

基于空时编码和干扰对齐的干扰消除方法

孙江峰 田心记

(河南理工大学计算机科学与技术学院 焦作 454004)

摘要 对于每个用户配置 4 根天线的 X 信道,提出了一种基于空时编码和干扰对齐的干扰消除方法。设计了 4×4 的速率为 2 的空时码字,并且在码字中引入零向量。首先通过干扰对齐将每个接收端接收到的非期望接收码字对齐,然后对接收信号进行线性操作以消除非期望接收的码字,最后对接收信号进行非线性运算使得期望接收的码字互不干扰。所提方案的自由度为 $16/3$,分集增益为 8。仿真结果显示,所提方案的可靠性优于相同场景中的已有方案。

关键词 X 信道,空时编码,干扰对齐,自由度,分集增益

中图分类号 TN911.22 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2015.10.026

Interference Cancellation Method Based on Space-time Code and Interference Alignment

SUN Jiang-feng TIAN Xin-ji

(School of Computer Science and Technology, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454004, China)

Abstract An interference cancellation method based on space-time code and interference alignment was proposed for X channel with four antennas of each user. 4×4 space-time codeword with coding rate being 2 was designed, and zero vectors were introduced into each codeword. Firstly, the unwanted codewords for each receiver are aligned by interference alignment. Then, the unwanted codewords are mitigated by linear operation on received signals. Finally, the wanted codewords are not interfering with each other by non-linear operation on received signals. The sum degrees of freedom and the diversity gain are $16/3$ and 8 respectively. Simulation results show that the reliability of proposed scheme outperforms the existing scheme at the same scene.

Keywords X channel, Space-time code, Interference alignment, Degrees of freedom, Diversity gain

相比单天线技术,多输入多输出(MIMO)技术通过空时编码获得分集增益或复用增益^[1,2]。MIMO 技术分为单用户 MIMO 和多用户 MIMO。多用户 MIMO 中,每个用户同时向一个或多个接收端发送信号。由于多个用户不能相互协作且无线信道具有广播特性,接收端存在多用户干扰。目前,已经提出了多种消除多用户干扰的方法,比如发送端预编码^[3]、接收端多用户检测以及干扰对齐^[4],其中,干扰对齐获得了广泛的研究。干扰对齐通过设计预编码将接收信号空间分成两个部分,分别是干扰信号空间和有用信号空间。接收端能够从有用信号空间中获​​得期望接收的信号,而不受干扰信号的影响^[5]。

干扰对齐采用自由度来近似评估系统容量即通信系统的有效性。很多学者都曾研究了如何在高信噪比下获得最大的自由度^[6]。然而,通信系统中的有效性和可靠性相互矛盾,自由度较高时,系统的可靠性有待于提高。为了保证通信质量,干扰对齐的研究重点已经从自由度转移到分集增益^[7]。近年来,有学者提出将干扰对齐和空时编码相结合,以获得空时编码带来的分集增益。对于每个用户配置两根天线的 MIMO X 信道,文献[8]中每个用户采用 Alamouti 编码,通过在每个码字中引入零向量减少了相互干扰的时隙,再通过干扰对齐

以及接收端的非线性处理消除了多用户干扰,自由度为 $8/3$,分集增益为 2。文献[9]将准正交空时分组编码及干扰对齐引入每个发送端配置多根天线的 X 信道,获得了全分集增益。文献[10]将文献[8]的思想引入到每个用户配置 4 根天线的 MIMO X 信道,在 4×4 的空时码字中引入两列零向量,自由度为 $16/3$,分集增益为 4。

为了进一步提高分集增益,提出了每个用户配置 4 根天线的 MIMO X 信道中的一种新的干扰消除方法,即为每个用户设计 4×4 的速率为 2 的空时码字,并且在码字中引入零向量,通过干扰对齐以及接收端的线性处理和非线性处理消除了非期望接收的码字并且使得期望接收的码字互不干扰。所提方案的自由度为 $16/3$,分集增益为 8。仿真结果显示,采用相同的调制方式时,所提方案的可靠性高于文献[10]。

