

# 基于分布式空时干扰对齐的 MIMO 干扰信道自由度研究

应腾达, 冯文江, 蒋卫恒, 刘国岭, 姚楚楠, 包涛涛

(重庆大学通信工程学院, 重庆 400044)

**摘 要:** 针对  $K$  个用户 MIMO 干扰信道 (IC), 研究基于分布式空时干扰对齐 (DSTIA) 的信道可达自由度。利用分布式当前和过期发射端信道状态信息 (CSIT) 设计预编码, 分别给出 MISO 系统可达自由度关于 CSI 反馈时延和反馈频率的折中域; 分析发射端天线数对 MISO 系统可达自由度的影响, 导出逼近系统自由度外界的条件。进一步研究 MIMO 系统接收端天线数对系统自由度的影响, 给出保持系统可达自由度的 CSI 反馈时延范围。理论和数值分析表明, 所提 DSTIA 方案能充分消除用户间干扰, 获得更高的自由度增益, 缩小可达界与外界的距离, 提高系统的可达速率。

**关键词:** 自由度; 分布式空时干扰对齐; MIMO 干扰信道; CSI 有限反馈

**中图分类号:** TN919.1

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2018017

## Degrees of freedom of MIMO interference channel with distributed space-time interference alignment

YING Tengda, FENG Wenjiang, JIANG Weiheng, LIU Guoling, YAO Chunan, BAO Taotao

College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China

**Abstract:** In the context of  $K$ -user MIMO interference channel (IC), achievable degrees of freedom (DoF) were investigated with distributed space-time interference alignment (DSTIA). By precoding with distributed current and outdated channel state information at the transmitters (CSIT), new tradeoff regions between achievable DoF and CSI feedback delay/frequency were achieved for MISO system. The impact of the number of transmit antennas on achievable DoF in the MISO system was analyzed, revealing that DoF results approach to the outer bound as the number of transmit antennas increases. Further, the impact of the number of receive antennas on achievable DoF was characterized, deriving the range of CSI feedback delay that preserves achievable DoF in the MIMO system. Theoretical and numerical analyses show that, the proposed DSTIA scheme can achieve better sum-DoFs by eliminating inter-user interference perfectly, tighten the gap between achievable DoF and outer bound, as well as improve the achievable rate of the system.

**Key words:** degree of freedom, distributed space-time interference alignment, MIMO interference channel, limited CSI feedback

### 1 引言

采用空时干扰对齐 (STIA, space-time interference alignment) 的 MIMO (multiple input multiple output) 传输方案能大幅提高系统自由度 (DoF, degrees of freedom), 因此, 该方案受到了广泛关注<sup>[1]</sup>。

采用空时干扰对齐 (STIA, space-time interference alignment) 的 MIMO (multiple input multiple output) 传输方案能大幅提高系统自由度 (DoF, degrees of freedom), 因此, 该方案受到了广泛关注<sup>[1]</sup>。

收稿日期: 2017-05-24; 修回日期: 2017-10-30

通信作者: 应腾达, tengdaying@cqu.edu.cn

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

**Foundation Items:** The Fundamental Research Funds for the Central Universities (No.106112016CDJXY500002), The Key Project of Chongqing Basic Science and Advanced Technology Research (No.cstc2017jcyjBX0047, No.cstc2015jcyjA40021)

分布式空时干扰对齐 (DSTIA, distributed STIA) 是分布式无线场景中获自由增益的有效手段之一<sup>[2-4]</sup>。尽管近年来传统干扰对齐在其他网络场景中被广泛研究<sup>[5,6]</sup>,但其实现受限于苛刻的理想(全局、瞬时且无差错)发射端信道状态信息 (CSIT, channel state information at the transmitters) 条件<sup>[7]</sup>。此外,基于 DSTIA 的  $K$  个用户 MIMO 干扰信道 (IC, interference channel) 自由度目前尚未研究。因此,如何利用 DSTIA 使 MIMO IC 获得更高自由度是亟待解决的问题。

研究人员对发射端利用理想 CSIT 和无任何 CSIT 条件下 MIMO IC 的自由度已开展了大量研究<sup>[8-15]</sup>。在理想 CSIT 下,文献[8]分析了 2 个用户 MIMO (任意天线配置) IC 的自由度外界,并给出了基于迫零 (ZF, zero forcing) 的可达方案;文献[9,10]探讨了  $K$  个用户  $M \times N$  MIMO (每个发射端  $M$  根天线,每个接收端  $N$  根天线) IC 的自由度外界,结论表明,当  $K \leq R$  时,总自由度外界为  $\min(M, N)K$ ; 当  $K > R$  时,总自由度外界为  $\min \frac{(M, N)KR}{R+1}$ , 其中,  $R = \frac{M}{N}$ 。针对  $K$  个用户 MISO (multiple input single output) IC, 文献[11]给出了次优的协同迫零波束成型 (CZFBE, cooperative zero-forcing beamforming) 方案,在无 CSI 反馈时延下能获得满复用增益。在无任何 CSIT 下,文献[12~14]分析了 2 个用户 MIMO IC 或  $K$  个用户 MIMO IC 的外界,结果表明,当发射端无法利用任何 CSIT 时,  $K$  个用户  $M \times N$  ( $M > N$ ) MIMO IC 的总自由度下降为  $N$ 。进一步,针对未知 CSIT 的  $K$  个用户 MISO IC, 文献[15]给出了一种盲干扰对齐 (BIA, blind interference alignment) 方案,能获得高于 TDMA 方案的自由度。BIA 的优点是发射端不需依据 CSIT 进行预编码,却能获得比一类干扰对齐方案(如文献[16,17])更高的自由度,但传输机制复杂,且接收端需配置可重构天线。

从 CSIT 的实现角度出发,文献[16~21]进一步考虑 CSI 反馈时延问题。文献[18,19]分别讨论了  $K$  个用户 SISO (single input single output) IC 和 2 个用户 MIMO (任意天线配置) IC 在完全时延 CSIT 下的自由度域;文献[16,17,20,21]探讨了  $K$  个用户 MIMO/MISO IC 在分布式时延 CSIT 下的系统总自由度。针对  $K$  个用户  $M \times 1$  ( $M \geq K$ ) MISO IC, 文献[18]导出了在分布式完全延时 CSIT 条件下的自由度上下界。然而,多数可达方案获取的自由度

与发射端/接收端天线数无关<sup>[16,20]</sup>或局限于特定的发射端天线数<sup>[17,21]</sup>。因此,研究增加发射端或接收端天线数对系统自由度的影响更有意义。此外,尽管现有的 DSTIA 方案可使系统获得比传统传输方案(如 TDMA)更高的自由度,但可达自由度与外界之间往往是松弛的,且相差甚远。

