSIT 条件下(特定 λ_{AB}),网络可达自由度为:

$$d_{\Sigma}^X(M, N; \lambda_{AB}) = \frac{MNA}{1 + \lceil MA/B \rceil} \quad (18)$$

3.2 MIMO X 网络可达自由度

上述接收端多天线扩展中,当 MA 不是接收端天线数 B 的整数倍时,存在时隙资源浪费,导致自由度损失^[22]. 本节通过设计更一般化的多阶段 DSTIA 传输方案,优化 MIMO X 网络在对称天线配置下的可达自由度.

定理 2 对于 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络,每个发射端配置 A 根天线,每个接收端配置 B 根天线,且 $A \geq B(N-1)$. 在分布式混合 CSIT 条件下(特定 λ_{AB}),网络可达自由度为:

$$d_{\Sigma}^X(M, N; \lambda_{AB}) = \frac{MNA + BN(\eta - 1)(\tau_{MAB} - 2)}{\eta(\tau_{MAB} - 1) + 1} \quad (19)$$

其中, η 为正整数, $\tau_{MAB} = 1 + \lceil MA/B \rceil$. 当 $\text{mod}(MA, B) = 0$ 时, $\eta = 1$; 否则, $\eta > 1$.

证明 MIMO X 网络中,在干扰再生阶段的每个时隙,每个接收端可以获取 B 个仅包含期望信号的独立线性方程. 当 MA 不能被 B 整除时,在最后一个时隙 τ_{MAB} 提供给每个接收端的 B 个线性方程中,有部分线性方程与已有的方程线性相关,从而导致可达自由度出现“平台”效应. 例如,当 $M = N = 2, A = 7$ 时, MIMO 系统可达自由度在 $B = 5, 6$ 时相同,即对特定范围内的接收端天线数 B 失去灵敏度. 考虑 η 个阶段的传输方案,每个阶段分为两个子阶段,分别为冗余传输和干扰再生子阶段. 定义第 $\theta \in \Gamma = \{1, 2, \dots, \eta\}$ 阶段从发射端 i 发

送给接收端 j 的信号为 $\mathbf{s}^{[ji\theta]} = [s_1^{[ji\theta]}, s_2^{[ji\theta]}, \dots, s_A^{[ji\theta]}]^T$. 除最后第 η 阶段张成 τ_{MAB} 个时隙外,其余每个阶段张成 $\tau_{MAB} - 1$ 个时隙;每个冗余传输子阶段只张成 1 个时隙. 第 $\theta \in \Gamma$ 阶段的传输方案如下所述.

阶段 $\theta \in \Gamma$: 第 θ 阶段在其两个子阶段内分别重复冗余传输和干扰再生. 通过调整发射端发送符号,在每个阶段缩减一个时隙的同时尽可能多地发送符号,以此提升自由度.

子阶段 1 (冗余传输): 在第 θ 阶段的冗余传输时隙 $n \in \{t_{11\theta}\}$, 发射端 i 广播叠加的混合信号向量 $\mathbf{x}^{[i]}(t_{11\theta}) = \sum_{j=1}^N \mathbf{s}^{[ji\theta]}$. 定义 $\beta = MA - (\tau_{MAB} - 2)B$, 其混合信号表示为:

$$\mathbf{s}^{[j1\theta]} = [s_1^{[j11]}, \dots, s_{\beta}^{[j11]}, s_{\beta+1}^{[j1\theta]}, \dots, s_A^{[j1\theta]}]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{s}^{[jk\theta]} = [s_1^{[jk\theta]}, \dots, s_A^{[jk\theta]}]^T \quad (21)$$

其中, $j \in \{1, \dots, N\}, k \in \{2, \dots, M\}$. 混合信号指每个冗余传输阶段,发送给每个接收端的符号为: β 个通用符号和 $(M-1)A + A - \beta$ 个差异符号.

