

DOI: 10.7652/xjtuxb201304004

采用随机酉矩阵调制的协作分集传输算法

张晓阳, 王磊, 李晓峰

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对分布式空时编码的最大比合并算法(MRC-DSTC)中处理矩阵存在零矩阵的问题,提出了采用随机酉矩阵调制的协作分集传输算法(RU-CD)。在中继节点,该算法首先利用随机生成的酉矩阵对中继节点各个天线上的接收信号进行处理,并通过正交扩频码序列将多个时隙的信号线性合并,随后再通过共轭处理使得中继发送的信号仅占用 2 个时隙传输;在目的节点,该算法可以利用复信号特性进行解码,实现发送信号实部和虚部的独立解码,因而降低了解码复杂度。仿真结果表明,在系统具有单中继节点以及 2 个中继节点条件下,RU-CD 算法分别比 MRC-DSTC 算法的误比特率降低了 3 dB 和 5 dB 左右。

关键词: 协作网络;分布式空时编码;最大比合并;随机酉矩阵

中图分类号: TN914.42 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)04-0017-05

A Cooperative Diversity Transmission Algorithm Using Random Unitary Matrix Modulation

ZHANG Xiaoyang, WANG Lei, LI Xiaofeng

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A cooperative diversity transmission scheme using random unitary matrix modulation (RU-CD) is presented to focus on the problem that the combination of maximum-ratio combining (MRC) and distributed space-time coding (MRC-DSTC) scheme has zero matrices in the processing matrix. The new scheme processes received signals at relay antennas by the random unitary matrix, and the orthogonal spreading codes are used to linearly combine the signals of the time-slots. Then the conjugate processing is performed so that the signals of the relay are transported in only two time-slots. The signals are decoded at destination nodes using the properties of the complex signals. The real and imaginary parts of the transmit signals are decoded independently such that the decoding complexity is reduced. Simulation results and comparisons with the MRC-DSTC scheme show that the bit error rate of the RU-CD scheme reduces about 3 dB and 5 dB, respectively, in the cases that there exist one or two relay nodes in the system.

Keywords: cooperative network; distributed space-time coding; maximum-ratio combining; random unitary matrix

在无线网络中利用多个节点互相协作通信的协作分集技术^[1-3],由于可以获得空间分集而有效提升系统性能,因此近年来获得了广泛关注^[4-6]。文献[7]提出的分布式空时编码(DSTC),采用

收稿日期: 2012-08-29。 作者简介: 张晓阳(1988—),女,硕士生;王磊(通信作者),女,博士,讲师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60902045);中芬国际合作资助项目(2010DFB10570);国家科技重大专项资助项目(2010ZX03003-004)。
网络出版时间: 2013-03-18 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130318.1139.001.html>

网络中中继节点无信道信息的协作设计方法,在每根中继天线处独立处理接收到的信号;文献[8]提出了在中继节点和目的节点无信道信息情况下的差分传输方案;文献[9]提出了基于 DSTC 的正交和准正交编码设计,该方案可以获得更好的误码性能并具有更低的解码复杂度。然而,在上述 DSTC 的编码方案中,由于每根中继天线都独立处理接收到的信息,因此在中继节点具有多根天线的情况下系统性能无法达到最优。为了解决这一问题,文献[10]提出的 DSTC 最大比合并(MRC-DSTC)算法是在中继节点利用信道信息对接收信号进行最大比合并,从而改善无线中继网络的性能,但是此方案依据正交设计理论来构造中继节点的处理矩阵,其中存在零矩阵,这使得中继节点没有对接收到的信号进行有效转发;此外,为了满足正交设计的条件,此方案还要求传输时隙数不小于中继天线数,这就使得传输时隙数受到中继天线数的限制。

