

基于延迟 CSIT 的非对称双向中继 X 信道传输方案

刘 锋 葛培新 曾连荪

(上海海事大学信息工程学院 上海 201306)

摘 要 在快速衰落信道中,当发送端不具备即时的信道状态信息(CSIT)时,利用延迟信道状态信息能够提高系统的自由度。假设系统每个节点具有延迟 CSIT,研究了非对称(即中继两侧用户数不相等)双向中继 X 信道的自由度。将传输过程分为 MAC 和 BC 两个阶段,提出了一种结合干扰对齐与物理层网络编码的多级传输方案,利用延迟 CSIT 在多个时隙解码期望消息。实验结果表明,本方案可以实现比 Vaze 提出的上界高 21.8% 的复用增益,同时,相对于 TDMA 方案提升了 166.7%。分析结果表明,相对于 TDMA 方案和 Vaze 界,该方案能够实现一定程度的自由度增益。

关键词 延迟 CSIT, 中继, 多级传输, 自由度

中图分类号 TN929.5 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2019.08.025

Transmission Scheme for Asymmetric Two-way Relay X Channel Based on Delayed CSIT

LIU Feng GE Pei-xin ZENG Lian-sun

(College of Information Engineering, Shanghai Maritime University, Shanghai 201306, China)

Abstract In the fast fading channel, when instantaneous channel state information at transmitter (CSIT) is unavailable, the delayed channel state information can be used to improve the degree of freedom (DoF) of the system. Assuming that each node of the system has a delayed CSIT, the DoF of asymmetrical (with unequal number of users on the both sides of the relay) bidirectional relayed X-channels was investigated in this paper. The transmission procedure was divided into two phases, including multiple access channel (MAC) and broadcast channel (BC). A multi-stage transmission scheme combining interference alignment and physical layer network coding was proposed, which uses the delayed CSIT to decode the desired messages in multiple time slots. The experimental result shows that the proposed scheme can achieve a multiplexing gain of 21.8%, which is higher than the upper bound proposed by Vaze, and get an increase of 166.7% compared with the TDMA scheme. The analysis result shows that the proposed scheme can achieve some DoF gain compared with the TDMA scheme and Vaze bound.

Keywords Delayed CSIT, Relay, Multiple-stage transmission, Degree of freedom

1 介绍

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 系统在高信噪比 (Signal Noise Ratio, SNR) 下,用空间复用增益或者是自由度 (Degree of Freedom, DoF) 来衡量系统容量^[1]。基本类型的 MIMO 网络的自由度(如 X 信道^[2]、干扰信道(IC)^[3]、广播信道(BC)^[4])都已经有了相关的研究。随着无线通信技术的发展,基于单向传输的信道模型已逐渐无法满足实际业务需求,因此双向中继通信模型的研究得到了重视^[5-6]。无线中继技术具有拓展信号传输距离,降低功耗,提高系统吞吐量的功能。目前,中继技术已经成为现代移动通信技术(如 5G)的关键技术之一^[7],同时以基站为中继的双向通信模型也适用于蜂窝系统。双向中继信道可以实现用户对之间消息的对发传输,可以采用更复杂的技术,例如物理层网络编码(PLNC)

等。文献[8]设计了一种新的差分空时双向中继网络自干扰消除方案,通过分布式差分空时进行干扰消除,提升了系统信噪比。文献[9]将传统的 XC 信道推广到双向中继 X 信道,将其推广到 K 个用户的情况,并分析了其分集性能。

以上研究的前提都是基于即时的信道状态信息得出的结论。在无线信道的,只有在慢衰落信道中发送端才能得到即时的 CSIT,而在快衰落信道中,由于信道变化太快,难以获得即时的 CSIT,只能获得延时的 CSIT。Maddah-Ali 等的研究表明^[10],这种延迟 CSIT 仍然非常有用。通过提出一种新的可追溯的干扰对齐的概念,相关研究给出了具有延迟 CSIT 的传输方案,文献[11-12]研究了具有延迟 CSIT 的几种 MIMO 基本无线网络的自由度,并表明利用反馈时延 CSIT 可以实现显著的自由度以及功率增益。

收稿日期:2018-07-20 返修日期:2018-09-09 本文受国家自然科学基金项目(61271283),上海教委科研创新项目(14YZ113)资助。

刘 锋(1976-),男,博士,讲师,主要研究方向为 MIMO 无线通信,E-mail:267475602@qq.com(通信作者);葛培新(1995-),男,硕士生,主要研究方向为 MIMO 无线通信;曾连荪(1968-),男,博士,教授,主要研究方向为定位导航系统。

文献[13-14]利用信道延迟 CSIT 得到双向中继 X 信道和 Y 信道的自由度,但研究的模型为对称模型。对于 X 信道,存在着中继两侧用户不相等的情况。本文主要研究具有延迟 CSIT 的非对称 MIMO 双向中继 XC 网络的自由度,该网络传输阶段分为 MAC 和 BC 两个阶段,并提出在广播(BC)阶段结合回溯干扰对齐与物理层网络编码(PLNC)的多级传输方案(Multiple Stage Transmission),本文方案可以实现比 Vaze 的延迟 CSIT 信道^[15]的上界空间更大的复用增益。