1 系统模型

所提方案的系统模型如图 1 所示,包含两个用户和两个接收端 $R_i (i=1,2)$,每个用户和每个接收端都配置 4 根天线。 H_i 是用户 1 到 R_i 的信道矩阵, G_i 是用户 2 到 R_i 的信道矩阵,它们的阶数均为 4×4 。假定信道矩阵的每个元素都服从独立的高斯分布。

到稿日期:2014-10-24 返修日期:2015-01-02 本文受河南省高等学校矿山信息化重点学科开放实验室开放基金(KZ2012-03)资助。

孙江峰(1980-),男,硕士,讲师,主要研究方向为 MIMO 技术、干扰消除,E-mail:computer302@163.com;田心记(1983-),女,博士,讲师,主要研究方向为 MIMO 技术。

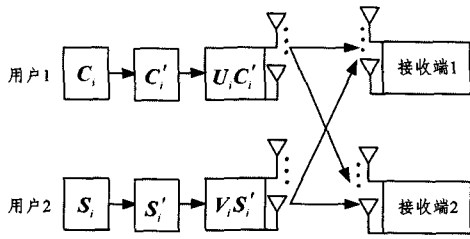


图1 系统模型

用户1分别将码字 C_1 和 C_2 发送给 R_1 和 R_2 ; 用户2分别将码字 S_1 和 S_2 发送给 R_1 和 R_2 。 C_i 和 S_i 如式(1)所示。

$$C_i = \begin{bmatrix} X_{2i-1} & -X_{2i}^H \\ X_{2i} & X_{2i-1}^H \end{bmatrix}, S_i = \begin{bmatrix} Y_{2i-1} & -Y_{2i}^H \\ Y_{2i} & Y_{2i-1}^H \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中, $i=1, 2, (\cdot)^H$ 表示共轭转置。 X_i 和 Y_i 的形式如式(2)所示, $i=1, 2, 3, 4$ 。

$$X_i = \begin{bmatrix} x_{4i-3} + e^{j\theta} x_{4i-1} & x_{4i-2} - e^{-j\theta} x_{4i}^* \\ x_{4i-2} + e^{j\theta} x_{4i} & x_{4i-3} + e^{-j\theta} x_{4i-1}^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$Y_i = \begin{bmatrix} y_{4i-3} + e^{j\theta} y_{4i-1} & y_{4i-2} - e^{-j\theta} y_{4i}^* \\ y_{4i-2} + e^{j\theta} y_{4i} & y_{4i-3} + e^{-j\theta} y_{4i-1}^* \end{bmatrix}$$

其中, x_k 和 y_k 是调制信号, $k=1, 2, \dots, 16$; θ 的取值使得 X_i 和 Y_i 的每个元素都不为零。若将 X_{2i-1} 和 Y_{2i-1} 视为调制信号, 则 C_i 和 S_i 具有 Alamouti 码字的结构。

在 C_i 和 S_i 中引入零向量得

$$\begin{aligned} C_1' &= \begin{bmatrix} X_1 & -X_2^H & 0_{2 \times 2} \\ X_2 & X_1^H & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \\ C_2' &= \begin{bmatrix} X_3 & 0_{2 \times 2} & -X_4^H \\ X_4 & 0_{2 \times 2} & X_3^H \end{bmatrix} \\ S_1' &= \begin{bmatrix} Y_1 & -Y_2^H & 0_{2 \times 2} \\ Y_2 & Y_1^H & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix} \\ S_2' &= \begin{bmatrix} Y_3 & 0_{2 \times 2} & -Y_4^H \\ Y_4 & 0_{2 \times 2} & Y_3^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