本文研究  $K$  个用户 MIMO IC 的自由度。首先,针对  $K$  个用户 MISO IC, 设计 DSTIA 方案,并分析可达自由度关于 CSI 反馈时延/反馈频率的折中域,结果表明,自由度随发射端天线数的增加而逼近外界;然后,将 DSTIA 扩展至  $K$  个用户 MIMO IC, 分析 MIMO 系统发射端/接收端天线数对总自由度的影响,进一步分析自由度关于 CSI 有限反馈条件的顽健性,结果表明,当发射端与接收端天线数比足够大时,可达自由度逼近相应外界,且 MIMO 系统自由度关于 CSI 反馈时延的顽健性随接收端天线数的增加而提升;最后,结合理论和数值分析比较不同方案的自由度,并分析相应的 CSI 有限反馈时延条件。有别于正交传输技术,本文所提 DSTIA 方案通过在发射端充分利用本地 (local) 当前和过期的 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,最终获得自由度增益。其创新点主要体现在 3 个方面: 1) 逼近外界的可达自由度; 2) 采用分布式 CSIT; 3) 适用于 MIMO 系统。本文自由度实验结果强调该类干扰网络总吞吐量取决于用户数  $K$ 、基站天线数  $M$  和终端天线数  $N$ , 并非干扰受限。

## 2 系统模型

### 2.1 $K$ 个用户 MIMO IC 模型

$K$  个用户 MIMO IC 可看成是多小区蜂窝链路间干扰的抽象。例如,  $K$  个用户 MISO IC 是  $K$  个邻近小区下行链路用户间干扰的抽象。如图 1 所示,  $K$  个用户 MIMO IC 由  $K$  对发射—接收节点组成。发射端  $i$  配置  $M_i$  根天线,接收端  $j$  配置  $N_j$  根天线,  $i, j \in \Gamma = \{1, 2, \dots, K\}$ 。每个发射端  $i$  仅向相应的接收端  $j$  发送单一信息  $w^{[i]}$ 。其信号模型为

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

其中,  $n$  表示时隙,  $\mathbf{y}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{N_j \times 1}$  为接收端  $j$  的接收信号;  $\mathbf{H}^{[ji]}(n) \in \mathbb{C}^{N_j \times M_i}$  为发射端  $i$  到接收端  $j$  的信道矩阵;  $\mathbf{x}^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{M_i \times 1}$  为发射端  $i$  的发送信号向

量； $\mathbf{z}^{[j]}(n) \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  为服从零均值，单位方差的加性高斯噪声向量。每个发射端的功率限制为  $P$ 。假设信道  $\mathbf{H}^{[j]}(n)$  所有元素服从连续独立同分布。每个接收端无差错估计信道，即能获得全局完美 CSIR。由于自由度是信噪比趋于无穷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。

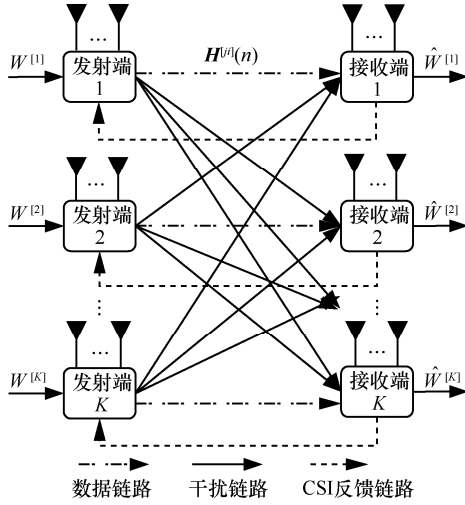


图 1 K 个用户 MIMO IC 模型

### 2.2 CSI 反馈模型

假设接收端（用户）执行预定的周期性反馈协议将 CSI 反馈给发射端。周期性反馈协议可以通过控制信号实现，适用于当前主流的蜂窝移动通信标准，如 3GPP LTE<sup>[22]</sup>。分别考虑 2 个导致 CSIT 时延的因素——反馈时延和反馈频率<sup>[1]</sup>。

1) 反馈时延受限模型。考虑块衰落信道，即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<sup>[1]</sup>。反馈链路存在延时，从而导致 CSIT 过期。假设 CSI 反馈周期  $T$  和信道相干时间  $T_c$  相同，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。如图 2 所示，每个接收端无差错估计不同发射端 CSI，每隔  $T_c$  通过无差错反馈链路将当前相干块和以前相干块的 CSI 周期性反馈给相应的发射端。CSI 周期性反馈使各发射端可以连续追踪信道变化，从而获取相应的 CSIT。

假设反馈时延  $T_{fb}$  小于相干时间  $T_c$ ，即  $T_{fb} < T_c$ 。用户  $n$  时刻反馈 CSI 后，发射端经过  $T_{fb}$  反馈时延后在  $n + T_{fb}$  时刻获得相应 CSI。进一步，由于信道在相干时间内保持不变，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。例如，在时隙 5，发射端  $i$  可以获得第二相干块的当前 CSI 和

时隙 5 以前相干块的过期 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； $0 < \lambda < 1$  为适当延时（temperately-delayed）CSIT； $\lambda \geq 1$  为完全延时（completely-delayed）CSIT。发射端  $i$  在时隙  $n$  可用的本地 CSI 记为  $\mathbf{H}_{n-T_{fb}}^i = \{\mathbf{H}_{n-T_{fb}}^{[ki]} \mid \forall k \in \Gamma\}$ ，这里， $\mathbf{H}_{n-T_{fb}}^{[ki]} = \{\mathbf{H}^{[ki]}(n') \mid n'=1, \dots, n-T_{fb}\}$ 。因此，发射端  $i$  的发送信号向量可看作是发送信息与本地延时 CSIT 的函数，即  $\mathbf{x}^{[i]}(n) = f_i(W^{[i]}, \mathbf{H}_{n-T_{fb}}^i)$ ， $f_i(*)$  为发射端  $i$  的预编码函数。