子阶段 2 (干扰再生): 在第 θ 阶段的每个干扰再生时隙 $n \in \{t_{21\theta}, t_{31\theta}, \dots, t_{T_1\theta}\}$, 发射端 i 将本阶段冗余传输时的信号经过预编码后叠加并广播给接收端 j , 即 $\mathbf{x}^{[i]}(n) = \sum_{j=1}^N \mathbf{V}_j^{[i\theta]}(n) \mathbf{s}^{[ji\theta]}$. 通过干扰对齐与干扰相消,每个接收端在 θ 阶段的每个干扰再生时隙可获得 B 个仅包含 MA 个期望符号的线性方程. 类似式(16),接收端 j 在 θ 阶段最后的等效输入输出关系简化为:

$$\hat{\mathbf{Y}}^{[j\theta]} = \hat{\mathbf{H}}^{[j\theta]} \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{[j1\theta]} \\ \mathbf{s}^{[j2\theta]} \\ \vdots \\ \mathbf{s}^{[jM\theta]} \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中, $\hat{\mathbf{Y}}^{[j\theta]}$ 和 $\hat{\mathbf{H}}^{[j\theta]} = [\hat{\mathbf{h}}_1^{[j\theta]}, \hat{\mathbf{h}}_2^{[j\theta]}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{MA}^{[j\theta]}]$ 分别表示接收端 j 在 θ 阶段的等效接收信号和等效信道. 定义 $\bar{\theta} \in \{\theta | \theta \in \Gamma, \theta \neq \eta\}$. 考虑到第 $\bar{\theta}$ 阶段和第 η 阶段分别张成 $\tau_{MAB} - 1$ 和 τ_{MAB} 个时隙,则第 $\bar{\theta}$ 阶段的末尾接收端 j 可以获得 $(\tau_{MAB} - 2)B$ 个只含 MA 个期望符号的线性方程,而第 η 阶段的末尾接收端 j 可获得 $(\tau_{MAB} - 1)B$ 个仅含有 MA 个期望符号的线性方程. 换言之, $\hat{\mathbf{H}}^{[j\bar{\theta}]} \in \mathbb{C}^{(\tau_{MAB}-2)B \times MA}$ 以概率 1 行满秩,而 $\hat{\mathbf{H}}^{[j\eta]} \in \mathbb{C}^{(\tau_{MAB}-1)B \times MA}$ 以概率 1 列满秩. 在第 $\bar{\theta}$ 阶段末尾,接收端 j 还需要 β 个线性独立方程求解相应的 MA 个期望符号;在第 η 阶段末尾,接收端 j 能够成功解码混合信号 $\mathbf{s}^{[j1\eta]}$ 和 $\mathbf{s}^{[jk1\eta]}$.

链式解码: 链式解码是指通过在第 η 阶段解码的混合信号 $\mathbf{s}^{[j1\eta]}$ 和 $\mathbf{s}^{[jk1\eta]}$, 从中萃取 β 个通用符号,并将其代入前期第 $\bar{\theta}$ 阶段的等效输入输出关系,以此形成回溯解码链. 显然,通过将通用符号 $\{s_1^{[j1\eta]}, \dots, s_{\beta}^{[j1\eta]}\}$ 代入式(22),接收端 j 依据克莱姆法则直接求解剩余的 $(M$

-1)A + A - \beta 个差异符号,即

$$\hat{\mathbf{Y}}^{[j\bar{\theta}]} - [\hat{\mathbf{h}}_1^{[j\bar{\theta}]}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_\beta^{[j\bar{\theta}]}][s_1^{[j11]}, \dots, s_\beta^{[j11]}]^T = [\hat{\mathbf{h}}_{\beta+1}^{[j\bar{\theta}]}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{MA}^{[j\bar{\theta}]}][\hat{\mathbf{s}}^{[j1\bar{\theta}]}, s^{[j2\bar{\theta}]}, \dots, s^{[jM\bar{\theta}]}]^T \quad (23)$$