C_i' 和 S_i' 的阶数均为 4×6 , $i=1, 2$ 。

按文献[8]的方法对 C_i' 和 S_i' 进行干扰对齐预编码。分别用 U_i 和 V_i 表示 C_i' 和 S_i' 的预编码矩阵, 它们的表达式如文献[8]中的式(6)所示。预编码后的码字分别是 $U_1 C_1'$ 、 $U_2 C_2'$ 、 $V_1 S_1'$ 和 $V_2 S_2'$ 。为了保证发射功率不变, $\|U_i\|^2 = \|V_i\|^2 = 1$, $\|\cdot\|$ 表示范数。 R_1 和 R_2 的接收信号 Z_1 和 Z_2 可以分别表示为

$$Z_1 = H_1 U_1 C_1' + G_1 V_1 S_1' + C_2' / e + S_2' / g + N \quad (4)$$

$$Z_2 = H_2 U_2 C_2' + G_2 V_2 S_2' + C_1' / d + S_1' / f + W \quad (5)$$

其中, $d = \sqrt{\text{tr}(H_2^{-1} H_2^{-H})}$, $e = \sqrt{\text{tr}(H_1^{-1} H_1^{-H})}$, $f = \sqrt{\text{tr}(G_2^{-1} G_2^{-H})}$, $g = \sqrt{\text{tr}(G_1^{-1} G_1^{-H})}$, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹。 N 和 W 是高斯白噪声, Z_1 、 Z_2 、 N 和 W 的阶数均为 4×6 。

所提方案在6个时隙内传输了32个调制信号, 自由度为16/3, 与文献[10]的自由度相等。

2 干扰除方法

干扰消除方法的思路是: 零向量的引入减少了相互干扰的时隙, 而干扰对齐使得接收端的非期望接收码字对齐, 基于这两点对接收信号进行线性操作来消除非期望接收的码字; 再利用 C_i 和 S_i 具有 Alamouti 码字结构的特点, 对接收信号进行非线性运算来消除期望接收码字间的干扰。下面以 R_1

为例, 给出干扰消除方法。

Z_1 又可以表示为

$$\begin{aligned} Z_1 &= [H_1 U_1 C_1 \quad 0_{2 \times 2}] + [G_1 V_1 S_1 \quad 0_{2 \times 2}] + \\ & \begin{bmatrix} X_3 & 0_{2 \times 2} & -X_4^H \\ X_4 & 0_{2 \times 2} & X_3^H \end{bmatrix} / e + \begin{bmatrix} Y_3 & 0_{2 \times 2} & -Y_4^H \\ Y_4 & 0_{2 \times 2} & Y_3^H \end{bmatrix} / g + N \end{aligned} \quad (6)$$

Z_1 的前两列元素既包含期望接收的码字又包含非期望接收的码字, Z_1 的第三列元素和第四列元素只包含期望接收的码字和噪声, Z_1 的第五列元素和第六列元素只包含非期望接收的码字和噪声。令 $Z_1 = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \end{bmatrix}$, $N = \begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} \\ N_{21} & N_{22} & N_{23} \end{bmatrix}$, Z_{ij} 和 N_{ij} 是 2×2 的矩阵。由式(6)可看出, $\begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{23}^H \\ Z_{21} + Z_{13}^H \end{bmatrix}$ 不包含 X_3 、 X_4 、 Y_3 和 Y_4 , 即利用 Z_1 的第五列元素和第六列元素消除了前两列中的非期望接收码字, 进而可以得到式(7):

$$\begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{23}^H & Z_{12} \\ Z_{21} + Z_{13}^H & Z_{22} \end{bmatrix} = H_1 U_1 C_1 + G_1 V_1 S_1 + \begin{bmatrix} N_{11} - N_{23}^H & N_{12} \\ N_{21} + N_{13}^H & N_{22} \end{bmatrix} \quad (7)$$

上式不包含 R_1 的非期望接收码字, 即消除了 R_1 的非期望接收码字。

$$\text{令 } H_1 U_1 = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \text{ 且 } G_1 V_1 = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}, H_{ij} \text{ 和 } G_{ij}$$

