

Y 信道中改进的干扰消除方法

田心记^{1,2}, 李晓静²

(1. 河南理工大学河南省高等学校矿山信息化重点学科开发实验室, 河南焦作 454000;
2. 河南理工大学计算机科学与技术学院, 河南焦作 454000)

摘要:对于3个用户和1个中继节点的MIMO Y信道模型,提出了一种基于空时码以及码字空间对齐的干扰消除方法.为每个用户设计了具有Alamouti结构的空时码字.在多址阶段,对每对码字进行空间对齐预编码后分两个步骤发送给中继节点.在广播阶段,中继节点对译码得到的符号进行空时编码后分两个步骤发送给3个用户.多址阶段和广播阶段都占用了4个时隙并且都传输了24个独立的调制符号.与相同场景中已有方案相比,所提方案在保持相同传输速率的同时,极大地减少了反馈量.仿真结果显示,所提方案的可靠性与相同场景中已有方案非常接近.

关键词:干扰对齐; Y信道; 反馈量; 预编码; 空时码

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A doi:10.3969/j.issn.0253-2778.2015.11.010

引用格式: Tian Xinji, Li Xiaojing. Improved interference cancellation method over Y channel[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2015,45(11):943-948.

田心记, 李晓静. Y信道中改进的干扰消除方法[J]. 中国科学技术大学学报, 2015,45(11):943-948.

Improved interference cancellation method over Y channel

TIAN Xinji^{1,2}, LI Xiaojing²

(1. Opening Project of Key Laboratory of Mine Informatization, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China;
2. School of Computer Science and Technology, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract: An interference cancellation method based on space-time code and codeword space alignment was proposed for MIMO Y interference channel, which consists of three users and a relay. An alamouti-based space-time coded is designed for each user. Codewords after space alignment pre-coding are sent to the relay in two steps during the multi access stage. The symbols estimated at the relay are encoded and are sent to three users in two steps during the broadcast stage. Both the multi access stage and the broadcast stage occupy four time slots, in which 24 independent modulated symbols are transmitted. Compared with the existing scheme for the same scene, the proposed scheme greatly reduces the amount of feedback, while keeping the same transmission rate. Simulation results demonstrate that the reliability of the proposed scheme is very close to that of the existing scheme for the same scene.

Key words: interference alignment; Y channel; feedback amount; pre-coding; space-time code

收稿日期:2015-06-08;修回日期:2015-09-16

基金项目:河南省高等学校矿山信息化开放实验室开放基金(KY2015-01),河南省高校基本科研业务费专项资金(NSFRF140126),河南理工大学博士基金(B2012-063)资助.

作者简介:田心记(通讯作者),女,1983年生,博士/讲师.研究方向:MIMO技术,干扰消除. E-mail:tianxinji.world@aliyun.com

0 引言

由于无线信道的广播特性,通信系统中存在严重的多用户干扰^[1].如何消除多用户干扰是 MIMO 技术面临的关键问题之一^[2-3].已有的研究表明,干扰对齐和网络编码是消除干扰的两个重要方法^[4-5].干扰对齐通过设计预编码矩阵将期望信号和干扰信号分别映射到不同的子空间,从而达到了消除多用户干扰的目的^[6-7].

文献[8]将干扰对齐和网络编码应用到 MIMO Y 信道中,以消除多用户干扰. MIMO Y 信道包含多个用户和一个中继节点,多个用户通过中继节点相互交换信号.信号的传输分为两个阶段:多址阶段 (multiple access, MA) 和广播阶段 (broadcast, BC). MA 阶段中,中继节点接收每个用户发送的信号;BC 阶段中,中继节点转发信号.文献[9]提出了 MIMO Y 信道中基于信号子空间对齐的波束赋形算法,然而很难从理论上证明这种算法具有收敛性.文献[10]提出了一种迭代的干扰对齐算法 (iterative interference alignment, IIA),通过交替最小化方法得到预编码矩阵.然而,文献[9-10]假定所有用户和中继节点在 MA 阶段和 BC 阶段都已知信道状态信号 (channel state information, CSI),反馈量较高.