其中, $\hat{\mathbf{s}}^{[j1\bar{\theta}]} = [s_{\beta+1}^{[j1\bar{\theta}]}, \dots, s_A^{[j1\bar{\theta}]}]^T$ 表示第 $\bar{\theta}$ 阶段从发射端 1 到接收端 j 的 $A - \beta$ 个差异符号. 综上,在总时隙 $(\eta - 1)(\tau_{MAB} - 1) + \tau_{MAB}$ 上,每个接收端成功解码 β 个通用符号和 $\eta(MA - \beta)$ 个差异符号,即所有接收端成功解码 $MNA + BN(\eta - 1)(\tau_{MAB} - 2)$ 个符号. 需要注意的是,当 MA 能被 B 整除时,利用多阶段冗余传输以及链式解码的自由度结果会适得其反. 因此,在 $\text{mod}(MA, B) = 0$ 时, $\eta = 1$; 在 $\text{mod}(MA, B) \neq 0$ 时, $\eta > 1$. 证明完毕

3.3 特例

3.3.1 K 用户 MISO BC

推论 1 对于 $K(K > 3)$ 用户 MISO 广播信道,发射端配置 A 根天线,且 $A \geq K - 1$. 在混合 CSIT 条件下,该信道的可达自由度折中域为:

$$d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, K; \lambda) = \begin{cases} \frac{KA}{1+A}, & 0 \leq \lambda \leq \frac{2}{1+A} \\ F_1 1(A=K-1) + F_2 1(A > K-1), & \frac{2}{1+A} < \lambda < 1 \\ c_K 1(A=K-1) + d_K 1(A > K-1), & \lambda \geq 1 \end{cases} \quad (24)$$

其中, $1(\cdot)$ 表示指示函数,

$$F_1 = \frac{KA - c_K A - c_K \lambda}{1-A} + \frac{2c_K - KA}{1-A}, c_K = \frac{K-1}{\sum_{k=2}^K \frac{1}{k-1}}$$

$$\text{且 } F_2 = \frac{KA - d_K A - d_K \lambda}{1-A} + \frac{2d_K - KA}{1-A}, d_K = \frac{K}{\sum_{k=1}^K \frac{1}{k}}$$

证明

$A = K - 1$: 根据定理 1, 当 $0 \leq \lambda \leq \frac{2}{1+A}$ 时, 信道的可达自由度为 $K - 1$; 当 $\lambda \geq 1$ 时, 发射端仅能获得完全延时 CSI, 采用 MAT 方案的信道可达自由度为 $c_K^{[7]}$; 当 $\frac{2}{1+A} < \lambda < 1$ 时, 采取时隙共享, 不同时隙交替执行 DSTIA 和 MAT 方案, 在 $d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, K; \frac{2}{1+A})$ 和 $d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, K; 1)$ 之间的可达自由度为 λ 的线性函数, 即 F_1 .

$A \geq K$: 采取 DSTIA 和 MAT 方案, 分别获取 $d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, K; \frac{2}{1+A}) = \frac{KA}{1+A}$ 和 $d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, K; 1) = d_K$. 通过时隙共享, 信道可达自由度为 F_2 . 证明完毕

3.3.2 3 用户 MIMO BC

推论 2 对于 3 用户 MIMO 广播信道, 发射端配置

A 根天线, 每个接收端配置 B 根天线. 在混合 CSIT (特定 λ_{AB}^*) 下, 该信道的可达自由度为:

$$d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, 3; \lambda_{AB}^*) = \begin{cases} A, & A \leq B \\ \frac{3A}{\tau_A}, & B < A \leq 2B \\ \frac{3A + 3B(\eta - 1)(\tau_{AB} - 2)}{\eta(\tau_{AB} - 1) + 1}, & A \geq 2B \end{cases} \quad (25)$$

其中, $\eta \in \mathbb{N}^+$, $\tau_{AB} = 1 + \left\lceil \frac{A}{B} \right\rceil$, $\tau_A = 1 + \left\lceil \frac{A}{\lfloor A/2 \rfloor} \right\rceil$.