针对现有的 MRC-DSTC 算法的缺陷,本文提出了采用随机酉矩阵调制的协作分集传输算法(RU-CD)。该算法的思想是在中继节点利用随机生成的酉矩阵对中继节点各个天线上的信号进行转发,从而克服了 MRC-DSTC 中处理矩阵为零的不足。由于酉矩阵维数的限制,采用随机酉矩阵对中继节点接收到的信号和其共轭形式进行合并处理后的信号将具有较大的帧长,因此本文采用了正交扩频码序列对多个时隙内的转发信号进行合并,使得中继节点发送的信号仅占用 2 个时隙来传输,从而克服了 MRC-DSTC 中对传输时隙数的限制。此外,在目的节点对 2 个时隙内的接收信号进行适当处理还可以实现发送信号实部和虚部的独立解码,有效降低了原方案的解码复杂度。

1 系统模型

考虑一个具有单根天线的源节点 S、目的节点 D 以及配置 K 根天线的中继节点 R 的协作通信系统。源节点到中继节点以及中继节点到目的节点的信道分别用 $K \times 1$ 维向量 $\mathbf{f}$ 和 $\mathbf{g}$ 表示,且所有信道为独立瑞利慢衰落信道。假设中继节点已知 $\mathbf{f}$,目的节点已知 $\mathbf{g}$ 和 $\mathbf{f}$ 的 F 范数 $\|\mathbf{f}\|_F$ 。在系统中,源节点向目的节点传输信息需要 2 个阶段来完成,每个阶段占用 T 个时隙。在第 1 阶段,源节点发送 $T \times 1$ 维单位能量信号向量 $(P_1 T)^{1/2} \mathbf{s}$ (其中 P_1 为源节点发送每个符号的平均功率),则中继节点接收的信号为

$$[\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_K] = (P_1 T)^{1/2} \mathbf{s} \mathbf{f}^T + [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_K] \quad (1)$$

式中: $\mathbf{r}_i$ 表示中继节点第 i 根天线上接收到的信号; $\mathbf{f}^T$ 为向量 $\mathbf{f}$ 的转置; $\mathbf{v}_i$ 为加性高斯白噪声(AWGN)。中继节点利用已知的信道状态信息 $\mathbf{f}$ 对 K 根天线上的接收信号 $\mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_K$ 作最大比合并^[10],得到 $\bar{\mathbf{r}} \triangleq [1/(\|\mathbf{f}\|_F)] [\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_K] \mathbf{f}$, $\bar{\mathbf{r}}$ 为对向量 $\mathbf{f}$ 取共轭。联合式(1)得到中继节点接收信号为

$$\mathbf{r} = (P_1 T)^{1/2} \|\mathbf{f}\|_F \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (2)$$

式中:噪声项 $\mathbf{v} = [1/(\|\mathbf{f}\|_F)] [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_K] \mathbf{f}$ 。在第 2 阶段,每个中继将其待转发的信号 $\mathbf{t}_i$ 设计成关于 $\mathbf{r}$ 和其共轭 $\bar{\mathbf{r}}$ 的线性函数,即 $\mathbf{t}_i = [P_2/(1 + P_1 \|\mathbf{f}\|_F^2)]^{1/2} \cdot (\mathbf{A}_i \mathbf{r} + \mathbf{B}_i \bar{\mathbf{r}})$,其中 P_2 为每个中继天线上的平均发送功率,再采用放大转发(AF)机制向目的节点进行转发,得到目的节点的接收信号为

$$\mathbf{x} = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_K] \mathbf{g} + \mathbf{z} \quad (3)$$

式中: $\mathbf{z}$ 是目的节点处的 AWGN。

在文献[10]的 MRC-DSTC 算法中,中继节点对信号进行 AF 转发时所采用的 $T \times T$ 维处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 是基于正交设计理论构造的,在每组 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 中,存在 $\mathbf{A}_i$ 或者 $\mathbf{B}_i$ 为零矩阵的情况,显然这样在中继节点处对信号 $\mathbf{r}$ 进行转发时是将 $\mathbf{r}$ 或者 $\bar{\mathbf{r}}$ 部分进行了置零,并没有对其进行有效地转发。此外,采用正交设计构造的处理矩阵还要求每个阶段的传输时隙数 T 不小于中继天线数,这也使得传输时隙数受到了中继天线数大小的限制。