的阶数均为 2×2 , 则式(7)可以等价表示为

$$\begin{bmatrix} \hat{Z}_1 \\ \hat{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 \\ \hat{H}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{G}_1 \\ \hat{G}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{N}_1 \\ \hat{N}_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\text{其中, } \hat{Z}_1 = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{23}^H \\ Z_{21} + Z_{13}^H \end{bmatrix}, \hat{Z}_2 = \begin{bmatrix} Z_{21} + Z_{13}^H \\ Z_{22} \end{bmatrix}, \hat{N}_1 = \begin{bmatrix} N_{11} - N_{23}^H \\ N_{12} \end{bmatrix},$$

$$\hat{N}_2 = \begin{bmatrix} N_{21} + N_{13}^H \\ N_{22} \end{bmatrix}, \hat{H}_1 = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21}^H & -H_{22}^H \end{bmatrix}, \hat{H}_2 = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21}^H & -G_{22}^H \end{bmatrix}.$$

对 \hat{Z}_1 和 \hat{Z}_2 进行如下运算:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{G}_1^H \hat{Z}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} - \frac{\hat{G}_2^H \hat{Z}_2}{\|\hat{G}_2\|^2} &= \left(\frac{\hat{G}_1^H \hat{H}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} - \frac{\hat{G}_2^H \hat{H}_2}{\|\hat{G}_2\|^2} \right) \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \\ & \left(\frac{\hat{G}_1^H \hat{G}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} - \frac{\hat{G}_2^H \hat{G}_2}{\|\hat{G}_2\|^2} \right) \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\frac{\hat{G}_1^H \hat{N}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} - \frac{\hat{G}_2^H \hat{N}_2}{\|\hat{G}_2\|^2}}_N \end{aligned} \quad (9)$$

由于 $\frac{\hat{G}_1^H \hat{G}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} = \frac{\hat{G}_2^H \hat{G}_2}{\|\hat{G}_2\|^2} = I_4$, I_4 是单位矩阵, 则上式可

化为

$$Z' = H' \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + N' \quad (10)$$

同理可得

$$\begin{aligned} \frac{\hat{H}_1^H \hat{Z}_1}{\|\hat{H}_1\|^2} - \frac{\hat{H}_2^H \hat{Z}_2}{\|\hat{H}_2\|^2} &= \left(\frac{\hat{H}_1^H \hat{G}_1}{\|\hat{H}_1\|^2} - \frac{\hat{H}_2^H \hat{G}_2}{\|\hat{H}_2\|^2} \right) \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} + \\ & \frac{\hat{H}_1^H \hat{N}_1}{\|\hat{H}_1\|^2} - \frac{\hat{H}_2^H \hat{N}_2}{\|\hat{H}_2\|^2} \end{aligned} \quad (11)$$

式(10)不包含 $\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$,式(11)不包含 $\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}$,即分离了两个用户发送给 R_1 的有用信号,从而消除了期望接收码字间的干扰。

3 译码方法及分集增益

下面以 R_1 为例,给出译码方法。尽管消除了期望接收码字间的干扰,第一个用户发送给 R_1 的有用信号包含两个码字,即 X_1 和 X_2 ,如式(10)所示。 X_1 和 X_2 各包含4个调制信号,若基于式(10)采用最大似然译码,则译码复杂度极高。若能分离式(10)中的 X_1 和 X_2 ,就能降低译码复杂度。

计算可得

$$\hat{G}_i^H \hat{H}_i = \begin{bmatrix} G_{11}^H H_{11} + G_{22}^H H_{12}^H & G_{11}^H H_{12} - G_{22}^H H_{11}^H \\ G_{21}^H H_{11} - G_{11}^H H_{12}^H & G_{21}^H H_{12} + G_{11}^H H_{11}^H \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中, $i=1,2$ 。如果将 $G_{11}^H H_{11} + G_{22}^H H_{12}^H$ 和 $G_{21}^H H_{11} - G_{11}^H H_{12}^H$ 视为调制信号,则 $\hat{G}_i^H \hat{H}_i$ 具有 Alamouti 编码结构,从而 H' 也具有 Alamouti 编码结构。不妨另 $H' = \begin{bmatrix} H_1' & -H_2'^H \\ H_2' & H_1'^H \end{bmatrix}$, $Z' =$