证明

$A \leq B$: 采用 TDMA 方案即可获得外界 A .

$B < A \leq 2B$: 接收端关闭部分天线, 使 DSTIA 方案可执行. 不妨令每个接收端激活的天线数 $B = \lfloor A/2 \rfloor$, 满足 $A \geq 2B$. 利用定理 2 的 DSTIA 方案, $3A$ 个符号需要张成 $1 + \left\lceil \frac{A}{\lfloor A/2 \rfloor} \right\rceil$ 个时隙才能解码. 需要指出的是, 当 A

为奇数 ($A \neq 1$) 时, $\left\lceil \frac{A}{\lfloor A/2 \rfloor} \right\rceil = \left\lceil \frac{2A}{A-1} \right\rceil$. 由于 $2 < \frac{2A}{A-1} \leq 3$, $\tau_A = 4$, DSTIA 方案获得的自由度为 $\frac{3A}{4}$; 当 A 为偶数时, $\tau_A = 3$, DSTIA 方案能够达到外界. 值得注意的是, 在该类天线配置下考虑多阶段自由度补偿效果不明显, 即只考虑 $\eta = 1$.

$A \geq 2B$: 结论由定理 2 获得. 证明完毕

讨论 3 (协作多点传输) X 网络可以看成多个基站协作发送, 共同服务多个小区边缘用户的网络模型. 如 C-RAN 中, 协作式无线网络允许多个演进型基站 (eNB) 同时为一个或多个用户服务, 从而提升小区平均吞吐量. 本文的预编码可以看成是一种基站间无协作式 (无数据、信道信息交互) 分布式波束成形技术, 通过干扰对齐与消除, 可以消除小区内和小区间干扰, 从而提升小区边缘用户吞吐量.

4 数值分析

4.1 K 用户 MISO BC 用户平均自由度

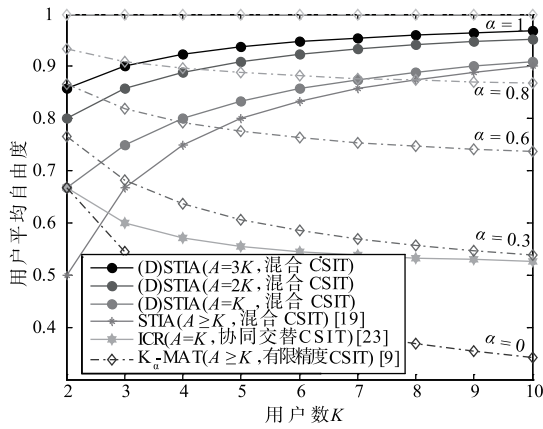
从 CSIT 角度总结比较文献 [9, 19, 23] 的自由度. 表 1 为 K 用户 MISO 广播信道采用不同干扰对齐方案获得的总自由度. 其中, K_{α} -MAT 方案中 α 表征当前 CSIT 的有限精度, $\alpha = 0$ 表示当前 CSIT 误差太大, 发射端只利用完全延时 (无误差) CSIT, 获得的总自由度与 MAT 方案一致^[7]; $\alpha = 1$ 表示当前 CSIT 无差错, 发射端利用传统的干扰对齐获得外界 K .

图 4 所示为不同 CSIT 条件下相应的对齐方案获得的用户平均自由度. 当 $A \geq K$ 时, 随着用户数 K 的增加,

DSTIA 方案获得的用户平均自由度趋于 1; 固定用户数 K , 随着天线数 A 的增加, DSTIA 方案获得的用户平均自由度趋于 1. 特别地, 当 $A \geq K$ 时, DSTIA 方案优于 STIA, ICR 以及部分有限精度当前 CSIT 条件下的 K_α -MAT 方案. 主要原因是 DSTIA 方案能利用混合 CSIT 在配置更多发射端天线时实现基于广义逆定理的预编码矩阵, 从而通过增加天线数 A 获得自由度增益.