针对此问题,本文提出了 MIMO Y 信道中一种基于空时码以及码字空间对齐的干扰消除方法.在 MA 阶段,每个用户对其调制信号进行空时编码以及码字空间对齐预编码,然后将预编码后的码字分两次发送出去.在 BC 阶段,中继节点将 MA 阶段译码得到的符号进行空时编码后分两次发送出去,3 个用户利用 Alamouti 码字对应的等效信道矩阵的正交特性译码每对码字的元素,进而得到自身的期望接收信号.与相同场景中的已有方案相比,所提方案在 BC 阶段不需要反馈信息,将反馈量降低为文献[10]的一半.仿真结果显示,所提方案的误符号率 (symbol error rate, SER) 曲线与文献[10]的 SER 曲线非常接近.

1 系统模型

MIMO Y 信道的系统模型如图 1 所示,包括 3 个用户和 1 个中继节点,都配置两根天线.在中继节点的帮助下,用户 i 期望将码字 \mathbf{S}_{ji} 发送给用户 j ,同时接收来自用户 j 的码字 \mathbf{S}_{ij} , $i=1,2,3, j=1,2,3$,

$i \neq j$.假定用户间不存在无线链路,所有码字的传输都要经过中继节点. \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 的表达形式如下:

$$\mathbf{S}_{ji} = \begin{bmatrix} s_{ji}^1 + e^{j\theta} s_{ji}^2 & -s_{ji}^{3*} - e^{-j\theta} s_{ji}^{4*} \\ s_{ji}^3 + e^{j\theta} s_{ji}^4 & s_{ji}^{1*} + e^{-j\theta} s_{ji}^{2*} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{S}_{ij} = \begin{bmatrix} s_{ij}^1 + e^{j\theta} s_{ij}^2 & -s_{ij}^{3*} - e^{-j\theta} s_{ij}^{4*} \\ s_{ij}^3 + e^{j\theta} s_{ij}^4 & s_{ij}^{1*} + e^{-j\theta} s_{ij}^{2*} \end{bmatrix}$$

式中, s_{ji}^k 和 s_{ij}^k 是调制符号, $k=1,2,3,4$. θ 的取值使得 \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 的元素非零.如果将 \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 的元素视为调制符号,则 \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 都具有 Alamouti 码字的结构.

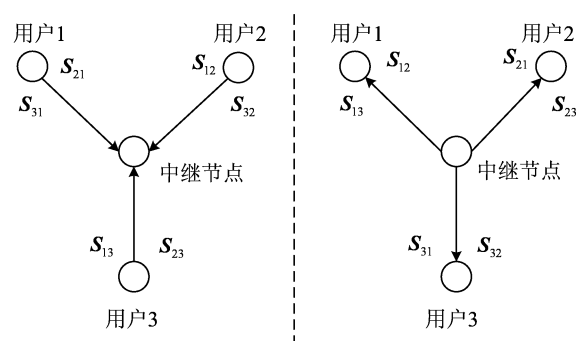


图 1 MIMO Y 信道模型

Fig. 1 MIMO Y channel model

2 多址阶段

中继节点不需要译码每个码字的元素,只需要译码每对码字的元素,即译码 $\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}$ 的元素、 $\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}$ 的元素以及 $\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23}$ 的元素.下面详细介绍 MA 阶段的传输方法以及译码方法.

2.1 传输方法

在 MA 阶段,码字的传输分为两个步骤,占用 4 个时隙,并假设在这两个步骤中信道矩阵保持不变.

步骤 I 3 个用户在前两个时隙分别发送 $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{21}\mathbf{S}_{21} + \mathbf{V}_{31}\mathbf{S}_{31})$, $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{12}\mathbf{S}_{12} + \mathbf{V}_{32}\mathbf{S}_{32})$ 和 $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{13}\mathbf{S}_{13} + \mathbf{V}_{23}\mathbf{S}_{23})$ 到中继节点. \mathbf{V}_{ij} 是预编码矩阵, $i=1,2,3, j=1,2,3, i \neq j$, P 是发射功率.中继节点的接收信号为

$$\mathbf{R}_1 = \sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R1} (\mathbf{V}_{21}\mathbf{S}_{21} + \mathbf{V}_{31}\mathbf{S}_{31}) + \sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R2} (\mathbf{V}_{12}\mathbf{S}_{12} + \mathbf{V}_{32}\mathbf{S}_{32}) + \sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{V}_{13}\mathbf{S}_{13} + \mathbf{V}_{23}\mathbf{S}_{23}) + \mathbf{N}_{R1} \quad (2)$$