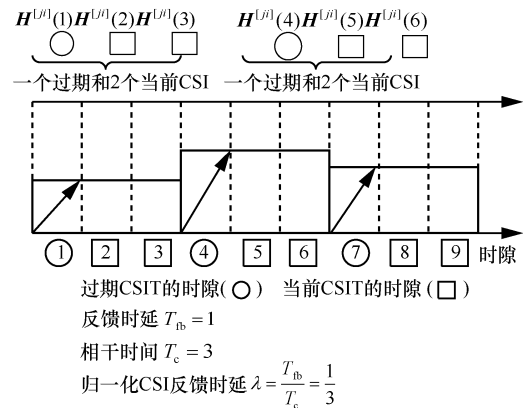


图 2 CSI 反馈时延受限模型

2) 反馈频率受限模型。考虑快时变信道，信道每隔单位时隙（相干时间）随机变化<sup>[1]</sup>。反馈链路的反馈频率有限，无法连续追踪信道变化，从而导致 CSIT 过期。假设反馈时延远小于信道相干时间而忽略不计，即  $T_{fb} \ll T_c$ 。每个反馈环包含无反馈间隔  $T_n$  和反馈间隔  $T_f$  这 2 个阶段；用户在无反馈间隔内不反馈 CSI，从  $T_n + 1$  到  $T_n + T_f$  间隔内用户每隔单位时隙反馈 CSI。用户在  $n = T_n + 1$  时刻反馈当前和过期 CSI，即  $\mathbf{H}^{[j]}(T_n + 1)$  和  $\{\mathbf{H}^{[j]}(n') \mid n'=1, \dots, T_n\}$ ；在  $n = T_n + 2$  到  $n = T_n + T_f$  的每个时刻只反馈当前 CSI，即  $\mathbf{H}^{[j]}(n)$ 。如图 3 所示，接收端无差错估计 CSI 并每隔  $3T_c$  反馈 2 次。相应地，发射端  $i$  在  $3T_c$  内可获得关于信道变化  $\frac{2}{3}$  的当前 CSI。例如，发射端  $i$  在时隙 2 或 3 可分别获得本时隙当前 CSI 和时隙 1 的过期 CSI。定义归一化 CSI 反馈频率来衡量 CSI 周期性反馈次数，即

$$\omega = \frac{T_f}{T_n + T_f} \quad (3)$$

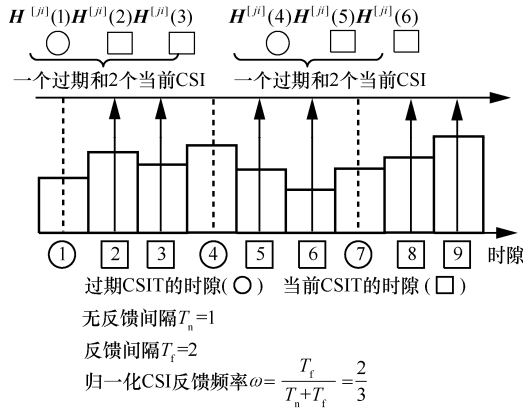


图 3 CSI 反馈频率受限模型

当  $\omega=1$  时, 发射端在所有时隙内获得瞬时无差错 CSI, 即完美 (perfect) CSIT; 当  $\omega=0$  时, 发射端无法获得任何 CSI。

### 2.3 自由度

干扰网络的可达速率取决于信噪比 (SNR, signal-noise ratio) 和归一化 CSI 反馈时延  $\lambda$  或归一化反馈频率  $\omega$ , 即可达速率是 SNR 与  $\gamma \in \{\lambda, \omega\}$  的函数<sup>[1]</sup>。当时隙  $n$  趋于无穷大时, 如果能够以趋于零的误差概率恢复信息  $W^{[i]}$ , 那么用户  $i$  对应的可达速率为

$$R^{[i]}(\gamma, SNR) = \frac{\text{lb} |W^{[i]}(\gamma, SNR)|}{n} \quad (4)$$

相应地,  $K$  个用户 MIMO IC 在本地 CSIT 下的总自由度定义为

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \gamma) = \lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\sum_{i=1}^K R^{[i]}(\gamma, SNR)}{\text{lb}(SNR)} \quad (5)$$

## 3 $K$ 个用户 MISO IC 的自由度折中域

### 3.1 分布式空时干扰对齐

**定理 1** 对于  $K$  个用户  $M \times 1$  ( $M \geq K - 1$ ) MISO IC, 在本地延时 CSIT 条件下, 关于归一化 CSI 反馈时延  $\lambda$  的可达自由度折中域为

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \lambda) = \begin{cases} \frac{KM}{1+M}, 0 \leq \lambda \leq \frac{1}{1+M} \\ F_1 1(M=K-1) + F_2 1(M > K-1), \frac{1}{1+M} < \lambda < 1 \\ a_K 1(M=K-1) + b_K 1(M > K-1), \lambda \geq 1 \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $1(\cdot)$  为指示函数,  $F_1 = \frac{K(K-2)}{1-K} \lambda + \frac{K(K-1)-1}{K-1}$ ,

$$F_2 = \frac{-KM + b_K M + b_K}{M} \lambda + \frac{KM - b_K}{M}, b_K = \max_{i=1,2} \frac{\mathcal{O}_i(K)^2}{1 + \frac{\mathcal{O}_i(K)(\mathcal{O}_i(K)-1)}{\mathcal{O}(K)}}, a_K = 1, \mathcal{O}_1(K) = \lfloor 2\mathcal{O}(K) \rfloor,$$

$$\mathcal{O}_2(K) = \lceil 2\mathcal{O}(K) \rceil, \mathcal{O}(K) = \left[ 1 - \frac{1}{K-1} \sum_{l=2}^{K-1} \frac{K-l}{l^2-1} \right]^{-1} \quad [17].$$

**证明** 如果  $M = K - 1$ , 当  $0 \leq \lambda \leq \frac{1}{1+M}$  时,

$K$  个用户 MISO IC 总自由度为  $M$  <sup>[21]</sup>; 当  $\lambda \geq 1$  时, 总自由度下降至 1; 当  $\frac{1}{1+M} < \lambda < 1$  时, 采用时隙

共享, 不同时隙交替执行 DSTIA 和 TDMA,

$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \frac{1}{K})$  和  $d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; 1)$  之间的可达自由度为  $\lambda$

的线性函数  $F_1$ , 称为 DSTIA-TDMA 折中域。在本地完全延时 CSIT 下,  $K$  个用户 MISO ( $M = K$ ) IC 的自由度为  $b_K$ , 被称 HC 方案<sup>[17]</sup>。同理可得,  $F_2$  即 DSTIA-HC 折中域。下面集中证明点

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \frac{1}{1+M}) = \frac{KM}{1+M}$$
 的可达性。

假设  $\lambda = \frac{1}{1+M}$ , 即  $T_b = 1, T_c = 1+M$ 。由

$n + T_c - 1$  个相干块组成的传输时隙集合为  $S_t = \{1, 2, \dots, (n + T_c - 1)T_c\}$ 。将其划分为 2 个子集  $S_c$  和  $S_o$ ,  $S_c$  为发射端已知当前和过期 CSIT 的集合,  $|S_c| = (T_c - 1)(n + T_c - 1)$ ;  $S_o$  为发射端仅已知过期 CSIT 的集合,  $|S_o| = n + T_c - 1$ 。从  $S_t$  中选择  $n$  个传输时隙集合  $\{I_1, I_2, \dots, I_n\}$  实施 DSTIA, 每个集合包含  $T_c$  个时隙, 即  $I_l = \{t_{l,1}, t_{l,2}, \dots, t_{l,T_c}\}$ ,  $l \in \{1, 2, \dots, n\}$  且  $t_{l,1} \in S_o, t_{l,k} \in S_c, k \in \{2, 3, \dots, T_c\}$ 。集合  $I_l$  中任意 2 个时隙选自不同相干块。省略右下角标  $l$  并将 DSTIA 方案分为 2 个阶段。