$\begin{bmatrix} Z_1' \\ Z_2' \end{bmatrix}$ 且 $N' = \begin{bmatrix} N_1' \\ N_2' \end{bmatrix}$,则式(10)可表示为

$$\begin{bmatrix} Z_1' \\ Z_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1' & -H_2'^H \\ H_2' & H_1'^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1' \\ N_2' \end{bmatrix} \quad (13)$$

式(13)等价于以下两式:

$$Z_1' = H_1' X_1 - H_2'^H X_2 + N_1' \quad (14)$$

$$Z_2' = H_2' X_1 + H_1'^H X_2 + N_2' \quad (15)$$

Z_1' 既包含 X_1 又包含 X_2 , Z_2' 既包含 X_1 又包含 X_2 。对 Z_1' 和 Z_2' 进行如下运算:

$$H_1'^H Z_1' + H_2'^H Z_2' = (H_1'^H H_1' + H_2'^H H_2') X_1 + H_1'^H N_1' + H_2'^H N_2' \quad (16)$$

$$H_1'^H Z_2' - H_2'^H Z_1' = (H_1'^H H_1' + H_2'^H H_2') X_2 + H_1'^H N_2' - H_2'^H N_1' \quad (17)$$

式(16)包含 X_1 而不包含 X_2 ,式(17)包含 X_2 而不包含 X_1 ,即分离了 X_1 和 X_2 ,从而可以分别译码 X_1 和 X_2 。根据前面的分析, R_1 可采用如下步骤译码 X_1 和 X_2 。

步骤1 R_1 根据信道矩阵和预编码矩阵得到 $H_1 U_1 =$

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \text{和 } G_1 V_1 = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix}, \text{并且进一步得到 } \hat{H}_i =$$

$$\begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{12}^H & -H_{11}^H \end{bmatrix} \text{和 } \hat{G}_i = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{22}^H & -G_{21}^H \end{bmatrix} \text{以及 } H' =$$

$$\begin{bmatrix} H_1' & -H_2'^H \\ H_2' & H_1'^H \end{bmatrix} = \frac{\hat{G}_1^H \hat{H}_1}{\|\hat{G}_1\|^2} - \frac{\hat{G}_2^H \hat{H}_2}{\|\hat{G}_2\|^2}, i=1,2;$$

步骤2 R_1 根据其接收信号 Z_1 得到 $\hat{Z}_1 = \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{23}^H \\ Z_{12}^H \end{bmatrix}$ 和

$$\hat{Z}_2 = \begin{bmatrix} Z_{21} + Z_{13}^H \\ Z_{22}^H \end{bmatrix};$$

步骤3 R_1 处理 \hat{Z}_1 和 \hat{Z}_2 ,得到 $Z' = \begin{bmatrix} Z_1' \\ Z_2' \end{bmatrix} = \frac{\hat{G}_1^H}{\|\hat{G}_1\|^2} \hat{Z}_1 -$

$$\frac{\hat{G}_2^H}{\|\hat{G}_2\|^2} \hat{Z}_2;$$

步骤4 R_1 处理 Z_1' 和 Z_2' ,得到 $H_1'^H Z_1' + H_2'^H Z_2'$ 和

$$H_1'^H Z_2' - H_2'^H Z_1';$$

步骤5 以 $H_1'^H Z_1' + H_2'^H Z_2'$ 作为等效接收信号,以 $H_1'^H H_1' + H_2'^H H_2'$ 作为等效信道矩阵,译码 X_1 ;

步骤6 以 $H_1'^H Z_2' - H_2'^H Z_1'$ 作为等效接收信号,以 $H_1'^H H_1' + H_2'^H H_2'$ 作为等效信道矩阵,译码 X_2 。

R_1 可采用类似的方法译码第二个用户发给它的有用信号。 X_1 和 X_2 具有 Alamouti 编码结构,可以分别译码每个元素,而 X_1 和 X_2 的每个元素都包含两个调制符号,因此译码复杂度与调制阶数的平方成正比,高于文献[10]的方案,这是所提方案的不足之处。