式中, \mathbf{R}_1 和 \mathbf{N}_{R1} 分别是接收信号和高斯白噪声. \mathbf{H}_{Ri} 是用户 i 到中继节点的信道矩阵, $i=1,2,3$.为了能译码 $\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}$ 的元素、 $\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}$ 的元素以及 $\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23}$ 的元素,需要使得码字 \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 对齐,这就要求 \mathbf{V}_{ij}

满足

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_{R1} \mathbf{V}_{21} &= \mathbf{H}_{R2} \mathbf{V}_{12} \\ \mathbf{H}_{R1} \mathbf{V}_{31} &= \mathbf{H}_{R3} \mathbf{V}_{13} \\ \mathbf{H}_{R2} \mathbf{V}_{32} &= \mathbf{H}_{R3} \mathbf{V}_{23} \end{aligned} \right\}.$$

满足上式的 \mathbf{V}_{ij} 有无数种取值, 简单起见, 令

$$\mathbf{V}_{12} = \mathbf{V}_{13} = \mathbf{V}_{23} = \mathbf{I}_2,$$

则

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{21} &= \mathbf{H}_{R1}^{-1} \mathbf{H}_{R2}, \\ \mathbf{V}_{31} &= \mathbf{H}_{R1}^{-1} \mathbf{H}_{R3}, \\ \mathbf{V}_{32} &= \mathbf{H}_{R2}^{-1} \mathbf{H}_{R3}, \end{aligned}$$

式中, \mathbf{I}_2 是 2×2 的单位矩阵. 此时, 式(2)可以等价表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 &= \sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R2} (\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}) + \\ &\sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}) + \\ &\sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23}) + \mathbf{N}_{R1} \end{aligned} \quad (3)$$

步骤 II 3 个用户在第 3 时隙和第 4 时隙同时发送 $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{21} \mathbf{S}_{21} + \mathbf{V}_{31} \mathbf{S}_{31})$, $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{12} \mathbf{S}_{12} - \mathbf{V}_{32} \mathbf{S}_{32})$ 和 $\sqrt{P/2} (\mathbf{V}_{13} \mathbf{S}_{13} - \mathbf{V}_{23} \mathbf{S}_{23})$. 中继节点的接收信号可以等价表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_2 &= \sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R2} (\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}) + \\ &\sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}) + \\ &\sqrt{P/2} \mathbf{H}_{R3} (-\mathbf{S}_{32} - \mathbf{S}_{23}) + \mathbf{N}_{R2} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, \mathbf{R}_2 和 \mathbf{N}_{R2} 分别是接收信号和高斯白噪声.

为了能得到预编码矩阵, 所有用户都要已知 CSI, 这需要反馈 3 个 2×2 的预编码矩阵, 即反馈 12 个复数.

2.2 译码方法

对 \mathbf{R}_1 和 \mathbf{R}_2 进行如下线性操作,

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2 &= \sqrt{2P} \mathbf{H}_{R2} (\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}) + \\ &\sqrt{2P} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}) + \mathbf{N}_{R1} + \mathbf{N}_{R2} \end{aligned} \quad (5)$$

$\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_2 = \sqrt{2P} \mathbf{H}_{R3} (\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23}) + \mathbf{N}_{R1} - \mathbf{N}_{R2}$ (6) \mathbf{S}_{ji} 和 \mathbf{S}_{ij} 都具有 Alamouti 码字的结构, 从而 $\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23}$ 也具有 Alamouti 码字的结构, 令

$$\mathbf{S}_{32} + \mathbf{S}_{23} = \begin{bmatrix} a_5 & -a_6^* \\ a_6 & a_5^* \end{bmatrix},$$