2 系统模型

本文研究的 X 信道为非对称信道,其模型图如图 1 所示。

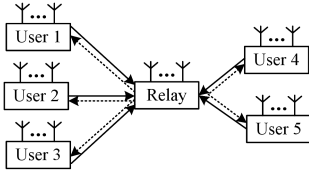


图 1 系统模型

Fig. 1 System model

该系统模型左右两侧的终端相互发送消息,并通过中继进行数据交互。终端的每条节点都有 N 条天线,中继有 M 条天线。系统的所有节点包括中继工作在全双工模式下,系统分为 MAC 阶段与 BC 阶段传输信息,这两个阶段所有的节点都有延迟 CSIT。MAC 阶段和 BC 阶段都有多个时隙,在 MAC 阶段通过中继解码出来的消息只能在下一个 BC 阶段传输,任意两个终端只能通过中继进行信息交互而不能直接通信。将 MAC 阶段的用户 k 发送给用户 j 的所有数据记为向量 $s_{j,k}$ 。在 MAC 阶段,由于没有即时的 CSIT,信号空间对齐无法运用,因此发送的符号没有经过预编码,只能在中继处利用矩阵求逆直接进行解码。在 BC 阶段,中继通过利用延迟 CSIT 进行回溯干扰对齐以及物理层网络编码,从而对 MAC 阶段收到的消息进行多段传输。

下面对 XC 信道的传播准则和期望消息进行简单的说明:用户 1、用户 2、用户 3 通过中继给用户 4 和用户 5 分别发送消息,记为 $s_{1,4}, s_{1,5}, s_{2,4}, s_{2,5}, s_{3,4}, s_{3,5}$;同时,用户 4 和用户 5 通过中继给用户 1、用户 2、用户 3 发送的数据符号分别记为 $s_{4,1}, s_{4,2}, s_{4,3}, s_{5,1}, s_{5,2}, s_{5,3}$ 。

系统自由度定义为:

$$\eta = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{R_p}{\log_2 P} \quad (1)$$

其中, P 为总发射功率, R_p 为系统的可达和速率。本文中,由于在高信噪比下噪声对自由度没有影响,因此忽略所有的噪声。

通过文献[9]可知双向中继网络的自由度由 MAC 阶段和 BC 阶段的最小自由度值确定,即

$$\eta = \min\{\eta^{\text{MAC}}, \eta^{\text{BC}}\} \quad (2)$$

3 多级传输(MST)方案的设计

该 MST 方案结合了 PLNC 与回溯干扰对齐。其利用延迟 CSIT 在多个时隙内重构和对齐 PLNC 符号。为方便本文的讨论,采用如下的表述:

(1) $s_{j,k}^i$ 代表 $s_{j,k}$ 的第 i 个元素, $s_{j,k}$ 在 MAC 阶段被中继解码出;

(2) $\{s_{j,k}^i\}_{i=k_1}^{k_2}$ 表示一个长度为 $k_2 - k_1 + 1$ 的向量 $\{s_{j,k}^{k_1}, s_{j,k}^{k_1+1}, \dots, s_{j,k}^{k_2}\}^T$;

(3) $\{s_{j,k}^i\}_{i=k_1}^{k_2} \oplus \{s_{k,j}^i\}_{i=k_1}^{k_2}$ 是长为 $k_2 - k_1 + 1$ 的向量 $\{s_{j,k}^{k_1} \oplus s_{k,j}^{k_1}, s_{j,k}^{k_1+1} \oplus s_{k,j}^{k_1+1}, \dots, s_{j,k}^{k_2} \oplus s_{k,j}^{k_2}\}^T$, 其中 \oplus 代表异或操作;

(4) q 表示中继每时隙发送长 M 的 PLNC 向量;

(5) k 阶符号表示包含 k 个用户共同信息的符号;

(6) $H_k^{(t)}$ 表示在 t 时隙中继到用户 k 的信道状态矩阵;

(7) y_k^t 记为第 k 个用户在 t 时刻的接收信号。

对于节点与中继处天线的不同配置情况,分 3 种情形进行讨论: $M \leq N, N < M \leq 4N, M > 4N$ 。

3.1 $M \leq N$

由于中继具有 M 条天线,没有即时 CSIT,没有经过预编码所能达到的最大自由度 M 。MAC 阶段结束后,中继将所有的消息分配到各个对应终端,此时这个过程可以看作是一个 BC 阶段传输。中继对相互发送的消息采用 PLNC,以第一个时隙为例,在中继处传输 q_1 向量:

$$q_1 = \{s_{1,4}^i\}_{i=1}^M \oplus \{s_{4,1}^i\}_{i=1}^M \quad (3)$$

第一个时隙后用户 1 和用户 4 收到的信号可以表示为:

$$y_1^1 = H_{1,1}^{(1)} q_1 \quad (4)$$

$$y_4^1 = H_{4,1}^{(1)} q_1$$

由于终端用户的天线大于发送端天线条数,因此选取 $y_1^1, H_{1,1}^{(1)}, y_4^1, H_{4,1}^{(1)}$ 前 M 行,分别记为 $\bar{y}_1^1, \bar{H}_{1,1}^{(1)}, \bar{y}_4^1, \bar{H}_{4,1}^{(1)}$,对 $\bar{H}_{1,1}^{(1)}$ 求逆后与 \bar{y}_1^1 相乘即可完美地解出 q_1 ,同理也可以求出 q_4 。由于在 MAC 阶段, $\{s_{1,4}^i\}_{i=1}^M$ 和 $\{s_{4,1}^i\}_{i=1}^M$ 是用户 1 与用户 4 的自发消息,则用户 1 和用户 4 可以按下列操作恢复期望消息:

$$\{s_{1,4}^i\}_{i=1}^M = q_1 \oplus \{s_{4,1}^i\}_{i=1}^M \quad (5)$$

$$\{s_{4,1}^i\}_{i=1}^M = q_1 \oplus \{s_{1,4}^i\}_{i=1}^M$$

同理,接下来每个时隙对用户对 $\{1,5\}, \{2,4\}, \{2,5\}, \{3,4\}, \{3,5\}$ 进行相同的异或操作,便可以在每个用户终端解码恢复出期望消息,因此每个时隙能恢复 $2M$ 个期望消息,即

$$\eta_{\text{MST}}^{\text{BC}} = 2M \quad (6)$$

由于中继只有 M 条天线,因此在 MAC 阶段所能达到的最大自由度为 M 。根据式(2)综合两个阶段的自由度的最小值,可以得到:

$$\eta_{\text{MST}} = M \quad (7)$$

通过上述理论分析可知,当天线配置为 $M \leq N$ 时,能达到的自由度为 M 。

3.2 $N < M \leq 4N$

这种在中继处天线大于终端处天线的情况下,BC 阶段采用两个阶段传输信息。为充分利用每个阶段的天线,考虑在 $4M + 2N$ 个时隙传输所有的 $12MN$ 个数据符号(其中第一个阶段 $6N$ 个时隙,第二个阶段 $4(M - N)$ 个时隙)。每一个阶段分为以下 3 种情形进行讨论: $N < M \leq 2N, 2N < M \leq 3N, 3N < M \leq 4N$ 。

(1) 第一阶段

中继在 $6N$ 个时隙内传输的向量符号表示为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{q}_{6k-5} &= \{\mathbf{s}_{i,4}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,1}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \\
\mathbf{q}_{6k-4} &= \{\mathbf{s}_{i,5}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,2}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \\
\mathbf{q}_{6k-3} &= \{\mathbf{s}_{i,4}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,2}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \\
\mathbf{q}_{6k-2} &= \{\mathbf{s}_{i,5}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,2}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \\
\mathbf{q}_{6k-1} &= \{\mathbf{s}_{i,4}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,3}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \\
\mathbf{q}_{6k} &= \{\mathbf{s}_{i,5}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM} \oplus \{\mathbf{s}_{i,3}^i\}_{i=(k-1)M+1}^{kM}
\end{aligned} \quad (8)$$

其中, $k=1, 2, \dots, N$, 这里的 $\mathbf{q}_{6k-5} - \mathbf{q}_{6k}$ 均为中继处理后的 PLNC 向量, 用于在 BC 阶段传输。

情形 1 ($N < M \leq 2N$) 通过第一个时隙的传输来构建二阶符号。在时隙 $6k-5$ 时, 终端 1、终端 4、终端 3 接收到的消息分别表示为:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_1^{6k-5} &= \mathbf{H}_{1,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_4^{6k-5} &= \mathbf{H}_{4,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_3^{6k-5} &= \mathbf{H}_{3,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5}
\end{aligned} \quad (9)$$

通过选取 \mathbf{y}_3^{6k-5} 和 $\mathbf{H}_{3,r}^{(6k-5)}$ 的前 $M-N$ 行, 记为 $\bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)}$ 。由于所有的节点均存在延迟全局的 CSIT, 因此用户对 $\{1, 4\}$ 可以在 1 个时隙之后获取 $\bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)}$ 。如果中继能够将 $\bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5}$ 传输给用户对 $\{1, 4\}$, 那么用户 1 可以按如下方式解码出消息:

$$\mathbf{q}_{6k-5} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,r}^{(6k-5)} \\ \bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{6k-5} \\ \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5} \end{bmatrix} \quad (10)$$

同样地, 用户 4 也可以用其本身接收到的向量与用户 3 截取的接收向量, 以及其本身的信道系数与用户 3 截取的信道系数, 按照上述相同的方式解码出 PLNC 向量:

$$\mathbf{q}_{6k-5} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{4,r}^{(6k-5)} \\ \bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_4^{6k-5} \\ \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5} \end{bmatrix} \quad (11)$$