由文献[11]知, H' 的元素近似服从高斯分布,即 H_1' 和 H_2' 的元素都近似服从独立的高斯分布,从而 $H_1'^H H_1'$ 的元素和 $H_2'^H H_2'$ 的元素相互独立,并且都服从高斯分布。再结合式(16)可得出, X_1 经过了两条相互独立的路径到达 R_1 ,这两条路径对应的信道分别为 $H_1'^H H_1'$ 和 $H_2'^H H_2'$ 。由于 $H_1'^H H_1'$ 和 $H_2'^H H_2'$ 的元素都服从高斯分布,则 X_1 经过路径 $H_1'^H H_1'$ 时获得的分集增益为4, X_1 经过路径 $H_2'^H H_2'$ 时获得的分集增益也为4,因此 X_1 的分集增益为8。采用类似的方法可以得出, X_i 和 Y_i ($i=1,2,3,4$)的分集增益均为8。所提方案的分集增益高于文献[10]。

4 仿真结果

假定信道服从独立的瑞利分布,噪声为高斯白噪声。此处没有仿真文献[9]的方案的可靠性,因为文献[9]中接收天线的个数为4时,发送天线的个数不少于6根。对于同一类空时编码,收发天线的个数越多,空时编码的分集增益越高,因此所提方案的分集增益与文献[9]方案的分集增益没有可比性。

图2和图3分别给出了调制方式为4QAM和16QAM时3种方案的BER曲线,这3种方案分别是所提方案、文献[10]的方案以及采用TDMA的传输方案。

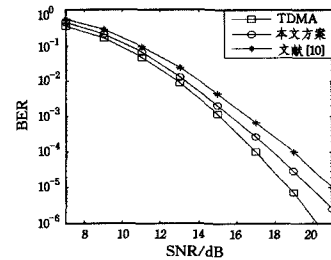


图2 调制方式为4QAM时3种方案的BER

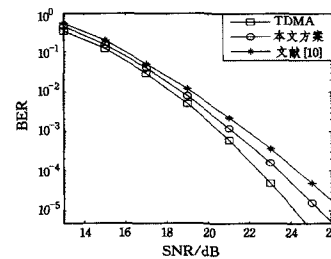


图3 调制方式为16QAM时3种方案的BER

采用TDMA时,不需要引入零向量,两个用户分别占用不同的传输时隙,自由度为4。由于Alamouti码字能实现全分集,将Alamouti码字按照Alamouti码字编码后得到的码

字仍然能实现全分集,即采用 TDMA 传输方案时分集增益为 16。从图 2、图 3 中可看出,TDMA 传输方案的可靠性优于其他两种方案,因为 TDMA 传输方案以传输效率的降低换取了可靠性的提高。这两种方案以分集增益的降低换取了自由度的提高,即以可靠性的降低换取了有效性的提高。从图中还可看出,所提方案的可靠性高于文献[10],因为两种方案的分集增益分别是 8 和 4,从而也验证了理论分析的正确性。

结束语 对于每个用户均配置 4 根天线的 X 信道,已有的基于空时编码和干扰对齐的干扰消除方案和所提方案都通过在码字引入零向量、对码字进行预编码以及接收端的线性处理和非线性处理消除了多用户干扰,而所提方案在保持相同自由度的情况下,提高了分集增益。此外,该干扰消除方案并非局限于 R2-STBC,若 X_i 和 Y_i 是其他形式的完美空时分组码,也可用类似的方法消除多用户干扰。

参 考 文 献

- [1] 田心记,倪水平,胡紫巍,等. MIMO-MAC 中改进的空时码传输方案 [J]. 北京邮电大学学报,2013,36(4):95-98
Tian Xin-ji, Ni Shui-ping, Hu Zi-wei, et al. Improved Space-Time Coded Transmission Scheme for MZMO-MAC [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2013, 36(4):95-98
- [2] Gesbert D, Shafi M, Shiu D. From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(3):281-302
- [3] 田心记,李亚. X 信道中新的空时码传输方案 [J]. 北京邮电大学学报,2014,31(7):99-102
Tian Xin-ji, Li Ya. New Space-Time Coded Transmission