分别用 r_{ij} 和 ω_{ij} 表示 $\mathbf{R}_1 - \mathbf{R}_2$ 和 $\mathbf{N}_{R1} - \mathbf{N}_{R2}$ 的元素, 用 h_{ij} 表示 $\sqrt{2P} \mathbf{H}_{R3}$ 的元素, $i=1, 2, j=1, 2$. 按照式(7)处理接收信号,

$$\begin{aligned} r_1 &= \sqrt{2P} (h_{11}^* r_{11} + h_{12}^* r_{12}^* + h_{13}^* r_{21} + h_{14}^* r_{22}^*) = \\ &\sqrt{2Pa_5} \sum_{i=1}^4 |h_{1i}|^2 + h_{11}^* \omega_{11} + h_{12}^* \omega_{12}^* + \end{aligned}$$

$$h_{13}^* \omega_{21} + h_{14}^* \omega_{22}^* \quad (7)$$

中继节点可根据式(7)采用成对最大似然 (maximum likelihood, ML) 算法译码 a_5 , 用 a_5' 表示译码得到的符号. 同理, 可采用类似的方法译码 a_6 , 用 a_6' 表示译码得到的符号. 由于可以分别译码 a_5 和 a_6 , 并且 a_5 和 a_6 分别包含两个调制符号, 因此, 其 ML 译码复杂度与 M^2 成正比, M 表示调制阶数.

式(5)与文献[11]中的式(5)类似. 文献[11]中的式(5)中包含两个 Alamouti 码字, Alamouti 码字对应的等效信道矩阵具有正交特性, 利用此正交特性消除了两个码字间的干扰, 从而可以分别译码每个 Alamouti 码字. 不同于文献[10], 此处的式(5)中的 $\mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12}$ 和 $\mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13}$ 虽然不是 Alamouti 码字, 却都具有 Alamouti 码字的结构, 从而可采用与文献[11]类似的译码方法. 分别用 y_{ij} 和 n_{ij} 表示 $\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2$ 和 $\mathbf{N}_{R1} + \mathbf{N}_{R2}$ 的元素, $i=1, 2, j=1, 2$, 令

$$\begin{aligned} \sqrt{2P} \mathbf{H}_{R2} &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{bmatrix}, \\ \sqrt{2P} \mathbf{H}_{R3} &= \begin{bmatrix} h_5 & h_6 \\ h_7 & h_8 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{S}_{21} + \mathbf{S}_{12} &= \begin{bmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{bmatrix}, \\ \mathbf{S}_{31} + \mathbf{S}_{13} &= \begin{bmatrix} a_3 & -a_4^* \\ a_4 & a_3^* \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

处理 y_{ij} , 得到式(8),

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}_2 \end{bmatrix} &= \mathbf{G}^H \left(\frac{\mathbf{G}_2^H}{\|\mathbf{G}_2\|^2} \begin{bmatrix} y_{11} \\ y_{12} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{G}_4^H}{\|\mathbf{G}_4\|^2} \begin{bmatrix} y_{21} \\ y_{22} \end{bmatrix} \right) + \\ &\mathbf{G}^H \left(\frac{\mathbf{G}_2^H}{\|\mathbf{G}_2\|^2} \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{G}_4^H}{\|\mathbf{G}_4\|^2} \begin{bmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{bmatrix} \right) = \\ &\begin{bmatrix} |G_{11}|^2 + |G_{21}|^2 & 0 \\ 0 & |G_{12}|^2 + |G_{22}|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} + \\ &\mathbf{G}^H \left(\frac{\mathbf{G}_2^H}{\|\mathbf{G}_2\|^2} \begin{bmatrix} n_{11} \\ n_{12} \end{bmatrix} - \frac{\mathbf{G}_4^H}{\|\mathbf{G}_4\|^2} \begin{bmatrix} n_{21} \\ n_{22} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

式中,

$$\mathbf{G} = \frac{\mathbf{G}_2^H \mathbf{G}_1}{\|\mathbf{G}_2\|^2} - \frac{\mathbf{G}_4^H \mathbf{G}_3}{\|\mathbf{G}_4\|^2},$$

$$\mathbf{G}_1 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}_2 = \begin{bmatrix} h_5 & h_6 \\ h_6^* & -h_5^* \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G}_3 = \begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix}, \mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} h_7 & h_8 \\ h_8^* & -h_7^* \end{bmatrix}.$$

中继节点可基于式(8)采用 ML 算法译码 a_1 和 a_2 , 用 a'_1 和 a'_2 表示译码得到的符号. 中继节点可采用同样的方法译码 a_3 和 a_4 , 用 a'_3 和 a'_4 表示译码得到的符号. 由于 a_1, a_2, a_3 和 a_4 各包含两个调制符号, 其 ML 译码复杂度与 M^2 成正比.