2 RU-CD 算法

2.1 单个中继情况

本文利用随机酉矩阵对中继节点各个天线上的信号进行处理并转发,其中随机酉矩阵通过对随机向量作 Cayley 变换^[11]的方法生成,即首先用各元素都服从 $CN(0,1)$ 分布的 $L \times 1$ 维随机向量 $\boldsymbol{\gamma}$ 来生成 Hermitian 矩阵 $\mathbf{Q} = \boldsymbol{\gamma} \boldsymbol{\gamma}^H$, $L = TK$,再对矩阵 $\mathbf{Q}$ 作 Cayley 变换得到 $L \times L$ 维酉矩阵 $\mathbf{U} = (\mathbf{I}_L + \mathbf{jQ})^{-1} \cdot (\mathbf{I}_L + \mathbf{jQ})$ 。按照 Cayley 变换分别生成 2 个随机酉矩阵 $\mathbf{U}_A$ 和 $\mathbf{U}_B$,令 $\mathbf{U}_A = [\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_K]$, $\mathbf{U}_B = [\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2, \dots, \mathbf{B}_K]$,从 $\mathbf{U}_A$ 和 $\mathbf{U}_B$ 中按列分离出 $L \times T$ 维处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ ($i=1, 2, \dots, K$),再对式(2)中经过 MRC 合并的信号 $\mathbf{r}$ 和 $\bar{\mathbf{r}}$ 进行如下的处理,得到分别将在 2 个符号周期内发送的信号 $\mathbf{b}_i^{(1)}$ 和 $\mathbf{b}_i^{(2)}$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{b}_i^{(1)} &= \beta (\mathbf{A}_i \mathbf{r} + \mathbf{B}_i \bar{\mathbf{r}}) \\ \mathbf{b}_i^{(2)} &= \beta (\mathbf{A}_i \bar{\mathbf{r}} + \mathbf{B}_i \mathbf{r}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: $\beta = [P_2 / (1 + P_1 \| \mathbf{f} \|_{\text{F}}^2)]^{1/2}$ 。由于 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 的行数大于列数, 可以看到 $\mathbf{b}_i^{(1)}$ 和 $\mathbf{b}_i^{(2)}$ 为 $L \times 1$ 维信号, 且 $L > T$, 如果直接发送将会占用更多的时隙数。本文利用空时扩展(STS)的思想^[12], 分别对信号 $\mathbf{b}_i^{(1)}$ 和 $\mathbf{b}_i^{(2)}$ 的发送帧长进行压缩, 即生成 L 个归一化正交扩频码序列 $\mathbf{C}_{\text{STS}} = [\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_L]$, $\mathbf{c}_m$ 相互之间满足 $\mathbf{c}_m^H \mathbf{c}_n = \delta_{mn}$ ($m, n = 1, 2, \dots, L$), 利用该扩频码序列 $\mathbf{C}_{\text{STS}}$ 将 $\mathbf{b}_i^{(1)}$ 和 $\mathbf{b}_i^{(2)}$ 要在 L 个时隙转发的信号进行线性合并, 得到的信号为

$$\mathbf{d}_i^{(\tau)} = \mathbf{C}_{\text{STS}} \mathbf{b}_i^{(\tau)} = \sum_{m=1}^L \mathbf{c}_m \mathbf{b}_{im}^{(\tau)}, \quad \tau = 1, 2 \quad (5)$$

式中: $\mathbf{b}_{im}^{(\tau)}$ 表示信号向量 $\mathbf{b}_i^{(\tau)}$ 的第 m 个分量。可以看到, 信号 $\mathbf{d}_i^{(\tau)}$ 是以 $\mathbf{b}_{im}^{(\tau)}$ 为加权系数对正交扩频码序列进行线性组合后的信号, 只占用一个符号周期。这样, 可以将 $\mathbf{d}_i^{(1)}$ 和 $\mathbf{d}_i^{(2)}$ 分别从 2 个符号周期里进行转发, 在中继节点的第 i 个天线上形成如下的转发信号

$$\mathbf{t}_i = [\mathbf{d}_i^{(1)}, \mathbf{d}_i^{(2)}]^T = [\mathbf{C}_{\text{STS}} \mathbf{b}_i^{(1)}, \mathbf{C}_{\text{STS}} \mathbf{b}_i^{(2)}]^T \quad (6)$$