**阶段 1** 冗余传输。包含一个时隙,  $n \in \{t_1\}$ 。

在时隙  $t_1$ , 发射端  $i(i \in \Gamma)$  发送信号向量

$$\mathbf{x}^{[i]}(t_1) = \mathbf{s}^{[i]} \quad (7)$$

给接收端  $i(i \in \Gamma)$ 。其中,  $\mathbf{s}^{[i]} = [s_1^{[i]}, s_2^{[i]}, \dots, s_M^{[i]}]^T$ 。接收端  $j(j \in \Gamma)$  的接收信号为

$$\mathbf{y}^{[j]}(t_1) = \sum_{i=1}^K \mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \mathbf{s}^{[i]} = \underbrace{\mathbf{h}^{[ji]}(t_1) \mathbf{s}^{[j]}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{h}^{[jk]}(t_1) \mathbf{s}^{[k]}}_{\text{干扰信号}} \quad (8)$$

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。

**阶段 2 干扰再生。**包含  $I_l$  集合中的其他时隙， $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_{T_c}\}$ 。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阶段 1 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  $n$  发射端  $i$  发送的预编码信号为

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

其中， $\mathbf{V}^{[i]}(n) \in \mathbb{C}^{M \times M}$  为发射端  $i$  在时隙  $n$  对应接收端  $i$  的预编码矩阵。此时，接收端  $j$  的接收信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{[j]}(n) &= \sum_{i=1}^K \mathbf{h}^{[ji]}(n)\mathbf{V}^{[i]}(n)\mathbf{s}^{[i]} \\ &= \underbrace{\mathbf{h}^{[jj]}(n)\mathbf{V}^{[j]}(n)\mathbf{s}^{[j]}}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq j}^K \mathbf{h}^{[jk]}(n)\mathbf{V}^{[k]}(n)\mathbf{s}^{[k]}}_{\text{干扰信号}} \end{aligned} \quad (10)$$

为了实现干扰对齐与消除，接收端  $j(j \in \Gamma)$  的干扰对齐条件为

$$\begin{cases} \mathbf{h}^{[j1]}(n)\mathbf{V}^{[1]}(n) = \mathbf{h}^{[j1]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[j(j-1)]}(n)\mathbf{V}^{[j-1]}(n) = \mathbf{h}^{[j(j-1)]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[j(j+1)]}(n)\mathbf{V}^{[j+1]}(n) = \mathbf{h}^{[j(j+1)]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[jK]}(n)\mathbf{V}^{[K]}(n) = \mathbf{h}^{[jK]}(t_1) \end{cases} \quad (11)$$

从发射端角度看，构造  $\mathbf{V}^{[k]}(n)$  需满足相应的  $K-1$  个对齐条件，式(11)重构为

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[1k]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[(k-1)k]}(n) \\ \mathbf{h}^{[(k+1)k]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[Kk]}(n) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{C}}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_M \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}^{[k]}(n)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[1k]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[(k-1)k]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[(k+1)k]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[Kk]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{D}}} \quad (12)$$

其中， $\hat{\mathbf{C}} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_M]$ ,  $\hat{\mathbf{D}} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_M] \in \mathbb{C}^{(K-1) \times M}$  分别表示当前和过期 CSIT 的等效矩阵。当  $M = K-1$  时， $\mathbf{V}^{[k]}(n)$  可通过直接求逆求解<sup>[21]</sup>；当  $M > K-1$  时， $\mathbf{V}^{[k]}(n)$  通过广义逆求解<sup>[3]</sup>。将

式(12)按  $\mathbf{V}^{[k]}(n)$  的各列展开，得到  $M$  个线性方程组

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

其中， $l \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。信道在相干时间内保持不变，发射端  $k$  获得当前和过期 CSIT，即  $\hat{\mathbf{C}}$  和  $\mathbf{d}_l$ ，且  $\text{rank}(\hat{\mathbf{C}}) = \text{rank}(\hat{\mathbf{C}}|\mathbf{d}_l) = K-1$ 。解  $\mathbf{v}_l$  存在但不唯一。

假设  $\mathbf{v}_l$  中的  $M-K+1$  个元素为 0，构建如图 4 所示的循环填零预编码矩阵<sup>[4]</sup>，其中， $\alpha_*$  和  $\beta_*$  分别表示行和列的缩写，如  $\alpha_1 = M-K+2$ ， $\beta_1 = K-1$ 。 $\mathbf{v}_l$  中剩余  $K-1$  个未知数，根据克莱姆法则由式(14)计算。

$$\hat{\mathbf{C}}_l \hat{\mathbf{v}}_l = \mathbf{d}_l \quad (14)$$

其中， $\hat{\mathbf{C}}_l \in \mathbb{C}^{(K-1) \times (K-1)}$  表示从  $\hat{\mathbf{C}}$  中选取对应  $\mathbf{v}_l$  中剩余  $K-1$  个未知数的列组成的方阵， $\hat{\mathbf{v}}_l \in \mathbb{C}^{(K-1) \times 1}$  表示  $\mathbf{v}_l$  去除零元素后剩余未知元素按相对位置排序的矢量。由于信道系数的独立同分布特性，此时，每列求解出的未知元素以概率 1 不为 0。

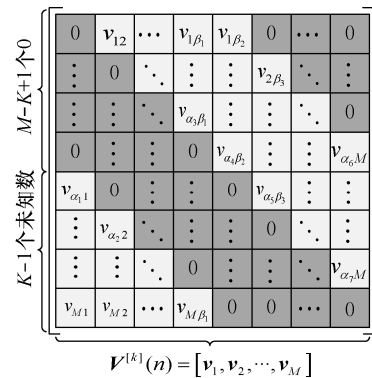


图 4 预编码矩阵  $\mathbf{V}^{[k]}(n)$

进一步，通过干扰消除，接收端  $j$  在阶段 2 每个时隙可以得到一个只包含期望信号的线性方程，即  $\mathbf{y}^{[j]}(n) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1)$ 。接收端  $j$  最后的等效输入输出关系为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{[j]}(t_2) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \\ \mathbf{y}^{[j]}(t_3) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{[j]}(t_{T_c}) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}^{[jj]}(t_2)\mathbf{V}^{[j]}(t_2) - \mathbf{h}^{[jj]}(t_1) \\ \mathbf{h}^{[jj]}(t_3)\mathbf{V}^{[j]}(t_3) - \mathbf{h}^{[jj]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{h}^{[jj]}(t_{T_c})\mathbf{V}^{[j]}(t_{T_c}) - \mathbf{h}^{[jj]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}_1} \mathbf{s}^{[j]} \quad (15)$$

其中，等效信道矩阵  $\hat{\mathbf{H}}_1$  以概率 1 满秩（秩为  $M$ ）<sup>[3]</sup>。

因此，在  $1+M$  个时隙内，接收端  $j$  能成功解码来自对应发射端的  $M$  个符号。通过时隙共享原则，信道可达自由度为

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \frac{2}{T_c}) = \frac{nKM + g_K(T_c - 1)T_c}{nT_c + (T_c - 1)T_c} \quad (16)$$