3 BC 阶段

假定用户 i 已知中继节点到用户 i 的信道矩阵 $\mathbf{H}_{iR}, i=1, 2, 3$, 而不知道中继节点到其他用户的信道矩阵, 即 BC 阶段无需反馈信息. 中继节点首先对 MA 阶段译码得到的符号进行 Alamouti 编码, 得到 3 个码字, 分别用 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ 表示,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a'_1 & -a'^*_2 \\ a'^*_2 & a'_1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} a'_3 & -a'^*_4 \\ a'_4 & a'_3 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} a'_5 & -a'^*_6 \\ a'_6 & a'_5 \end{bmatrix}.$$

码字的传输分为两个步骤, 占用 4 个时隙, 并假设在这两个步骤中信道矩阵保持不变.

步骤 I 中继节点在第 5 时隙和第 6 时隙发送 $\mathbf{U}_1\mathbf{A} + \mathbf{U}_2\mathbf{B}$, \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 是预编码矩阵, 3 个用户的接收信号分别为

$$\mathbf{Y}_1 = \mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_1\mathbf{A} + \mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_2\mathbf{B} + \mathbf{N}_{1R} \quad (9)$$

$$\mathbf{Y}_2 = \mathbf{H}_{2R}\mathbf{U}_1\mathbf{A} + \mathbf{H}_{2R}\mathbf{U}_2\mathbf{B} + \mathbf{N}_{2R} \quad (10)$$

$$\mathbf{Y}_3 = \mathbf{H}_{3R}\mathbf{U}_1\mathbf{A} + \mathbf{H}_{3R}\mathbf{U}_2\mathbf{B} + \mathbf{N}_{3R} \quad (11)$$

式中, \mathbf{Y}_i 和 \mathbf{N}_{iR} 分别是接收信号和高斯白噪声, $i=1, 2, 3$. 与 MA 阶段类似, 为了分离式(9)~(11)中的 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} , 需要 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 对应的等效信道矩阵 $\mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_1$ 和 $\mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_2$ 不同, 即 $\mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_1 \neq \mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_2$. 只要 $\mathbf{U}_1 \neq \mathbf{U}_2$ 就能满足 $\mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_1 \neq \mathbf{H}_{1R}\mathbf{U}_2$, 因此 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 与 CSI 无关. 由于在 MA 阶段 3 个用户和中继节点都已知预编码矩阵 \mathbf{V}_{12} 和 \mathbf{V}_{21} , 不妨假定 $\mathbf{U}_1 = \mathbf{V}_{12}$ 且 $\mathbf{U}_2 = \mathbf{V}_{21}$, 这样就能在无需反馈 CSI 的情况下使得 3 个用户和中继节点都已知 \mathbf{U}_1 和 \mathbf{U}_2 , 即 BC 阶段不需要反馈信息.

步骤 II 中继节点在第 7 时隙和第 8 时隙发送 \mathbf{C} . 用户 2 和用户 3 的接收信号为

$$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{H}_{2R}\mathbf{C} + \mathbf{W}_{2R} \quad (12)$$

$$\mathbf{Z}_3 = \mathbf{H}_{3R}\mathbf{C} + \mathbf{W}_{3R} \quad (13)$$

式中, \mathbf{W}_{2R} 和 \mathbf{W}_{3R} 是噪声矩阵.

用户 1 可采用与式(8)相同的方法译码 \mathbf{A} 中的两个元素以及 \mathbf{B} 中的两个元素. 用 λ_1 和 λ_2 表示译

码 \mathbf{A} 中的两个元素得到的符号; 用 λ_3 和 λ_4 表示译码 \mathbf{B} 中的两个元素得到的符号. 如果 MA 阶段和 BC 阶段都译码正确, 则

$$\lambda_1 = a'_1 = a_1 = s_{12}^1 + e^{j\theta} s_{12}^2 + s_{21}^1 + e^{j\theta} s_{21}^2$$

$$\lambda_2 = a'_2 = a_2 = s_{12}^3 + e^{j\theta} s_{12}^4 + s_{21}^3 + e^{j\theta} s_{21}^4$$

$$\lambda_3 = a'_3 = a_3 = s_{13}^1 + e^{j\theta} s_{13}^2 + s_{31}^1 + e^{j\theta} s_{31}^2$$

$$\lambda_4 = a'_4 = a_4 = s_{13}^3 + e^{j\theta} s_{13}^4 + s_{31}^3 + e^{j\theta} s_{31}^4$$