由于信道为慢衰落, 相同中继天线转发的信号在 2 个连续发送时隙内经过相同的信道衰落到达目的节点, 则由式(3)得到目的节点的接收信号为 $\mathbf{x} = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_K] \mathbf{g} + \mathbf{z}$ 。在目的节点首先对接收信号利用扩频序列 $\mathbf{C}_{\text{STS}}$ 进行解扩, 则可以得到对应 2 个时隙的接收信号分别为

$$\mathbf{x}_1 = \alpha \| \mathbf{f} \|_{\text{F}} \mathbf{S}_1 \mathbf{g} + \mathbf{w}_1 \quad (7)$$

$$\mathbf{x}_2 = \alpha \| \mathbf{f} \|_{\text{F}} \mathbf{S}_2 \mathbf{g} + \mathbf{w}_2 \quad (8)$$

式中: $\alpha = [P_1 P_2 T / (1 + P_1 \| \mathbf{f} \|_{\text{F}}^2)]^{1/2}$; $\mathbf{S}_1 = [\mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{s}}, \dots, \mathbf{A}_K \mathbf{s} + \mathbf{B}_K \bar{\mathbf{s}}]$, $\mathbf{S}_2 = [\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{s}} + \mathbf{B}_1 \mathbf{s}, \dots, \mathbf{A}_K \bar{\mathbf{s}} + \mathbf{B}_K \mathbf{s}]$ 为编码矩阵; $\mathbf{w}_1 = \beta [\mathbf{A}_1 \mathbf{v} + \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{v}}, \dots, \mathbf{A}_K \mathbf{v} + \mathbf{B}_K \bar{\mathbf{v}}] \mathbf{g} + \mathbf{z}_1$, $\mathbf{w}_2 = \beta [\mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{v}} + \mathbf{B}_1 \mathbf{v}, \dots, \mathbf{A}_K \bar{\mathbf{v}} + \mathbf{B}_K \mathbf{v}] \mathbf{g} + \mathbf{z}_2$ 为噪声矩阵, 其中 $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2$ 为两时隙目的节点叠加的 AWGN。

根据 2 个时隙对应的编码矩阵 $\mathbf{S}_1$ 和 $\mathbf{S}_2$ 的特征, 在目的节点, 可以对 2 个时隙的接收信号 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 进行如下的联合处理

$$\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2 = 2\alpha \| \mathbf{f} \|_{\text{F}} \sum_{i=1}^K (\mathbf{A}_i \mathbf{g}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{g}_i) \text{Re}(\mathbf{s}) + \mathbf{n}_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2 = 2\alpha \| \mathbf{f} \|_{\text{F}} \sum_{i=1}^K (\mathbf{A}_i \mathbf{g}_i - \mathbf{B}_i \mathbf{g}_i) \text{Im}(\mathbf{s}) + \mathbf{n}_2 \quad (10)$$

式中: $\mathbf{n}_1 = \mathbf{w}_1 + \mathbf{w}_2$; $\mathbf{n}_2 = \mathbf{w}_1 - \mathbf{w}_2$; $\text{Re}(\mathbf{s}), \text{Im}(\mathbf{s})$ 分别表示复数向量 $\mathbf{s}$ 的实部和虚部。由式(9)、(10)可以看出, 对接收信号进行上述联合处理后, 可以实现发送信号实部和虚部的独立解码。再分别以 $\mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2$ 和

$\mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2$ 为充分统计量做最大似然解码, 则可以分别解出发送信号的实部和虚部。假定 $T \times 1$ 维信号 $\mathbf{s}$ 中的每个符号都采用了 q PSK 映射, 则文献[10]中对 $\mathbf{s}$ 中的 T 个符号进行联合解码时将搜索的信号空间为 q^T , 而采用式(9)、(10)中的检测方法对 $\mathbf{s}$ 的实部和虚部进行独立解码将要搜索的信号空间为 $2(q/2)^T$, 可见, 上述解码方案有效降低了解码复杂度。