在解出 PLNC 向量后, 用户对 $\{1, 4\}$ 再与自发向量进行异或操作, 即可将期望消息解码出来。因此, 我们按下列方式对用户对 $\{1, 4\}$ 的二阶符号进行构建:

$$\mathbf{u}_{1,4}^{6k-5} = \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5} \quad (12)$$

截取用户 3 第 $6k-5$ 个时隙的前 $M-N$ 行, 用于辅助用户对 $\{1, 4\}$ 进行解码 PLNC 向量。同理, 对于 $\{1, 5\}, \{2, 4\}, \{2, 5\}, \{3, 4\}, \{3, 5\}$, 分别选出 $\mathbf{y}_3^{6k-4}, \mathbf{y}_1^{6k-3}, \mathbf{y}_1^{6k-2}, \mathbf{y}_2^{6k-1}, \mathbf{y}_2^{6k}$ 的前 $M-N$ 行构造出二阶向量:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{1,5}^{6k-4} &= \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-4} \\
\mathbf{u}_{2,4}^{6k-3} &= \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-3} \\
\mathbf{u}_{2,5}^{6k-2} &= \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-2} \\
\mathbf{u}_{3,4}^{6k-1} &= \bar{\mathbf{y}}_2^{6k-1} \\
\mathbf{u}_{3,5}^{6k} &= \bar{\mathbf{y}}_2^{6k}
\end{aligned} \quad (13)$$

共有 $6N(M-N)$ 个二阶符号, 我们把用户对所有时隙内的二阶符号堆叠为一个长度为 $N(M-N)$ 的大向量 $\mathbf{U}_{1,4}, \mathbf{U}_{1,5}, \mathbf{U}_{2,4}, \mathbf{U}_{2,5}, \mathbf{U}_{3,4}, \mathbf{U}_{3,5}$ 。为了在第二阶段让所有终端天线都得到充分利用, 将这些大向量切割成长为 N 的小向量:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_3^1(L) &= \{\mathbf{U}_{1,4}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN} \\
\mathbf{u}_3^2(L) &= \{\mathbf{U}_{1,5}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN} \\
\mathbf{u}_1^1(L) &= \{\mathbf{U}_{2,4}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN} \\
\mathbf{u}_1^2(L) &= \{\mathbf{U}_{2,5}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN} \\
\mathbf{u}_2^1(L) &= \{\mathbf{U}_{3,4}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN} \\
\mathbf{u}_2^2(L) &= \{\mathbf{U}_{3,5}^i\}_{i=(l-1)N+1}^{lN}
\end{aligned} \quad (14)$$

其中, $l=(1, \dots, M-N)$ 。这些重构后的二阶向量将用于第二个阶段进行传输, 且保证了第二个阶段每个用户的 N 条天线能全部使用。

情形 2 ($2N < M \leq 3N$) 第 $6k-5$ 时隙时, 终端所收到的消息如下:

$$\begin{aligned}
\mathbf{y}_1^{6k-5} &= \mathbf{H}_{1,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_2^{6k-5} &= \mathbf{H}_{2,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_3^{6k-5} &= \mathbf{H}_{3,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_4^{6k-5} &= \mathbf{H}_{4,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_5^{6k-5} &= \mathbf{H}_{5,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5} \\
\mathbf{y}_6^{6k-5} &= \mathbf{H}_{6,r}^{(6k-5)} \mathbf{q}_{6k-5}
\end{aligned} \quad (15)$$

我们将选取的 \mathbf{y}_3^{6k-5} 和 $\mathbf{H}_{3,r}^{(6k-5)}$ 的前 $M-2N$ 项记作 $\bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)}$, 如果中继能够把 \mathbf{y}_2^{6k-5} 以及 $\bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5}$ 传给用户对 $\{1, 4\}$, 那么用户 1 能够按下式解出 \mathbf{q}_{6k-5} :

$$\mathbf{q}_{6k-5} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,r}^{(6k-5)} \\ \mathbf{H}_{2,r}^{(6k-5)} \\ \bar{\mathbf{H}}_{3,r}^{(6k-5)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{6k-5} \\ \mathbf{y}_2^{6k-5} \\ \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5} \end{bmatrix} \quad (16)$$

同理, 用户 4 也可以用相同的方法把 \mathbf{q}_{6k-5} 解码出来, 经过与其自发消息的异或操作, 就可以得到期望消息。

因此, 我们可以按同样的操作构建出二阶向量:

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}_{1,5}^{6k-4} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_2^{6k-4} \\ \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-4} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{2,4}^{6k-3} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_3^{6k-3} \\ \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-3} \end{bmatrix} \\
\mathbf{u}_{2,5}^{6k-2} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_3^{6k-2} \\ \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-2} \end{bmatrix} \mathbf{u}_{3,4}^{6k-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{6k-1} \\ \bar{\mathbf{y}}_2^{6k-1} \end{bmatrix} \\
\mathbf{u}_{3,5}^{6k} &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{6k} \\ \bar{\mathbf{y}}_2^{6k} \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (17)$$