由于用户 1 已知 $s_{21}^1 + e^{j\theta} s_{21}^2$ 和 $s_{21}^3 + e^{j\theta} s_{21}^4$, 用 λ_1 和 λ_2 分别减去 $s_{21}^1 + e^{j\theta} s_{21}^2$ 和 $s_{21}^3 + e^{j\theta} s_{21}^4$ 就能得到用户 2 期望发送给用户 1 的信号. 同理, 用户 1 可以得到用户 3 期望发送给用户 1 的信号.

用户 2 可基于式(10)译码 \mathbf{A} 中的两个元素, 并基于式(12)译码 \mathbf{C} 中的两个元素, 进而得到其期望接收信号. 用户 3 可基于式(11)译码 \mathbf{B} 中的两个元素, 并基于式(13)译码 \mathbf{C} 中的两个元素, 进而得到其期望接收信号.

与 MA 阶数相同, BC 阶数的 ML 译码复杂度也与 M^2 成正比.

4 可靠性分析

本节给出所提方案的 SER.

在 MA 阶段, 中继节点基于式(7)译码 a_5 , 并且 a_6 的译码方法与之类似. 用 e_1 表示译码 a_5 和 a_6 的 SER, e_1 满足

$$e_1 \approx N_e Q \left(\sqrt{Pd_{\min}^2 \sum_{i=1}^4 |h_{1i}|^2 / 8} \right) \leq N_e e^{-\left(\sum_{i=1}^4 |h_{1i}|^2 \right) Pd_{\min}^2 / 16} \leq N_e (Pd_{\min}^2 / 16)^{-4} \quad (14)$$

式中, d_{\min} 是星座图上任两点之间的最小距离, N_e 是距离为 d_{\min} 的数量. 由式(7)可看出, a_5 经过了 4 条独立的路径到达中继节点, 分集增益为 4. 同理, 码字 a_6 的分集增益也为 4.

中继节点基于式(8)译码 a_1 和 a_2 , 用 e_2 表示译码 a_1 和 a_2 的 SER, e_2 满足

$$e_2 \leq N_e (Pd_{\min}^2 / 8)^{-2} \quad (15)$$

由式(8)可看出, a_1 和 a_2 经过了 2 条独立的路径到达中继节点, 分集增益为 2. 由于 a_3 和 a_4 的译码方法与之类似, 其 SER 和分集增益分别为 e_2 和 2. 在 MA 阶段, 中继节点共译码 6 个符号, 其平均 SER 为 $(e_1 + 2e_2) / 3$.

在 BC 阶段, 用户 1 基于式(9)译码 a'_1, a'_2, a'_3 和 a'_4 , 其 SER 也为 e_2 , 分集增益为 2. 用户 2 基于式

(10)译码 a'_1 和 a'_2 , 并且基于式(12)译码 a'_5 和 a'_6 , 分集增益分别为 2 和 4, 平均 SER 为 $(e_1 + e_2)/2$. 同理, 用户 3 的平均 SER 也为 $(e_1 + e_2)/2$. 由于用户 2 和用户 3 接收到的部分信号的分集增益为 4, 因此, BC 阶段这两个用户的可靠性优于用户 1.

综合考虑 MA 阶段和 BC 阶段. 用户 1 的期望接收信号为 $(s_{12}^1 + e^{j\theta} s_{12}^2, s_{12}^3 + e^{j\theta} s_{12}^4)$ 和 $(s_{13}^1 + e^{j\theta} s_{13}^2, s_{13}^3 + e^{j\theta} s_{13}^4)$, 在 MA 阶段和 BC 阶段的 SER 均为 e_2 , 分集增益均为 2. 因此, 用户 1 接收到的信号的 SER 满足

$$p_1 \leq 1 - (1 - e_2)(1 - e_2).$$

用户 2 的期望接收信号为 $(s_{21}^1 + e^{j\theta} s_{21}^2, s_{21}^3 + e^{j\theta} s_{21}^4)$ 和 $(s_{23}^1 + e^{j\theta} s_{23}^2, s_{23}^3 + e^{j\theta} s_{23}^4)$, 在 MA 阶段和 BC 阶段两者的分集增益分别为 2 和 4, SER 分别为 e_2 和 e_1 , 因此, 用户 2 接收信号的 SER 为

$$p_2 \leq \{ [1 - (1 - e_1)(1 - e_1)] + [1 - (1 - e_2)(1 - e_2)] \} / 2.$$

用户 3 接收到的信号的 SER 与用户 2 的相同.