表 1 K 用户 MISO 广播信道不同方案下的总自由度

对齐方案	天线	CSIT	总自由度
(D)STIA	$A \geq K$	混合	$KA/(1+A)$
STIA [19]	$A \geq K$	混合	$K-1$
ICR [23]	$A = K$	协同交替	$K^2/(2K-1)$
K_α -MAT [9]	$A \geq K$	延时	$(1-\alpha)d_K + \alpha K$

图 4 K 用户 MISO BC 用户平均自由度比较

4.2 3 用户 MIMO BC 可达自由度

从天线配置角度总结比较文献 [10, 12, 18] 的自由度. 定义归一化自由度 $d_{\text{norm}}^{\text{BC}} = \frac{1}{3B} d_{\Sigma}^{\text{BC}}(1, 3; \lambda_{AB}^r)$, 且 $m = \frac{A}{B}$. 推论 2 可写成:

$$d_{\text{norm}}^{\text{BC}} = \begin{cases} \frac{m}{3}, & m \leq 1 \\ \frac{m}{3} \mathbf{1}(A \text{ 为偶}) + \frac{m}{4} \mathbf{1}(A \text{ 为奇}), & 1 < m \leq 2 \\ \frac{m + (\eta - 1)(\lceil m \rceil - 1)}{\eta \lceil m \rceil + 1}, & m \geq 2 \end{cases} \quad (26)$$

图 5 所示为 3 用户 MIMO 广播信道在不同方案下获得的自由度比较. 由于 m 在 $(1, 2]$ 区间内无法唯一映射 A 的奇偶性, 分别用最好 $(\frac{m}{3})$, 最差 $(\frac{m}{4})$, 平均 $(\frac{7m}{24})$ 表征 $(1, 2]$ 区间内 DSTIA 方案的可达自由度. 可以推测, 当 $1 < m \leq 2$ 时, 存在部分天线配置的可达自由度高于 AGK 方案获得的自由度. 此外, 当 $m \geq 2$ 时, DSTIA 方

案的自由度性能明显优于 AGK 方案 [12]. 不同 η 取值下的可达自由度相互补充, 且呈局部振荡, 整体上升趋势. 特别地, 当 m 足够大时, 可达自由度逼近外界 1.

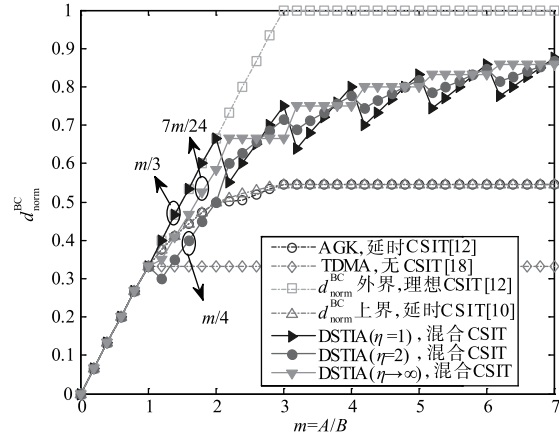


图 5 3 用户 MIMO BC 不同方案下可达自由度比较

4.3 $M \times N$ 用户 MIMO X 信道和速率

利用数值仿真验证 DSTIA 方案的网络吞吐率性能. 假设信道服从独立复高斯分布, 平均分配各发射端在各时隙的发射功率, 噪声具有单位方差. 网络平均吞吐率是独立信道实现 1000 次平均的结果. 预编码方案采用循环填零法, 相应的网络吞吐率由最终等效信号输入输出关系的可达容量公式计算 [20, 21], 即

$$\sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^M R^{[j]} = \frac{\sum_{k=1}^N \log_2 [\det(\mathbf{I} + \mathbf{P}\mathbf{H}_k \mathbf{Z}_k^{-1} \mathbf{H}_k^*)]}{T} \quad (27)$$