我们将 $\mathbf{y}_2^{6k-5}, \mathbf{y}_2^{6k-4}, \mathbf{y}_3^{6k-3}, \mathbf{y}_3^{6k-2}, \mathbf{y}_1^{6k-1}, \mathbf{y}_1^{6k}$ 堆叠成 6 个长为 N^2 的大向量 $\mathbf{U}_{1,4}, \mathbf{U}_{1,5}, \mathbf{U}_{2,4}, \mathbf{U}_{2,5}, \mathbf{U}_{3,4}, \mathbf{U}_{3,5}$, 然后再把这 6 个向量拆成长度为 N 的小向量, 分别记作 $\mathbf{u}_2^1(L), \mathbf{u}_2^2(L), \mathbf{u}_3^1(L), \mathbf{u}_3^2(L), \mathbf{u}_1^1(L), \mathbf{u}_1^2(L)$, 其中 $l=(1, 2, \dots, N)$ 。

接着, 将 $\bar{\mathbf{y}}_3^{6k-5}, \bar{\mathbf{y}}_3^{6k-4}, \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-3}, \bar{\mathbf{y}}_1^{6k-2}, \bar{\mathbf{y}}_2^{6k-1}, \bar{\mathbf{y}}_2^{6k}$ 堆叠成 6 个长度为 $N(M-2N)$ 的大向量, 将这些二阶符号按照式 (14) 分割为长为 N 的向量, 使得用户利用所有的天线接收消息, 分别记作: $\mathbf{u}_3^1(l'), \mathbf{u}_3^2(l'), \mathbf{u}_1^1(l'), \mathbf{u}_1^2(l'), \mathbf{u}_2^1(l'), \mathbf{u}_2^2(l')$, 其中, $l=(1, 2, \dots, M-2N)$ 。

情形 3 ($3N < M \leq 4N$) 在这种情形下, 根据式 (15) 给出的终端所收到的消息构建二阶符号。选取 \mathbf{y}_5^{6k-5} 和 $\mathbf{H}_{5,r}^{(6k-5)}$ 的前 $M-3N$ 项, 记作 $\bar{\mathbf{y}}_5^{6k-5}$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_{5,r}^{(6k-5)}$, 如果中继能够将 $\mathbf{y}_2^{6k-5}, \mathbf{y}_3^{6k-5}, \bar{\mathbf{y}}_5^{6k-5}$ 传给 $\{1, 4\}$, 那么用户 1 和用户 4 就会解出 \mathbf{q}_{6k-5} :

$$\mathbf{q}_{6k-5} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,r}^{(6k-5)} \\ \mathbf{H}_{2,r}^{(6k-5)} \\ \mathbf{H}_{3,r}^{(6k-5)} \\ \bar{\mathbf{H}}_{5,r}^{(6k-5)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{6k-5} \\ \mathbf{y}_2^{6k-5} \\ \mathbf{y}_3^{6k-5} \\ \bar{\mathbf{y}}_5^{6k-5} \end{bmatrix} \quad (18)$$

我们把产生的所有 $6N(M-N)$ 二阶符号按照上述重组二阶符号的方案拆分为长度为 N 的小向量 $\mathbf{u}_1^1(L) - \mathbf{u}_3^2(L)$, 长度为 N 的向量 $\mathbf{u}_1^1(l') - \mathbf{u}_3^2(l')$, 以及长度为 N 的向量 $\mathbf{u}_1^1(l'') - \mathbf{u}_3^2(l'')$, 其中 $l=(1, 2, \dots, N), l'=(1, 2, \dots, N), l''=(1, 2, \dots, M-3N)$ 。

(2)第二阶段

在第二个阶段,为保证每个接收端的 N 条天线被使用,中继处将使用 N 条天线,在连续的 4 个时隙内,中继发送 4 个六阶符号,每一个六阶符号均为 6 个二阶符号的随机和。将所有的二阶符号全部传输完成总共需要 $\frac{6N(M-N) \times 4}{6N} = 4(M-N)$ 个时隙。