由于 $e_1 < e_2$, 用户 2 的平均 SER 和用户 3 的平均 SER 均低于用户 1 的 SER, 即用户 2 和用户 3 的可靠性优于用户 1.

5 性能比较和仿真结果

文献[10]在 2 个时隙内传输了 6 个调制符号, 本文所提方案在 8 个时隙内传输了 24 个调制符号, 所以两种方案的传输效率相同.

文献[10]假定所有的用户和中继节点在 MA 阶段和 BC 阶段都已知 CSI, 需要反馈 6 个 2×2 的预编码矩阵, 即反馈 24 个复数; 而本文所提方案只需要反馈 12 个复数, 从而极大地减少了反馈量.

图 2、图 3 和图 4 仿真了 3 种方案的可靠性. 假定信道矩阵的元素服从独立的瑞利分布, 噪声为高斯白噪声. 采用 BPSK 调制, 未采用任何信道编码. 仿真中令

$$\theta = \frac{\pi}{6}.$$

假定 3 个用户的发送功率相同, 并且中继节点的发送功率是用户发送功率的 3 倍.

图 2 给出了 MA 阶段中继节点的 SER 曲线. 从图中可看出, 所提方案的可靠性与文献[10]的可靠性几乎相同, 都显著优于文献[9]. 图 3 给出了 BC 阶段用户 1 和用户 2 的 SER 曲线, 以及文献[9]和文献[10]的 SER 曲线, 假定 MA 阶段译码正确. 从