下文分别将 RU-CD 算法推广至系统中源节点和目的节点具有多个天线, 以及具有多个中继节点的情况。

2.2 源节点和目的节点具有多个天线的情况

考虑源节点具有 M 根发射天线、目的节点具有 N 根接收天线、单个中继的情况。记由源节点到中继节点的 $M \times K$ 维信道矩阵为 $\mathbf{F}$, 第 j 列用 $\mathbf{f}_j$ 表示; 由中继节点到目的节点的 $K \times N$ 维信道矩阵为 $\mathbf{G}$, 第 j 列用 $\mathbf{g}_j$ 表示。首先, 在源节点将 T 维信息 $\mathbf{s}$ 编码成 $T \times M$ 维正交空时码 $(P_1 T/M)^{1/2} \mathbf{D}_{\text{ST}}$ 从 M 根天线上发射出去, 在中继节点对接收信号按照空时编码的处理方法进行处理, 并将 K 个天线上的信号进行 MRC 合并, 得到信号 $\mathbf{r}$ (见文献[10]式(8))。随后, 采用提出的 RU-CD 算法对信号 $\mathbf{r}$ 按照式(4)作处理并进行转发, 此时对应的功率因子^[10] $\beta = [P_2 / (1 + P_1 \| \mathbf{F} \|_{\text{F}}^2 / M)]^{1/2}$, 之后的转发和解码过程与单个发送天线和单个接收天线的情况类似。当源节点和目的节点具有多根天线时, 天线数的增加使得目的节点接收到的信号, 即式(7)、(8)中信道矩阵 $\mathbf{f}$ 和 $\mathbf{g}$ 分别变为 $\mathbf{F}$ 和 $\mathbf{G}$, 解码时相应信道矩阵维数变化, 解码方法仍然不变, 且源节点和目的节点天线数的增加与中继节点处理矩阵的生成以及对中继节点接收信号的处理过程无关, 因而本文中的方案在源节点和目的节点具有多天线情况下仍然适用。

2.3 多个中继节点的情况

考虑源节点具有 M 根发射天线、目的节点具有 N 根接收天线、 R 个中继, 第 j 个中继的天线数为

$$R_j \text{ 的情况。中继节点的总天线数 } K = \sum_{j=1}^R R_j。记$$

由源节点到第 j 个中继节点的 $M \times R_j$ 维信道矩阵为 $\mathbf{F}_j$, 由第 j 个中继节点到目的节点的 $R_j \times N$ 维信道矩阵为 $\mathbf{G}_j$ 。在第 1 阶段, 源节点仍发送正交空时码 $(P_1 T/M)^{1/2} \mathbf{D}_{\text{ST}}$, 在中继节点处的处理方法与 2.1 和 2.2 节中相同。此时, 由于有 R 个中继, 因此针对每个中继节点分别产生 R 组随机矩阵 $\mathbf{U}_{A_j}$ 和 $\mathbf{U}_{B_j}$, 用于产生第 j ($j = 1, \dots, R$) 个中继节点的第 i ($i = 1, \dots, K$) 个天线上的处理转发矩阵 $\mathbf{A}_{ji}$ 和 $\mathbf{B}_{ji}$, 第 j 个中

继处的功率因子^[10]采用 $\beta = [P_2 / (1 + R_j P)]^{1/2}$, 其后的转发和解码过程与 2.1 和 2.2 节中的类似。当具有多个中继节点时, 由于每个中继节点独立生成随机酉矩阵并处理转发接收到的中继信号, 目的节点接收到的信号是多个中继节点发送信号的叠加, 即式(7)、(8)中信道矩阵 $\mathbf{f}$ 和 $\mathbf{g}$ 分别变为源节点到第 j 个中继节点以及第 j 个中继节点到目的节点的信道 $\mathbf{F}_j$ 和 $\mathbf{G}_j$ ($j=1, \dots, R$) 重新组成的信道矩阵, 解码时信道矩阵维数变化, 解码方式仍然不变。因此, 基于随机酉矩阵调制的分集传输算法在多个中继情况下仍然适用。

3 性能分析

本节通过分析成对错误概率 (PEP) 的上界来分析 RU-CD 方案的性能。目的节点在连续的 2 个时隙内的接收信号式(7)、(8)可以写为如下的等价形式

$$\mathbf{x} = \alpha \|\mathbf{f}\|_{\text{F}} \mathbf{C} \mathbf{g} + \mathbf{w} \quad (11)$$