情形 1 ($N < M \leq 2N$) 在第一个阶段的传输结束后,在连续 4 个时隙内分别用 $\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_{24}$ 矩阵组成 4 个六阶符号传输:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{4l+6N-3} &= \mathbf{P}_1 \mathbf{u}_1^1(l) + \mathbf{P}_2 \mathbf{u}_2^1(l) + \mathbf{P}_3 \mathbf{u}_2^2(l) + \\ &\quad \mathbf{P}_4 \mathbf{u}_2^3(l) + \mathbf{P}_5 \mathbf{u}_3^1(l) + \mathbf{P}_6 \mathbf{u}_3^2(l) \\ \mathbf{q}_{4l+6N-2} &= \mathbf{P}_7 \mathbf{u}_1^1(l) + \mathbf{P}_8 \mathbf{u}_1^2(l) + \mathbf{P}_9 \mathbf{u}_2^1(l) + \\ &\quad \mathbf{P}_{10} \mathbf{u}_2^2(l) + \mathbf{P}_{11} \mathbf{u}_3^1(l) + \mathbf{P}_{12} \mathbf{u}_3^2(l) \\ \mathbf{q}_{4l+6N-1} &= \mathbf{P}_{13} \mathbf{u}_1^1(l) + \mathbf{P}_{14} \mathbf{u}_2^1(l) + \mathbf{P}_{15} \mathbf{u}_2^2(l) + \\ &\quad \mathbf{P}_{16} \mathbf{u}_2^3(l) + \mathbf{P}_{17} \mathbf{u}_3^1(l) + \mathbf{P}_{18} \mathbf{u}_3^2(l) \\ &\quad \vdots \\ \mathbf{q}_{4l+6N} &= \mathbf{P}_{19} \mathbf{u}_1^1(l) + \mathbf{P}_{20} \mathbf{u}_1^2(l) + \mathbf{P}_{21} \mathbf{u}_2^1(l) + \\ &\quad \mathbf{P}_{22} \mathbf{u}_2^2(l) + \mathbf{P}_{23} \mathbf{u}_3^1(l) + \mathbf{P}_{24} \mathbf{u}_3^2(l) \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $l = \{1, 2, \dots, M-N\}$ 。这里的 $\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_{24}$ 矩阵均为满秩矩阵并且事先每个节点都已知。下面以用户 1 为例,消息将通过下式解码:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{4l+6N-3} &= (\mathbf{H}_{1,r}^{4l+6N-3})^{-1} \mathbf{y}_1^{4l+6N-3} \\ \mathbf{q}_{4l+6N-2} &= (\mathbf{H}_{1,r}^{4l+6N-2})^{-1} \mathbf{y}_1^{4l+6N-2} \\ \mathbf{q}_{4l+6N-1} &= (\mathbf{H}_{1,r}^{4l+6N-1})^{-1} \mathbf{y}_1^{4l+6N-1} \\ \mathbf{q}_{4l+6N} &= (\mathbf{H}_{1,r}^{4l+6N})^{-1} \mathbf{y}_1^{4l+6N} \end{aligned} \quad (20)$$

由于 $\mathbf{P}_1 - \mathbf{P}_{24}$ 在所有的节点上均是已知的,且 $\mathbf{u}_1^1, \mathbf{u}_2^1$ 对于用户 1 来说是自发消息,因此用户 1 可以使用按下述方式解码出所有的二阶符号:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_2^1(l) \\ \mathbf{u}_2^2(l) \\ \mathbf{u}_3^1(l) \\ \mathbf{u}_3^2(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_3 & \mathbf{P}_4 & \mathbf{P}_5 & \mathbf{P}_6 \\ \mathbf{P}_9 & \mathbf{P}_{10} & \mathbf{P}_{11} & \mathbf{P}_{12} \\ \mathbf{P}_{15} & \mathbf{P}_{16} & \mathbf{P}_{17} & \mathbf{P}_{18} \\ \mathbf{P}_{21} & \mathbf{P}_{22} & \mathbf{P}_{23} & \mathbf{P}_{24} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} \mathbf{q}_{4l+6N-3} - \mathbf{P}_1 \mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{P}_2 \mathbf{u}_1^2(l) \\ \mathbf{q}_{4l+6N-2} - \mathbf{P}_7 \mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{P}_8 \mathbf{u}_1^2(l) \\ \mathbf{q}_{4l+6N-1} - \mathbf{P}_{13} \mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{P}_{14} \mathbf{u}_1^2(l) \\ \mathbf{q}_{4l+6N} - \mathbf{P}_{19} \mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{P}_{20} \mathbf{u}_1^2(l) \end{bmatrix} \quad (21)$$

因此,用户 1 可以解码出所有的二阶符号。同理,根据同样的解码方式,其余的用户对也可以解码出所有的二阶符号。依据这些二阶符号可以解码出 MAC 阶段的所有符号。在两个阶段结束后,当系统的天线配置为 $N < M \leq 2N$ 时,BC 阶段的自由度为:

$$\eta_{BC}^{MST} = \frac{6MN}{2M+N} \quad (22)$$

情形 2 ($2N < M \leq 3N$) 类似于情形 1,在前 $4N$ 个时隙,中继用 N 条天线发送 $\mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{u}_3^2(l)$ 。其表达式与式(19)相同,但是 $l = \{1, 2, \dots, N\}$,在后 $4(M-2N)$ 个时隙传输 $\mathbf{u}_1^1(l') - \mathbf{u}_3^2(l')$,其表达式为如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{4l'+10N-3} &= \mathbf{P}_1 \mathbf{u}_1^1(l') + \mathbf{P}_2 \mathbf{u}_1^2(l') + \mathbf{P}_3 \mathbf{u}_2^1(l') + \\ &\quad \mathbf{P}_4 \mathbf{u}_2^2(l') + \mathbf{P}_5 \mathbf{u}_3^1(l') + \mathbf{P}_6 \mathbf{u}_3^2(l') \\ &\quad \vdots \\ \mathbf{q}_{4l'+10N} &= \mathbf{P}_{19} \mathbf{u}_1^1(l') + \mathbf{P}_{20} \mathbf{u}_1^2(l') + \mathbf{P}_{21} \mathbf{u}_2^1(l') + \\ &\quad \mathbf{P}_{22} \mathbf{u}_2^2(l') + \mathbf{P}_{23} \mathbf{u}_3^1(l') + \mathbf{P}_{24} \mathbf{u}_3^2(l') \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $l' = \{1, 2, \dots, M-2N\}$ 。通过式(20)和式(21)即可解码出所有的二阶符号,因此所达的自由度与式(22)相同。