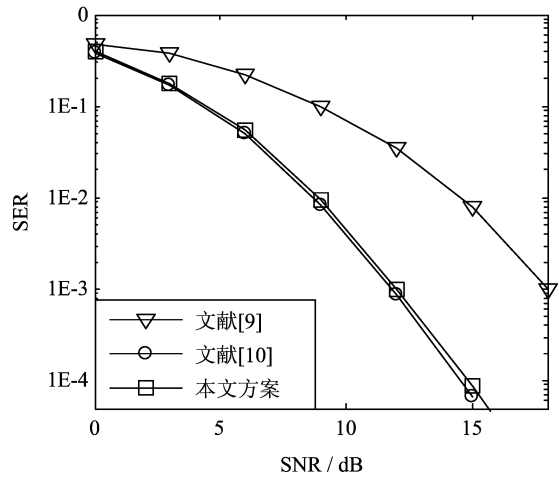


图 2 MA 阶段的 SER 曲线

Fig. 2 The SER curves during the MAC phase

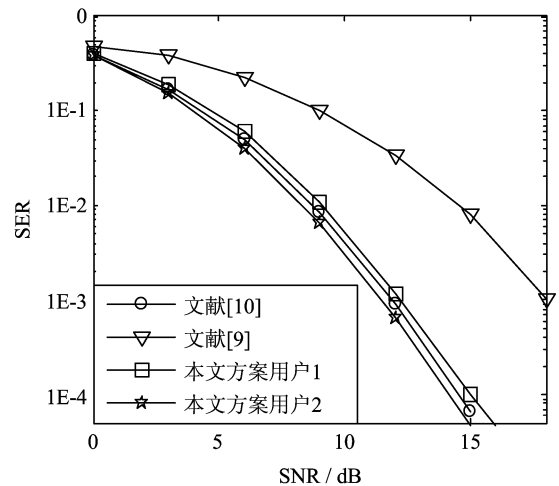


图 3 BC 阶段的 SER 曲线

Fig. 3 The SER curves during the BC phase

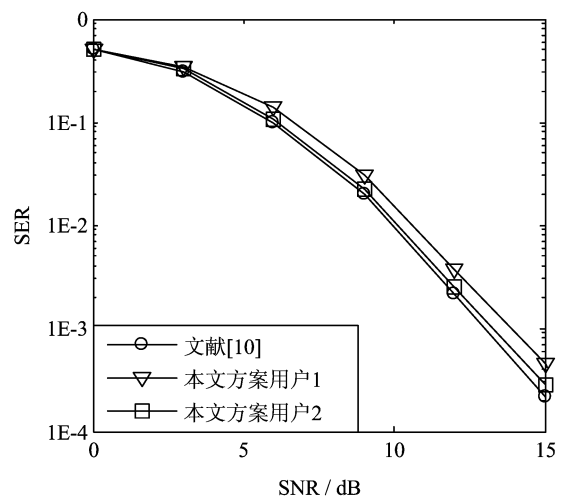


图 4 两种方案的整体 SER 曲线

Fig. 4 The SER curves of the integrated system

图中可看出,所提方案的用户 2 的可靠性优于文献[10],而用户 1 的可靠性不如文献[10].这是因为用户 2 的部分符号的分集增益为 4,而用户 1 的符号的分集增益均为 2.

图 4 给出了两种方案的整体 SER 曲线.从图中可看出,用户 2 的可靠性非常接近文献[10]的可靠性,用户 1 的可靠性低于文献[10].与用户 1 相比, SER 为 10^{-3} 时,文献[10]的增益为 0.2 dB;与用户 2 相比, SER 为 10^{-3} 时,文献[10]的增益为 0.8 dB.尽管本文所提方案的可靠性不如文献[10],然而所提方案在保持相同传输效率的同时,极大地减少了反馈量.

6 结论

本文所提方案的贡献在于:①为每个用户设计了具有 Alamouti 结构的空时码字,并且通过预编码将码字对应的信道空间对齐.②在 MA 阶段和 BC 阶段都分两次传输码字,这样可以减少相互干扰的码字的数量.尽管 MA 阶段和 BC 阶段都分两次传输码字,其传输效率并没有降低,因为所提方案中每个 2×2 的码字包含 4 个独立的调制符号.

参考文献(References)

- [1] Tian Xinji, Zhao Hongtu, Wen Fupeng, et al. New space-time coded transmission scheme for MIMO interference channel[J]. Journal of Beijing University of Posts and telecommunications, 2015, 38(4): 117-121.
田心记,赵鸿图,文富鹏,等. MIMO 干扰信道中新的空时编码传输方案[J]. 北京邮电大学学报, 2015, 38(4): 117-121.
- [2] Mu H, Tugnait J K. Achievable degrees of freedom for K-user MIMO Y channels using signal group based alignment [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(8): 4 520 - 4 533.
- [3] Wang Ning, Ding Zhiguo, Dai Xuchu, et al. On generalized MIMO Y channels; Precoding design, mapping, and diversity gain[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(7): 3 525-3 532.
- [4] Wang C. Beyond one-way communication: Degrees of freedom of the 4-user relay MIMO Y channel[C]// 2014 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2014: 2 107-2 111.
- [5] Lee N, Lim J B. A novel signaling for communication on MIMO Y channel: Signal space alignment for network coding[C]// Proceedings of the 2009 IEEE international conference on Symposium on Information Theory. Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2009: 2 892-2 896.
- [6] Yang Weiqiang, Li Ying, Yu Xiaopu, et al. The antenna selection strategy of MIMO Y channel and performance analysis [C]// 2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2014: 479-484.
- [7] Ganesan A, Rajan B S. Interference alignment with diversity for the 2×2 X-network with three antennas [C]// 2014 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). Piscataway, NJ, USA: IEEE Press, 2014: 1 216-1 220.
- [8] Lee N, Lim J B, Chun J. Degrees of freedom of the MIMO Y channel: Signal space alignment for network coding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56(7): 3 332-3 342.
- [9] Zhou Z, Vucetic B. An iterative beamforming optimization algorithm for generalized MIMO Y channels[C]// 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 4 595-4 599.
- [10] Teav K K, Zhou Z, Vucetic B. Performance optimization of MIMO Y channels: Interference alignment and signal detection [J]. Communications Letters, IEEE, 2014, 18(1): 66-69.
- [11] Zaki A, Wang C, Rasmussen L K. Combining interference alignment and Alamouti codes for the 3-user MIMO interference channel [C]// 2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 3 563-3 567.