式中: 等效接收信号 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2]^T$; 等效编码矩阵 $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \mathbf{s} + \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{s}}, \dots, \mathbf{A}_K \mathbf{s} + \mathbf{B}_K \bar{\mathbf{s}} \\ \mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{s}} + \mathbf{B}_1 \mathbf{s}, \dots, \mathbf{A}_K \bar{\mathbf{s}} + \mathbf{B}_K \mathbf{s} \end{bmatrix}$; 等效噪声 $\mathbf{w} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2]^T$ 。

为了计算本文算法的分集增益和编码增益, 记 $\mathbf{s}_k, \mathbf{s}_l$ 为 q -PSK 调制方式下源节点发送的不同向量, 其中 $k, l \in 1, 2, \dots, q^T$ 且 $k \neq l$; 记 $\Delta \mathbf{s} = \mathbf{s}_k - \mathbf{s}_l, \Delta \bar{\mathbf{s}} = \bar{\mathbf{s}}_k - \bar{\mathbf{s}}_l$ 为误差向量, 相应地, 记 $\mathbf{O}_i = \mathbf{A}_i \Delta \mathbf{s} + \mathbf{B}_i \Delta \bar{\mathbf{s}}, \mathbf{J}_i = \mathbf{A}_i \Delta \bar{\mathbf{s}} + \mathbf{B}_i \Delta \mathbf{s}$ ($i=1, 2, \dots, K$), 因而编码的误差矩阵可表示为 $\Delta \mathbf{C} = [[\mathbf{O}_1, \dots, \mathbf{O}_K]^T, [\mathbf{J}_1, \dots, \mathbf{J}_K]^T]^T$ 。由于 RU-CD 方案中的处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ ($i=1, 2, \dots, K$) 是从随机酉矩阵中分离出来的, 因而满足 $\mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i = 2\mathbf{I}_T$, 且根据酉矩阵子列的正交性, 有当 $i \neq j$ ($i, j \in 1, 2, \dots, K$) 时, $\mathbf{O}_i^H \mathbf{O}_j = \mathbf{0}, \mathbf{J}_i^H \mathbf{J}_j = \mathbf{0}$, 则本文算法中分布式空时码的误差相关矩阵为

$$(\Delta \mathbf{C})^H (\Delta \mathbf{C}) =$$

$$\begin{bmatrix} [\mathbf{O}_1, \dots, \mathbf{O}_K]^H, [\mathbf{J}_1, \dots, \mathbf{J}_K]^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\mathbf{O}_1, \dots, \mathbf{O}_K] \\ [\mathbf{J}_1, \dots, \mathbf{J}_K] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{O}_1^H \mathbf{O}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{O}_2^H \mathbf{O}_2 \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{O}_K^H \mathbf{O}_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{J}_1^H \mathbf{J}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{J}_2^H \mathbf{J}_2 \\ & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{J}_K^H \mathbf{J}_K \end{bmatrix} = 2 \text{diag}\{\Delta \mathbf{s}^H \mathbf{I}_T \Delta \mathbf{s} + \Delta \bar{\mathbf{s}}^H \mathbf{I}_T \Delta \bar{\mathbf{s}}, \dots,$$

$$\Delta \mathbf{s}^H \mathbf{I}_T \Delta \mathbf{s} + \Delta \bar{\mathbf{s}}^H \mathbf{I}_T \Delta \bar{\mathbf{s}}\} = 4 \|\Delta \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2 \mathbf{I}_K$$