情形 3 ($3N < M \leq 4N$) 同样地,前 $4N$ 个时隙传输 $\mathbf{u}_1^1(l) - \mathbf{u}_3^2(l)$,接下来 $4N$ 个时隙传输 $\mathbf{u}_1^1(l') - \mathbf{u}_3^2(l')$,最后 $4(M-3N)$ 个时隙传输 $\mathbf{u}_1^1(l'') - \mathbf{u}_3^2(l'')$ 。通过式(19) - 式(21),便可解码出所有的二阶符号,同样地,能够得到式(22)表示的自由度。这里不再赘述,只做简单介绍。

经过上述 3 种情况的分类,可以得知当天线配置为 $N < M \leq 4N$ 时,基于 PLNC 编码,利用延迟的 CSIT 分两个阶段进行传输,能达到的自由度为 $\frac{6MN}{2M+N}$ 。

3.3 $M > 4N$

当 $M > 4N$ 时,根据上述多段传输理论,用户对 $\{1, 4\}$ 需要解码出期望消息,用户 2、用户 3、用户 5 最多只能提供 $3N$ 个额外的方程,这种情形下的分析过程与 $M = 4N$ 时一致。该情形下的自由度可以直接通过中继使用 $M' = 4N$ 条天线得到,可以得到:

$$\eta_{BC}^{MST} = \frac{6M'N}{2M'+N} = \frac{8N}{3} \quad (24)$$

因此,结合 MAC 阶段的最大自由度 M ,根据式(2)、式(6)、式(22)、式(24)整理归纳出具有延迟 CSIT 的非对称双向 X 信道采用 MST 方案的自由度:

$$\eta = \begin{cases} M, & M \leq \frac{5N}{2} \\ \frac{6MN}{2M+N}, & \frac{5N}{2} < M \leq 4N \\ \frac{8N}{3}, & M > 4N \end{cases} \quad (25)$$

4 性能分析

4.1 归一化自由度

为了更直观地看出自由度随天线配置变化的趋势,对式(25)的天线以及自由度进行归一化处理。令 $m = \frac{M}{N}$ 为归一化天线数, $\eta_{norm} = \frac{\eta}{N}$ 为归一化自由度,则由式(25),本文提出的 MST 方案的归一化自由度的表达式为:

$$\eta_{norm}^{MST} = \begin{cases} m, & m \leq \frac{5}{2} \\ \frac{6m}{2m+1}, & \frac{5}{2} < m \leq 4 \\ \frac{8}{3}, & m > 4 \end{cases} \quad (26)$$

本模型中,根据文献[14]中 Vaze 证明的有延迟的 CSIT 的 K 用户 BC 信道自由度的上界,可以得到不采用 PLNC 的 BC 阶段自由度上界为:

$$\eta_{BC}^{Vaze} \leq \frac{5}{\sum_{k=1}^5 \frac{1}{\min(M, kN)}} \quad (27)$$

根据式(2)得出的 MAC 阶段的最大自由度为 M ,本模型具有延迟 CSIT 而不采用 PLNC 的自由度的上界为:

$$\eta^{Vaze} = \min\{M, \eta_{BC}^{Vaze}\} \quad (28)$$

根据归一化假设,该归一化 Vaze 界为:

$$\eta_{\text{norm}}^{\text{Vaze}} = \left\{ m, \frac{\eta_{\text{BC}}^{\text{Vaze}}}{N} \right\} \quad (29)$$

若本模型采用 TDMA 方案,其 BC 阶段可以看成是发送端具有 M 条天线,每条接收端有 N 条天线的 MIMO 广播系统,因为发送端没有瞬时 CSIT,所以其自由度为:

$$\eta^{\text{TDMA}} = \min(M, N) \quad (30)$$

同样地,可得 TDMA 方案归一化自由度为:

$$\eta_{\text{norm}}^{\text{TDMA}} = \min(m, 1) \quad (31)$$

4.2 性能分析

为了更直观地分析上述理论结果,采用 Matlab 对 3 种方案进行了性能比较。图 2 中,横坐标表示归一化天线数,范围从 0 到 6,覆盖了所提 MST 方案的 3 个区间,纵坐标代表了归一化自由度。通过在 m 文件中编程并运行,获得了相关计算结果,3 种方案的归一化自由度的变化趋势见图 2 中的 3 条曲线。