- Scheme for X Channel [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2014, 31(7):99-102
- [4] Maddah-Ali M, Motahari A, Khandani A. Communication over MIMO X channels: Interference alignment, decomposition, and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(8):3457-3470
- [5] Shi L, Zhang W, Xia X G. Space-Time Block Code Designs for Two-User MIMO X Channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(9):3806-3815
- [6] Rao X B, Ruan L Z, Lan K N. CSI feedback reduction for mimo interference alignment [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(18):4428-4437
- [7] Xie B, Li Y, Minn H, et al. Adaptive interference alignment with CSI uncertainty [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(2):792-801
- [8] Li L B, Jafarkhani H, Jafar S A. When Alamouti codes meet interference alignment: transmission schemes for two-user X channel [C] // IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT). 2011:2577-2581
- [9] Li F, Jafarkhani H. Space-time processing for X channels using precoders [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(4):1849-1861
- [10] Ganesan A, Rajan B S. Interference alignment with diversity for the 2x2 X network with three antennas [C] // IEEE International Symposium on Information Theory. Honolulu, 2014: 1216-1220
- [11] Zaki A, Wang C, Rasmussen L K. Combining interference alignment and Alamouti codes for the 3-user mimo interference channel [C] // IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Shanghai, China, 2013:3563-3567

(上接第 116 页)

域内与区域间的消息传递。

结束语 基于 DTN 网络组成的无向图中,各部分的连通度差异会造成节点在某段时间内局限于某个区域的情况,本文提出一种基于区域划分的 DTN 网络路由算法。首先,本文使用随机实验的方法解决了网络无向图的区域划分问题,再使用估算以及更新定位信息的方式实现全局节点的区域定位判断,以此为依据,实现了消息路由策略。

性能和对比实验表明,本文的消息路由算法能实现较高的消息传输率,同时有效抑制了消息中转的数量。这对于 DTN 网络来说,不仅节约了存储资源,而且减少了消息中转所消耗的电能。

本文的算法属于部分先验知识算法,需要计算 DTN 网络无向图的区域划分,且节点在运动过程中要掌握自身所在的区域,但无需全局同步时钟。与其它先验知识算法相比,本文的先验知识主要是地理信息方面,在大多数应用领域中都可以得到满足,要求较低。后期研究工作可通过节点实时移动位置实现自主区域划分,以进一步减小对先验知识的依赖程度。

参 考 文 献

- [1] Ali A, Panda M, et al. Improving the transport performance in delay tolerant networks by random linear network coding and

- global acknowledgments [J]. Ad hoc Networks, 2013, 11(8): 2567-2587
- [2] Su Jin-shu, Hu Qiao-lin, Zhao Bao-kang, et al. Routing Techniques on Delay/Disruption Tolerant Networks [J]. Journal of Software, 2010, 21(1):119-132
- [3] Doria L A, et al. Probabilistic routing in intermittently connected networks [J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2003, 7(3):19-20
- [4] Burgess J, Gallagher B, et al. MaxProp: Routing for Vehicle Based Disruption Tolerant Networks [C] // INFOCOM. 2006:1-11
- [5] Shi K. Semi-Probabilistic Routing in Intermittently Connected Mobile Ad Hoc Networks [J]. J. Inf. Sci. Eng., 2010, 26(5): 1677-1693
- [6] Soares V N G J, Rodrigues J J P C, Farahmand F. GeoSpray: A geographic routing protocol for vehicular delay-tolerant networks [J]. Information Fusion, 2014, 15:102-113
- [7] Keränen A, Ott J, Kärkkäinen T. The ONE simulator for DTN protocol evaluation [C] // Proceedings of the 2nd International Conference on Simulation Tools and Techniques. ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering), 2009:55
- [8] Sun Jian-zhi, Liu Nai-rui, Zhang Ying-xin, et al. Performance Analysis of Typical Routing Algorithm in Opportunistic Network [J]. Computer Engineering, 2011, 37(16):86-89