可以得到本文算法中分布式空时码的误差相关矩阵的最小奇异值为 $\delta_{\min}^2 - \text{RU-CD} = 4 \|\Delta \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2$, 而在 MRC-DSTC 算法中的处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 是基于正交设计理论构造的, 在每组 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 中, 存在 $\mathbf{A}_i = \mathbf{0}_{T \times T}$ 或者 $\mathbf{B}_i = \mathbf{0}_{T \times T}$ 的情况, 且 $\mathbf{A}_i^H \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i = \mathbf{I}_T$, 因而 MRC-DSTC 算法中编码的误差相关矩阵的最小奇异值为 $\delta_{\min}^2 - \text{MRC-DSTC} = \|\Delta \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2$, 故可以得到 $\delta_{\min}^2 - \text{RU-CD} > \delta_{\min}^2 - \text{MRC-DSTC}$, 即本文算法可以获得更高的编码分集增益。由文献[7]中定理 1 的结论可以得到 PEP 上界与 $\delta_{\min}^2$ 的关系

$$P(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_l) \leq E_{(\mathbf{f}, \mathbf{g})} \exp \left[- \frac{P_1 P_2 T}{4 \left(1 + P_1 + P_2 \sum_{i=1}^R \|\mathbf{g}_i\|^2 \right)} \cdot \mathbf{H}^H (\Delta \mathbf{C})^H \Delta \mathbf{C} \mathbf{H} \right]$$

故有 $P(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_l)_{\text{RU-CD}} < P(\mathbf{s}_k \rightarrow \mathbf{s}_l)_{\text{MRC-DSTC}}$, 即 RU-CD 方案具有更小的 PEP 上界, 因而可以获得更好的误码性能。

从性能分析中可以看出, 性能改善来自两时隙重复发送的合并信号以及由随机酉矩阵生成得到的处理矩阵 $\mathbf{A}_i$ 和 $\mathbf{B}_i$ 是非零的。由于 MRC-DSTC 算法中的 $\mathbf{A}_i$ 或者 $\mathbf{B}_i$ 存在零矩阵, 使得合并转发信号不能有效转发所有接收到的信息, 而本文算法中的处理矩阵的设计可以弥补这一缺点, 因此本文算法可以有效改善系统的性能。

4 仿真结果

为了验证本文算法的有效性, 将 MRC-DSTC 算法以及本文提出的 RU-CD 算法进行了仿真, 给出了仿真结果并进行相应的分析。2 种算法均采用最优功率分配^[10], 所有的信道系数和噪声均为 0 均值、单位方差的独立复高斯变量; 发送信号采用 QPSK 的调制方式; 正交扩频过程采用扩频增益为 64 的 Hadamard 正交扩频码。

仿真场景 1 为: 系统中源节点、目的节点和中继节点均为 1 个, 其中源节点和目的节点均采用单根天线, 中继节点分别采用 2 根和 3 根天线。图 1 给出了 MRC-DSTC 算法和 RU-CD 算法的误码率曲线, 其中 MRC-DSTC 算法中中继节点处的处理矩阵采用 2 种构造方法: Alamouti 设计和随机码生成, 因而图中分别称为 MRC-DSTC Alamouti 设计和 MRC-DSTC 随机码算法。由图 1 可以看出: 在中继天线为 2 时, RU-CD 算法具有更好的误码性

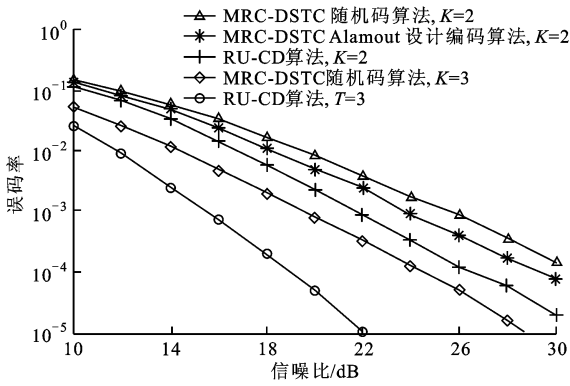


图 1 单中继具有 2 天线及 3 天线的网络中 2 类算法的性能比较

能;在误比特率为 10^{-3} 时,RU-CD 算法的误比特率性能比采用 MRC-DSTC 正交设计和随机码算法分别提高了 2 dB 和 6 dB。在仿真过程中,MRC-DSTC 随机码^[10]是以以下方式生成的:每次迭代仿真中,处理矩阵 A_i 和 B_i 是按照满足矩阵 $\begin{bmatrix} \text{Re}(A_i+B_i) & -\text{Im}(A_i-B_i) \\ \text{Im}(A_i+B_i) & \text{Re}(A_i-B_i) \end{bmatrix}$ 为正交矩阵的条件随机生成的,由于随机码算法中处理矩阵是按上述条件随机生成的,无法达到满分集增益,所以性能较差。在中继天线数为 3 时,采用 RU-CD 算法同样可以使得系统的分集增益增大,在误比特率为 10^{-4} 时,RU-CD 方案的误码性能比采用 MRC-DSTC 随机码算法提高了 10 dB。