其中, P 为 SNR, T 表示总时隙, \mathbf{H}_k 表示接收端 k 的等效信道, \mathbf{Z}_k 表示接收端 k 的等效噪声协方差. 例如, MISO 网络等效输入输出关系可表示为:

$$\hat{\mathbf{Y}}^{[j]} = \hat{\mathbf{H}}^{[j]} \hat{\mathbf{s}}^{[j]} + \hat{\mathbf{z}}^{[j]} \quad (28)$$

则式 (27) 中, $\mathbf{H}_k = \hat{\mathbf{H}}^{[k]}$, $\mathbf{Z}_k = E(\hat{\mathbf{z}}^{[k]} \hat{\mathbf{z}}^{[k]*})$.

图 6 所示为 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络在不同节点数 M 和 N , 不同天线配置 A 和 B 时, 网络平均吞吐率随信噪比的变化曲线. 由图可知, 当 SNR 足够高时, 网络平均吞吐率的增速 (3dB 增量) 与理论自由度 $\frac{MNA}{1 + \lceil MA/B \rceil}$ ($\eta = 1$) 一致. 针对 2×3 用户 MISO X 网络,

随着发射端天线数 A 的增加, 自由度衰减因子 $\frac{MA}{1 + MA}$ 逼近 1, 3dB 增量随之逼近外界 $N = 3$; 针对 $M \times 3$ 用户 MISO X 网络, 随着发射端数 M 的增加, 自由度衰减因子 $\frac{MA}{1 + MA}$ 逼近 1, 3dB 增量逼近外界 $N = 3$. 特别地, 随着接收端天线 B 和网络节点数 M 和 N 的增加, MIMO X 网络自由度大幅提升. 总体而言, 通过实施 DSTIA 方案,

网络容量不再受限于干扰. 增加网络节点数, 增大天线配置数不会导致接收端产生新的干扰, 能逼近理论自由度外界.

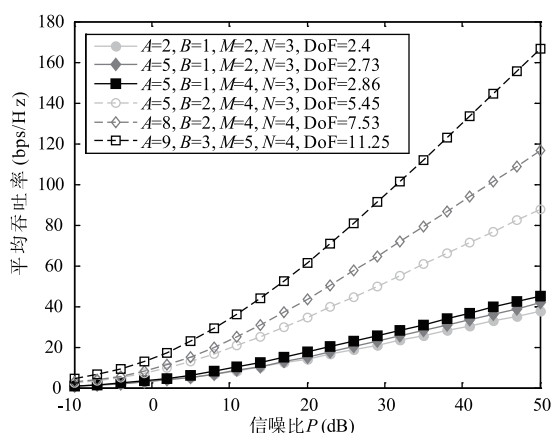


图6 $M \times N$ 用户MIMO X网络节点数/天线数与平均吞吐率的关系

5 结论

本文基于分布式混合 CSIT, 研究 $M \times N$ 用户 MIMO X 网络的分布式空时干扰对齐方案, 分析了可达自由度与 CSI 反馈时延特性, 并给出 MIMO 系统不同天线配置下补偿自由度损失的方案, 从空-时域联合角度发掘最大化系统容量的机会. 通过考察不同网络节点数和天线配置获得的多用户复用增益, 在干扰非受限网络中能进一步提高总自由度. 未来可以在更具一般性的 5G 通信场景中开展研究, 探寻空时信道干扰对齐机制, 实现多用户 MIMO 通信空时频资源的充分利用.