其中， $g_K = a_K 1(M = K - 1) + b_K 1(M > K - 1)$ 。当  $n$  趋于无穷大时，可达自由度为  $\frac{KM}{1+M}$ 。

### 3.2 自由度折中域

#### 3.2.1 反馈时延受限自由度折中域

**推论 1** 对于  $K$  个用户  $M \times 1 (M > K - 1)$  MISO IC，在全局延时 CSIT 下，关于归一化 CSI 反馈时延  $\lambda$  的自由度折中域为

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \lambda) = \begin{cases} -K\lambda + K, 0 \leq \lambda \leq \frac{1}{1+M} \\ \frac{-KM + b_K M + b_K}{M} \lambda + \frac{KM - b_K}{M}, \frac{1}{1+M} < \lambda < 1 \\ b_K, \lambda \geq 1 \end{cases} \quad (17)$$

其中， $b_K = \max_{i=1,2} \frac{\mathcal{O}_i(K)^2}{1 + \frac{\mathcal{O}_i(K)(\mathcal{O}_i(K)-1)}{\mathcal{O}(K)}}$ ， $\mathcal{O}(K) = \lfloor 2\mathcal{O}(K) \rfloor$ ，

$$\mathcal{O}_2(K) = \lfloor 2\mathcal{O}(K) \rfloor, \mathcal{O}(K) = \left[ 1 - \frac{1}{K-1} \sum_{l=2}^{K-1} \frac{K-l}{l^2-1} \right]^{-1} [17]。$$

**证明** 根据文献[11]，通过 CZFBB 方案， $K$  个用户 MISO IC 在无 CSI 反馈时延时获得满复用增益，即  $d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; 0) = K$ 。基于全局 CSIT 条件，在  $0 \leq \lambda \leq \frac{1}{1+M}$  时通过时隙共享原则交替执行

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \omega) = \begin{cases} (K-1)\omega + 1, 0 \leq \omega \leq \frac{M-1}{K+M-1} \\ \frac{KM(2-K)}{M-KM-1} \omega - \frac{KM}{M-KM-1}, \frac{M-1}{K+M-1} \leq \omega \leq \frac{M}{1+M} \\ K\omega, \frac{M}{1+M} \leq \omega \leq 1 \end{cases} \quad (18)$$

**证明** 参考文献[1]，推论 2 的自由度折中域如图 6 所示，其中，A、B、C 和 D 这 4 个拐点分别由 TDMA、DSTIA2、DSTIA1 和 CZFBB 方案获得。通过时隙共享原则在每 2 个拐点之间交替执行相应的方案，可分别在  $0 \leq \omega \leq \frac{M-1}{K+M-1}$ ， $\frac{M-1}{K+M-1} \leq \omega \leq \frac{M}{1+M}$  和  $\frac{M}{1+M} \leq \omega \leq 1$  区域获得

CZFBB 和 DSTIA 方案可得相应的 CZFBB-DSTIA 自由度折中域，其他同定理 1。

结合定理 1 和推论 1， $K$  个用户  $M \times 1 (M > K - 1)$  MISO IC 在本地/全局延时 CSIT 下的可达自由度折中域如图 5 所示。由图 5 可知，基于分布式适当时延 CSIT 的 DSTIA 方案能获得比 TDMA 和 HC 方案更高的自由度。这主要得益于当 CSI 反馈时延相对于信道相干时间较小时，发射端能联合利用当前和过期 CSI 设计预编码，从而实现接收端干扰对齐，进而提升系统总自由度。当发射端天线数足够大时，衰减因子  $\frac{M}{1+M}$  可忽略不计，总自由度逼近理想外界  $K$ 。

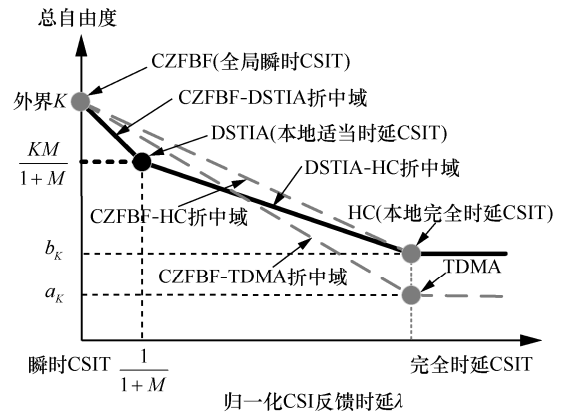


图 5  $K$  个用户 MISO ( $M > K - 1$ ) IC 关于反馈时延  $\lambda$  的自由度折中域

#### 3.2.2 反馈频率受限自由度折中域

**推论 2** 对于  $K$  个用户  $M \times 1 (M > K - 1)$  MISO IC，在全局 CSI 有限反馈频率下，关于归一化 CSI 反馈频率  $\omega$  的自由度折中域为

相应的可达自由度折中域。下面简要证明获取 B 和 C 拐点的 DSTIA 方案。

1) C 点。如 3.1 节所述，冗余传输占用的一个时隙不需要 CSIT，而干扰再生占用的剩余  $M$  个时隙需要相应的当前和过期 CSIT。换言之，此时归一化反馈频率需要满足  $\omega \geq \frac{M}{1+M}$  才能在干扰再生阶段提供足够的 CSIT 进行预编码，即

$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \frac{M}{1+M}) = \frac{KM}{1+M}$ 。通过时隙共享, 可获得 C 和 D 之间的 DSTIA1-CZFBF 自由度折中域。

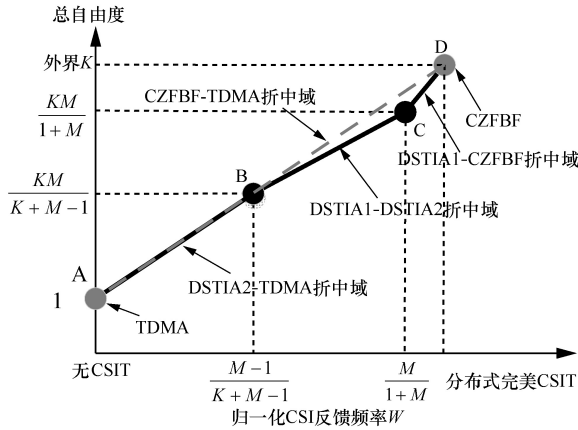


图 6  $K$  个用户 MISO ( $M > K - 1$ ) IC 关于反馈频率  $\omega$  的自由度折中域

2) B 点。B 点可达性可看成是一种次优方案<sup>[1]</sup>。在冗余传输阶段的  $K$  个时隙, 各个发射端交替使能, 向相应接收端发射信号, 每个接收端预先观测到一个只含有期望信号的线性方程; 在干扰再生阶段, 接收端节省一个时隙实现所有信号的成功解码, 即  $M - 1$  个时隙; 归一化反馈频率满足  $\omega \geq \frac{M - 1}{K + M - 1}$ , 即  $d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \frac{M - 1}{K + M - 1}) = \frac{KM}{K + M - 1}$ 。通过时隙共享, 可分别获得 B 点和 C 点, B 点和 A 点之间的 DSTIA1-DSTIA2 和 DSTIA2-TDMA 自由度折中域。