仿真场景 2 为:系统中有单个源节点、2 个中继节点以及单个目的节点,其中源节点采用单天线,目的节点分别采用单天线和 2 根天线,每个中继节点均采用 2 根天线。图 2 给出了 MRC-DSTC 算法和 RU-CD 算法的误码率曲线。由图 2 可以看出,本文 RU-CD 算法的误码性能更好。在误码率为 10^{-3} 时,RU-CD 算法的误码率比 MRC-DSTC 算法分别提高了 6 dB 和 4 dB。

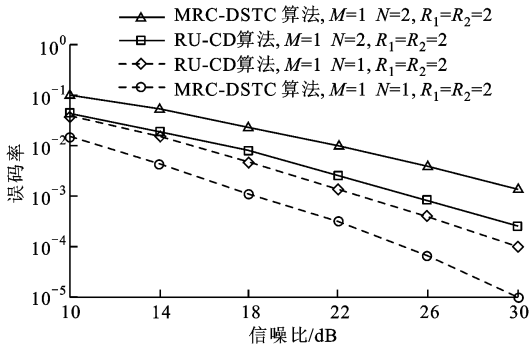


图 2 源节点具有单根发射天线、多个中继的网络中 2 种算法的性能比较

仿真场景 3 为:系统中源节点、目的节点和中继节点均为单个,其中源节点分别采用 2 根和 4 根天线,目的节点分别采用单根和 2 根天线,中继节点采用 2 根天线。图 3 中给出了 MRC-DSTC 和 RU-CD 算法的误码率曲线。当源节点具有 2 根天线、传输时隙数为 2 时,源节点将信号 s 映射成 2×2 维 Alamouti 设计的正交空时码 D_{ST} 。当源节点具有 4 根天线时,源节点发送的编码 D_{ST} 为 $T \times 4$ 维正交空时码 D_{ST} 。由图 3 可以看出,RU-CD 算法的误码性能更好。当误码率为 10^{-3} 时,RU-CD 算法的误码性能均优于相同天线数配置下的 MRC-DSTC 算法。

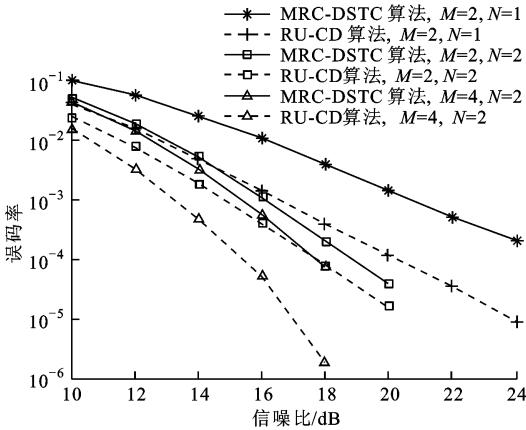


图 3 源节点目的节点具有多根发射天线、单中继网络中 2 种算法的性能比较

5 结 论

本文针对 MRC-DSTC 算法的处理矩阵中存在零矩阵的不足提出了新的改进算法,利用随机酉矩阵加正交扩频码处理信号的方案,使得信号在中继传输过程中仅利用 2 个时隙传输信息,并利用接收信号的复信号特点对解码方案进行了改进,降低了解码复杂度。理论分析以及仿真结果表明,本文提出的 RU-CD 算法可以提高编码增益,使系统具有更好的误码性能。

参考文献:

[1] ALABED S J, PAREDES J M, GERSHMAN A B. A simple distributed space-time coded strategy for two-way relay channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1260-1265.
[2] WANG Wenjin, JIN Shi, GAO Xiqi, et al. Power allocation strategies for distributed space-time codes in two-way Relay networks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(10): 5331-5339.

(下转第 34 页)