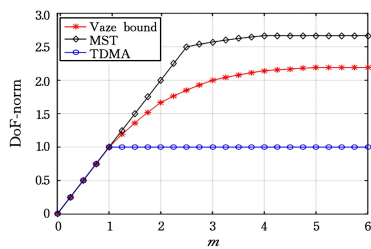


图 2 归一化自由度

Fig. 2 Normalized DoF

通过图 2 中对 MST 方案以及 TDMA 方案和 Vaze 提出的具有延迟 CSIT 的 Vaze 上界的对比可知:当归一化天线数不大于 1 时,3 种方案具有相同的归一化自由度,且与归一化天线数相等;当归一化天线数大于 1 时,TDMA 方案具有固定的归一化自由度 1,Vaze 界的性能居中,所提 MST 方案的性能最高。由图 2 及式(26)可知,当归一化天线数大于 4 时,所提 MST 方案具有固定的归一化自由度 $8/3$ 。而 Vaze 上界在归一化天线数大于 5 时具有固定的归一化自由度 $300/137$ 。当归一化天线数大于 5 时,可以发现 MST 方案采用 PLNC 编码可以实现比 Vaze 的上界高 21.8% 的复用增益,同时,相对于 TDMA 方案的自由度提升了 166.7%。因此,本文方案通过结合 PLNC 的方法,在具有延迟 CSIT 的非对称双向 X 信道中能够显著提升信道的空间复用增益。

结束语 在非对称的 MIMO 双向中继 X 信道中,假设衰落信道不能获得完美的即时 CSIT,在仅存在全局的延迟 CSIT 的情况下,利用延迟的 CSIT 以及物理层网络编码(PLNC)提出了多段传输方案,能够获得比 TDMA 方案和 Vaze 界更高的自由度。在实际网络中,如果在双向中继网络中不能获得瞬时 CSIT,采用 MST 方案能提高下行链路的自由度,能够提供更大的信道容量。在系统天线配置给定时,自由度的增加也会提升系统整体的天线效率。在当下天线集成技术的限制下,MST 方案能有效地缓解天线资源的压力。

参考文献

[1] ZHENG L, TSE D N C. Communication on the Grassmann manifold: a geometric approach to the noncoherent multiple-antenna

channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(2): 359-383.

- [2] SYED A, JAFAR, SHAMAI S. Degrees of Freedom Region of the MIMO X Channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(1): 151-169.
- [3] GOU T G, SYED A J. Degrees of Freedom of the K User $M \times N$ MIMO Interference Channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(12): 6040-6057.
- [4] KIM J, PARK S H, SUNG H, et al. Sum rate analysis of two-cell MIMO broadcast channels: Spatial multiplexing gain [C]// IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway, NJ: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [5] LOUIE R H Y, LI Y, VUCETIC B. Practical physical layer network coding for two-way relay channels: performance analysis and comparison[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2): 764-777.
- [6] CHEN X, GUO L, DONG C, et al. Probabilistic Constrained Approach for Distributed Robust Beamforming Design in Cognitive Two-way Relay Networks[J]. Ksii Transactions on Internet & Information Systems, 2018, 12(1): 21-40.
- [7] ZHANG D, LIU Y, DING Z, et al. Performance Analysis of Non-Regenerative Massive-MIMO-NOMA Relay Systems for 5G[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, PP(99): 1-1.
- [8] BAMERI S, TALEBI S, GOHARY R H, et al. A Novel Self-Interference Cancellation Scheme for Channel-Unaware Differential Space-Time Two-Way Relay Networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(2): 1226-1241.
- [9] XIANG Z, TAO M, MO J, et al. Degrees of Freedom for MIMO Two-Way X Relay Channel[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(7): 1711-1720.
- [10] 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.
- [11] BUZUVEROV A, AL-SHATRI H, KLEIN A. On the achievable degrees of freedom of the MIMO X-channel with delayed CSIT[C]// IEEE Information Theory Workshop. IEEE, 2016: 464-468.
- [12] ABDOLI M J, GHASEMI A, KHANDANI A K. On the degrees of freedom of three-user MIMO broadcast channel with delayed CSIT [C] // IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. IEEE, 2011: 209-213.
- [13] QINGYUN L I, GANG W U, HONGXIANG L I, et al. Achievable degrees of freedom of MIMO two-way X relay channel with delayed CSIT [J]. Science China Information Sciences, 2016, 59(8): 1-11.
- [14] LI Q, WU G, LI S. Achievable degrees of freedom of MIMO two-way relay interference channel with delayed CSIT[C]// International Conference on Wireless and Optical Communications. International Society for Optics and Photonics, 2016: 1-11.
- [15] VAZE C S, VARANASI M K. The Degrees of Freedom Regions of Two-User and Certain Three-User MIMO Broadcast Channels with Delayed CSIT[C]// 2011 IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings. 2011: 199-203.