参考文献

- [1] MADDAH-ALI M A, 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.
- [2] 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.
- [3] SUN H, GOU T, JAFAR S A. Degrees of freedom of MIMO X networks: spatial scale invariance and one-sided decomposability [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59 (12): 8377 - 8385.
- [4] 谢显中, 黄倩, 王柳苏, 马彬. 一种云存储中基于干扰对齐的多节点精确修复方法 [J]. 电子学报, 2014, 42 (10): 1873 - 1881.
XIE Xian-zhong, HUANG Qian, WANG Liu-su, MA Bin. A multi-node exact repair method in cloud storage based on interference alignment [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42 (10): 1873 - 1881. (in Chinese)
- [5] 朱世磊, 郑娜娥, 巴斌, 胡捍英. 认知 MIMO 干扰网络最优干扰对齐算法 [J]. 电子学报, 2016, 44 (6): 1406 - 1412.
ZHU Shi-lei, ZHENG Na-e, BA Bin, HU Han-ying. Optimum interference alignment algorithm for cognitive MIMO interference network [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44 (6): 1406 - 1412. (in Chinese)
- [6] 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 Bo-wei, FENG Wen-jiang, LIAO Yong, 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)
- [7] MADDAH-ALI M A, TSE D. Completely stale transmitter channel state information is still very useful [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58 (7): 4418 - 4431.
- [8] YANG S, KOBAYASHI M, GESBERT D, YI X. Degrees of freedom of time correlated MISO broadcast channel with delayed CSIT [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59 (1): 315 - 328.
- [9] KERRET P, YI X, GESBERT D. On the degrees of freedom of the K-user time correlated broadcast channel with delayed CSIT [A]. Proceedings of the 2013 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Istanbul, Turkey: IEEE, 2013. 624 - 628.
- [10] VAZE C, VARANASI M K. The degrees of freedom region of the two-user MIMO broadcast channel with delayed CSIT [A]. Proceedings of the 2011 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. St Petersburg, Russia: IEEE, 2011. 199 - 203.
- [11] YI X, GESBERT D, YANG S, KOBAYASHI M. Degrees of freedom of time-correlated broadcast channels with delayed CSIT: the MIMO case [A]. Proceedings of the 2013 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Istanbul, Turkey: IEEE, 2013. 987 - 991.
- [12] ABDOLI M J, GHASEMI A, KHANDANI A K. On the degrees of freedom of three-user MIMO broadcast channel with delayed CSIT [A]. Proceedings of the 2011 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. St Petersburg, Russia: IEEE, 2011. 209 - 213.
- [13] 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.
- [14] GHASEMI A, MOTAHARI A S, KHANDANI A K. On

- the degrees of freedom of X channel with delayed CSIT [A]. Proceedings of the 2011 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. St Petersburg, Russia; IEEE, 2011. 767 – 770.
- [15] 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.
- [16] GHASEMI A, ABDOLI M J, KHANDANI A K. On the degrees of freedom of MIMO X channel with delayed CSIT [A]. Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Cambridge, MA, USA; IEEE, 2012. 1892 – 1896.
- [17] TANDON R, MOHAJER S, POOR H V, SHAMAI S. On X-channels with feedback and delayed CSI [A]. Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Cambridge, MA, USA; IEEE, 2012. 1877 – 1881.
- [18] 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, 2012, 58(8): 5354 – 5374.
- [19] LEE N, HEATH R. 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] 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.
- [21] YING T, FENG W, SU W, JIANG W. On the degrees of freedom of MIMO X networks with non-cooperation transmitters [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(4): 2490 – 2504.
- [22] YING T, FENG W, LIU G. Space-time interference alignment; DoF of two-user MIMO X channel with alternating CSIT [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(5): 1167 – 1170.
- [23] SEIF M, EL-KEYI A, NAFIE M. Achievable Degrees of Freedom of the K-user MISO Broadcast Channel with Alternating CSIT via Interference Creation-Resurrection [EB/OL]. <https://arxiv.org/abs/1605.02928>. 2016.

作者简介



冯文江 男, 1963 年 6 月出生, 四川西充人. 博士, 重庆大学教授、博士生导师, 主要研究方向为宽带无线接入技术、认知无线电、通信信号处理等.
E-mail: fengwj@cqu.edu.cn



应腾达 男, 1991 年 4 月出生, 浙江永康人. 重庆大学博士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信、信息论等.
E-mail: tengdaying@cqu.edu.cn