由图 6 可知, 基于分布式 CSI 有限反馈频率下的 DSTIA 方案比 TDMA 方案获得更高的可达自由度。需要指出的是, 尽管 CZFBF-TDMA 折中域和 DSTIA2-TDMA 折中域在  $0 \leq \omega \leq \frac{M - 1}{K + M - 1}$  时一致, 但 CZFBF 方案需要全局且全反馈 ( $\omega = 1$ ) CSIT, 而 DSTIA2 方案只需要分布式且适当反馈频率 CSIT。此外, 针对 C 点, 自由度衰减因子  $\frac{M}{1 + M}$  即相应的归一化 CSI 反馈频率  $\omega$ , 当  $\omega$  足够大, 即天线数  $M$  足够多时, 衰减因子忽略不计, 基于分布式 CSI 有限反馈频率的 DSTIA 方案能够逼近全局且全反馈 CSIT 下的外界  $K$ 。

## 4 $K$ 个用户 MIMO IC 的可达自由度

### 4.1 可达自由度

综上所述, 随着发射端天线数  $M$  的增加, 自由

度衰减因子  $\frac{M}{1 + M}$  逼近 1, 而相应的 CSI 反馈时延

$\lambda = \frac{1}{1 + M}$  和反馈频率  $\omega = \frac{M}{1 + M}$  分别逼近 0 和 1。

显然, 自由度优化和 CSI 反馈条件之间存在折中即自由度逼近外界  $K$  的同时, CSI 反馈条件越接近理想化。接下来研究通过将接收端扩展成多天线, 在优化自由度的同时减缓 CSI 反馈条件的提升要求。

**定理 2** 对于  $K$  个用户  $M \times N$  MIMO IC, 其中  $R = \frac{M}{N}$ , 且  $R \geq K - 1$ 。在分布式 CSI 有限反馈条件下 (特定  $\gamma_{MN} \in \{\lambda_{\max}, \omega_{\min}\}$ ), 信道可达自由度为

$$d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \gamma_{MN}) = KN \frac{R}{1 + \lceil R \rceil} \quad (19)$$

其中,  $\lambda_{\max} = \frac{1}{1 + \lceil R \rceil}$  和  $\omega_{\min} = \frac{\lceil R \rceil}{1 + \lceil R \rceil}$  分别表示信道保持式(19)中可达自由度的最大归一化 CSI 反馈时延和最小归一化 CSI 反馈频率, 且有  $\lambda_{\max} + \omega_{\min} = 1$ 。

**证明** 类似定理 1, 采用 DSTIA 方案获取定理 2 的可达自由度。此时, 式(12)可表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[1k]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[(k-1)k]}(n) \\ \mathbf{H}^{[(k+1)k]}(n) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[Kk]}(n) \end{bmatrix} \mathbf{V}^{[k]}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[1k]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[(k-1)k]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[(k+1)k]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[Kk]}(t_1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

其中,  $n \in \{t_2, t_3, \dots, t_{T_c}\}$  为干扰再生阶段接入当前和过期 CSIT 的时隙;  $\hat{\mathbf{E}}, \hat{\mathbf{F}} \in \mathbb{C}^{N \times (K-1) \times M}$  分别为当前 CSIT 和过期 CSIT 的等效矩阵;  $\mathbf{V}^{[k]}(n) \in \mathbb{C}^{M \times M}$  为发射端  $k \in \Gamma$  的预编码矩阵。接收端  $j \in \Gamma$  得到如下输入输出等效关系

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}^{[j]}(t_2) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \\ \mathbf{y}^{[j]}(t_3) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{y}^{[j]}(t_{T_c}) - \mathbf{y}^{[j]}(t_1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}^{[j]}(t_2)\mathbf{V}^{[j]}(t_2) - \mathbf{H}^{[j]}(t_1) \\ \mathbf{H}^{[j]}(t_3)\mathbf{V}^{[j]}(t_3) - \mathbf{H}^{[j]}(t_1) \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{[j]}(t_{T_c})\mathbf{V}^{[j]}(t_{T_c}) - \mathbf{H}^{[j]}(t_1) \end{bmatrix}}_{\hat{\mathbf{H}}_2} \mathbf{s}^{[j]} \quad (21)$$

其中, 等效信道矩阵  $\hat{\mathbf{H}}_2$  以概率 1 满秩 (秩为  $M$ )<sup>[3]</sup>。因此, 在  $1 + \lceil R \rceil$  时隙内, 接收端  $j$  能成功解码对应

发射端的  $M$  个符号, 即可达自由度为  $\frac{KM}{1 + \lceil R \rceil}$ 。

当  $K-1 \leq R < K$  时, 可达自由度与理想 CSIT 下的自由度外界一致, 即  $KN \frac{R}{1+R}$  [9]; 当  $R \geq K$  时, 理想外界为  $KN$ , 可达自由度与外界之间存在衰减因子  $\frac{R}{1+\lceil R \rceil}$ 。不同于 MISO 系统中的衰减因子  $\frac{M}{1+M}$ , 此时, 衰减因子中的自变量是发射端与接收端天线数的比值。直观上看, 引入接收端天线数  $N$  将有效地缓冲最大归一化 CSI 反馈时延  $\lambda_{\max}$  随发射端天线数  $M$  增加而变小的趋势, 以及最小归一化 CSI 反馈频率  $\omega_{\min}$  随发射端天线数  $M$  增加而变大的趋势。

### 4.2 CSI 有限反馈条件

接收端配置  $N$  根天线不仅可以提升解码速度进而提升可达自由度, 还能降低对相干时间的要求。针对定理 2 中的最大归一化 CSI 反馈时延, 其上界

$$\lambda_{\max} = \frac{1}{1+\lceil R \rceil} \leq \frac{N}{M+N} \quad (22)$$

值得注意的是,  $\lambda_{\max}$  为信道能够保持定理 2 中可达自由度的最大归一化 CSI 反馈时延, 而式(22)则为该最大归一化 CSI 反馈时延可能达到的最大时延上界。发射端天线数  $M$  和接收端天线数  $N$  的相互作用决定了  $\lambda_{\max}$  的取值。

图 7 所示为固定发射端天线数  $M$  时,  $\gamma_{MN} \in \{\lambda_{\max}, \omega_{\min}\}$ 。随接收端天线数  $N$  增加的变化。由图 7 可知, 最大归一化 CSI 反馈时延  $\lambda_{\max}$  和最小归一化 CSI 反馈频率  $\omega_{\min}$  随接收端天线数  $N$  增加分别变大和变小; 当发射端天线数  $M$  较大时, 保持定理 2 的可达自由度的  $\lambda_{\max}$  和  $\omega_{\min}$  随  $N$  增加而线性增加和

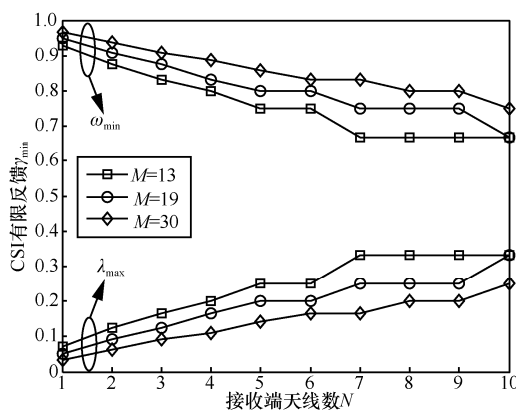


图 7 最大(小)归一化 CSI 反馈时延(频率)随接收端天线数  $N$  的变化

减小。例如, 当  $M=13$ ,  $T_c=100$  个符号时隙时, 为保持定理 2 的可达自由度, 当  $N=1$  时, CSI 反馈时延  $T_{fb} \leq 7$  个符号时隙; 当  $N=4$  时, CSI 反馈时延增加到  $T_{fb} \leq 20$  个符号时隙。

## 5 数值分析

### 1) $K$ 个用户 MISO IC 自由度

从 CSIT 角度总结比较文献[15,16,17,20]的自由度。表 1 为  $K$  个用户  $M \times 1$  ( $M \geq K$ ) MISO IC 采用不同干扰对齐方案获得的用户平均自由度。本文所提 DSTIA 方案获得的用户平均自由度为  $\frac{M}{1+M}$ , 随发射端天线数  $M$  增加而逼近 1, 这表明用户平均自由度非受限于总用户数  $K$ , 也反映 IC 容量非受限于干扰的特性。

表 1  $K$  个用户  $M \times 1$  ( $M \geq 1$ ) MISO IC 不同方案下的总自由度

对齐方案	CSIT	用户平均自由度
本文方案 (DSTIA)	分布式混合	$\frac{M}{1+M}$
文献[15]方案 (BIA)	无	$\frac{M}{M+K-1}$
文献[20]方案 (GMK)	分布式延时	$\frac{K}{K \cdot K - K + 1}$
文献[16]方案 (TAV)	分布式延时	$\frac{2}{K+1}$
文献[17]方案 (HC)	分布式延时	$\frac{b_K}{K}$

图 8 所示为  $K$  个用户  $M \times 1$  ( $M=K$ ) MISO IC 的用户平均可达自由度随总用户数  $K$  的变化情况。由图 8 可知, 利用更实际的分布式延时 CSIT, 本文所提 DSTIA 方案获得的用户平均可达自由度为  $\frac{M}{1+M}$ , 高于其他方案。尽管文献[15,16,17,20]利用

本地 CSIT 获得了比 TDMA 方案更高的自由度, 但随用户数  $K$  增加的变化趋势并不理想。反之, 通过充分利用适当延时下的当前和过期 CSIT, 本文可达自由度优于本地且完全延时 CSIT 下的自由度外界<sup>[20]</sup>。

值得注意的是, 针对  $K$  个用户 MIMO IC, 本文所提 DSTIA 方案具有更好的收发端天线扩展性。例如, 文献[2]的 DSTIA 方案仅适用于 3 个用户 MIMO IC 各个节点配置相同天线数的情况, 总自由度为  $\frac{6}{5}N$ ; 文献[21]的 DSTIA 方案仅适用于  $K$  个用户 MIMO IC 各个发射端配置  $(K-1)N$  根天线的情

况，总自由度为  $(K-1)N$ 。根据定理 2，本文所提 DSTIA 方案比文献[2,21]的 DSTIA 方案在天线配置上具有更好的扩展性，且获得的自由度随着发射端天线数  $M$  增加而逼近外界  $KN$ 。

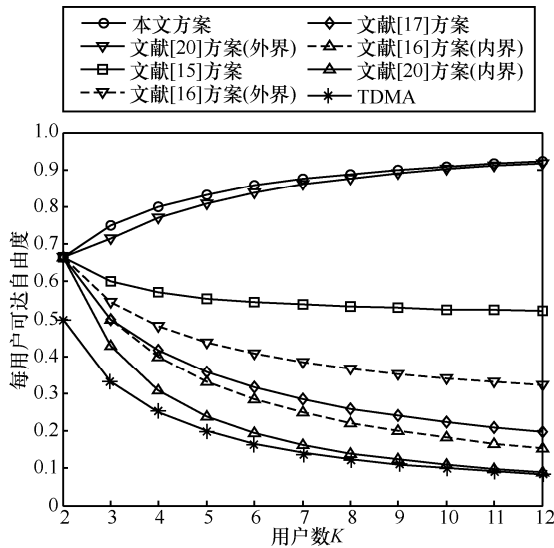


图 8 用户平均可达自由度随总体用户数  $K$  的变化情况

### 2) 信道和速率

对于  $K$  个用户  $M \times N$  MIMO IC，分析不同天线配置下可达遍历总速率随信噪比的变化。假设信道服从独立复高斯分布，各发射端在各时隙平均分配功率，噪声具有单位方差。平均吞吐率是独立信道实现 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<sup>[3]</sup>。

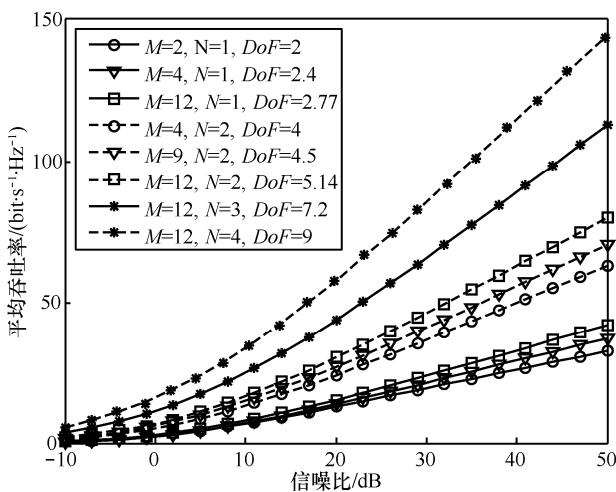


图 9 3 个用户 MIMO IC 天线数与平均吞吐率的关系

图 9 所示为 3 个用户 MIMO IC 收发端配置不同数量的天线时，系统平均吞吐率随信噪比的变化

曲线。由图 9 可知，当 SNR 足够高时，平均吞吐率的 3 dB 增量与理论自由度  $\frac{KM}{1+\lceil R \rceil}$  一致。固定接收端天线数  $N$ ，随着发射端天线数  $M$  增加，自由度衰减因子  $\frac{R}{1+\lceil R \rceil}$  逼近 1，相应地，3 dB 增量随之逼近外界  $KN$ ；固定发射端天线数  $M$ ，可达自由度随接收端天线数  $N$  增加而显著提升。

### 3) CSI 有限反馈条件

接下来分析最大归一化 CSI 反馈时延随接收端天线数的变化情况。根据定理 2，只要 CSI 反馈时延不超过  $\lambda_{\max}$ ，MIMO IC 可保持可达自由度  $d_{\Sigma}^{\text{IC}}(K, K; \lambda_{\max}) = KN \frac{R}{1+\lceil R \rceil}$ ；随着接收端天线数  $N$  的增加 ( $M$  固定)， $\lambda_{\max}$  增加，而衰减因子  $\frac{R}{1+\lceil R \rceil}$  导致的自由度损失增大。

图 10 所示为固定发射端天线数  $M=13$  时，3 个用户 MIMO IC 在本地 CSIT 下的可达自由度折中域。其中，完全时延下采用 TDMA 方案获得的自由度为  $N$ 。可以看出，当  $M$  较大时，CSI 有限反馈时延  $\lambda_{\max}$  随着  $N$  线性增加。需要注意的是，针对固定  $M$  下  $N$  的取值有限，即  $M \geq N(K-1)$ ；由于时隙需要向上取整， $\lambda_{\max}$  对特定范围内的  $N$  丧失灵敏度，如图 10 中  $N=5$  和  $N=6$ ，两者的 CSI 有限反馈时延  $\lambda_{\max}$  一致。此外， $M$  和  $N$  共同决定了信道总自由度的可达数值以及相应的延时 CSI 范围。尽管  $N$  的增加会导致衰减因子  $\frac{R}{1+\lceil R \rceil}$  效果更明显，可达自由度与外界  $KN$  相差越大，但通过增加发射端天线数  $M$  可以弥补自由度损失。

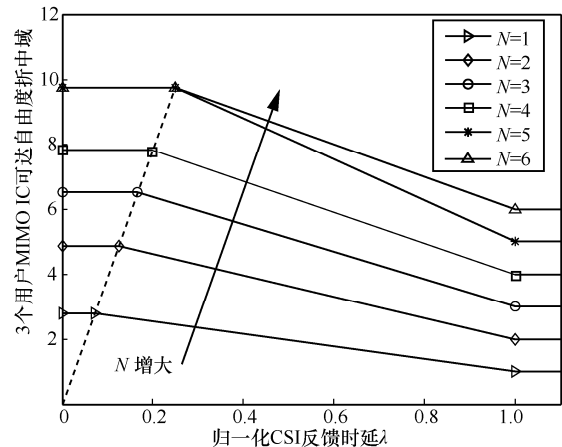


图 10 3 个用户  $13 \times N$  MIMO IC 可达自由度折中域

## 6 结束语

针对  $K$  个用户 MIMO IC, 本文提出了一种 DSTIA 方案, 获得了逼近理想外界的可达自由度。同时, 本文分析了发射端和接收端天线数对可达自由度的影响, 并给出可达自由度关于有限 CSI 反馈时延和反馈频率的折中域。进一步, 分析了接收端天线数和有限相干时间的关系, 通过增加接收端天线数延长保持可达自由度的 CSI 反馈时延范围。数值分析结果表明, 该方案获得的可达自由度比现有其他方案更高, 适用于更为实用的分布式通信系统。

## 参考文献:

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] YING T, FENG W, SU W, 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.
- [4] 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.
- [5] 孙献, 赵晓晖. 认知无线电系统中干扰对齐的自由度分析[J]. 通信学报, 2016, 37(2): 179-189.  
SUN X, ZHAO X H. Analysis on the degree of freedom of interference alignment in cognitive radio[J]. Journal on Communications, 2016, 37(2): 179-189.
- [6] 朱世磊, 郑娜娥, 王盛, 等. 基于用户协作的认知 MIMO 干扰网络自由度上界研究[J]. 通信学报, 2015, 36(8): 153-160.  
ZHU S L, ZHENG N E, WANG S, et al. Upper bound of degrees of freedom in cognitive MIMO interference network with user cooperation[J]. Journal on Communications, 2015, 36(8): 153-160.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] GOU T, 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.
- [10] WANG C, SUN H, JAFAR S A. Genie chains and the degrees of freedom of the  $K$ -user MIMO interference channel[C]//The 2012 IEEE International Symposium on Information Theory. 2012: 2476-2480.
- [11] SOMEKH O, SIMEONE O, BAR-NESS Y, et al. Cooperative multi-cell zero-forcing beamforming in cellular downlink channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(7): 3206-3219.
- [12] HUANG C, JAFAR S A, SHAMAI S, VISHWANATH S. On degrees of freedom region of MIMO networks without channel state information at transmitters[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(2): 849-857.
- [13] ZHU Y, GUO D. The degrees of freedom of isotropic MIMO interference channels without state information at the transmitters[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(1): 341-352.
- [14] VAZE C S, VARANASI M K. The degree-of-freedom regions of MIMO broadcast, interference, and cognitive radio channel with no CSIT[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(8): 5354-5374.
- [15] LU Y, ZHANG W. Blind interference alignment in the  $K$ -user MISO interference channel[C]//IEEE GLOBECOM. 2013: 3464-3469.
- [16] TORRELLAS M, AGUSTIN A, VIDAL J. On the degrees of freedom of the  $K$ -user MISO interference channel with imperfect delayed CSIT[C]//The 2014 IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing. 2014: 1155-1159.
- [17] HAO C, CLERCKX B. Degrees-of-freedom of the  $K$ -user MISO interference channel with delayed local CSIT[C]//IEEE International Conference on Communications. 2015: 4217-4222.
- [18] 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.
- [19] VAZE C S, VARANASI M K. The degrees of freedom region and interference alignment for the MIMO interference channel with delayed CSIT[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(7): 4396-4417.
- [20] GHASEMI A, MOTAHARI A S, KHANDANI A K. Interference alignment for the MIMO interference channel with delayed local CSIT, 2011 [J]. arXiv: arXiv 1102.5673.
- [21] LEE N, HEATH R W. CSI feedback delay and degrees of freedom gain trade-off for the MISO interference channel[C]//The 46th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2012: 1851-1854.
- [22] GHOSH A, ZHANG J, ANDREWS J G, et al. Fundamentals of LTE[M]. Englewood Cliffs, USA: Prentice-Hall, 2010.

## [作者简介]



应腾达 (1991-), 男, 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。

冯文江 (1963-), 男, 四川西充人, 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。

蒋卫恒 (1985-), 男, 湖北枝江人, 重庆大学讲师, 主要研究方向为无线通信与网络、移动云计算等。

刘国岭 (1989-), 男, 辽宁北票人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信、全双工等。

姚楚楠 (1994-), 男, 湖南娄底人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信、移动边缘计算等。

包涛涛 (1993-), 男, 湖北孝感人, 重庆大学硕士生, 主要研究方向为 MIMO 无线通信、图像处理等。